

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

TEK VE İKİ HIZLI
KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM
SİSTEMLERİNİN SİMÜLASYONU

Murat Doğan
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

GEBZE

2006

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

TEK VE İKİ HIZLI
KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM
SİSTEMLERİNİN SİMÜLASYONU

Murat Doğan
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

TEZ DANIŞMANI
Yrd.Doç.Dr. Oğuz KUCUR

GEBZE

2006

ÖZET

**TEZ BAŞLIĞI : Tek Ve İki Hızlı Kod Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerinin
Simülasyonu**

YAZAR ADI : Murat DOĞAN

Tez çalışmasının ilk kısmında tek hızlı Doğrudan-Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim (DD-KBÇE) sisteminin eşzamanlı, eşzamansız ve yaklaşık eşzamanlı durumlarının beyaz *Gauss* gürültüsü eklenen (BEGGEK) ve sönümlenmeli kanaldaki performans analizi incelenmiştir. Tezin ikinci kısmında ise iki hızlı DD-KBÇE sisteminin eşzamanlı, eşzamansız ve yaklaşık eşzamanlı durumlarının beyaz *Gauss* gürültüsü eklenen ve sönümlenmeli kanaldaki performans analizi ele alınmıştır. Çalışmanın son bölümde, simülasyon sonuçlarıyla teorik sonuçlar karşılaştırılarak yorum yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: KBÇE, BEGGEK, Sönümleme, Tırmık Alıcı, Eşzamanlı, Eşzamansız, Yaklaşık Eşzamanlı, Simülasyon

SUMMARY

THESIS TITLE : Single and Dual Rate Simulation of Code Division Multiple Access Systems

AUTHOR : Murat DOĞAN

This master thesis, firstly, studies on the performance of the synchronous, asynchronous and quasi-synchronous single rate Direct-Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) systems over an Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel with fading. Secondly, the thesis analyzes the performance of the synchronous, asynchronous and quasi-synchronous dual rate DS-CDMA systems over an AWGN channel with fading. Lastly, the simulation results are compared with the theoretical results which are derived from the referenced researches. The conclusion part of this work comments on the results of the comparison

Keywords: CDMA, AWGN, Fading, Rake Receiver, Synchronous, Asynchronous, Quasi-synchronous, Simulation

TEŞEKKÜR

Öncelikle bu çalışmanın hazırlanmasında bana her konuda yardımcı olan hocalarım, Yrd. Doç. Dr Oğuz Kucur'a, Yrd. Doç. Dr Serdar Süer Erdem'e teşekkür ederim. Ayrıca bu çalışmada fikir alışverişinde bulunduğum Arş. Gör. Volkan Kumbasar'a ve Arş. Gör. Selim Dilek'e, bilgisayarını ödünç veren Arş. Gör. Özgür Karacasu'ya, çeviriler ve öneriler konusunda yardımlarını esirgemeyen Aysel Uyar'a ve içten manevi desteklerini her zaman hissettiren aileme teşekkürü borç bilirim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	Sayfa
ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
TABLolar DİZİNİ	xvi
1. GİRİŞ	1
1.1. Konuyla İlgili Daha Önce Yapılmış Olan Çalışmalar	5
1.2. Çalışmanın Amacı ve Katkısı	5
1.3. Tezin Bölümleri	6
2. DOĞRUDAN DİZİLİ KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (DD-KBÇE)	7
2.1. DD-KBÇE Vericisi	8
2.1.1. Modülatör	9
2.2. Haberleşme Kanalı	11
2.2.1. Çok Yollu Sönümlemeli Kanal	11
2.2.1.1. Gölgeleme	13
2.2.1.2. Çok Yollu Rayleigh Sönümlemesi	14
2.2.1.3. Çok Yollu Gecikme Yayılımı	18
2.2.2. Haberleşme Kanalında Gürültü	20
2.2.2.1. Beyaz Gürültü	22
2.3. DD-KBÇE Alıcısı	24
2.3.1. Demodülatör	24
2.3.2. Tırmık Alıcı	27
2.3.3. Gürültüsüz ve Sönümlemesiz Kanalda Bir KBÇE Sisteminin Çalışma Prensibi	30
2.4. DD-KBÇE Sisteminin Performansı	35
2.5. Bit Hata Olasılığını Hesaplamak İçin Sayısal Yöntemler	40

2.5.1. Gauss Yaklaşımı	40
2.5.2. Geliştirilmiş Gauss Yaklaşımı	45
2.5.3. Geliştirilmiş Gauss Yaklaşımının Basitleştirilmiş İfadesi	46
3. YAYICI DİZİLER	49
3.1. Dizilerin İlişkileri	49
3.2. m -dizileri	50
3.3. Gold Dizileri	53
3.4. Kasami Dizileri	55
3.4.1. Küçük Küme	55
3.4.2. Büyük Küme	57
3.5. Hadamard - Walsh (Orthogonal) Kodlar	57
3.6. Değişken Uzunluklu Ortogonal Diziler	61
4. ÇOKLU HIZLI DD-KBÇE SİSTEMİ	63
4.1. İki Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE	64
4.1.1. İki Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE İçin Karar Verici	67
4.1.1.1. Düşük Hızlı Geleneksel Karar Verici	69
4.1.1.2. Yüksek Hızlı Geleneksel Karar Verici	70
4.1.2. İki Hızlı Eşzamansız DD-KBÇE	72
4.1.3. İki Hızlı Yaklaşık Eşzamanlı DD-KBÇE	74
5. SONUÇLAR	81
5.1. Giriş	81
5.2. Tek Hızlı DD-KBÇE Sisteminin Blok Diyagramı	81
5.2.1. BEGGEK'da Tek Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları	83
5.2.2. BEGGEK'da Tek Hızlı Eşzamansız DD-KBÇE Sonuçları	84
5.2.3. BEGGEK'da Tek Hızlı Yaklaşık Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları	87
5.2.4. Sönümlemeli kanalda Tek Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları	89
5.2.5. Sönümlemeli kanalda Tek Hızlı Yaklaşık Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları	92
5.3. İki Hızlı DD-KBÇE Sisteminin Blok Diyagramı	95
5.3.1. BEGGEK'da İki Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları	97
5.3.2. BEGGEK'da İki Hızlı Eşzamansız DD-KBÇE Sonuçları	98

5.3.3. BEGGEK’da İki Hızlı Yaklaşık Eşzamanlı DD-KBÇE	
Sonuçları	102
5.4. Gelecekte Yapılabilecek Çalışmalar	111
KAYNAKLAR	112
ÖZGEÇMİŞ	115

KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Kısaltma</u>	<u>Açıklama</u>
BEGGEK:	Beyaz <i>Gauss</i> Gürültüsü Eklenmiş Kanal
BHO:	Bit Hata Olasılığı
ÇEK:	Çoklu Erişim Karışımı
ÇT-KBÇE:	Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim
DD-KBÇE:	Dorudan Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim
FA:	Frekans Atlamalı
GY:	<i>Gauss</i> Yaklaşımı
GGY:	Geliştirilmiş <i>Gauss</i> Yaklaşımı
GGYBİ:	Geliştirilmiş <i>Gauss</i> Yaklaşımı için Basitleştirilmiş İfadesi
HFA-KBÇE:	Hızlı Frekans Atlamalı Kod Bölmeli Çoklu Erişim
SAK	Semboller Arası Karışım
İFKA:	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
İGO:	İşaretin Gürültüye Oranı
KBÇE:	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
KS:	Karşılıyıcı Süzgeç
RF	Radyo Frekansı
S/A:	Sayısal/Analog
SG:	Sahte Gürültü
YE-KBÇE:	Yaklaşık Eş Zamanlı Kod Bölmeli Çoklu Erişim
YFA-KBÇE:	Yavaş Frekans Atlamalı Kod Bölmeli Çoklu Erişim
YSÇE:	Yayılı Spektrum Çoklu Erişimi
ZA-KBÇE:	Zaman Atlamalı Kod Bölmeli Çoklu Erişim

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
1.1 Yayılı spektrum işaretini elde etmek için kullanılan modülasyon yöntemlerine ilişkin KBÇE tekniklerinin sınıflandırılması	3
2.1 Gürültüsüz kanalda iletim yapan basit bir DD-KBÇE sisteminin blok	8
2.2 İFKA kullanarak zaman domeninde modüle edilmiş işaret	9
2.3 İFKA modülatör	10
2.4 3 tane çok yollu işarete sahip çok yollu bir sönümlemeli kanal	12
2.5 Çok yollu radyo kanalı için ayırık zamanlı dürtü cevabı modeli	13
2.6 Duran dalga modeli.	16
2.7 Yayılma gecikmesinin bir örneği	20
2.8 BEGGEK eklenmesi	21
2.9 (a) GSY ve (b) Beyaz gürültünün öz ilişkisi	23
2.10 İFKA için ilişkilendirici demodülatörü	24
2.11 M kollu tırmık alıcı diyagramı	28
2.12 DD-YS çoklu erişiminin çalışma prensibini gösteren basit bir örnek.	30
2.13 $d_1(t)$ ve $d_2(t)$ temel bant, $c_1(t)$ ve $c_2(t)$ ortogonal kodlar ve $d_1(t)c_1(t)$ ve $d_2(t)c_2(t)$ yayılı mesajları için frekans spektrumu ve zamandaki dalga şekilleri	32
2.14 Vericideki işlem	33
2.15 Alıcıdaki işlemler	34
2.16 <i>Gauss</i> kanalda iletim yapan basit bir DD-KBÇE sisteminin blok	36
2.17 Gürültüsüz kanalda rastgele kodlar için ort. kullanıcı sayısına göre bit hata olasılığı	43
2.18 $N = 31, K = 2$ için $f_\psi(\psi)$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu	46
2.19 GY, GGY, GGYBİ	48
3.1 Geri beslemeli kayan bellek	51
3.2 NT_c periyodlu T_c chip süreli en büyük uzunluklu dizi için öz ilişki fonksiyonu	52
3.3 Gold kodunun üretilmesi	54
3.4 33 tane Gold dizisinin üretilmesi	54
3.5 Kasami dizilerinin üretilmesi	56

3.6 Değişken uzunluklu ortogonal kodların üretimi için kod ağacı (YF: Yayılma Faktörü)	62
4.1 Çoklu Hızlı ortam	64
4.2 $[0, T_1]$ zaman aralığında her bir grubun kullanıcılarından gelen mesajlar	65
4.3 İki hızlı DD-KBÇE sisteminin vericisi	67
4.4 İki hızlı DD-KBÇE sisteminin alıcısı	68
4.5 $K_1 = K_2 = 2$ için düşük hızlı karşılayıcı süzgeçin çalışma prensibi	70
4.6 $K_1 = K_2 = 2$ için yüksek hızlı karşılayıcı süzgeç'in çalışma prensibi	71
4.7 İstenen j 'inci kullanıcı R hızında iken karışım yapan iki farklı imza dizisinin gösterilmesi	74
4.8 $T_i > T_j$ durumu için karışımın gösterilmesi	75
4.9 $T_i < T_j$ durumu için karışımın gösterilmesi	76
5.1 BEGGEK'da alıcıda KS kullanıldığı DD-KBÇE sisteminin blok diyagramı	82
5.2 Eşzamanlı BEGGEK'da $N = 32$ uzunluklu Ortogonal Gold kullanılarak $K = 10$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO	83
5.3 Eşzamanlı BEGGEK'da $N = 32$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K = 10$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO	84
5.4 Eşzamansız BEGGEK'da $N = 31$ uzunluklu Gold ve rastgele kodlar kullanılarak $K = 3$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO	85
5.5 Eşzamansız BEGGEK'da $N = 31$ uzunluklu Gold ve rastgele kodlar kullanılarak $K = 33$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO	86
5.6 Eşzamansız BEGGEK'da $N = 511$ uzunluklu Gold kodları kullanılarak $K = 3, 6, 12$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO	86
5.7 Yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve $\Delta = [0, 0.5]$ için BHO	88
5.8 Yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 128$ kullanıcı ve $\Delta = [0, 0.5]$ için BHO	88
5.9 Yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 128$ kullanıcı ve $\Delta = [0, 0.75]$ için BHO	89
5.10 Eşzamanlı <i>Rayleigh</i> sönümlmeli kanalda $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 4$ için BHO	90

5.11 Eşzamanlı <i>Rayleigh</i> sönümlemeli kanalda $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ için BHO	91
5.12 Eşzamanlı <i>Rayleigh</i> sönümlemeli kanalda tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ yol gecikmeleri olmadığı durum için BHO	91
5.13 Eşzamanlı <i>Rayleigh</i> sönümlemeli kanalda tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0, 0.5]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO	93
5.14 Eşzamanlı <i>Rayleigh</i> sönümlemeli kanalda tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0, 1]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO	93
5.15 Yaklaşık eşzamanlı <i>Rayleigh</i> sönümlemeli kanalda $\Delta = [0, 1]$ tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0, 1]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO	94
5.16 Yaklaşık eşzamanlı <i>Rayleigh</i> sönümlemeli kanalda $\Delta = [0, 0.5]$ tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0, 0.75]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO	94
5.17 Yaklaşık eşzamanlı <i>Rayleigh</i> sönümlemeli kanalda $\Delta = [0, 0.25]$ tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0, 0.25]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO	95
5.18 BEGGEK’da KS kullanıldığı iki hızlı DD-KBÇE sisteminin blok diyagramı	96
5.19 İki hızlı eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 32$ ve $N_2 = 64$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 10$ için DD-KBÇE sisteminin BHO	97
5.20 İki hızlı eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$ ve $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ için DD-KBÇE sisteminin BHO	98
5.21 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 32$ $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 20$ kullanıcılı DD-KBÇE sisteminin BHO	99
5.22 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 32$ ve $N_2 = 64$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 20$ kullanıcılı DD-KBÇE sisteminin BHO	99
5.23 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 64$ $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 15$ kullanıcılı DD-KBÇE sisteminin BHO	100

5.24 İki hızlı eşzamansız BEGGEK'da $N_1 = 64$ ve $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 15$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO	100
5.25 İki hızlı eşzamansız BEGGEK'da $N_1 = 32$ ve $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO	101
5.26 İki hızlı eşzamansız BEGGEK'da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO	101
5.27 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 32$ kullanıcıli ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 1]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO	103
5.28 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 32$ kullanıcıli ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.75]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO	103
5.29 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 32$ kullanıcıli ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.5]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO	104
5.30 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 32$ kullanıcıli ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.25]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO	104
5.31 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ kullanıcıli ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.25]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO	105
5.32 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ kullanıcıli ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.75]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO	105
5.33 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ kullanıcıli ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.5]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO	106

- 5.34 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,1]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 106
- 5.35 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,1]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 107
- 5.36 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,0.75]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 107
- 5.37 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,0.5]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 108
- 5.38 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,0.25]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 108
- 5.39 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,0.25]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 109
- 5.40 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,0.50]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 109
- 5.41 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,0.75]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 110
- 5.42 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK'da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,1]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO 110

TABLO DİZİNİ

<u>Tablo</u>	<u>Sayfa</u>
3.1 Gold kodlarının 3 değerli karşı ilişki özellikleri	55

1. GİRİŞ

Haberleşmenin geçmişi tarihteki ilk medeniyetlere dayanmaktadır. İlk uzaktan iletişim denemesi 19. yüzyılın ortalarında Samuel Morse'un telgraf'ı icat etmesiyle yapılmıştır. Bu süreç 1875 yılında Alexander Graham Bell'in telefonu bulmasıyla haberleşme yeni bir boyut kazanmıştır. Daha sonra 1895 yılında Guglielmo Marconi tarafından radyonun icat edilmesi ile uzaktan iletişim için büyük bir ilerleme kaydedilmiştir. 1920'lere gelindiğinde kablolu telefonla artık ses iletimi oldukça yaygın hale gelmişti. Analog haberleşmeden sayısal haberleşmeye geçiş ise 1970'lerin sonlarında ortaya çıkmıştır. 20. yüzyılın sonlarında artık uydu, internet, hücresel sistemler kavramları gündemdedi.

Yayılı spektrum haberleşmesi ilk olarak askeri sistemlerde kullanılmıştır. Yayılı spektrumun en önemli özelliği, iletim bant genişliğinin bilgiyi iletmek için gerekli olan bant genişliğinden çok daha yüksek olmasıdır. Sahte rastgele kod, genellikle bilgi işaretini tahsis edilmiş frekans bant genişliğine yaymak için kullanılır.

Gezgin haberleşme sistemleri için tasarlanmış çoklu erişim sistemlerinde, geleneksel olarak Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (ZBÇE) ve Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FBÇE) teknikleri kullanılmaktaydı. FBÇE'de, tahsis edilmiş frekans spektrumu frekans aralıklarına bölünürken, ZBÇE'de zaman domenindeki iletim çerçevesi periyodik olarak zaman aralıklarına bölünür. Böylece frekans veya zaman domeninde her kullanıcı kendisine ait aralığı kullanır. Bu sayede kullanıcılar zaman ve frekans domeninde birbirlerine ortogonal olurlar.

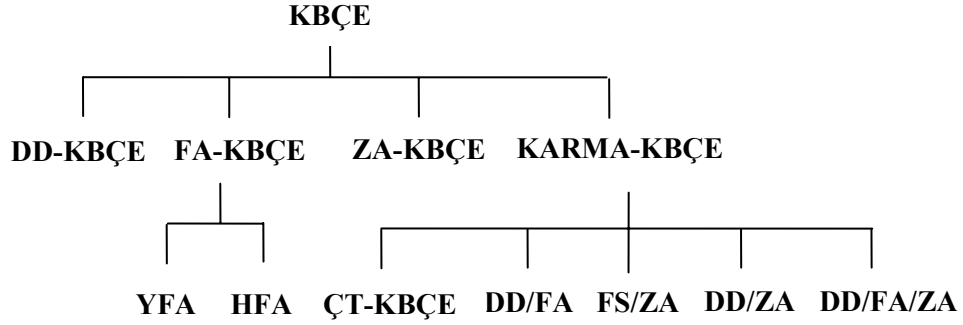
Sivil gezgin haberleşmede Kod Bölmeli Çoklu Erişim (KBÇE) tekniği ilk olarak *QUALCOMM* adlı bir şirket tarafından önerilmiştir ve KBÇE, daha sonra, North American *Interim Standard 95 (IS-95)* standardına dönüştürülmüştür.

KBÇE, çok sayıda kullanıcının aynı bant genişliğini kullanarak birbirlerinden farklı bilgileri aynı anda iletebilmesini sağlayan çoklu erişim tekniğidir. Bu teknikte,

her kullanıcıya, diğer bütün kullanıcıların kodlarına ortogonal olan bir sahte rastgele kod atanır. Bu yayıcı kod, çoklu erişim karışımını en aza indirgeyen uygun karşılıklı özelliklerine sahiptir. Bu kod, bilgi işaretinin üzerine bindirilerek, bilgi işaretinin diğer bütün kullanıcılara gürültüymüş gibi görünmesini sağlar. Sadece, hedef alıcıda sahte rasgele kodun bir kopyası bulunur. Alıcı, bu kodu kullanarak gönderilen bilgi işaretini elde eder. Böylece çok sayıda kullanıcı çok fazla çoklu erişim karışımı oluşturmadan aynı spektrumu paylaşabilir. Sadece hedef alıcı işareti çözebildiği için gönderilen işaretin gizliliği de sağlanmış olur. İletimden önce orjinal veri işaretinin bant genişliğini çok daha yüksek bir bant genişliğine yaydığı için bu koda, aynı zamanda, yayıcı kod da denir. Bu nedenle KBÇE terimi yerine Yayılı Spektrum Çoklu Erişim (YSÇE) terimi de kullanılabilir.

Aşağıdaki şekilde çeşitli KBÇE tekniği türlerinin sınıflandırılması gösterilmektedir. Bu teknikler, bilgi işaretini daha yüksek bir yayılmış işarete dönüştürme özellikleri bakımından birbirlerinden ayrılırlar. Doğrudan Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim (DD-KBÇE) tekniğinde, bilgi işaretini modüle etmek için bilgi işaretinden daha yüksek bant genişliğine sahip bir sahte rasgele kod dizisi kullanılır. Oluşan işaret, orijinal işaretin bant genişliğinden çok daha yüksek bant genişliğine sahiptir. Frekans Atlamalı KBÇE (FA-KBÇE) tekniğinde iletim bant genişliği frekans alt bantlarına bölünür. Her alt bandın bant genişliği bilgi işaretinin bant genişliğine eşittir. Daha sonra bir sahte rasgele kod dizisi kullanılarak bilgi işaretinin iletileceği alt bant seçilir. Bu alt bant koda bağlı olarak periyodik biçimde değişir. FA-KBÇE tekniğinin Yavaş Frekans Atlamalı (YFA) ve Hızlı Frekans Atlamalı (HFA) adında iki ayrı alt sınıfı vardır. HFA tekniğinde bir bilgi bitinin iletilmesi için kullanılan frekans alt bandı bit süresi boyunca defalarca değiştirilir. YFA tekniğinde ise alt bant çok sayıda bit iletildikten sonra değiştirilir. Zaman Atlamalı KBÇE (ZA-KBÇE) tekniği, bilgi işaretini çok kısa zaman aralıklarında iletir. Bu zaman aralıkları bant genişliğinin yüksek olmasını sağlar. Bir kullanıcının her bir zaman aralığının başlangıcı sahte rasgele bir kod tarafından belirlenir. Karma KBÇE (Hibrid KBÇE) daha önce açıklanmış tekniklerden iki veya daha fazlasını birleştiren teknikler grubundan oluşur. Bu Karma KBÇE tekniklerinden bir tanesi Çok Taşıyıcılı KBÇE (ÇT-KBÇE) tekniğidir. Bu tekniğin birbirinden farklı türleri vardır. Bu türlerin ortak özelliği, bir kullanıcının işaretini ya zaman ya da frekans domeninde yaymak için bir yayıcı kod kullanmalarıdır. Ayrıca diğer bir ortak

özellikleri de iletim için birden fazla taşıyıcı frekansı kullanmalarıdır. Bu tez çalışmasında sadece DD-KBÇE incelenecektir [HAN03].



Şekil 1.1 Yayılı spektrum işaretini elde etmek için kullanılan modülasyon yöntemlerine ilişkin KBÇE tekniklerinin sınıflandırılması

KBÇE daha önceleri kullanılmakta olan FBÇE ve ZBÇE tekniklerine göre bir takım avantaj ve dezavantajlara sahiptir. Eğer bu üç çoklu erişim tekniği *Gauss* kanalında incelenirse ve her kullanıcı birbirlerine tamamen ortogonal ise, her üç teknik de Shannon'un kanal kapasitesine göre birbirlerine denktirler. Ancak gezgin haberleşmede kullanılan kanallar ideal *Gauss* kanalından farklıdır. Bu üç erişim tekniğinin haberleşme kanalları üzerinde gösterdikleri performans farklıdır. KBÇE sistemlerinde FBÇE ve ZBÇE sistemlerine nazaran çok daha fazla çoklu erişim karışımı oluşur. Bunun nedeni kullanılan yayıcı kodların karşı ilişki özelliklerinin kusurlu olmasıdır. FBÇE ve ZBÇE sistemlerindeki kullanıcı işaretleri kullanılan frekans ve zaman aralıklarının ortogonal olması yüzünden birbirleriyle ortogondur. Ancak FBÇE ve ZBÇE, öncelikle, kullanılacak bant genişliğine bağlıdır. Dolayısıyla bant genişliği mümkün olduğunca verimli kullanılması gereken önemli bir kaynaktır. FBÇE ve ZBÇE tekniklerinin kapasiteleri bant genişliği ile sınırlıdır. Buna karşın KBÇE'in en büyük kısıtlaması karışımıdır. 2. nesil KBÇE sistemlerinde *QUALCOMM IS-95* standardı çoklu erişim karışımını bir gürültü olarak ele alır. Kullanıcıların yayıcı dizilerinin uzunluğunun ve ilgili kanal dürtü cevabının artması durumunda çoklu erişim karışımı azaltılabilir. Böylece kullanıcı kapasitesinde bir artış gözlenir.

Gezgin radyo kanallarının etkilerinden biri de çok yönlü yayılımdır. Çok yönlü yayılım, yayılma ortamında bulunan nesnelere çarparak işaretin saçılmasını ve

yansımaları ifade eder. Çok yollu kanal, yayılan kodlar arasındaki ortogonaliteyi bozar. Böylece kullanıcılar arasındaki karşı ilişkinin artmasına neden olur. İşaretin çok yollu kanaldan yayılması semboller arası karışım oluşmasına neden olur. Bu nedenle sistemin performansında bir azalma meydana gelir. Fakat KBÇE yöntemlerinin avantajı, çok yollu yayılımı artırarak birden çok farklı yol kazancı elde edilmesini sağlamasıdır. Çok yollu alıcılar sayesinde (bunlara *RAKE* (Tırmık) alıcı da denir) yayıcı kodların ilişki özelliklerinden faydalanarak çok yollu kazanç çeşitliliği sağlanabilir ve farklı yollardan gelen enerjiler aynı anda toplanabilir [HAN03].

Gezgin kanalın başka bir etkisi ise zamanla değişme, yani, sönmeme özelliğidir. Yayılım ortamında hareket eden gezgin kullanıcılar ve diğer nesnelere sönmemenin oluşmasına neden olurlar. Böylece alınan işaretin varyansı ciddi oranda artar ve bu da performansın azalmasına neden olur.

KBÇE sisteminin sağladığı bir başka önemli avantaj ise, her bir farklı kullanıcı için tek bir yayıcı kod kullanmak suretiyle gizliliği sağlayabilmesidir. KBÇE çok yollu sönmemeyi önlemek için bazı tekniklerden faydalanır. Bu tekniklerden birkaçı *multipath diversity combining, cell-site antenna combining, soft-handoff combining* olarak sıralanabilir [HAN03].

KBÇE tekniği, ayrıca, değişken bit iletim hızlarını destekleyebilir ve her kullanıcı için ayrı bir veri hızı seçebilmesini sağlar.

KBÇE sisteminin en önemli dezavantajlarından biri ise, yayılan kodlar arasındaki karşı ilişkinin çoklu erişim karışımına neden olmasıdır. Ayrıca, yayılan kodlar ideal biçimde birbirlerine ortogonal olacak şekilde tasarlanırsa dahi, geniş bantlı gezgin kanal, kodlar arasındaki bu ortogonaliteyi bozar. Bu sorunu gidermek için hata düzeltme kodlarından faydalanılır. KBÇE’ de kullanılan diğer karışım azaltma teknikleri, ses etkinliğine dayanan bit hızını kontrol etme ve hücreyi bölgelere ayırma yöntemleridir [YAN98].

Günümüzde KBÇE alıcıları üzerinde yapılan araştırmalarda ağırlıklı olarak çok kullanıcı karar verme yöntemleri üzerinde durulmaktadır. Bu araştırmalarda çoklu

erişim karışımını azaltmak için yayıcı dizileri ve kanal dürtü cevabının (impulse response) tahminleri kullanılarak daha fazla ne kadar bilgi elde edilebileceği üzerinde çalışılmaktadır. Kullanıcılar arasında alınan işaret güçleri gezgin radyo kanallarının zamanla değişme özelliğine bağlı olarak büyük oranda değişir. Bunun sonucunda “uzak - yakın” etkisi ortaya çıkar. Bu etki güçlü işaretlerin daha zayıf işaretleri bastırmasına neden olur. Bu nedenle alıcıya farklı kullanıcılardan gelen işaret güçlerinin birbirine yakın olmasını sağlayacak bir güç kontrolü yapılması gerekmektedir [HAN03].

Yukarıda KBÇE sistemine kısa bir giriş yapılmıştır. Çalışmanın bundan sonraki kısmında bu çoklu erişim tekniklerinden DD-KBÇE üzerinde durulacaktır.

1.1. Konuyla İlgili Daha Önce Yapılmış Olan Çalışmalar

DD-KBÇE sisteminin eşzamanlı, eşzamansız ve yaklaşık eşzamanlı durumlarının beyaz *Gauss* gürültüsü eklenen ve sönümlenmeli kanaldaki bit hata performansları ile ilgili daha önceden çıkarılmış teorik eğriler [LET95], [HOL92], [MOR89] makalelerinde ve [HAN03] kitabında mevcuttur. Ayrıca Yrd. Dç. Dr. Oğuz Kucur ve Arş. Gör. Selim Dilek, yapmış oldukları İki hızlı eşzamansız ve yaklaşık eşzamanlı DD-KBÇE sisteminde farklı yayıcı diziler kullanarak bir takım teorik sonuçlar elde etmişlerdir. Yapılan bu çalışmada, teorik olarak elde edilmiş bu sonuçlar bilgisayar ortamında MATLAB yardımıyla modellediğimiz sistemin simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca sistemin performansı üzerinde incelemeler yapılmıştır.

1.2. Çalışmanın Amacı ve Katkısı

Bu çalışmanın amacı; çeşitli yayıcı diziler kullanılarak beyaz *Gauss* gürültüsü eklenen sönümlenmeli kanaldaki tek ve iki hızlı eşzamanlı, eşzamansız ve yaklaşık eşzamanlı bir DD-KBÇE sisteminin performansı incelenecektir. Bu tez çalışmasında

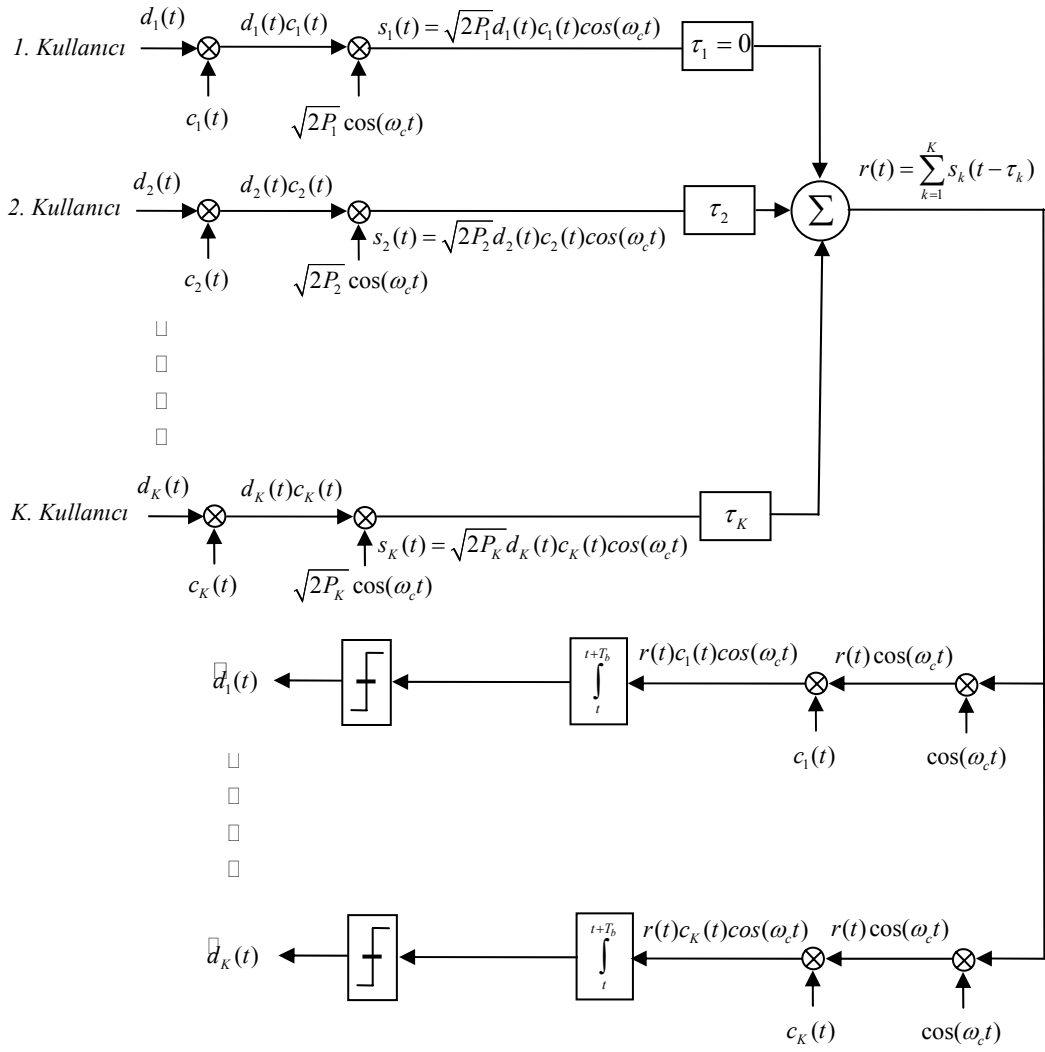
Matlab yardımıyla elde edilen bit hata olasılığı sonuçlarıyla referans kaynaklarda yer alan, aynı şartlar altında bulunan bit hata olasılığı sonuçlarının bir karşılaştırılması yapılmıştır.

1.3. Tezin Bölümleri

Birinci bölümde KBÇE sistemi genel hatlarıyla ele alınmıştır. *İkinci* bölümde tek hızlı bir DD-KBÇE sisteminin genel yapısı anlatılmaktadır. Burada kanala erişen kullanıcıların gecikmelerine bağlı olarak beyaz *Gauss* gürültüsü eklenmiş kanaldaki sistemin performansının nasıl değiştiği incelenmiştir. Ayrıca bit hata olasılığının hesaplanmasında kullanılan çeşitli yöntemlerden de bahsedilmektedir. Tezin *üçüncü* bölümünde ise KBÇE sisteminde kullanılan yayıcı kodların çeşitleri ve bunların özellikleri hakkında bilgi verilmektedir. *Dördüncü* bölümde de tek hızlı sisteme benzer olarak iki hızlı bir KBÇE sisteminin analizi yapılmaktadır. Burada yapılan analizlerde Yrd. Doç. Dr. Oğuz Kucur'un ve Araş Gör. Selim Dilek'in beyaz *Gauss* gürültüsü eklenmiş kanala farklı yayılma gecikmeleriyle erişen kullanıcılar için yapılan teorik bit hata olasılığı formülleri kullanılmıştır. *Beşinci* bölümde simülasyon sonucunda elde edilen sonuçlarla teorik olarak çıkarılan sonuçlar karşılaştırılarak tek ve iki hızlı beyaz *Gauss* gürültüsü eklenen bir KBÇE sisteminin kullanıcı gecikmelerine bağlı olarak performansları incelenmiştir. Ayrıca tek hızlı KBÇE sisteminin tırmık alıcı kullanılarak sönmülemeli kanaldaki performansı da incelenmiştir. Son olarak gelecekte bu sahada yapılabilecek çalışmalar hakkında önerilerde bulunulmuştur.

2. DOĞRUDAN DİZİLİ KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (DD-KBÇE)

Bu bölümde DD-KBÇE tekniğinin temel çalışma prensibi ele alınmıştır. Genel olması açısından gürültüsüz kanaldaki eşzamansız KBÇE sisteminin blok diyagramı Şekil 2.1’de gösterilmektedir. Bu DD-KBÇE sistemi, her bir kullanıcının kendi bitlerini iletmesi için K tane kullanıcıyı destekler. Bu kullanıcılar $k = 1, 2, \dots, K$ şeklinde ifade edilir. Burada kullanılan modülasyon tekniği, İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama’dır (İFKA). Herbir kullanıcının veri işareti $d_k(t)$ ile ifade edilir ve her bir kullanıcıya yayıcı kod dizisi olarak da bilinen ve $c_k(t)$ ile gösterilen tek bir sahte rastgele kod tahsis edilir. Genelde yayıcı kodlar ikili ve karmaşık olmak üzere iki sınıfa ayrılırlar. Bu çalışmada ikili kodlar kullanılmıştır. Her bir yayıcı dizi çip olarak adlandırılan N tane dürtüden meydana gelir [HAN03].



Şekil 2.1 Gürültüsüz kanalda iletim yapan basit bir DD-KBÇE sisteminin blok diyagramı. K tane kullanıcıdan gelen işaretler alıcıya farklı yayılma gecikmeleriyle ulaşırlar.

2.1. DD-KBÇE Vericisi

DD-KBÇE vericisi, ikili bilgi işaretinden yayılı bir spektrum işareti meydana getirir. Şekil 2.1'de k ' inci kullanıcının verici kısmında, ilk önce k ' inci kullanıcının her bir veri biti yayıcı kod dizisi ile çarpılır. Bu durum, bilgi işaretinin spektrumunun, tahsis edilmiş bant genişliğine yayılmasına neden olur. Daha sonra işaret iletilmeden önce kendi taşıyıcısıyla modüle edilir.

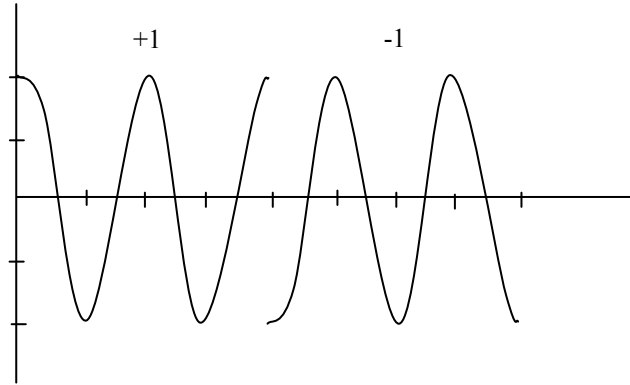
2.1.1. Modülör

Sayısal bit dizisinin iletilebilmesi için bir Radyo Frekans (RF) taşıyıcısı üzerine bindirilerek modüle edilmesi gerekir. Sonra bu modüle edilmiş işaret, bir elektromagnetik alan yayılımı ile boşluktan iletir. Verici +1 göndermek isterse, bunu pozitif bir kosinüs ile iletir. Eğer -1 göndermek isterse, bunu negatif bir kosinüs ile iletir. İFKA'nın analitik ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$+1: \quad d_k^{+1}(t) = \sqrt{\frac{2E_k}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 < t < T \quad (2.1)$$

$$-1: \quad d_k^{-1}(t) = \sqrt{\frac{2E_k}{T}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_k}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 < t < T$$

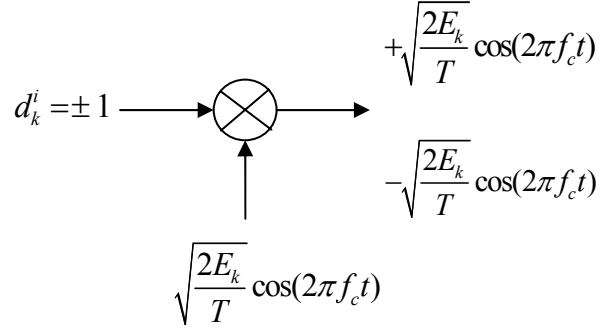
E_k , sembol başına enerjidir. T , her sembolün zaman aralığıdır. f_c , taşıyıcı işaretin frekansdır. K ise kullanıcı numarasını gösterir. İletilen bilgi +1 ise, $d_k^{+1}(t)$ modüle edilmiş işaret 0 fazındadır. Eğer iletilen bilgi -1 ise, $d_k^{-1}(t)$ modüle edilmiş işaretin fazı 180° (π)' dir. Aşağıdaki şekilde modüle edilmiş işaretlerin zaman domenindeki durumları gösterilmektedir [YAN98].



Şekil 2.2 İFKA kullanarak zaman domeninde modüle edilmiş işaret

İFKA modülörünün gerçekleştirilmesi oldukça kolaydır. Modülör, sadece bir çarpıcıdan ibarettir. Aşağıda İFKA modülörünün blok diyagramı gösterilmektedir. Modülörün girişinde veri sembolleri bulunur. Veri ya +1 ya da

-1 olabilir. Veri $\sqrt{2E_k/T}$ katsayısı ile ölçeklenmiş bir $\cos(2\pi f_c t)$ taşıyıcı frekansı ile çarpılır. Çarpıcının çıkışı, modüle edilmiş işarete karşılık gelir.



Şekil 2.3 İFKA modülatör

Bilgi işaretinin i ' inci bitinin ayrık olduğunu ve $d_k^i(t) \in \{\pm 1\}$ arasında değer aldığını kabul ediyoruz. Burada, k ' inci kullanıcının verici kısmında, ilk önce k ' inci kullanıcının her bir veri biti yayıcı kod dizisi ile çarpılır. Bu işlem, bilgi işaretinin spektrumunun, tahsis edilmiş bant genişliğine yayılmasına neden olur. Daha sonra işaret iletilmeden önce kendi taşıyıcısıyla modüle edilir.

k ' inci kullanıcının veri biti şu şekilde tanımlanır,

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_k^i p_T(t - iT) \quad (2.2)$$

Burada, d_k^i bağımsız olarak dağılmış rastgele bir değişkendir. $p_T(t)$ ise bitin dürtü şeklindedir. T , bit süresidir. Biz $p_T(t)$ ' nin bir dikdörtgen dürtü şekillendirici olduğunu farz ediyoruz. Bu durumda $p_T(t)$ ' yi aşağıdaki şekilde ifade ederiz.

$$p_T = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & t > T \end{cases} \quad (2.3)$$

$c_k(t)$, sahte rastgele gürültü dizisini gösterir.

$$c_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_k^i p_{T_c}(t - jT_c) \quad (2.4)$$

Burada c_k^i , k ' inci kullanıcıya tahsis edilmiş ayrık periyodik Sahte Gürültü (SG) dizisinin j ' inci çipidir ve c_k^i , T_c süreli $\{\pm 1\}$ değerlerini alır. Çip, $[0, T_c]$ zaman aralığıyla sınırlandırılmış bir p_{T_c} dürtü şekline sahiptir. Sonuçta iletilen işareti aşağıdaki gibi ifade edebiliriz [HAN03].

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{2E_k}{T}} d_k(t) c_k(t) \cos(2\pi f_c t) = \sqrt{2P_k} d_k(t) c_k(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.5)$$

2.2. Haberleşme Kanalı

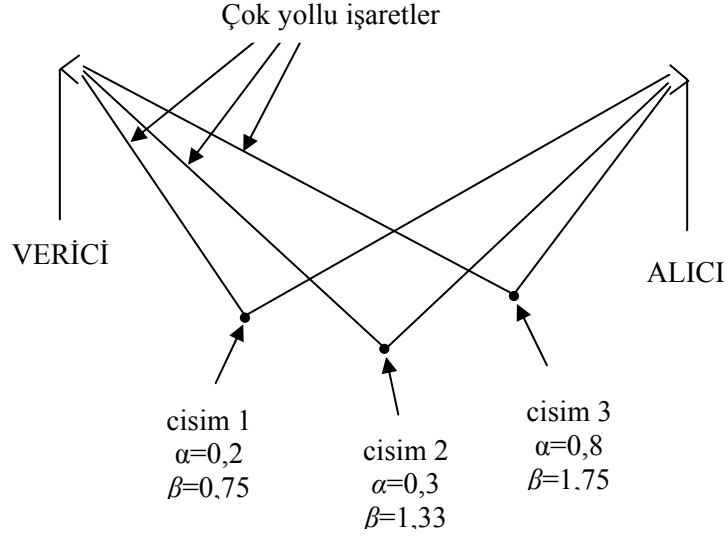
Haberleşme kanalı, beyaz *Gauss* gürültüsü eklenen (BEGGEK) çok yollu sönümlenmeli bir kanaldır. Gürültü bileşeni, alıcının giriş kısmına gelen çok yollu işaretlerin her birine hem genlik hem de faz olarak daha fazla zayıflama katarak etki ederken, kanal, ortamdaki geçen her bir çok yollu işarete genlik ve faz zayıflaması şeklinde daha az etki yapar.

2.2.1. Çok Yollu Sönümlenmeli Kanal

Haberleşme kanalı, iletilen radyo işaretinin alıcıya ulaşması için geçtiği ortamdır. Sönümlenmeli kanal, rastgele dağılımlı cisimlerin (dağ, tepe, bina, ağaç, köprü, ... vb) sayısına göre değişir. Her yol, farklı genlik ve faz kazançlarına sahiptir. Çok yollu işaretin her biri, yayılma esnasında bu cisimlerin herhangi birinden yansırken, genlik ve faz değerlerinde, ilgili cismin yansıma kazancına göre değişen oranda bir zayıflama olur. Bu kazanç değeri, çok yollu işaret ile cisim arasındaki etkileşimi ifade eder.

Cisimler, kanalda çok yolluluk sayısına göre rastgele dağılımlı olarak üretilir. Genelde, cismin genlik kazancı (α), $[0, 1]$ arasında değişir. Faz kazancı (β),

$(0, 2\pi)$ arasında değişir. Burada β değeri 0 ve 2π 'ye eşit değildir. Aşağıdaki şekilde, 3 tane çok yollu işarette sahip çok yollu bir sönümlenmeli kanal gösterilmiştir.



Şekil 2.4 3 tane çok yollu işarette sahip çok yollu bir sönümlenmeli kanal

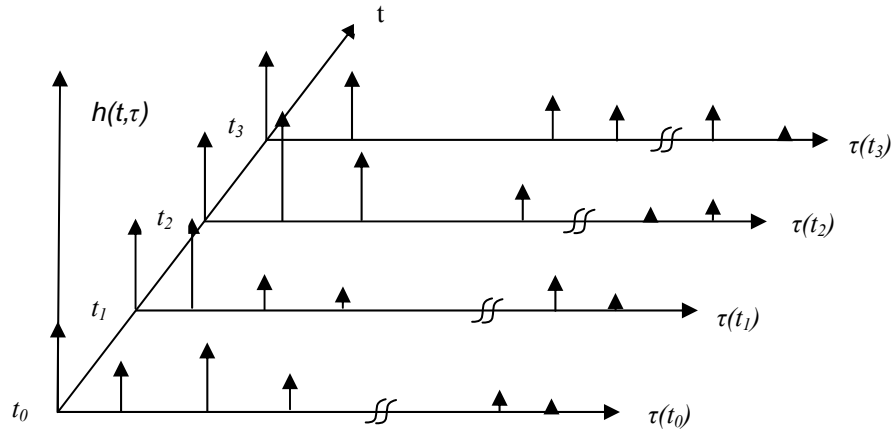
Kanal, dürtü cevabı zamanla değişen bir lineer süzgeç ile modellenebilir. Kanalın dürtü cevabı, kanalın iletilen radyo işaretinin genlik ve fazı üzerinde oluşturduğu etkileri ifade eder. Bu, gezgin haberleşme kanalı için en iyi modelledir.

Buradaki sönümlenme, gezgin radyo işaretindeki küçük ölçekli değişimleri ifade eder. Her iletilen işaret, çok sayıda yol ile gösterilir ve bu yolların her biri farklı yayılma gecikmelerine sahiptir. Dolayısıyla kanalın dürtü cevabı her yol için farklıdır. Kanal cevabı zamanla değişen olmasının yanında pratikte yayılma gecikmesine de bağlıdır. Bu yüzden kanal dürtü cevabı $h(t, \tau)$ olarak gösterilir. Burada t , belirli bir zaman anıdır. τ , t 'nin sabit bir değeri için çok yolluluk gecikmesidir. Sonuçta, çok yollu kanaldan alınan işaret, orijinal işaretin zayıflatılmış, zamanda geciktirilmiş ve fazı kaydırılmış biçimlerini içerir ve çok yollu kanalın temelbant dürtü cevabı aşağıdaki gibi yazılabilir [RAP02];

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t, \tau) \exp(j(2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau))) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.6)$$

$\alpha_i(t, \tau)$ ve $\tau_i(t)$, sırasıyla t zamanında i ' inci çok yollu bileşenin genlik ve gecikmesidir. $2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)$, i ' inci çok yollu bileşenin boş uzaydaki yayılması sebebiyle oluşan faz kaymasını gösterir. $\delta(\tau - \tau_i(t))$, t zaman anında τ gecikmeli i ' inci çok yollu bileşen için birim dürtü fonksiyonudur.

Aşağıdaki şekilde zamanla değişen ayrık zamanlı çok yollu sönümlenmeli kanalın kanal cevabına bir örnek gösterilmektedir.



Şekil 2.5 Çok yollu radyo kanalı için ayrık zamanlı dürtü cevabı modeli

Her çok yollu bileşenin çıkış işareti daima orijinal işaret ile çok yollu kanalın $h(t, \tau)$ kanal dürtü cevabı konvol edilerek hesaplanabilir.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)h(t, \tau)d\tau = x(t) \otimes h(t, \tau) \quad (2.7)$$

2.2.1.1. Gölgeleme

Doğrudan yoldaki işaretin gücü, vericiden alıcıya doğru hareket ederken diğerlerine nazaran yavaş olarak azalır. Fakat, alıcı hareket ediyorken, işaret yolunu kısmen engelleyen nesnelere (ağaç, bina, hareket eden kamyonlar...), işaret gücünün ara sıra düşmesine neden olurlar. Güçteki bu azalma, taşıyıcının birçok dalga boylarını meydana getirir ve buna yavaş sönümlenme (slow fading) adı verilir. Yavaş

sönümlenme, genellikle ortalama güçlü ve standart sapmalı *log-normal* dağılımı ile modellenir. *Log-normal* dağılımının, güç değişiminin olasılık dağılım fonksiyonu $10^{\xi/10}$ şeklindedir. ξ , m ortalamalı ve σ standart sapmalı *Gauss* rastgele değişkeni veya *normal* bir dağılımı ifade eder. Hücresel ortamdaki standart sapma 8 dB civarındadır. Baz istasyonundan mobile hareket ederken ortalama alınan güç yol kaybı yüzünden azalır. Yavaş sönümlemeyi gözümüzde canlandırmanın diğer bir yolu ortalama üstünde yavaş güçlü bir değişim olduğudur ve bu değişim *log-normal* olasılık dağılımı ile tanımlanabilir.

Alınan işaret, ağaç ve bina gibi birçok farklı nesneden yansiyarak gelen iletilen işaretin bir sonucudur. Her nesne, işareti zayıflatır ve en son alınan işaretin gücü bütün bu nesnelerin iletim çarpanları toplamıdır. Neticede, alınan işaretin logaritması, büyük sayılardaki iletilme çarpanlarının toplamına eşittir. Çarpanların sayısı büyük olduğunda merkezi limit teoremine göre dağılım *Gauss*'a yakınsar.

2.2.1.2. Çok Yollu Rayleigh Sönümlemesi

Gezgin alıcı, tamamen baz istasyonu vericisinin görüş alanının dışında olduğunda burada zaman değerleri söz konusudur. Yani alıcıya, görüş alanı yoluyla ulaşan işaret yolu olmadığıdır. Bu durumda, alınan işaretler, nesnelere gelen bir grup yansımada meydana gelir ve yansıyan yolların hiçbirisi diğer yansıyan yolların herhangi birine daha baskın değildir. Farklı yollarından yansıyan işaretler, muhtemelen farklı zamanlarda, farklı genliklerde ve farklı fazlarda ulaşır.

Hem teorik hem de deneysel olarak hareketli gezgin kullanıcı için alınan taşıyıcı işaretin zarfı *Rayleigh* dağılımlıdır. Dolayısıyla, sönümlenmenin bu çeşidi *Rayleigh* sönümlemesi olarak adlandırılır. Teorik model, farklı yönlerden gelen birçok yansımış işaret yollarının toplamını ifade eder. Bu toplam alınan işaret şu şekilde gösterilir.

$$r(t) = \sum_{n=1}^N R_n \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_{D,n} t) \quad (2.8)$$

Burada alınan işaret N tane yansıyan işaretlerinin toplamı şeklindedir. Her yansıyan yol, R_n genliğine sahiptir ve f_c , taşıyıcı frekansı ifade eder. Gezgin kullanıcı hareket halindeyken, her yansıyan işaretin $f_{D,n}$ frekans kayması, *Doppler* etkisi yüzündendir. İşaret gezgin kullanıcının hareket yönüne paralel yönde hareket ediyorsa, *Doppler* frekans kayması meydana gelir.

$$f_{D,n} = \frac{v}{\lambda} \quad (2.9)$$

v , gezgin kullanıcının hızıdır. Alınan işaretin aynı ve döndürülmüş gösterimi ise şöyledir:

$$r(t) = R_I(t) \cos(2\pi ft) + R_Q(t) \sin(2\pi ft) \quad (2.10)$$

Burada aynı ve döndürülmüş faz bileşenleri sırasıyla,

$$R_I(t) = \sum_{n=1}^N R_n \cos(2\pi f_{D,n}t) \quad (2.11)$$

$$R_Q(t) = \sum_{n=1}^N R_n \sin(2\pi f_{D,n}t) \quad (2.12)$$

$R_I(t)$ ve $R_Q(t)$, bağımsız ve aynen dağılımlı (independent and identically-distributed) rastgele değişkenlerdir. Dolayısıyla, N büyükse, $R_I(t)$ ve $R_Q(t)$, sıfır ortalamalı *Gauss* rastgele değişkenleri olur. İşaretin zarfı $R(t)$ şeklinde bir *Rayleigh* dağılımına sahip olur.

$$R(t) = \sqrt{R_I^2(t) + R_Q^2(t)} \quad (2.13)$$

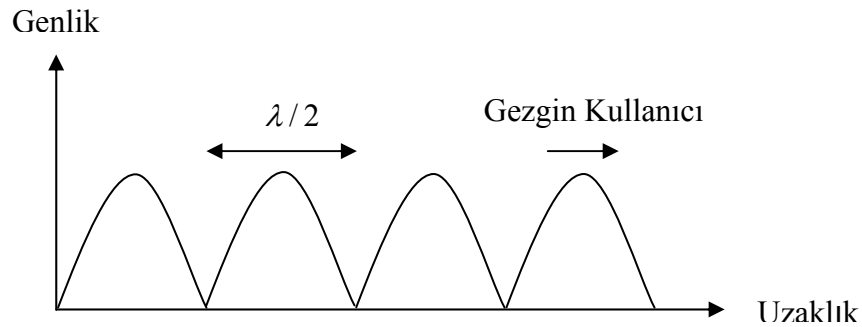
Rayleigh dağılımı aşağıdaki olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahiptir [YAN98].

$$p(R) = \frac{R}{\sigma} \cdot e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} \quad , 0 \leq R \quad (2.14)$$

$R < 0$ için $p(R) = 0$ olur. Bu sönümlenme çeşidini daha iyi anlamamanın yolu, bir baz istasyonunun sabit zarflı modülesiz bir taşıyıcıyı iletmesidir. Gezgin kullanıcıda alınan dalga şekli değişen bir zarfa sahiptir. Zarfin değişmesi, gezgin kullanıcının hızına bağlı olarak maksimum *Doppler* frekans kaymasıyla sınırlıdır [PRO01].

Burada olumlu ve olumsuz karışıma neden olabilen birden fazla farklı işaret yolu vardır. Kısmen bu sönümlenme gerçeğini açıklamak için diğer bir yol, olumlu ve olumsuz olarak baz istasyonu tarafından yayılan elektromagnetik dalgaların toplamıdır. Bu aslında bir duran dalga modelini anımsatır. Gezgin kullanıcı alan içerisinde hareket ederken, genlikteki arka arkaya düşmeler sönümlenme meydana getirir. Her sönümlenme arasındaki boşluk bırakma ve uzaklık, taşıyıcının frekansına bağlıdır. Gezgin kullanıcı alan içinde hareket ederken, alınan genlik ve fazdaki değişim hızı hem taşıyıcının frekansına hem de gezgin kullanıcının hızına bağlıdır. Gezgin bir ortam içerisinde, bu sönümlenmenin meydana getirdiği genlik değişimleri, 50 dB seviyesinde olabilmektedir. Çünkü sönümlenmenin bu çeşidi, çok hızlı bir şekilde meydana gelir. Bu sönümlenme çoğu zaman hızlı sönümlenme (fast fading) olarak adlandırılır.

Gezgin kullanıcı duran dalga modelinde hareket ederken her bir yarım dalga boyunda ($\lambda/2$) bir defa sönümlenmeye uğrar. Şekil 2.6' da gösterilen duran dalga modeli, 180° faz farkına sahip birbirine eşit güçlü iki dalganın toplamından elde edilir.



Şekil 2.6 Duran dalga modeli.

Örnek 2.1 :

PCS ile hücresele servisler arasındaki sönümlenme hızlarını karşılaştırın? Mobil kullanıcının hızı 90km/saat veya 25m/sn olarak alınacaktır.

Hücresele sistemin taşıyıcı frekansını yaklaşık olarak 900MHz, PCS sisteminin ise 1900MHz'dir. Bunların dalga boyları,

$$\lambda_{hücresele} = \frac{c}{f_{hücresele}} = \frac{3 \cdot 10^8}{900 \cdot 10^6} = 0,33m$$

$$\lambda_{PCS} = \frac{c}{f_{PCS}} = \frac{3 \cdot 10^8}{1900 \cdot 10^6} = 0,16m$$

Gezgin kullanıcının bir sönümlenmeden sonraki sönümlenmeye hareket ederken geçen süre ise şöyledir:

$$\Delta t_{hücresele} = \frac{(\lambda_{hücresele} / 2)}{v} = \frac{0,167m}{25m / s} = 6,667ms$$

$$\Delta t_{PCS} = \frac{(\lambda_{PCS} / 2)}{v} = \frac{0,079m}{25m / s} = 3,16ms$$

Dolayısıyla hücresele sistem için, her 6,67 ms'de bir veya 150 Hz' lik bir hızda, işaret gücünde önemli bir düşme veya sönümlenme görülmesi beklenir. PCS için, her 3,16 ms'de bir veya 317 Hz' lik bir hızda işaret sönümlenmeye maruz kalır. Bu iki durum için *Doppler* frekans kayması şöyledir:

$$f_{D,hücresele} = \frac{v}{\lambda_{hücresele}} = \frac{25m / s}{0,33m} = 75 \text{ Hz}$$

$$f_{D,PCS} = \frac{v}{\lambda_{PCS}} = \frac{25m / s}{0,16m} = 158 \text{ Hz}$$

2.2.1.3. Çok Yollu Gecikme Yayılımı

İşaretler alıcıya vericiden doğrudan veya nesnelere yansiyarak doğrudan olmayan şekilde ulaştığında çok yolluluk meydana gelir. İşaret yansımalarının miktarı, örneğin taşıyıcının frekansına, geliş açısına ve gelen dalganın polarizasyonuna bağlıdır. Çünkü yol uzunlukları, doğrudan yol ve yansıyan yol veya yollar arasında farklıdır. Farklı işaret yolları, farklı uzaklıklarda farklı zamanlarda alıcıya ulaşabilir. Şekil 2.7’ de bu olay gösterilmiştir. 0 zamanındaki ve diğer yansıyan yolların genlik değerleri dürtüleri şeklinde gösterilmiştir. Yaklaşık 1 km uzaklıktaki bir alıcı, bir dürtüler dizisini veya gecikme yayılımını çözmesi gerekir.

Zaman farkı (Δt), bir sembol periyodu ile karşılaştırıldığında önemli bir büyüklük ise, semboller arası karışım [SAK-intersymbol interference] meydana gelebilir. Diğer yandan, semboller, kendi sembol periyotlarından daha erken veya daha geç ulaşırlar. Sabit bir yol farkı ve belirli bir gecikme yayılımı için daha yüksek veri hızına sahip bir sistem, gecikme yayılımı yüzünden SAK’dan etkilenmesi daha muhtemeldir. Sabit veri hızlı bir sistem için, daha uzun yol farkına sahip (dolayısıyla daha yüksek gecikme yayılımı) bir yayılma ortamının, SAK’ ya neden olması daha muhtemeldir [YAN98].

Örnek 2.2:

Şekil 2.7’ de gösterilen gecikme yayılımı profili gezgin haberleşme sisteminde SAK’ a neden olacaktır. Veri hızı 270,83 Kbps olarak alındığında,

$$R_b = 270,83 \text{ Kbps}$$

$$T_b = \frac{1}{R_b} = \frac{1}{270,83 \cdot 10^3 \text{ bps}} = 3,69 \mu s$$

Bit periyodu, yukarıdaki şekilde gösterilen gecikmeyle yaklaşık olarak aynı olduğunda, SAK, her hangi bir denkleştirme (equalization) kullanılmadığı durumda meydana gelebilir.

Örnek:

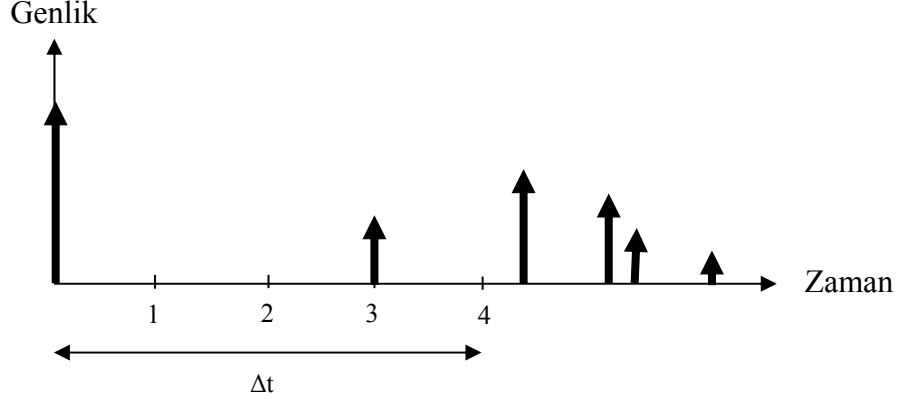
IS-95 KBÇE sisteminde kullanılan 1,2288 Mbps'lık veri hızı için,

$$R_b = 270,83 \text{ Kbps}$$

$$T_b = \frac{1}{R_b} = \frac{1}{1,2288 \cdot 10^6 \text{ bps}} = 0,81 \mu s \approx 1 \mu s$$

Gecikmenin, bit periyodundan çok daha fazla olduğu durumda, genellikle SAK meydana gelir. Fakat, bir *IS-95* KBÇE sistemi, işareti tekrar elde etmek için zaman farklılığının özel bir biçimini kullanır. Sistem farklı çok yollu bileşenleri yakalamak için bir Tırmık alıcı kullanır. Zaman referansı sağlanırsa, farklı çok yollu bileşenler, işaret zamanda farklı yansımalarla ayrıldığından ayrı ayrı tespit edilebilir. Alınan işaretin ayrı ayrı tespit edilmiş bileşenleri, aynı faza kilitlenir ve en son toplam alınan işareti ifade etmek için toplanır. Fakat *IS-95* KBÇE sistemi, 1 μs 'den daha düşük çok yollu bileşenleri ayrı ayrı çözemeyebilir veya tespit edemeyebilir. Örneğin New York'da ormanın oldukça yoğun olduğu bir ortamda, baz istasyonları birbirlerine çok yakındır ve her baz istasyonu düşük güçle çalışır. Çok yollu bileşenler çok az güçle 1 μs 'den daha kısa bir aralıkta ulaşabilirler. Bu durumda, *IS-95* KBÇE sistemi, bileşenleri çözemeyebilecektir ve kullanılabilir bir işaret vermek için bu bileşenlerin güçlerini toplayamayabilir. Bu, geniş bantlı KBÇE (GKBÇE) olarak adlandırılan yeni bir KBÇE sistemi sonucunu doğurur. GKBÇE, 5 Mbps'lık veri hızına sahiptir ve teorik olarak 0,2 μs 'lik parçalara sahip çok yollu bileşenleri çözebilir [YAN98].

Gecikme yayılımının etkisini frekans domeninde incelersek, zaman domenindeki gecikme yayılması, doğrudan frekans domeninde frekans seçici sönmülemeye (frequency-selective fading) dönüşür.



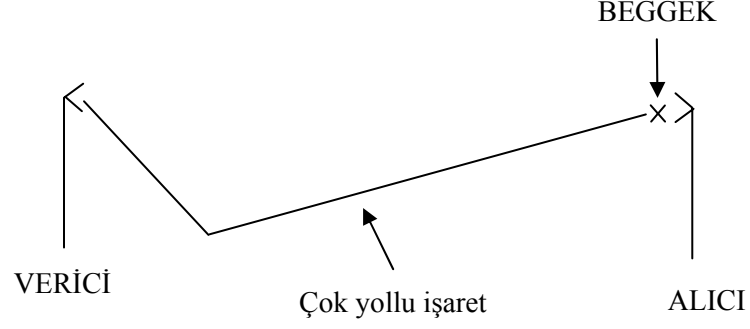
Şekil 2.7 Yayılma gecikmesinin bir örneği

2.2.2. Haberleşme Kanalında Gürültü

Tüm haberleşme kanallarında diğer radyo işaretlerinden kaynaklanan gürültüler bulunur. Bu gürültü renksiz (beyaz) veya renkli olabilir. Ayrıca iletilen kullanıcı işaretiyle farklı şekillerde etkileşimde bulunabilir. Örneğin bu etkileşim toplam, çarpım veya karmaşık biçimde olabilir. Haberleşme sisteminde, iletilen işaret, özellikle kanal içerisindeyken gürültüye maruz kalır.

Gürültü, haberleşme kanalı içerisinde bazı istenen işaretlerin sebep olduğu karışım olarak sınıflandırılabilir. Kanalda, gürültüyü meydana getirebilecek birçok potansiyel kaynak bulunduğu için gürültü seviyesi kontrol edilemez. Ancak haberleşme kanalındaki gürültünün yaklaşık güç seviyesi belirlenerek iletilen bilgi işaretinin güç seviyesi ayarlanabilir. Böylece haberleşme sisteminin bit hata olasılığı büyük oranda azaltılabilir.

BEGGEK, iletilen işarete, işaret alıcıya ulaştığı anda şekil 2.8'de gösterildiği gibi eklenir [HAY01].



Şekil 2.8 BEGGEK eklenmesi

Haberleşme sisteminde çok yollu işaretlerin her birine eklenen gürültü miktarı, simüle edilen haberleşme sisteminin İşaret/Gürültü oranına (İGO) bağlıdır. Bu nedenle, her çok yollu işarete eklenen BEGGEK'nin miktarını ayarlamak, işaret kanaldan geçtikten sonra alınan çok yollu işaret gücünü sınırladığından önemlidir.

Her bir yoldan alınan işaretin gücünü, 2 etken belirler. Bunlar;

- (1) Kanaldan yayılan çok yollu işaretin boş uzay yayılma yol kaybıdır.
- (2) Kanaldaki cisimlerin genlik kazançlarıdır.

Boş uzayda, çok yollu işaretin yol kaybını hesaplamak için aşağıdaki formül kullanılır [RAP02].

$$P_r = P_t \left[\frac{G_r G_t \lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (2.15)$$

Burada G_r ve G_t alıcı ve verici antenlerin kazançlarıdır. P_r ve P_t alınan ve iletilen işaret güçleridir. λ , çok yollu işaretin dalga boyudur. $P_t / 4\pi d^2$, $4\pi d^2$ 'lik alan içerisinde düzgün dağılmış güç akış yoğunluğudur. d , vericiden alıcıya ulaşan çok yollu işaretin kat ettiği mesafedir.

Bundan sonra, çok yollu işaretlerden alınan toplam işaret gücünü hesaplanması gerekir. Boş uzayın yayılma yol kaybından sonra, çok yollu işaretin her biri için alınan işaret gücü, cisimlerin genlik kazancı ile çarpılır. Her çok yollu işaret yansıma

sırasında cisimle etkileşime girdiğinden, cismin genlik kazancı çok yollu işaretin genliğinde bir genlik azalması yaratır. Bu yüzden, çok yollu işarette, kanalın toplam genlik cevabını şöyle ifade edebiliriz [RAP02].

$$P_r = \alpha P_t \left[\frac{G_t G_r \lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (2.16)$$

α , çok yollu işaretin üzerinden yansıdığı cismin genlik kazancıdır.

Her çok yollu işaret üzerine eklenen BEGGEK, İGO ile ayarlanır. Kanaldaki BEGGEK miktarı da aşağıda gösterilen şekilde hesaplanır.

İGO, işaret/gürültü oranını ifade eder.

$$IGO = P_r / P_n \quad (2.17)$$

P_r , alınan çok yollu işaretin gücüdür. P_n , BEGGEK gücüdür.

2.2.2.1. Beyaz Gürültü

Beyaz gürültü, haberleşme kanalında çoğunlukla bulunan bir gürültü çeşididir. Bu gürültünün diğer gürültü çeşitlerinden önemli bir farkı vardır. Bu fark, bu gürültünün Güç Spektral Yoğunluğunun (GSY) çalışma frekansından bağımsız olmasıdır. Yani gürültünün bütün frekans bandını sabit $N_0/2$ gücünde etkilmesidir. Burada kullanılan “Beyaz” kelimesi, bir anlamda, beyaz ışığın elektromagnetik radyasyon bandı içerisindeki diğer tüm görülebilir ışık frekanslarını içermesi özelliğinden dolayı kullanılmıştır. “*Gauss*” kelimesi ise, ortamda mevcut olan birçok rastgele gürültü bileşenin toplamı merkezi limit teorime göre *Gauss* yaklaşımını verdiği için bu isimle kullanılmaktadır. Matematikte, beyaz gürültünün GSY’sini, frekansın bir örnek fonksiyonu şeklinde şöyle ifade edilebilir [PRO01].

$$S_w(f) = N_0/2 \quad (2.18)$$

N_0 , hertz başına watt cinsinden gürültü gücünü gösterir. Bu gürültü çoğunlukla haberleşme sisteminde alıcı kısmın girişinde bulunur ve şöyle ifade edilir [HAY01].

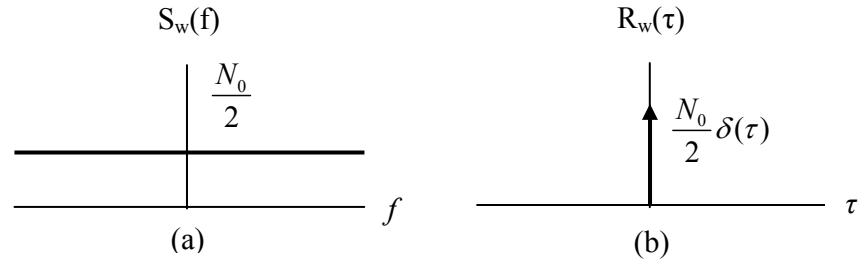
$$N_0 = kT_e \quad (2.19)$$

k , Boltman sabitidir ve T_e , alıcının gürültü sıcaklığı eşdeğeridir.

Eşdeğer gürültü sıcaklığı, yalnızca sistemin parametrelerine bağlıdır.

İşaretin öz ilişki fonksiyonu, matematiksel olarak GSY'nin ters *Fourier* dönüşümü olarak tanımlanır. Gürültü gücünün, $S_w(f)$ güç spektral yoğunluğu ve $R_w(\tau)$, öz ilişki fonksiyonu Şekil 2.9' da gösterilmiştir.

$$R_w(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (2.20)$$



Şekil 2.9 Beyaz gürültünün (a) GSY ve (b) öz ilişkisi

Yukarıdaki denklemden beyaz gürültünün $R_w(\tau)$ öz ilişki fonksiyonunun, $N_0/2$ katsayısının bir delta fonksiyonu ile çarpımına eşit olduğu görülmektedir. Burada, $t=0$ iken R_w değer alır. t ' nin 0' dan farklı değerleri için R_w , 0 değerini almaktadır. Bu yüzden beyaz gürültünün herhangi iki farklı zaman örneği için bu örnekler birbiriyle ilişkisiz olacaktır. Ayrıca, beyaz gürültü, *Gauss* ise bu *Gauss* gürültüsü istatistiksel olarak bağımsızdır ve tam bir rastgelelik özelliği gösterir.

BEGGEK, kullanıcı işareti ile temas haline gelirken, bu iki işaretin reel ve imajiner genlik bileşenleri birbiriyle toplanır ve böylece yeni bir işaret meydana gelir.

2.3. DD-KBÇE Alıcısı

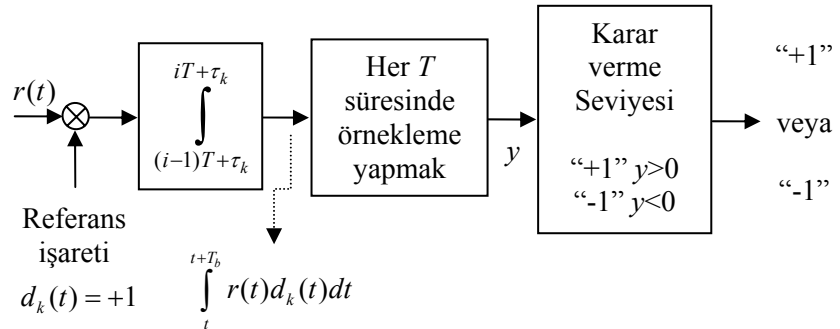
Alıcıda bütün K tane kullanıcının işaretlerinin toplamı alınacağı için alınan işaret şu şekilde olur [PRO01].

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) \quad (2.21)$$

τ_k , k ' inci kullanıcının alıcısına vericiden gelen yayılma gecikmesidir. Bu formül kanalda gürültü ve çok yolluluk sönmülemesi olmayan durum için geçerlidir.

2.3.1. Demodülatör

İFKA demodülatörünün bir uygulaması, karşılayıcı süzgeç (matched filter) yaklaşımıdır. Şekil 2.10'da İFKA demodülatör uygulamasının bir örneği gösterilmiştir. Alınan $r(t)$ işareti, orijinal olarak iletilmiş ya $+1$ ya da -1 olan $s_k^i(t)$ işareti ($i = \pm 1$) ve kanalın meydana getirdiği $n(t)$ gürültü işareti şeklinde 2 bileşene sahiptir. Alınan $r(t)$ işareti, referans $d_k(t) = +1$ işareti ile çarpılır. Çarpımdan elde edilen sonucun, T süreli bir bit periyodu boyunca integrali alınır [YAN98].



Şekil 2.10 İFKA için ilişkilendirici demodülatörü

Alınan işaret, istenen işaretin yanı sıra $K-1$ tane karışım yapan işaret de içerir. Alınan işareti temel banda indirgemek için istenen kullanıcının SG dizisiyle çarpılır ve bir bit periyodu boyunca integrali alınır. Dolayısıyla alıcı, istenen kullanıcının işaretini, gecikmiş ve fazı kaymış şekliyle alır [HAN02].

$$\hat{s}_k = \int_{iT+\tau_k}^{(i+1)T+\tau_k} r(t)c_k(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (2.22)$$

Yukarıdaki ifadede gürültüsüz ortamda $K=1$ için 1'inci kullanıcının orijinal bilgisini yeniden elde etmek amacıyla alınan işaret, 1'inci kullanıcının yayıcı kodunun senkronize edilmiş kopyasıyla çarpılarak daraltılır. Böylece 1'inci kullanıcının yayılmış işareti tekrar orijinal bant genişliğine daraltılır.

$$\hat{s}_1(t) = \sqrt{2P_1} d_1(t-\tau_1) c_1(t-\tau_1) c_1(t-\tau_1') \cos(\omega_c t + \theta') \quad (2.23)$$

τ_1' , gecikme tahminidir. $\theta' = -\omega_c \tau_1$ olarak gösterebiliriz.

İşareti demodüle etmek için bir taşıyıcı ile çarpıp bir ilişkilendiriciden geçirmek gerekir. Bu işlemler gerçekleştikten sonra ilişkilendiricinin çıkışı şöyle olur.

$$z_1 = \int_{t_1}^{t_1+T} \hat{s}_1(t) \cos(\omega_c t + \theta' + \varphi) dt \quad (2.24)$$

t_1 veri biti için başlangıç zamanıdır, T bir veri bitinin süresidir ve φ senkronizasyon faz hatasıdır.

Alıcıdaki yayıcı kodun vericideki işareti yaymak için kullanılan koda mükemmel bir şekilde senkronize olduğunu farz edersek, yani, $\tau_1 = \tau_1' = 0$ iken faz senkronizasyon hatası yok iken ($\varphi = 0$) için ilişkilendirici çıkışı, aşağıdaki gibi ifade edilebilir [HAN03].

$$z_1 = \int_{t_1}^{t_1+T} \sqrt{P_1} d_1(t) c_1^2(t) \cos^2(\omega_c t) dt = \frac{\sqrt{P_1}}{2} \int_{t_1}^{t_1+T} d_1(t) c_1^2(t) [\cos 2(\omega_c t) + 1] dt \quad (2.25)$$

Yüksek frekanslı terim bir periyod boyunca integrali 0 olacağı için

$$z_1 = \frac{\sqrt{P_1}}{2} \int_{t_1}^{t_1+T} d_1(t) c_1^2(t) dt \quad (2.26)$$

Burada zamanlama hatası olmadığı durum için $d_1(t)$, İFKA ile demodüle edilir. $d_1(t) = \pm 1$ ve $\int_0^T c_1^2(t) dt = T$ olur. Dolayısıyla karar verme işleminden sonra alınan işaret, aşağıdaki gibi olur:

$$z_1 = \pm \frac{A_1 T}{2} \quad (2.27)$$

Yukarıda ihmal edilen faz ve zamanlama senkronizasyonu işlemlere dâhil edilirse, elde edilen işaret şu şekilde olur.

$$\begin{aligned} z_1 &= \int_{t_1}^{t_1+T} \sqrt{P_1} d_1(t - \tau_1) c_1(t - \tau_1) c_1(t - \tau_1') \cos(\omega_c t + \theta') \cos(\omega_c t + \theta' + \varphi) dt \quad (2.28) \\ &= \int_{t_1}^{t_1+T} \frac{\sqrt{P_1}}{2} d_1(t - \tau_1) c_1(t - \tau_1) c_1(t - \tau_1') \cos(\varphi) dt \end{aligned}$$

Yüksek frekanslı terim $\frac{1}{2} \cos[2 \cos(\omega_c t + \theta') + \varphi]$ integrali alınca 0 olur.

$$z_1 = \frac{\sqrt{P_1}}{2} \cos(\varphi) \int_{t_1}^{t_1+T} c_1(t - \tau_1) c_1(t - \tau_1') dt = \pm \frac{\sqrt{P_1} T}{2} \cos(\varphi) R_{cc}(t - \tau') \quad (2.29)$$

$R_{cc}(t - \tau')$, yayıcı kodun öz ilişkisidir. $(\tau_1 - \tau') = 0$ ve $\varphi = 0$ olduğu zaman $|z_1|$, maksimum olur. Senkronizasyon hataları $|z_1|$ ' den daha düşük değere sahip olur. Böylece işaret/gürültü oranı düşer ve daha yüksek bit hataları ortaya çıkar. Yanlış

senkronizasyon olduğunda $\tau_1 \neq \tau'$ olur ve dolayısıyla $R_{cc}(\tau_1 - \tau')$ yüzünden öz ilişki katkısının yüksek değerleri nedeniyle düşük bit hata oranları elde edilir. Bundan dolayı, yayıcı kodlar düşük öz ilişki değerlerine sahip olacak şekilde dikkatlice tasarlanması gerekir.

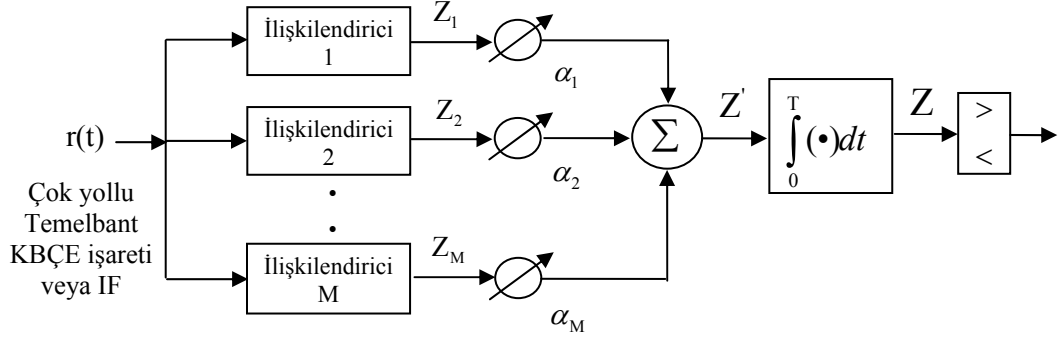
2.3.2. Tırmık Alıcı

KBÇE yayılı spektrum sistemlerinde çip hızı tipik olarak kanalın düz sönümlenmeli bant genişliğinden çok daha büyüktür. KBÇE yayıcı kodları arka arkaya gelen çipler arasında çok düşük ilişki sağlayacak şekilde seçilse bile gene de geleneksel modülasyon teknikleri birbirlerine yakın semboller arasındaki karışımı yok etmek için bir denkleştiriciye ihtiyaç duyar. Bu yüzden radyo kanalındaki gecikme yayılımı alıcıda iletilen işaretin birden fazla şekliyle alınır. Bu çok yollu bileşenler bir çiplik gecikmeden daha fazla gecikmeye sahip olurlarsa, bunları KBÇE alıcısı ilişkisiz gürültü olarak görür ve denkleştirme işlemine ihtiyaç olmaz. Yayılı spektrum işleme kazancı daralma işleminden sonra ilişkisiz gürültü önemsiz olur [RAP02].

Fakat çok yollu bileşenlerde yararlı bilgi olduğundan, KBÇE alıcıları alıcıda işaret/gürültü oranını iyileştirmek için orijinal işaret iletiminin zamanda gecikmiş biçimlerini toplayabilir. Bir tırmık alıcı, çok yollu işaretlerin her biri için ayrı bir ilişki alıcısı ile orijinal işaretin zamanda gecikmiş biçimlerini toplamaya çalışır. Her bir ilişki alıcısı mikro denetleyici yardımıyla önemli olan birkaç tane yolun zaman gecikmelerine ayarlanır. Tırmık alıcı M tane en güçlü çok yollu bileşenleri ayrı ayrı çözmek için birden fazla ilişkilendirici kullanır. Daha sonra her bir ilişkilendiricinin çıkışı iletilen işareti tek bir bileşenden elde edilenden daha iyi tahmin etmek için ağırlıklandırılır. Demodülasyon ve bit kararları M tane ilişkilendiricinin ağırlıklandırılmış çıkışına dayanır [RAP02].

Tırmık alıcı, aslında kanaldaki çok yolluluğun yarattığı bozucu etkileri ortadan kaldırmak için kullanılır. Pratikte kullanılan tırmık alıcı, 3 koldan toplama işlemi gerçekleştirir. Çünkü bu şekilde olması hem daha az maliyetli hem de çok yollu bir

ortamda alınan işaret kalitesi makul sınırlar içerisinde olur. Aşağıdaki şekilde bir tırmık alıcısının şeması gösterilmiştir.



Şekil 2.11 M kollu tırmık alıcı diyagramı

Bir tırmık alıcı tasarımında, teorik olarak alıcı, mümkün olduğunca çok kola sahip olması gerekir. Her bir kol, farklı gecikmelere sahip bir işareti alır. Dolayısıyla, birçok kola sahip tırmık alıcısı, daha iyi sonuç verir. Fakat üretim açısından daha maliyetli olduğundan bu iki unsur arasında bir tercih yapılması gerekmektedir.

Tırmık, 1950 yılında özellikle diğerlerinden farklı özellikler sergileyen bir alıcı olarak çok kullanıcı haberleşme sistemlerinde çok yolluluk etkisini dengeleyebilmek (equalize) için tasarlanmıştır. Tırmık ismi, içerdiği paralel ilişkilendirici blokları gerçekte bahçede kullanılan tırmığa benzemesinden dolayı kullanılır. Tırmık alıcı, haberleşme kanalında, kullanıcının bilgi işaretinde çok yolluluğa neden olmuş işaretleri belirleyerek ve bu işaretleri toplayarak çok yolluluk etkisiyle mücadele eder.

Tırmık alıcıda 3 ana işlem gerçekleştirilir.

1. Her bir ilişkilendirici, alınan işaretin farklı bir gecikmiş biçimini alır. Simülasyonda, 3 ilişkilendirici çıkışı, genlik ve faz ayarlayıcı ile gerçekleştirilir. Tırmık alıcının 3 ilişkilendiricisi, 3 tane en güçlü çok yollu işaretlerini alabilmeye ayarlıdır. İlişkilendirici çıkışlarına, bunların işaret güçlerine göre bir normalize edilmiş genlik değerleri atanır. Bu genlik değerleri $(0, 1]$ arasındadır. Bundan başka, tırmık alıcı, her bir

ilişkilendiricinin işaret çıkışı üzerindeki çok yollu sönümlmeli kanalın faz dürtü cevabının neden olduğu faz zayıflamasını iptal edebilir. Bu, kanal kestirimi ile 0'dan 2π 'ye değişen bir aralıkta uygun bir faz ayarlayıcı kullanılarak yapılır.

2. İlişkilendirici çıkışları, bunların işaret güçlerine göre normalize edilir. En güçlü yollar, bunların dışındaki diğer yolları bastırarak vurgulanır. Sonra tüm ilişkilendirici çıkışları *maksimal ratio combining* prensibi kullanılarak toplanır.
3. İlişkilendirici çıkışında, girişten gelen alınan işareti geçirmek için, ilişkilendirici, vericide kullanılan referans kısa uzunluklu SG dizilerini uygular. Böylece demodülasyon işlemi gerçekleştirilir.

Maksimal ratio combining çıkışı şu şekildedir [RAP02].

$$Z' = \sum_{m=1}^M \alpha_m Z_m \quad (2.30)$$

Burada α_m , normalize edilmiş genlik katsayılarıdır ve Z_1, Z_2, \dots, Z_M , M tane ilişkilendiricinin faz-ayarlamalı çıkışıdır. M ise tırmık alıcıdaki ilişkilendirici sayısıdır.

α_m katsayıları da aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$\alpha_m = \frac{Z_m^2}{\sum_{m=1}^M Z_m^2} \quad (2.31)$$

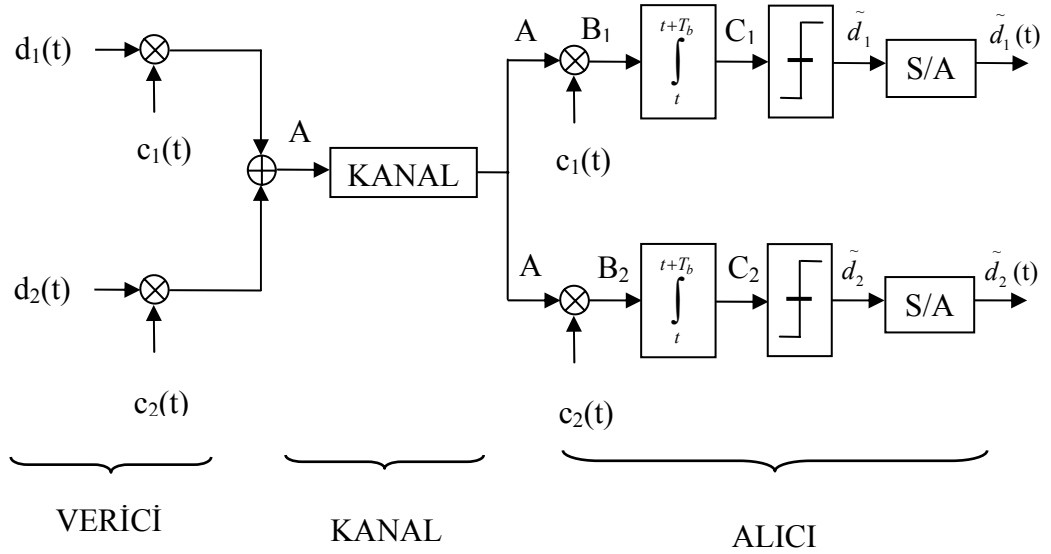
Burada ağırlıklandırma katsayılarını hesaplamak için birçok yol vardır. Fakat, çoklu erişim karışımı yüzünden güçlü çok yollu genliklere sahip tırmık alıcı, ilişki işleminden sonra güçlü çıkışları muhakkak sağlayamayacaktır. İlişkilendiricilerin gerçek çıkışlarını temel alan ağırlıklandırma katsayılarını seçerek, tırmık daha iyi bir performans gösterecektir [GRO00].

İlişkendirici fonksiyonu şu şekilde yazılabilir.

$$Z = \int_{t-\tau}^{t+\tau} r(t)c(t-\tau)dt \quad (2.32)$$

2.3.3. Gürültüsüz ve Sönümlemesiz Kanalda Bir KBÇE Sisteminin Çalışma Prensibi

Aşağıdaki şekilde gürültüsüz ve sönümlemesiz kanalda 2 kullanıcıli eş zamanlı bir DD-KBÇE şemasının yapısı gösterilmiştir. Bu sistemlerin sayısal haberleşme sisteminde sıkça kullanılmasına karşın, şekilde bunların sürekli zaman eşdeğerinin çalışması gösterilmiştir [YAN98].

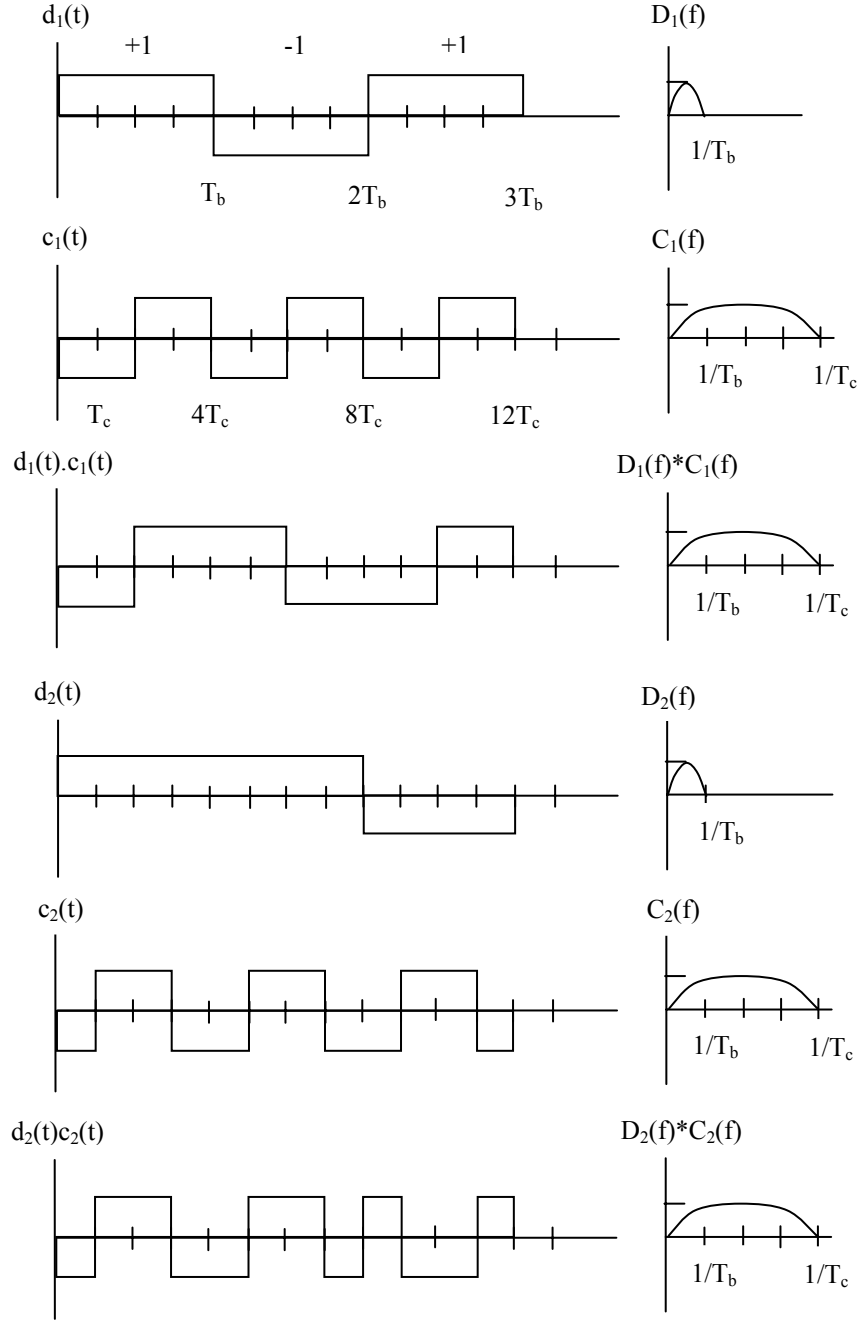


Şekil 2.12 DD-YS çoklu erişiminin çalışma prensibini gösteren basit bir örnek.

Şekil 2.12' de iki kullanıcı $d_1(t)$ ve $d_2(t)$ iki ayrı mesaj işaretlerini eş zamanlı olarak aynı zamanda aynı frekans bandı içerisinde aynı kanaldan gönderilir. $c_1(t)$ ve $c_2(t)$ ortogonal kodlarının kullanımıyla alıcı iki mesajı doğru bir şekilde yeniden elde eder.

İki kullanıcı aynı zamanda aynı frekans bandında eş zamanlı olarak iki ayrı $d_1(t)$ ve $d_2(t)$ mesajlarını iletiyorlar. Bu iki kullanıcı $c_1(t)$ ve $c_2(t)$ ortogonal kodlarının çarpımı ile birbirlerinden ayrılırlar. $d_1(t)$ mesajı $c_1(t)$ kodu ile ve $d_2(t)$ mesajı $c_2(t)$ kodu ile çarpılır. Bu çarpma işlemlerinden elde edilen sonuçlar bir toplayıcı ile birbirleriyle toplanırlar ve kanaldan iletilirler. Bu durumda, alıcıda bu kodların senkronizasyonunun sorunsuz olduğunu varsayıyoruz. Burada kanaldan gelen hataları ihmal edersek, alınan $\hat{d}_1(t)$ ve $\hat{d}_2(t)$ mesajları tamamen orijinal $d_1(t)$ ve $d_2(t)$ mesajlarına eşit olacaktır. Bu örnekte $d_1 = [+1, -1, +1]$ ve $d_2 = [+1, +1, -1]$ şeklinde 2 ayrı kod dizileri gönderiliyor.

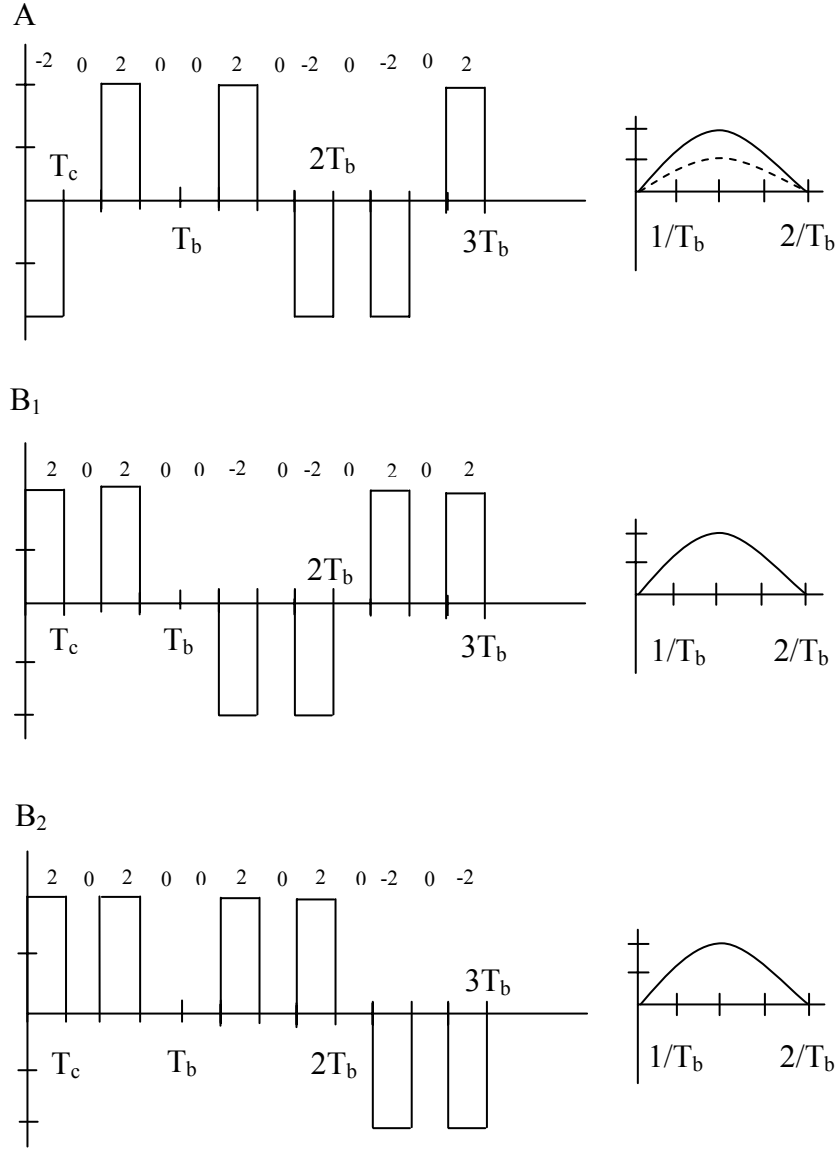
Şekil 2.13' de $d_1(t)$ ve $d_2(t)$ mesaj işaretlerinin $c_1(t)$ ve $c_2(t)$ ortogonal işaretlerinin ve $d_1(t)c_1(t)$ ve $d_2(t)c_2(t)$ yayılı mesaj işaretlerinin zaman ve frekans ekseninde gösterimleri mevcuttur. Rastgele sayısal dalga şeklinin band genişliği $1/T$ 'ye ayarlanmıştır. Burada T , rastgele sayısal dalga şeklinin bit süresidir. T_b , mesaj'ın saniye cinsinden bit süresidir. T_c , ortogonal kodun bit süresidir. Bu örnekte, ortogonal kodun chip hızı ($1/T_c$) bit hızından ($1/T_b$) 4 kat daha hızlıdır. Dolayısıyla, etkin bant genişliği faktörü burada 4'tür. Etkin band genişliği faktörü, işleme kazancı (processing gain) veya (W/R) olarak da adlandırılır. W , $1/T_c$ ve R , $1/T_b$ 'dir. Bu örnek için (W/R) , 4 veya 6dB'dir. Ortogonal kodlarla yayıldıktan sonra $d_1(t)c_1(t)$ ve $d_2(t)c_2(t)$ yayılı mesajları orijinal mesajdan daha büyük bir bant genişliğine sahip olur.



Şekil 2.13 $d_1(t)$ ve $d_2(t)$ temel bant, $c_1(t)$ ve $c_2(t)$ ortogonal kodlar ve $d_1(t)c_1(t)$ ve $d_2(t)c_2(t)$ yayılı mesajları için frekans spektrumu ve zamandaki dalga şekilleri

Şekli 2.14' de ise alıcının farklı noktalarında alınan dalga şekilleri gösterilmiştir. A noktasındaki işaret iki yayılı işaretin toplamıdır. A noktasının frekans spektrumunda iki ayrı işaret vardır. Karma spektrumdan gelen iki ayrı mesaj

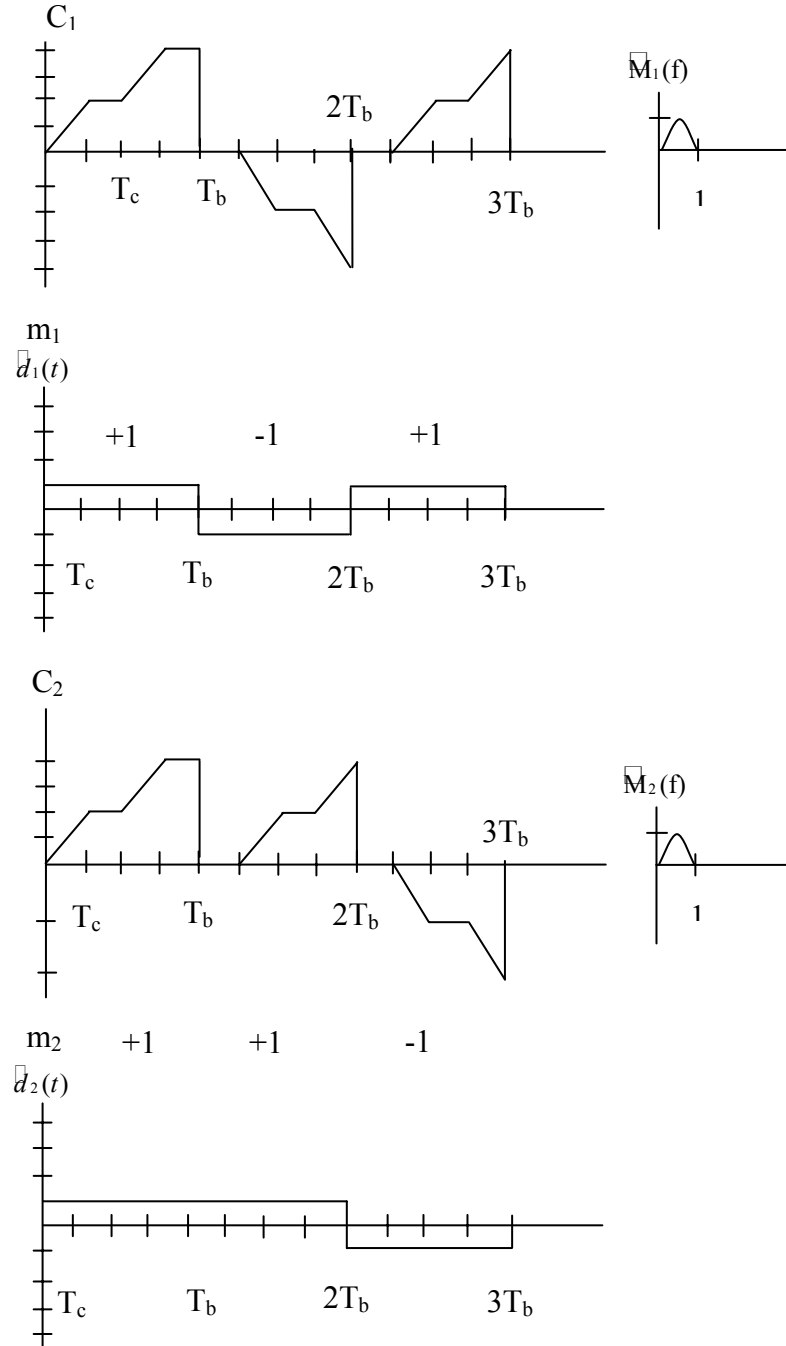
işaretini tekrar elde etmek için, A noktasındaki işaret bunlara ilişkin iki ortogonal kodla çarpılarak B_1 ve B_2 noktalarındaki işaretler elde edilir.



Şekil 2.14 Vericideki işlem

Şekil 2.14' te integral alıcının çıkışı C_1 ve C_2 noktadaki işaretlerle gösterilmiştir. C_1 ve C_2 noktalarındaki işaretler \hat{d}_1 ve \hat{d}_2 karar seviyeleri ile $\hat{d}_1(t)$ ve $\hat{d}_2(t)$ mesaj işaretlerinin yeniden elde edilmesini sağlar. İntegral alıcı, bir bitlik T_b süresi boyunca temel bant işaretinin gücünü toplar. İntegral alıcının çıkışı, 0'dan büyükse +1'e, 0'dan küçükse -1'e karar verilir. Sayısal/Analog dönüştürücü,

verilen karar değerlerini $\tilde{d}_1(t)$ ve $\tilde{d}_2(t)$ tekrar elde edilen mesaj değerlerine dönüştürür.



Şekil 2.15 Alıcıdaki işlemler

Bu örnek, yalnızca DD-KBÇE çoklu erişiminin temel özelliklerini sunar. DD-KBÇE teknikleri kullanılarak, birbirinden farklı kullanıcılar aynı zamanda, aynı frekans bandını kullanarak aynı kanal üzerinden iletilebilir ve mesajlar alıcıda

başarılı bir şekilde tekrar elde edilir. Fakat özellikle çok parametrelili gerçek bir gezgin haberleşme sistemi ortamı, DD-KBÇE çoklu erişim sisteminin performansını düşürür.

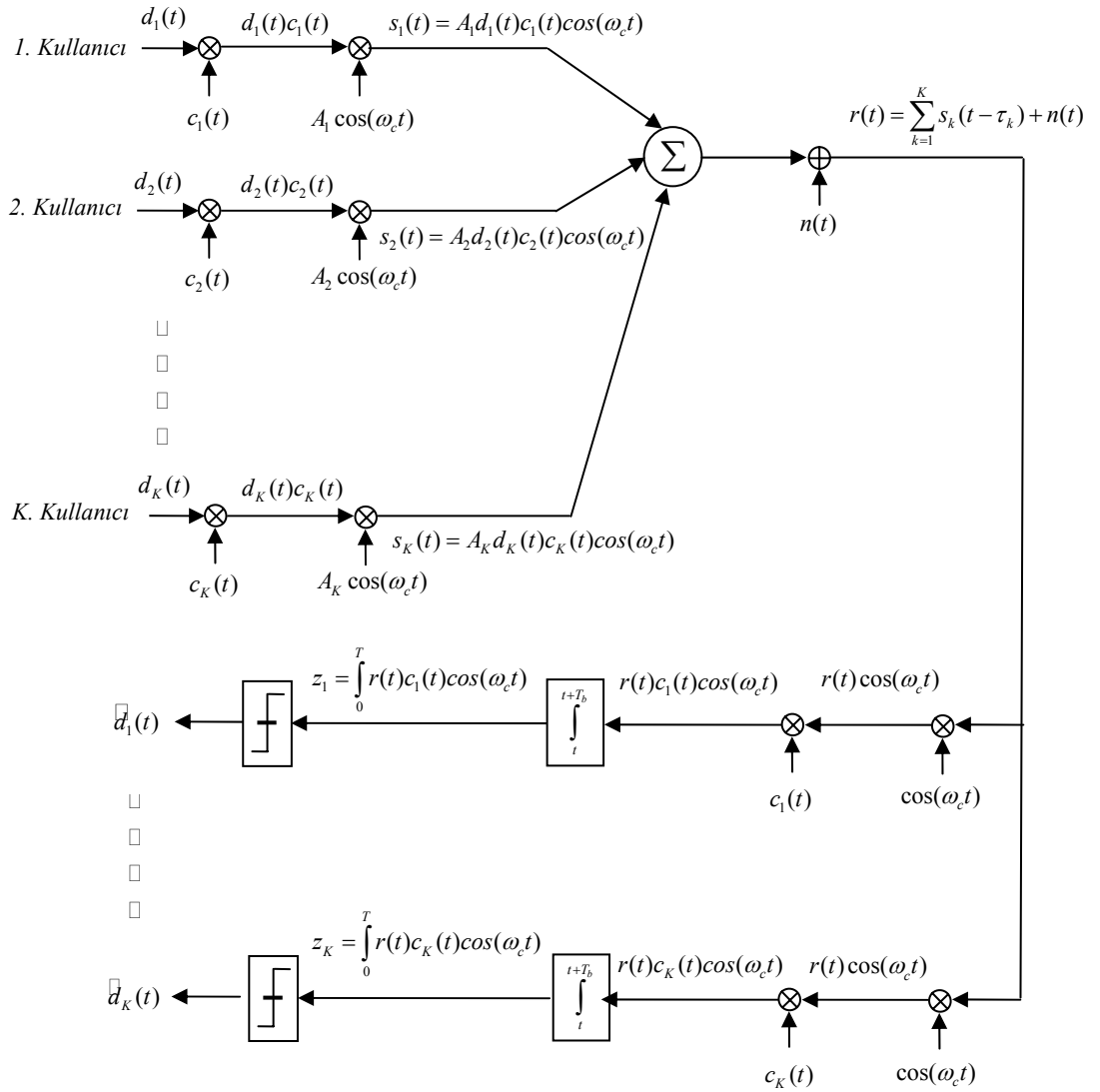
2.4. DD-KBÇE Sisteminin Performansı

Bu bölümde, İFKA modülasyonu kullanılarak DD-KBÇE sistemi için bir model ortaya konmaktadır ve bu modelin performansının teorik analizleri elde edilmektedir. Şekil 2.16' da gösterilen model, Şekil 2.1'de gösterilen modele benzemektedir. Tek fark gürültü işaretinin alınan işarete eklenmesidir. Bu modelden sistemin bit hata oranı performansı için bir ifade türetilir. Bu model altındaki şartlar aşağıdaki gibi gösterilebilir [ZIG04]:

- İFKA modülasyonu bilgi işareti için kullanılır. Taşıyıcı işaret ω_c frekansında ve $A_k = \sqrt{2P_k}$ genliğindedir. Burada P_k , işaretin ortalama gücüdür. Bu bit başına enerjiyi verir. $E_k = A_k^2 T$
- Kullanılan yayıcı kodun uzunluğu N ' dir.
- Her bir bilgi biti, T periyoduna sahiptir ve her bir çip de T_c periyoduna sahiptir. Bundan dolayı $T = NT_c$ olur.
- Bilgi işaretinin şekli dikdörtgen dürtüdür ve genliği ± 1 arasında bir değer alır. Her bir çipin dürtü şekli de dikdörtgendir ve genliği ± 1 arasında bir değer alır.
- Sistemdeki toplam kullanıcı sayısı K ile gösterilir ve her bir kullanıcı K indisi ile ifade edilir.
- Bütün K tane kullanıcı aynı bit hızında iletim yapar.

- Burada bütün kullanıcılar için mükemmel güç kontrolü vardır.
- Bu sistem tek bir hücrede çalışır.

K kullanıcılı doğrudan dizili bir yayılı spektrum sistemi aşağıdaki şekilde gösterilmektedir. Her bir kullanıcı T , ($T = NT_c$) süreli sembol süresi başına N çipden oluşan bir SG dizisine sahiptir [HAN02].



Şekil 2.16 Gauss kanalda iletim yapan basit bir DD-KBÇE sisteminin blok diyagramı. K tane kullanıcıdan gelen işaretler alıcıya farklı yayılma gecikmeleriyle ulaşırlar.

Burada bit hata olasılığı ifadesi, *Gauss* kanalı için elde edilmiştir. Bütün hatalar alıcıdaki sıfır ortalamalı BEGGEK ve $K-1$ tane kullanıcıdan gelen çoklu erişim karışımından meydana gelir. Bu işlemler analizleri oldukça basitleştirdiğinden temel bant seviyesinde gerçekleştirilir.

Gezgin radyo haberleşmesi olan KBÇE sisteminde de birçok kullanıcıdan gelen işaretler vericinin girişine ulaşır. İlişkilendirici, aynı kanalı paylaşan diğer bütün kullanıcılardan gelen işaretlerden istenen kullanıcıyı süzmek (filtrelemek) için kullanılır.

Yukarıdaki şekilde de gösterildiği üzere, ilişkilendirici girişine gelen işaret aşağıdaki gibidir.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (2.33)$$

$n(t)$, $N_0/2$ şeklinde iki taraflı güç spektral yoğunluğuna sahip *Gauss* gürültüsüdür. Yukarıdaki denklem kanalın düz ve yavaş sönümlenmeli ve ayrıca çok yöllü olmaması durumu için geçerlidir.

Alınan işaret, istenen kullanıcı ve $K-1$ tane istenmeyen kullanıcı içerir. Alıcıda elde edilen bu işaret kosinüslü terimle çarpılarak temelbanda indirgenir. Sonra da istenen kullanıcının SG dizisi ile çarpılır ve bir bit periyodu boyunca integrali alınır. Örneğin 1'inci kullanıcı için, alıcının 1'inci kullanıcıya fazının ve gecikmesinin senkronize edildiğini varsayarak ilişkilendirici çıkışı şöyle olur.

$$z_1 = \int_0^T r(t) c_1(t - \tau_1 - \tau') dt \quad (2.34)$$

1'inci kullanıcı için mükemmel senkronizasyon sağlandığında ve $\tau_1 = \tau' = 0$ olduğunda 1'inci kullanıcı için elde edilen işaret şu şekilde ifade edilebilir [RAP02]:

$$\begin{aligned}
z_1 &= \int_0^T r(t)c_1(t)dt \\
&= \int_0^T \left[A_1 d_1(t)c_1^2(t) + \sum_{k=2}^K A_k c_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) c_1(t) + n(t)c_1(t) \right] dt
\end{aligned} \tag{2.35}$$

Bu ifadeyi basitleştirecek olursak yeni denklem şöyle ifade edebilir:

$$z_1 = D_1 + I + \eta \tag{2.36}$$

D_1 , 1' inci kullanıcı tarafından iletilen bittir yani 1'inci kullanıcıdan gelen karar verme işlemi için istenen terimdir ve bu aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$D_1 = \int_0^T A_1 d_1(t)c_1^2(t)dt \tag{2.37}$$

$c_1^2(t) = 1$ ve $d_1(t) = \pm 1$ olduğu düşünülerek aşağıdaki terim elde edilir.

$$D_1 = \pm A_1 T \tag{2.38}$$

η ise ısı gürültü terimidir. η ise sıfır ortalamalı ve $\text{Var}[\eta]$ varyanslı *Gauss* rastgele değişkenidir. Gürültü terimi ise aşağıdaki şekilde gösterilmektedir.

$$\eta = \int_0^{T_b} n(t)c_1(t)dt \tag{2.39}$$

Gürültünün ortalama değeri,

$$\mu_n = E[\eta] = \int_0^{T_b} E[n(t)]c_1(t) \cos(\omega_c t) dt = 0 \tag{2.40}$$

Varyansı sırayla şu şekildedir.

$$\begin{aligned}\sigma_\eta^2 &= \text{Var}[\eta] = E\left[\left(\eta - \mu_n^2\right)^2\right] = E\left[\eta^2\right] = E\left[\int_0^T n(t)c_1(t)dt \int_0^T n(u)c_1(u)du\right] \\ &= \int_0^T \int_0^T E[n(u)n(t)]c_1(u)c_1(t)dudt\end{aligned}\quad (2.41)$$

$E[n(t)n(u)]$ $n(t)$ 'nin öz ilişkisidir .

$$E[n(t)n(u)] = \frac{N_0}{2} \delta(t-u) \quad (2.42)$$

Dolayısıyla $\text{Var}[\eta]$ 'in değeri,

$$\begin{aligned}\sigma_\eta^2 &= \text{Var}[\eta] = \frac{N_0}{2} \int_0^T \int_0^T \delta(t-u)c_1(t)c_1(u)dtdu \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^T c_1^2(t)dt\end{aligned}\quad (2.43)$$

$\int_0^T c_1^2(u)du = T$ olduğundan,

$$\sigma_\eta^2 = \text{Var}[\eta] = \frac{N_0 T}{2} \quad (2.44)$$

I , $K-1$ tane kullanıcıdan gelen gelen çoklu erişim karışımıdır ve şu şekilde ifade edilir:

$$I = \sum_{k=2}^K I_k = \sum_{k=2}^K A \int_0^T c_k(t-\tau_k)d_k(t-\tau_k)c_1(t)dt \quad (2.45)$$

Buradaki k 'nci kullanıcıdan gelen çoklu erişim karışımı ise şu şekildedir.

$$I_k = \int_0^T A c_k(t-\tau_k)d_k(t-\tau_k)c_1(t)dt \quad (2.46)$$

I_k 'nin bir bitinin T periyodu boyunca integrali, k 'nci karışım yapan kullanıcıdan gelen N uzunluklu rastgele çip dizisinin birikmiş (cumulative)

etkisinin toplamını oluşturduğu farz edilir. Bu etkilerin toplamı merkezi limit teoremine göre *Gauss* dağılımına yaklaşır. Burada karışımı meydana getiren $K-1$ tane kullanıcı birbirinden bağımsız olarak çalışacağından toplam çoklu erişim karışımı $I = \sum_{k=2}^K I_k$ *Gauss* rastgele değişkeni ile yakınsanabilir. Dolayısıyla alıcının çıkışındaki işaret/gürültü oranı şu şekilde hesaplanır [LET95].

$$IGO = \frac{D_1^2}{Var[\eta] + Var[I]} \quad (2.47)$$

Buradaki *IGO* hesabı bir sonraki bölümde daha detaylı bir şekilde ele alınacaktır.

2.5. Bit Hata Olasılığını Hesaplamak İçin Sayısal Yöntemler

Doğrudan dizili KBÇE sisteminin gerçek bit hata oranının hesaplanmasındaki problem çoğunlukla analitik olarak kolay çözülemez. Hatalar, alıcılardaki gürültünün ve işaret iletimleri arasındaki karışımın toplamından meydana gelir. Bu durum, demodülatör çıkışında bağımlı hatalar üretir. Böylelikle analiz karmaşık bir hale alır. KBÇE sistemlerinin bit hata oranlarını hesaplamak için etkin bir yöntem bulmak oldukça zor olmuştur. En yaygın yaklaşımların başında *Gauss* yaklaşımı gelir. Bu bölümde daha doğru sonuçlar veren *Gauss* Yaklaşımı, Geliştirilmiş *Gauss* Yaklaşımı, Geliştirilmiş *Gauss* Yaklaşımı için Basitleştirilmiş İfade ve *Holtzman* yaklaşımları sırasıyla incelenecektir [LET95].

2.5.1. *Gauss* Yaklaşımı

Gauss yaklaşımı, KBÇE gibi ikili haberleşme sistemlerinde bit hata oranını sınırlamak için z_1 denklemi içerisindeki değişkenleri temel alır. Denklemden ilk bileşen olan D_1 deterministiktir. Denklemin ikinci ve üçüncü bileşeni sıfır ortalamalı *Gauss* rastgele değişkenidir. Bu z_1 denkleminde örnek olması amacıyla 1' inci

kullanıcıya karşılık gelen ilişkilendirici alıcısının çıkışını şu şekilde de gösterebiliriz [LET95].

$$z_1 = \sqrt{\frac{P_1}{2}} d_1^1 T + \sum_{k=2}^K \sqrt{\frac{P_k}{2}} I_1^k(\tau_k, \phi_k, b_k) + \eta \quad (2.48)$$

İstenen işaret bileşeni $\sqrt{P_1/2} d_1^1 T$ 'dir. Bundan sonra Z' in varyansını bulabiliriz.

$$Var[z_1] = \frac{T^2}{12N^3} \sum_{k=2}^K P_k \rho_1^k + \frac{N_0 T}{4} \quad (2.49)$$

Burada ρ_1^k , 1' inci kullanıcı ile k ' inci kullanıcı arasında olabilecek tüm karşı ilişkilerin toplamını ifade eder. Bu aşağıdaki şekilde şöyle gösterilir [LET95].

$$\rho_1^k = \sum_{l=0}^{N-1} \left[\begin{aligned} & (C_1^k(l-N))^2 + C_1^k(l+1-N)C_1^k(l-N) + (C_1^k(l))^2 \\ & + C_1^k(l+1)C_1^k(l) + (C_1^k(l-N+1))^2 + (C_1^k(l+1))^2 \end{aligned} \right] \quad (2.50)$$

$C_1^k(l)$ aperiodyk ilişki fonksiyonudur [LET95].

$$C_1^k(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} a_j^k a_{j+l}^1 & 0 \leq l \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1-l} a_{j-l}^k a_j^1 & 1-N \leq l \leq 0 \\ 0 & |l| \geq N \end{cases} \quad (2.51)$$

Burada $l = \lfloor \tau / T_c \rfloor$ 'dir.

$$\begin{aligned}
P_e &= P \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{\frac{P_k}{2}} I_1^k(\tau_k, \phi_k, b_k) + \eta \geq \sqrt{\frac{P_1}{2}} T \right) \\
&= P \left(\frac{\sum_{k=2}^K \sqrt{\frac{P_k}{2}} I_1^k(\tau_k, \phi_k, b_k) + \eta}{\sqrt{\sum_{k=2}^K \frac{P_k}{2} \text{Var}[I_1^k(\tau_k, \phi_k, b_k)] + \frac{N_0 T}{4}}} \geq \sqrt{SNR} \right) \quad (2.52)
\end{aligned}$$

Buradan merkezi limit teoremi uygulanarak *Gauss* yaklaşımı için bit hata olasılığı bulunur [LET95].

$$P_e^{GA} = Q \left(\sqrt{\frac{1}{\frac{1}{6N^3} \sum_{k=2}^K \frac{P_k}{P_1} \rho_1^k + \frac{N_0}{2E_b}}} \right) \quad (2.53)$$

Buradan *Gauss* kanalı için İFKA/DD-KBÇE sisteminin eşzamanlı durumdaki bit hata olasılığı hesaplamak istersek bütün kullanıcı gecikmeleri, yani $\tau_k = 0$ yapılarak işlemler yeniden yapıldığında aşağıdaki teorik sonuç elde edilir [HAN02].

$$P_e^{GA} = Q \left(\left[\frac{1}{(2E_b / N_0)} + \sum_{k=2}^K \rho_{k,1}^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (2.54)$$

Kodlar birbirlerine ortogonal ise karşı ilişkileri 0 olur. Bit hata olasılığı İFKA performansına eşit olur.

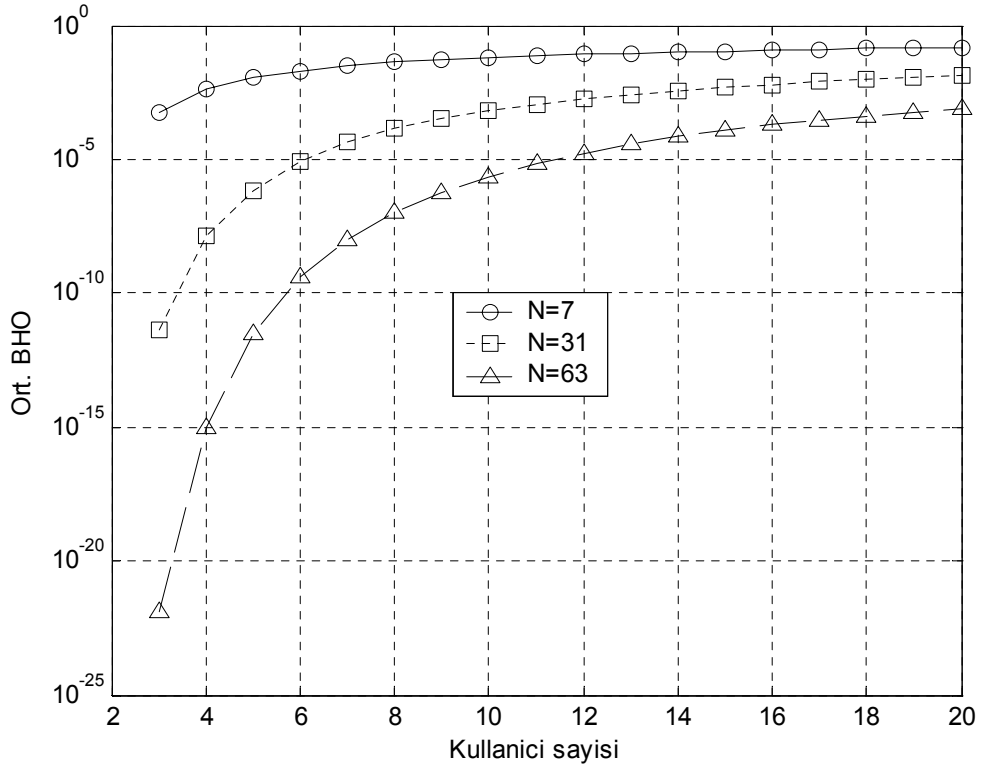
Rastgele kodlar için *Gauss* yaklaşımı şu şekilde ifade edilir [RAP02].

$$P_e^{GA} = Q \left(\left[\frac{1}{(2E_b / N_0)} + \frac{K-1}{3N} \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (2.55)$$

Denklem 2.55 rastgele kodlar kullanılarak beyaz *Gauss* gürültüsü eklenen kanal için sistemin bit hata olasılığıdır. Gürültüsüz kanal için denklem şu şekilde yeniden düzenlenir [LET95].

$$P_e^{GA} = Q \left(\left[\frac{K-1}{3N} \right]^{\frac{1}{2}} \right) \quad (2.56)$$

Denklem 2.56' dan da görüleceği üzere, Şekil 2.17' de gürültüsüz kanal için yüksek işleme kazancına sahip rastgele kodlar kullanılarak düşük kullanıcı sayısında sistemin bit hata olasılığı oldukça düşük değerlerdedir. Sistemin performansı, kullanıcı sayısının artmasıyla kötüleşmektedir. Ayrıca yüksek işleme kazancına sahip kodları kullanan kullanıcılar arasında çoklu erişim karışımı düşük kullanıcı sayısında daha az olmaktadır.



Şekil 2.17 Gürültüsüz kanalda rastgele kodlar için ort. kullanıcı sayısına göre bit hata olasılığı

Aynı işlemleri yaklaşık eş zamanlı ve eş zamanlı durum için yapmak istersek $0 \leq \tau_k \leq T_c$ şartı altında elde edeceğimiz İFKA/DD-KBÇE sisteminin yaklaşık eş zamanlı ve eş zamanlı durumlardaki bit hata olasılığı ise şöyle olur [DAS94]:

$$P_e^{GA} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_k}{N_0 + \gamma \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K E_i}} \right) \quad (2.57)$$

Burada λ , kullanıcılar arasındaki kaymalara (Δ_m), dizilerin karesi alınmış karşı ilişkilerine ($\mu_{cor}(N)$) ve yayıcı dizinin uzunluğuna (N) bağlı olarak değişir.

$$\lambda = \frac{\Delta_m^2 \mu_{cor}(N)}{3N^2} \quad (2.58)$$

$$\mu_{cor}(N) = \frac{2}{3}(N+1) \quad (2.59)$$

$\Delta^i = \tau_i / T_c$, i ' inci kullanıcının normalize edilmiş kaymasını gösterir. Δ , $(-1, +1)$ arasında değer alabilen düzgün dağılımlı bir rastgele gecikme değeridir.

Bütün kullanıcılar için eşit güçlü ($P_k = P$) ve $[-1, +1]$ arasında düzgün dağılımlı olan rastgele imza dizileri için *Gauss* yaklaşımı daha basit hale dönüşür. Bu durumda rastgele imza dizileri için *Gauss* yaklaşımı şu şekilde olur [RAP02].

$$P_e^{GA,r} = Q \left(\left(\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b} \right)^{-1/2} \right) \quad (2.60)$$

Gauss yaklaşımı açık bir şekilde iyi bir yaklaşım gibi görünse de, genelde, doğru bir yaklaşım sunmaz. Özellikle N artarken simülasyon sonuçlarına çok yakın sonuçlar vermektedir. Dolayısıyla bu yaklaşımı kullanarak elde edilen tahminler beklenen değerden daha düşük bit hata olasılıkları için elde edilebilir. Son yıllarda doğrudan dizili KBÇE sisteminin hata olasılığını hesaplamak için yeni yöntemler bulunmuştur. Bu yöntemlerden biri de geliştirilmiş *Gauss* yaklaşımıdır.

2.5.2. Geliştirilmiş *Gauss* Yaklaşımı

Gauss yaklaşımı sadece kullanıcı sayısı arttığında geçerlidir. Dolayısıyla $K-1$ tane karışım yapan kullanıcı için güç seviyelerinin dağılımı ve kullanıcı sayısının artması, çoklu erişim karışımının *Gauss* rastgele değişkeni olarak modellenmemesine neden olur. Bu yüzden daha derin bir analiz yapılması gerekecektir. Bu Geliştirilmiş *Gauss* yaklaşımında karışım terimi olan I_k , her bir kullanıcının belirli bir çalışma şartı altında tanımlanması ile ifade edilir. Bu şekilde yapıldığında her bir I_k büyük K değerleri için *Gauss* olur. Belirli bir çalışma şartı altında çoklu erişim karışımının varyansı Ψ olarak tanımlanır [RAP02].

$$\Psi = \text{var}\left(\zeta \mid \left(\{\varphi_k\}, \{\Delta_k\}, \{P_k\}, B\right)\right) \quad (2.61)$$

Burada varyansın içindeki her bir terim çalışma şartına bağlı olarak rastgele değişir. Burada Ψ 'nin dağılımı biliniyorsa, bit hata olasılığı, Ψ 'nin tüm olası değerlerin ortalaması alınarak bulunabilir.

$$P_e = E \left[Q \left(\sqrt{\frac{P_1 T^2}{2 \left(\psi + \frac{N_1 T}{4} \right)}} \right) \right] = \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{P_1 T^2}{2 \left(\psi + \frac{N_0 T}{4} \right)}} \right) f_\Psi(\psi) d\psi \quad (2.62)$$

Burada $f_\Psi(\psi)$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu da şu şekilde ifade edilir [MOR89].

$$f_Z(z) = E[f_{Z/B}(z)] = 2^{1-N} \sum_{j=0}^{N-1} \binom{N-1}{j} f_{Z/B}(z) \quad (2.63)$$

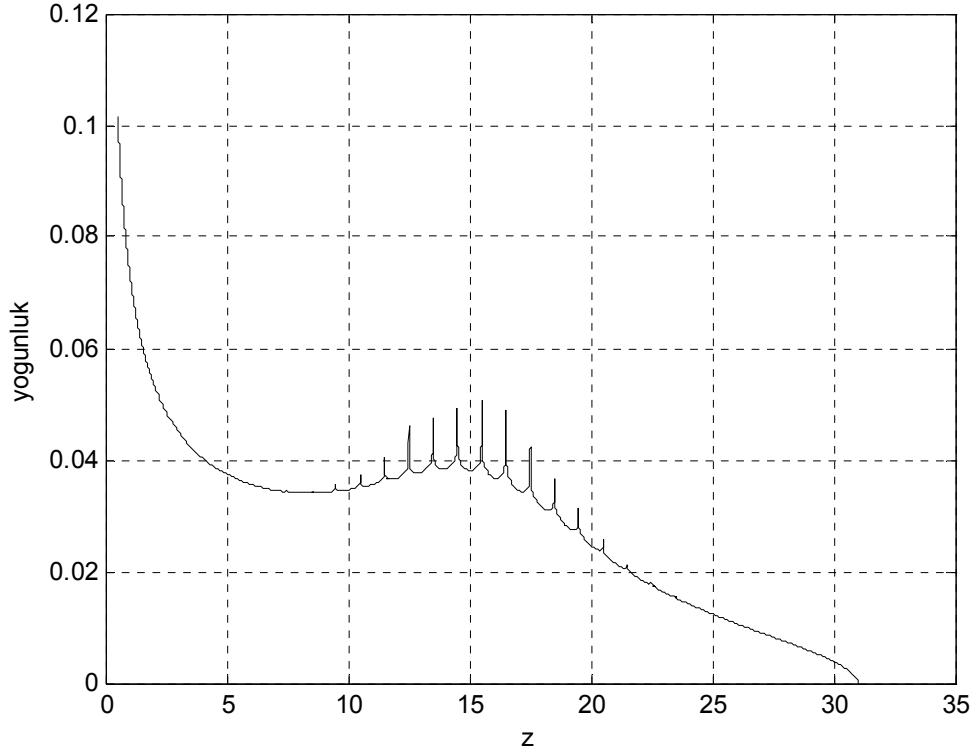
$$f_{Z/B}(z) = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tilde{B}z}} \log \left| \frac{\sqrt{N-z} + \sqrt{\tilde{B}}}{\sqrt{N-z} - \sqrt{\tilde{B}}} \right| \quad (2.64)$$

Burada B , $(0, N-2)$ arasında düzgün dağılımlı olarak değişen rastgele değişken olup $\tilde{B} = B + 1/2 = (N-C)/2$ şeklinde ifade edilir. Ayrıca Denklem 2.63, $0 < z \leq N, z \neq N-B$ olduğu durum için geçerlidir. Buradan hareketle toplam çoklu

erişim karışımının olasılık yoğunluk fonksiyonu $K-2$ defa konvolüsyon işleminin çarpımı şeklinde ifade edilir.

$$f_{\psi}(\psi) = E[f_{Z/B}(z) * \dots * f_{Z/B}(z)] \quad (2.65)$$

Şekil 2.18'de, $N = 31$ işleme kazancına sahip rastgele kodlar kullanılarak $K = 2$ kullanıcı bir KBÇE sisteminin çoklu erişim karışımının olasılık yoğunluk fonksiyonu görülmektedir.



Şekil 2.18 $N = 31, K = 2$ için $f_{\psi}(\psi)$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu

2.5.3. Geliştirilmiş *Gauss* Yaklaşımının Basitleştirilmiş İfadesi

Geliştirilmiş *Gauss* yaklaşımı için sunulmuş ifadeler karmaşıktır ve gerçekleştirmek ciddi hesaplama zamanı gerektirir. *Holtzman*, mükemmel güç kontrolü durumundaki Geliştirilmiş *Gauss* yaklaşımının bit hata olasılığını, $K-1$ tane karışım yapan kullanıcılar için birbirinden bağımsız rastgele dağılımlı güç seviyelerini de hesaba katarak yeni bir yöntem sunar. Burada ayrıca, karışımı yapan kullanıcılar için alınan güç seviyeleri sabittir, fakat birbirleriyle aynı değildir.

Gürültü teriminin önemli olduğu durumda Geliştirilmiş *Gauss* Yaklaşımının Basitleştirilmiş İfadesinin bit hata olasılığı şu gösterilebilir [RAP02].

$$\begin{aligned}
P_e &= E \left[Q \left(\sqrt{\frac{P_1 T^2}{2 \left(\psi + \frac{N_1 T}{4} \right)}} \right) \right] \\
&\approx \frac{2}{3} Q \left(\sqrt{\frac{P_1 T^2}{2 \left(\mu_\psi + \frac{N_1 T}{4} \right)}} \right) + \frac{1}{6} Q \left(\sqrt{\frac{P_1 T^2}{2 \left(\mu_\psi + \sqrt{3} \sigma_\psi + \frac{N_1 T}{4} \right)}} \right) \\
&\quad + \frac{1}{6} Q \left(\sqrt{\frac{P_1 T^2}{2 \left(\mu_\psi - \sqrt{3} \sigma_\psi + \frac{N_1 T}{4} \right)}} \right)
\end{aligned} \tag{2.66}$$

Geliştirilmiş *Gauss* Yaklaşımının Basitleştirilmiş İfadesinde sadece rastgele imza dizileri için geçerli olan bütün kullanıcıların eşit güç seviyelerine sahip olduğu fakat bu güç seviyelerinin rastgele olmadığı ve güç kontrolünün mükemmel olarak yapıldığının kabul edildiği özel bir durum için bit hata olasılığı şöyle yazılabilir [RAP02].

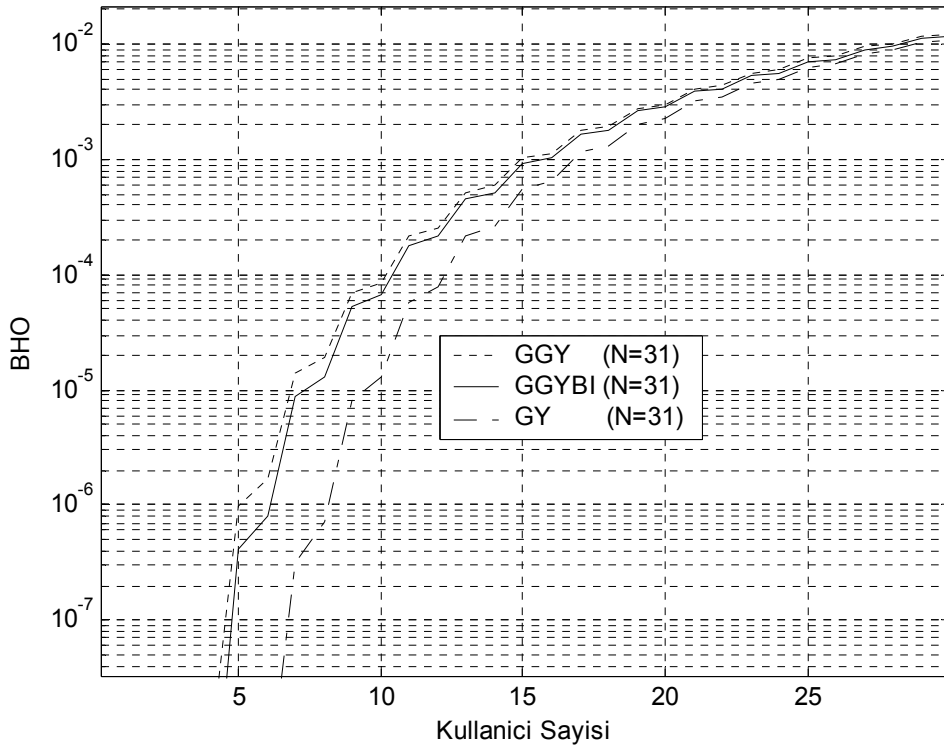
$$\begin{aligned}
P_e &= \frac{2}{3} Q \left(\left(\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b} \right)^{-1/2} \right) + \frac{1}{6} Q \left(\left(\frac{(K-1)(N/3) + \sqrt{3}\sigma}{N^2} + \frac{N_0}{2E_b} \right)^{-1/2} \right) \\
&\quad + \frac{1}{6} Q \left(\left(\frac{(K-1)(N/3) - \sqrt{3}\sigma}{N^2} + \frac{N_0}{2E_b} \right)^{-1/2} \right)
\end{aligned} \tag{2.67}$$

Burada varyans,

$$\sigma^2 = (K-1) \left[\frac{23N^2}{360} + \left(\frac{1}{20} + \frac{K-2}{36} \right) (N-1) \right] \tag{2.68}$$

Şekil 2.19’da gürültüsüz kanal için *Gauss* yaklaşımı, geliştirilmiş *Gauss* yaklaşımı ve geliştirilmiş *Gauss* yaklaşımının basitleştirilmiş ifadesinin $N=31$

işleme kazancına sahip rastgele kodlar kullanılarak kullanıcı sayılarına göre sistemin performansı karşılaştırılmıştır. Şekilden de görüldüğü üzere düşük kullanıcı sayısında Gauss yaklaşımı, geliştirilmiş Gauss yaklaşımı ve geliştirilmiş Gauss yaklaşımının basitleştirilmiş ifadesi arasında fark olmaktadır. Bu yüzden düşük kullanıcı (örneğin) bir sistemin bit hata olasılığı performansını Gauss yaklaşımıyla hesaplamak doğru olmaz. Kullanıcı sayısı arttığında bu 3 yaklaşım birbirine yaklaşır. Kullanıcı sayısı işleme kazancına eşit olduğu durum da tam üst üste çakışır. Dolayısıyla Gauss yaklaşımı kullanıcı sayısının yüksek olduğu durumlarda daha sonuçlar verir.



Şekil 2.19 GY, GGY, GGYBİ

3. YAYICI DİZİLER

DD-KBÇE, kullanıcıları, farklı kodlar kullanarak çoğullayan bir yöntemdir. Bu yöntemle bütün kullanıcılar aynı bant genişliğini kullanır. DD- KBÇE sisteminde her bir kullanıcının kendi yayıcı kodu vardır. Öz ilişki özellikleri ve kod dizisinin uzunluğu, sistem kapasitesini etkilediğinden kod seçiminin iyi yapılması oldukça önemlidir [GAR97].

Kod dizileri ortogonal kodlar (*Walsh*) ve ortogonal olmayan kodlar (*m*-dizileri, *Gold*, *Kasami*) olarak iki sınıfa ayrılabilir. Burada *Gold* ve *Kasami* kod dizilerinin son satırına +1 veya -1 ekleyerek ortogonal kodlar da elde etmek mümkündür. Ayrıca *m*-dizileri, *Gold* ve *Kasami* dizileri kayan bellekli dizilerdir. Kullanıcı kodları ortogonal olduğu zaman alıcıdaki ilişkilendiricinin çıkışı istenen dizi hariç, sıfır olur.

Eşzamanlı DD-KBÇE sistemlerinde alıcıdaki yayıcı kod dizisi vericidekiyle aynı olmak zorundadır. Kullanıcı dizileri senkronize edilmiş bir sistemde, kodlar ortogonal olduğunda, demodülasyon işleminden sonra kullanıcılar arasında çoklu erişim karışımı meydana gelmez. Pratikte senkronize edilmiş bir KBÇE sisteminde bunu gerçekleştirmek zordur ve kullanıcılar arasındaki zaman kaymaları sistem kapasitesini azaltır.

Kodların performansını belirleyen en önemli etken, zaman kaymalarından gelen öz ilişki etkisinin oranı ve kodlar arasındaki karşı ilişkinin düşük olmasıdır [GAR97].

Bir sonraki bölümde, bazı önemli kodların eşzamansız durumda öz ilişki ve karşı ilişkisinin temel özellikleri incelenecektir.

3.1. Dizilerin İlişkileri

KBÇE sisteminde, farklı kullanıcılar aynı zamanda aynı bant genişliğini işgal ederler. Fakat kullanıcılar, ortogonal dalga şekillerinin, dizilerin veya kodların bir kümesini kullanarak birbirlerinden ayrılırlar.

Doğrudan dizili bir sistemde demodülasyon işlemi için alınan veri, alıcıda aynı kod ile çarpılmalıdır. Dolayısıyla aynı frekans bandındaki diğer kullanıcı kodları istenen kullanıcı kodu ile ilişkilendirilmemiş olur. Doğrudan dizili KBÇE kodlarının bu yüzden çok düşük karşı ilişkilere sahip olacak şekilde tasarlanması gerekir.

Öz ilişki, kod ile onun çevrimsel kaydırılmış kopyası arasındaki benzerliğin ölçüsünü gösterir. Bu yüzden en iyi öz ilişki özelliklerine sahip kodlar haberleşme sistemlerindeki gecikmeleri ortadan kaldırmak için sıkça kullanılır. Öz ilişki aşağıdaki şekilde ifade edilir [GAR97].

$$R_c(k) = \sum_{n=1}^N a_n a_{n+k} \quad (3.1)$$

Karşı ilişki, iki farklı kod arasındaki benzerliğin ölçüsüdür. a_n ve b_n kodları arasındaki ilişki ise aşağıdaki gibidir.

$$R_c(k) = \sum_{n=1}^N a_n b_{n+k} \quad (3.2)$$

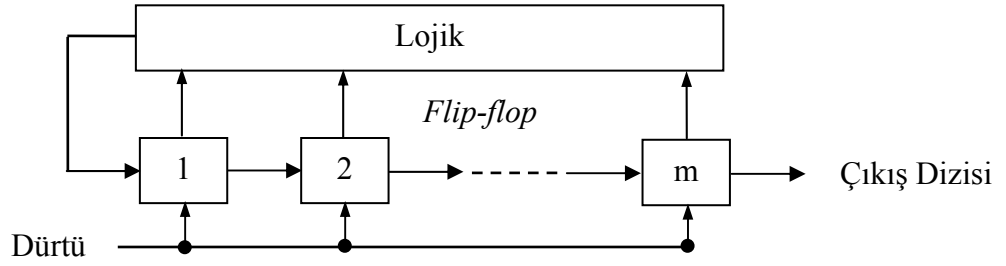
Burada a_n ve b_n , N periyodlu iki farklı kodun elemanlarını göstermektedir. Burada k , kayma miktarını gösterir.

3.2. m -dizileri

m -dizisi 1'lerin ve 0'ların oluşturduğu periyodik bir ikili dizidir. Bu dizi rastgele ikili dizilerine benzer bazı özellikler gösterir. Dizinin herhangi iki dizinin kaydırılmış biçimleri arasındaki öz ilişkisinin çok düşük olması, 0'ların ve 1'lerin eşit olması ve herhangi iki dizi arasındaki karşı ilişkinin düşük olması bu benzer özelliklerden bazılarıdır.

m -dizisi, rastgele değildir. Fakat kodunu bilmeyen kullanıcılar için rastgele olarak görünür. SG yayıcı kodunun periyodu ne kadar büyük olursa o kadar çok rastgele ikili değer olacaktır ve bunu çözmek daha zorlaşacaktır.

Şekil 3.1’ de görüldüğü üzere, bir m -dizisi geri-beslemeli bir kaydırmalı kaydedici (shift register) tarafından üretilir. Bir kaydırmalı kaydedici m tane *flip-flop*’tan oluşan bir lojik devredir. Kaydırmalı kaydedici içerisindeki *flip-flop*’lar tekli bir saat dürtüsüyle üretilirler. İkili diziler kaydırmalı kaydedicinin kaydırılmış durumlarıdır. Farklı durumların çıkışları lojik olarak toplanır ve ilk durumdaki giriş değeri geri-besleme değerini alır. *Flip-flop*’ların başlangıç değerleri bellek içeriğiyle sınırlıdır. Üretilen SG dizisini başlıca kayan belleğin uzunluğu, *flip-flop*’ların başlangıç değerleri ve geri-besleme gibi 3 etken sınırlar.



Şekil 3.1 Geri beslemeli kayan bellek

Kaydırmalı kaydedici, olası durumlarının sayısı m tane *flip-flop* için en çok 2^m 'dir. Dolayısıyla üretilen SG dizisi en çok 2^m periyodu ile periyodik olmak zorundadır [GAR97].

Geri-besleme lojigi *XOR* kapıları içerdiğinden lineerdir. Sadece başlangıç değerinin tümünün sıfır olmaması gerekir. Lineer bir m durumlu kayan belleğin SG dizisinin periyodu $2^m - 1$ 'i aşamaz. $2^m - 1$ periyodlu bir dizi üretildiğinde bu dizi m -dizisi (*Maximum Length*) olarak adlandırılır.

m -dizilerinin aşağıda belirtilen özellikleri sağlaması gerekir [DIN98].

- m -dizilerinin her bir periyodunda 1'lerin sayısı 0'ların sayısından 1 tane daha fazladır. Dolayısıyla dizinin tam bir periyodunda 2^{m-1} tane 1 ve $2^{m-1} - 1$ tane 0 olmak zorundadır [DIN98].

Fakat yayılı spektrumun amacı, diğer kullanıcılarla karışım yapmadan, kanalı mümkün olduğunca çok kullanıcının kullanabilmesini sağlayan yayıcı kodları bulmaktır. m -dizilerinin karşı ilişki özelliklerini incelersek bunların karşı ilişkilerinin yeterince iyi olmadığını görürüz. Welch, N periyodlu m -dizilerinin arasındaki karşı ilişki için bir alt sınır elde etmiştir [DIN98].

$$R_c(k) \geq N \sqrt{\frac{M-1}{MN-1}} \cong \sqrt{N} \quad (3.4)$$

Bu yüzden tasarımda öncelikle karşı ilişki düşünüldüğünden farklı yaklaşımlar uygulanması gerekir.

3.3. Gold Dizileri

m -dizilerinin öz ilişki özellikleri iyileştirilemez. Fakat bu dizilerden bazıları KBÇE için iyi karşı ilişki özelliklerine sahiptirler. Çoklu erişim sistemi için yayıcı kod dizileri mümkün olduğunca küçük karşı ilişkilere sahip olmalıdırlar. Bu nedenle, SG dizilerinin belirli bir sınıfı *Gold* dizileri olarak adlandırılır. Bu *Gold* dizileri arasından, karşı ilişki değerleri düzgün dağılımlı ve sınırlı olan kodlar seçilebilir.

Gold dizileri aynı uzunluğa sahip iki tane m -dizisinin *modulo-2* toplamı ile üretilebilir. Kod dizisi senkronizasyon dürtüleri ile çip çip toplanır. Üretilen kodlar birbirleriyle toplanan iki m -dizisi ile aynı uzunluğa sahip olur.

Gold kodlarının avantajlarından biri büyük sayılarda kodların üretilmesidir. *Gold* kodlarından oluşan bir küme tanımlamak için, tercih edilen bir m dizisi çifti kullanılır. a , N uzunluklu bir m dizisi olsun. İkinci dizi olan a' , a 'nın her q 'üncü sembolü örneklenerek elde edilebilir. İkinci dizi ilk dizinin seyreltilmişidir.

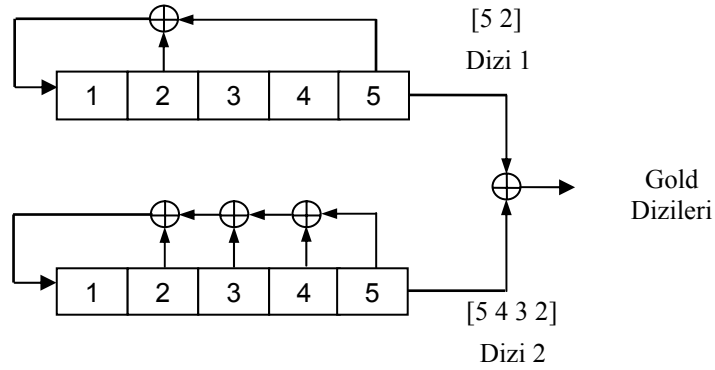
Aşağıdaki şartlar, m dizilerinin tercih edilen a' ve a çiftinin tanımlanması için gereklidir [KOR03].

1. $m \neq 0 \pmod{4}$, N tek veya $m = 2$ 'dir.

2. q , tek veya $q = 2^k + 1$ ya da $q = 2^{2k} - 2^k + 1$ olduğunda $a' = a[q]$ olarak ifade edilir. $a' = a[q]$ ifadesi a dizisinin her q ' uncu değeri alınarak a' dizisi oluşturulmasıdır (seyreltme işlemi).

$$3. \text{obeb}(m, k) = \begin{cases} 1, & m \text{ tek için (mod 4)} \\ 2, & m = 2 \text{ için (mod 4)} \end{cases}$$

Bir m dizisini seyreltme işlemi sayesinde başka bir m -dizisi kullanılmasına gerek kalmaz. Yani tek bir m dizisi ile seyreltme işlemi yapılarak 2 tane m dizisi elde edilebilir. Bu seçilmiş m dizisi çiftleri için *Gold* kodlarının kümesi gecikme elemanı olan D ile belirlenir $\{a, a', a + a', a + Da', a + D^2a', \dots, a + D^{N-1}a'\}$. Aşağıdaki şekilde *Gold* dizilerinin üretilmesi gösterilmektedir. Aşağıdaki örnek için $2^5 + 1 = 33$ tane *Gold* dizisi üretilir.



Şekil 3.3 Gold kodunun üretilmesi

Kodlar yukarıdaki yapıya göre aşağıdaki gibi üretilir.

1. Dizi	: 1111100011011101010000100101100
2. Dizi	: 1111100100110000101101010001110
<hr/>	
0. kayma durumunda	: 0000000111101101111101110100010
1. kayma durumunda	: 0000101010111100001010000110001
...	
30. kayma durumunda	: 0000101010111100001010000110001

Şekil 3.4 33 tane Gold dizisinin üretilmesi

Burada 2. dizinin kaydırılması sola doğrudur. $N + 1$ elemanlı Gold kodlarının kümesindeki her hangi kod çifti arasındaki karşı ilişki 3 değerlidir. Bu küme içerisinde, a ve a' dizileri hariç geri kalan diziler m - dizileri değildir. Dolayısıyla bunların öz ilişki fonksiyonları iki değerli değildir ve karşı ilişki gibi aynı 3 değeri alır. Gold dizilerinin 3 değerli karşı ilişkileri aşağıdaki tabloda şöyle verilmektedir [KOR03].

Tablo 3.1 Gold kodlarının 3 değerli karşı ilişki özellikleri

Kaydırmalı Kaydedicinin Uzunluğu, m	Period (Kod uzunluğu)	Karşı ilişki $t(n)$
m , çift	$N = 2^m - 1$	$-1 / N$
		$-(2^{(m+1)/2} + 1) / N$
		$(2^{(m+1)/2} + 1) / N$
m , çift ve 4'e bölünmeyen	$N = 2^m - 1$	$-1 / N$
		$-(2^{(m+2)/2} + 1) / N$
		$(2^{(m+2)/2} + 1) / N$

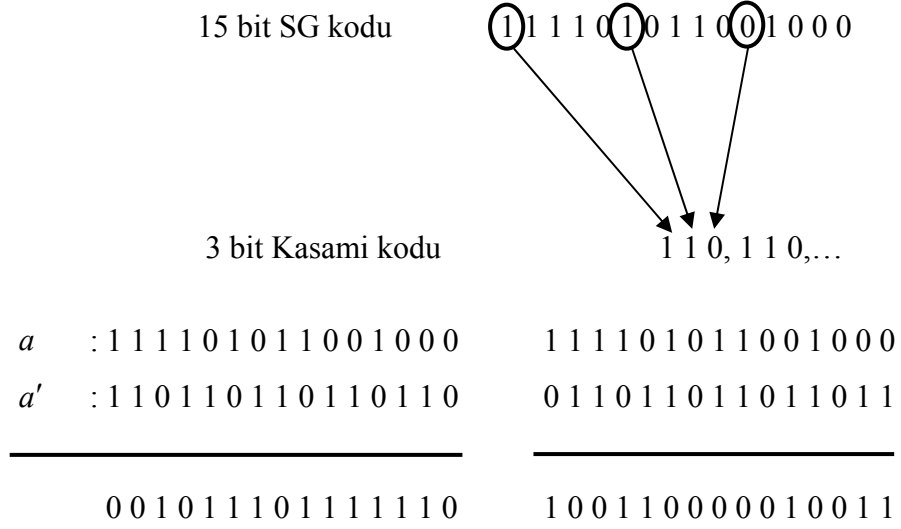
3.4. Kasami Dizileri

Kasami dizilerinin oluşturduğu küme, çok düşük karşı ilişkiye sahip olma özellikleri nedeniyle ikili dizi kümelerinin önemli bir çeşitidir. Kasami kodları $N = 2^m - 1$ uzunluklu m -dizilerini kodlarını temel alır. Burada m yalnızca çift değer olabilir.

3.4.1. Küçük Küme

$N = 2^m - 1$ periyotlu dizilerin türleri düşük karşı ilişki değerlerinden dolayı önemlidir. $N = 2^m - 1$ periyotlu bir m -dizisi ele alalım. a' , a dizisinin $2^{m/2} + 1$ ile seyreltilmesinden elde edilir. Elde edilen a' , $2^{m/2} - 1$ ile periyodiktir. Aşağıdaki Şekil

3.5'de, $N=15$ uzunluklu ($m=4$) bir m -dizisinden her $q=2^{m/2}+1=5$ değeri için seyreltme işlemi yapılarak yeni bir dizi elde edilmiştir [KOR03].



Şekil 3.5 Kasami dizilerinin üretilmesi

Burada *Kasami* dizilerinin 2 farklı kümesi vardır. *Kasami* dizilerinin küçük kümesinin üretilmesi *Gold* dizilerinin üretilmesine benzer. Burada m değeri çift olacağı için $N=2^m-1$ periyodlu ikili dizilerden $M=2^{m/2}$ tane üretilir. *Kasami* dizilerini üretmek için m uzunluklu bir a dizisinin her $(2^{m/2}+1)$ 'inci bitini seçerek a dizisi ile aynı uzunluklu a' dizisi elde edilir. Bu elde edilen a' dizisi de bir m dizisidir. İlk *Kasami* dizisi a ve a' dizilerinin *modülo-2* toplamı ile bulunur. Daha sonra a dizisi ile a' dizisinin $2^{m/2}-2$ tane döngüsel kaymaları toplanarak yeni *Kasami* dizisi kümesi meydana getirilir. Toplam *Kasami* dizileri $2^{m/2}$ olarak bulunur. Örneğin $m=4$ için SG kodunun uzunluğu 15 olur ve dizinin her 5. bitini alarak a' dizisi meydana getirilir. Bu kümenin ilk dizisi yukarıdaki şekilde gösterilmiştir. Daha sonra a' dizisi 1 bit kaydırılarak kümenin diğer dizileri elde edilmiş olur.

Bu dizilerin karşı ilişkileri $(-1, 2^{m/2}+1, 2^{(m/2)}-1)$ değerlerini alır.

3.4.2. Büyük Küme

Kasami dizilerinin büyük kümesi, hem *Gold* dizilerini hem de *Kasami* dizilerinin küçük kümesini içerir. $N = 2^m - 1$ uzunluklu bir m -dizisi için oluşturulan diziler aşağıdaki gibi ifade edilir [SAR80].

$$a' = \text{seyreltme}(a, 2^{m/2} + 1) \quad (3.5)$$

$$a'' = \text{seyreltme}(a, 2^{(m+2)/2} + 1) \quad (3.6)$$

$$a^{\text{yeni}} = a + a' + a'' + \dots \quad (3.7)$$

Dizilerin sayısı,

$$M = \begin{cases} 2^{3m/2} & m = 0 \pmod{4} \\ 2^{(3m/2)+(2m/2)} & m = 2 \pmod{4} \end{cases} \quad (3.8)$$

Bu kümedeki bütün diziler 5 adet karşı ilişki ve öz ilişki değerleriyle $(-1, -1 \pm 2^{m/2}, -1 \pm 2^{(m/2)+1})$ sınırlanır.

3.5. Hadamard - Walsh (Orthogonal) Kodlar

KBÇE sisteminde, ortogonal kodlar bant genişliği verimliliğini geliştirmek için kullanılır. Bant genişliği verimliliğini bit/Hz olarak ölçeriz. Dolayısıyla, bant genişliği verimliliği artırıldığında daha fazla bit iletilebilir. Bu, yüksek hızlı veri iletimine olanak sağlar.

Her bir gezgin kullanıcı ortogonal fonksiyonlar kümesinden bir tanesini kullanır. Walsh ve Hadamard dizileri KBÇE sistemi için uygun kümelerdir. Ortogonal fonksiyonlar $\sum_{k=0}^{N-1} \phi_i(k)\phi_j(k) = 0, i \neq j$ şartını sağlamalıdır. Burada ilk terim i 'inci, ikinci terim j 'inci diziyi gösterir. N , dizinin uzunluğudur.

Hadamard Walsh kodları $N = 2^n$ uzunluklu $N = 2^n$ tane kod kümesinden üretilir. Üretim algoritması aşağıda şu şekilde gösterilebilir [YAN98].

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$N = 0$ 'ın en küçük kümesi, 1 uzunluklu $H_0 = [1]$ 'dir. H_N matrisinin satırları ve sütunları Hadamard-Walsh kodlarıdır. Çünkü H_N matrisi simetriktir. 2 ve 4 kodlu küme şu şekilde gösterilir.

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Yukarıda gösterildiği gibi her bir kümede matrisin ilk satırı hep 1'dir. Geriye kalan satırlar $N/2$ tane 0 ve $N/2$ tane 1 içerir. Hadamard matrisi ayrıca aşağıdaki formül kullanılarak da elde edilebilir [SAR80].

$$K_{2^n} = K_2 * K_2 * K_2 \dots * K_2 = (K_2)^{*n} \quad (3.10)$$

K_2 Kronecker çarpımıdır. Ortogonallik Hadamard-Walsh kodlarının en önemli özelliklerindedir. Bu ortogonallik özelliğinden dolayı sistem mükemmel senkronize olmuş ise aynı kümedeki herhangi 2 Hadamard-Walsh kodları arasındaki karşı ilişki 0'dır.

Walsh kodları yayılı spektrum için m -dizisi değildir. Aynı kanalı paylaşan bütün kullanıcılar zamanda senkronize edilirse Walsh kodlarıyla yayılma için kullanılabilir. Çünkü Walsh kodlarının farklı kaymaları arasındaki karşı ilişki 0'dan farklıdır. Bu kodların ortogonallığından IS-95 KBÇE sisteminde *forward* linkte faydalanılır [YAN98]. Aşağıdaki örnekle Walsh kodlarının KBÇE sisteminde nasıl kullanıldığını görelim.

x ve y iki gerçek dalga şeklinin T süresi boyunca karşı ilişkileri $R_{xy}(0) = 0$ ise, bunların ortogonal olduğu söylenir [GAR97].

$$R_{xy}(0) = \int_0^T x(t)y(t)dt \quad (3.11)$$

Ayrık zamanda x ve y iki dizinin nokta çarpımı (cross-product) $R_{xy}(0) = 0$ ise bu diziler ortogondur.

$$R_{xy}(0) = x^{Tr} y = \sum_{i=1}^l x_i y_i \quad (3.12)$$

$$x^{Tr} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_l]$$

$$y^{Tr} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_l]$$

Tr , sütun vektörünün transpozunu gösterir. Örneğin aşağıdaki iki dizi veya kod, x ve y , ortogondur.

$$x^{Tr} = [-1 \ -1 \ 1 \ 1]$$

$$y^{Tr} = [-1 \ 1 \ 1 \ -1]$$

Bunların karşı ilişkileri 0'dır.

$$R_{xy}(0) = x^{Tr} y = (-1)(-1) + (-1)(1) + (1)(1) + (1)(-1) = 0$$

Çoklu erişim şemasında kullanılan kod kümeleri için, 2 özelliğe daha ihtiyacımız var. 0 karşı ilişki özelliğine ek olarak, ortogonal kod kümelerindeki her kod eşit sayıda -1 ve $+1$ içermesi gerekir. Bu ikinci özellik sahte rastgeleliğin doğası gereği özel kodlar verir. Üçüncü özellik transpozunu alınmış bir kodun kendisi ile nokta çarpımının sonucunda elde edilen toplamın 1 olmasıdır. x kodunun nokta çarpımı şöyle yapılır.

$$R_{xx}(0) = x^T x = \sum_{i=1}^l x_i x_i \quad (3.13)$$

Bir önceki örnekteki 2 ortogonal kod ikinci ve üçüncü özellikleri de sağlar. Hem x hem y eşit sayıda -1 ve $+1$ içerir ve skaler nokta çarpımları aşağıdaki gibi olur.

$$(x^T x) / 4 = (-1)(-1) + (-1)(-1) + (1)(1) + (1)(1) = 1$$

$$(y^T y) / 4 = (-1)(-1) + (1)(1) + (1)(1) + (-1)(-1) = 1$$

DD-KBÇE sisteminde kullanılan ortogonal kod kümelerinin özellikleri şöyle özetleyebiliriz.

1. Karşı ilişki 0 veya çok küçük olmalıdır.
2. Kümedeki her dizi, -1 ve $+1$ 'lerin sayısı eşit veya $+1$ 'lerin sayısı -1 'lerin sayısından en çok 1 tane fazla olmalıdır.
3. Her dizinin skaler nokta çarpımı 1'e eşit olmalıdır.

Kanal veya senkronizasyondan ötürü kodlar ortogonal değilse, aynı bandedeki çoklu erişim mesajları artık kod ortogonallığı ile birbirlerinden ayıramayabilirler. Esasında, bu anlatılanlara bağlı kalarak ek bir duruma daha ihtiyaç vardır.

$$\int_0^{T-\tau} x(t)y(t+\tau)dt = 0 \quad (3.14)$$

$$\int_{T-\tau}^T x(t)y(t+\tau-T)dt = 0$$

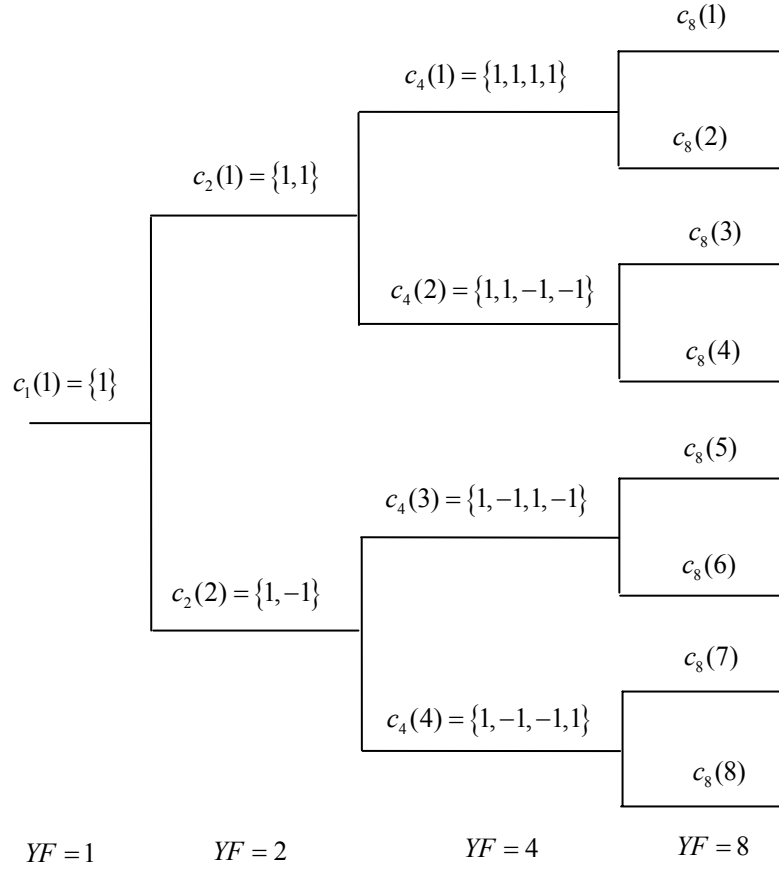
O yüzden iki alınan kod arasında basit ortogonallık yeterli olmadığından, sistemdeki uygun τ 'nin herhangi bir değeri için yukarıdaki iki kısmi ilişkinin de sıfır veya çok küçük olması gerekir.

3.6. Değişken Uzunluklu Ortogonal Diziler

Değişken uzunluklu ortogonal kodlar, daha yüksek bit hızlarını kullanarak sistemin kapasitesini artırmak için tasarlanmıştır. Sistemdeki istenen bit hızlarına ve yayıcı bant genişliğine bağlı olarak kod uzunluğu için bir aralık elde edilir. Bu yüzden Geniş bantlı KBÇE (GKBÇE) sistemlerinde kullanılır. GKBÇE, düşük bit hızlarından yüksek bit hızlarına değişken veri hizmetlerini desteklemek için tasarlandığından çok hızlı iletim için yüksek yayılma faktörüne ihtiyaç duyar. Her bir kullanıcının aynı frekans bandını paylaştığı GKBÇE sisteminde sırasıyla şu işlemler yapılır.

- İlk olarak, R_b hızındaki bir bilgiyi iletmek isteyelim. Burada R_b en düşük bit hızı hizmetidir.
- İlgili yayıcı kod, $N = 2^m$ uzunluğuna sahiptir.
- İkinci olarak, $2R_b$ hızında başka bir bilgiyi daha iletmek isteyelim. İlgili yayıcı kodun uzunluğu da aynı bant genişliğini işgal edeceği için $N/2 = 2^{m-1}$ uzunluğuna sahip olur. Bu yüzden en genel halde 2^{m-k} kod uzunluğu için $2^k R_b$ bit hızına ihtiyaç duyulur.
- Biz bant genişliğini ve desteklenen minimum ve maksimum bit hızlarını biliyorsak yayıcı kod için bir aralık elde edilebilir.
- Ayrıca yayıcı kodlar, düzenlenmiş *Hadamard* dönüşümü ve bir ağaç yapısı kullanılarak da elde edilebilir.

Değişken uzunluklu ortogonal kodlar Şekil 3.6' da görüldüğü gibi bir ağaç yapısıyla üretilir. $C_1 = 1$ ' den başlayarak 2^k tane yayıcı kod, ağacın kökünden k 'inci seviyeye kadar üretilebilir [DIN98].



Şekil 3.6 Değişken uzunluklu ortogonal kodların üretimi için kod ağacı (YF: Yayılma Faktörü)

k 'inci seviyenin kod uzunluğu 2^k çiptir. Aynı katmandaki Walsh kodları birbirleriyle ortogondur. N uzunluklu $N \times N$ boyutlu C_N matrisinin N tane ikili yayıcı kod dizileri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$C_N = \begin{bmatrix} C_N(1) \\ C_N(2) \\ \dots \\ C_N(N-1) \\ C_N(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{N/2}(1)C_{N/2}(1) \\ C_{N/2}(1)\overline{C_{N/2}(1)} \\ C_{N/2}(2)C_{N/2}(2) \\ C_{N/2}(2)\overline{C_{N/2}(2)} \\ \dots \\ C_{N/2}(N/2)C_{N/2}(N/2) \\ C_{N/2}(N/2)\overline{C_{N/2}(N/2)} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

C_N , N elemanlı satır vektördür ve $N = 2^k$ 'dir. $\overline{C_{N/2}(n)}$, $C_{N/2}(n)$ 'nin ikili tümleyenidir ve $N/2$ elemanlı satır vektördür.

4. ÇOKLU HIZLI DD-KBÇE SİSTEMİ

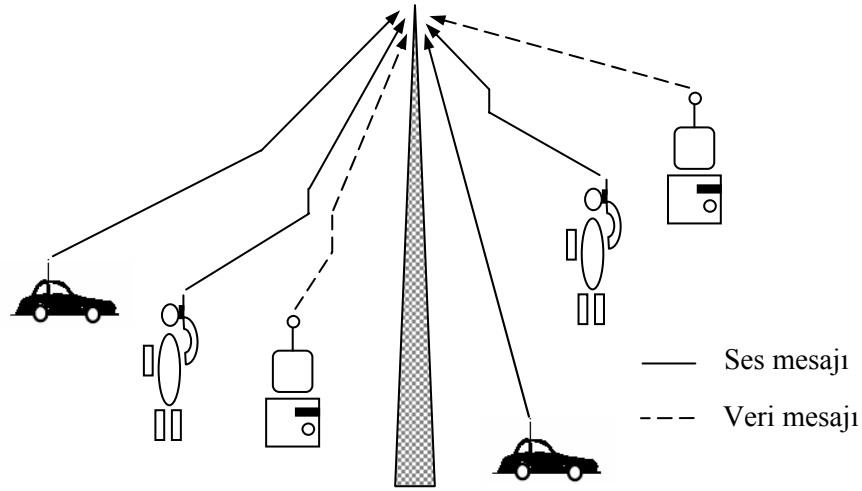
Sabit ağlarla hücresele ağlar tümleştirilerek ses ve veri mesajlarının iletilmesi sağlanmıştır. *UMTS (Universal Mobile Telecommunication Systems)* gibi birtakım KBÇE sistemleri, 3. nesil gezgin radyo sistemlerinde kitle iletişim araçlarını desteklemek üzere geliştirilmiştir. Çok hızlı DD-KBÇE sistemleri için geliştirilmiş, hücresele ağlar üzerinden tümleşik ses ve veri haberleşmesini sağlayan erişim yöntemleri aşağıda sıralanmıştır [SAQ98].

1. Sabit çip hızı, değişken işleme kazançlı tasarım
2. Sabit işleme kazancı, değişken çip hızlı tasarım
3. Çok kodlu yöntem
4. Çok modülasyonlu tasarım

Bu tez çalışmasında 1 numaralı erişim yöntemi incelenecektir. 1 numaralı erişim yöntemi, çok hızlı DD-KBÇE radyo arayüzünü gerçekleştirmek için basit bir donanıma ihtiyaç duyar. Bu yüzden bu yöntem, geleneksel çok hızlı DD-KBÇE sisteminde bit hızı artarken performansın azalması gibi bir problemle karşı karşıya kalır. Çalışmada, hem düşük hızlı hem de yüksek hızlı kullanıcılara hizmet veren iki hızlı eşzamanlı, eşzamansız ve yaklaşık eşzamanlı DD-KBÇE sisteminin performans analizi incelenecektir.

Bu bölümde Şekil 4.1' de görüldüğü gibi, sabit çip hızlı ve değişken işleme kazançlı erişim yöntemi için, T_1 süresi boyunca yüksek hızlı kullanıcı M tane bit iletirken düşük hızlı kullanıcının 1 bit göndermesi durumu için iki hızlı DD-KBÇE sistemi incelenecektir. Bu model, M tane bağımsız düşük hızlı kullanıcıya denk gelen her bir yüksek hızlı kullanıcının tek hızlı bir sistem gibi iki hızlı bir sistem olarak görünmesini sağlar.

Şekil 4.1' de baz istasyonuna farklı hızlarda (ses, görüntü, veri, ... gibi) bilgi aktaran kullanıcılar görülmektedir.



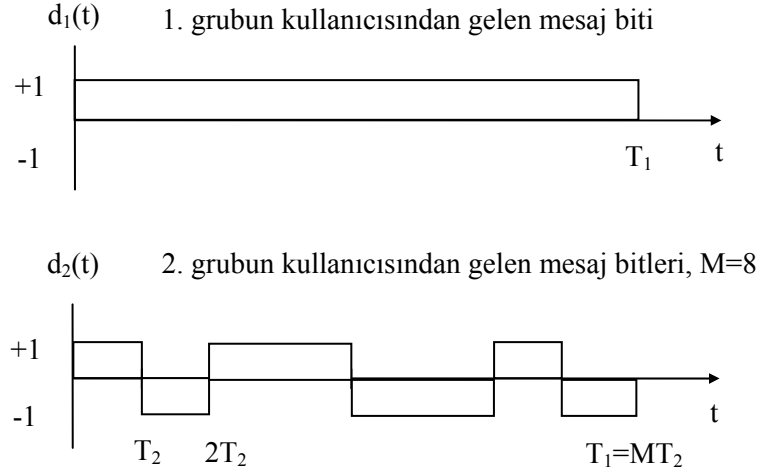
Şekil 4.1 Çoklu Hızlı ortam

Çoklu işleme kazançlı tasarımda alt grup adedi kadar farklı işleme kazancı mevcuttur. N_i , i 'inci alt grubun işleme kazancı R_i , i 'inci alt grubun bit hızı olmak üzere bant genişliği $B = N_i R_i$ olduğundan, tüm kullanıcılar buldukları alt grubun bit hızından bağımsız olarak aynı bant genişliğine yayılmaktadır. Bu durum çoklu işleme kazançlı planın bir avantajı olarak düşünülebilir.

4.1. İki Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE

İki hızlı eş zamanlı DD-KBÇE sistemimizde, her bir bit, bir $p(t)$ dürtü (çip) dizisinin temelbanddaki iletiminden elde edilir. Her dürtü bir çip periyodu süresine (T_c) sahiptir. Bu dürtüler beyaz Gauss gürültülü kanaldan gönderilir. Gauss gürültüsü $N_0/2$ güç spektral yoğunluğuna sahiptir ve $n(t)$ ile gösterilir.

Şekil 4.2' de T_2 süresi boyunca yüksek hızlı kullanıcı M tane bit iletirken düşük hızlı kullanıcının 1 bit gönderir.



Şekil 4.2 $[0, T_1]$ zaman aralığında her bir grubun kullanıcılarından gelen mesajlar

Kullanıcılar kendilerinin bit hızlarıyla gruplandırılır. g grubundaki kullanıcıların iletim hızları R_g ile gösterilir. Burada, $g = 1, 2$ ve $M > 1$ tam sayı değeri için $R_2 = MR_1$ 'dir. g grubu kullanıcılarının sayısı K_g ile gösterilir. Bir bitin iletim zamanı $T_g = 1/R_g$ 'dir ve işleme kazancı $N_g = T_g/T_c$ 'dir. g grubunun n 'inci kullanıcısının imza dalga şekli ise aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$c_{gn}(t) = \sum_{m=1}^{N_g} \left\{ c_{gn}(m) \frac{1}{\sqrt{N_g}} p[t - (m-1)T_c] \right\} \quad t \in [0, T_g] \quad (4.1)$$

$c_{gn}(m)$, $[-1, 1]$ değerlerini alan g grubundaki n 'inci kullanıcının imza dizisini gösterir. $p(t)$ dürtüsünün enerjisi normalize edilmiştir. Dolayısıyla bu imza dizisinin gücü aşağıdaki gibi olması gerekir.

$$\int_0^{T_g} [c_{gn}(t)]^2 dt = 1 \quad g = 1, 2; n = 1, \dots, K_g \quad (4.2)$$

2 grubundaki kullanıcı $T_2 = T_1/M$ süreli imza dalga şekline sahipken 1 grubundaki kullanıcı T_1 süreli bir imza dalga şekline sahip olur. $[0, T_1]$ aralığında 2 grubundaki her bir kullanıcı M tane bit iletirken, 1 grubundaki her bir kullanıcı 1 bit

iletir. $[0, T_1]$ aralığında 1 grubundaki j 'inci kullanıcı, E_{1j} enerjili, $[-1,1]$ değerlerini alan d_{1j} bitini iletir. Benzer şekilde, 2 grubundaki k 'inci kullanıcı i 'inci aralıkta, yani $[(i-1)T_2, iT_2]$ aralığında, $E_{2k}^{(i)}$ enerjisine sahip, $[-1,1]$ değerlerini alan i 'inci $d_{2k}^{(i)}$ bitini iletir. Bunun imza dalga şekli aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$c_{2k}^{(i)} = c_{2k}(t - (i-1)T_2) \quad (4.3)$$

$[0, T_1]$ aralığında alınan temel bant işareti ise aşağıdaki gibi gösterilebilir:

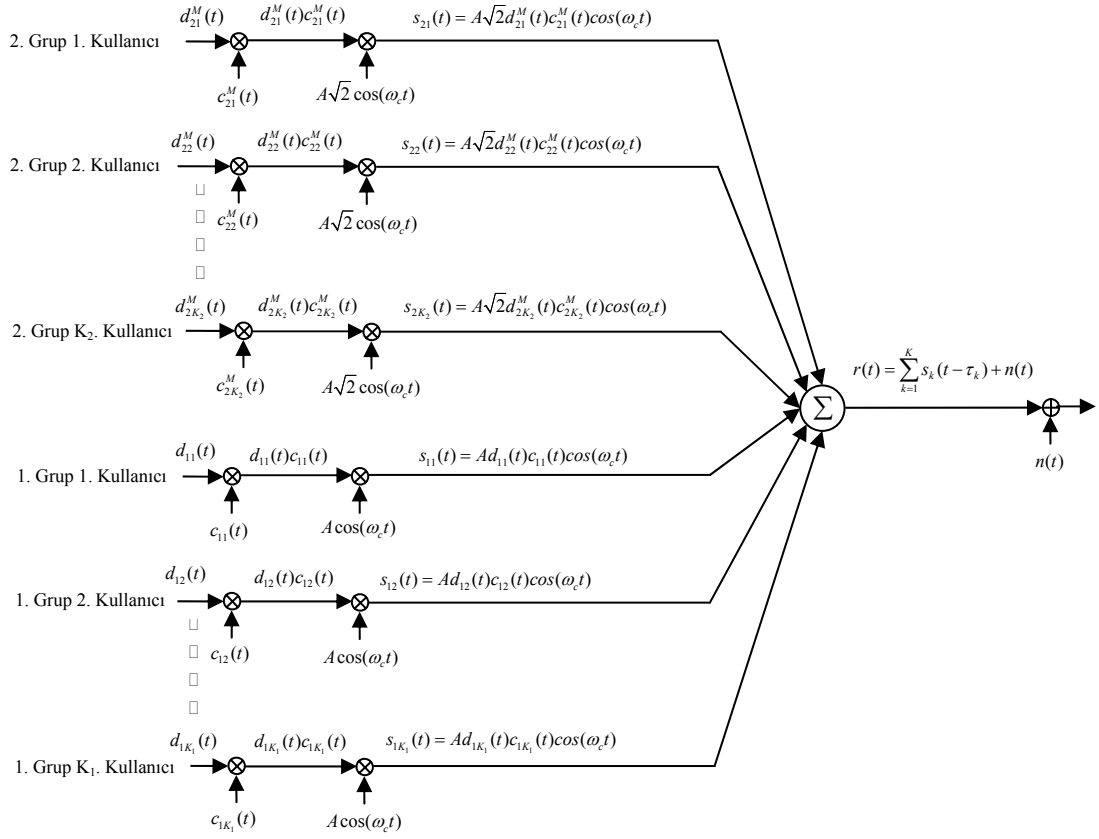
$$r(t) = \sum_{j=1}^{K_1} \sqrt{E_{1j}} d_{1j} c_{1j}(t) + \sum_{k=1}^{K_2} \left\{ \sum_{i=1}^M \sqrt{E_{2k}^{(i)}} d_{2k}^{(i)} c_{2k}^{(i)} \right\} + n(t) \quad (4.4)$$

$[0, T_1]$ aralığında iletilen $K = K_1 + MK_2$ tane bit, $d = [d_1, d_2, \dots, d_K]^T$ K bitlik bir vektör şeklinde yazılabilir.

$$d = \left[\underbrace{d_{11}, \dots, d_{1K_0}}_{[0, T_1]}, \underbrace{d_{21}^{(1)}, \dots, d_{2K_1}^{(1)}}_{[0, T_2]} \dots \dots, \underbrace{d_{21}^{(M)}, \dots, d_{2K_1}^{(M)}}_{[(M-1)T_2, MT_2]} \right]^T \quad (4.5)$$

Bu sıralama, $[0, T_1]$ aralığında iletilen $K_1 + MK_2$ tane bit içeren düşük hızlı bir sisteme denktir. Diğer taraftan K_1 tane düşük hızlı kullanıcıya ve K_2 tane yüksek hızlı kullanıcıya sahip bir iki hızlı sistem, $K_1 + MK_2$ tane düşük hızlı kullanıcıdan oluşan tek hızlı bir sistem gibi çalışır.

Şekil 4.3'de iki hızlı DD-KBÇE sistemi vericisi görülmektedir. Şekilde yüksek hızlı kullanıcının yayıcı dizisinin uzunluğu düşük hızlı kullanıcının yayıcı dizisinin uzunluğunun yarısıdır. Sistemdeki her bir kullanıcının eşit enerjiyle iletim yapabilmesi için yüksek hızlı kullanıcının bit enerjisi yayıcı dizilerin uzunluklarına bağlı olarak genliği $\sqrt{2}$ ile çarpılmıştır.



Şekil 4.3 İki hızlı DD-KBÇE sisteminin vericisi

4.1.1. İki Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE İçin Karar Verici

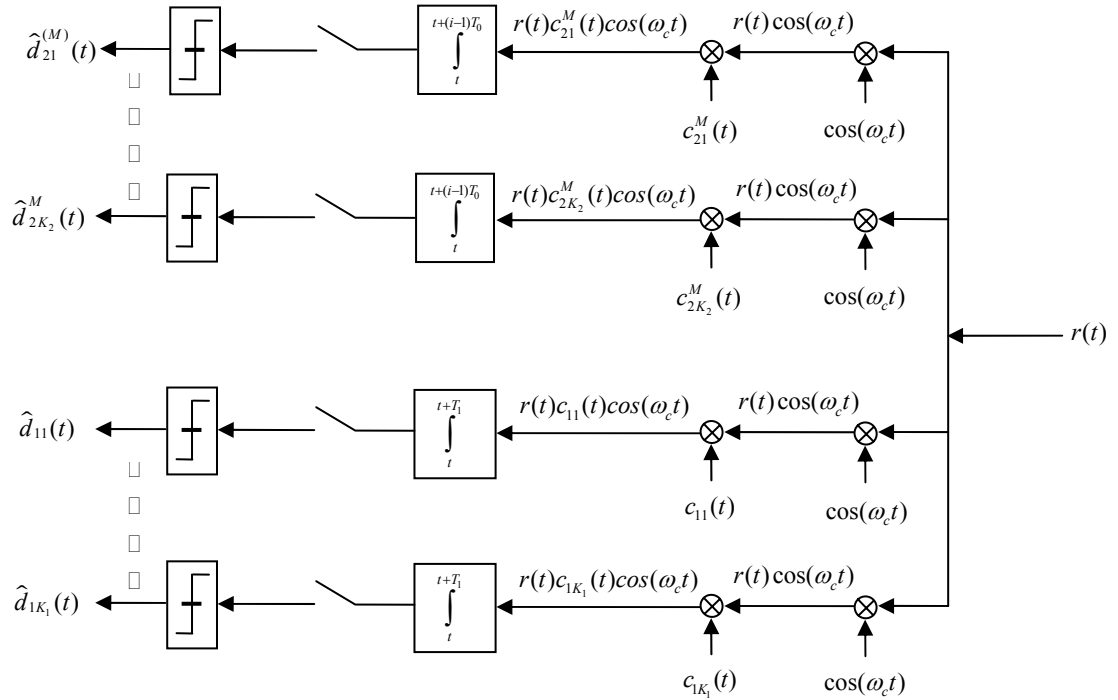
Denklem (4.4)'de, $K = K_0 + K_1$ tane kullanıcıya sahip tek hızlı bir sisteme denk iki hızlı bir sistem görülmektedir. Bu bölümde iki hızlı eş zamanlı DD-KBÇE sistemi için alıcı kısımda Klasik Karar Verici (Karşılıyıcı süzgeç) alıcısı kullanılmaktadır. İki hızlı bir KBÇE sisteminde iki farklı tek hızlı karşılıyıcı süzgeç ile hem düşük hızlı hem de yüksek hızlı kullanıcıların bilgi bitlerini çözebiliriz. T_1 süresince düşük hızlı karşılıyıcı süzgeçe başvurmak yüksek hızlı kullanıcılar için M bit işlem gecikmesine ve M ile artan hesap karmaşıklığına sebep olur. Düşük hızlı karşılıyıcı süzgeçin karmaşıklığı nedeniyle yüksek hızlı karşılıyıcı süzgeç geliştirilmiştir. Böylece yüksek hızlı kullanıcının bit süresi boyunca her bir düşük hızlı kullanıcı yüksek hızlı bir kullanıcı olarak modellenir. Böylece her T_1/M aralığında bulunan tüm yüksek hızlı kullanıcılar için bit kararları elde edilebilir. Düşük hızlı kullanıcıyı çözmek için her bir düşük hızlı kullanıcının M

tane farklı karşılayıcı süzgeç çıkışları kullanılır. İyi ilişki özelliklerine sahip imza dizilerinin seçildiği küçük bir KBÇE sistemi için yüksek hızlı karşılayıcı süzgeç düşük hızlı bir karşılayıcı süzgeç kadar iyi performans gösterir. Fakat imza dizileri yüksek ilişkili olursa, düşük hızlı süzgeç, yüksek hızlı süzgeç performansından önemli derecede kötü performans sergiler [SAQ98].

[OTT95] makalesinde rastgele kodlar için eş zamanlı DD-KBÇE sisteminde g 'nci sınıftaki k 'nci kullanıcının bit hata olasılığı şu şekilde verilmiştir.

$$P_{gk} = Q \left(\left(\frac{N_0}{2E_b} + \frac{1}{3N_g} \left(\sum_{i=1}^n \frac{P_i}{P_g} (K_i - 1) \right) \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (4.6)$$

Burada n , farklı hız sayısını, P_i , i 'inci hızdaki her bir kullanıcının gücünü, P_g istenen sınıfın gücü, N_g istenen sınıfın işleme kazancını, $K_i - 1$, i 'inci sınıftaki karışım yapan bütün kullanıcıların sayısını göstermektedir. Farklı hızlardaki kullanıcılar arasındaki güç oranları bit başına eşit işaret/gürültü oranına sahip olması durumunda çıkarılmıştır.



Şekil 4.4 İki hızlı DD-KBÇE sisteminin alıcısı

$c_n(t)$ imza dalga şekilleri için karşılayıcı süzgecin örneklenmiş çıkışı $r = [r_1, r_2, \dots, r_K]^T$ vektörü ile gösterilir.

$$r_n = \int_0^{T_0} r(t)c_n(t)dt \quad n = 1, \dots, K \quad (4.7)$$

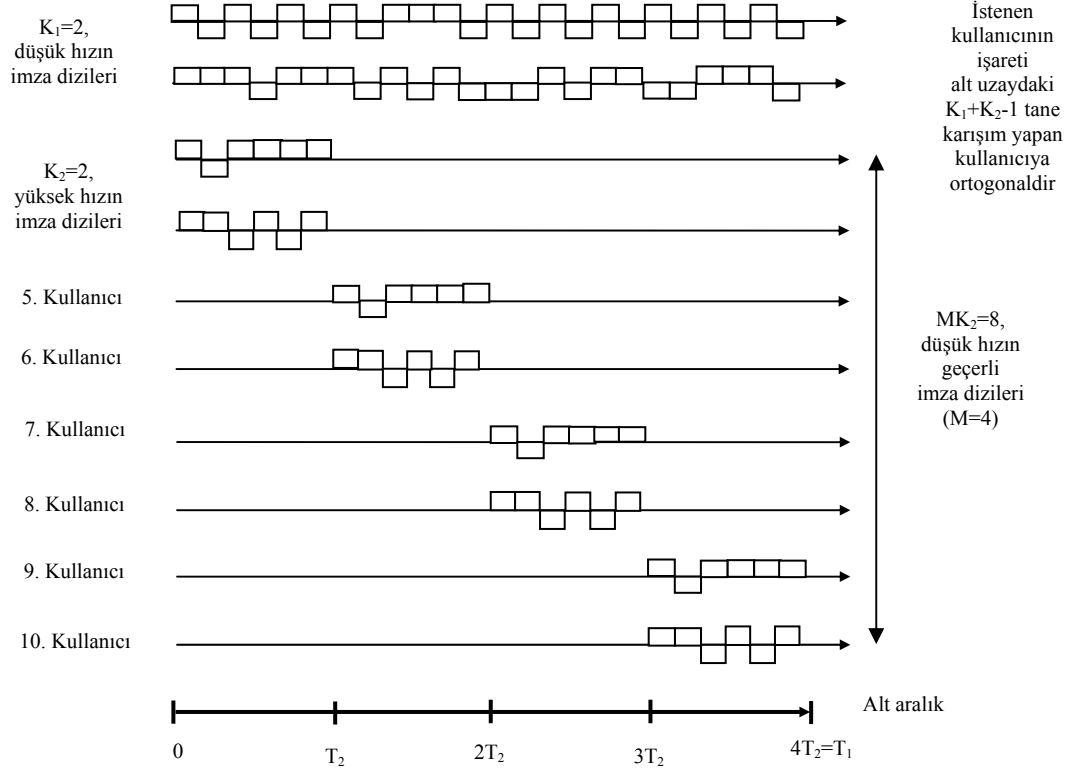
4.1.1.1. Düşük Hızlı Geleneksel Karar Verici

Tek hızlı bir KBÇE sisteminde, her bir kullanıcının bit süresi aynıdır ve karşılayıcı süzgeç çıkışları her bir bit aralığında örneklenir. Karar verme vektörü, imza dalga şeklinin gelen işaret ile çarpılıp her bitin bir periyodu boyunca integrali alındıktan sonra elde edilen süzgeç çıkışlarının bir bit süresinde örneklenmesiyle meydana gelir. Sonuçta tüm kullanıcılar eş zamanlı olarak çözülür. Her bir 2. grup kullanıcısı birbirlerinin zamanda kaydırılmış biçimleri olan imza dalga şekillerine sahip M tane etkin 1. grup kullanıcısı ile yer değiştirir. Ayrıca, bu dalga şekillerinin her biri uygun 2. grup kullanıcılarının bitlerine karşılık gelen M tane alt aralıktan yalnızca birinde sıfırdan farklıdır.

Şekil 4.5' de yayıcı dizisinin uzunluğu $N = 24$ olan düşük hızlı 2 kullanıcı ile yayıcı dizisinin uzunluğu $N = 6$ olan yüksek hızlı 8 kullanıcının imza dizileri görülmektedir. Burada iki farklı durum söz konusudur. Birincisi, T_1 aralığında düşük hızlı kullanıcı 1 bit göndermek istediğinde, T_2 aralığında yüksek hızlı kullanıcı 1 bit gönderir. Böylece T_1 aralığında 4 farklı yüksek hızlı kullanıcının her biri 1 bit gönderir. İkincisi T_1 aralığında düşük hızlı kullanıcı 1 bit göndermek istediğinde, T_1 aralığında yüksek hızlı kullanıcı 4 bit gönderir.

K tane kullanıcıya sahip tek hızlı bir sistem için standart bir karşılayıcı süzgeç K tane ilişkilendiriciye gerek duyar. Düşük hızlı karşılayıcı süzgeç (KS) her bir 2. grup imza dizisi için M tane etkin 1. grup kullanıcılarından ürettiğinden yalnızca $K_2 + K_2$ tanesine ihtiyaç duyulur. Ancak, düşük hızlı KS'in dezavantajları da vardır. Her bir yüksek hızlı 1. grup kullanıcısı için $[0, T_1]$ aralığında M tane örneklenmiş

ilişkilendirici çıkışı depolanır ve T_1 zamanında eş zamanlı olarak M tane bit işleme gecikmesine maruz kalarak çözülür [SAQ98]



Şekil 4.5 $K_1 = K_2 = 2$ için düşük hızlı karşılayıcı süzgecin çalışma prensibi

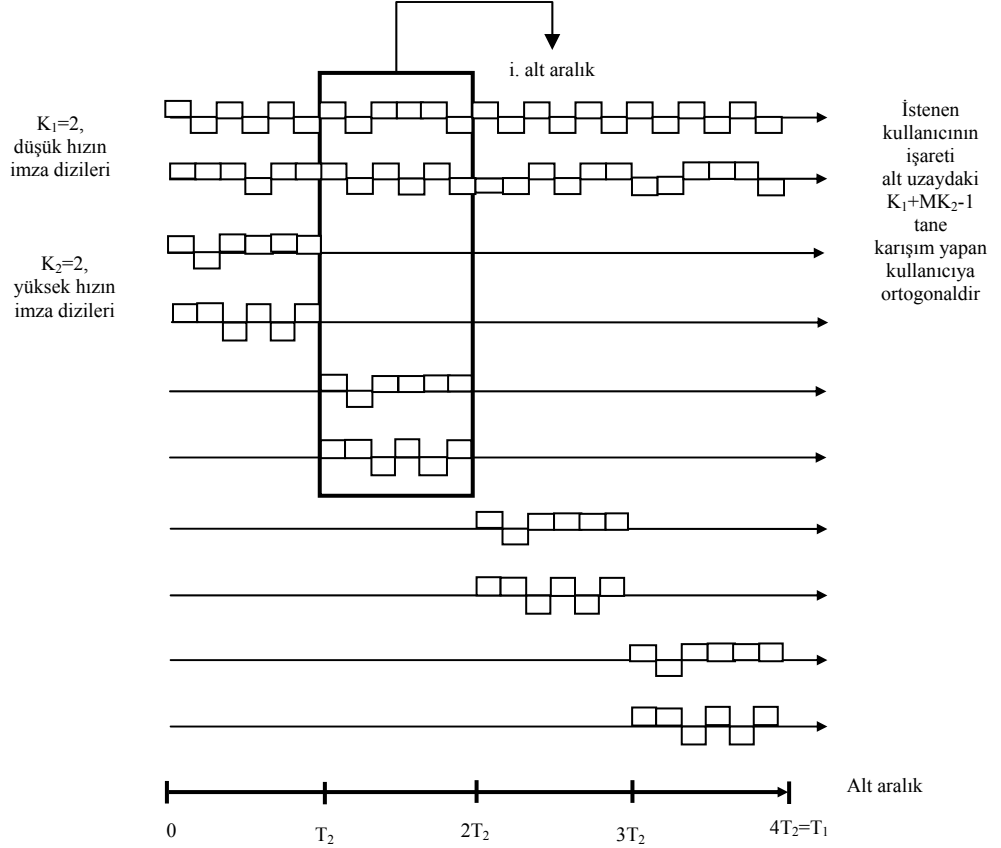
4.1.1.2. Yüksek Hızlı Geleneksel Karar Verici

2. gruptaki yüksek hızlı kullanıcılar için zamanın her $T_2 = T_1 / M$ aralığında KS yalnızca bir karar verir. Her bir $[(i-1)T_2, iT_2]$ alt aralığında K_2 tane 2. grup kullanıcısı ve K_1 tane 1. grup kullanıcısı iletim yapar. Her bir yüksek hızlı 2. grup K kullanıcısı $c_{2k}(t)$ imza dalga şekli kullanarak bir bit iletir. Her bir düşük hızlı 1. grup j kullanıcısı da $c_{1j}(t)$ imza dalga şeklinin j 'inci parçasını iletir. Bunu şu şekilde ifade etmek mümkündür.

$$s_{1j}^{(i)}(t) = \sum_{m=(i-1)N_2+1}^{iN_2} \left\{ c_{1j}(m) \frac{1}{\sqrt{N_1}} p[t - (m-1)T_c] \right\} \quad (4.8)$$

Alıcıda, ilişkilendirici çıkışları T_2 uzunluğunun her bir alt aralığının sonunda örneklenir.

Yüksek hızlı KS, Şekil 4.6'da görüldüğü gibi $K_1 + K_2$ tane vericiden oluşur. Her bir alt aralıkta her biri, 1 bit ileten $K_1 + K_2$ tane 2. grup kullanıcısı vardır.



Şekil 4.6 $K_1 = K_2 = 2$ için yüksek hızlı karşılayıcı süzgeç'in çalışma prensibi

k 'ncü yüksek hızlı kullanıcı $(K_1 + k)$ ile numaralandırılırken, 1. grubun j 'inci kullanıcısı j ile numaralandırılarak iletim yapan kullanıcılar belirtilir. i 'inci

alt aralık için giriş vektörü $\hat{d}^{(i)} = [\hat{d}_1^{(i)}, \dots, \hat{d}_{K_1}^{(i)}, \hat{d}_{(K_1+1)}^{(i)}, \dots, \hat{d}_{(K_1+K_2)}^{(i)}]^T$ şeklindedir. $\hat{d}_n^{(i)}$

biti aşağıdaki imza fonksiyonu kullanılarak iletilir.

$$\hat{c}_n^{(i)}(t) = \begin{cases} c_{1n}^{(i)}(t - (i-1)T_2) & 1 \leq n \leq K_1 \\ c_{2(n-K_1)}^{(i)}(t) & K_1 < n \leq K_1 + K_2 \end{cases} \quad (4.9)$$

Tüm i ve n 'ler için $\hat{c}_n^{(i)}(t)$, $[0, T_1]$ aralığında T_1 süreli bir imza olarak tanımlanır. Her bir i alt aralığında 2. grubun her bir K_2 kullanıcısı $E_{2K_2}^{(i)}$ enerjisiyle iletim yapar. Fakat 1. gruptaki her bir j 'inci kullanıcı, bit başına iletilen toplam enerjinin küçük bir kısmıyla iletim yapar. $c_{1j}(t)$ imza dalga şekli $[0, T_1]$ aralığında birim enerjiye sahip olması için normalize edilir. Dolayısıyla i alt aralığında iletim yapan 1. gruptaki j kullanıcısının bit enerjisi $\int_{(i-1)T_1}^{iT_1} [S_{1j}(t)]^2 dt = 1/M$ ile bölünür [SAQ98].

4.1.2. İki Hızlı Eşzamansız DD-KBÇE

Eşzamanlı iki hızlı sistem genelleştirilerek eşzamansız iki hızlı DD-KBÇE sistemi türetilebilir. Eşzamansız iki hızlı DD-KBÇE sistemi için eşzamansız iki hızlı KS olarak adlandırılan kesilmiş pencere KS ile düzenlenmiş ilişkilendirici kümesi kullanılarak kullanıcının bitleri çözülür. Bu bölümde, her hangi bir pencere KS'inin performansı incelenen pencere uzunluğu ile geliştirilmesi analiz edilecektir. Ancak incelenen pencerenin uzun olması sayısal karmaşıklığın artmasına sebep olur. Bu yüzden eş zamanlı olmayan iki hızlı KS'i uygulamak için kullanıcının, incelenen pencereyi uygun bit sayısı ile genişletmesi gerekir.

İki hızlı eşzamanlı sisteme benzer olarak, çoklu hızlı eşzamansız DD-KBÇE sisteminde, her bir bit, bir $p(t)$ dürtü dizisinin temel banddaki iletiminden elde edilir. Her bir dürtü, bir T_c periyodlu chip süresine sahiptir. Bu dürtüler σ^2 güç spektral yoğunluğuna sahip beyaz Gauss gürültülü kanal üzerinden gönderilir.

K kullanıcı sistem için j 'inci kullanıcının iletim hızı $R_j = M_j R$ ile gösterilir. Burada R , sistemin temel hızıdır ve $M_j \geq 1$ 'dir. j 'inci kullanıcının bit iletim süresi $T_j = 1/R_j$ 'dir ve işleme kazancı $N_j = T_j/T_c$ 'dir. j 'inci kullanıcı aşağıdaki dalga şekline sahip olur.

$$s_j(t) = \sum_{m=1}^{N_j} \left\{ c_j(m) \frac{1}{\sqrt{N_j}} p[t - (m-1)T_c] \right\} \quad t \in [0, T_j] \quad (4.10)$$

$c_j(m)$, $[-1,1]$ değerlerini alan j 'inci kullanıcının imza dizisidir. $p(t)$ dürtüsünün enerjisi tüm j 'ler için şöyle normalize edilir.

$$\int_0^{T_j} c_j^2(t) dt = 1 \quad (4.11)$$

Biz burada j 'inci kullanıcının gecikmesini τ_j olarak ifade edeceğiz. Eşzamansız kanalda j 'inci kullanıcıdan alınan işaret,

$$r_j(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_j^{(i)} \sqrt{E_j^{(i)}} c_j(t - iT_j - \tau_j) \quad 1 \leq j \leq K \quad (4.12)$$

$c_j^{(i)}$, $[-1,1]$ değerlerini alan j 'inci kullanıcının i 'inci bitidir. $E_j^{(i)}$, j 'inci kullanıcının i 'inci bitinin enerjisidir.

Burada her bir j 'inci kullanıcı için alıcının τ_j zaman gecikmesini bildiğini düşünülmektedir. Bu varsayımına göre alınan işaret aşağıdaki gibi olur:

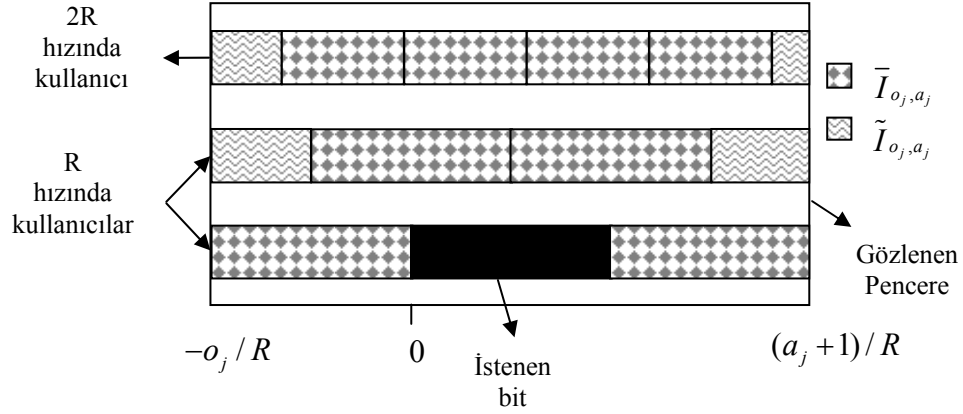
$$r(t) = \sum_{k=1}^K r_k(t) + n(t) \quad (4.13)$$

j 'inci kullanıcının i 'inci bitini ($d_j^{(i)}$) çözmek için $\tau_j = 0$ alınır ve diğer τ_k 'lar $\tau_j = 0$ 'a ilişkin olarak hesaplanır. Bu, farklı pencere boyutları kullanarak oluşturulan farklı bitler için geçerlidir. $d_j^{(i)}$ biti aşağıdaki pencerelenmiş alınan işaret oluşturularak çözülür.

$$R_j^{(i)}(t) = r(t) \left[u\left(t - \left[i - o_j^{(i)} \right] T_j\right) - u\left(t - \left[i + 1 + a_j^{(i)} \right] T_j\right) \right] \quad (4.14)$$

$u(t)$, birim basamak fonksiyonudur. $d_j^{(i)}$ bitine ilişkin olarak $R_j^{(i)}(t)$ 'nin penceresinin öncesine $o_j^{(i)}$ bit ve sonrasına $a_j^{(i)}$ bit kadar genişler. Sonuçta i 'nci gözlenen pencerenin uzunluğu $o_j^{(i)} + a_j^{(i)} + 1$ bit kadar olur.

Şekil 4.7'de düşük hızlı (R hızlı) j 'inci kullanıcının bitini çömek istediğimizde düşük hızlı ve yüksek hızlı ($2R$) kullanıcıların nasıl karışım yaptığı gösterilmiştir. Burada kullanıcı gecikmeleri 1 bit arasında olacağı için yüksek hızlı kullanıcının gecikmesi $[0, T_2]$ aralığında düşük hızlı kullanıcının gecikmesi $[0, T_1]$ aralığında olur. Böylece farklı gecikmelere sahip her iki grup kullanıcılarının bilgi bitleri istenen bilgi bitini Şekil 4.7'deki gibi etkiler.



Şekil 4.7 İstenen j 'inci kullanıcı R hızında iken karışım yapan iki farklı imza dizisinin gösterilmesi

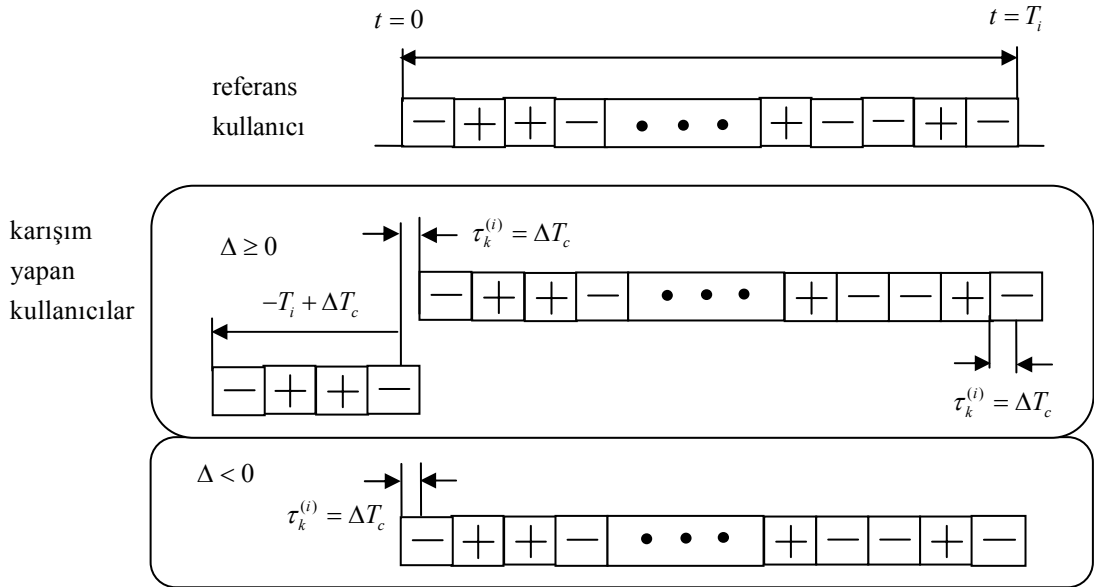
4.1.3. İki Hızlı Yaklaşık Eşzamanlı DD-KBÇE

Bu bölümde, farklı kullanıcılardan baz istasyonu alıcısına gelen *reverse* link iletimlerinde iki hızlı yaklaşık eş zamanlı sisteminin performansı üzerinde durulacaktır. Burada, baz istasyonu alıcısı tek bir çip periyodunun küçük bir kısmına eş zamanlı olmuş durumdadır. Öncelikle k 'inci kullanıcı için kaymalar $\Delta^k = \tau_k^{(i)} / T_c$ şeklinde normalize edilir [LEE04]. Bu gecikme değerlerini Δ ($-1 < \Delta < 1$) olacak şekilde gösterebiliriz. Farklı kullanıcılar için Δ 'nın olasılık yoğunluk fonksiyonu $[-\Delta_m, \Delta_m]$ arasında düzgün dağılımlıdır. Burada $0 \leq \Delta_m < 1$ arasında değer alır.

Çoklu hızlı uygulamalar için farklı yayıcı kodlar ve yayılma kazançları arasındaki karşı ilişki parametrelerini daha dikkatli bir biçimde seçmek gerekir.

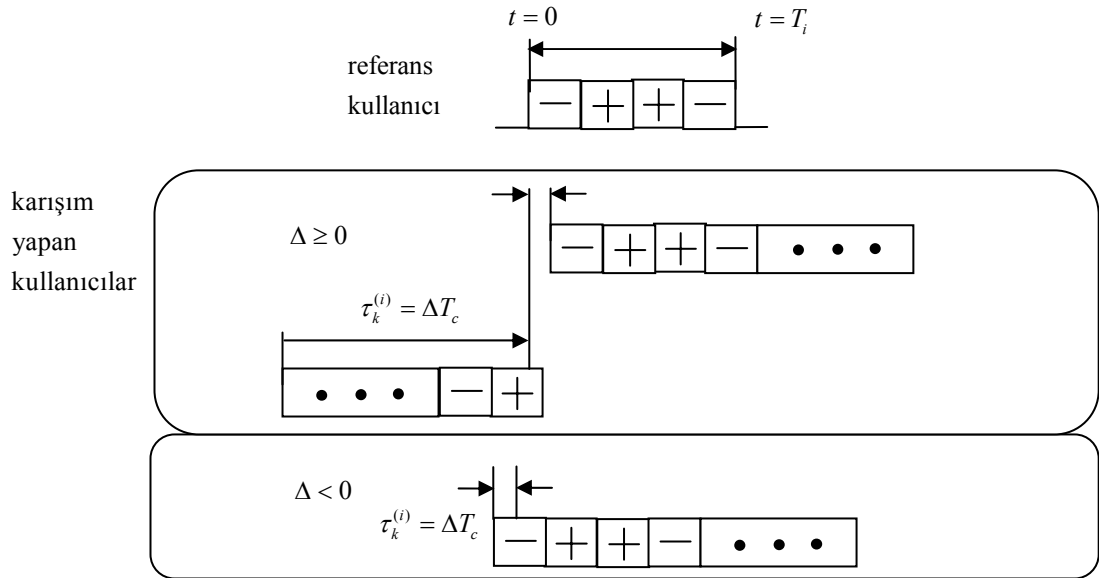
Burada, $T_i > T_j$ ve $T_i < T_j$ durumlarını hesaba katarak analiz yapılmalıdır. T_i , i 'inci sınıftaki istenen kullanıcının veri bitinin süresidir ve T_j , j 'inci sınıfta karışım yapan kullanıcının veri bitinin süresidir. Dolayısıyla, her bir dizinin periyodunun, her bir veri bitinin süresine eşit olduğu varsayılır (örneğin kısa kodlu KBÇE sistemlerinde). Bu varsayımla [DIL06A] makalesinde farklı uzunluklu dizilerin etkileri ve ilişkisi üzerine çalışma yapılmıştır. i 'inci sınıftaki l 'inci kullanıcının karışım yapan bir kullanıcı ve j 'inci sınıftaki k 'inci kullanıcının da karışım yapan bir kullanıcı gibi düşünülmesi durumunda, i 'inci sınıftaki l 'inci kullanıcı için bit hata oranı, normalize edilmiş maksimum gecikme cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

Şekil 4.8'de referans alınan düşük hızlı kullanıcının bir çipine, her bir düşük ve yüksek hızlı kullanıcıların yaptığı bir çiplik karışımlar gösterilmiştir.



Şekil 4.8 $T_i > T_j$ durumu için karışımın gösterilmesi

Şekil 4.9'da referans alınan yüksek hızlı kullanıcının bir çipine, her bir düşük ve yüksek hızlı kullanıcıların yaptığı bir çiplik karışımlar gösterilmiştir.



Şekil 4.9 $T_i < T_j$ durumu için karışımın gösterilmesi

Şekil 4.9'da gösterildiği üzere $(0, T_i)$ zaman aralığında karşı ilişki, her bir durum, yani $\Delta \geq 0$ veya $\Delta < 0$ için, iki tane periyodik olmayan karşı ilişkinin toplamıdır.

$[0, T_c]$ aralığında ortogonal kodlar kullanılarak yüksek işleme kazançlı hız için hata olasılığı ifadesi aşağıdaki gibi elde edilebilir [LEE04]:

$$P_{b_i} = Q \left(\left(\frac{N_0}{2E_b} + \text{Var}[I_{1i}] \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (4.15)$$

Bu denklemden ilk terim istenen kullanıcıyla aynı hızda bulunan $(K-1)$ adet kullanıcının neden olduğu ÇEK'i, ikinci terim ise düşük işleme kazançlı hızda bulunan K_2 adet kullanıcının neden olduğu ÇEK'i göstermektedir [DIL06A].

$\text{Var}[I_{1i}]$ aşağıda verilmiştir [DIL06A].

$$\begin{aligned}
Var[I_{1l}] = & \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^{K_1} \frac{1}{6N_1^2} \left[1 + (\phi_{1k,1l}^1(1))^2 + (\phi_{1k,1l}^1(0))^2 + \phi_{1k,1l}^1(0)\phi_{1k,1l}^1(1) \right] \\
& + \sum_{k=1}^{K_2} \frac{1}{12N_2^2} \left[1 + (\phi_{2k,1l}^2(1))^2 + (\phi_{2k,1l}^2(0))^2 + \right. \\
& \left. \phi_{2k,1l}^2(0)\phi_{2k,1l}^2(1) + (\phi_{2k,1l}^3(1))^2 + \right. \\
& \left. (\phi_{2k,1l}^3(0))^2 + \phi_{2k,1l}^3(0)\phi_{2k,1l}^3(1) \right] \tag{4.16}
\end{aligned}$$

$$\phi_{ik,jl}^1(p) = \sum_{t=0}^{N_i-1-p} c_t^{ik} c_{t+p}^{jl}, p \in \{0,1\} \tag{4.17}$$

$$\phi_{ik,jl}^2(p) = \sum_{t=0}^{N_i-1} c_t^{ik} c_{t+p}^{jl}, p \in \{0,1\} \tag{4.18}$$

$$\phi_{ik,jl}^3(p) = \sum_{t=0}^{N_i-1-p} c_t^{ik} c_{t+p+N_i}^{jl}, p \in \{0,1\} \tag{4.19}$$

Düşük işleme kazançlı hızda bulunan bir kullanıcıya etki eden ÇEK'in varyans ifadesi aşağıdaki gibidir [DIL06A].

$$\phi_{ik,jl}^4(p) = \sum_{t=0}^{N_i-1-p} c_t^{ik} c_{t+p}^{jl}, p \in \{0,1\} \tag{4.20}$$

$[0, T_c]$ aralığında ortogonal kodlar kullanılarak yüksek işleme kazançlı hız için hata olasılığı ifadesi aşağıdaki gibi gösterilebilir [DIL06A].

$$P_{b_{2l}} = Q \left(\left(\frac{N_0}{2E_b} + Var[I_{2l}] \right)^{\frac{1}{2}} \right) \tag{4.21}$$

$Var[I_{2l}]$ aşağıda verilmiştir [DIL06A].

$$\begin{aligned}
Var[I_{2l}] = & \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^{K_2} \frac{1}{6N_2^2} \left[1 + (\phi_{2k,2l}^4(1))^2 + (\phi_{2k,2l}^4(0))^2 + \phi_{2k,2l}^4(0)\phi_{2k,2l}^4(1) \right] \\
& + \sum_{k=1}^{K_1} \frac{1}{12N_2^2} \left[1 + (\phi_{1k,2l}^4(1))^2 + (\phi_{1k,2l}^4(0))^2 + \right. \\
& \left. \phi_{1k,2l}^4(0)\phi_{1k,2l}^4(1) \right] \tag{4.22}
\end{aligned}$$

Rastgele kodlar kullanılarak yüksek işleme kazancı için bit hata olasılığı ise aşağıdaki gibidir [DIL06A].

$$P_{b_{1l}} = Q \left(\left(\frac{N_0}{2E_b} + \frac{K_1 - 1}{3N_1} + \frac{K_2}{3N_2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (4.23)$$

Yüksek işleme kazançlı hızı etki eden karışımın varyansı şöyle gösterilebilir:

$$Var[I_{1l}] = \frac{K_1 - 1}{3N_1} + \frac{K_2}{3N_2} \quad (4.24)$$

Düşük işleme kazançlı hızı etki eden ÇEK'in varyansı ise aşağıda belirtilmiştir

$$Var[I_{2l}] = \frac{K_1}{3N_1} + \frac{K_2 - 1}{3N_2} \quad (4.25)$$

Bu varyans ifadesi yardımıyla düşük işleme kazançlı hızın rastgele kodlar için hata olasılığı ifadesi aşağıdaki gibi elde edilebilir [DIL06A].

$$P_{b_{2l}} = Q \left(\left(\frac{N_0}{2E_b} + \frac{K_1}{3N_1} + \frac{K_2 - 1}{3N_2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (4.26)$$

Zaman gecikmesi $(-\Delta_m, \Delta_m)$, aralığında düzgün dağılımlı iken yüksek hızlı kullanıcının bit hata olasılığı şu ifadeyle gösterilebilir [DIL06A].

$$P_1 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0 + \frac{1}{2E_{s_1}} \left((K_1 - 1) A_1^2 E[R_{s_1 s_1}^2(\Delta T_c)] + K_2 A_2^2 E[R_{s_1 s_2}^2(\Delta T_c)] \right]}} \right) \quad (4.27)$$

$$E[R_{s_1 s_1}^2(\Delta T_c)] = \frac{T_c^2 \Delta_m^2}{3} E[\rho_{1,11}^2] \quad (4.28)$$

$$E[\rho_{1,11}^2] = \frac{1}{K(K-1)} \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \left(\sum_{l=0}^{N-1} c_l^k c_{l \pm 1}^i \right)^2 \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} E[R_{s_1 s_2}^2(\Delta T_c)] &= T_c^2 \left(1 - \Delta_m + \frac{\Delta_m^2}{3} \right) E[\rho_{0,12}^2] + T_c^2 \left(\frac{\Delta_m^2}{3} \right) E[\rho_{1,12}^2] \\ &+ 2T_c^2 \left(\frac{3\Delta_m - 2\Delta_m^2}{6} \right) E[\rho_{0,12}] E[\rho_{1,12}] \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$E[\rho_{0,12}] = \frac{1}{4K^2} \sum_{t=1}^4 \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \left(\sum_{l=0}^{N-1} c_l^k c_l^{i(t)} \right) \quad (4.31)$$

$$E[\rho_{1,12}] = \frac{1}{4K^2} \sum_{t=1}^4 \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \left(\sum_{l=0}^{N-1} c_l^k c_{l \pm 1}^{i(t)} \right) \quad (4.32)$$

$$E[\rho_{0,12}^2] = \frac{1}{4K^2} \sum_{t=1}^4 \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \left(\left(\sum_{l=0}^{N-1} c_l^k c_l^{i(t)} \right)^2 \right) \quad (4.33)$$

$$E[\rho_{1,12}^2] = \frac{1}{4K^2} \sum_{t=1}^4 \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \left(\left(\sum_{l=0}^{N-1} c_l^k c_{l \pm 1}^{i(t)} \right)^2 \right) \quad (4.34)$$

Zaman gecikmesi $(-\Delta_m, \Delta_m)$, aralığında düzgün dağılımlı iken düşük hızlı kullanıcının bit hata olasılığı aşağıdaki gibi olacaktır [DIL06A].

$$P_2 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0 + \frac{1}{2E_{s_2}} (K_1 A_1^2 E[R_{s_2 s_1}^2(\Delta T_c)] + (K_2 - 1) A_2^2 E[R_{s_2 s_2}^2(\Delta T_c)]}}}} \right) \quad (4.35)$$

$$E[\rho_{0,21}] = \frac{1}{2K^2} \sum_{t=1}^2 \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^K \left(\sum_{l=0}^{N-1} c_l^k c_l^{i(t)} \right) \quad (4.36)$$

$$E[\rho_{1,21}] = \frac{1}{2K^2} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^K \left(\sum_{l=0}^{\frac{N-1}{2}} c_l^k c_{l\pm 1}^{i(t)} \right) \quad (4.37)$$

$$E[\rho_{0,21}^2] = \frac{1}{2K^2} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^K \left(\sum_{l=0}^{\frac{N-1}{2}} c_l^k c_l^{i(t)} \right)^2 \quad (4.38)$$

$$E[\rho_{1,21}^2] = \frac{1}{2K^2} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^K \left(\sum_{l=0}^{\frac{N-1}{2}} c_l^k c_{l\pm 1}^{i(t)} \right)^2 \quad (4.39)$$

$$\begin{aligned} E[R_{s_2s_1}^2(\Delta T_c)] &= T_c^2 \left(1 - \Delta_m + \frac{\Delta_m^2}{3} \right) E[\rho_{0,21}^2] + T_c^2 \left(\frac{\Delta_m^2}{3} \right) E[\rho_{1,21}^2] \\ &\quad + 2T_c^2 \left(\frac{3\Delta_m - 2\Delta_m^2}{6} \right) E[\rho_{0,21}] E[\rho_{1,21}] \end{aligned} \quad (4.40)$$

$$E[\rho_{1,22}^2] = \frac{1}{K(K-1)} \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \left(\sum_{l=0}^{\frac{N-1}{2}} c_l^k c_{l\pm 1}^i \right)^2 \quad (4.41)$$

$$E[R_{s_2s_2}^2(\Delta T_c)] = \frac{T_c^2 \Delta_m^2}{3} E[\rho_{1,22}^2] \quad (4.42)$$

5. SONUÇLAR

5.1. Giriş

Bu bölümde bir DD-KBÇE sisteminde çeşitli yayıcı kodlar kullanılarak eş zamanlı, eş zamanlı olmayan ve yaklaşık eş zamanlı durumlar için BEGGEK ve Rayleigh sönümlenmeli kanaldaki bit hata performanslarının eğrileri simülasyon yapılarak elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar çeşitli makale ve kitaplardaki teorik sonuçlarla karşılaştırılarak yorumlanmıştır.

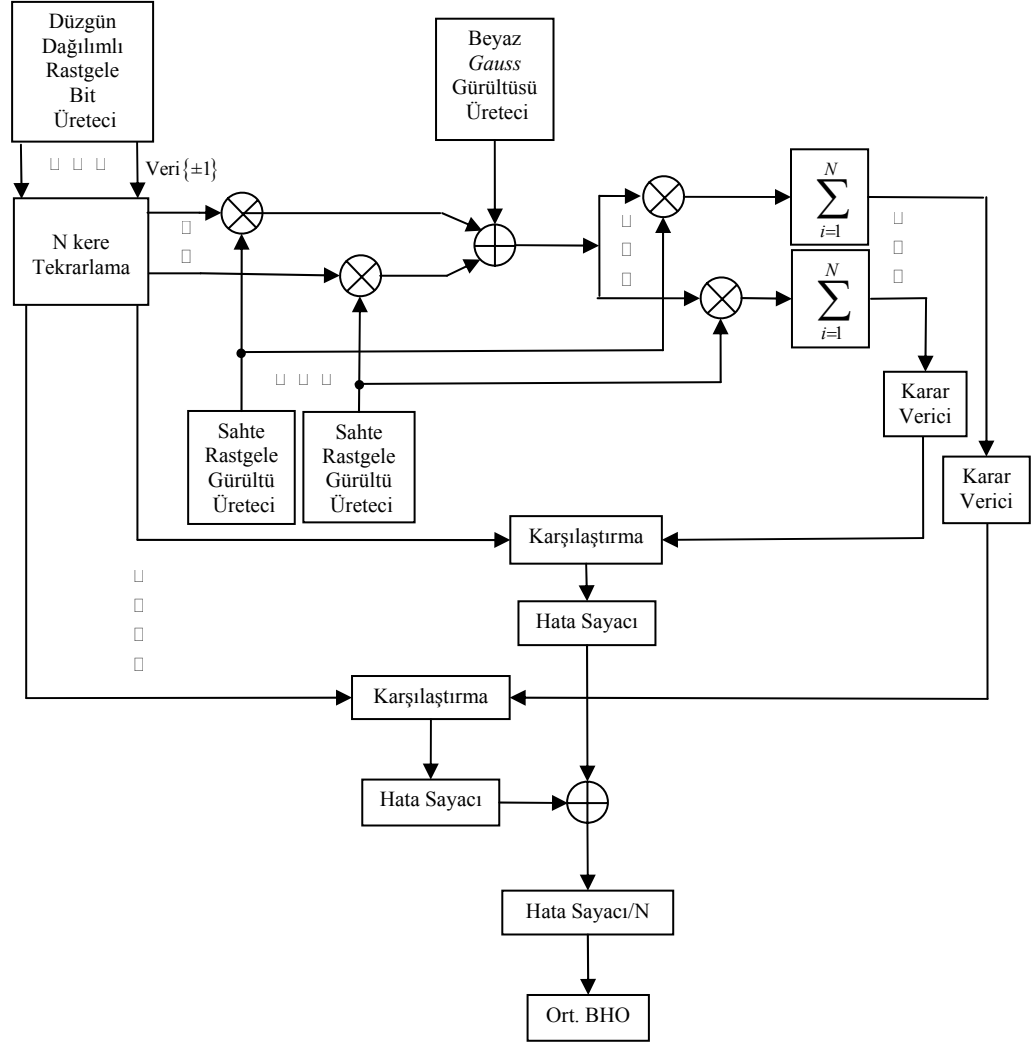
5.2. Tek Hızlı DD-KBÇE Sisteminin Blok Diyagramı

Tek Hızlı DD-KBÇE sisteminde verici tarafındaki aynı bit süresine sahip K tane birbirinden farklı kullanıcı, gecikme durumlarına bağlı olarak BEGGEK kanala erişerek toplanır ve alıcıda bu işaret, yine, kullanıcı gecikmelerine bağlı olarak çözülerek bit hata olasılığı hesaplanır. Bu sistemi bilgisayar ortamında gerçekleştirmek için MATLAB yardımıyla *Monte Carlo* simülasyon yöntemi kullanılmıştır. Hem teorik olarak çıkarılan sonuçlardan hem de bu simülasyon sonucunda elde edilen değerlerden görüldüğü üzere sistemin performansını etkileyen iki önemli unsur vardır. Bunlar, kullanıcıların kanala düzgün dağılımlı olarak rastgele erişme gecikmeleri ve kullanılan yayıcı dizilerdir.

Kısaca, bu çalışmada kullanılan haberleşme sisteminin *Monte Carlo* yöntemiyle nasıl gerçekleştirildiği incelenecektir. *Monte Carlo* simülasyonları çok küçük matematiksel analize ihtiyaç duyar ve her hangi bir haberleşme sistemine uygulanabilir [TRA04]. *Monte Carlo* simülasyonları çok genel bir araç olmasının yanında kararlı simülasyon sonuçlarını elde etmek için çok uzun çalışma sürelerine ihtiyaç vardır. Sayısal bir haberleşme sisteminin bit hata olasılığını tahmin etmek için sistemin simülasyon modelinden N tane veri sembolü geçirilir. Simülasyon modelinden N tane veri geçirildiği düşünülürse N_e tane hata elde edilir. Buradan bit hata olasılığının tahmini şu şekilde ifade edilebilir.

$$\hat{P}_E = \frac{N_e}{N} \quad (4.43)$$

DD-KBÇE simülasyon modeli Şekil 5.1’de görüldüğü gibi yapılmıştır.



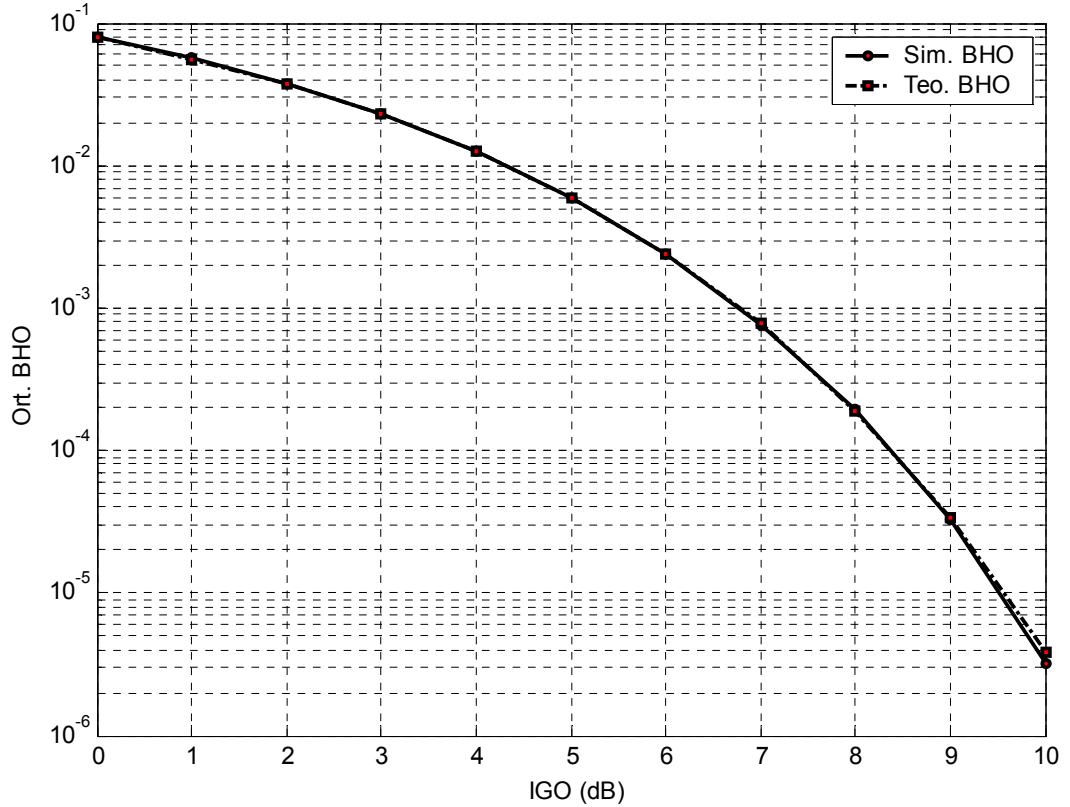
Şekil 5.1 BEGGEK’da alıcıda KS kullanıldığı DD-KBÇE sisteminin blok diyagramı

İFKA kullanılarak DD-KBÇE haberleşme sisteminin her bir *Monte Carlo* simülasyonu ile 0.1 bit hata olasılığı elde etmek için $N=1000$ bit (sembol) gönderilir. $N \leq 1000$ bit gönderildiğinde elde edilen bit hata olasılığında rastgelelikler olmaktadır. Bu rastgelelik tahminin varyansı ile ilgilidir. Genelde kararlı simülasyon sonuçları elde etmek için rastgelelikler küçük olmalıdır. N

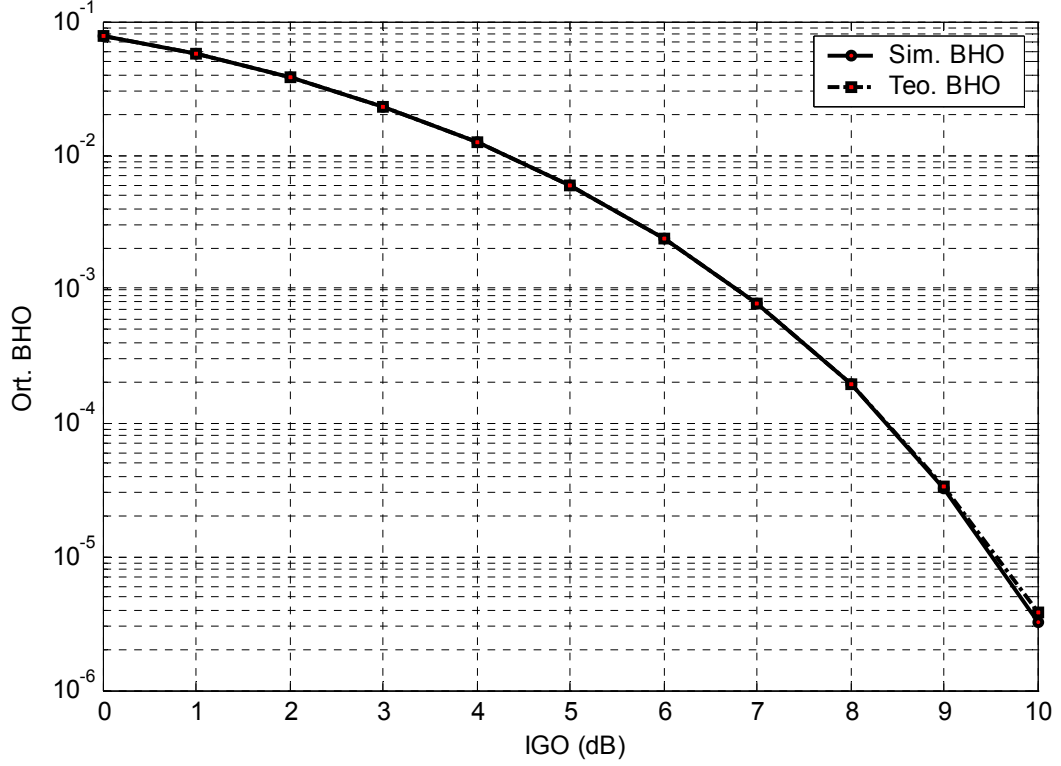
büyüdükçe varyans küçülecektir. Bu durum, doğru olarak geliştirilen simülatör için tipik bir davranıştır.

5.2.1. BEGGEK’da Tek Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları

Tek hızlı Eş zamanlı DD-KBÇE sisteminin BEGGEK için alıcıda KS kullanılarak yapılan simülasyon sonuçları aşağıda verilmektedir. Yapılan analizlerde seçilen yayıcı kodlar ortogonal olduğu için, (2.54) denkleminde de görüldüğü üzere, karşı ilişkileri 0 olur. Burada, kullanıcı sayısının artması, kullanıcılar arasında bir karışım meydana getirmez. Şekil 5.2’de $N=32$ uzunluklu ortogonal Gold kodlarından ve Şekil 5.3’de de $N=32$ uzunluklu Hadamard kodlarından ilk 10 tanesi 10 kullanıcı için tahsis edilmiştir. Bu 10 kullanıcının performansı BEGGEK incelenmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları seçilen tüm kullanıcılar birbirine ortogonal olduğundan İFKA’nın teorik eğrisine çok yakın çıkmaktadır.



Şekil 5.2 Eşzamanlı BEGGEK’da $N=32$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K=10$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO

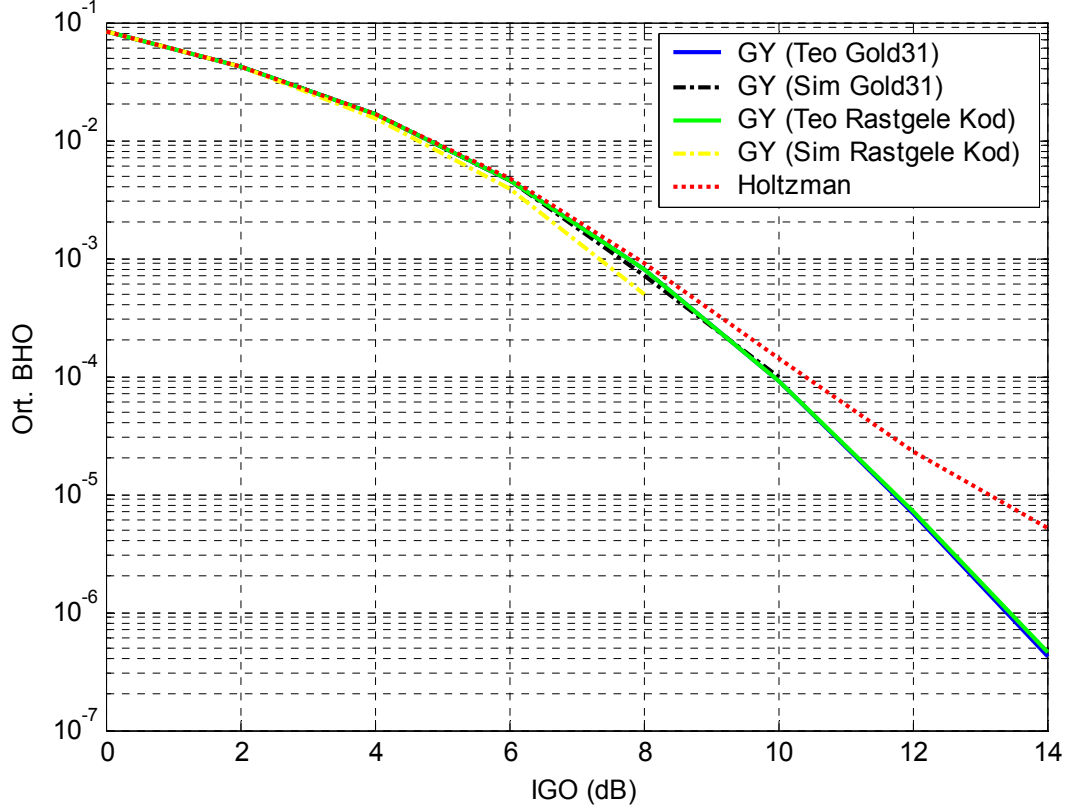


Şekil 5.3 Eşzamanlı BEGGEK’da $N = 32$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K = 10$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO

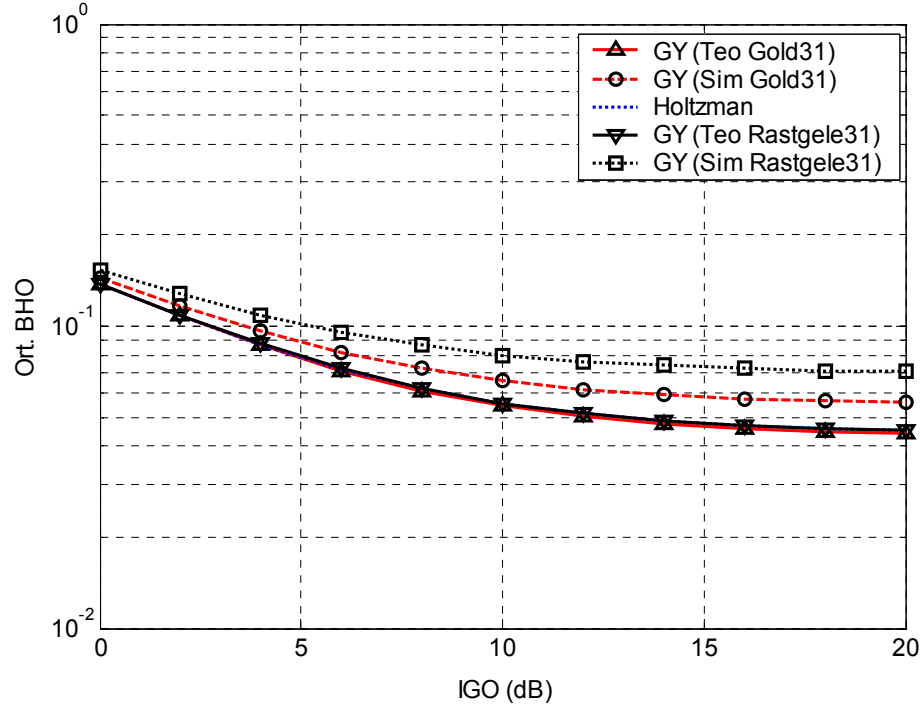
5.2.2. BEGGEK’da Tek Hızlı Eşzamansız DD-KBÇE Sonuçları

(2.54) denklemini dikkate alarak, tek hızlı eşzamansız DD-KBÇE sisteminin BEGGEK kanalında alıcıda KS düşünülerek teorik analizi yapılabilir. Kullanıcıların kanala erişim zamanları birbirlerinden farklı olduğu için karşı ilişkileri 0’den farklı olur. Bu yüzden sistemin bit hata olasılığı, kullanıcı sayısının artmasıyla gittikçe kötüleşir. Burada yapılan *Gauss* yaklaşımı, düşük kullanıcıli işaret/gürültü oranının yüksek olması veya yüksek kullanıcıli işaret/gürültü oranının düşük olması durumları için geçerli olacaktır. Eşzamansız iletim yapıldığından, kodların ortogonal olup olmaması sistemin performansını iyileştirmez. Şekil 5.4’de $N = 31$ uzunluklu Gold ve rastgele kodlar kullanılarak $K = 3$ kullanıcı için teorik sonuçlarla simülasyon sonuçları yüksek IGO için bile oldukça yakın olduğu görülmektedir. Şekil 5.5’de $N = 31$ uzunluklu Gold ve rastgele kodlar kullanılarak $K = 33$ kullanıcı için teorik sonuçlarla simülasyon sonuçları arasında açılmalar olmuştur. Literatürde teorik

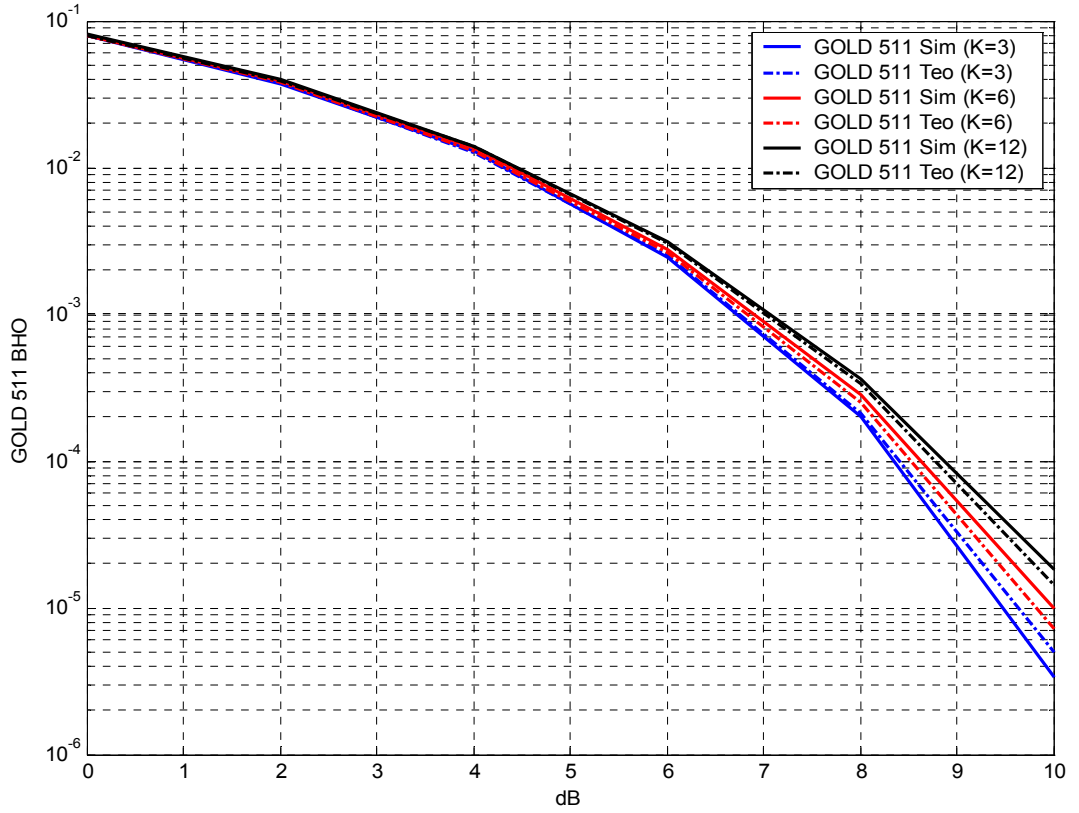
sonuçlarla simülasyon sonuçlarının aynı eğime sahip olması yapılan analizlerin doğru olduğunu göstermektedir. Şekil 5.6'da yüksek işleme kazancına sahip Gold kodları kullanılarak düşük kullanıcı için sistemin performansı IGO arttıkça teorik sonuçlarla simülasyon sonuçları arasında açılmalar olmuştur. Böylece *Gauss* yaklaşımının düşük kullanıcı bir KBÇE sisteminde IGO arttığında doğru sonuçlar vermeyeceği görülmektedir.



Şekil 5.4 Eşzamansız BEGGEK'da $N = 31$ uzunluklu Gold ve rastgele kodlar kullanılarak $K = 3$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO



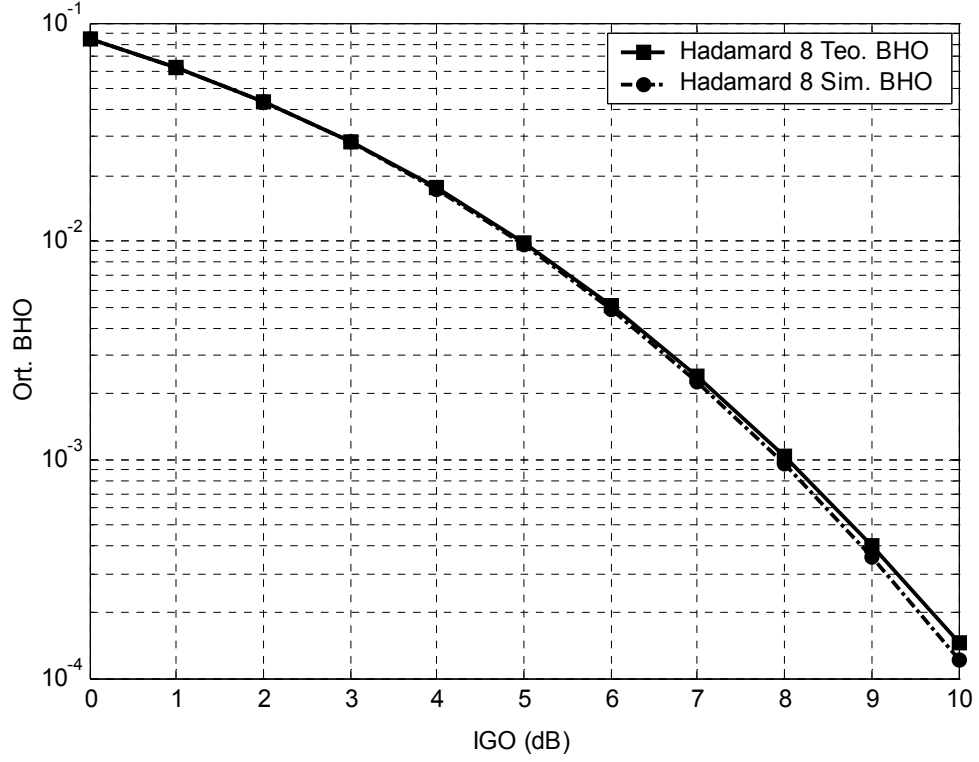
Şekil 5.5 Eşzamansız BEGGEK’da $N = 31$ uzunluklu Gold ve rastgele kodlar kullanılarak $K = 33$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO



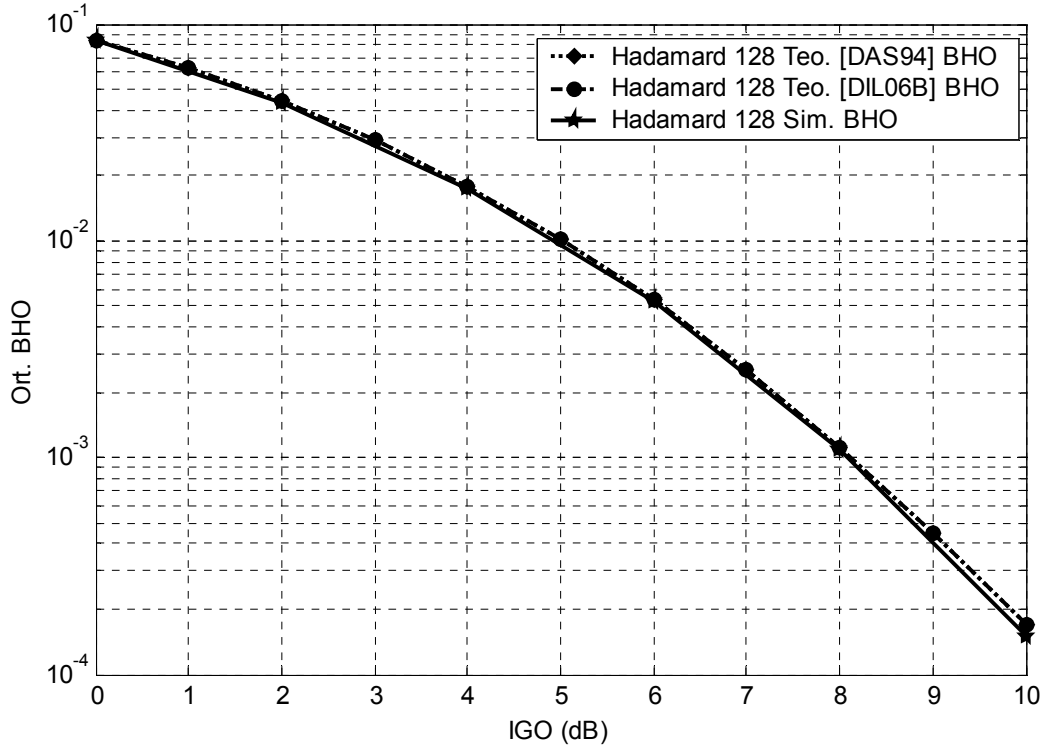
Şekil 5.6 Eşzamansız BEGGEK’da $N = 511$ uzunluklu Gold kodları kullanılarak $K = 3, 6, 12$ kullanıcı için DD-KBÇE sisteminin BHO

5.2.3. BEGGEK’da Tek Hızlı Yaklaşık Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları

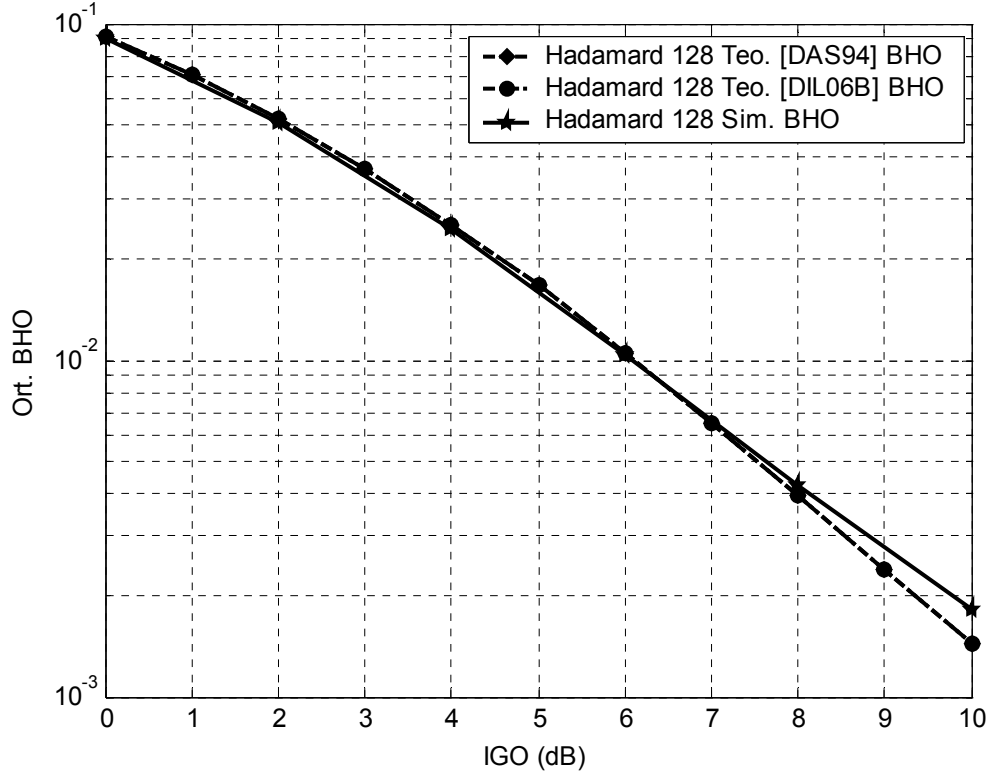
Yaklaşık eş zamanlı DD-KBÇE sisteminde kullanıcı gecikmeleri bir çip süresi boyunca rastgele değiştiğinden sistemin performansı eşzamansız sisteme nazaran oldukça iyi sonuç verir. [DAS94] makelesinden ve [DIL06B] tezinden faydalanarak yaklaşık eşzamanlı DD-KBÇE için elde edilen teorik sonuçları simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırdık. Burada dikkat edilmesi gereken husus, her bir kullanıcının gecikmesi, kullanıcıların birbirine olan bağıl gecikmesi şeklinde ifade edilen $\Delta = \tau / T_c$ değeridir. Şekil 5.7’de $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K = 8$ kullanıcı ve $\Delta = \tau / T_c = 0.5$ için simülasyon sonuçları [DAS94] makelesindeki ve [DIL06B] tezindeki teorik sonuçlarına oldukça yakın çıktığı görülmektedir. Aynı işlemleri $N = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K = 128$ kullanıcı ve $\Delta = \tau / T_c = 0.5$ için yapıldığında da Şekil 5.8’deki gibi simülasyon sonuçlarının [DAS94] makelesindeki ve [DIL06B] tezindeki teorik sonuçlarıyla uyduğu görülmektedir. Şekil 5.9’da $N = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K = 128$ kullanıcı ve $\Delta = \tau / T_c = 0.75$ için yapılan simülasyon sonuçları da [DAS94] makelesindeki ve [DIL06B] tezindeki teorik sonuçlarıyla bit hata olasılığının 10^{-2} ’ye indiği yere kadar uyushmaktadır. Daha düşük bit hata olasılığı elde etmemiz için (örneğin 10^{-3} bit hata olasılığı elde etmek için en az 100000 bit göndermemiz gerekir) daha fazla bit göndermemiz gerekir.



Şekil 5.7 Yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve $\Delta = [0, 0.5]$ için BHO



Şekil 5.8 Yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 128$ kullanıcı ve $\Delta = [0, 0.5]$ için BHO



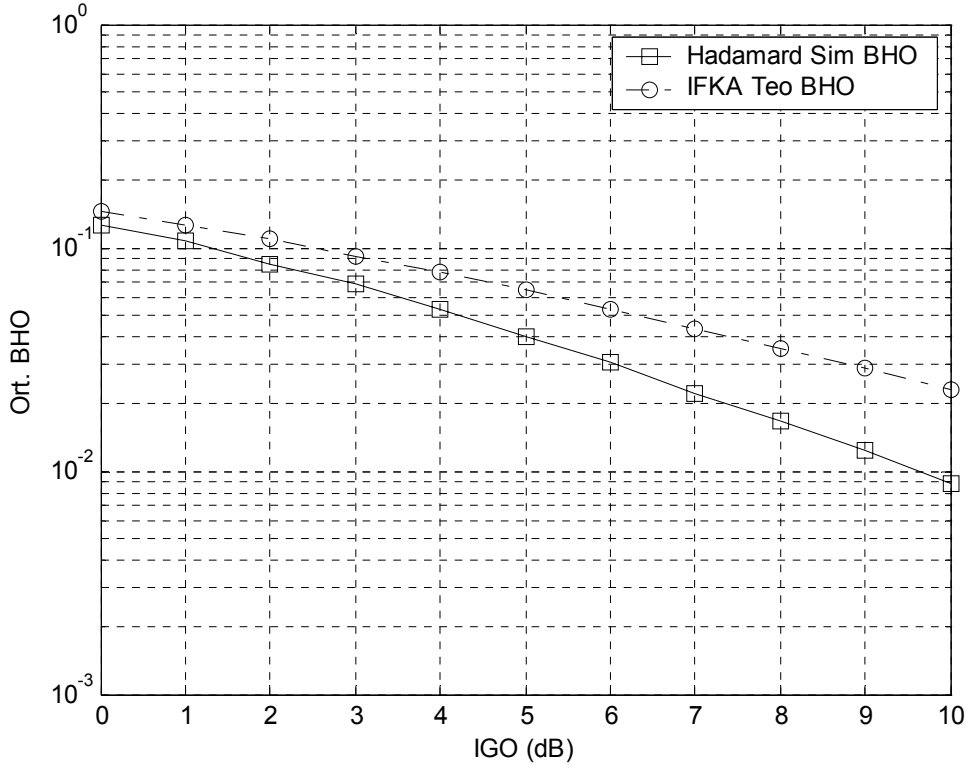
Şekil 5.9 Yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N=128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K=128$ kullanıcı ve $\Delta=[0,0.75]$ için BHO

5.2.4. Sönümlmeli kanalda Tek Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları

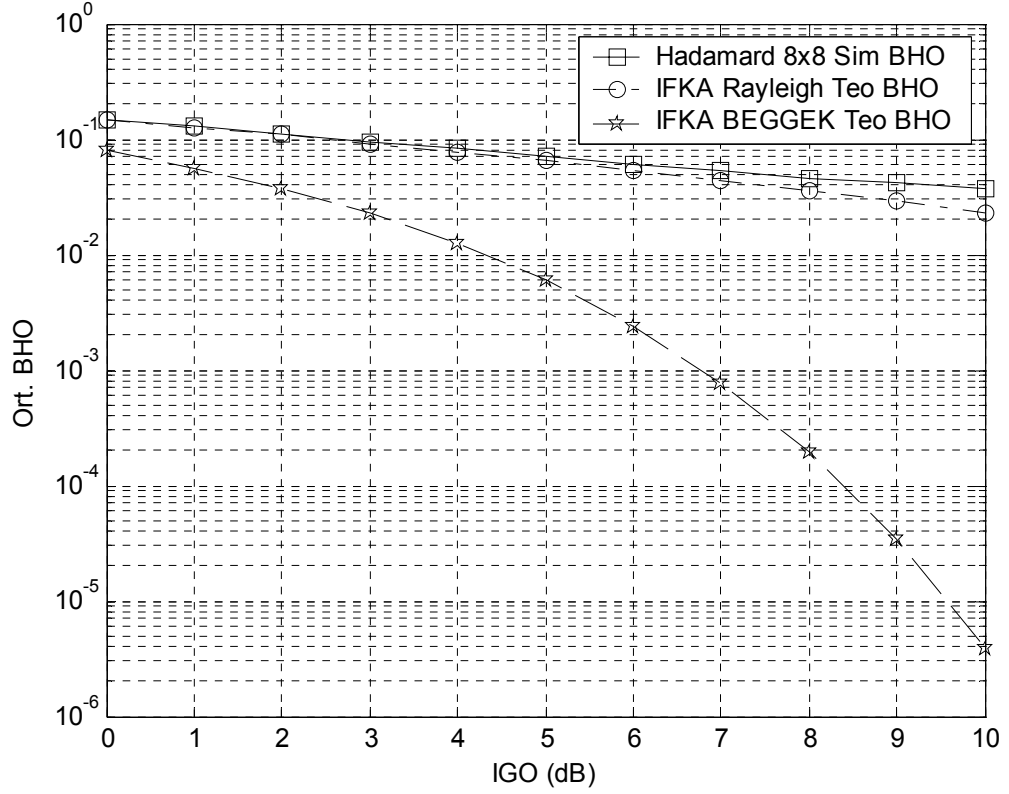
Beyaz Gauss Gürültüsü Eklenmiş Rayleigh sönümlmeli kanalda vericiden gönderilen işaretin genliği alıcıya ulaşınca kadar hem sönümlemeyen hem de gürültüden oldukça etkilenir. Kanalin etkisi tek alıcı tek verici anten kullanıldığında oldukça baskındır ve kanala erişen kullanıcılar eş zamanlı olsa bile işaretin doğru bir şekilde alınması oldukça etkiler. Bununla birlikte kullanıcı sayısının artması kullanıcılar arasında daha fazla karışım meydana getireceğinden bit hata olasılığı gittikçe kötüleşir. Kanalin ve karışımın etkisini Şekil 5.10’dan ve Şekil 5.11’den açıkça görebiliriz.

Tek verici ve alıcı anten kullanan sistemlerde sistem performansını artırmak için sönümlemenin az olduğu yolları seçebilen Tırmık alıcılar kullanılır. Alıcı bu

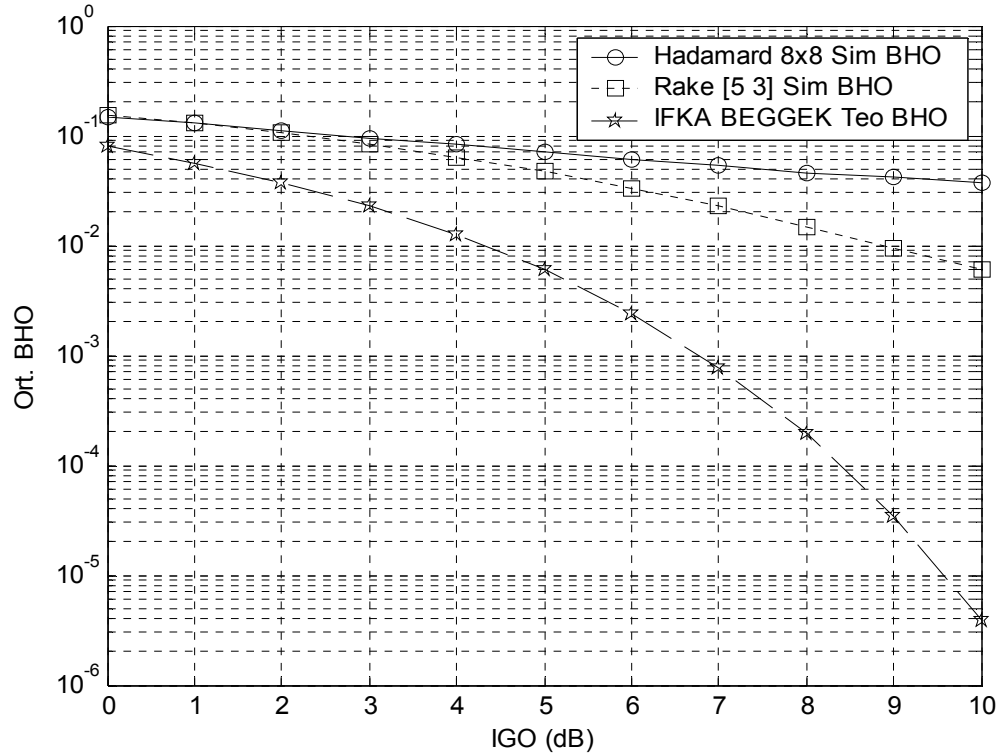
şekilde olunca işaretin düşük sönmülemeye maruz kalabileceği yollar ortadan kalmış olur. Böylelikle işaret daha doğru bir şekilde alıcıda çözülmüş olur. Bunu da Şekil 5.12'den görmekteyiz. Burada kanala erişen kullanıcıların gecikmeleri ve ortamda rastgele mevcut olan cisimlerden kaynaklanan gecikmeler ihmal edilmiştir.



Şekil 5.10 Eşzamanlı *Rayleigh* sönmülemeli kanalda $N=8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K=4$ için BHO



Şekil 5.11 Eşzamanlı *Rayleigh* sönümlmeli kanalda $N=8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K=8$ için BHO



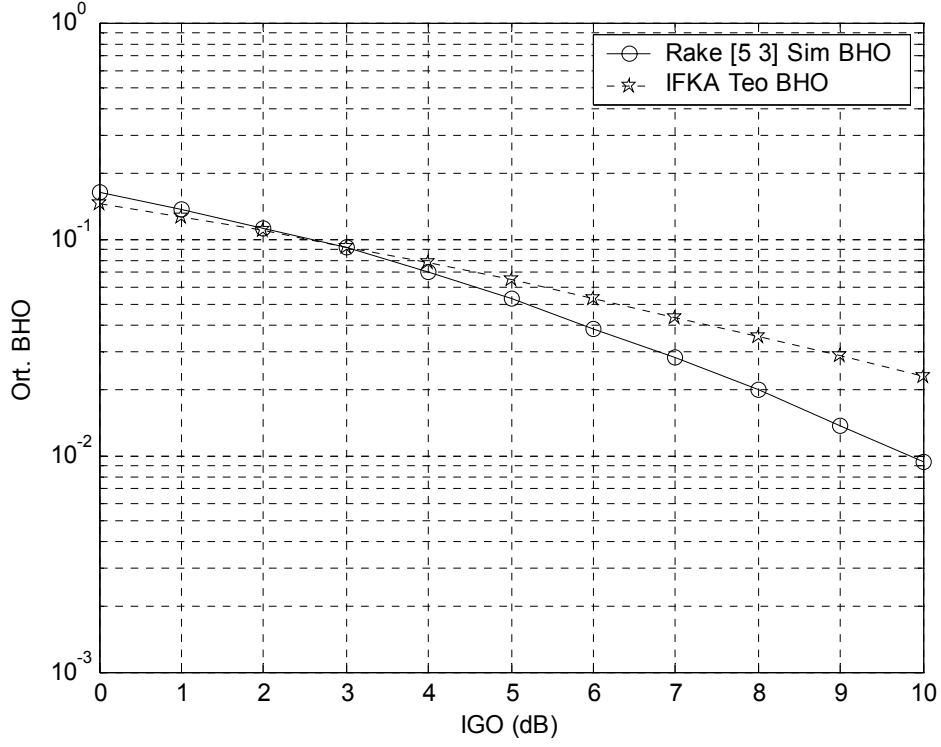
Şekil 5.12 Eşzamanlı *Rayleigh* sönümlmeli kanalda tırmık alıcı ile $N=8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K=8$ yol gecikmeleri olmadığı durum için BHO

5.2.5. Sönümlenmeli kanalda Tek Hızlı Yaklaşık Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları

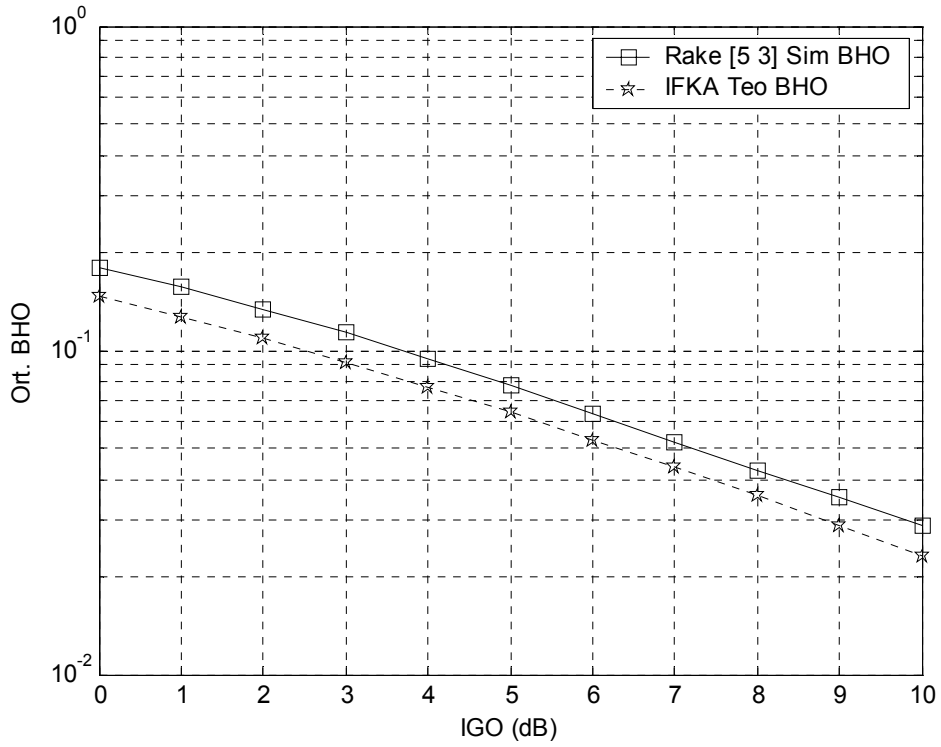
Beyaz Gauss Gürültüsü Eklenmiş *Rayleigh* sönümlenmeli kanalda kanala erişen kullanıcıların gecikmeleri bir çip aralığında rastgele olarak seçilmiştir. Bunun yanında kanala belli bir gecikmeyle erişen her bir kullanıcı, ortamdaki veya kanaldaki cisimlerin sayısına bağlı olarak vericiden gönderdiği orijinal işaret alıcıya bir çip aralığında rastgele atanan yol gecikmeleriyle zamanda gecikmiş şekliyle ulaşır. Burada kanalın sönümleme etkisini azaltmak için sönümlenmeli yolların orijinal işareti en az biçimde etkileyen yolları seçen Tırmık alıcılar yardımıyla işaret alıcıda daha iyi bir şekilde yeniden alınır. Kullanıcı ve yol gecikmeleri çeşitli şekillerde atanmış kanalların simülasyon sonuçları aşağıda verilmiştir.

Şekil 5.13’de $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak kanala eşzamanlı olarak erişen $K = 8$ kullanıcıdan her birinin işareti kanaldaki 5 farklı cisimden yansıyarak 5 farklı yoldan farklı gecikmelerle alıcıya ulaşmıştır ve KS yerine tırmık alıcı kullanılarak bu 5 yoldan en az sönümleme yaratan 3 yolu seçerek (şekillerde [5 3] olarak gösterilmiştir) simülasyon sonuçları eşzamanlı *Rayleigh* kanaldaki simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Burada, kanaldaki yol gecikmeleri $\Delta = \tau / T_c = 0.5$ olarak düzgün dağılımlıdır ve her yol için farklıdır. Aynı simülasyon kanaldaki yol gecikmelerinin $\Delta = \tau / T_c = 1$ olduğu durum için yeniden yapılmıştır. Bu simülasyon sonucu da Şekil 5.14’den görülmektedir. Her iki şekilden de görüldüğü üzere yol gecikmelerindeki artış sistemin performansını kötüleştirmiştir.

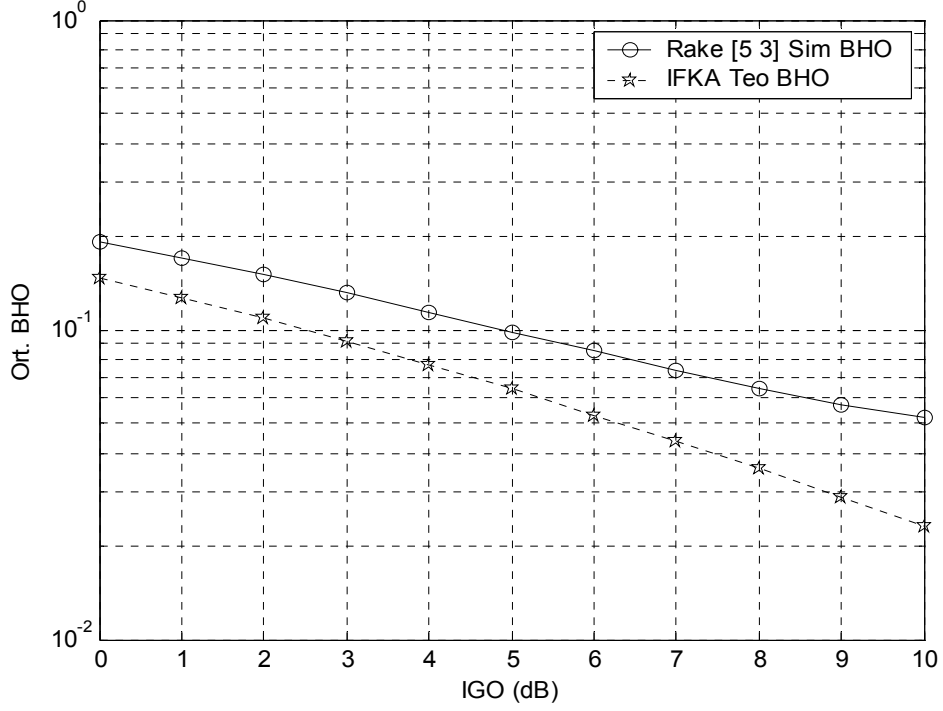
Şekil 5.15’de, Şekil 5.16’da ve Şekil 5.17’de hem kanala erişen kullanıcıların gecikmeleri hem de kanaldaki yol gecikmeleri $\Delta = \tau / T_c$ şeklinde düzgün dağılımlı olarak değişmektedir. Bu şekillerden, kanala erişen kullanıcı gecikmelerinin 0’ dan farklı olması sistemin performansını daha da kötüleştirdiği görülmektedir.



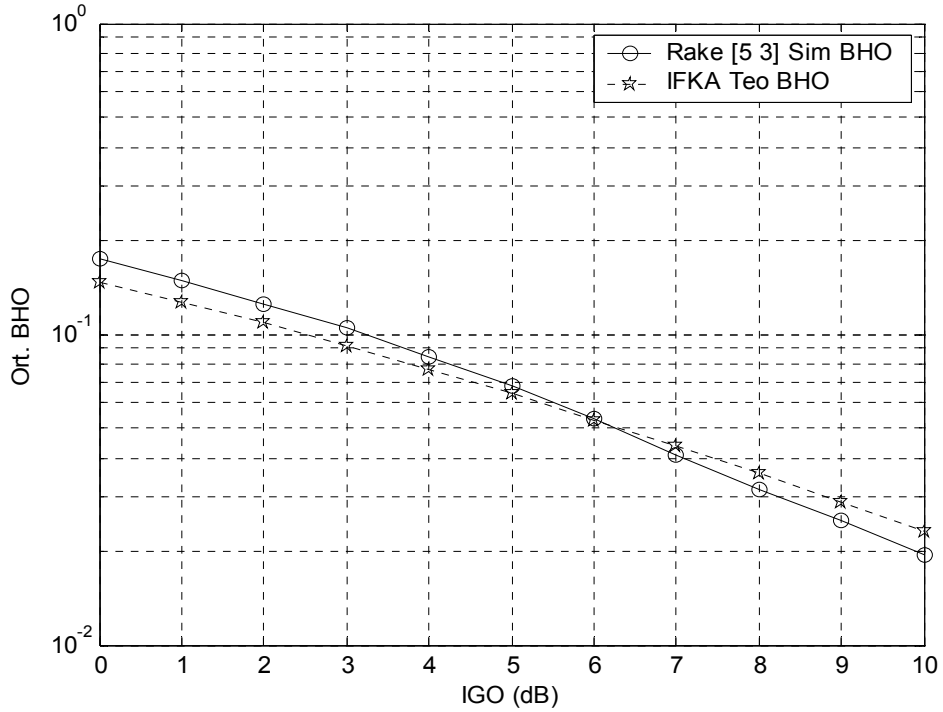
Şekil 5.13 Eşzamanlı *Rayleigh* sönümlenmeli kanalda tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0, 0.5]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO



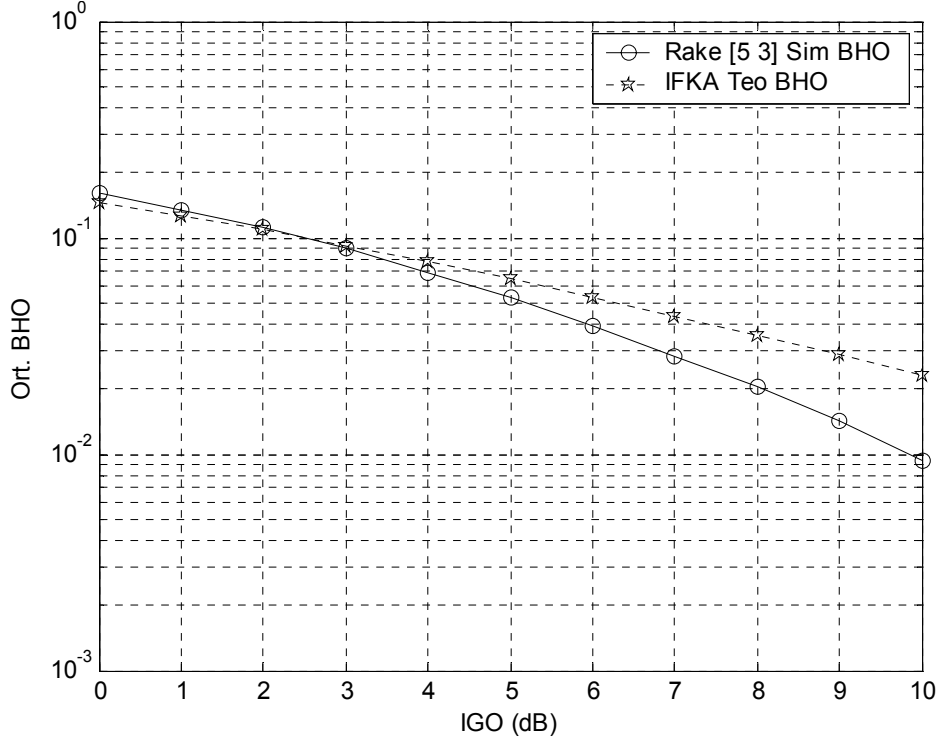
Şekil 5.14 Eşzamanlı *Rayleigh* sönümlenmeli kanalda tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0 \ 1]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO



Şekil 5.15 Yaklaşık eşzamanlı *Rayleigh* sönümlenmiş kanalda $\Delta = [0 \ 1]$ tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0 \ 1]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO



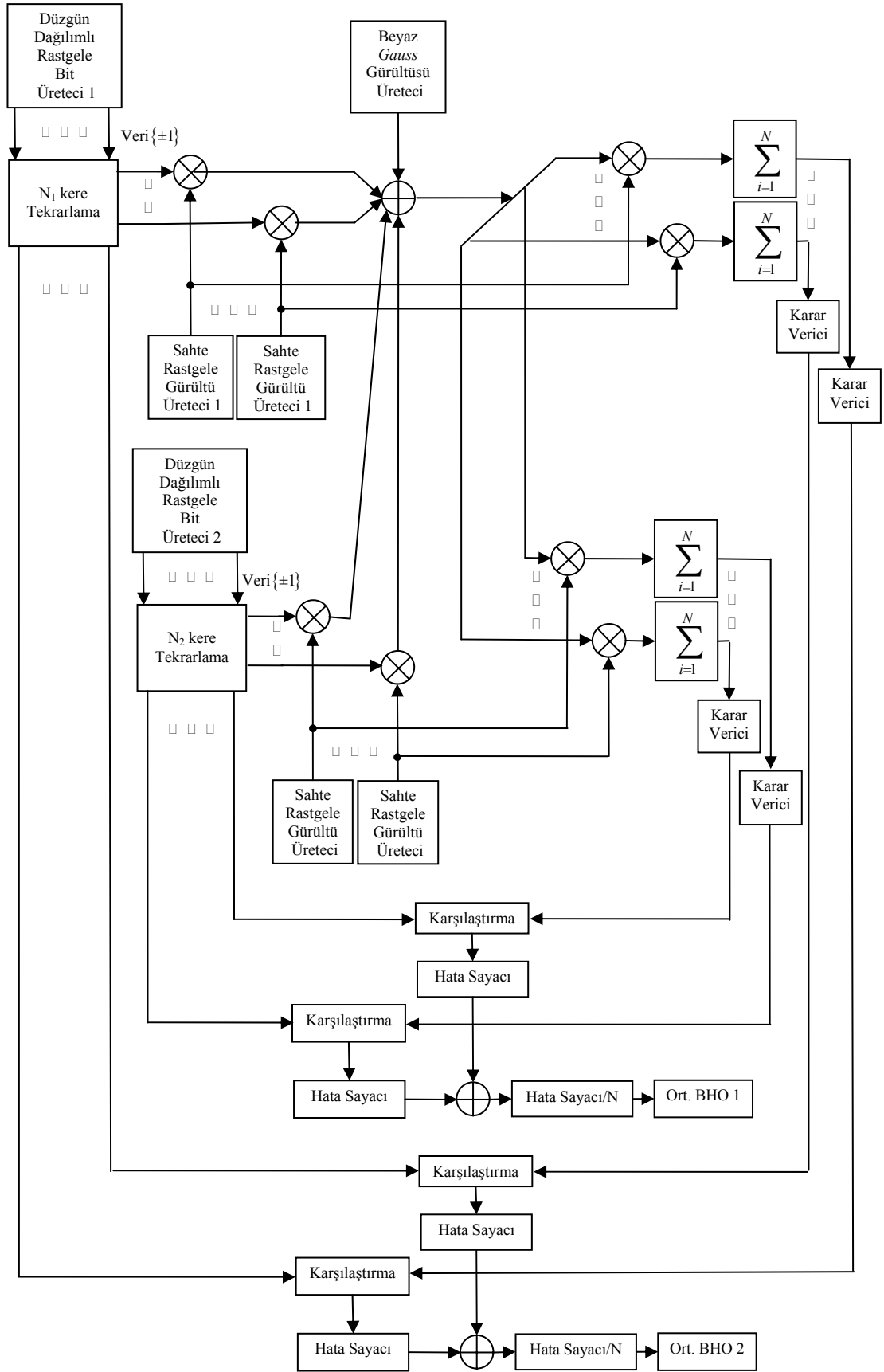
Şekil 5.16 Yaklaşık eşzamanlı *Rayleigh* sönümlenmiş kanalda $\Delta = [0, 0.5]$ tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0, 0.75]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO



Şekil 5.17 Yaklaşık eşzamanlı *Rayleigh* sönümlmeli kanalda $\Delta = [0, 0.25]$ tırmık alıcı ile $N = 8$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak, $K = 8$ kullanıcı ve yol gecikmeleri $\Delta = [0, 0.25]$ durumu için DD-KBÇE sisteminin BHO

5.3. İki Hızlı DD-KBÇE Sisteminin Blok Diyagramı

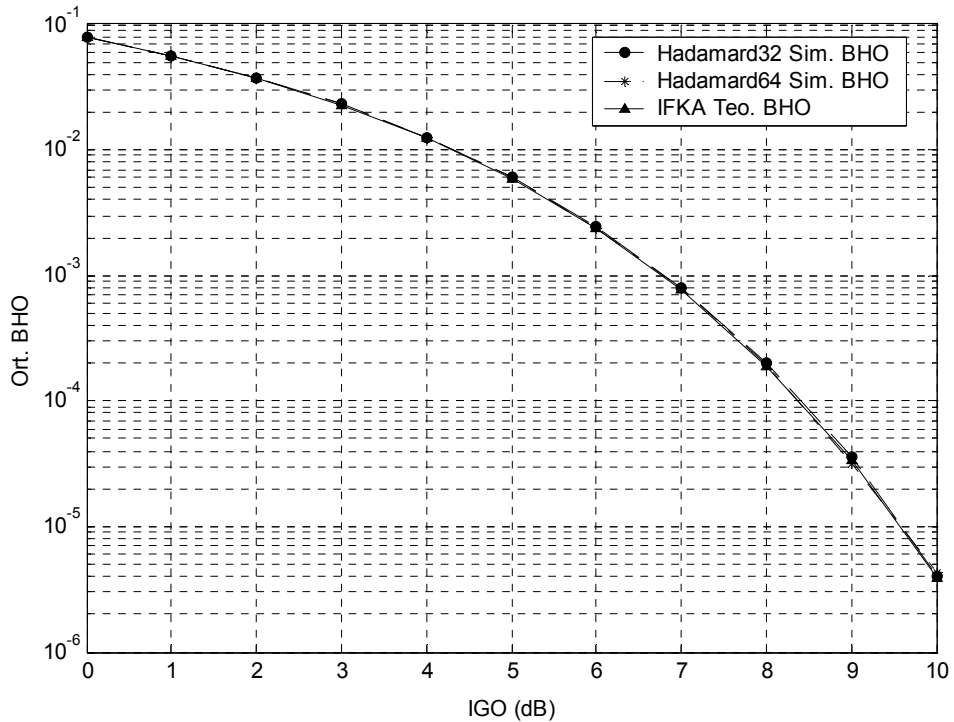
İki hızlı DD-KBÇE sisteminde farklı yayıcı kod dizileriyle iletim yapan iki grup kullanıcı vardır. Her bir kullanıcının, kullandığı yayıcı kod dizinin işleme kazancı kaç tane bit gönderebileceğini belirler. Örneğin 128 uzunluklu Hadamard dizisini kullanan her bir kullanıcı 1 tane bit gönderdiğini düşünelim. 64 uzunluklu Hadamard dizisini kullanan diğer her bir kullanıcı aynı bant genişliğinde 2 bit gönderecektir. Burada her kullanıcının gönderdiği her bir biti alıcıda doğru biçimde çözebilmek için güç kontrolü yapılmaktadır. Bu yüzden 64 uzunluklu kod dizisini kullanan her bir kullanıcının bit enerjisi ile 128 uzunluklu kod dizisini kullanan her bir kullanıcının bit enerjisini birbirlerine eşitlemek için yüksek hızlı (64 uzunluklu) kullanıcının bir bitinin genliği $\sqrt{2}$ ile çarpılır. Böylece iki hızlı sistemdeki her bir kullanıcının biti alıcıda doğru bir şekilde çözülür. Şekil 5.18'de BEGGEK'da KS kullanılarak iki hızlı DD-KBÇE sisteminin blok diyagramı gösterilmiştir. Kanalda her iki gruptaki bütün kullanıcıların işaretleri toplanarak beyaz Gauss gürültüsü eklenir. Demodülasyon işleminde ise her grubun kullanıcısı ayrı ayrı çözülür.



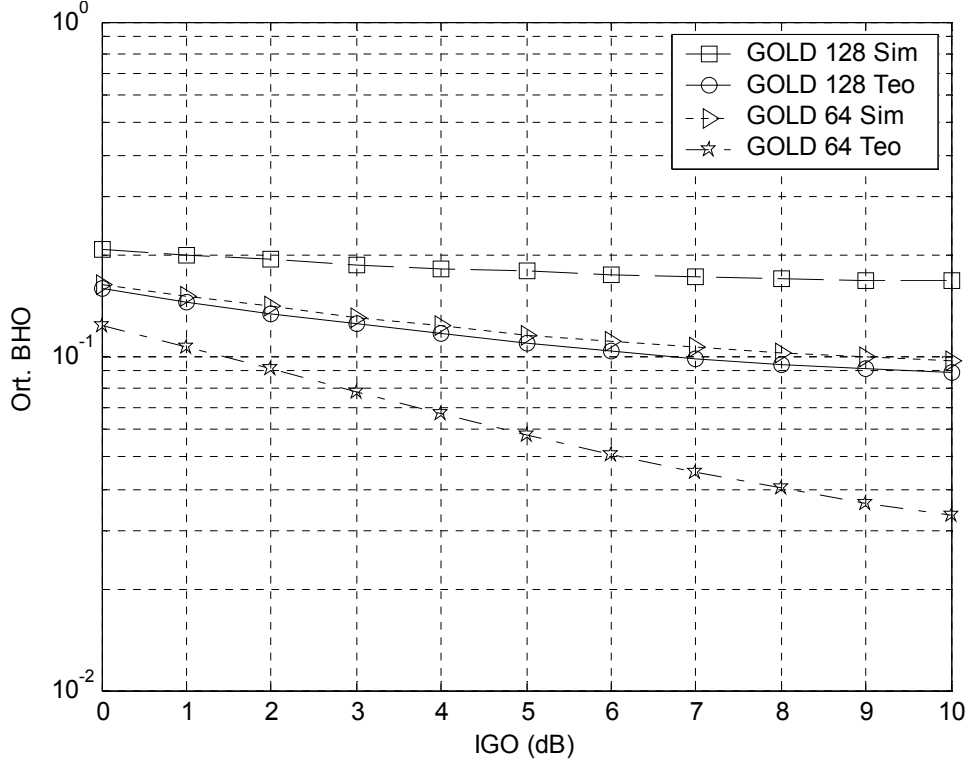
Şekil 5.18 BEGGEK’da KS kullanıldığı iki hızlı DD-KBÇE sisteminin blok diyagramı

5.3.1. BEGGEK’da İki Hızlı Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları

İki hızlı DD-KBÇE sisteminde, istenilen kullanıcı haricindeki diğer bütün kullanıcılar çoklu erişim karışımı meydana getirirler. Bir de buna BEGGEK kanalın etkisi de eklenince işareti çözmek oldukça güçleşir. Burada kullanıcıların kanala erişmeleri eşzamanlı olsa bile uygun kodlar seçilmedikçe çoklu erişim karışımı kaçınılmaz olacaktır. Bu da performansın düşmesine neden olur. Bu yüzden birbirleriyle karşı ilişkileri oldukça düşük olan kodlar seçilmelidir. Şekil 5.19’da eşzamanlı DD-KBÇE sisteminde $N_1 = 32$ uzunluklu Hadamard kodları ile $N_2 = 64$ uzunluklu Hadamard kodlarının $K_1 = K_2 = 10$ kullanıcı için karışım yapmayacak şekilde (birbirlerine ortogonal olacak şekilde) uygun satırları kullanıcıların yayıcı dizileri olarak seçilerek simülasyon yapıldığında sistemin performansı İFKA performansına eşit çıkmaktadır. Fakat aynı şartlar altında simülasyon Ortogonal Gold kodları için yapıldığında Şekil 5.20’de görüldüğü gibi kullanıcılar birbirleriyle karışım yapar. Bu da sistemin performansının kötüleşir.



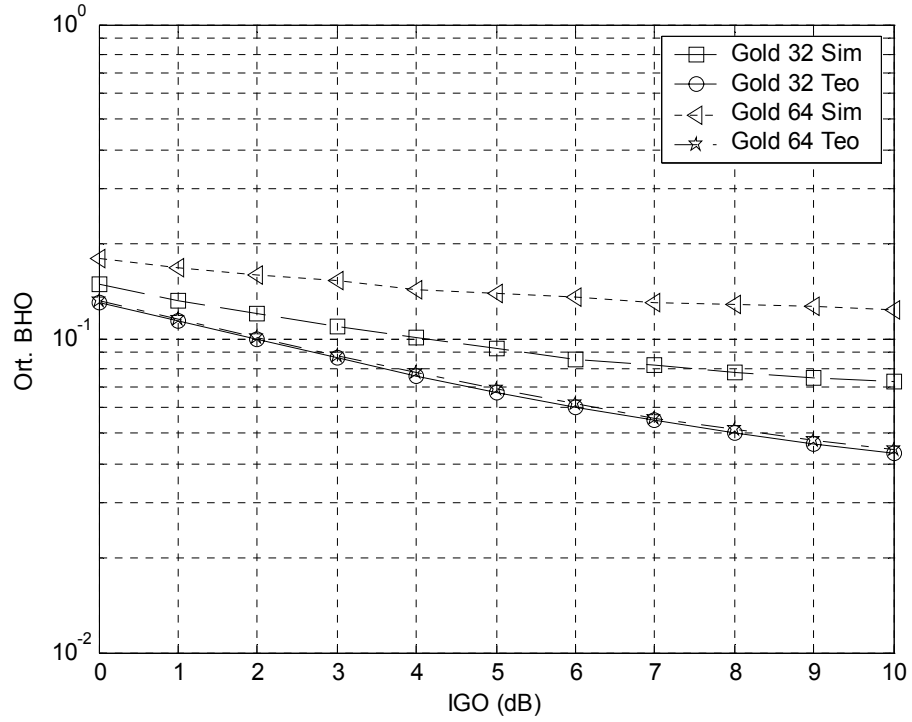
Şekil 5.19 İki hızlı eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 32$ ve $N_2 = 64$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 10$ için DD-KBÇE sisteminin BHO



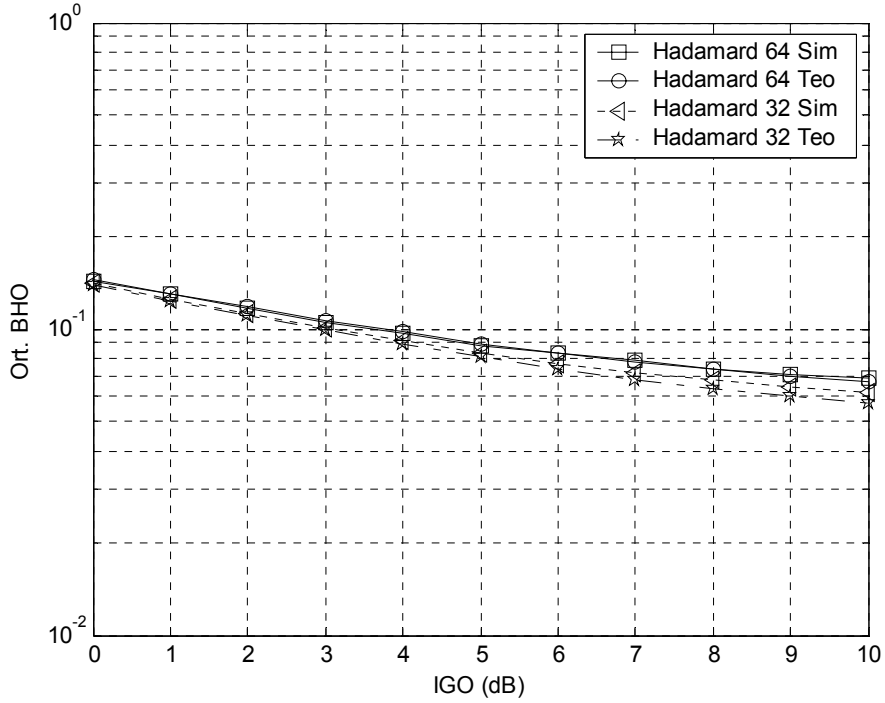
Şekil 5.20 İki hızlı eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$ ve $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ için DD-KBÇE sisteminin BHO

5.3.2. BEGGEK’da İki Hızlı Eşzamansız DD-KBÇE Sonuçları

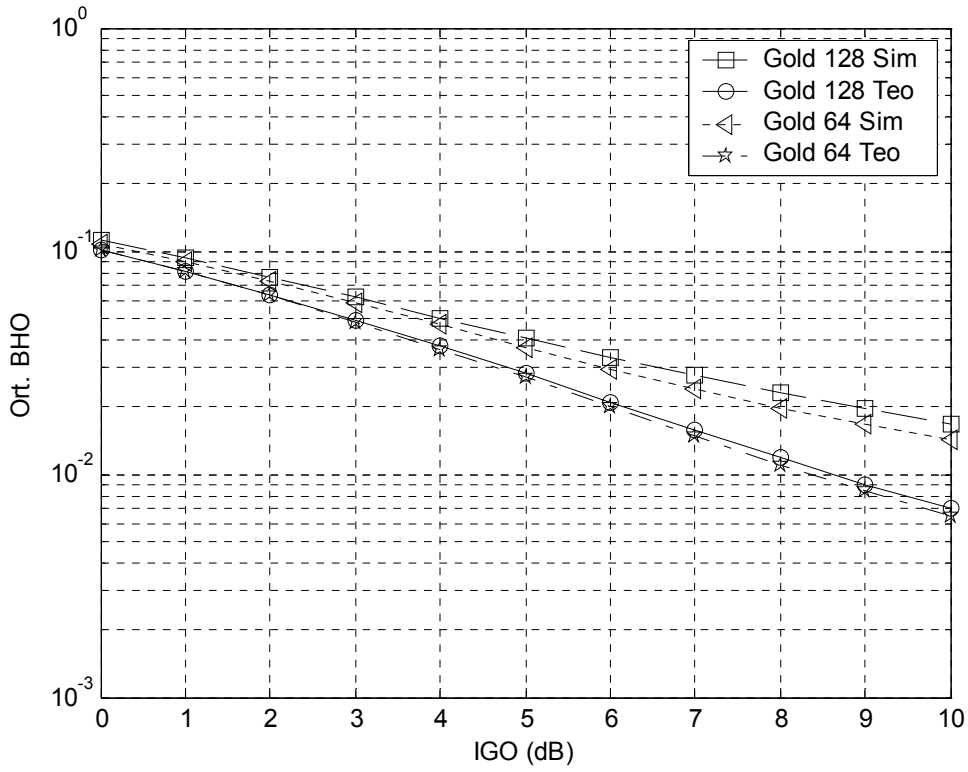
Yukarıda iki hızlı eş zamanlı DD-KBÇE sistemi için anlatılanlara ilave olarak kullanıcıların kanala eşzamansız olarak erişmesi sistemin performansının daha da kötüleşmesine neden olur. Burada artık kodların ortogonal olup olmaması performansın iyileşmesine yardım etmemektedir. Kullanıcı gecikmelerinin rastgele olması düşük hızda iletim yapan kullanıcılar ile yüksek hızda iletim yapan kullanıcılar arasındaki performansın sürekli olarak değişmesine neden olur. [KUC06] makalesinde çıkarılan teorik sonuçlar kullanıcı gecikmelerinin daha büyük aralıklar için ve kullanıcı sayısının arttığı durumlar için teorik sonuçlarla simülasyon sonuçları birbirlerine yakın çıkmıştır. Burada kullanıcı sayısının azalması sonuçlar arasındaki farkın açılmasına neden olmaktadır. Şekil 5.21, Şekil 5.23 ve Şekil 5.25’de Ortogonal Gold kodları ile analizi ve simülasyonu yapılan sistemin Şekil 5.22, Şekil 5.24 ve Şekil 5.26’da Hadamard kodlarıyla analizi ve simülasyonu yapılan sistemden daha iyi performans gösterdiği görülmektedir. Buradan uygun Hadamard kodları seçilmedikçe bunları iki hızlı eşzamansız DD-KBÇE sisteminde kullanmak pek verimli olmaz.



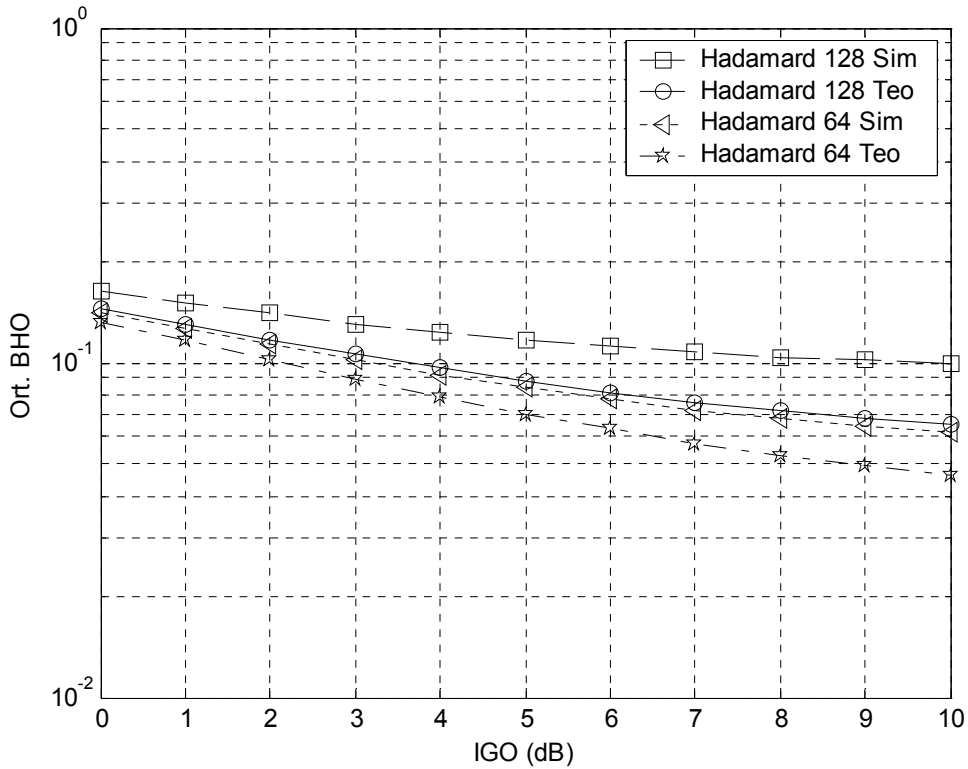
Şekil 5.21 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 32$ $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 20$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO



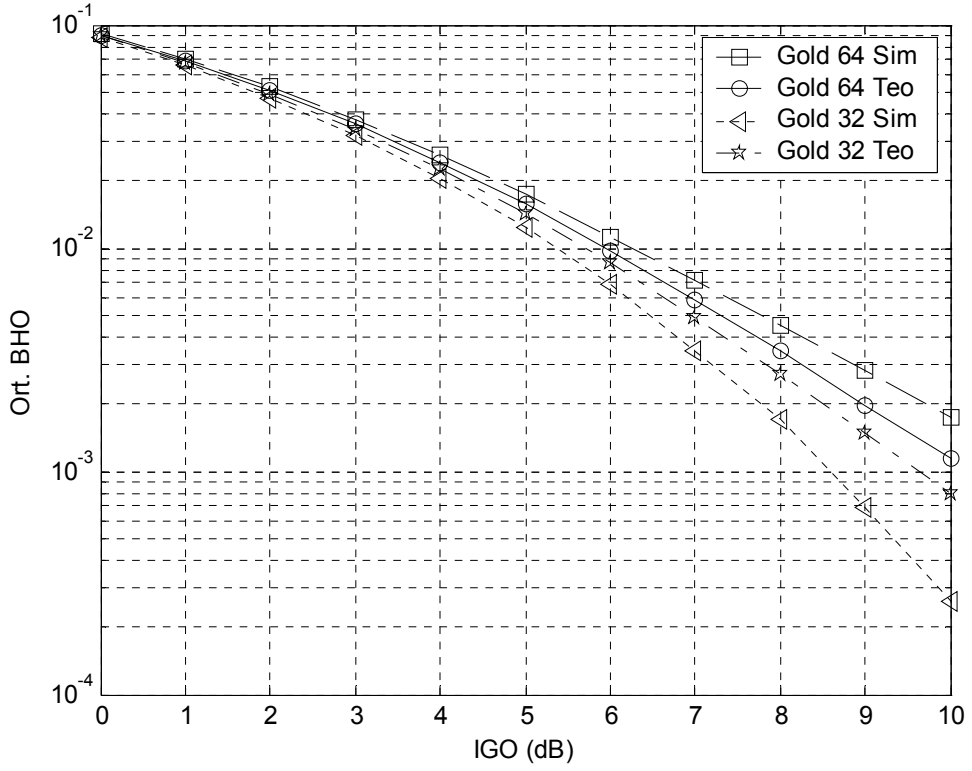
Şekil 5.22 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 32$ ve $N_2 = 64$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 20$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO



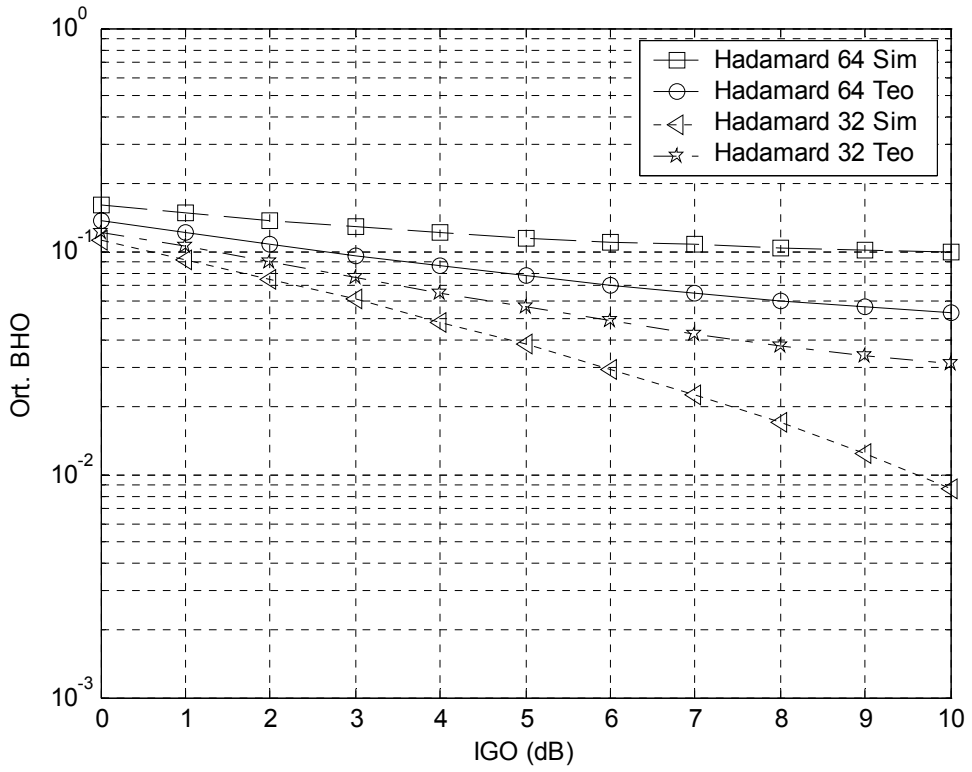
Şekil 5.23 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 64$ $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 15$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO



Şekil 5.24 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 64$ ve $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 15$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO



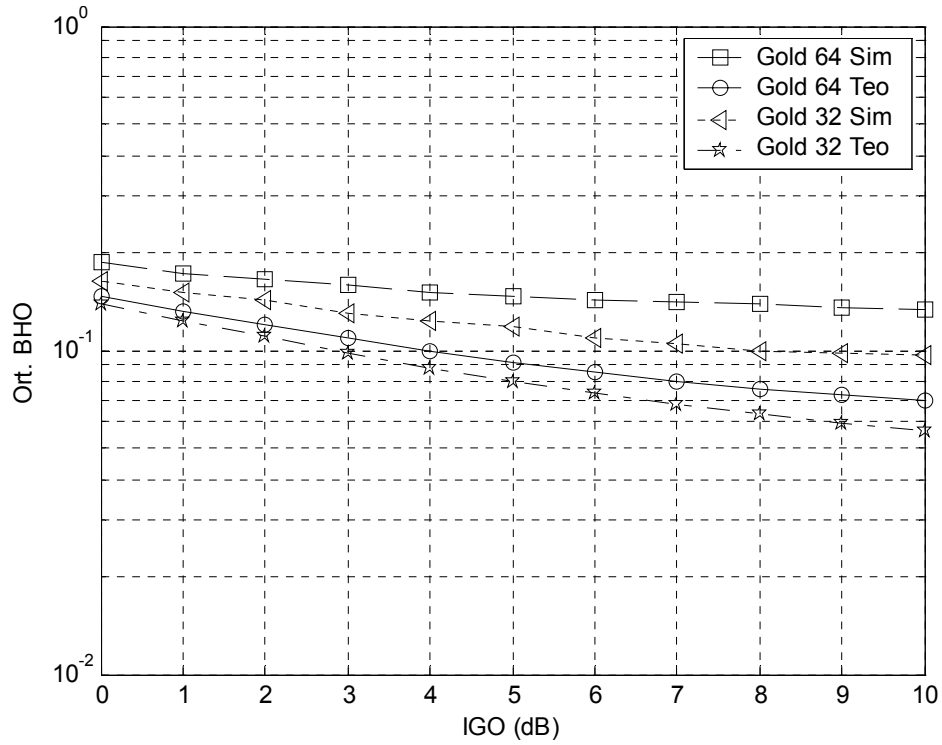
Şekil 5.25 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 32$ ve $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO



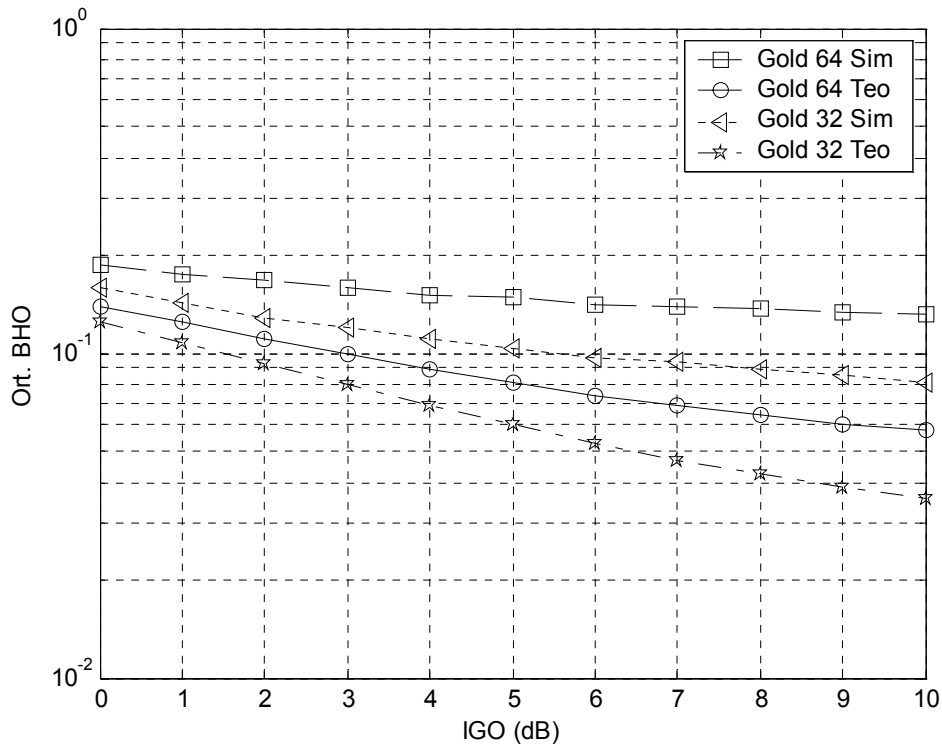
Şekil 5.26 İki hızlı eşzamansız BEGGEK’da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcıli DD-KBÇE sisteminin BHO

5.3.3. BEGGEK’da İki Hızlı Yaklaşık Eşzamanlı DD-KBÇE Sonuçları

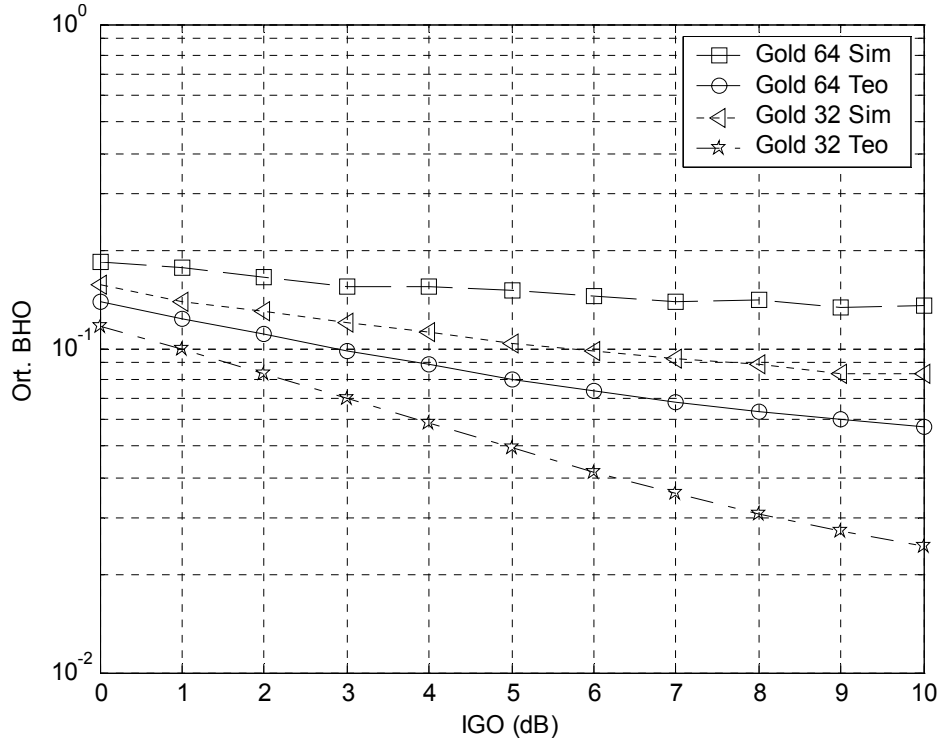
BEGGEK’da iki hızlı yaklaşık eşzamanlı DD-KBÇE sisteminde kullanıcılar kanala bir çip süresi aralığında rastgele olarak erişir. Burada kullanılan kodların türü, sayısı ve satır numaraları sistemin performansı etkilediğinden oldukça önemlidir. Kullanıcı sayısını ve kullanıcı gecikmelerini artırırsak rastgelikten ötürü teorik sonuçlarla simülasyon sonuçları birbirlerine oldukça yaklaşır. Yapılan simülasyon sonuçları [DIL06A] makalesinde çıkarılan teorik sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Kullanıcıların bağıl gecikmeleri olan $\Delta = \tau/T_c$ değerleri [0,1] arasında (düzgün dağılımlı) değiştiği zaman teorik sonuçlarla simülasyon sonuçları birbirine yaklaşır. Bunu Şekil 5.27’den ve Şekil 5.34’ten görebiliriz. Δ değeri daha küçük bir aralıkta değiştiği zaman teorik sonuçlarla simülasyon sonuçları arasında açılmalar artar. Ayrıca Şekil 5.27 ve Şekil 5.34 dikkatle incelendiğinde işleme kazançları ve kullanıcı sayılarındaki oran birbirine eşit olduğu durumda teorik ve simülasyon sonuçlarının aynı çıktığı görülmektedir. Bunu da Şekil 5.28, Şekil 5.29, Şekil 5.30, Şekil 5.31, Şekil 5.32, Şekil 5.33, Şekil 5.36, Şekil 5.37, Şekil 5.38, Şekil 5.39, Şekil 5.40 ve Şekil 5.41’den görmekteyiz. BEGGEK’da iki hızlı yaklaşık eşzamanlı DD-KBÇE sisteminde sistemin performansı eşzamansız sisteminde olduğu gibi yayıcı diziler arasından Ortogonal Gold kodlarının Hadamard kodlarından daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.



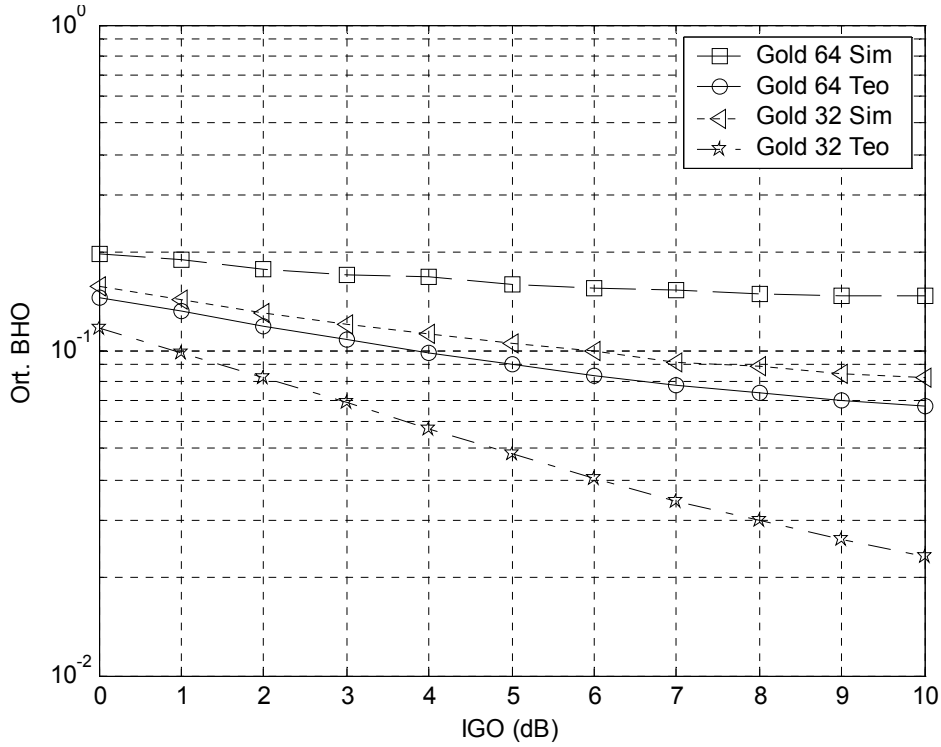
Şekil 5.27 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 32$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,1]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



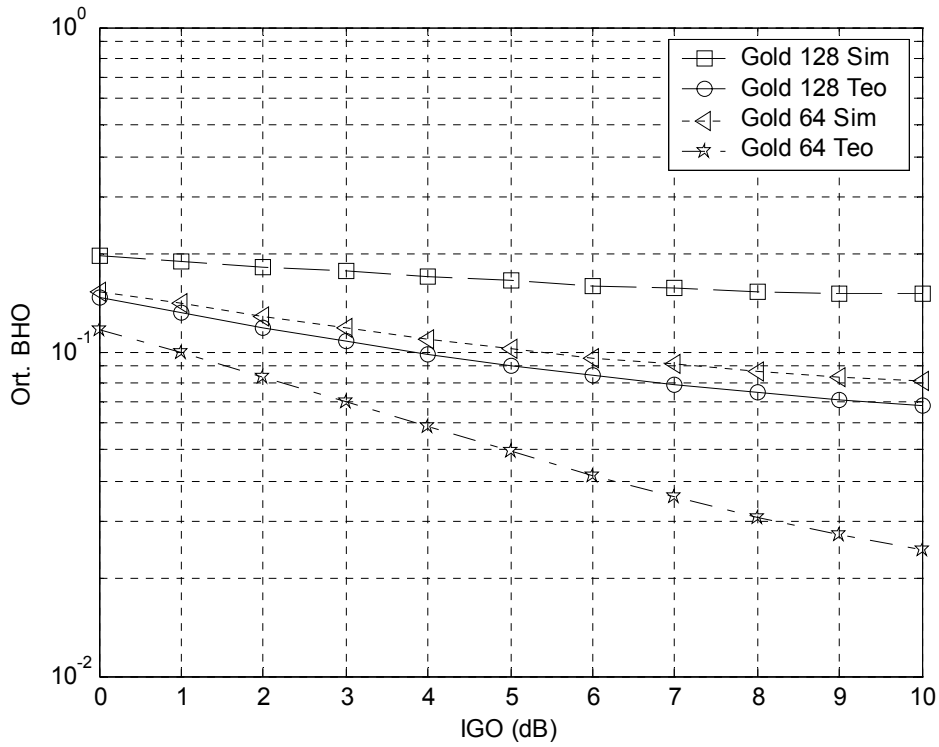
Şekil 5.28 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 32$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,0.75]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



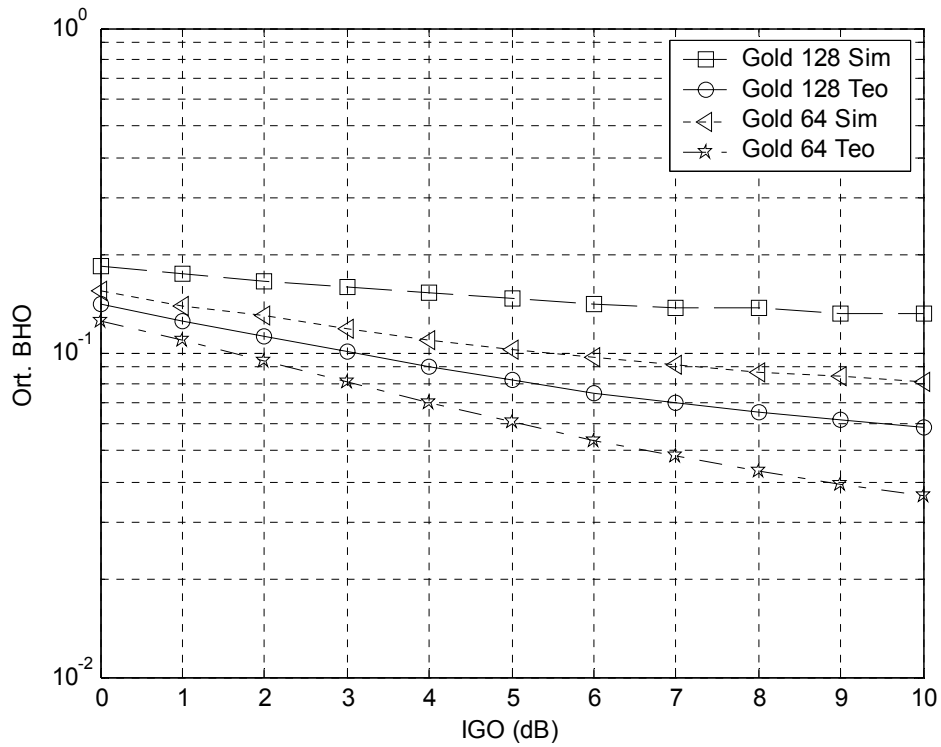
Şekil 5.29 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 32$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.5]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



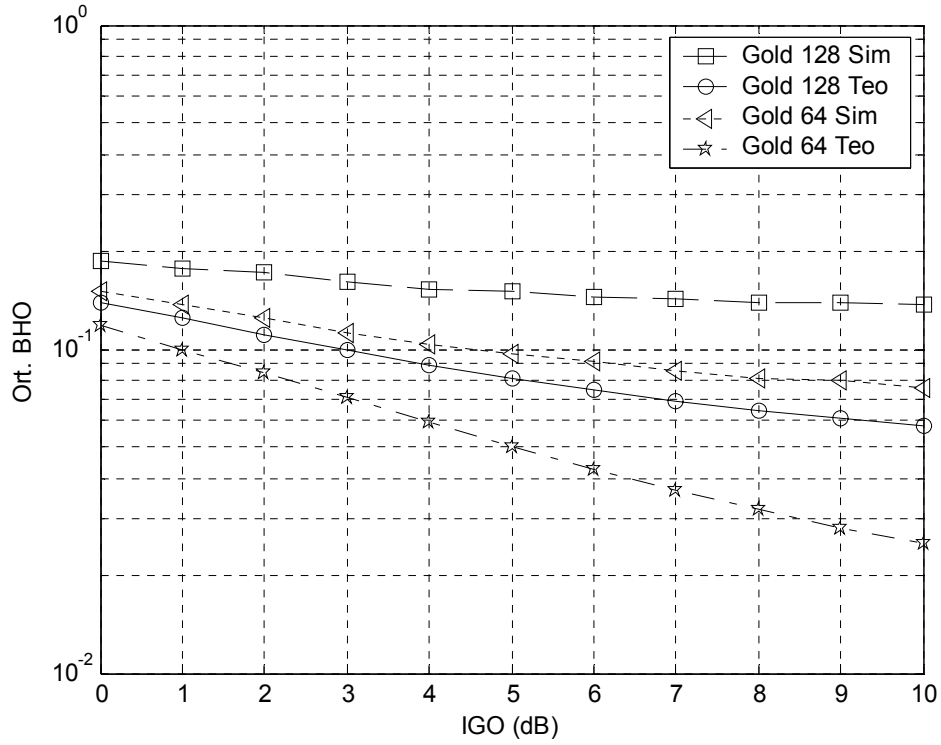
Şekil 5.30 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 32$, $N_2 = 64$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 32$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.25]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



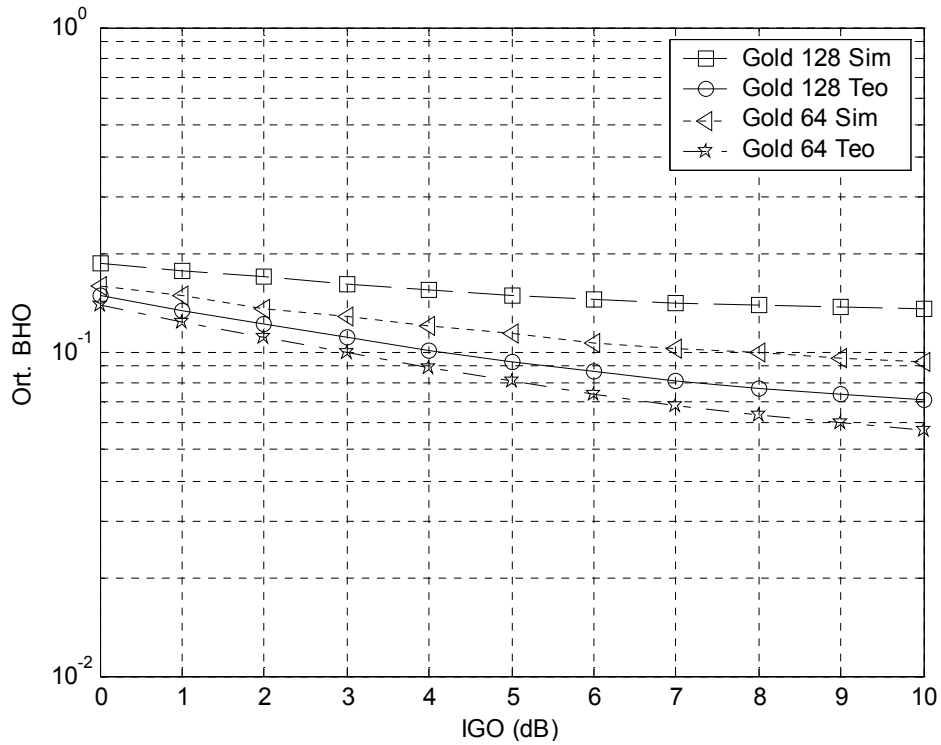
Şekil 5.31 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.25]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



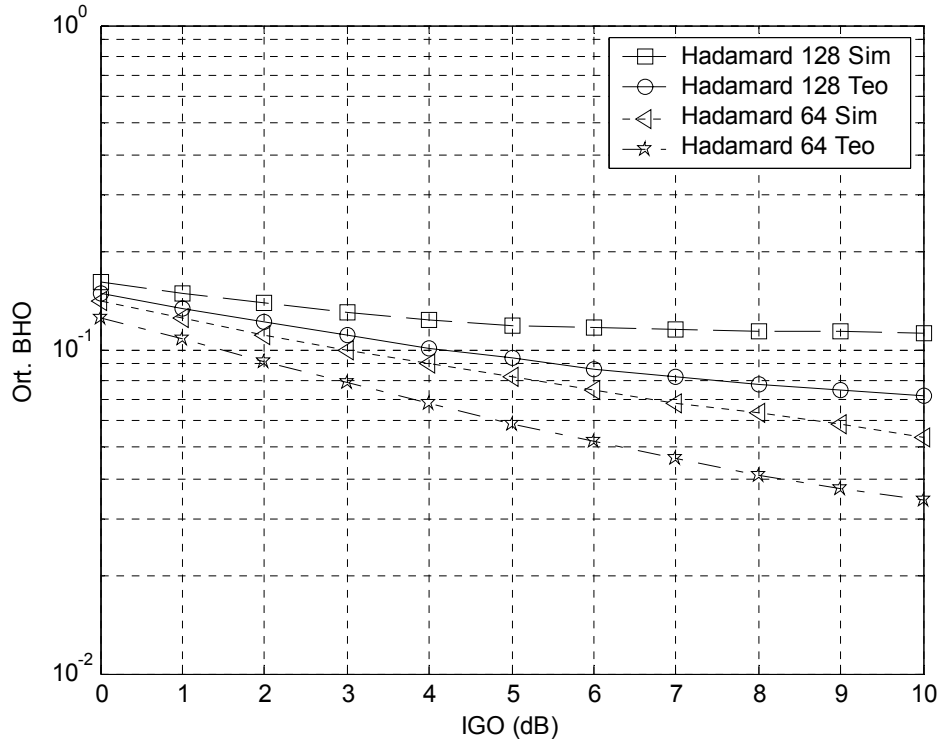
Şekil 5.32 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.75]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



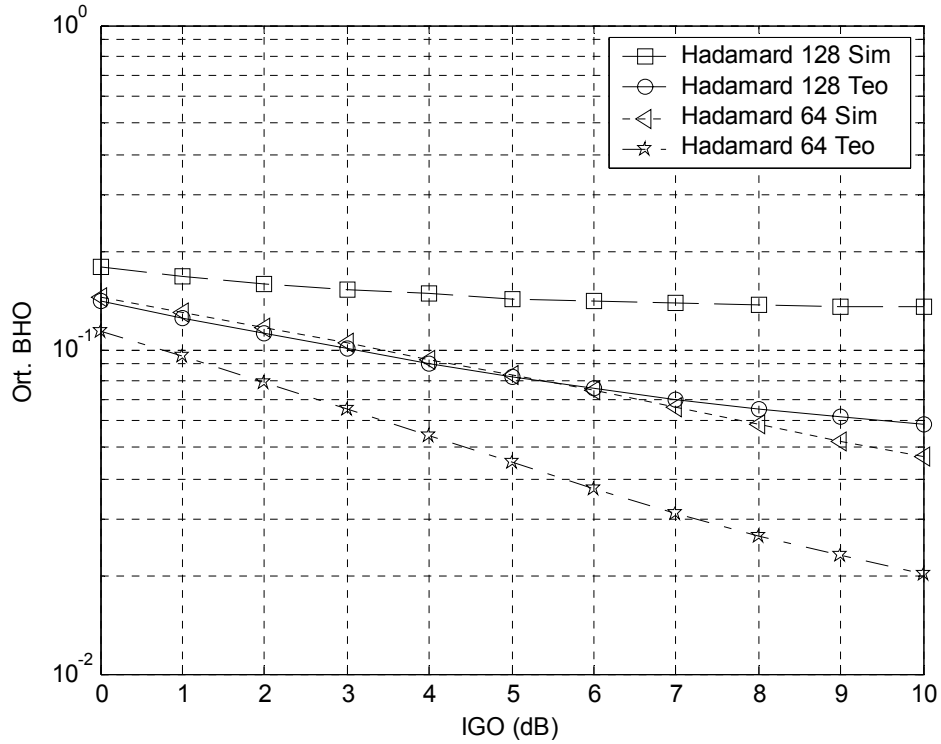
Şekil 5.33 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.5]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



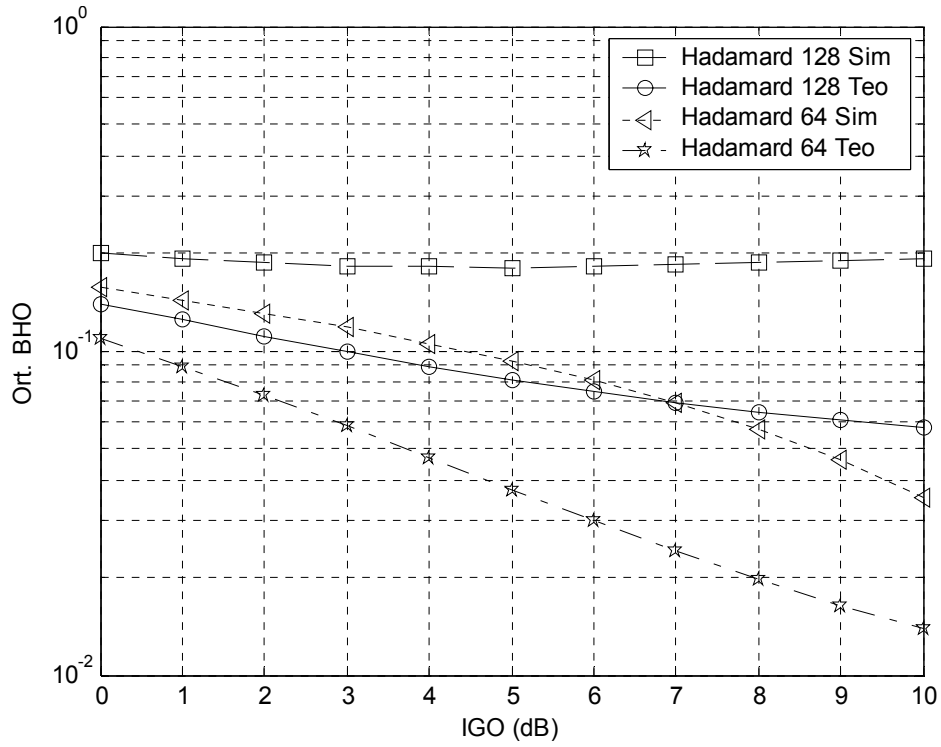
Şekil 5.34 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 64$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 1]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



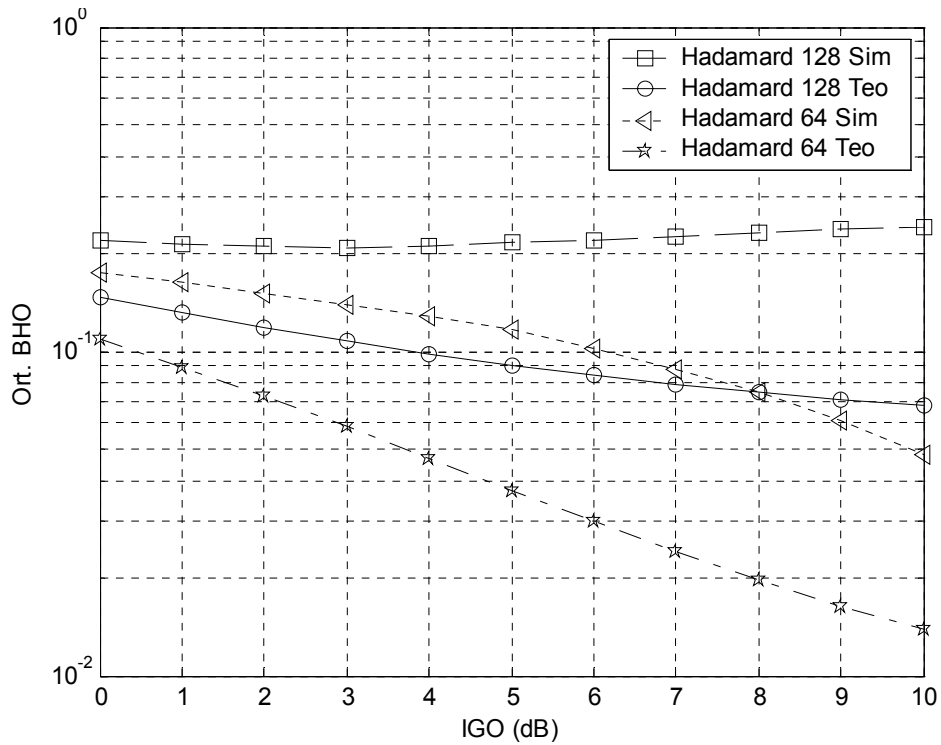
Şekil 5.35 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,1]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



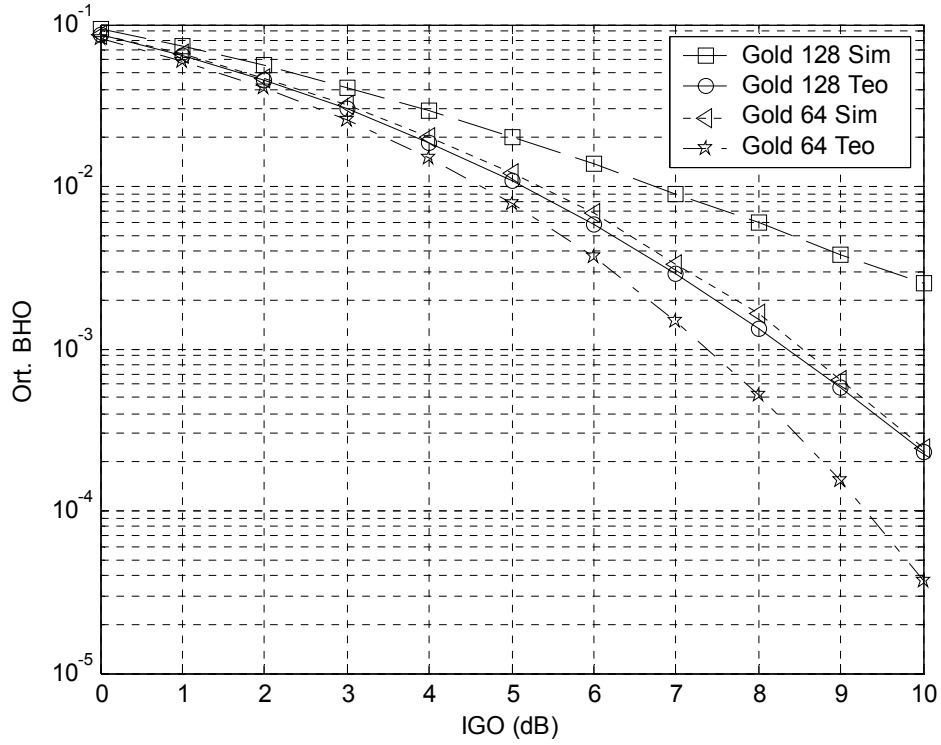
Şekil 5.36 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0,0.75]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



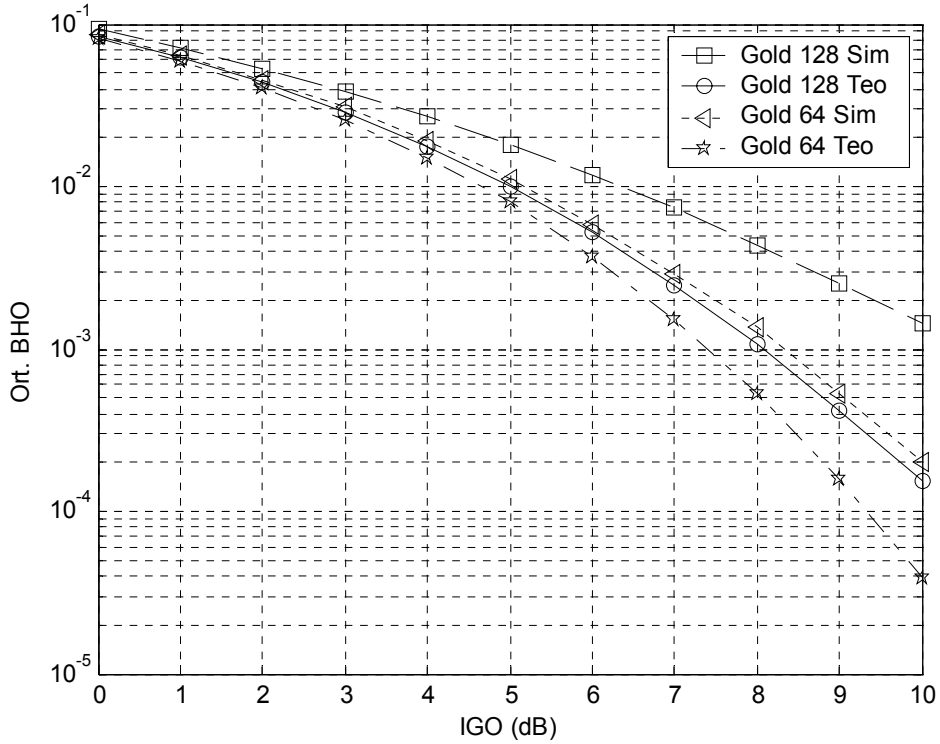
Şekil 5.37 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.5]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



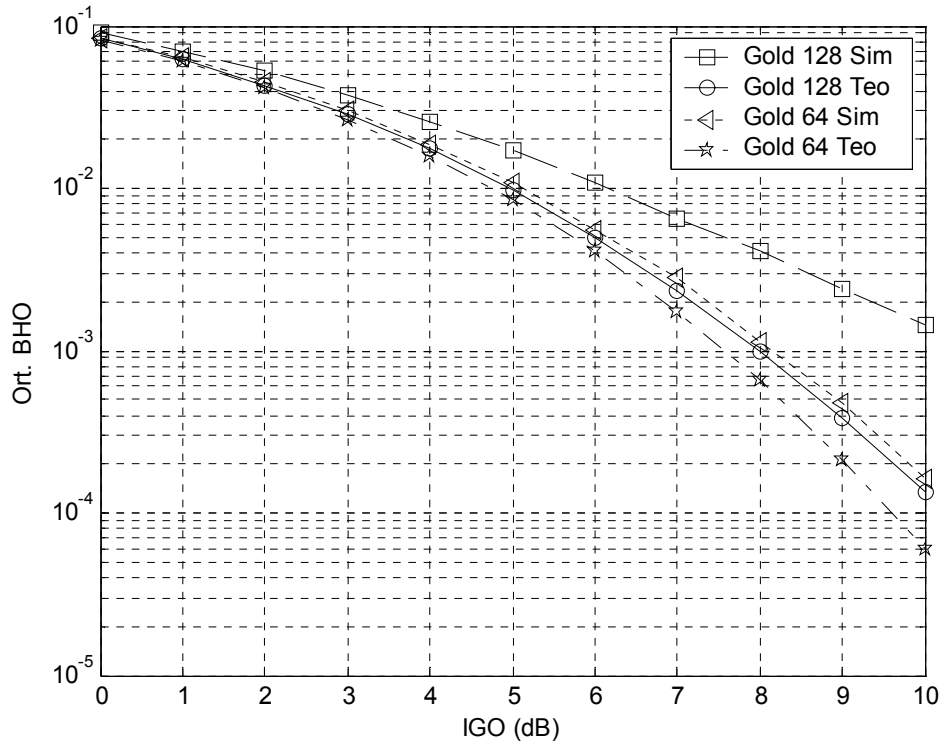
Şekil 5.38 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Hadamard kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.25]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



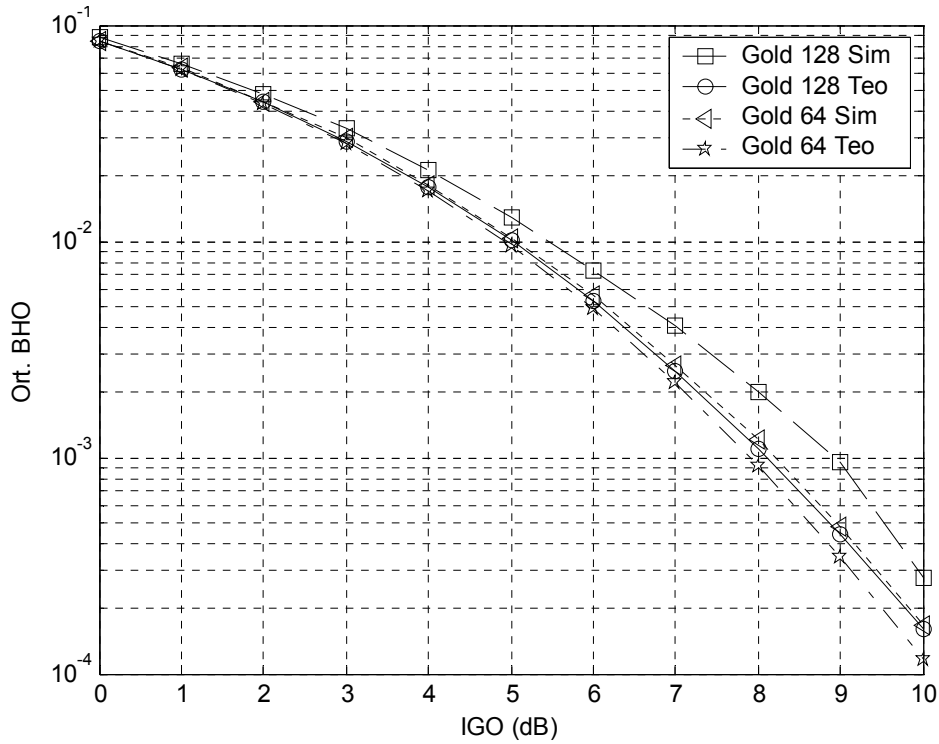
Şekil 5.39 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.25]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



Şekil 5.40 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.50]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



Şekil 5.41 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 0.75]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO



Şekil 5.42 İki hızlı yaklaşık eşzamanlı BEGGEK’da $N_1 = 64$, $N_2 = 128$ uzunluklu Ortogonal Gold kodları kullanılarak $K_1 = K_2 = 4$ kullanıcı ve kullanıcı gecikmeleri $\Delta = [0, 1]$ olan DD-KBÇE sisteminin BHO

5.4. Gelecekte Yapılabilecek Çalışmalar

Rayleigh sönümlmeli kanalda tek hızlı DD-KBÇE'nin eşzamansız simülasyonu, iki hızlı DD-KBÇE'nin eşzamanlı, eşzamansız ve yaklaşık eşzamanlı simülasyonu yapılabilir. Günümüzde 3. nesil cep telefonları haberleşmesinde kullanılan GKBÇE sisteminin simülasyonu da yapılabilir.

Bir başka öneri ise, KBÇE sisteminin diğer türlerinden olan Frekans Atlamalı ve Zaman Atlamalı KBÇE sistemlerin bit hata performansının incelenmesi olabilir.

KAYNAKLAR

[DAS94] DaSilva Victor M., Sousa Elvino S., “Multicarrier Orthogonal CDMA Signals for Quasi-Synchronous Communication Systems”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 12 no. 5, October 1994.

[DIL06A] Dilek Selim, Oğuz Kucur, Murat Doğan, “Çoklu İşleme Kazançlı Yaklaşık Eşzamanlı KBÇE’nin Performansı”, URSI 2006, Ankara, Eylül 2006.

[DIL06B] Dilek Selim, “Çoklu Hızlı Kod Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerinin Performansı”, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli, Eylül 2006.

[DIN98] Dinan Esmael H., Jabbari Bijan, “Spreading Codes for Direct Sequences CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks”, IEEE Communications Magazine, September 1998.

[ETI98] Etienne Paul Jean, Jeszensky John Ricard, Fitzgerald Junior, “Sequences Selection for Quasi-Synchronous CDMA Systems”, IEEE, 1998.

[FAD04] Fadlullah Janir Muhammed, Mohammed Tanvur Abu Taief, Mokleusur Rahmen Muhammed, “Planning and Desing of a CDMA-based Cellular Network”, Bagladesh University of Engineering and Technology, 14 February 2004.

[GAR97] Garg Vijay K., Smolik Kenneth, Wilkes Joseph E., “*Applications of CDMA In Wireless/Personal Communications*”, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, 1997.

[GRO00] Groe John B., Larson Lawrance E., “*CDMA Mobie Radio Design*”, Artech House Inc., Norwood, 2000.

[HAN03] Hanzo L., Yang L. L., Kuan E-L., Yen K., “*Single and Multi Carrier CDMA Multi User Detection, Space Time Spreading, Synchronization and Standard*”, John Wiley Press, 2003.

[HOL92] Jack M. Holtzman, "A Simple, Method to Calculate Spread-Spectrum Multiple-Access Error Probabilities", IEEE Transaction on Communications, vol. 40 no. 3, March 1992.

[KAR94] Kärkkäinen Kari H. A., Laukkanen Mika J. and Tarnanen Hannu K., "Performance of Asynchronous DS-CDMA System with Long and Short Spreading Codes – A Simulation Study", IEEE, 1994.

[KOR03] Kortun Ayşe, "Spreading Codes in CDMA Detection", Detection & Estimation Theory Project, Eastern Mediterrean University, 2003.

[KUC06] O. Kucur, S. Dilek, V. Kumbasar, M. Doğan, "Çoklu İşleme Kazançlı KBÇE'nin Deterministik Yayma Dizileri İçin Performansı", IEEE SİU2006, Antalya, 17-19 Nisan 2006.

[LEE04] Lee Yeonwoo, Joo Yang-Ick, Tchah Kyun Hyon, "Optimal Sequences for a Quasi-Synchronous Multi-rate VPG DS-CDMA System", 2004.

[LEH87] Lehnert James S., Pursley Michael B., "Error Probabilities for Binary Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications with Random Signature Sequences", IEEE Transaction on Communications, vol. Com-35 no. 1, October 1987.

[LET95] Letaif K. Ben, J. Chuang C-I, Sadowsky J. S., "BER Estimation of Asynchronous DS-CDMA Communications Systems", IEEE International Conference, 1995.

[MOR89] Morrow Robert K., Lehnert James S., "Bit-to-Bit Error Dependence in Slotted DS-SSMA Packet Systems with Random Signature Sequences", IEEE Transaction on Communications, vol. 37 no. 10, October 1989.

[OTT98] Ottosson T., Svensson A., "On Schemes for Multirate Support in DS-CDMA Systems", *Wireless Personal Communications*, Kluwer Academic Publishers, Mart 1998.

[PRO01] John G. Proakis, “*Digital Communications*”, Fourth Edition McGraw Hill, New York, 2001.

[RAP02] Rappaport Theodore S., “*Wireless Communications Principles and Practice*”, Second Edition, Prentice Hall, 2002.

[SAQ98] Mohammed Saquib, “*Quality of Service for Multi-Rate DS/CDMA Systems with Multi User Detection*”, The State of University of New Jersey, January 1998.

[SAR80] Sarwate Dilip V., Pursley Michael B., “Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 5, May 1980.

[STU02] Stüber Gordon L., “*Principles of Mobile Communication*”, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, New York, 2002.

[TRA04] Tranter William H., Shanmugan K. Sam, Rappaport Theodore S., Kosbar Kurt L., “*Principles of Communication Systems Simulation With Wireless Applications*”, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2004.

[YAN98] Yang Samuel C., “*CDMA RF System Engineering*”, Artech House Inc., Norwood, 1998.

[YOO02] Yoon Young C., “A Simple and Accurate Method of Probability of Bit Error Analysis for Asynchronous Band-Limited DS-CDMA Systems”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 4, pp. 656–663, Apr. 2002.

[ZIG04] Zigangirov Kamil Sh., “*Theory of Code Divisin Multiple Access Communication*”, Wiley Interscience, Hoboken, 2004.

ÖZGEÇMİŞ

İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 2002 yılında mezun oldum. 2003 yılında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği'nde haberleşme alanında yüksek lisans öğrenimine başladım.