

**ZAMANLA-DEĞİŞEN VE FREKANS-SEÇİCİLİ SÖNÜMLÜ DD-KBÇE
KANALLARINDA DOĞRUSAL EN AZ BİT-HATA-ORANLI
ÇOK KULLANICILI SEZİCİ**

MEHMET ZEYBEK

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**NİSAN 2013
ANKARA**

Mehmet ZEYBEK tarafından hazırlanan “ZAMANLA-DEĞİŞEN VE FREKANS-SEÇİCİLİ SÖNÜMLÜ DD-KBÇE KANALLARINDA DOĞRUSAL EN AZ BİT-HATA-ORANLI ÇOK KULLANICILI SEZİCİ” adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

.....

Tez Danışmanı, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Erkan AFACAN

.....

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

.....

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Doç. Dr. Emre AKTAŞ

.....

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, H.Ü.

Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM

.....

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Yrd. Doç. Dr. Murat Hüsnü SAZLI

.....

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, A.Ü.

Tez Savunma Tarihi: 26/04/2013

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Doktora derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Şeref SAĞIROĞLU

.....

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Mehmet ZEYBEK

**ZAMANLA-DEĞİŞEN VE FREKANS-SEÇİCİLİ SÖNÜMLÜ
DD-KBÇE KANALLARINDA DOĞRUSAL EN AZ
BİT-HATA-ORANLI ÇOK KULLANICILI SEZİCİ
(Doktora Tezi)**

Mehmet ZEYBEK

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Nisan 2013

ÖZET

Doğrudan Dizili - Kod Bölmeli Çoklu Erişim (DD-KBÇE) sistemlerinin kapasitesi çoklu erişim gürültüsü (ÇEG) ile sınırlıdır. IS-95 standardına dayanan günümüz DD-KBÇE sistemleri uyumlu filtre sezicileri kullanır ve bu da sistemi aynı anda kullanabilecek kullanıcı sayısını olumsuz yönde etkiler. Ortamdaki kullanıcı sayısının artmasıyla, sistemin bit-hata-oranı (BHO) performansı olumsuz yönde etkilenir.

Bu tez çalışmasında, zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü DD-KBÇE kanalları için BHO'nı en aza indiren çok kullanıcılı sezici yapısı sunulmuştur. Bu seziciye ait BHO maliyet fonksiyonu yüksek dereceli doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir ve birden fazla yerel minimumu olabilir. Yapılan çalışmalar göstermiştir ki; uygun kısıtlayıcılar kullanılarak BHO maliyet fonksiyonu, sadece bir tane minimumu bulunan sınırlı en iyileştirme problemi haline çevrilebilir. Bu amaçla Newton ve altın-oran metotları kullanılarak etkili bir algoritma geliştirilmiş ve bu algoritma ile BHO değerini en aza indirecek filtre katsayı vektörü bulunmuştur. Geliştirilen çok kullanıcılı sezici yapısının BHO performansı diğer doğrusal çok kullanıcılı sezici yapıları olan ilinti çözücü (İÇ) ve en az ortalama karesel hata (EAOKH) sezicilerinin performanslarıyla

karşılaştırılmış ve daha üstün performans sergilediği Monte-Carlo benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.

Geliştirilen algoritma ile en az bit-hata-oranı (EABHO) elde etme işlemi;

- Frekans seçicili sönümlü ve zamanla-değişmeyen ortamda BHO,
- Frekans seçicili sönümlü ve zamanla-değişen ortamda ortalama BHO,

durumları için ayrı ayrı ele alınmış ve BHO hesaplamasında kullanılacak formülün, sınırlı en iyileştirme problemi haline çevrilerek bu probleme uygun bir teknik kullanılarak çözülmesi sayesinde elde edilmiştir.

Benzetim sonuçları göstermiştir ki; geliştirilen algoritmanın kullanıldığı çok kullanıcıli sezici yapısı diğer doğrusal sezici yapıları olan EAOKH ve İÇ sezicilerine göre daha iyi BHO performansına sahiptir. Bunun da ötesinde; yüksek sinyal-gürültü oranına (SGO) sahip olduğu durumlarda, optimum çok kullanıcıli sezici yapısı olan en fazla olabilirlik sıralı sezicisine (EFOSS) yakın bir BHO performansına yaklaşmaktadır. Kullanılan yayma kodu çip sayısının artırılması da çok kullanıcıli sezicinin BHO performansını aynı oranda artırmaktadır. Diğer taraftan, ortamdaki kullanıcı sayısının artmasıyla sezicinin BHO performansında düşüşler görülebilmektedir.

Bilim Kodu : 905.1.035

Anahtar Kelimeler : Bit-hata-oranı, çok-kullanıcı sezinleme, Newton metodu, sınırlı en iyileştirme problemi.

Sayfa Adedi : 99

Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

**MINIMUM BIT-ERROR-RATE LINEAR MULTIUSER DETECTOR FOR
TIME-VARYING AND FREQUENCY-SELECTIVE FADING DS-CDMA
CHANNELS
(Ph.D Thesis)**

Mehmet ZEYBEK

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
April 2013**

ABSTRACT

The capacity of the Direct Sequence – Code Division Multiple Access (DS-CDMA) systems is limited by multiple access interference (MAI). Nowadays, the matched filters (MF) are used in the DS-CDMA systems based on IS-95 standard. Therefore it has negative effect on the number of simultaneous users of the systems. The BER performance of the system decreases while the number of active users is increasing.

A minimum bit-error-rate (MBER) multiuser detector (MUD) is considered for DS-CDMA communication systems with time-varying and frequency-selective fading channels. The bit-error-rate (BER) cost function of the proposed MBER MUD is highly non-linear and may have several local minimums. It is shown that with some appropriate constraints, the BER cost function of the MBER MUD is equivalent to a constrained optimization problem which has a unique global minimum in the feasible region. An efficient Newton's method with a barrier parameter is developed for finding the filter coefficients of the proposed MBER MUD. The BER performance of the MBER MUD is compared to decorrelating (DEC) detector, linear minimum mean-square error (LMMSE) detector, and the maximum-likelihood detector for time-varying and Rayleigh distributed frequency-selective fading DS-CDMA channels. Monte-Carlo

simulations show that the BER of the MBER MUD can be significantly lower than that of the DEC and the LMMSE multiuser detectors.

Proposed MBER algorithm is used for;

- Time-invariant and frequency-selective fading channels (BER),
- Time-varying and frequency-selective fading channels (average BER),

channel models. Then, the BER cost function is converted into a constrained optimization problem. The MBER MUD is obtained by solving the constrained optimization problem.

The proposed algorithm minimizes the BER cost function directly subject to the constraint that is a convex set of the feasible region. The Newton's method with a barrier parameter is used to find the filter coefficients of the proposed MBER MUD, which has lower computational complexity than the ML detector.

The analysis and simulations results confirm that the proposed MBER MUD minimizes the BER cost function and can achieve lower BER than the DEC and the LMMSE detectors in medium or high SNR cases. Furthermore, the MBER MUD has a lower complexity than the maximum-likelihood (ML) multiuser detector but achieves approximately similar BER performance.

Science Code : 905.1.035

Key Words : Constrained optimization problem, minimum bit-error-rate, multiuser detector, Newton's method.

Page Number : 99

Adviser : Assist. Prof. Dr. Özgür ERTUĞ

TEŞEKKÜR

Tez çalışmalarım boyunca çok değerli yardım ve katkıları için saygıdeğer hocam Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ' a teşekkürü bir borç bilirim. Bu tez çalışmasının konusunun belirlenmesinden, tamamlanması aşamasına kadar gelinen süreçte beni daima doğru yönlendirmiş ve bu sayede çalışmanın her zaman hedefi doğrultusunda ilerlemesini sağlamıştır. Bunun yanı sıra, ileri görüşlülüğü sayesinde tez çalışmasını amacının da ötesinde bir noktaya getirmiş ve Gazi Üniversitesi, TÜBİTAK, Türk Patent Enstitüsü, Avea gibi Türkiye'nin önde gelen akademik, kamu ve ticari kuruluşlarının desteğini ve övgüsünü almamı sağlamıştır. Kendisinin bu denli bilgisi, yönlendirmesi ve ileri görüşlülüğü olmasa; böyle bir çalışma ve bu çalışmanın bir nevi ürünleri sayılabilecek olan makaleler, bildirimler ve patent çalışmaları olamazdı. Bundan sonraki çalışmalarda da birlikte nice başarılarla imza atabilmek dileğiyle...

Tez çalışmam sırasında değerli görüşlerini esirgemeyen, doğru noktalara işaret eden, bu tez çalışmasının tamamlanması aşamasına kadar beni her zaman doğru yönlendiren ve fikirleriyle çalışmamda katkıları olan değerli hocalarım Doç. Dr. Erkan AFACAN ve Yrd. Doç. Dr. Murat Hüsnu SAZLI 'ya da teşekkürlerimi iletmek isterim.

Doktora öğrenimim sırasında kendilerinden ders aldığım, bana öğrettikleriyle bu çalışmanın tamamlanmasına katkıda bulunan Gazi Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nın kıymetli hocalarına da çok teşekkür ederim.

Tez çalışmalarım sırasında bana her zaman destek olan, fikirleriyle yol gösteren, tecrübelerini aktaran, yeterlik aşamasında moral desteği sağlayan ve bu tez çalışmasının tamamlanmasına katkıları olan; Murat ARSLAN, Dr. Kurtuluş ÖZTÜRK, Erdem ERDİ, Fatih DEMİR, Fırat BEŞTEPE, Doç. Dr. Ali Ümran KÖMÜŞÇÜ, Yrd. Doç. Dr. İbrahim SÖNMEZ, Doç. Dr. Ahmet Emre TEKELİ, Dr. Meral DEMİRTAŞ ve Meteoroloji Genel Müdürlüğü'nde görev yapan değerli çalışma arkadaşlarıma da ayrıca teşekkürlerimi sunarım.

Bu günlere gelmemde sayısız emek harcayan, doğru mesleği seçmemde tecrübeleriyle beni yönlendiren, her zaman yanımda olan sınırsız sevgi ve destek kaynaklarım; annem Ferda, babam Mustafa ve kız kardeşim Aslı'ya, sonsuz şükran ve teşekkürlerimi sunarım.

Yabancıysa olduğum bir şehirde beni evimde hissettiren, beni oğulları olarak görüp sonsuz destek veren, tecrübeleri ile bu süreci daha kolay bir şekilde tamamlamamı sağlayan annem Sevil, babam Adnan, ablam Ebru ve kardeşim Sabahattin Orhan'a da ayrıca şükranlarımı sunmak isterim.

Hayatıma yeni bir anlam katan, her zaman ve her koşulda verdiği sınırsız destek ile beni daima mutlu ve güvende hissettiren, huzurlu ve rahat olmam için her türlü imkanı seferber eden hayat arkadaşım, canım karıcım Mine... Yoğun geçen çalışma dönemlerimde; bir gülüşüyle tüm yorgunluğumu alan, bir sözüyle beni sonsuz mutluluklara boğan, kızım Ferda Elif... Sizler olmasanız bu satırlar yazılamazdı. İyi ki varsınız. Şimdi “yıpçama” zamanı...

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	x
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	xii
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvi
1. GİRİŞ.....	1
2. SİSTEM MODELİ	14
2.1. Tek Kullanıcılı Sezici.....	15
2.1.1. Verici kısım.....	16
2.1.2. Alıcı kısım.....	17
2.2. Çok Kullanıcılı Sezici	17
2.3. Kanal Modeli.....	20
2.3.1. Çok yollu yayılım nedeniyle oluşan sönümlenme	21
2.3.2. Hareket nedeniyle oluşan sönümlenme	23
2.3.3. Zamanla-değişen Rayleigh frekans-seçicili sönümlü kanal.....	25
2.3.4. Alınan sinyal	26
2.4. Yayıma Kodları	27
2.4.1. En fazla uzunluk yayıma kodları	27
2.4.2. Walsh - Hadamard yayıma kodları	29
2.4.3. Kasami yayıma kodları	30
2.4.4. Gold yayıma kodları	31

	Sayfa
3. ÇOK KULLANICILI SEZİCİLER	33
3.1. Optimum Maksimum Olabilirlik Sıralı Sezici	35
3.2. Alt - Optimum Çok Kullanıcı Sezici.....	39
3.2.1. Uyumlu filtre alıcı yapısı	39
3.2.2. İlinti çözücü çok kullanıcı sezici	42
3.2.3. En az ortalama karesel hata çok kullanıcı sezici	44
4. EN AZ BİT – HATA - ORANLI ÇOK KULLANICILI SEZİCİ.....	47
4.1. Zamanla – Değişen ve Frekans – Seçicili Sönümlü DD-KBÇE Sistemi	48
4.2. Bit – Hata – Oranı Hesaplaması	53
4.3. Sistemin Ayrık Zamanlı Modellenmesi	57
4.4. En Az Bit – Hata – Oranı Algoritması	59
5. SAYISAL ÖRNEKLER ve BENZETİM SONUÇLARI.....	67
5.1. TBGG Kanalları için BHO Performans Analizleri	68
5.2. Frekans Seçicili Sönümlü Kanallar için BHO Performans Analizleri	74
5.3. Zamanla - Değişen ve Frekans - Seçicili Sönümlü Kanallar için BHO Performans Analizleri	78
6. SONUÇ ve ÖNERİLER.....	86
KAYNAKLAR	91
ÖZGEÇMİŞ	98

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. m-dizisi yayma kodu uzunlukları ile en büyük çapraz ilinti değerleri .	28
Çizelge 2.2. Gold yayma kodu uzunlukları ile en büyük çapraz ilinti değerleri.....	32
Çizelge 5.1. Benzetim parametreleri.....	68
Çizelge 5.2. Frekans seçicili sönümlü kanallarda çok kullanıcıli seziciler için BHO değerleri	77
Çizelge 5.3. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanallarda çok kullanıcıli seziciler için BHO değerleri.....	80

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. ZBÇE sistemi blok şeması	2
Şekil 1.2. FBÇE sistemi blok şeması	3
Şekil 1.3. KBÇE sistemi blok şeması	3
Şekil 1.4. KBÇE Kipleycisi (Modulator)	4
Şekil 1.5. KBÇE Kip çözücü (Demodulator).....	4
Şekil 1.6. KBÇE verisi kısım blok şeması	5
Şekil 1.7. KBÇE sinyalinin elde edilmesi	6
Şekil 1.8. FA-KBÇE sisteminin örnek gösterimi	7
Şekil 1.9. FA-KBÇE sisteminin frekans spektrumu.....	7
Şekil 1.10. DD-KBÇE sisteminin frekans spektrumu	8
Şekil 2.1. Eş zamanlı DD-KBÇE sistemi	14
Şekil 2.2. Eş zamansız DD-KBÇE sistemi	15
Şekil 2.3. Yaygın spektrum verici yapısı.....	16
Şekil 2.4. Yaygın spektrum alıcı yapısı	17
Şekil 2.5. K kullanıcılı ters hat DD-KBÇE sistemi modeli.....	18
Şekil 2.6. DD-KBÇE için kanal sönmleme çeşitleri	24
Şekil 2.7. En fazla uzunluk yayma kodu üretimi	28
Şekil 2.8. Gold yayma kodu üretimi	31
Şekil 3.1. KBÇE sistemi için örnek bir çok kullanıcılı sezici yapısı.....	34
Şekil 3.2. KBÇE tekniği çeşitleri	35
Şekil 3.3. Eşzamanlı KBÇE sisteminin alçak geçiren sistem modeli	36
Şekil 3.4. Optimum çok kullanıcılı sezici yapısı.....	39
Şekil 3.5. Eş zamanlı DD-KBÇE sistemi için kullanılan UF alıcı yapısı	40

Şekil	Sayfa
Şekil 3.6. İlinti çözücü çok kullanıcılı sezici yapısı	43
Şekil 3.7. En az ortalama karesel hata çok kullanıcılı sezici yapısı	44
Şekil 4.1. Ters hat yönünde zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü DD-KBÇE sistemi	48
Şekil 4.2. DD-KBÇE sistemi için zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanal modeli	50
Şekil 4.3. Ters hat yönünde zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü DD-KBÇE sisteminin alıcı kısmı detaylı şeması	53
Şekil 4.4. İki kullanıcılı bir DD-KBÇE sistemi için BHO maliyet fonksiyonu SGO=20 dB	60
Şekil 4.5. Sınırlı en iyileştirme tekniği uygulanarak BHO'nı en aza indiren sezici yapısı için geliştirilen algoritmanın akış diyagramı.....	66
Şekil 5.1. TBGG varlığında İÇ, EAOKH ve EABHO çok kullanıcılı sezicilerin BHO - SGO performansı karşılaştırması	71
Şekil 5.2. TBGG varlığında EABHO çok kullanıcılı sezicinin BHO'nın kullanıcı sayısına göre değişimi.....	72
Şekil 5.3. TBGG varlığında BHO = 10^{-2} elde etmek için doğrusal çok kullanıcılı sezicilerin ihtiyaç duyduğu SGO değerlerinin ortamdaki kullanıcı sayısına göre değişimi.....	73
Şekil 5.4. TBGG varlığında EABHO çok kullanıcılı sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile BHO-SGO performansı karşılaştırması.....	74
Şekil 5.5. Frekans seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde İÇ, EAOKH ve EABHO çok kullanıcılı sezicilerin BHO-SGO performansı karşılaştırması	76
Şekil 5.6. Frekans seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcılı sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile BHO-SGO performansı karşılaştırması.....	78
Şekil 5.7. Frekans seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcılı sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile BHO-SGO performansı karşılaştırması.....	79

Şekil	Sayfa
Şekil 5.8. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcıli sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile BHO-SGO performansı karşılaştırması	81
Şekil 5.9. EABHO çok kullanıcıli sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile tüm kanal modelleri için BHO-SGO performansı karşılaştırması	82
Şekil 5.10. Kullanıcılar tarafından kullanılan 31 çiplik Gold kodları	83
Şekil 5.11. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcıli seziciye ait BHO değerlerinin kullanıcı sayısına göre değişimi	84
Şekil 5.12. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcıli seziciye ait BHO değerlerinin diğer kullanıcıların sinyal güçlerine göre değişimi	85

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklama
T	Sinyal periyodu
T_c	Çip periyodu
T_b	Bit periyodu
$s(t)$	Gönderilen sinyal
$s_k(t)$	k. kullanıcının göndermiş olduğu sinyal
$P(t)$	Gönderilen sinyal gücü
$P_k(t)$	k. kullanıcının göndermiş olduğu sinyalin gücü
$w_c(t)$	Taşıyıcı sinyalin frekansı
$b(t)$	veri dizisi
$b_k(t)$	k. kullanıcıya ait veri dizisi
K	Ortamdaki kullanıcı sayısı
L	Çoklu yol sayısı
N	Bit başına çip sayısı
$a(t)$	Yayma kodu dizisi
$a_k(t)$	k. kullanıcıya ait yayma kodu dizisi
$\Gamma()$	Birim dikdörtgen vurum fonksiyonu
ρ_{ij}	i. ve j. çiplere ait çapraz ilinti
\mathbf{R}	Çapraz ilinti matrisi
B_c	Kanalın bant genişliği
B_s	Sinyalin bant genişliği
$h(t)$	Kanalın birim dürtü cevabı

Simgeler	Açıklama
$\delta(t)$	Dirac Delta fonksiyonu
f_d	Doppler frekans kayması
v	El terminalinin hızı
θ_d	El terminali ile baz istasyonu arasındaki açı
B_d	Doppler bant genişliği
α	Çoklu yolun genliği
θ	Çoklu yolun fazı
τ	Çoklu yolun gecikmesi
$g(t)$	Zamanla-değişen frekans-seçicili sönümlü kanalın dürtü cevabı
\otimes	Konvolüsyon
$r(t)$	Alınan sinyal
$r_k(t)$	k. kullanıcıya ait alınan sinyal
$a_k[m]$	k. kaydırmalı kaydedicinin m. çipi
Φ_i	Walsh-Hadamard kodu üretim fonksiyonu
C	Walsh-Hadamard kodu matrisi
a'	Kasami kodu dizisi
A_k	k. kullanıcının sinyal genliği
b'_k	k. kullanıcının yeniden elde edilen veri dizisi
$\Delta(\)$	Logaritmik olabilirlik fonksiyonu
b	Kullanıcıların veri vektörü
A	Kullanıcıların genlik matrisi
r	Alınan sinyal vektörü
H	Kanal matrisi
$E(\)$	Hata olasılık fonksiyonu
$N_0/2$	TBGG güç yoğunluğu
f_α	Rayleigh dağılım fonksiyonu

Simgeler	Açıklama
$E(U)$	Karar değişkeni ortalaması
σ_U^2	Karar değişkeni varyansı
ε_b	Bit başına hata
γ_b	Bit başına SGO
$P_2()$	İkili hata olasılık fonksiyonu
$Q()$	Hata fonksiyonu
$\Psi()$	Karakteristik fonksiyonu
$y(t)$	UF çıkış sinyali
\mathbf{y}	UF çıkış vektörü
\mathbf{w}	Filtre katsayı vektörü
w	Filtre katsayısı
$\nabla()$	Gradyan işlemi
$\nabla^2()$	Hessian işlemi
μ	Engel parametresi
ζ	Eşik parametresi
Kısaltmalar	Açıklama
AGE	Ardışık girişim engelleme
BHO	Bit-hata-oranı
ÇEG	Çoklu erişim girişimi
ÇKS	Çok kullanıcılı sezici
DD-KBÇE	Doğrudan Dizili-Kod Bölmeli Çoklu Erişim
DD-YS	Doğrudan Dizili-Yaygın Spektrum
EABHO	En az bit-hata-oranlı
EAOKH	En az ortalama karesel hatalı
EFOSS	En fazla olabilirlik sıralı sezicisi
FA-KBÇE	Frekans Atlamalı-Kod Bölmeli Çoklu Erişim

Kısaltmalar	Açıklama
FBÇE	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
GSM	Küresel mobil haberleşme sistemi
İÇ	İlinti çözücü
İFKA	İkili faz kaydırmalı anahtarlama
KBÇE	Kod bölmeli çoklu erişim
PCT	Patent İşbirliği Anlaşması
PGE	Paralel girişim engelleme
PN	Pseudo-Noise
SAG	Semboller arası girişim
SGO	Sinyal gürültü oranı
SZ	Sıfıra zorlamalı
TBGG	Toplanır beyaz Gauss gürültüsü
TPE	Türk Patent Enstitüsü
TÜBİTAK	Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu
UBÇE	Uzay Bölmesi Çoklu Erişim
UF	Uyumlu filtre
UVE	Uzun vadeli evrim
WIPO	Dünya Fikri Mülkiyet Örgütü
YUO	Yakın-uzak oranı
ZBÇE	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim

1. GİRİŞ

Hızla gelişen İnternet ortamı ve medya içeriği ile mobil ses ve veri erişim ihtiyacının giderek artması, küreselleşen dünyada özellikle son yirmi yılda haberleşme sistemlerine olan ihtiyacı bir hayli artırmış ve bu ihtiyaca cevap vermek amacıyla haberleşme teknolojileri ve ekipmanları da aynı oranda gelişmiştir. Kablolu haberleşme sistemlerinde kapasite artırımı için mevcut kablo sayısını artırmak yeterliyken kablosuz haberleşme sistemlerinde ise bu kapasite mevcut bant genişliği ile sınırlıdır. Endüstri raporlarına göre dünya nüfusunun 7 milyarın biraz üzerinde olduğu göz önüne alındığında, neredeyse kişi başına bir gezgin telefon aboneliği düşmektedir [1,2]. Bu nedenle artan bant genişliği ihtiyacıyla birlikte yüksek servis kalitesi beklentisinin karşılanması da, günümüz haberleşme teknolojilerinden talep edilen en önemli iki özelliktir. Fakat kullanılabilir toplam bant genişliğinin sınırlı olması ve kullanıcı sayısının çok olması nedeniyle her bir kullanıcıya ayrılabilen bant genişliğinin belirli bir kapasitede olması gerektiğinden, bu sınırlı bant genişliği olabildiğince etkin bir şekilde kullanılmalıdır. Bu sebeptir ki; günümüz haberleşme sistemleri daha karmaşık algoritmalarla kısıtlı olan kaynakları yani haberleşme ortamını mümkün olduğu kadar etkin bir şekilde kullanabilmektedir. Bahsi geçen bu haberleşme sistemleri;

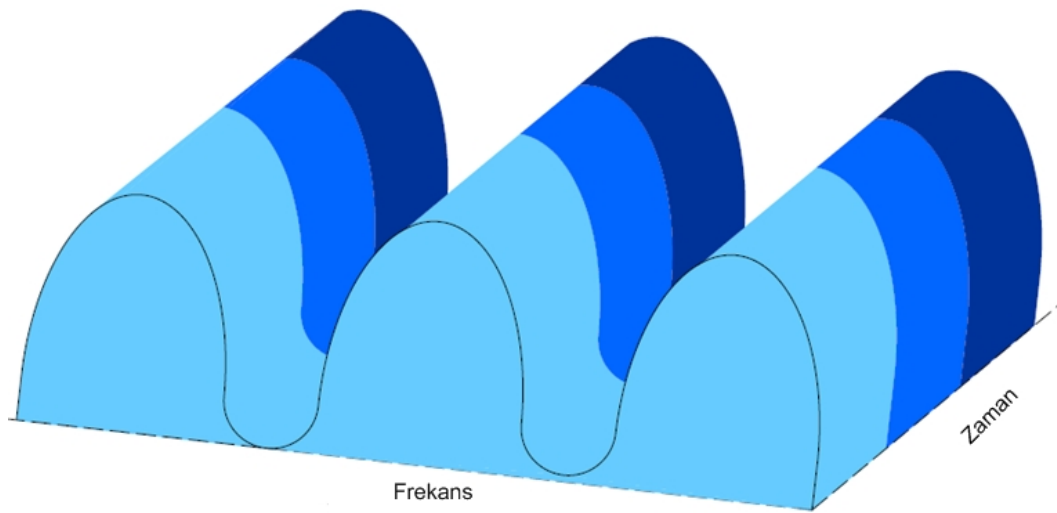
- zaman
- frekans
- kod
- uzay

kaynaklarını kullanmakta ve bilgiyi, aynı iletim ortamı kullanılarak birden fazla kaynaktan yine birden fazla alıcıya iletmektedir. Bu işleme çoklama ya da çoğullama denilmektedir. Bahsedilen iletim ortamı basit bir kablo olabileceği gibi uzay boşluğu da olabilir.

İlk iki kaynak için sırasıyla Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (ZBÇE) [3] ve Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FBÇE) [4] gibi klasik çoklu erişim teknikleri geçmişten

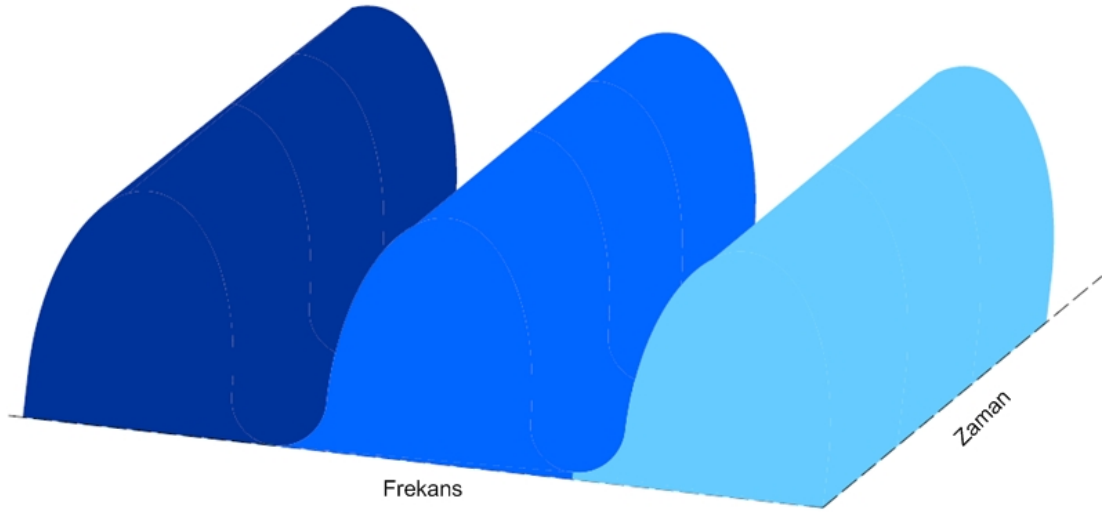
günümüze sıklıkla kullanılırken, üçüncü kaynak olan kod için ise Kod Bölmeli Çoklu Erişim (KBÇÖ) [5] tekniği de günümüzde oldukça yoğun bir şekilde kullanılmaktadır. Bunların yanı sıra hem verici hem de alıcı tarafında çoklu antenler kullanılarak gerçekleştirilen Uzak Bölmeli Çoklu Erişim (UBÇE) [6] tekniği de son on yıl içerisinde oldukça popüler hale gelmiştir.

İlk iki teknik olan ZBÇE ve FBÇE; diğer iki çoklama teknolojisine göre daha az karmaşık işlem gereksinimine sahip olmasına rağmen gizlilik ve haberleşme güvenliği konusunda yeterince kabiliyetli değildirler [4]. ZBÇE ve FBÇE çoklama tekniklerinin temel prensibi sırasıyla Şekil 1.1 ve Şekil 1.2'de gösterilmiştir.



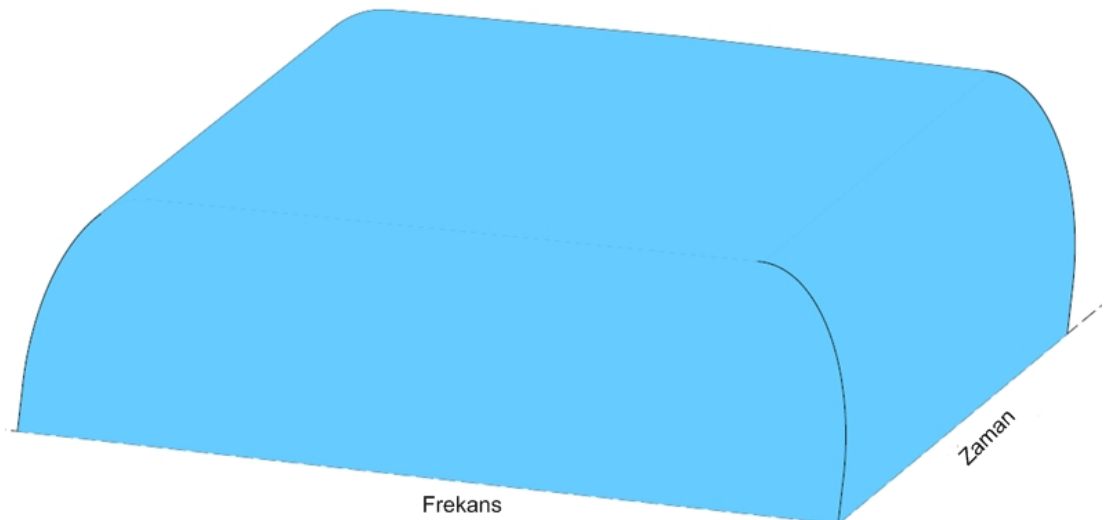
Şekil 1.1. ZBÇE sistemi blok şeması

Çoklu erişim tekniklerinden bir diğeri olan KBÇE ise 2. Dünya Savaşı sırasında geliştirilen bir erişim teknolojisidir. ABD müttefik kuvvetlerinin kablosuz olarak haberleşme yaptığı sırada düşman karıştırıcı sinyallerinden etkilenmemesi amacıyla yayılmış spektrum tekniği kullanılarak tasarlanmıştır. Günümüze kadar gelen süreçte, askeri uygulamaların yanı sıra mobil haberleşme ihtiyacının artmasıyla birlikte sivil amaçlı uygulamalarda da sıklıkla kullanılan bir çoklu erişim tekniği olmuştur [5, 7].



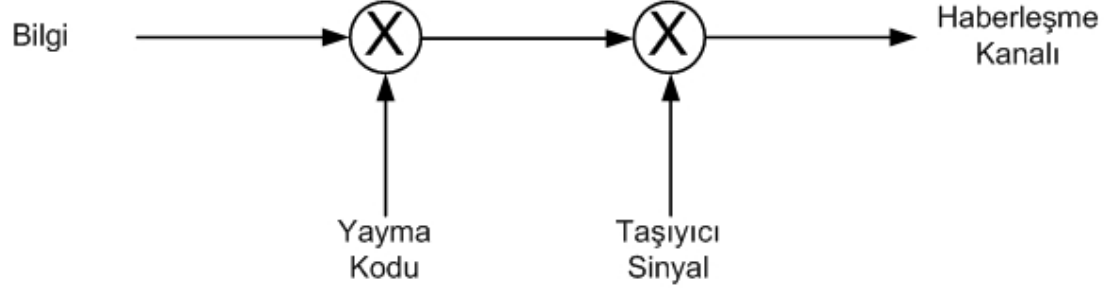
Şekil 1.2. FBÇE sistemi blok şeması

Şekil 1.3'te blok şeması gösterilen KBÇE tekniği sayesinde, haberleşen tüm kullanıcılar aynı frekans bandını kullanabilmektedirler. Bu amaçla; kullanıcıya ait veri, her bir kullanıcı için rastgele ve sadece o kullanıcıya özel olarak üretilen bir kod dizisi ile çarpılmak suretiyle tüm frekans bandı boyunca yayılır. Pseudonoise dizisi (PN) olarak da adlandırılan ve ikili diziler şeklinde olan bu kodlar, birbirlerine dikgen (ortogonal) olduklarından dolayı aynı haberleşme ortamında birbirlerini etkilemezler.



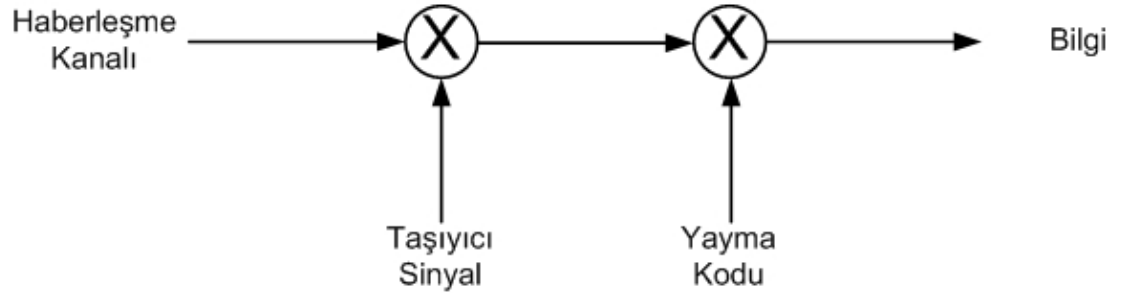
Şekil 1.3. KBÇE sistemi blok şeması

Bu sayede PN kodunu bilmeyen diğerleri seziciler tarafından da algılanamamış olurlar. Bu durum Şekil 1.4'te gösterilmiştir [8].



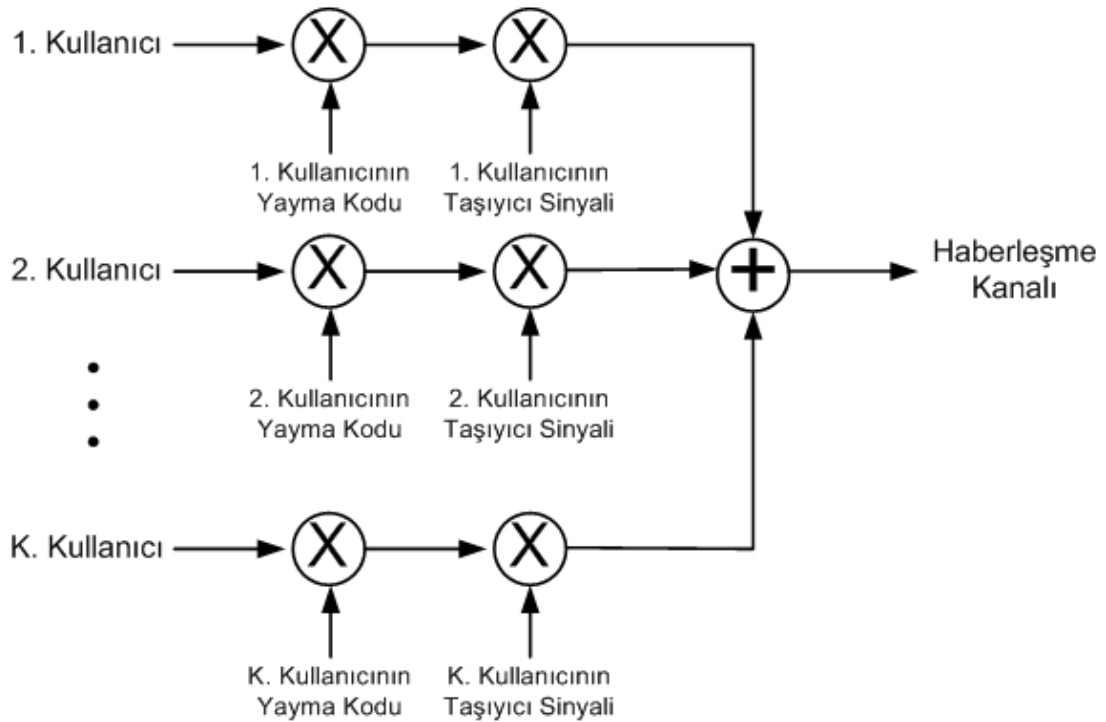
Şekil 1.4. KBÇE Kipleycisi (Modulator)

Şekil 1.5'ten de görülebileceği üzere, alıcı tarafında hangi kullanıcıdan gelen bilgi alınmak isteniyorsa, haberleşme ortamından alınan toplam sinyal o kullanıcının kodu ile tekrar çarpılarak istenilen bilgiye ulaşılır. Bu teknik sayesinde kullanıcılar aynı frekans bandını istedikleri zaman kullanabilmektedirler. KBÇE aynı zamanda günümüz hücreli mobil haberleşme sistemlerinde yakın hücrelerde aynı frekansların kullanılmasına olanak tanır. Bunun da ötesinde bu komşu haberleşme hücreleri arasında mobil kullanıcıların geçiş yapmasını sağlar.



Şekil 1.5. KBÇE Kip çözücü (Demodulator)

Örnek bir KBÇE vericisinin blok şeması ise Şekil 1.6'da görülmektedir. Tüm kullanıcılar aynı frekans ortamını kullandığı için her bir kullanıcıdan ortama yayılan bilgi dizileri alıcı tarafında toplanır. Kullanıcıya ait olan bilginin her bir biti ayrı ayrı PN dizisi ile çarpılır. Kullanıcı verisi 1 ise pozitif kod sözcüğü, 0 ise negatif kod sözcüğü ile çarpılmak suretiyle kullanıcı verisi yayılmış olur.

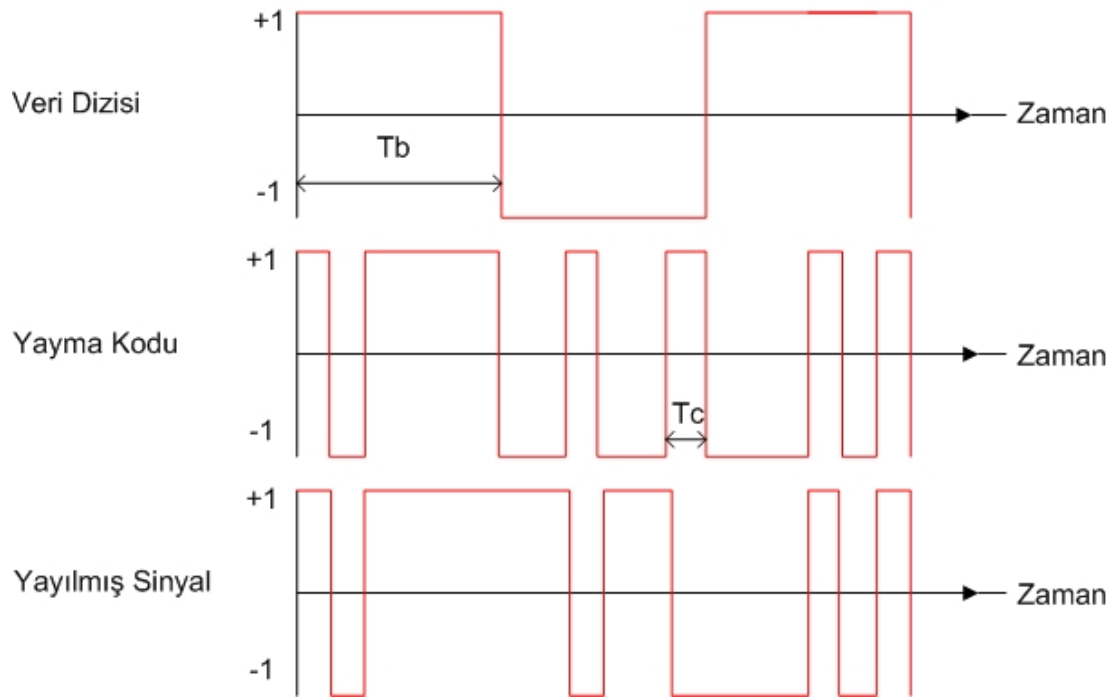


Şekil 1.6. KBÇE verici kısım blok şeması

Daha sonrasında ise bir taşıyıcı sinyal ile kiplenerek iletim ortamının frekans bandına yükseltilir ve iletim ortamına gönderilir. Alıcı tarafta ise önce aynı taşıyıcı ile kipi çözülmek suretiyle eski frekans bandına düşürülür. Sonrasında ise gelen toplam veri ile o kullanıcıya ait PN dizisi çarpılmak suretiyle istenilen kullanıcının verisi tekrar elde edilmiş olur. Bu işlem bir ilinti işlemi olup, ilintinin ilk tepe verdiği yerden itibaren eş zamanlama (senkron) sağlanmış olup, bundan sonraki her pozitif tepe değeri için 1, negatif tepe değeri için ise 0 kullanıcı bilgisi olarak kabul edilir [4, 8]. Bu durum Şekil 1.7'de gösterilmiştir.

İstenilen bir kullanıcıya ait bilgi alıcı tarafta elde edilmek istenirken, diğer kullanıcılardan yayılan sinyallerin alıcı girişinde arzu edilene göre daha büyük olması durumu yakın-uzak problemini (Near-Far Resistance, NFR) doğurur. Bu durumda kullanıcıya ait elde edilen bilgidaki hata miktarı önemli bir oranda artış gösterir [9]. Bunun önüne geçmek amacıyla sezici tarafında yapılacak güç kontrolü büyük önem taşımaktadır. Temel olarak iki ana KBÇE tekniği vardır. Bunlar Frekans Atlamalı-KBÇE (FA-KBÇE) ve Doğrudan Dizili-KBÇE (DD-KBÇE) teknikleridir.

FA-KBÇE tekniğinde her bir kullanıcıya tahsis edilen frekans bandı tüm kanal içerisinde rastgele olarak değiştirilir.

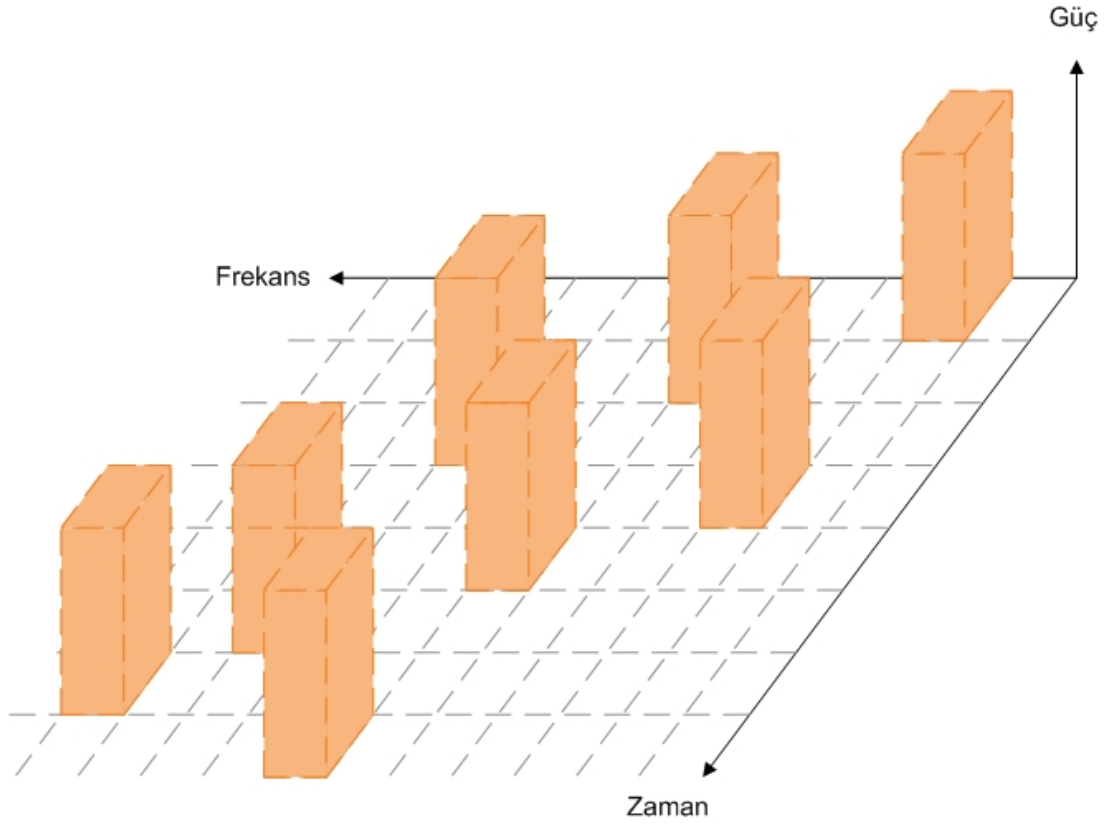


Şekil 1.7. KBÇE sinyalinin elde edilmesi

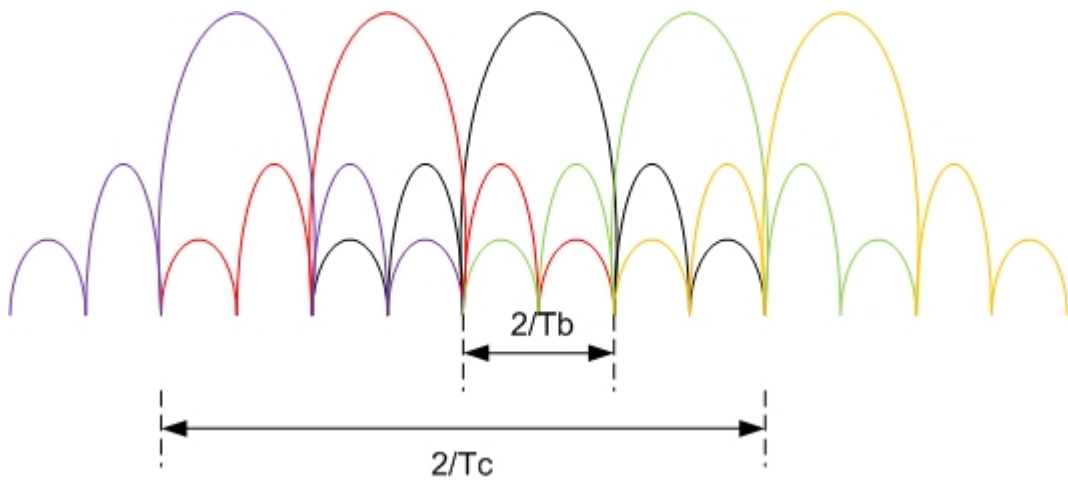
Bu sayede tüm kullanıcılara aynı anda aynı frekans bandı kullandırılabilir. Bu frekans atlamalarını eş zamanlamak amacıyla alıcı tarafında üretilen PN kodları kullanılır. Bu durum Şekil 1.8'de gösterilmiştir.

DD-KBÇE tekniğinde ise ortamdaki tüm kullanıcılar aynı frekans bandını işgal ederler yani aynı taşıyıcı frekansını kullanırlar. Her kullanıcının kendine has olarak üretilen ve birbirlerine dikgen olan yayma kodları sayesinde, alıcı tarafında her bir kullanıcıya ait veri dizisi toplam sinyalden ayrıştırılarak yeniden elde edilebilmektedir. FA-KBÇE ile DD-KBÇE tekniklerine ait frekans spektrumları sırasıyla Şekil 1.9 ve Şekil 1.10'da gösterilmiştir. DD-KBÇE sistemlerinde hem tek kullanıcı hem de çok kullanıcı sezici yapıları oluşturulabilmektedir. Çok kullanıcı seziciler optimum ve alt-optimum seziciler olmak üzere ikiye ayrılırlar. Genel olarak çok kullanıcı seziciler uyumlu filtreler (UF) ile yapılmaktadırlar. Diğer başka yöntemlerde elde edilen sezicilerin performansları ise UF sezicilerin

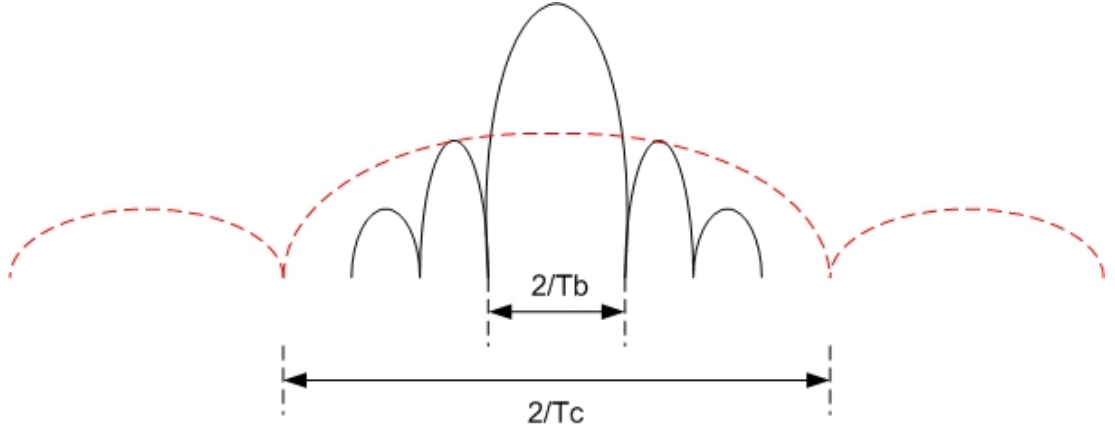
performansları ile karşılaştırılarak sonuçlar ortaya konulmaktadır. UF alıcısında; karar mekanizması olarak UF' den hemen sonraki eşik durumu kullanılır.



Şekil 1.8. FA-KBÇE sisteminin örnek gösterimi



Şekil 1.9. FA-KBÇE sisteminin frekans spektrumu



Şekil 1.10. DD-KBÇE sisteminin frekans spektrumu

Diğer yöntemlerde elde edilen alıcı yapılarında ise yine UF'ler kullanılmakta fakat UF sonrasında kullanılan karar verme mekanizmasına göre seziciler isimlendirilmektedir. Optimum çok kullanıcılı sezici yapısı olarak 1986 yılında Verdu'nun ortaya koyduğu en fazla olabilirlik sıralı sezicisi (EFOSS) [10], alıcının UF çıkışına uygulanan Viterbi en fazla olabilirlik tekniğini kullanmaktadır. Alt-optimum seziciler ise; doğrusal ve doğrusal olmayan seziciler olarak kendi içerisinde ikiye ayrılırlar. İlinti çözücü (İÇ) ve en az ortalama karesel hata (EAOKH) çok kullanıcılı sezicileri doğrusal alt-optimum çok kullanıcılı sezici grubunun en çok kullanılan iki üyesidir.

Literatür incelendiğinde, EFOSS çok kullanıcılı sezici yapısı için çeşitli çalışmalar yapıldığı görülmüştür [11-15]. Verdu'nun optimum çok kullanıcılı sezicisinin; özellikle kullanıcı sayısının çok olduğu durumlar için oldukça karmaşık hale gelen yapısı, onu KBÇE sistemlerinde pratik olarak uygulanamayacak hale getirmiş ve alt-optimum çok kullanıcılı sezicilere olan ihtiyacı ortaya çıkarmıştır. Bu amaçla, doğrusal alt-optimum çok kullanıcılı seziciler olan İÇ ve EAOKH çok kullanıcılı sezici yapıları ile ilgili literatürde çok sayıda çalışma yapılmıştır [16-24]. Bu çalışmalardan birinde ise, İÇ ve EAOKH çok kullanıcılı seziciler en önemli doğrusal alt-optimum çok kullanıcılı seziciler olarak sunulmuşlardır [22].

Literatürde ayrıca EABHO çok kullanıcıli seziciler elde etmek için çeşitli algoritmaların geliştirildiği çalışmalar da mevcuttur [25-44]. Bir çalışmada düz sönümlü kanal modeli kullanılan DD-KBÇE sistemlerinde uyarlanır bir doğrusal alıcı yapısı sunulmuştur [26]. Bu çalışmada gradyan algoritması kullanılarak ortalama karesel hata olasılığı en aza indirilmektedir. Bir diğer çalışmada ise, semboller arası girişim ve toplanır beyaz Gauss gürültüsünün (TBGG) olduğu durumlar için başka bir uyarlanır algoritma sunulmuştur [27]. Bir başka çalışmada, ortamdaki TBGG gürültüsünün varlığında yeni bir doğrusal çok kullanıcıli sezici yapısı ortaya konmuştur [28]. Yine TBGG gürültüsü bulunan bir DD-KBÇE sistemi için BHO değerini en aza indiren bir algoritma bir başka çalışmanın konusu olmuştur [29]. Literatürde ayrıca bir uyarlanır en az bit-hata-oranlı (UEABHO) çok kullanıcıli sezici yapısı sunulmuş ve tartışılmıştır [45]. Sonraki yıllarda, optimum uyumsuz karar geri beslemeli çok kullanıcıli sezici yapısı sunulmuştur [46]. Başka çalışmalarda; en az değişken ve en az bit-hata-oranlı çok kullanıcıli seziciler üzerinde durulmuş ve diğer sezici yapıları ile karşılaştırmaları verilmiştir [47-48]. Bir diğer çalışmada ise; genetik algoritma tabanlı çok kullanıcıli seziciler üzerinde durulmuş ve bu konuya yeni bir boyut kazandırılmıştır [49]. Sonraki yıllarda yine genetik algoritma tabanlı çok kullanıcıli sezici yapıları üzerine birçok kazanım ortaya konulmuştur [50-52].

Farklı çalışmalar olarak, en iyileştirme yöntemleriyle BHO değerini en aza indiren algoritmalar yine TBGG ortamları için geliştirilmiştir [39-40, 44]. Fakat bahsedilen bu çalışmalar çok karmaşık yapılara sahip olmalarının yanı sıra aynı zamanda kullanıcıların kendilerine has yayma kodlarının bilinmesi gibi bir zorunluluğa da sahiptirler. Bunlara ek olarak sunulan algoritmaların hemen hepsi ortamda sadece TBGG olan kanal modelleri için geliştirilirken bazıları ise BHO değerini en aza indirecek filtre katsayılarını bulmayı garanti edememektedirler. Son olarak yaptığımız iki farklı çalışma ile; EABHO çok kullanıcıli sezici yapısı hem zamanla-değişmeyen hem de zamanla-değişen frekans-seçicili sönümlü kanallar için tesis edilmiştir ve BHO performansları detaylıca analiz edilmiştir [30-31].

Bu tez çalışmasında ise, literatürdeki çalışmalardan farklı olarak; zamanla-değişen ve Rayleigh frekans-seçicili sönümlü DD-KBÇE kanallarında BHO değerini en aza indirecek çok kullanıcıli sezici yapısı (en az bit-hata-oranlı çok kullanıcıli sezici (EABHO ÇKS)) yapısı üzerinde çalışılmıştır. Bu sezici için geliştirilen algoritma sayesinde, kapalı form bir matematiksel çözüme sahip olmayan BHO maliyet fonksiyonunu en aza indirecek olan filtre katsayıları hesaplanarak sezicinin BHO değeri en aza indirilmiştir. Sonrasında ise bu seziciye ait BHO performansı hem İÇ ve EAOKH hem de EFOSS çok kullanıcıli sezici yapıları ile karşılaştırılmıştır. Bahsedilen alıcı yapılarının hem ortamda sadece TBGG gürültüsünün olduğu kanal modeli hem de zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanal modeli için ayrı ayrı BHO fonksiyonları oluşturularak bu fonksiyonların en düşük değeri almasını sağlamak amacıyla; bu fonksiyonlar sınırlı en iyileştirme problemi haline çevrilip doğrusal olmayan denklem takımları elde edilmiştir. Oluşturulan denklem takımlarını çözmek için uygun olan Davidon-Fletcher-Powell, Lagrange, Newton vb. metotlardan Newton metodu kullanılmıştır. Bu işlemler; ilk olarak frekans seçicili kanal ortamında zamanla-değişmeyen (time-invariant) durum için yapıp elde edilen BHO-SGO eğrileri ortamda TBGG bulunduğu durum için elde edilen BHO-SGO eğrileri ile karşılaştırılmıştır. Aynı işlemler zamanla-değişen (time-varying) ve Rayleigh frekans-seçicili kanal modeli için tekrarlanmıştır. Yapılacak olan tüm benzetimler MATLAB® geliştirme ortamında gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışmasının içeriği bölümler halinde aşağıdaki gibi özetlenebilir;

- 2. bölümde tez çalışmasında kullanılacak olan sistem modeli tanıtılmıştır. KBÇE sistemlerinin genel yapısı açıklanarak, tek kullanıcıli ve çok kullanıcıli durumlar için KBÇE sistemi çeşitleri açıklanmıştır. Ayrıca her iki durum için ayrı ayrı matematiksel ifadeler oluşturularak BHO analizleri için bir ön hazırlık yapılmıştır. Bu bölümde ayrıca, tez çalışması için kullanılan kanal modelleri üzerinde de durulmuş olup, küçük ve geniş ölçekli sönümlü kanallar detaylı bir şekilde incelenmiştir. Özellikle küçük ölçekli sönümleme konusu, çoklu yol etkisi ve Doppler etkisi üzerinden detaylandırılarak matematiksel koşulları üzerinde durulmuştur. Bu bölümde ayrıca zamanla-

değişen ve Rayleigh frekans-seçicili sönümlü kanal modeli de detaylıca açıklanmıştır. Gerçek dünyayı daha iyi modelleyen kanal modeli olduğu için tez çalışmasında bu kanal modeli kullanılmıştır. Bu bölümün sonlarına doğru ise, KBÇE sisteminde kullanılan yayma kodları çeşitleri ile birlikte incelenmiştir.

- 3. bölümde çok kullanıcılı seziciler konusu detaylı bir şekilde işlenmiştir. Klasik çok kullanıcılı sezici yapıları, optimum çok kullanıcılı sezici, alt optimum çok kullanıcılı seziciler olan uyumlu filtre, ilinti çözücü ve en küçük ortalama karesel hata çok kullanıcı sezici yapıları açıklanmış ve matematiksel ifadeleri çıkarılmıştır. Bu bölümde ayrıca her bir sezici yapısı için hata olasılık fonksiyonları ve bit-hata-oranlarına ait formülasyonlar çıkarılmıştır. Karmaşıklık analizleri de, yine her bir sezici yapısı için ayrı ayrı yorumlanmıştır.

- 4. bölümde ise tez çalışmasının ana konusu olan en az bit-hata-oranlı çok kullanıcılı sezici yapısı üzerinde durulmuştur. Bu bölümde, geliştirilen en iyileştirme algoritması ile en az bit-hata-oranı başarımına sahip çok kullanıcılı sezici yapısı sunulmuş ve matematiksel ifadeleri detaylı bir şekilde verilmiştir. Öncelikle zamanla-değişen ve Rayleigh frekans-seçicili sönümlü kanal modeli için çok kullanıcılı sezici yapısına ait alçak geçiren sistem modeli oluşturulmuş; sonrasında ise bu modele ait hata olasılık ve bit-hata-oranı maliyet fonksiyonlarının matematiksel ifadeleri elde edilmiştir. Elde edilen bu fonksiyonlar üzerinde çeşitli en iyileştirme metotları denenmiş ve içlerinden en iyi BHO sonuçlarını veren Newton metodu detaylı olarak açıklanmıştır. Newton metodunun yanı sıra, bu sezici yapısı için kullanılan engel parametresi ve altın-oran metotları da detaylarıyla birlikte anlatılmış ve diğer en iyileştirme teknikleri ile karşılaştırılmıştır.

- 5. bölümde; geliştirilen çok kullanıcılı sezici yapısı için yapılan Monte-Carlo benzetimleri sunulmuştur. Bu benzetimler, hem TBGG, hem frekans seçicili sönümlü hem de zamanla-değişen frekans-seçicili sönümlü kanallar

için yapılmış olup, geliştirilen en iyileştirme algoritması sayesinde en az bit-hata-oranını sağlayan sezici yapısı ile diğer klasik sezici yapılarının performans karşılaştırması yapılırken, optimum çok kullanıcıli sezici yapısı olan EFOSS ile de karşılaştırmalı performans analizleri sunulmuştur.

- 6. bölümde, tez çalışması için geliştirilen çok kullanıcıli sezici yapısının performansı değerlendirilerek diğer sezici yapılarıyla olan farklılıkları analiz edilmiş ve sonuçları sunulmuştur. Bu çalışma sonrasında, çalışmayı daha da ileri götürebilecek ileri düzey araştırma olanakları da bu bölümün sonunda ifade edilmiştir.

Bu tez çalışmasında geliştirilen algoritma ve bu algoritmanın kullanıldığı çok kullanıcıli sezici, literatürde genellikle ele alınan TBGG kanal modellerinin yanı sıra, zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanal modelleri için gerçekleştirilmiştir. Bu bakımdan literatürdeki diğer yayınlardan ayrılmaktadır. Ayrıca BHO-SGO performansı diğer alt-optimum çok kullanıcıli sezicileri ile karşılaştırıldığında 4,5 dB'ye kadar daha iyi performans gösterebildiği Monte-Carlo benzetim sonuçlarıyla ortaya konmuştur. Bunun da ötesinde; yüksek SGO bölgesinde, geliştirilen algoritma sayesinde EABHO çok kullanıcıli sezicisi EFOSS sezicisi ile benzer BHO performansı göstermektedir. Bunu sağlarken EFOSS çok kullanıcıli sezicisine göre daha az karmaşık bir yapıya sahip olup daha az işlem gücüyle yaklaşık olarak aynı BHO performansa erişmektedir.

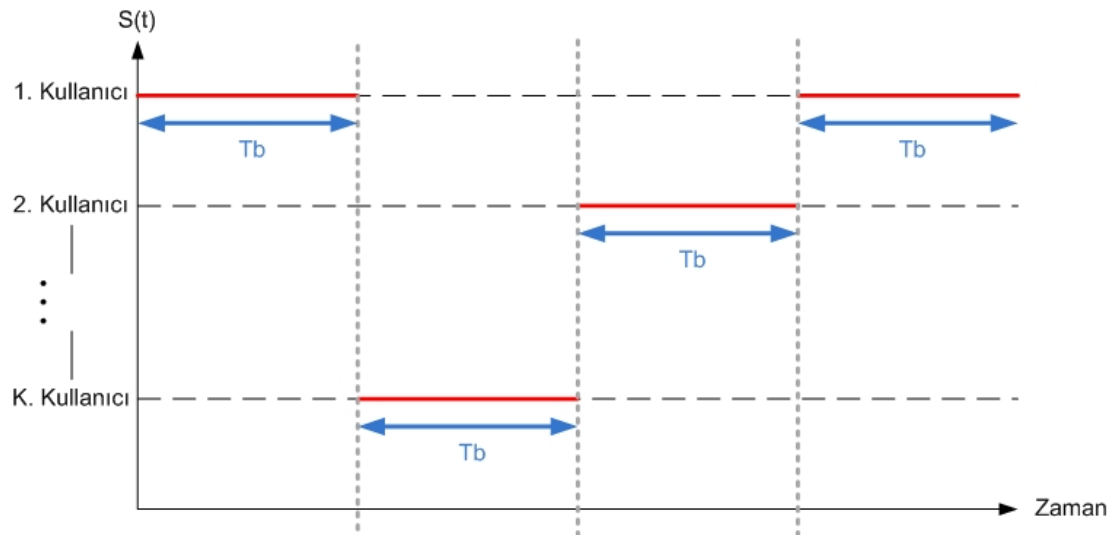
Bu tez çalışmasının sonucu olan en iyileştirme algoritması ve üzerinde çalıştığı EABHO ÇKS yapısında oluşan bir alıcı için Türk Patent Enstitüsü'ne (TPE) patent başvurusunda bulunulmuş ve şekli uygunluk belgesi alınmıştır. Ayrıca bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından da desteğe değer görülmüş ve patent desteği ile ödüllendirilmiştir. Bunun yanı sıra, tez kapsamında yapılan patent başvurusu ve çalışmalar Gazi Üniversitesi Rektörlüğü ve TPE tarafından da plaket ve teşekkür belgesine layık görülmüştür.

Türk Telekom grubu şirketlerinden Avea İletişim Hizmetleri A.Ş. ile yapılan görüşmeler sonucunda, ulusal patent başvurusunun uluslar arası patent başvurusuna çevrilmesi konusunda anlaşma sağlanarak bu amaçla bir protokol imzalanmış ve buluş sahipleri değişmemek kaydıyla patentin fikri mülkiyet hakları Avea İletişim Hizmetleri A.Ş.'ne devredilmiştir. Bu amaçla hem TPE nezdinde ulusal patentleme çalışmaları, hem de Avea İletişim Hizmetleri A.Ş. ile birlikte uluslararası patentleme çalışmaları devam etmektedir.

2. SİSTEM MODELİ

Bu kısımda DD-KBÇE sistemleri için kablosuz haberleşme modelleri üzerinde durulacak ve giriş kısmında bahsedilen DD-KBÇE sisteminin matematiksel ifadeleri elde edilecektir.

DD-KBÇE sistemleri eş zamanlı ve eş zamanlı olmayan diye ikiye ayrılırlar. Bu tez çalışmasında, matematiksel ifadelerin elde edilmesinde eş zamanlı DD-KBÇE sistemleri ele alınacak olup bu haberleşme tipinde bütün kullanıcıların veri bitlerinin aynı zaman diliminde gönderildiği varsayılmıştır. Bu iki farklı haberleşme tekniği aşağıdaki şekillerde görülmektedir.



Şekil 2.1. Eş zamanlı DD-KBÇE sistemi

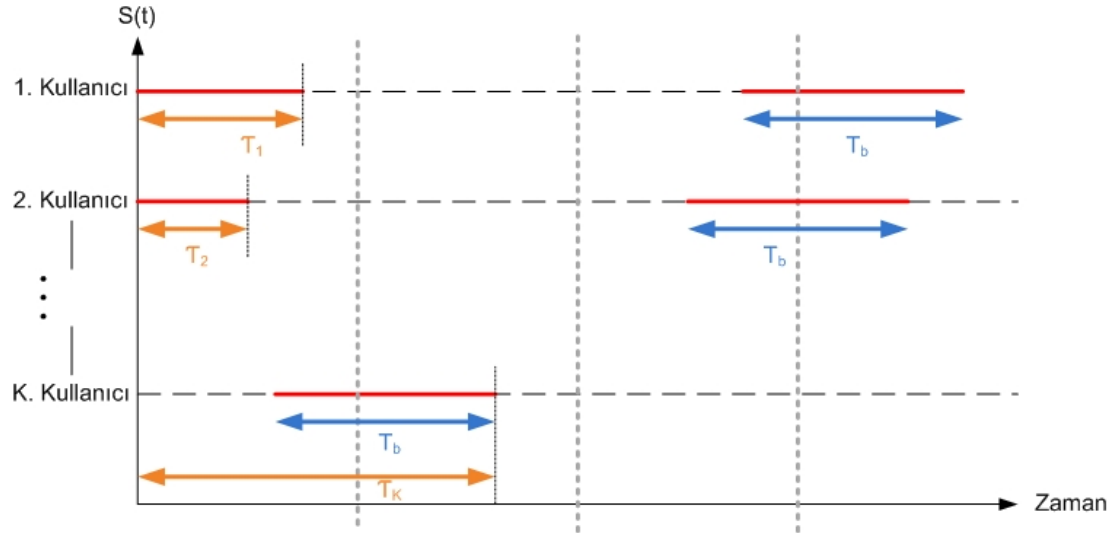
Tek kullanıcılı doğrudan dizili yaygın spektrum (DD-YS) sistemleri, çok kullanıcılı DD-YS haberleşme sistemleri için bir temel oluşturmaktadır.

Tek kullanıcılı uçtan uca bir sistem üç temel bileşene sahiptir. Bunlar;

- Yaygın spektrum verici,
- Haberleşme kanalı,

- Yaygın spektrum alıcı

yapılarıdır. Bilindiği üzere, çok kullanıcılı sezici sistemleri, çok sayıda tek kullanıcılı sezici yapılarının toplanması ile oluşturulabilir.



Şekil 2.2. Eş zamansız DD-KBÇE sistemi

Bölüm 2.1'de tek kullanıcılı sezici yapısı için basit verici ve alıcı modellerine yer verilmiştir. Tek kullanıcılı sezici yapılarından oluşan çok kullanıcılı sezici yapısına ise Bölüm 2.2'de detaylıca değinilmiştir. Bölüm 2.3, kablosuz haberleşme kanalının, değişik modelleriyle birlikte bahsedildiği kısımdır. DD-KBÇE sistemlerinde kullanılmakta olan belli başlı yayma kodu çeşitlerine ve nasıl elde edildiklerine dair bilgiler Bölüm 2.4'te verilmiştir.

2.1. Tek Kullanıcılı Sezici

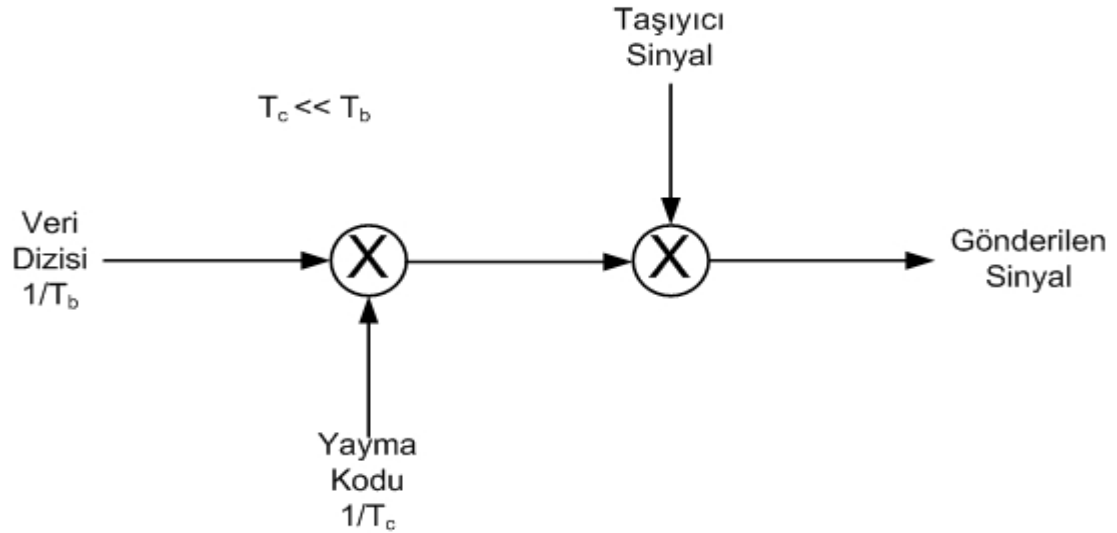
Giriş kısmında bahsedildiği üzere KBÇE, frekans atlamalı (FA-KBÇE) ve doğrudan dizili (DD-KBÇE) olmak üzere iki temel sınıfa ayrılır.

Hem FA-KBÇE sistemlerinde hem de DD-KBÇE sistemlerinde, kullanıcıların verileri kanala gönderilmeden önce bir işlemde geçerler. Yayma (spreading) adı verilen bu işlem PN kodları vasıtasıyla yapılırken, bu işlem sonucunda kullanıcı

verisi geniş bir frekans bandı üzerine yayılmış olur. Aşağıdaki kısımda verici ve alıcı kısımlar detaylıca anlatılmıştır.

2.1.1. Verici kısım

KBÇE sistemlerinde kullanılan vericiler, kullanıcıların ikili (binary) formatında olan veri dizilerini kullanarak yaygın spektrum sinyalleri oluşturulur. Burada bahsedilen veri dizileri; ses sinyallerinin sayısallaştırılmasından elde edilen diziler olabileceği gibi, doğrudan doğruya sayısal sinyaller de olabilir.



Şekil 2.3. Yaygın spektrum verici yapısı

Şekil 2.3'te örnek bir yaygın spektrum verici yapısı gösterilmektedir. Bu yapıda yaygın spektrum elde etme işlemi için ikili formattaki veri sinyali, ikili faz kaydırmalı anahtarlama (İFKA) sinyaline çevrilerek yayma kodu sinyali ile çarpılır. Buradaki yayma kodu sinyali, polaritesi PN koduyla belirlenen ve birim genliğe sahip dikdörtgen vurum fonksiyonudur.

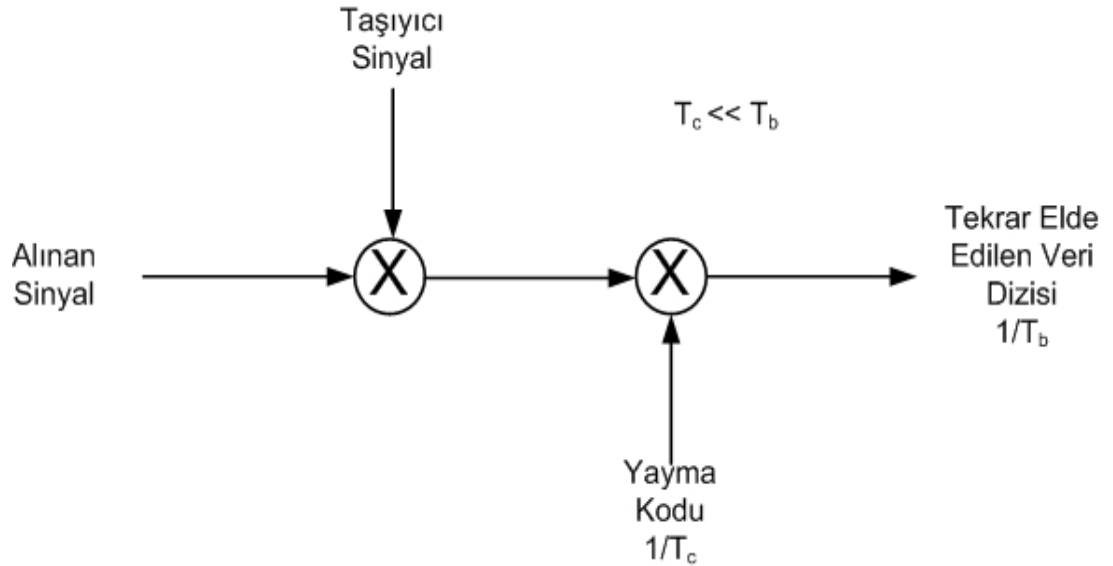
Yayma kazancı (Yayma faktörü)

Yayma işleminden sonra oluşan sinyalin bant genişliğinin, orijinal sinyalin bant genişliğine oranına yayma kazancı ya da yayma faktörü denir. Bu parametre KBÇE

sistemlerinde çok önemli bir yere sahip olup veri dizisindeki her bir bit aralığındaki çip sayısına eşittir [53].

2.1.2. Alıcı kısım

Şekil 2.4'te gösterilen örnek bir yaygın spektrum alıcı yapısıdır. Şekilden de görüleceği üzere, kullanıcıya ait veri dizisinin tekrar elde edilebilmesi için kullanıcının PN kodunun alıcı tarafından bilinmesi gereklidir. Tek kullanıcı bir sistem olduğu için bu yapıdaki girişim kaynakları ortamdaki mevcut gürültülere ek olarak TBGG gürültüsüdür.



Şekil 2.4. Yaygın spektrum alıcı yapısı

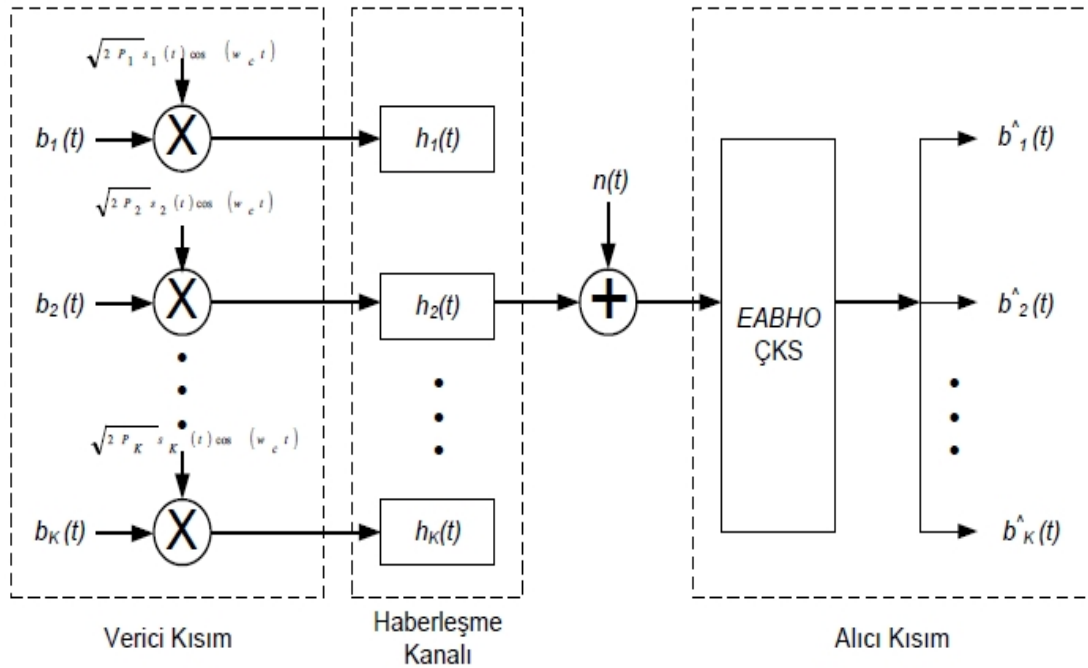
2.2. Çok Kullanıcılı Sezici

Tek kullanıcılı sezici yapısı kolay bir şekilde çok kullanıcılı bir yapıya dönüştürülebilir. Bunun için birden fazla tek kullanıcılı seziciyi gruplamak yeterlidir. Aslına bakılırsa, aynı verici ve alıcı yapısına sahip olan bu iki sistemin tek farkı, çok kullanıcılı sezicinin alıcı tarafında birden çok kullanıcıdan gelen sinyallerin toplanarak işleme konulmasıdır.

Alıcı tarafında gelen sinyaller işlenirken, ilgilenilen kullanıcıdan gelen sinyallerin dışında kalan tüm sinyaller gürültü olarak değerlendirilerek ona göre işlem uygulanır.

Bu tez çalışmasında kullanılacak olan çok kullanıcılı sezici yapıları 3. bölümde ayrıntılarıyla ele alınacaktır.

Şekil 2.5'teki örnek sistem modeli, ortamda K tane kullanıcının olduğu eş zamanlı bir DD-KBÇE sistemidir. Tez çalışmasında kullanılacak olan bu model ters hat yani el terminalinden baz istasyonuna doğru çalışan bir sistemi temsil eder.



Şekil 2.5. K kullanıcılı ters hat DD-KBÇE sistemi modeli

Şekildeki örnek sistemde K tane aktif kullanıcı vardır. k. kullanıcının ortama yaydığı sinyal;

$$x_k(t) = \sqrt{2P_k} b_k(t) s_k(t) \cos(w_c t) \quad (2.1)$$

olarak ifade edilebilir. Burada;

P_k : k. kullanıcının sinyal gücünü,

$b_k(t) \in \{\mp 1\}$: k. kullanıcıya ait veri dizisini,

$s_k(t) \in \{\mp 1\}$: k. kullanıcının rastsal PN yayma kodunu,

w_c : sistemin taşıyıcı frekansını

ifade eder. k. kullanıcıya ait rastsal yayma kodu $s_k(t)$ ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$s_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_{k,j} p_{T_c}(t - jT_c) \quad (2.2)$$

Eş. 2.2'deki $s_{k,j}$ terimi k. kullanıcının j. çipine ait kendine has kod sırasındır (unique code sequence). $s_{k,j}$ terimi -1 ya da +1 değerlerini alabilir. Yine aynı eşitlikteki $p_{T_c}(\cdot)$ terimi ise çip periyodunu ifade eder.

k. kullanıcıya ait veri dizisi $b_k(t)$ ise;

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_{k,j} p_{T_b}(t - jT_b) \quad (2.3)$$

şeklinde yazılabilir. Eş. 2.3'teki $b_{k,j}$ terimi k. kullanıcının veri dizisidir. $b_{k,j}$ 'nin her bir birimi, tüm k ve j'ler için, eşit olasılıkla -1 ve +1 değerlerini alabilir. Yine aynı denklemdaki $p_{T_b}(\cdot)$ terimi, birim dikdörtgen vurum fonksiyonunu (unit rectangular pulse) ifade eder. Yani;

$$p_{T_b} = 1, \quad 0 \leq t \leq T_b$$

$$p_{T_b} = 0, \quad \text{Diğer tüm zamanlarda}$$

şeklinde ifade edilebilir. Buradaki T_b ifadesi ise bit periyodunu ifade eder. Bit başına N adet çip olduğu varsayılırsa; $N = T_b/T_c$ şeklinde yazılabilir.

Yayma kodlarına ait çapraz ilinti şöyle tanımlanabilir.

$$\rho_{ij} = \langle s_i s_j \rangle = \sum_{k=1}^N s_i(k) s_j(k) \quad (2.4)$$

Çapraz ilinti matrisi \mathbf{R} ise aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1k} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \cdots & \rho_{2k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{k1} & \rho_{k2} & \cdots & \rho_{kk} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Tüm kullanıcıların kanala yaydığı toplam sinyal ise;

$$x(t) = \sum_{k=1}^N \sqrt{2P_k} b_k(t) s_k(t) \cos(w_c t) \quad (2.6)$$

olarak yazılabilir. Bu ifade kanal girişinde görülen ve kullanıcılar tarafından gönderilen toplam sinyalin ifadesidir.

2.3. Kanal Modeli

DD-KBÇE sistemlerinde sadece verici ve alıcının yapısının bilinmesi, kullanıcı verilerinin tekrar elde edilebilmesi için tek başlarına yeterli değildir. Bunların yanı sıra, kanal yapısının da gayet iyi bilinmesi ya da en azından aslına yakın bir şekilde modellenmesi gerekmektedir.

Gerçek bir kablosuz haberleşme kanalında, sinyaller küçük ölçekli (small scale) ve geniş ölçekli (large scale) olmak üzere iki çeşit sönümlemeden etkilenirler. Küçük ölçekli sönümleme, alıcı ile verici arasındaki mesafenin küçük değişimler göstermesi

sonucunda sinyalin genliği ya da gúcünde meydana gelen hızlı değişimleri ifade eder [54]. Böyle bir etkiye maruz kalan kanaldan iletilen her bir sinyal, kendi parametrelerine göre kanaldan farklı seviyelerde sönümlemeye maruz kalacaktır [55]. Sinyalin birden fazla yoldan alıcıya ulaşması şekline kendini gösteren çoklu yol etkisi, frekans seçicili sönümlemeye neden olurken, Doppler etkisi ise zaman seçicili sönümlemeye neden olmaktadır. Geniş ölçekli sönümleme ise mesafenin çok olduğu ortamlarda hareket edilmesi nedeniyle sinyalin gúcünün sönümlenmesini ifade eder. Verici ile alıcı arasında bulunan çok uzak mesafeler, yeryüzü şekilleri ve binalar bu tür sönümlemeye etki eden önemli parametrelerdir [55]. Bu gibi nedenlerle meydana gelen sönümleme türüne gölgeleme de denilmektedir [54].

2.3.1. Çok yollu yayılım nedeniyle oluşan sönümleme

Bu tip kanal modelinde genellikle verici ile alıcı arasında doğrudan bir görüş yoktur. Buna ek olarak vericiden gönderilen sinyal, yansımalar ve saçılmalar sonucunda genel olarak zaman gecikmesine sahip ve gücü zayıflamış bir halde alıcıya ulaşır. Bu yansıma ve saçılmalara, bina ve dağ, tepe gibi yeryüzü şekilleri neden olabileceği gibi ortamdaki diğer engeller de sebep olabilmektedir. Bu tür sinyallere çoklu yollu sinyaller denir ve bu sinyaller alıcıya ulaştığında aynı farklı genlik ve fazda olabilirler. Bu sebeple alıcıya ulaşan sinyaller arasında semboller arası girişim (SAG) meydana gelir. Temel olarak iki farklı sönümlemeye neden olur. Bunlar düz sönümleme ve frekans seçicili sönümlemedir.

Düz sönümleme

Eğer bir kanalın bant genişliği, vericiden gönderilen sinyalin bant genişliğinden daha geniş ve kanal bu bant genişliği boyunca düz (sabit) bir kazanç ve doğrusal bir faza sahipse ya da diğer bir deyişle kanalın en fazla yayılma gecikmesi τ sembol periyodundan daha küçük ise, alıcıya ulaşan sinyal düz sönümlemeye uğramış olacaktır. Bu sönümlemenin diğer bir adı da, frekans seçici olmayan sönümlemedir.

$$\tau \ll T_s, \quad B_s \ll B_c \quad (2.7)$$

Burada B_s sinyalin bant genişliği iken, B_c ise kanalın uyum bant genişliğidir. Böyle bir kanalın dürtü cevabı (impulse reponse) $h(t, \tau)$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$h(t, \tau) = \alpha(t) \delta(\tau) \quad (2.8)$$

Eş. 2.8'deki $\alpha(t)$ terimi sinyalin genliğini ifade etmektedir. $\delta(\tau)$ terimi ise Dirac Delta fonksiyonudur. Yine Eş. 2.8'den görüleceği üzere, çoklu yol etkisi nedeniyle kanal kazancında değişiklik meydana gelmektedir. Bu da sinyalin gücünün kanal içerisinde zamanla değişmesine neden olmaktadır. Vericiden gönderilen sinyalin bant genişliği, kanalın toplam bant genişliğinden çok daha dar olduğundan literatürde bu tip kanallara dar bantlı kanallar da denilmektedir.

Frekans-seçicili sönümleme

Eğer sinyalin iletildiği kanalın bant genişliği, iletilen sinyalin bant genişliğinden daha küçük ise ya da yayılma gecikmesi τ sembol periyodundan daha büyük ise bu kanal frekans seçicili sönümleme sahiptir ve bu durumda SAG varlığından da söz edilebilir.

$$\tau > T_s, \quad B_s > B_c \quad (2.9)$$

Böyle bir kanaldan iletilen sinyal alıcıya ulaştığında hem genliği zayıflamış hem de zamanda gecikmiş bir hal alacaktır. Zaten frekans seçicili sönümleme olmasının nedeni de vericiden gönderilen sinyallerin kanaldan iletilirken zamanda yayılmasından dolayıdır.

Kanalın dürtü cevabı, birden çok zayıflamış ve gecikmiş bileşenin varlığından dolayı Eş. 2.10'daki gibi ifade edilebilir.

$$h(t, \tau) = \sum_{j=1}^J \alpha_j(t) \delta(\tau - \tau_j) \quad (2.10)$$

Buradaki j terimi gönderilen sinyalin alıcıdaki her bir bileşenini ifade etmekte kullanılmaktadır.

2.3.2. Hareket nedeniyle oluşan sönümleme

Eğer verici ya da alıcıdan birisi ya da her ikisi de hareket ediyorsa zamanla değişen bir Doppler etkisi meydana gelecektir. Örneğin mobil kullanıcının hızının v , taşıyıcı sinyalin dalga boyunun da λ olduğunu varsayarsak, sinyalde meydana gelen f_d Doppler kayması aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (2.11)$$

Eş. 2.11'deki θ terimi, mobil kullanıcının hareket yönü ile sinyalin alış yönü arasındaki açıdır.

Yavaş ve hızlı olmak üzere iki tip sönümleme bu tip sönümlemeye örnek olarak verilebilir.

Yavaş sönümleme

Bu tür sönümlemede kanalın dürtü cevabının değişimi gönderilen sinyalin temel bant değişiminden daha yavaş şekilde olmaktadır. Diğer bir deyişle kanalın Doppler yayılımı, iletilen sinyalin temel bant genişliğinden çok daha azdır. Yani aslında kanal, birkaç sembol periyodu boyunca değişmeden kalır. Bu durum aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$T_s \ll T_c, \quad B_s \gg B_d \quad (2.12)$$

Eş. 2.12'deki B_d terimi Doppler yayılımının bant genişliğini ifade eder.

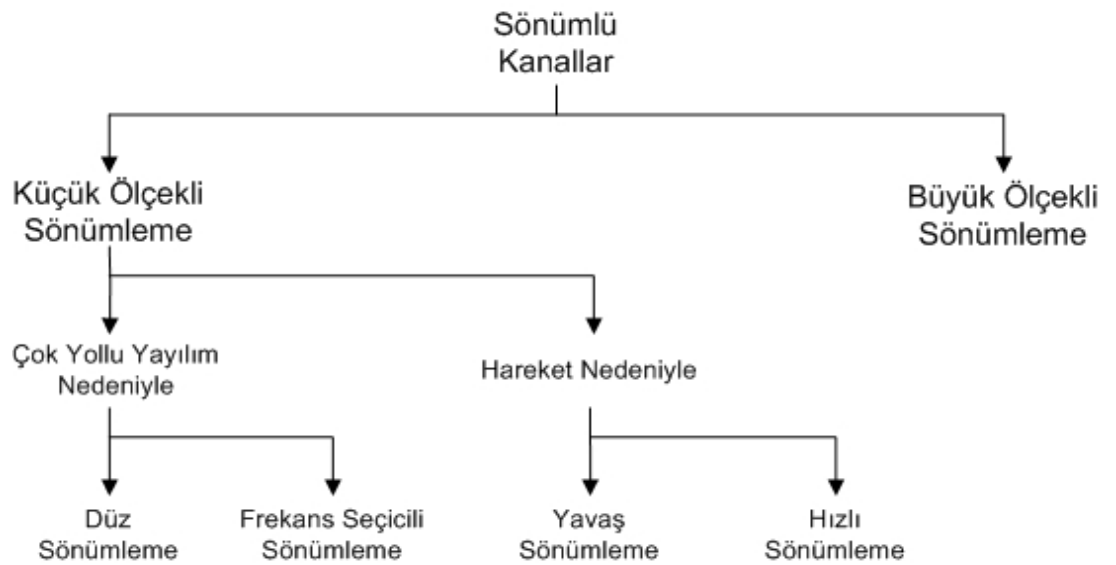
Hızlı sönümlenme

Eğer kanalın dürtü cevabının değişimi, bir sembol periyodu boyunca çok hızlı bir şekilde oluyorsa, hızlı sönümlenmelidir denilebilir. Yani kanalın hızlı ya da yavaş sönümlenmesi, iletilen sinyalin değişim hızının kanalın değişim hızına göre nasıl değiştiğine göre belirlenir. Sonuç olarak hızlı sönümlenmeli bir kanalda Doppler etkisinden dolayı frekans yayılımı meydana gelir ve kanalda iletilen sinyal bozulmaya uğrar. Bu durum Eş. 2.13'teki gibi ifade edilebilir.

$$T_s \gg T_c, \quad B_s \ll B_d \quad (2.13)$$

Burada önemli bir not olarak belirtmek gerekir ki; kanalın düz ya da frekans seçicili sönümlü olması, kanalın yavaş ya da hızlı sönümlenmesi ile alakalı değildir. Bir başka deyişle; düz ya da frekans seçicili sönümlenme çok yönlü erişim nedeniyle meydana gelmekteyken, yavaş ya da hızlı sönümlenme ise yalnızca kanalın hareket nedeniyle yaşadığı değişimin oranı ile alakalıdır.

Şekil 2.6'da DD-KBÇE sistemlerinde kullanılan kanal modellerinin sönümlenme çeşitleri gösterilmektedir.



Şekil 2.6. DD-KBÇE için kanal sönümlenme çeşitleri

2.3.3. Zamanla-değişen Rayleigh frekans-seçicili sönümlü kanal

Eğer verici ile alıcı arasında doğrudan görüş yoksa yani gönderilen sinyal çoklu yollar üzerinden alıcıya ulaşıyorsa, alıcı tarafından her bir yol için alınan sinyalin genliği istatistikî olarak Rayleigh dağıtılmış rastsal değişken olarak ifade edilebilir [56]. Aksi bir durum söz konusu olduğunda, yani iç mekan uygulamaları gibi doğrudan görüşün mümkün olduğu durumlarda ise alınan sinyali Rician dağıtılmış rastsal değişkenler cinsinden ifade etmek daha uygun olacaktır [57].

Daha önce açıklandığı üzere, kablosuz mobil haberleşmenin doğası gereği meydana gelen Doppler yayılımı, frekans dağılmasına ve zaman seçicili sönümlemeye yol açar. Bu da kablosuz haberleşme kanallarının zamanla değişmesi olgusunu açıklamaya yarar. Bir diğer taraftan da, zamanla-değişen çok yollu sönümlü kanallar üzerinden alınan sinyallerdeki belirsizlik, alıcı tasarımlarındaki zorlukları da beraberinde getirmektedir [58].

Bu tez çalışmasında kullanılacak olan kanal modeli; zamanla-değişen ve frekans-seçicili Rayleigh sönümlü kanaldır. Bu kanalın oluşturulması için Witter'in metodu kullanılmıştır [59].

K tane kullanıcının bulunduğu ortamda, k. kullanıcının veri dizisinin s_k yayma kodu ile çarpılarak gönderildiğini varsayalım. O halde k. kullanıcının n. sembolü Eş. 2.1'dekine benzer şekilde;

$$x_{k,n}(t) = \sqrt{2P_k} b_k(n) s_k(t - nT), \quad 0 < t \leq T_s \quad (2.14)$$

yazılabilir. Bu modelde, her bir sinyalin birbirinden bağımsız eşzamansız sönümlü kanaldan gönderildiği ve L_k tane ayrık çoklu yol bileşeni olduğu varsayılmıştır. Bu veriler ışığında çok yollu kanalın dürtü cevabı Eş. 2.10 ifadesi aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$h_{k,n}(t, \tau) = \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l} e^{-j\theta_{k,l}}(n) g(t, \tau_{k,l}) \otimes \delta(\tau - \tau_{kl}) \quad (2.15)$$

Eş. 2.15'teki $\{\alpha_{k,l}\}_{l=1}^{L_k}$, $\{\theta_{k,l}\}_{l=1}^{L_k}$, ve $\{\tau_{k,l}\}_{l=1}^{L_k}$ terimleri sırasıyla k. kullanıcının l. yolunun rastsal yol genliği, fazı ve gecikmesini temsil eder. $g(t, \tau_{k,l})$ terimi de k. kullanıcının l. yoluna ait kanalın zamanla-değişen ve frekans-seçicili Rayleigh sönümlü dürtü cevabını ifade eder. Zamanla değişen bir kanal olduğu için de τ_{kl} terimi zaman içerisinde yavaş da olsa değişir. \otimes sembolü ise zaman ortamında konvolüsyonu ifade eder.

2.3.4. Alınan sinyal

Bir önceki kısımda bahsedilen kanal modeli göz önünde bulundurulduğunda Şekil 2.5'teki DD-KBÇE sistemi için alınan sinyal ifadesini aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$r_{k,n}(t) = s_{k,n}(t) \otimes h_{k,n}(t) + n(t) \quad (2.16)$$

$$= \sqrt{2P_k} b_k(n) \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} e^{-j\theta_{k,l}}(n) g(t, \tau_{k,l}) a_k(t - nT - \tau_{kl}) + n(t)$$

Eş. 2.16'daki $n(t)$ terimi varyansı σ^2 olan TBGG gürültüsünü ifade eder.

Kanaldan alınan tüm kullanıcılara ait sinyallerin alıcı yapısının ön ucunda toplanmasının ardından elde edilen alçak geçiren eşdeğer alınan sinyal ifadesi ise;

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \sum_{k=1}^K r_{k,n}(t) + n(t) \\ &= \sum_n \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} b_k(n) \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} e^{-j\theta_{k,l}}(n) g(t, \tau_{k,l}) a_k(t - nT - \tau_{kl}) + n(t) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Eş. 2.17'deki ifade; zamanla-değişen frekans-seçicili sönümlü DD-KBÇE kanallarındaki eşdeğer asenkron alınan toplam sinyal ifadesidir. Bu kanal modeli, gerçek dünyaya en yakın kanal modeli olarak karşımıza çıkmaktadır.

2.4. Yayma Kodları

Bilindiği üzere bütün yaygın spektrum teknolojileri, sinyali kanala göndermek için bir ya da daha çok sayıda yayma kodları kullanırlar. Bu kodların çip sayısının ve tipinin seçim kriterleri, kullanılacak olan uygulamanın türüne, kanal modeline vb. bir çok parametreye bağlıdır.

Ortamda birden fazla kullanıcının bulunduğu çok kullanıcıli sistemlerde; kullanılan yayma kodlarının seçimi, çoklu erişim girişimini bastırmada en önemli faktörlerden biridir. Bu seçim yapılırken çapraz ilinti matrisi \mathbf{R} 'nin en büyük değerli elemanının mümkün olan en küçük değeri almasını sağlayacak kodlar kullanılmaya çalışılır. Bu sebeple DD-KBÇE sistemlerinde kullanılacak yayma kodları seçilirken hem çapraz ilinti hem de öz ilinti matrisleri mutlaka göz önünde bulundurulmaktadır.

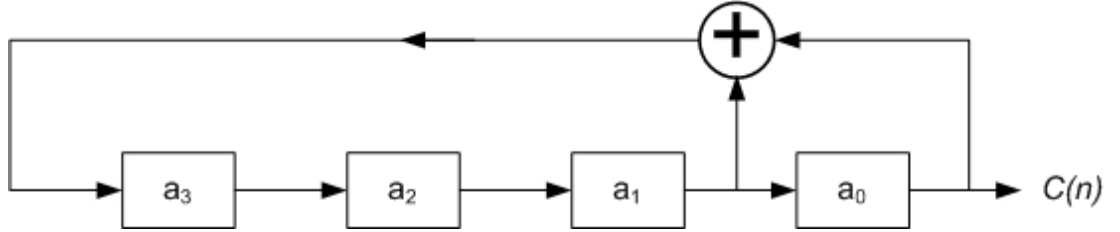
DD-KBÇE sistemlerinde yaygın olarak kullanılan 3 yayma kodu çeşidi aşağıda detaylıca incelenmiştir.

2.4.1. En fazla uzunluk yayma kodları

m-dizileri olarak da adlandırılan en fazla uzunluk yayma kodları, yaygın spektrumda en çok kullanılan ve bilinen PN kodlarından. Bu kodlar basit ve modüler olmak üzere iki farklı çeşitte doğrusal geri beslemeli kaydırmalı kaydediciler kullanılmak suretiyle elde edilirler [60].

Çok düşük öz ilinti değerlerine sahip oldukları için aynı frekansı paylaşmak zorunda kalan çok sayıda kullanıcının olduğu durumlarda haberleşme sistemini oldukça kullanışlı bir hale getirebilirler. Bu özellikleri sayesinde, büyük yayılma gecikmesine sahip olan çoklu yollu kanallarda kullanılabilir olmalarına imkan tanırken aynı zamanda kullanıcıların eş zamanlama performansını da artırmaktadır.

m-dizileri de denilmesinin sebebi; bu kodları oluşturmak için kullanılan doğrusal geri beslemeli kaydırmalı kaydedicilerin, m adet kaydediciye sahip olması ve bu sayede oluşturulabilecek kod uzunluğunun en fazla $L = 2^m - 1$ olarak ifade edilmesidir. Her bir kaydedici, ikili kaydedici tipindedir ve iki olası duruma sahiptir. Şekil 2.7'de dört kaydedicili ($m = 4$) örnek bir m-yayma kodu üretimi görülmektedir. Şekil 2.7'den de görülebileceği üzere, a_3 kaydedicisinin bir sonraki değeri a_1 ve a_0 kaydedicilerin toplamından oluşmaktadır. Bu durumu aşağıdaki şekilde ifade edebiliriz.



Şekil 2.7. En fazla uzunluk yayma kodu üretimi [61]

$$a_k [m+1] = \begin{cases} a_1 [m] \dot{+} a_0 [m], & k = 3 \\ \{a_{k+1} [m], & \text{diğer durumlar}\} \end{cases} \quad (2.18)$$

Buradaki m terimi zaman indisini, k ise kaydedicinin o anki konumunu belirtir. $\dot{+}$ sembolü ise mod 2'ye göre toplamaı temsil etmektedir. Görüldüğü gibi m-dizisi yayma kodları aynı zamanda periyodiktirler. Aşağıdaki tabloda bazı m dizileri için hesaplanan kod uzunlukları ve çapraz ilinti elementlerinin aldığı en büyük değerler gösterilmiştir.

Çizelge 2.1. m-dizisi yayma kodu uzunlukları ile en büyük çapraz ilinti değerleri

m, kaydedici sayısı	L, kod uzunluğu	m-dizisi sayısı	En Büyük Çapraz İlinti Değeri
3	7	2	0,71
4	15	2	0,6

Çizelge 2.1. (Devam) m-dizisi yayma kodu uzunlukları ile en büyük çapraz ilinti değerleri

m, kaydedici sayısı	L, kod uzunluğu	m-dizisi sayısı	En Büyük Çapraz İlinti Değeri
5	31	6	0,35
6	63	6	0,36
7	127	18	0,32
8	255	16	0,37
10	1023	60	0,37
12	4095	144	0,34

2.4.2. Walsh - Hadamard yayma kodları

İlk olarak iki matematikçi olan Joseph Leonard Walsh ve Jacques Hadamard tarafından sunulan bu yayma kodu çeşidi, m-dizili kodlardan farklı olarak dikgen özelliktedir ve kanal tarafından bu dikgenlikleri bozulmadıkça kullanıcıların veri dizileri alıcı tarafında yeniden elde edilebilir [62]. Bu sayede bant genişliği en uygun şekilde kullanılmış olmakta ve aynı bant genişliğinde daha fazla veri biti gönderilebilmektedir.

DD-KBÇE sistemi için oldukça uygun olan Walsh-Hadamard yayma kodları aşağıdaki dikgen fonksiyon özelliğini sağlamalıdır.

$$\sum_{k=0}^{L-1} \Phi_i(k) \Phi_j(k) = 0, \quad i \neq j \quad (2.19)$$

Burada i ile j sırasıyla i. ve j. yayma kodu dizilerini göstermektedirler. L ise yayma kodunun uzunluğunu belirtir. Yayma kodu uzunluğu $L = 2^m$ olarak ifade edilebilir ve 2^m adet kod kümesinden üretilir [63]. Kodların üretimi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$C_{W-H_{2L}} = \begin{bmatrix} C_{W-H_L} & C_{W-H_L} \\ C_{W-H_L} & \overline{C_{W-H_L}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Yukarıdaki üretim gösterimine örnek olarak 2 ve 4 kodlu Walsh-Hadamard kodları aşağıdaki şekilde verilebilir.

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

2.4.3. Kasami yayma kodları

Kasami yayma kodları da yine m-dizilerini temel alırlar. Büyük ve küçük takım olmak üzere iki farklı kod takımından oluşturulan bu yayma kodları oldukça düşük çapraz ilinti değerlerine sahiptirler. Bu iki takım arasındaki temel fark ise şudur; küçük takım ile daha da düşük çapraz ilinti değerlerine ulaşılırken, büyük takım ise daha çok kod kümesi imkanı sağlamaktadır.

Küçük Kasami takımı

Küçük takım Kasami yayma kodlarını oluşturmak için öncelikle m tane kaydediciye sahip doğrusal geri beslemeli kaymalı kaydediciden elde edilen $L = 2^m - 1$ uzunluklu bir a yayma kodu dizisi üretilir. Küçük takım yayma kodu olan \hat{a} ise periyodu $2^m - 1$ olan a dizisinin $2^{m/2} + 1$ ile sadeleştirilmesinden elde edilmektedir. Bu şekilde üretilen \hat{a} küçük Kasami takımı yayma kodu dizisinin periyodu $2^{m/2} - 1$ ile ifade edilebilir. Aşağıda ($m = 4$) kaydedicili bir sistem için örnek bir küçük takım Kasami yayma kodu gösterilmiştir.

$$\begin{array}{l} a \quad 111110100110111 \\ \hat{a} \quad 110111001001001 \end{array}$$

Küçük takım Kasami yayma kodlarının üretilmesi, bir sonraki bölümde bahsedilecek olan Gold yayma kodlarının üretilmesine benzetilmektedir [64].

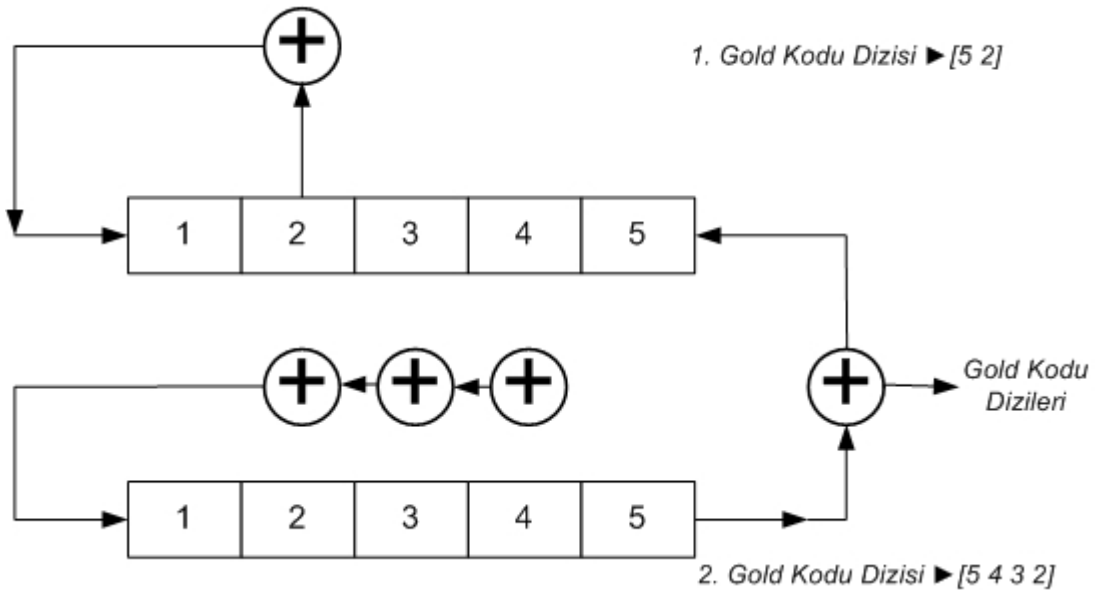
Büyük Kasami takımı

Büyük takım Kasami kodları, Gold yayma kodlarından üretilebileceği gibi küçük takım Kasami yayma kodu dizilerinden de üretilebilir [65].

2.4.4. Gold yayma kodları

m-dizili yayma kodları çok iyi öz ilinti değerlerine sahip olmalarına rağmen çapraz ilinti değerleri öz ilinti değerleri kadar iyi değildir. Daha da ötesinde m-dizili yayma kodlarının ilinti değerlerini iyileştirmek pek mümkün değildir. Ayrıca doğrusal geri beslemeli kaydırmalı kaydedicinin kaydedici sayısı ile de sınırlanmışlardır. Bu sorunları ortadan kaldırmak için 1967 yılında Robert Gold tarafından bulunan Gold yayma kodları, Gold dizileri olarak da adlandırılırlar [66, 67]. İki farklı m-dizisinin çip çip toplanarak birleştirilmesinden elde edilen Gold yayma kodu dizileri, bu iki farklı m-dizisinin uzunluğu ile aynı uzunluklardır [68].

Şekil 2.8'de Gold yayma kodları için örnek bir yayma kodu dizisi üretme şeması verilmiştir.



Şekil 2.8. Gold yayma kodu üretimi [61]

Çizelge 2.2'de ise bazı m dizileri için hesaplanan Gold kodu uzunlukları ve çapraz ilinti elementlerinin aldığı en büyük değerler gösterilmiştir.

Çok sayıda üretilebilen Gold yayma kodları [69], bu özellikleriyle bu tez çalışmasında da kullanıcıların yayma kodu olarak kullanılmıştır.

Çizelge 2.2. Gold yayma kodu uzunlukları ile en büyük çapraz ilinti değerleri

m, kaydedici sayısı	L, koz uzunluğu	m-dizisi sayısı	En Büyük Çapraz İlinti Değeri
3	7	2	0,71
4	15	2	0,6
5	31	6	0,29
6	63	6	0,27
7	127	18	0,13

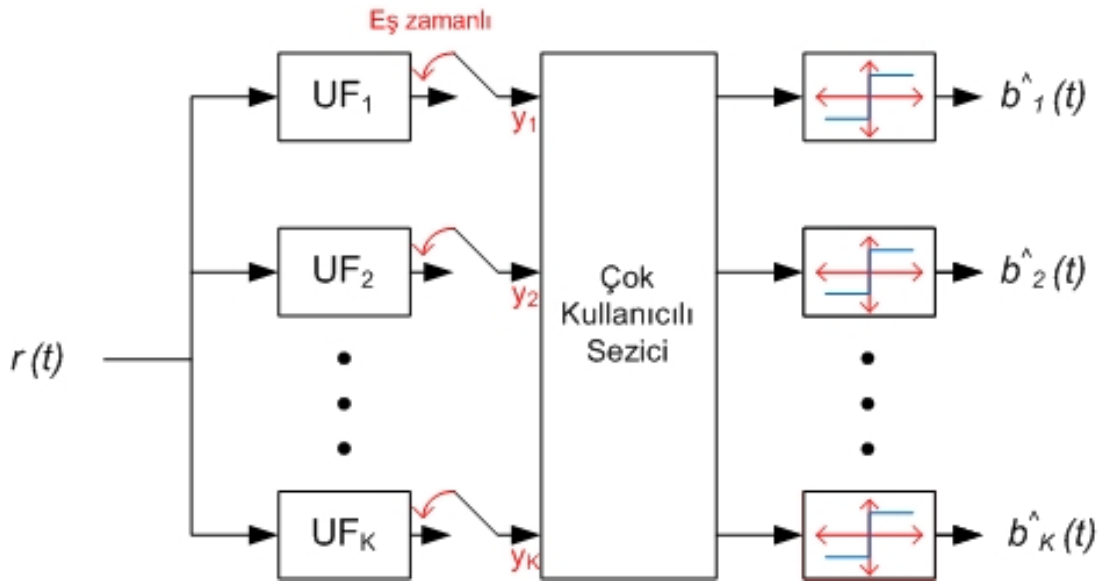
3. ÇOK KULLANICILI SEZİCİLER

Tek kullanıcılı sezicilerde alıcı tarafından alınan sinyalin, kullanıcının yayma koduna uygun bir uyumlu filtreden süzülmesinden sonra sıfıra zorlamalı (SZ) bir yapıdan daha geçirilmesi sonucunda kullanıcının vericiden gönderdiği veri dizisinin kestirimi yapılır. ÇEG ve YUO problemlerine karşı direnç gösterememesi nedeniyle tek kullanıcılı seziciler, mobil kullanıcıların artan bant ihtiyacına yeterince karşılık verememiş ve bu nedenle kullanım alanını genişletememiştir. Bahsedilen sebeplerden ötürü çok kullanıcılı sezici yapıları geliştirilmeye başlanmış ve günümüze kadar gelen süreçte yaygın kullanım alanları bulmuştur.

Çoklu kullanıcılı sezici (ÇKS), gürültü ve girişimin mevcut olduğu ortamlarda istenilen sinyalin algılanmasını sağlayan bir alıcı teknolojisidir [9]. Bu teknoloji tamamıyla girişime uğramış sayısal veri akışlarının kip çözmesi (demodulation) ile ilgilidir. GSM, uydu haberleşmesi, yüksek hızlı veri hatları, radyo/televizyon yayımları gibi bazı haberleşme sistemleri çoklu erişimin örnekleridir [9]. DD-KBÇE kanallarında ise çoklu kullanıcı belirleme, çoklu erişim girişiminin bastırılması anlamına gelir. Çoklu erişim girişimini bastıran klasik uyumlu filtre alıcısı, en basit çoklu kullanıcı belirleyicisidir. Bu yapı Şekil 3.1'de gösterilmektedir. Bu yapının ön ucundaki her bir uyumlu filtre aslında tek kullanıcılı sezici yapısı konumundadır. Çok kullanıcılı sezici yapısı da bu tek kullanıcılı sezicileri meydana getiren uyumlu filtrelerin grup halinde değerlendirilmesiyle oluşmaktadır. Her bir uyumlu filtre, sezilmek istenen kullanıcıya ait PN koduna uyumludur. Diğer iki önemli doğrusal çoklu kullanıcılı seziciler ise İÇ ve EAOKH sezici yapılarıdır [70].

Çok kullanıcılı seziciler; optimal ve alt optimal olmak üzere iki farklı şekilde tasarlanırlar. İlk olarak Sergio Verdu 1986 yılında, Viterbi'nin maksimum olabilirlik tekniğini kullanarak çok kullanıcılı bir sistemde kullanılmak üzere optimum bir alıcı için gerekli hesaplamaları yaparak formülasyonlarını oluşturmuştur [9].

Verdu'nun bu çalışması göstermiştir ki; optimum en fazla olabilirlik sıralı sezici (EFOSS) çoklu erişim girişimini tamamen ortadan kaldırmaktadır.

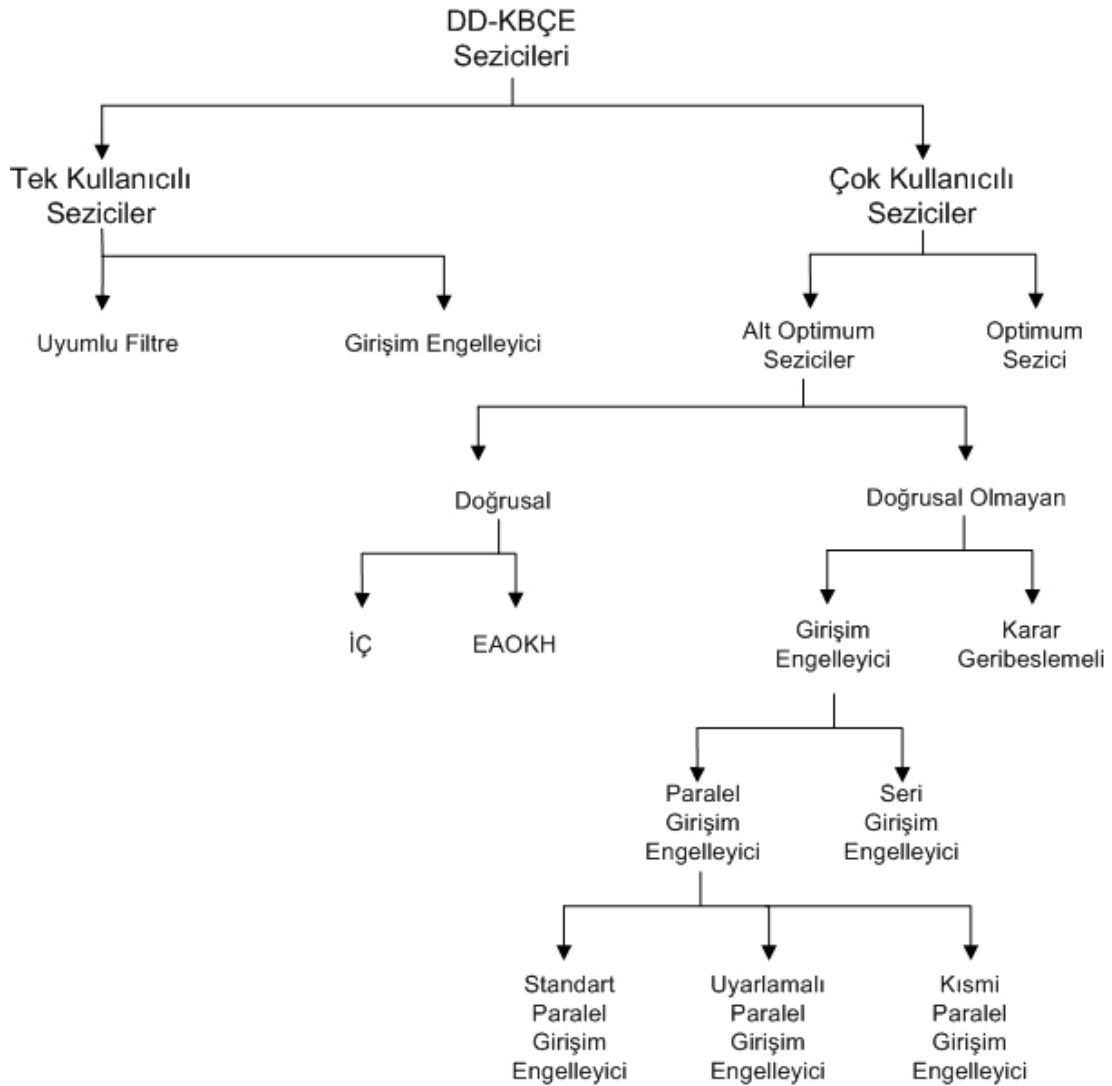


Şekil 3.1. KBÇE sistemi için örnek bir çok kullanıcılı sezici yapısı

Bu da KBÇE sistem kapasitesini önemli oranda artırmaktadır. Fakat kullanıcı sayısının artışıyla pratik olarak uygulanamayacak kadar çok karmaşık hesaplamalara sahip olduğu için bir takım farklı alt-optimum alıcılar üzerinde de çalışmalar yapılmıştır. Bunlar da doğrusal ve doğrusal olmayanlar olarak ikiye ayrılırlar. Bizim inceleyeceğimiz UF, İÇ ve EAOKH alıcıları doğrusal olanlardır. Diğerleri ise geri beslemeli algoritma ve çok katlı bastırma tekniklerini kullanan alıcılardır.

Çok kullanıcı sezicileri konusunda geçmişte çokça çalışma yapılmıştır. Uyarlamalı EABHO doğrusal ÇKS [45], evre uyumsuz çok kullanıcılı geri beslemeli karar sezicisi [46], frekans seçicili sönümlü kanallar için doğrusal olmayan MUD [71] ve EABHO ÇKS yapıları [47-48] bunlardan bazılarıdır. Bunların dışında yine uyumlu filtre yapısı üzerine kurulan paralel girişim engelleme (PGE) [72-74], ardışık girişim engelleme (AGE) [75] yapıları da çok kullanıcılı seziciler konusu içerisinde önemli bir yere sahiptir. Yine kör ÇKS [76-79] ve genetik algoritma tekniği ile oluşturulan ÇKS yapıları da literatürde kendisine yer bulmuştur [49-52].

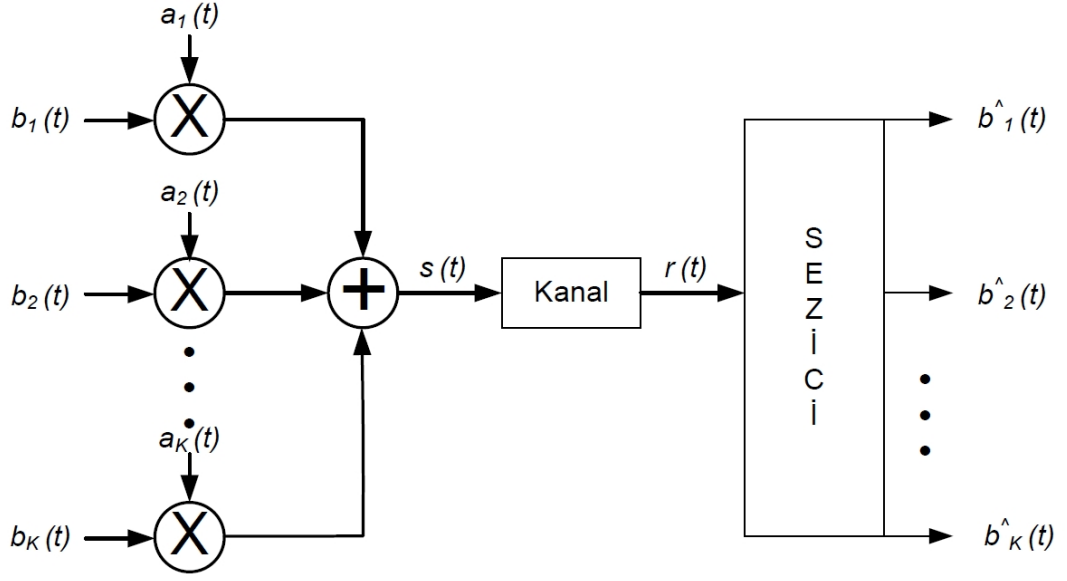
Literatürdeki tüm KBÇE tekniklerini gösteren şekil aşağıda sunulmuştur.



Şekil 3.2. KBÇE tekniği çeşitleri

3.1. Optimum Maksimum Olabilirlik Sıralı Sezici (EFOSS)

Verdu'nun ortaya koyduğu optimum alıcı yapısında, senkron bir haberleşme sisteminde $0 \leq t \leq T_b$ aralığında kanaldan alınan $r(t)$ sinyalinden, ortamı kullanan bütün kullanıcıların gönderdiği veri dizileri ayrı ayrı tahmin edilmeye çalışılır. T_b terimi sembol aralığını temsil etmektedir. Şekil 3.3'te gösterilen ve ortamda K tane kullanıcının bulunduğu senkron KBÇE sisteminde kullanıcılar tarafından gönderilen sinyal aşağıdaki gibi ifade edilebilir.



Şekil 3.3. Eşzamanlı KBÇE sisteminin alçak geçiren sistem modeli

$$s(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k g_k(t) \quad (3.1)$$

Burada A_k , b_k ve $g_k(t)$ terimleri sırasıyla k. kullanıcı tarafından gönderilen sinyalin genliği, verisi ve yayma kodunu ifade eder. TBGG'ye sahip kanaldan alınan sinyal;

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3.2)$$

olarak ifade edilebilir. Burada $n(t)$ terimi spektral güç yoğunluğu $N_0/2$ olan TBGG'yi temsil etmektedir. Eğer kanal sönümlü bir kanal ise, alınan sinyal ifadesi aşağıdaki şekilde değişir.

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t) \quad (3.3)$$

Burada $h(t)$ terimi ise karmaşık sönümleme katsayısını temsil etmektedir. Bu sistem modelinde, her bir kullanıcı, diğer kullanıcılara gürültü girişimi oluşturacak şekilde,

bir sembol oluşturur. Bu sebeple Eş. 3.3'te bahsedilen alınan sinyal ifadesi aşağıdaki şekilde yeniden düzenlenebilir.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k g_k(t) + n(t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.4)$$

Bu alıcı yapısında, logaritmik-olabilirlik (log-likelihood) fonksiyonu \mathbf{b} veri dizisi için aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta(\mathbf{b}) = \int_0^{T_b} \left[r(t) - \sum_{k=1}^K A_k b_k g_k(t) \right]^2 dt \quad (3.5)$$

Bu işlem sonucunda da $\Delta(\mathbf{b})$ ifadesini en büyük yapan $\{b_k, 1 \leq k \leq K\}$ veri dizisi seçilerek bir en iyileştirme yapılmış olur. Eş. 3.5 genişletilirse,

$$\begin{aligned} \Delta(\mathbf{b}) = & \int_0^{T_b} r^2(t) dt - 2 \sum_{k=1}^K A_k b_k \int_0^{T_b} r(t) g_k(t) dt \\ & + \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^K A_j A_k b_j b_k \int_0^{T_b} g_j(t) g_k(t) dt \end{aligned} \quad (3.6)$$

elde edilir. Eş. 3.6'daki $\int r^2(t) dt$ kısmı olası tüm b_k veri dizileri için ortak olup, bu veri dizilerinin tespiti için herhangi bir önem taşımamaktadır. Bu nedenle bu kısım ihmal edilerek Eş. 3.6 aşağıdaki hale dönüştürülebilir.

$$\hat{I}(\mathbf{r}, \mathbf{b}) = 2 \sum_{k=1}^K A_k b_k r_k - \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^K A_k A_j b_k b_j \rho_{kj} \quad (3.7)$$

Buradaki r_k terimi her bir alınan sinyalin çapraz ilintisini temsil etmektedir. Eş. 3.7'deki ifadenin vektörel formu da aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\hat{I}(\mathbf{r}, \mathbf{b}) = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{r} - \mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} \quad (3.8)$$

Eş. 3.8'deki \mathbf{b} , \mathbf{r} , \mathbf{A} ve \mathbf{R} terimleri sırasıyla aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{b} = [A_1 b_1, A_2 b_2, \dots, A_k b_k]^T \quad (3.9)$$

$$\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_k]^T \quad (3.10)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}[A_1(j-1) A_2(j-1) \dots A_K(j-1) \quad A_1(j) A_2(j) \dots A_K(j) \\ A_1(j+1) A_2(j+1) \dots A_K(j+1)] \quad (3.11)$$

Eş. 3.11'den de anlaşılabilceği gibi;

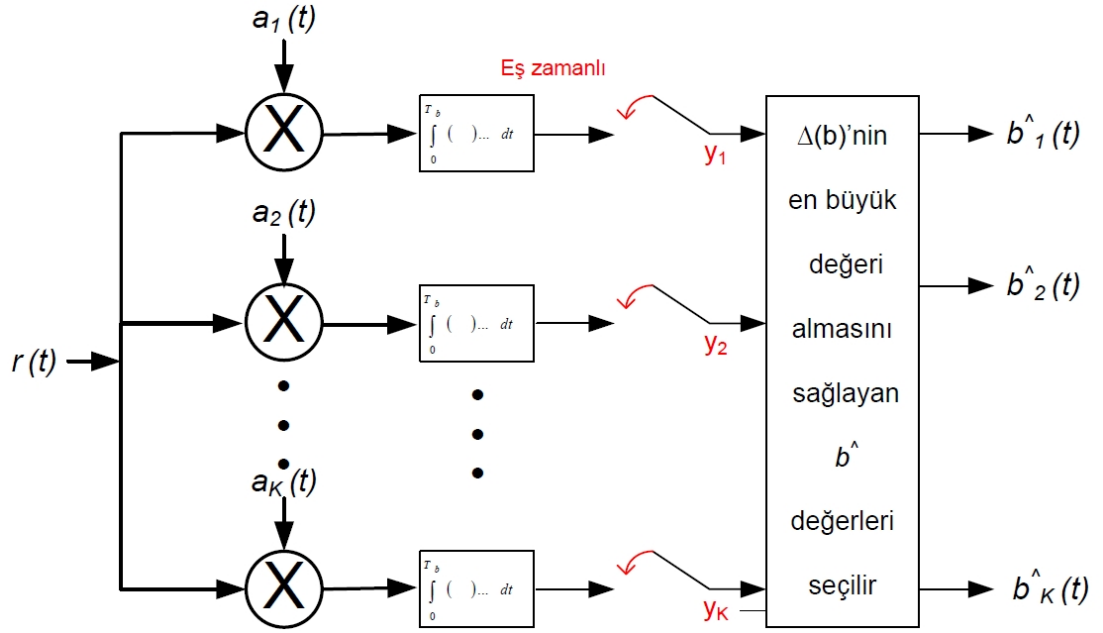
$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \rho_{11} & \dots & \rho_{1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K1} & \dots & \rho_{KK} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

olmak üzere

$$\mathbf{H} = \mathbf{A} \mathbf{R} \mathbf{A} \quad (3.13)$$

olarak yazılabilir. Eş. 3.12'deki her bir ρ_{kj} terimi Eş. 3.7'de gösterilmiştir.

Sonuç itibariyle; yukarıda bahsedilen bilgiler ışığında optimum çok kullanıcılı sezici yapısı, her bir kullanıcıya karşılık gelen K tane uyumlu filtrenin alıcı tarafında sıralanmasıyla meydana gelmektedir. Uyumlu filtreler, $\dot{I}(\mathbf{r}, \mathbf{b})$ ifadesini hesaplayan bir sezici tarafından takip edilmektedir. Bu sezici, Eş. 3.8'deki 2^K tane olası gönderilmiş veri dizisini hesaplamaya çalışır. Hesaplamalar sonucunda, en büyük ilinti oranına denk gelen dizi, ilgili kullanıcıya ait veri dizisi seçilir. Bu yapı Şekil 3.1'tekine benzer bir şekilde aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Optimum çok kullanıcılı sezici yapısı

3.2. Alt - Optimum Çok Kullanıcılı Sezici

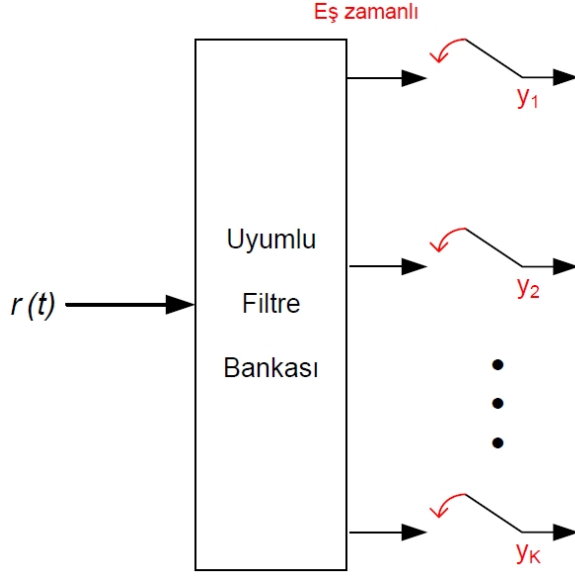
Optimum çok kullanıcılı sezici, ortamdaki kullanıcı sayısının artmasıyla birlikte oldukça karmaşık bir yapıya bürünmektedir. Hesaplamalarındaki zorluk derecesi çok yüksek bir hale geldiği için gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılamaz olmaktadır. Bu nedenle alt-optimum çok kullanıcılı seziciler tasarlanarak karmaşıklıktan uzak bir hale getirilmiş ve gerçek zamanlı uygulamalar için kullanılabilir duruma sokulmuşlardır.

Alt-optimum çok kullanıcılı sezicilerin en çok kullanılan çeşitleri; uyumlu filtre (tek kullanıcılı sezici), ilinti çözücü ve en az ortalama karesel hata sezici yapılarıdır.

3.2.1. Uyumlu filtre (UF) alıcı yapısı

Klasik bir tek kullanıcılı sezici olan uyumlu filtre alıcısında, alınan sinyal olan $r(t)$ her bir kullanıcı için, o kullanıcıya denk gelen uyumlu filtrede kullanıcının yayma

kodu ile çarpılarak integrali alınması suretiyle, kullanıcıların veri dizilerinin tekrar elde edilmesi işlemi gerçekleştirilir.



Şekil 3.5. Eş zamanlı DD-KBÇE sistemi için kullanılan UF alıcı yapısı

Eş zamanlı DD-KBÇE sisteminde kullanılan uyumlu filtre alıcısının k . kullanıcı için filtre çıkışı ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned} r_k &= \int_0^{T_b} r(t) g_k(t) dt \\ &= A_k b_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j b_j \rho_{kj} + n_k \end{aligned} \quad (3.14)$$

Eş. 3.14 dikkatlice incelenecek olursa, eğer kullanıcıların yayma kodları birbirine dikgen olacak şekilde seçilirse $\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j b_j \rho_{kj}$ ifadesi sifıra eşit olur. Bu da bizi optimum seziciye götürmüş olur. Son eşitlikteki n_k terimi de, çoklu erişim girişimini (ÇEG) ifade eder ve aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$n_k = \int_0^{T_b} n(t) g_k(t) dt \quad (3.15)$$

Eş. 3.15'teki $n(t)$ terimi güç spektrum yoğunluğu $N_0/2$ olan TBGG'nü ifade etmektedir. Sonuç itibariyle Eş. 3.14 ifadesi aşağıdaki gibi genişletilebilir.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1K} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \cdots & \rho_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K1} & \rho_{K2} & \cdots & \rho_{KK} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & A_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_K \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Eş. 3.16 ifadesinin matris gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$\mathbf{r} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (3.17)$$

Uyumlu filtre alıcısının çıkışında her bir kullanıcıya ait veri dizisine karar verebilmek için, veri dizisindeki her bir bitin -1 ya da +1 olarak belirlenmesi gerekmektedir. Bu işlem için bir eşik devresi kullanılır ve sıfırdan büyük olan bitler +1, sıfırdan küçük olanlar ise -1 olarak belirlenerek kullanıcılara ait veri dizileri yeniden elde edilmiş olur. Bu işlemi yapan alıcı kısmın matematiksel ifadesi de aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$b_k = \widehat{\text{sgn}}[r_k] \quad (3.18)$$

Performans olarak değerlendirmek gerekirse, bu sezici tipi performans kriterleri olan ÇEG, kullanıcı sayısı ve yakın-uzak problemi parametrelerinden ilk ikisine karşı oldukça dirençsizdir. Yukarıda bahsedildiği üzere, eğer yayma kodları birbirine dikgen seçilirse alıcı performansında herhangi bir problem olmazken, bu kodlardan herhangi birinin diğerlerine dikgen olmaması durumunda ise diğer kullanıcıların oluşturduğu girişim daha da etkili olmaya başlar. Bu sebeple gerek ortamdaki kullanıcı sayısının artması gerekse de diğer kullanıcıların sinyal gücünün tespit edilmek istenen kullanıcıdan daha fazla olması durumları karşısında BHO performansı gittikçe düşmektedir. Zaten tek kullanıcılı bir sezici yapısı olan uyumlu filtre alıcıları yukarıda bahsedilen nedenlerle pratik uygulamalarda yeterli

performansı ortaya koyamamış ve bu sebeple başka çok kullanıcıli sezici yapıları üzerinde çalışmaların yapılmasına zemin hazırlamıştır. Bu diğer sezici yapıları da, uyumlu filtre çıkışından sonra kullandıkları karar mekanizmalarının özelliklerine göre isimlendirilmektedirler.

3.2.2. İlinti çözücü çok kullanıcıli sezici (İÇ)

İlinti çözücü sezicisi, ortamdaki diğer kullanıcıların meydana getirdiği girişime (ÇEG) karşı pek fazla etkili olamayan doğrusal yapılı bir alt-optimum çok kullanıcıli sezici yapısıdır. Karar mekanizması olarak ilinti çözücü fonksiyonunu kullandığı için bu isimle anılmaktadır. Şekil 3.6'dan da görülebileceği üzere, bu karar mekanizması ilinti çözücü matrisin tersini alarak çalışmakta ve her bir kullanıcıya ait sinyalin uyumlu filtre çıkışından sonra eş zamanlı olarak bu karar mekanizmasına alınması suretiyle kullanıcılara ait veri dizileri yeniden oluşturulmaktadır.

Şekil 3.6 incelendiğinde, ilinti çözücü çok kullanıcıli sezicinin eş zamanlı DD-KBÇE sistemi için çıkış ifadesi aşağıdaki şekilde verilebilir.

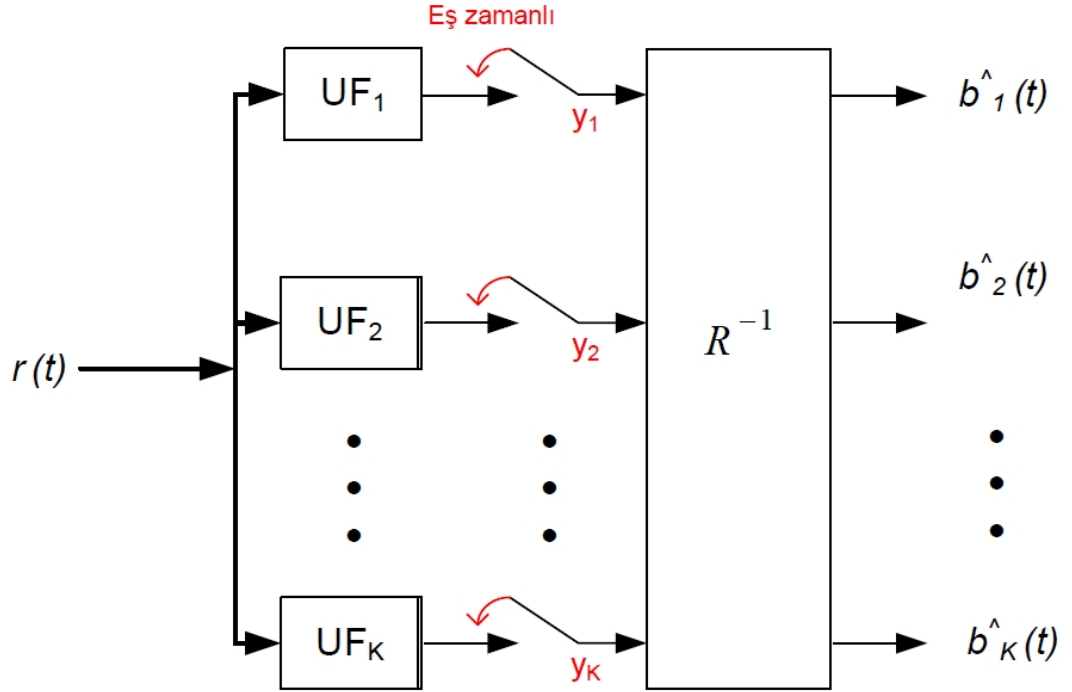
$$\mathbf{r} = \mathbf{R}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (3.19)$$

Eş. 3.19'daki \mathbf{R} , \mathbf{b} ve \mathbf{n} terimleri sırasıyla Eş. 3.13, Eş. 3.9 ve Eş. 3.15'te belirtilmişti. Bu sezici tipi, aşağıdaki olasılık denklemini en az yapan \mathbf{b} veri dizisini seçmeye çalışmaktadır.

$$\Delta(\mathbf{b}) = (\mathbf{r} - \mathbf{R}\mathbf{b})^T \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \mathbf{R}\mathbf{b}) \quad (3.20)$$

Eş. 3.20'deki $\Delta(\mathbf{b})$ ifadesinin en küçük değerini almasını sağlayan $\hat{\mathbf{b}}$ ifadesi de aşağıdaki şekilde tespit edilmiştir.

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{r}) \quad (3.21)$$



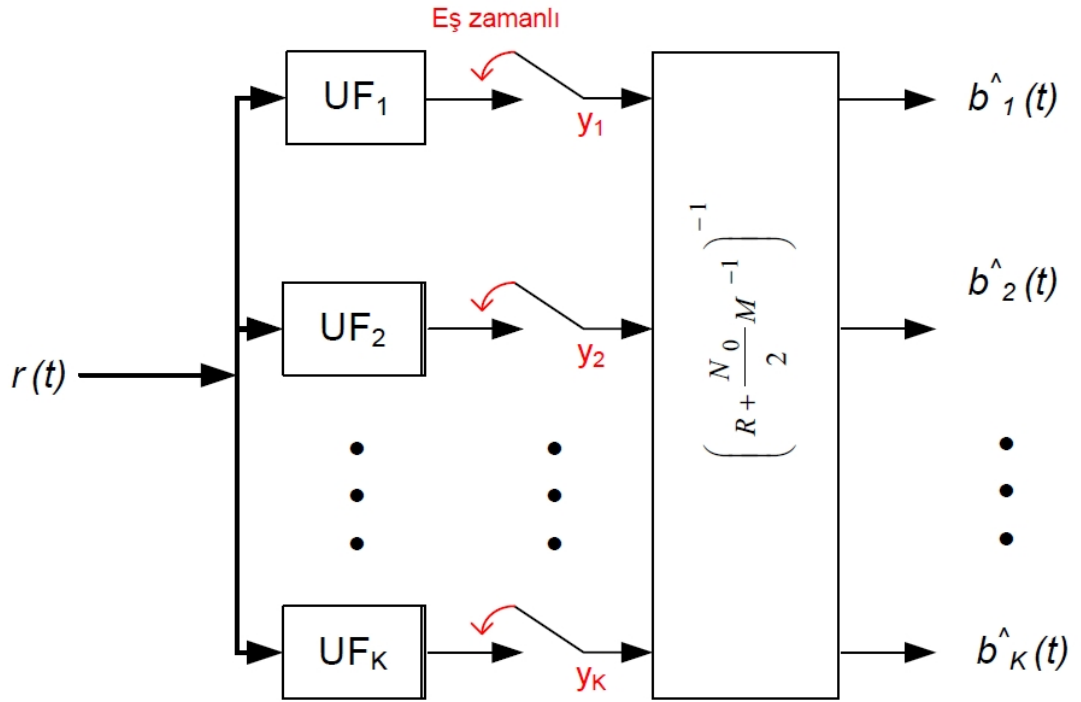
Şekil 3.6. İnteri çözücü çok kullanıcılı sezici yapısı

Son eşitlikteki \mathbf{R}^{-1} ifadesi kolayca anlaşılabilir üzere, ilinti matrisinin doğrusal çevriminden elde edilmektedir.

Bu sezicinin en büyük avantajı; alıcı tarafında kullanıcılara ait sinyallerin genliğinin bilinmesi zorunluluğunun olmamasıdır. Bu sebeple yakın-uzak problemine ve kullanıcı sayısının artışına karşı direnci yüksektir. Özellikle ortamdaki gürültünün olmadığı ya da az olduğu durumlarda BHO performansı da üst düzeydedir. Bunun yanı sıra, $K \times K$ olarak ifade edilebilen karmaşıklığı, optimum sezici olan EFOSS'ye göre çok daha azdır. Dezavantaj olarak bahsedilebilecek yönleri ise; sezicinin çıkışındaki gürültü seviyesinin ortamdaki gürültü seviyesinden daha yüksek olması ve \mathbf{R}^{-1} işleminin kullanıcı sayısının çok fazla olması durumunda oldukça zor ve karmaşık bir hal almasıdır.

3.2.3. En az ortalama karesel hata çok kullanıcılı sezici (EAOKH)

Bir diğer doğrusal alt-optimum sezici yapısı olan en az ortalama karesel hata (EAOKH) çok kullanıcılı sezici, uyumlu filtre çıkışı sonrasında kullandığı ortalama karesel hata fonksiyonunun en küçük değeri almasını sağlayan mekanizmasından dolayı bu ismi almaktadır.



Şekil 3.7. En az ortalama karesel hata çok kullanıcılı sezici yapısı

Şekil 3.7 incelendiğinde de görülebileceği üzere, sezici yapısındaki karar mekanizması beklenti fonksiyonunu değerlendirerek bir karar verir. Yani \mathbf{b} veri dizisi vektörüne göre beklenti fonksiyonu olan aşağıdaki $E(\)$ ifadesinin en küçük değerini almasını sağlayan \mathbf{A} matrisini tespit etme işlemi gerçekleştirilerek karar vermektedir.

$$\min \left[E \left((\mathbf{b} - \mathbf{A}\mathbf{r})^T (\mathbf{b} - \mathbf{A}\mathbf{r}) \right) \right] \quad (3.22)$$

$\mathbf{b} - \mathbf{A}\mathbf{r}$ ifadesinin \mathbf{r} 'ye göre dikgen olması durumunda \mathbf{A} matrisi bulunabilir ve aşağıdaki eşitlik söz konusu olur.

$$E\left((\mathbf{b} - \mathbf{A}\mathbf{r})^T \mathbf{r}^T\right) = 0 \quad (3.23)$$

$$E(\mathbf{b}\mathbf{r}^T) - \mathbf{A}E(\mathbf{r}\mathbf{r}^T) = 0$$

Eş zamanlı haberleşme durumu için;

$$\begin{aligned} E(\mathbf{b}\mathbf{r}^T) &= E(\mathbf{b}\mathbf{b}^T)\mathbf{R}^T \\ &= \mathbf{M}\mathbf{R}^T \end{aligned} \quad (3.24)$$

eşitliği yazılabilir. Bunun yanı sıra;

$$\begin{aligned} E(\mathbf{r}\mathbf{r}^T) &= E\left((\mathbf{R}\mathbf{b} + \mathbf{n})(\mathbf{R}\mathbf{b} + \mathbf{n})^T\right) \\ &= \mathbf{R}\mathbf{M}\mathbf{R}^T + \frac{N_0}{2}\mathbf{R}^T \end{aligned} \quad (3.25)$$

olarak yazılabilir. Eş. 3.24 ve Eş. 3.25'teki \mathbf{M} terimi de aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & A_k \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Yukarıdaki eşitlikler göz önüne alındığında; Eş. 3.24 ve Eş. 3.25'i; Eş. 3.23'te yerine koyup \mathbf{A} matrisi için bir çözüm ararsak aşağıdaki eşitliği elde etmiş oluruz.

$$\hat{\mathbf{A}} = \left(\mathbf{R} + \frac{N_0}{2}\mathbf{M}^{-1} \right)^{-1} \quad (3.27)$$

Sonrasında ise aşağıdaki karar mekanizması sonucuna göre EAOKH sezicisi kullanıcılara ait veri dizilerini tekrar elde etmiş olur.

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn} \left(\left(\mathbf{R} + \frac{N_0}{2} \mathbf{M}^{-1} \right) \mathbf{r} \right) \quad (3.28)$$

Bu sezici yapısının avantajı, kullanıcıların sinyal güçleri az olduğunda yani düşük SGO bölgesinde BHO performanslarının hem uyumlu filtre sezicisi hem de ilinti çözücü sezicisine göre daha iyi olmasıdır. Eş. 3.28'den de görülebileceği üzere kullanıcılara ait veri dizisini elde ederken ortamdaki gürültüyü de hesaba kattığından dolayı ortamdaki diğer kullanıcılardan kaynaklanan girişimi tamamıyla ortadan kaldırmaktadır.

En büyük dezavantajı olarak bahsedilebilecek tek husus ise; alıcı tarafında tüm kullanıcılara ait sinyal genliklerinin bilinmesi ya da kestirilmesi zorunluluğudur. Aynı ilinti çözücü sezici gibi bu sezicinin de \mathbf{R}^{-1} işlemini yapması gerekliliğinden de bir diğer olumsuz yönü olarak bahsedilebilir.

4. EN AZ BİT – HATA - ORANLI ÇOK KULLANICILI SEZİCİ

Bu tez çalışmasının ana konusu olan zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü DD-KBÇE kanallarında en az bit-hata-oranına sahip olan çok kullanıcıli sezici üzerinde durulacaktır. Önceki bölümlerde DD-KBÇE sistemi, çeşitli kanal modelleri, yayma kodları ve optimum çok kullanıcıli sezici ile alt-optimum çok kullanıcıli seziciler konularında detaylı açıklamalar yapılmıştı. Hatırlanacağı üzere, optimum çok kullanıcıli sezicinin ortamdaki kullanıcı sayısının artması nedeniyle gerçek zamanlı haberleşme uygulamalarında kullanılamayacak kadar karmaşık halde olması ve yüksek işlem gereksinimi nedeniyle alt-optimum çok kullanıcıli seziciler üzerine yoğunlaşmış ve bahsedildiği üzere çeşitli avantaj ve dezavantajlarıyla birlikte farklı alt-optimum çok kullanıcıli sezici modelleri ortaya konulmuştur.

Tam da bu noktada; alt-optimum çok kullanıcıli sezicilerin BHO performansının optimum çok kullanıcıli sezici BHO performansına yaklaşmaması nedeniyle, BHO performansı optimum sezicinin performansına yakın bir çok kullanıcıli sezici yapısının tasarlanması gündeme gelmiştir. Önceki bölümde bahsedilen bu sezici yapılarının hemen hepsi ortamda sadece TBGG'nün olduğu durumlar için geliştirilmiştir. Bunlardan sadece bir kısmı frekans seçicili sönümlü kanallar için gerçekleştirilse de yine de günümüz kablosuz haberleşme ortamına çok da uygun düşmemektedir.

Yukarıda bahsedilen nedenlerle, bu tez çalışmasında gerçek dünyayı daha iyi modellemek için kanalın zamanla değiştiği ve frekans-seçicili sönümlü olduğu bir kanal oluşturulmuş ve bu kanallar üzerinde BHO'nı en aza indiren bir çok kullanıcıli sezici geliştirilmiştir. Bu bölümde önce kullanılacak sistem modeline kısaca değinilecek ve bu modele ait BHO fonksiyonları elde edilecektir. Sonrasında ise bu BHO değerini en aza indirmek için bir algoritma geliştirilecektir.

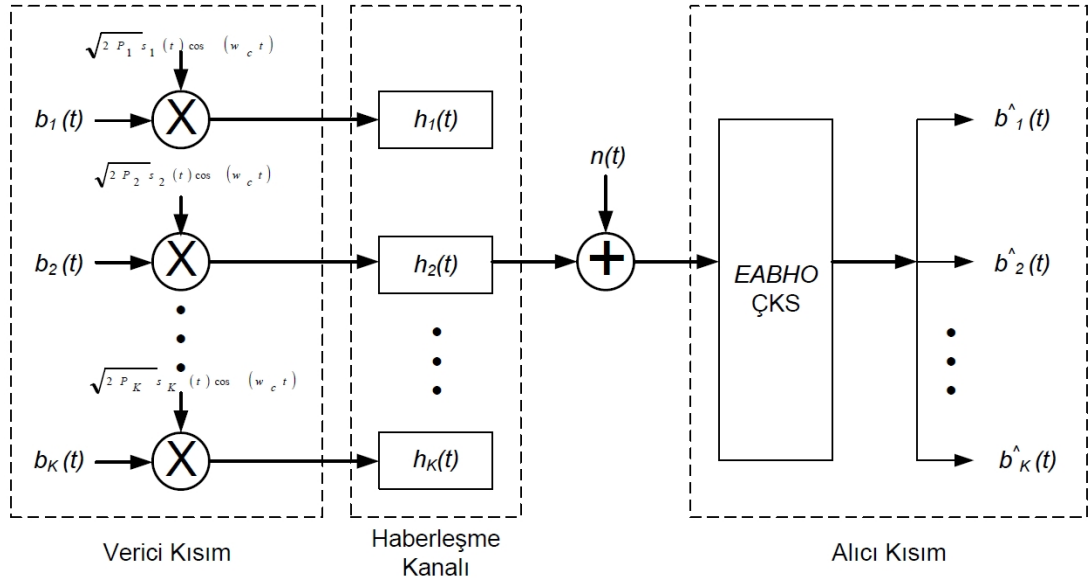
Geliştirilen algoritmanın kullanıldığı çok kullanıcıli sezici yapısının, UF, İÇ ve EAOKH çok kullanıcıli sezici yapıları gibi kapalı form bir matematiksel ifadeye sahip olmaması nedeniyle; BHO'nı en aza indirecek olan filtre katsayılarını tespit

etmek üzere bir en iyileştirme işlemi yapılmaktadır. Bu en iyileştirme işlemi için ilerlemeli Newton metodu ile birlikte Altın-Oran metodu kullanılmıştır.

Bu kısımda DD-KBÇE sistemleri için kablosuz haberleşme modelleri üzerinde durulacak ve giriş kısmında bahsedilen DD-KBÇE sisteminin matematiksel ifadeleri elde edilecektir.

4.1.Zamanla – Değişen ve Frekans – Seçicili Sönümlü DD-KBÇE Sistemi

Ortamda K tane aktif kullanıcının bulunduğu eş zamanlı ve ters hat (gezgin el terminalinden/kullanıcıdan baz istasyonuna doğru) yönünde çalışan bir DD-KBÇE sistemi Şekil 4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Ters hat yönünde zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü DD-KBÇE sistemi

Ortamdaki K adet kullanıcıdan k. kullanıcının ortama yaydığı sinyal;

$$x_k(t) = \sqrt{2P_k} b_k(t) s_k(t) \cos(w_c t) \quad (4.1)$$

olarak ifade edilebilir. Burada;

P_k : k. kullanıcının sinyal gücü,

$b_k(t) \in \{\mp 1\}$: k. kullanıcıya ait veri dizisi,

$s_k(t) \in \{\mp 1\}$: k. kullanıcının rastsal PN yayma kodu,

w_c : sistemin taşıyıcı frekansıdır.

Eşit olasılıkla +1 ya da -1 değerlerini alabilen k. kullanıcıya ait yayma kodu olan $s_k(t)$ ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$s_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} s_{k,j} \Gamma_{T_c}(t - jT_c) \quad (4.2)$$

Eş. 4.2'de $s_{k,j}$ terimi k. kullanıcının j. çipine ait kendine has yayma kodu sırasıdır. Yine aynı eşitlikteki $\Gamma_{T_c}(\cdot)$ terimi ise birim dikdörtgen vurum fonksiyonunu ifade eder. T_c terimi ise çip periyodunu temsil etmektedir.

k. kullanıcıya ait veri dizisi de eşit olasılıkla +1 ya da -1 değerlerini alabilir. Bu veri dizisi de;

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_{k,j} \Gamma_{T_b}(t - jT_b) \quad (4.3)$$

şeklinde yazılabilir. Eş. 4.3'teki $b_{k,j}$ terimi k. kullanıcının j. çipine ait veri dizisi elemanıdır. $\Gamma_{T_b}(\cdot)$ terimi de birim dikdörtgen vurum fonksiyonunu ifade ederken T_b terimi ise bit periyodunu temsil etmektedir. Bit başına N adet çip olduğu varsayılırsa;

$N = T_b / T_c$ şeklinde yazılabilir.

$\Gamma_{T_c}(\cdot)$ ve $\Gamma_{T_b}(\cdot)$ fonksiyonları da aşağıdaki şekilde gösterilebilir.

$$\Gamma_{T_{b,c}}(\cdot) = 1, 0 \leq t \leq T_{b,c}$$

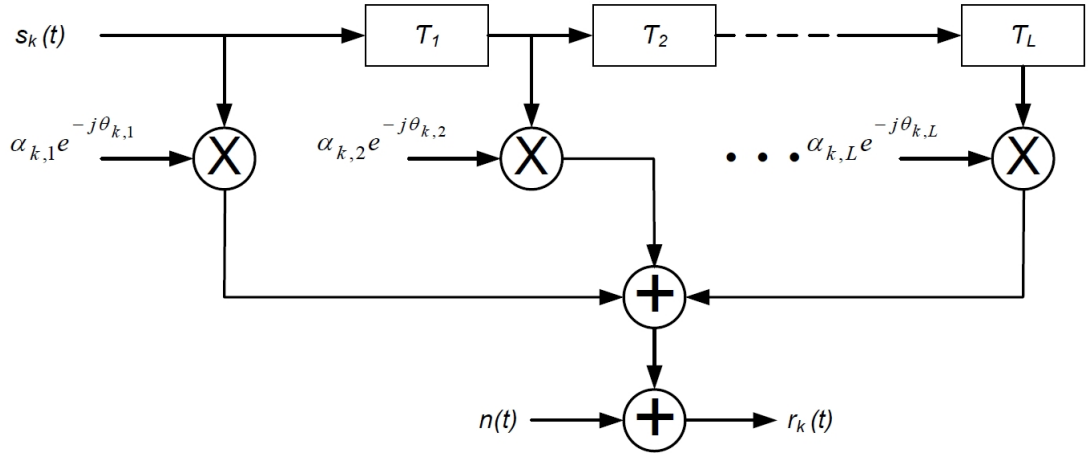
$$\Gamma_{T_{b,c}}(\cdot) = 0, \text{diğer tüm zamanlarda}$$

Tüm kullanıcıların ortama yaydığı toplam sinyal ise;

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} b_k(t) s_k(t) \cos(w_c t) \quad (4.4)$$

şeklinde yazılabilir. Bu ifade kanal girişinde görülen ve kullanıcılar tarafından gönderilen toplam sinyalin ifadesidir.

Kanal modeli olarak çok yollu zamanla-değişen ve Rayleigh frekans-seçicili sönümlü kanal seçilmiştir. Bu kanal modelinde kullanıcılar tarafından gönderilen sinyalin bant genişliği, kanalın bant genişliğinden çok daha fazladır. Bu tip kanallar da genellikle doğrusal filtreler kullanılarak modellenirler. Bu kanal modelinin temsili Şekil 4.2’de detaylı olarak gösterilmiştir.



Şekil 4.2. DD-KBÇE sistemi için zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanal modeli

Tez çalışması için seçmiş olduğumuz bu kanal modelinin karmaşık alçak geçiren eşdeğer dürtü cevabını da aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$h_k(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{-j\theta_{k,l}} g(t, \tau_{k,l}) \otimes \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (4.5)$$

Eş.4.5'te kullanılan terimler;

- $\delta(\cdot)$: Dirac Delta Fonksiyonu,
 L : Kullanıcı ile baz istasyonu arasındaki çoklu yol sayısı,
 l : Kullanılan yolun dizini,
 $\{\alpha_{k,l}\}_{l=1}^L$: l . yolun rastsal yol genliği,
 $\{\theta_{k,l}\}_{l=1}^L$: l . yolun rastsal yol fazı,
 $\{\tau_{k,l}\}_{l=1}^L$: l . yolun rastsal yol gecikmesi,
 $g(t, \tau)$: zamanla-değişen frekans-seçicili sönümlü kanalın birim dürtü cevabı

olarak tanımlanabilirler. Bu son eşitlikteki \otimes sembolü ise zaman ortamında konvolüsyonu belirtir. Ayrıca yukarıda belirtilen rastsal yol genliği, fazı ve gecikmesi değişkenleri düzgün dağılmış ve karşılıklı bağımsızdırlar.

Bu kanal modelindeki Rayleigh dağılım fonksiyonu da aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma_\alpha^2} \quad (4.6)$$

Eş. 4.6'daki σ terimi kanalın ortalama yol gücünün yarısına eşittir.

Kullanıcılar tarafından kanala gönderilen sinyal yukarıda belirtilen kanal üzerinden çeşitli yolları kullanarak alıcı tarafa ulaşır. Alıcıya ulaşan toplam sinyal; $s(t)$ ile $h(t)$ ifadelerinin zaman ortamında konvolüsyonuna eklenen TBGG gürültüsüdür. Bu son cümlemin matematiksel ifadesi;

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (4.7)$$

olarak yazılabilir. Bu son eşitlikteki $n(t)$ terimi de; sıfır ortalamalı ve varyansı σ^2 olan TBGG gürültüsünü temsil etmektedir. Eş. 4.4 ile Eş. 4.5'i; Eş.4.7'de yerine koyarsak;

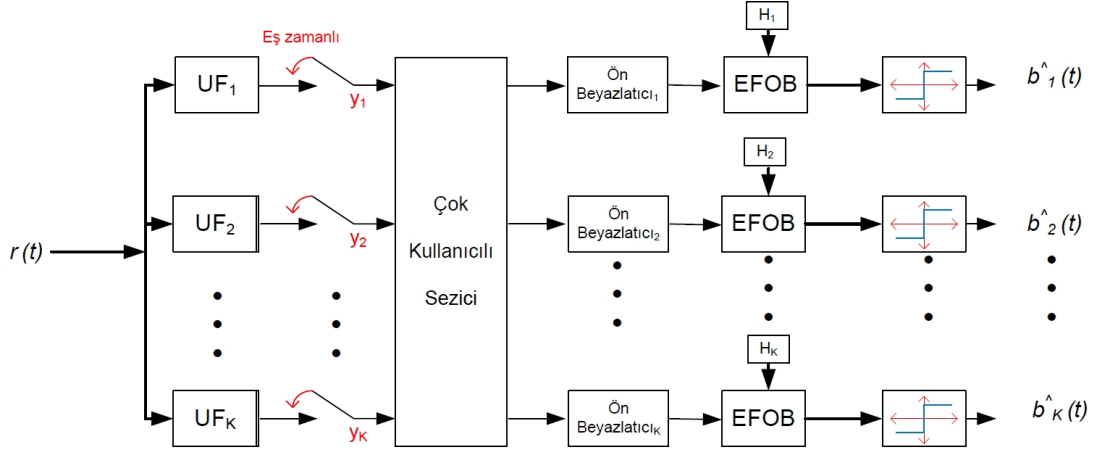
$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{2P_k} \alpha_{k,\ell} g(t, \tau_{k,\ell}) b_k(t - \tau_{k,l}) \otimes a_k(t - \tau_{k,l}) \cos \left[w_c(t - \tau_{k,l}) + \theta_{k,\ell} \right] + n(t) \quad (4.8)$$

şeklinde yazabiliriz. Eş. 4.8'i genişletecek olursak;

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{2P_k} \alpha_{k,\ell} g(t, \tau_{k,\ell}) b_k(t - \tau_{k,l}) \otimes a_k(t - \tau_{k,l}) \cos \left[w_c(t - \tau_{k,l}) + \theta_{k,\ell} \right] + n(t) \quad (4.9)$$

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{2P_k} \alpha_{k,\ell} b_k(t - \tau_{k,l}) a_k(t - \tau_{k,l}) \cdot g(t, \tau_{k,\ell}) \cos \left[w_c(t - \tau_{k,l}) + \theta_{k,\ell} \right] + n(t) \quad (4.10)$$

eşitlikleri elde edilmiş olur. Eş. 4.9 ve Eş. 4.10 eşitliklerindeki $n(t)$ TBGG gürültüsünün güç yoğunluğu da $N_0/2$ 'dir. "Alıcı Kısım" olarak belirtilen bölüm Şekil 4.3'te daha detaylı olarak görülebilir.



Şekil 4.3. Ters hat yönünde zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü DD-KBÇE sisteminin alıcı kısmı detaylı şeması

4.2. Bit – Hata – Oranı (BHO) Hesaplaması

Şekil 4.3'ten de görülebileceği üzere, alıcı girişinde görülen $r(t)$ sinyalinin uyumlu filtreden örneklenmiş çıkışı;

$$y(t) = \int_0^T r(t) s_k^*(t) dt; k = 1, 2, \dots, K \quad (4.11)$$

şeklinde ifade edilir. Eş. 4.11'den yola çıkarak BHO için gerekli olan denklemi aşağıdaki şekilde elde edebiliriz. Sabit $\{\alpha_k\}$ takımları için; karar değişkeni olan U ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir [58].

$$E(U) = 2\varepsilon_b \sum_{l=1}^L \alpha_k^2 \quad (4.12)$$

$$\sigma_U^2 = 2\varepsilon_b N_0 \sum_{l=1}^L \alpha_k^2 \quad (4.13)$$

Bu son iki eşitlikteki $E(U)$ ve σ_U^2 terimleri; sırasıyla karar değişkeni ortalaması ve varyansını ifade eder. Yukarıdaki eşitlikler ışığında, -1 ve +1 veri bitlerinin eşit olasılıklı dağıldığı varsayılırsa, k. kullanıcı için SGO;

$$SGO = \frac{E(U)^2}{2\sigma_U^2} = \frac{\varepsilon_b}{N_0} \sum_{l=1}^L \alpha_k^2 = \gamma_b \quad (4.14)$$

elde edilir. Eş. 4.14'teki γ_b terimi bit başına SGO değerini temsil etmektedir. [80] numaralı çalışmada, [58] numaralı çalışmadan alıntı yapılarak; ikili faz kaydırmalı anahtarlama kullanılarak yapılan kodlama için bit - hata olasılığı olan P_2 ifadesi aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$P_2(\gamma_b) = Q(\sqrt{2\gamma_b}) \quad (4.15)$$

k. kanalın SGO ifadesi ise;

$$\gamma_k = \frac{\varepsilon_b}{N_0} \alpha_k^2 \quad (4.16)$$

olur. O halde; bit başına SGO ile kanalın SGO değeri arasında aşağıdaki gibi bir ilişki söz konusudur.

$$\gamma_b = \sum_{l=1}^L \gamma_k \quad (4.17)$$

L=1 özel durumu için $\gamma_b \equiv \gamma_1$ olduğu göz önünde bulundurularak γ_1 ifadesinin karakteristik fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Psi_{\gamma_1}(j\nu) = E(e^{j\nu\gamma_1}) = \frac{1}{1 - j\nu\gamma_c} \quad (4.18)$$

Eş. 4.18'deki γ_c terimi; kanal başına ortalama SGO değerini temsil etmektedir. Bu terimi de aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edebiliriz.

$$\gamma_c = \frac{\mathcal{E}_b}{N_0} E(\alpha_k^2) \quad (4.19)$$

Yine aynı şekilde l. kanal için karakteristik fonksiyon ifadesi de;

$$\Psi_{\gamma_b}(j\nu) = E(e^{j\nu\gamma_b}) = \frac{1}{(1 - j\nu\gamma_c)^L} \quad (4.20)$$

şeklinde yazılabilir. BHO ifadesini elde etmek için $P_2(\gamma_b)$ ifadesine ek olarak bit başına SGO ifadesi γ_b 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu olan $p(\gamma_b)$ ifadesine de ihtiyaç vardır. $p(\gamma_b)$ ifadesini ise aşağıdaki şekilde yazabiliriz [58].

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(L-1)! \gamma_c^L} \gamma_b^{L-1} e^{-\gamma_b/\gamma_c} \quad (4.21)$$

Son olarak; Eş. 4.15'teki koşullu ortalama hata olasılığını zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanallar için elde etmek amacıyla;

$$P_2 = \int_0^\infty P_2(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (4.22)$$

integrali kullanılabilir. Eş. 4.22 eşitliğinin kapalı form çözümü ise [81] numaralı çalışmada aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir.

$$P_2 = \left[\frac{1}{2}(1-\kappa) \right]^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left[\frac{1}{2}(1+\kappa) \right]^k \quad (4.23)$$

Son eşitlikteki κ terimi;

$$\kappa = \sqrt{\frac{\gamma_c}{1 + \gamma_c}} \quad (4.24)$$

şeklindedir. Eğer $\gamma_c \gg 1$ koşulu sağlanıyorsa; $\left[\frac{1}{2}(1 - \kappa)\right] \approx 1$ olur. O halde Eş. 4.23 eşitliği de;

$$P_2 = \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \quad (4.25)$$

halini alır. Gerekli işlemler yapıldıktan sonra bu özel durum için koşullu ortalama hata olasılığını;

$$P_2 = \binom{2L-1}{L} \quad (4.26)$$

olarak ifade edebiliriz. Diğer taraftan [9] numaralı çalışmada;

$$SGO = \overline{\gamma_b} = \frac{\varepsilon_b}{N_0} \bar{\eta} \quad (4.27)$$

olarak verilmiştir. [82] numaralı çalışmada $\bar{\eta}$ ifadesini eş zamanlı ve eş zamanlı olmayan durumlar için aşağıdaki gibi hesaplamışlardır.

$$\bar{\eta} = 1 - \frac{K-1}{2G}; \quad \text{Eş zamanlı durum için} \quad (4.28)$$

$$\bar{\eta} = 1 - \frac{K-1}{3G}; \quad \text{Eş zamansız durum için} \quad (4.29)$$

Burada; $G = \frac{T_b}{T_c}$ olarak verilmiştir.

4.3. Sistemin Ayrık Zamanlı Modellenmesi

Yukarıda detaylı şekilde incelenen sistem modelinin MATLAB® ortamına aktarılıp performans karşılaştırmaları için gerekli benzetimlerin yapılabilmesini sağlama amacıyla; Eş. 4.10 eşitliğinin matris haline çevrilmesi gerekmektedir. Bu amaçla yukarıda türetilerek elde edilen ve sürekli zamanlı halde bulunan eşitlikler örneklenerek ayrık zamanlı hale çevrilmelidir.

Eş. 4.10'daki ifadeyi ayrık zaman sinyali haline getirirsek [9];

$$\mathbf{r} = \mathbf{S}\mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (4.30)$$

şeklinde yazabiliriz. Burada;

$$\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_2 \ \dots \ \mathbf{r}_K] \quad ; \text{ alınan sinyal vektörü,}$$

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \ \mathbf{s}_2 \ \dots \ \mathbf{s}_K] \quad ; \text{ kullanıcı yayma kodlarından oluşan vektörü,}$$

$$\mathbf{s}_1 \in \mathfrak{R}^{N \times 1} \quad ; \text{ 1. Kullanıcının yayma kodu,}$$

$$\mathbf{H} = \text{diag}(\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K) \quad ; \text{ kanal matrisi,}$$

$$\mathbf{h}_k = [\alpha_{k,1} \ \alpha_{k,2} \ \dots \ \alpha_{k,L}]^T \quad ; \text{ kanal katsayı vektörü,}$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\sqrt{2P_1} \ \sqrt{2P_2} \ \dots \ \sqrt{2P_K}) \quad ; \text{ yayılan sinyal genliklerinin diyagonal matrisi,}$$

$$\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_K]^T \quad ; \text{ kullanıcıların verilerinden oluşan vektörü,}$$

$$\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_K]^T \quad ; \text{ Gaussian gürültü vektörü}$$

olarak tanımlanabilir. Kullanıcıların sinyal genliklerinden oluşan \mathbf{A} matrisi zamanla değişmez. Bunun yanında \mathbf{h}_k vektörünün Doppler etkisine maruz kalan $\theta_{k,\ell}$ bileşenleri ise zamanla değişmektedir. Kanalin zamanla değişimi de bu bileşenlerden gelmektedir.

Eş. 4.11'de verilen örneklenmiş uyumlu filtre çıkış sinyalini vektör olarak ifade edersek;

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T \quad \mathbf{y}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{y}_K^T]^T \quad (4.31)$$

halini alır. Burada kullanıcıların yayma kodlarının çapraz ilinti matrisini de;

$$\mathbf{R}_{kj} = \mathbf{p}_{kj} = \int_0^{T_b} a_k(t) a_j(t) dt = \mathbf{S}^T \mathbf{S} \quad (4.32)$$

olarak yazabiliriz. Eş. 4.32; k. ile j. kullanıcıların yayma kodları arasındaki çapraz ilintiyi tanımlamaktadır. Eş. 4.11 ise [83] numaralı çalışmada aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\mathbf{y} = \mathbf{RHAb} + \mathbf{n} \quad (4.33)$$

Doğrusal çok kullanıcılı seziciyi sonlu dürtü tepkili filtre olarak ifade edersek; Eş. 4.33'teki doğrusal alıcı çıkışını da;

$$\mathbf{y} = \mathbf{w}^T \mathbf{r} \quad (4.34)$$

şeklinde yazabiliriz. Burada; $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T \in \mathcal{R}^{N \times 1}$ ile gösterilen ifade; BHO'nı en aza indiren çok kullanıcı seziciye ait N uzunluğunda filtre katsayı vektörüdür.

[40] numaralı çalışmada İÇ ve EAOKH çok kullanıcılı seziciler için ayrı ayrı \mathbf{w} katsayı vektörleri hesaplanmış ve aşağıdaki şekilde verilmişlerdir.

$$\mathbf{w}_{IÇ} = \mathbf{S}(\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{e}_k \quad (4.35)$$

$$\mathbf{w}_{EAOKH} = \mathbf{S}(\mathbf{S}^T \mathbf{S} + \sigma^2 \mathbf{H}^{-2} \mathbf{A}^{-2})^{-1} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{e}_k \quad (4.36)$$

Yukarıdaki eşitliklerde kullanılan \mathbf{e}_k terimi; k. kullanıcının koordinat vektörünü temsil etmektedir.

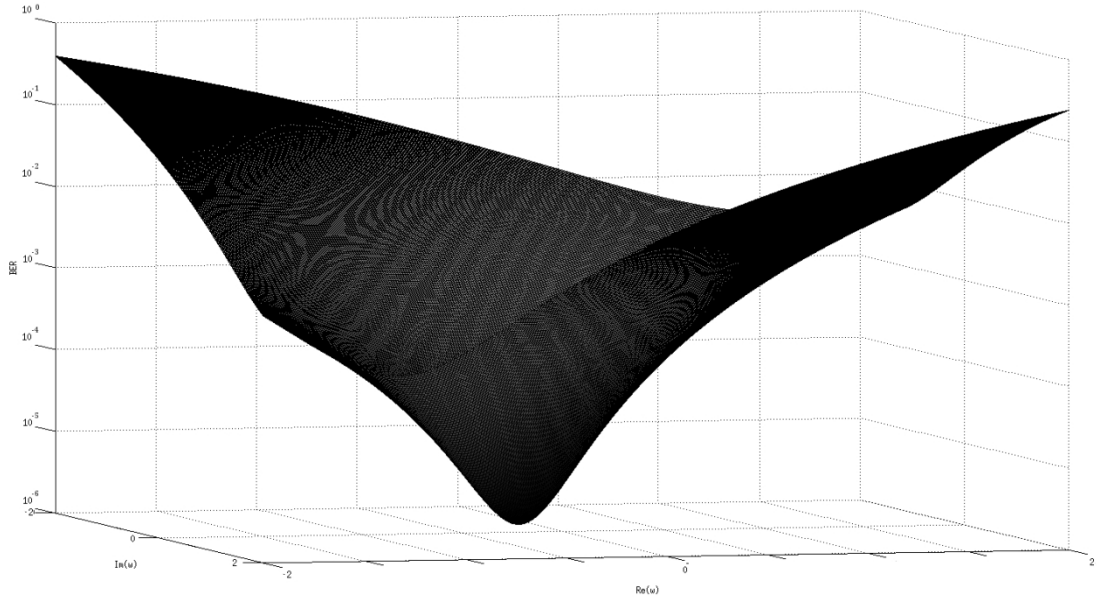
4.4. En Az Bit – Hata – Oranı Algoritması

Ortamdaki ilk kullanıcı olan 1. kullanıcıya ait BHO maliyet fonksiyonu ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilir [28,35].

$$P(\mathbf{w}) = \frac{1}{2^{K-1}} \sum_{k=1}^K Q\left(\frac{A_k S_k H_k \mathbf{w}^T \mathbf{b}_k}{\sigma \|\mathbf{w}\|}\right); 1 \leq k \leq 2^{K-1} \quad (4.37)$$

Burada; $Q(x) = (2\pi)^{-1/2} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du$ terimi Gaussian birikimli dağılım fonksiyonudur.

Bu tez çalışmasının amacı, Eş. 4.37'deki $P(\mathbf{w})$ fonksiyonunun en küçük değerini almasını sağlayan \mathbf{w}^* katsayı vektörünü tespit etmektir. İki kullanıcılı DD-KBÇE sistemi için BHO maliyet fonksiyonunu gösteren Şekil 4.4 incelendiğinde görülebileceği üzere, maliyet fonksiyonunun karmaşık ve düzensiz bir yapıda olmasından dolayı \mathbf{w}^* ifadesinin kapalı form bir çözümü bulunmamaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırıp \mathbf{w}^* katsayı vektörünü elde etmek amacıyla Eş. 4.37 eşitliğini sınırlı en iyileştirme problemine çevirmeliyiz.



Şekil 4.4. İki kullanıcılı bir DD-KBÇE sistemi için BHO maliyet fonksiyonu SGO=20 dB

$$\mathbf{w}_{\text{MBER}} = \text{argmin } P(\mathbf{w}) \quad (4.38)$$

$$\min \quad P(\mathbf{w}) = \frac{1}{2^{K-1}} \sum_{k=1}^K Q\left(\frac{A_k S_k H_k \mathbf{w}^T \mathbf{b}_k}{\sigma \|\mathbf{w}\|}\right) \quad (4.39)$$

$$\text{s.t.} \quad \frac{A_k S_k H_k \mathbf{w}^T \mathbf{b}_k}{\sigma \|\mathbf{w}\|} \geq 0; \quad 1 \leq k \leq 2^{K-1}$$

Eş. 4.37'deki BHO maliyet fonksiyonu; filtre katsayı vektörünün uzunluğundan bağımsız olduğundan dolayı, BHO maliyet fonksiyonu $\|\mathbf{w}\|=1$ takımı üzerinden analiz edilebilir. Eş. 4.30 göz önüne alındığında Eş. 4.39 eşitliği aşağıdaki hale dönüştürülmüş olur.

$$\min \quad P(\mathbf{w}) = \frac{1}{2^{K-1}} \sum_{k=1}^K Q\left(\frac{\mathbf{w}^T \mathbf{r}_k}{\sigma}\right) \quad (4.40)$$

$$\text{s.t.} \quad \|\mathbf{w}\|=1, \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{r}_k}{\sigma} \geq 0; \quad 1 \leq k \leq 2^{K-1}$$

Eş. 4.40'taki sınırlı en iyileştirme probleminin herhangi bir yerel minimumu, bir küresel minimumdur. Daha da ötesinde $\|\mathbf{w}\|=1$ sınırlayıcısı sayesinde de bu küresel minimumun tek olması sağlanır. Fakat Eş. 4.40'taki sınırlayıcıların belirlediği uygun alanın dışbükey olmamasından dolayı; sınırlı en iyileştirme problemi, literatürde çok sayıda çözüm yolu bulunan bir dışbükey programlama problemi değildir. Bunu aşmak için $\|\mathbf{w}\|\leq 1$ sınırlayıcısı kullanılabilir. Çünkü $\|\mathbf{w}\|\leq 1$ eşitsizliğini sağlayan herhangi bir \mathbf{w}^* ifadesi; $\bar{\mathbf{w}} = \frac{\mathbf{w}^*}{\|\mathbf{w}^*\|}$ olmak şartıyla; daima $P(\mathbf{w}) \geq P(\bar{\mathbf{w}})$ koşulunu sağlar. Bunun yanında küresel minimum da değişmez [22]. Tüm bunları sağlamak amacıyla aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\min \quad P(\mathbf{w}) = \frac{1}{2^{K-1}} \sum_{k=1}^K Q\left(\frac{\mathbf{w}^T r_k}{\sigma}\right) \quad (4.41)$$

$$s.t. \quad \|\mathbf{w}\| \leq 1, \frac{\mathbf{w}^T r_k}{\sigma} \geq 0; \quad 1 \leq k \leq 2^{K-1}$$

Eş. 4.40 ile Eş. 4.41 arasındaki en temel fark; Eş. 4.41'deki ifadenin, sahip olduğu sınırlayıcılardan ötürü, literatürde çok sayıda çözüm algoritması bulunabilen dışbükey programlama problemine uygun bir formatta bulunmasıdır.

BHO'nu en aza indirmek için geliştirilen algoritma üç temel kısımdan oluşmaktadır. Söz konusu bu kısımlar;

1. Newton metodu ile engel parametresi kullanarak ilerlemeler oluşturmak,
2. Yakınsama yönünün tayini için Altın-Oran metodunun kullanılması,
3. Başlangıç vektörünün uygun alan içerisinde seçilmesi

şeklinde özetlenebilirler. Yukarıda da bahsedildiği gibi, yakınsama yapılırken uygun alan içerisinde kalınmasını sağlamak amacıyla bir engel parametresi kullanılacaktır. Yakınsama yönünü doğru bir şekilde belirlemek için de Altın-Oran metodu [84] kullanılacaktır. Bir diğer önemli parametre de; Eş. 4.41'deki $P(\mathbf{w})$ 'ye en küçük değerini almasını sağlayacak \mathbf{w}^* katsayı vektörünün başlangıç değeri olan \mathbf{w}_0 vektörünün uygun alan içerisinde seçilmesidir.

Eş. 4.41 denklemini yukarıda bahsedilen Newton metoduna uygun hale getirmek için; denklemde yer alan ve doğrusal olmayan sınırlayıcıları ihmal edebiliriz. Bu amaçla Newton fonksiyonu yaklaşımı [84] uygulanarak ve $\|\mathbf{w}\| \leq 1$ sınırlayıcısı yok edilerek aşağıdaki yeni haline çevrilebilir.

$$\min \quad F_\mu(\mathbf{w}) = P(\mathbf{w}) - \mu \log(\mathbf{1} - \mathbf{w}^T \mathbf{w}) \quad (4.42)$$

$$s.t. \quad \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{r}_k}{\sigma} \geq 0; \quad 1 \leq k \leq 2^{K-1}$$

Bu son eşitlikteki μ engel parametresi olup $\mu > 0$ koşulunu sağlamalıdır. Bu metot için Eş. 4.42'deki $F_\mu(\mathbf{w})$ ifadesinin *Gradyan* ve *Hessian* formlarının da belirlenmesi gerekmektedir. $F_\mu(\mathbf{w})$ için gradyan ve hessian ifadeleri [40] numaralı çalışmada aşağıdaki şekilde belirtilmişlerdir.

$$\nabla F_\mu(\mathbf{w}) = -\sum_{k=1}^{2^{K-1}} \frac{1}{2^{K-1}} e^{-\hat{\wedge}_k/2} \mathbf{r}_k + \frac{2\mu \mathbf{w}}{1 - \|\mathbf{w}\|^2} \quad (4.43)$$

$$\nabla^2 F_\mu(\mathbf{w}) = \sum_{k=1}^{2^{K-1}} \frac{1}{2^{K-1}} e^{-\hat{\wedge}_k/2} \mathbf{r}_k \mathbf{r}_k^T + \frac{2\mu}{1 - \|\mathbf{w}\|^2} + \frac{4\mu}{(1 - \|\mathbf{w}\|)^2} \mathbf{I} \quad (4.44)$$

Burada $\hat{\wedge}_k$ ifadesi $\hat{\wedge}_k = \mathbf{w}^T \mathbf{r}_k$ eşitliğini temsil eder. \mathbf{I} terimi ise birim matristir. Burada dikkat edilirse, Eş. 4.44 uygun alan içerisinde kalmaktadır. Çünkü, $\hat{\wedge}_k = \mathbf{w}^T \mathbf{r}_k > 0$ ve $\|\mathbf{w}\| < 1$ koşulları sağlanmaktadır.

Gradyan ve hessian ifadelerinden sonra; Eş. 4.42'ye en küçük değerini aldıracak olan \mathbf{w}^* filtre katsayı vektörü için aşağıdaki ilerleme kullanılabilir.

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \zeta_k \mathbf{\Omega}_k \quad (4.45)$$

Eş. 4.45'teki $\mathbf{\Omega}_k$ terimi bize BHO değerini en küçük yapmak için aramanın hangi yöne gideceğini kestirmek amacıyla kullanılır. $\mathbf{\Omega}_k$ terimini daha açık bir şekilde ifade etmek gerekirse;

$$\mathbf{\Omega}_k = -[\nabla^2 F_\mu(\mathbf{w})]^{-1} [\nabla F_\mu(\mathbf{w})] \quad (4.46)$$

şeklinde yazabiliriz. Yine Eş. 4.45'teki bir diğer parametre olan ζ_k pozitif bir tamsayıdır ve bu sayının değeri eğri arama yöntemi ile kolayca bulunabilir [85-86]. Bu yöntemi kısaca açıklamak gerekirse; öncelikle $F_\mu(\mathbf{w}_k + \zeta_k \mathbf{\Omega}_k)$ fonksiyonu; $[0, \bar{\zeta}]$ aralığında kesinlikle dışbükey olacak şekilde bir başlangıç vektörü ile seçilir. Buradaki $\bar{\zeta}$ terimi; $\mathbf{w}_k + \zeta_k \mathbf{\Omega}_k$ ifadesini $0 \leq \zeta \leq \bar{\zeta}$ için uygun alan içerisinde bırakan en büyük pozitif değerdir. $\bar{\zeta}$ bir kere tespit edildikten sonra $F_\mu(\mathbf{w}_k + \zeta_k \mathbf{\Omega}_k)$ fonksiyonu $[0, \bar{\zeta}]$ aralığında unimodal bir fonksiyon haline gelmiş olur. Bu sayede, fonksiyonu en küçük yapacak değeri bulmak için Altın-Oran metodu kullanılabilir.

$\bar{\zeta}$ 'nin değerini tespit etmek için $\mathbf{w}_k + \zeta_k \mathbf{\Omega}_k$ ifadesi Eş. 4.41'deki sınırlayıcı yerine konulabilir. Yani;

$$(\mathbf{w}_k + \zeta_k \mathbf{\Omega}_k)^T \mathbf{r}_i \geq 0 \quad (4.47)$$

şeklinde yazılabilir. Burada \mathbf{w}_k uygun alan içinden seçildiği için $\mathbf{w}_k^T \mathbf{r}_i \geq 0$ olur. Eş. 4.47'deki diğer kısım olan $\mathbf{\Omega}_k^T \mathbf{r}_i$ ifadesi de $1 \leq k \leq 2^{K-1}$ aralığındaki i indisleri için herhangi pozitif α değeri için $\mathbf{\Omega}_k^T \mathbf{r}_i \geq 0$ koşulunu sağlar. Diğer bir deyişle, sadece

$\mathbf{\Omega}_k^T \mathbf{r}_i < 0$ koşulunu sağlayacak i indislerinden oluşan bir indis takımı; Eş. 4.47'yi sağlayan ζ teriminin en büyük değerini etkiler. Bu α değerinin hesaplanması için aşağıdaki ifade kullanılabilir.

$$\bar{\zeta}_1 = \min_{i \in \mathbf{I}_k} \left(\frac{\mathbf{w}_k^T \mathbf{r}_i}{-\mathbf{\Omega}_k^T \mathbf{r}_i} \right) \quad (4.48)$$

Bu son eşitlikteki \mathbf{I}_k indis takımı; $\mathbf{I}_k = \{i : \mathbf{\Omega}_k^T \mathbf{r}_i < 0\}$ koşulunu sağlayan i indislerinin oluşturduğu takımdır. Eş. 4.41'deki $\|\mathbf{w}\| < 1$ sınırlayıcısını yerine getirmek için ise; $\|\mathbf{w}_k + \alpha \mathbf{\Omega}_k\| = 1$ denkleminin ζ için çözülmesi gerekir. Sonuç olarak;

$$\bar{\zeta}_2 = \frac{\left[\left(\mathbf{w}_k^T \mathbf{r}_i \right)^2 - \|\mathbf{\Omega}_k\|^2 \left(\|\mathbf{\Omega}_k\|^2 - 1 \right) \right]^{1/2} - \mathbf{w}_k^T \mathbf{\Omega}_k}{\|\mathbf{\Omega}_k\|^2} \quad (4.49)$$

ζ teriminin değeri $\min\{\bar{\zeta}_1, \bar{\zeta}_2\}$ ile tespit edilir [30].

Bu metot ile en iyileştirme yaparken dikkat edilmesi gereken en önemli husus, ilerlemenin bir sonraki adımında da mutlaka uygun alan içerisinde kalmaktır. Bunu garanti altına almak amacıyla;

$$\zeta = 0,95 \left(\min\{\bar{\zeta}_1, \bar{\zeta}_2\} \right) \quad (4.50)$$

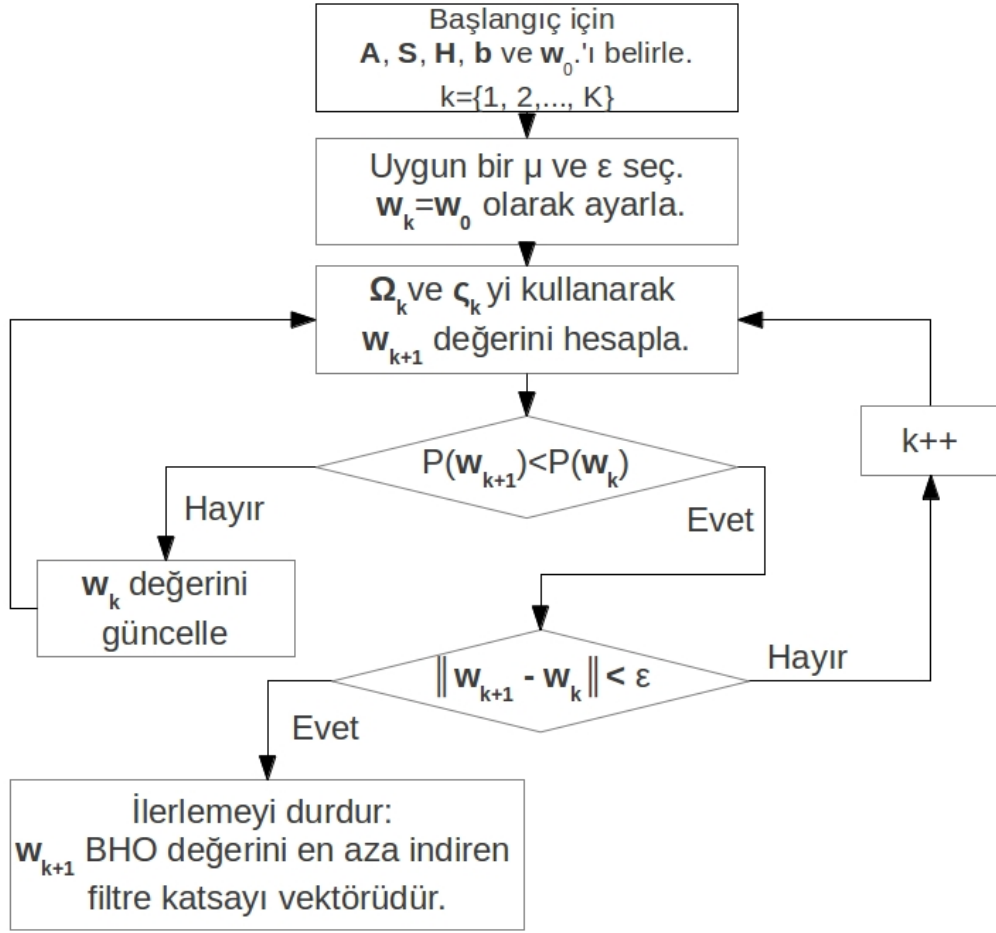
kullanılabilir [31]. Bu metot için ilerleme yordamını özetleyen algoritma ise aşağıda gösterilmiştir.

Algoritma 4.1. Sınırlı en iyileştirme tekniği uygulanarak BHO'nı en aza indiren sezici yapısı için geliştirilen algoritma

- **Başlangıç**
 - $\mathbf{s}, \mathbf{H}, \mathbf{A}, \mathbf{b}$ vektör ve matrislerini belirle.
 - Engel parametresi μ ve uygun alan içerisinde \mathbf{w}_0 başlangıç vektörünü belirle.
 - Yakınsama ilerlemelerini durduracak ε hata parametresini belirle.
 - $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_0$ olarak ayarla.
 - **Döngü**
 - Eş. 4.43, Eş. 4.44 ve Eş. 4.46 kullanarak Ω_k değerini \mathbf{w}_k için hesapla.
 - Altın-Oran metoduyla Eş. 4.48, Eş. 4.49 ve Eş. 4.50 kullanarak ζ_k 'yi hesapla.
 - $\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \zeta_k \Omega_k$ denklemini kullanarak \mathbf{w}_k 'nin bir sonraki ilerleme değerini hesapla.
 - **Dur**
 - Eğer $P(\mathbf{w}_{k+1}) < P(\mathbf{w})$ ve $\|\mathbf{w}_{k+1} - \mathbf{w}_k\| < \varepsilon$ koşulları sağlanıyorsa \mathbf{w}_{k+1} BHO'nı en küçük yapan değerdir. İlerlemeyi durdur ve $\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}^*$ olarak ayarla. Eğer koşullar sağlanmıyorsa $k=k+1$ olarak ayarla ve bir sonraki ilerleme adımı için döngüye git ve işlemleri tekrarla.
-

Bu algoritmanın akış diyagramı Şekil 4.5'te yer almaktadır. Şekil 4.5'te gösterilen algoritmanın en son aşamasında elde edilen \mathbf{w}_{k+1} vektörü, bizim aradığımız ve Eş. 4.42 eşitliğinin en küçük değerini almasını sağlayan filtre katsayı vektörüdür.

Tez çalışması sırasında yapılan benzetim sonuçları göstermiştir ki; μ engel parametresinin değerinin büyük seçilmesi ideal sonuca yakınsamayı yavaşlatırken çok küçük seçilmesi de hessian ifadesini olumsuz yönde etkilemektedir.



Şekil 4.5. Sınırlı en iyileştirme tekniği uygulanarak BHO'nı en aza indiren sezici yapısı için geliştirilen algoritmanın akış diyagramı

μ engel parametresinin $[0,001 \ 0,1]$ aralığında seçilmesi ise küresel minimuma daha hızlı bir şekilde ulaşılmasının sağlandığını göstermiştir.

Yukarıda elde edilen eşitlikler MATLAB® geliştirme ortamına aktarılıp; sınırlı en iyileştirme yöntemi kullanılarak oluşturulan çok kullanıcıli sezici yapısı, değişik kanal ve sistem koşulları altında diğer sezici yapılarıyla karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmalara ilişkin benzetim sonuçları bir sonraki bölümde gösterilmiş ve sonuçları üzerinde ayrıntılı olarak durulmuştur.

5. SAYISAL ÖRNEKLER ve BENZETİM SONUÇLARI

Önceki bölümlerde bahsedilen çok kullanıcılı sezici yapıları için çeşitli kanal modelleri kullanılarak *BHO - SGO performansı*, *BHO – Kullanıcı Sayısı*, *BHO – Yakın-Uzak Oranı* gibi kriterler için ayrı ayrı benzetimler yapılarak bu bölümde sunulmuştur.

Bu benzetimler hem optimum çok kullanıcılı sezici, hem alt-optimum çok kullanıcılı seziciler hem de geliştirilen ve bit-hata-oranını en aza indiren çok kullanıcılı sezici yapıları için tekrarlanmış ve aynı kanal modeli ve kullanıcı sayısının olduğu durumlar için birbirlerinin performanslarıyla karşılaştırılmıştır.

Benzetimler yapılırken, literatürdeki diğer çalışmalarla bir kıyaslama yapılabilmesi için; zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanal modelinin yanı sıra hem TBGG gürültüsü bulunan kanallar için hem de zamanla-değişmeyen ve sadece frekans-seçicili sönümlü kanal modelleri için de benzetimler yapılmıştır.

Bu benzetimler için kullanılan genel parametreler aşağıdaki Çizelge 5.1'de gösterilmiştir.

Aşağıda yer alan her bir benzetim için ayrı ayrı detaylı bilgi verilmiştir. Benzetim detaylarında yer almayan parametreler için Çizelge 5.1'de belirtilen rakamlar kullanılabilir.

Benzetimler MATLAB® geliştirme ortamı yardımıyla yapılmıştır. Önceki bölümlerde elde edilen tüm matematiksel ifadeler MATLAB® koduna çevrilmiş, sonrasında da Monte-Carlo metodu kullanılarak ilerlemeler yapılmıştır. Bu metot sayesinde benzetimler 10 000 kez tekrarlanmış ve ortalaması alınarak elde edilmek istenen değerlere ulaşılmıştır.

Çizelge 5.1. Benzetim parametreleri

Parametre Adı	Parametre Değeri
Sembol Sayısı	1 000 000
Taşıyıcı Frekansı	2,1 GHz
Kullanıcı sayısı (en çok)	20 (aksi belirtilmedikçe)
Çoklu Yol sayısı (en çok)	5 (aksi belirtilmedikçe)
Kipleme Tipi	İFKA
Yayma Kodu Türü	Gold Kodu (aksi belirtilmedikçe)
Çip Sayısı (en çok)	31 (aksi belirtilmedikçe)
Örnekleme Sıklığı	1 örnek/çip
Sınırlayıcı Sayısı	3 (aksi belirtilmedikçe)
El Terminali Hızı (en çok)	100 Km/Saat
Doppler Kayması (en çok)	186 Hz
Monte-Carlo Tekrar Sayısı	10 000
İlerleme Sayısı (en çok)	100
İlerleme Sonlandırma Değeri	10^{-6}

Benzetimler yapılırken ortamdaki her bir kullanıcının 1 000 000 sembol üretmesi sağlanmış ve bu semboller o kullanıcılara ait yayma kodları ile çarpılarak kanala verilmiştir. Benzetimler sırasında yukarı hat yönünde kanalın iyi bilindiği, mükemmel güç kontrolünün yapıldığı ve kullanıcıların eş zamanlı olarak sinyal gönderdiği varsayımları yapılmıştır.

5.1.TBGG Kanalları için BHO Performans Analizleri

Bu alt bölümde; sınırlı en iyileştirme problemi haline çevrilip Newton metodu ile BHO maliyet fonksiyonunu en aza indiren filtre katsayı vektörü bulunan EABHO çok kullanıcılı sezicinin performansı, ortamda sadece TBGG gürültüsünün olduğu DD-KBÇE sistemlerinde İÇ ve EAOKH gibi doğrusal çok kullanıcılı sezici yapılarının yanı sıra optimum sezici yapısı ile de karşılaştırılmıştır.

İlk örnek çalışma 3 kullanıcıli bir sistem için yapılmıştır. Bu kullanıcılar için 3 çiplik yayma kodları kullanılmıştır. Bu örnek için kullanılan sistem parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$A_1 = 1, A_2 = 0,8, A_3 = 0,6$$

$$\mathbf{a}_1 = [1 \ 0 \ 0]^T$$

$$\mathbf{a}_2 = [0,6 \ 0,8 \ 0]^T$$

$$\mathbf{a}_3 = [-0,8 \ 0,475 \ \sqrt{1-0,475^2 - 0,8^2}]^T$$

$$\sigma = 1$$

$$\mathbf{w}_0 = [0,5 \ 0,4 \ 0,1]^T$$

$$\mathbf{b}_1 = [1 \ -1 \ 1]^T$$

$$\mathbf{b}_2 = [-1 \ -1 \ 1]^T$$

$$\mathbf{b}_3 = [1 \ 1 \ -1]^T$$

Bu veriler ışığında oluşan diğer vektörler ise aşağıdaki gibidir.

$$\mathbf{A} = \text{diag}\{A_1, A_2, A_3\} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0,9 & 0 \\ 0 & 0 & 0,6 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0,6 & -0,8 \\ 0 & 0,8 & 0,475 \\ 0 & 0 & 0,366 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{S}^T \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0,6 & -0,8 \\ 0,6 & 1 & -0,1 \\ -0,8 & -0,1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} -0,4 \\ -0,3250 \\ 0,3666 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b}_2 = \begin{bmatrix} -2,4 \\ -0,3250 \\ 0,3666 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}_3 = \mathbf{S} \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b}_3 = \begin{bmatrix} 2,4 \\ 0,3250 \\ -0,3666 \end{bmatrix}$$

Bu başlangıç değerleriyle Newton ve Altın-Oran metotları kullanılarak oluşturulan algoritma, 32 ilerleme sonucunda Eş. 4.42 eşitliğinin en küçük değeri almasını sağlayan \mathbf{w}^* filtre katsayıları vektörüne ulaşılmıştır.

Uygulanan sınırlı en iyileştirme yöntemiyle elde edilen \mathbf{w}^* filtre katsayıları vektörü;

$$\mathbf{w}^* = \begin{bmatrix} -2,4 \\ -0,3250 \\ 0,3666 \end{bmatrix}$$

olarak elde edilmiştir. İÇ ve EAOKH doğrusal çok kullanıcıli sezicileri için katsayı vektörleri Eş. 4.35 ve Eş. 4.36 denklemleri ile ifade edilmiştir.

$$\mathbf{w}_{İÇ} = \mathbf{S} (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{e}_k$$

$$\mathbf{w}_{EAOKH} = \mathbf{S} (\mathbf{S}^T \mathbf{S} + \sigma^2 \mathbf{H}^{-2} \mathbf{A}^{-2})^{-1} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{e}_k$$

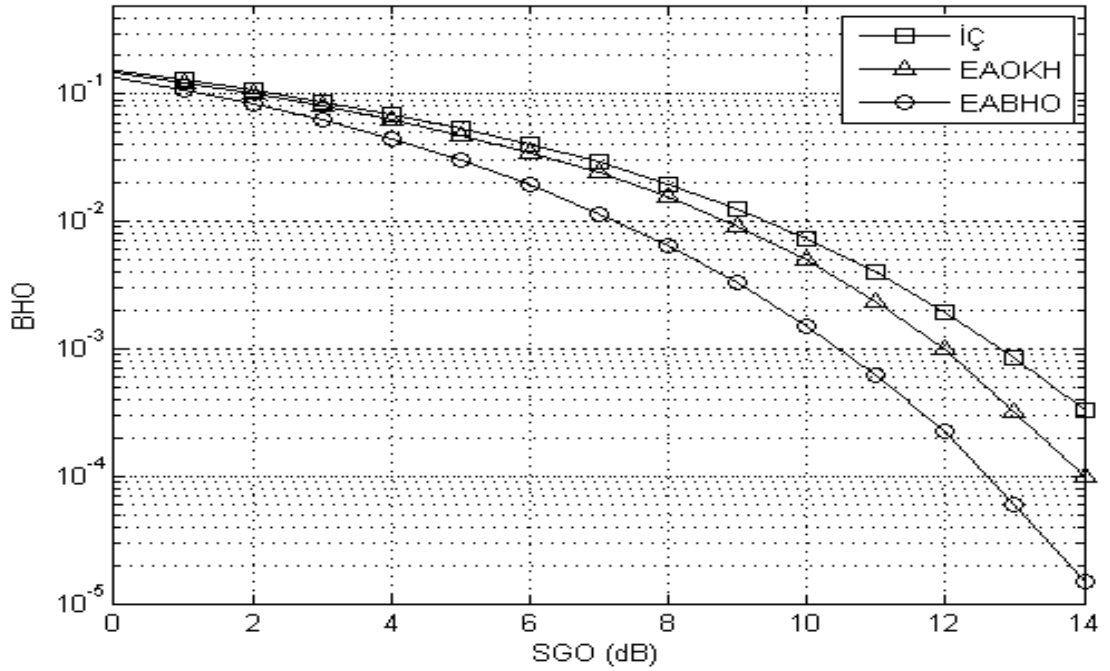
Yukarıdaki eşitliklerde geçen \mathbf{e}_k koordinat vektörü; tespit edilmek istenen kullanıcı 1. kullanıcı olduğu için;

$$\mathbf{e}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

şeklinde kullanılmıştır. Bu eşitlikler kullanılarak İÇ ve EAOKH sezicileri için elde edilen filtre katsayı vektörleri de aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$\mathbf{w}_{\text{İÇ}} = \begin{bmatrix} 1 \\ -0,75 \\ 3.154 \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad \mathbf{w}_{\text{EAOKH}} = \begin{bmatrix} 0,3433 \\ -0,0271 \\ 0,0945 \end{bmatrix}$$

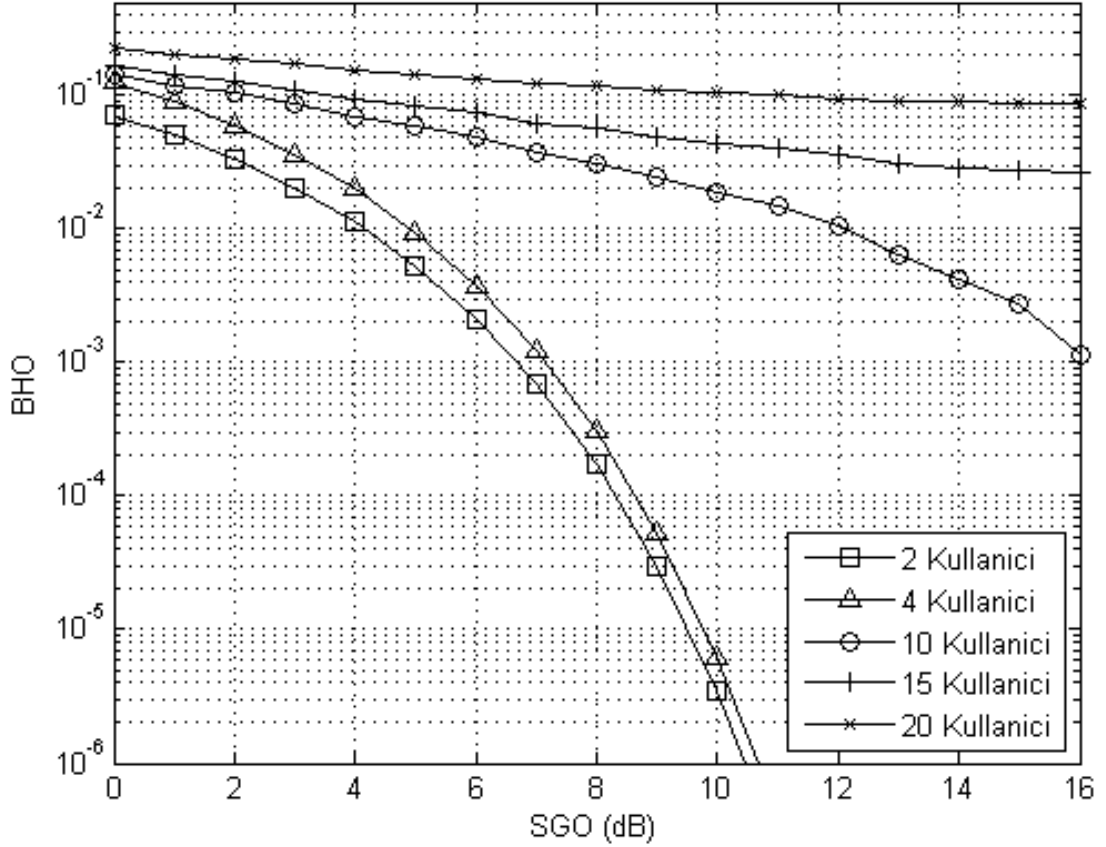
Bulunan filtre katsayı vektörleri ile çok kullanıcılı seziciler için elde edilen BHO - SGO performans eğrileri aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.



Şekil 5.1. TBGG varlığında İÇ, EAOKH ve EABHO çok kullanıcılı sezicilerin BHO - SGO performansı karşılaştırması

Şekil 5.1'de görüleceği üzere, tüm sezici yapıları düşük SGO değerlerinde yaklaşık aynı performansı gösterirken, SGO değerinin artmasıyla birlikte geliştirilen EABHO çok kullanıcılı sezici diğer iki seziciye göre daha iyi bir BHO performansı sergilemektedir. Şekil 5.1'den de net bir şekilde görülebileceği gibi EABHO çok kullanıcılı sezicinin kullandığı algoritma sayesinde yaklaşık 1 dB'lik bir kazanç elde edilmiştir.

Bu sistem modeli için ortamdaki kullanıcı sayısının değişiminin BHO performansları üzerindeki etkileri de gözlenmiştir. Bu etki Şekil 5.2'de gösterilmiştir.

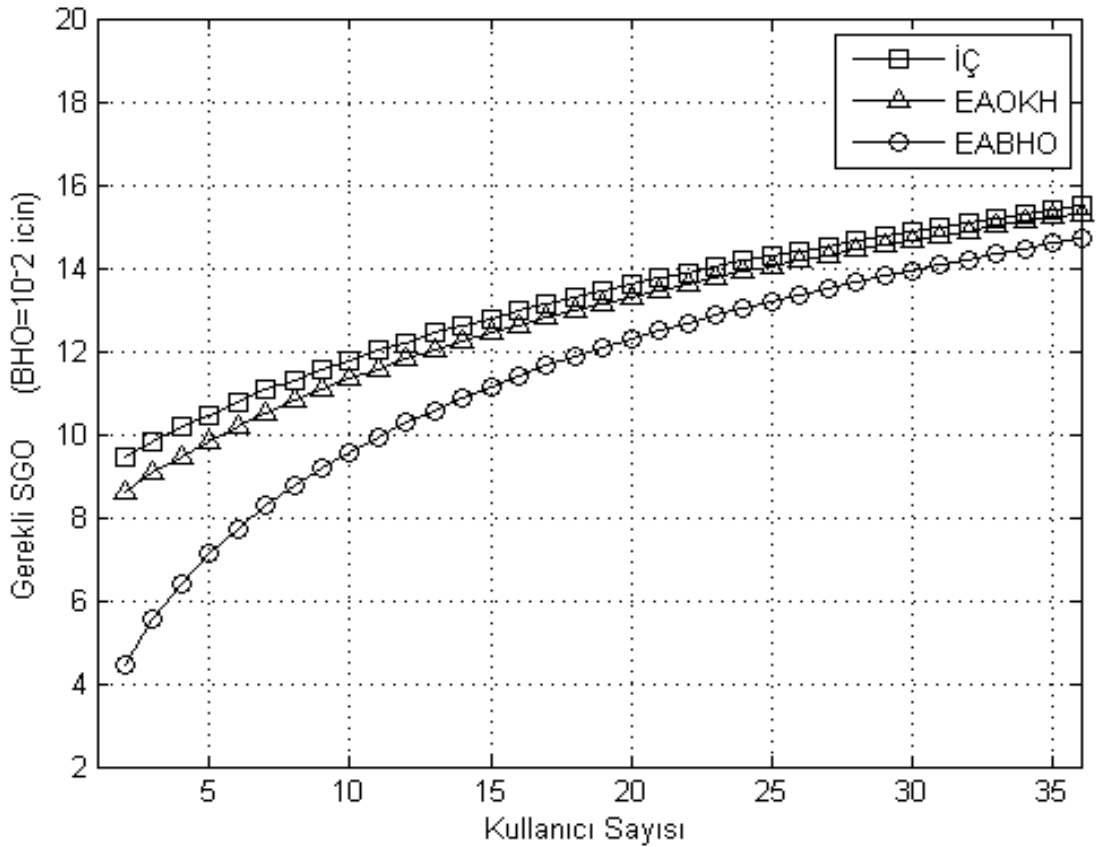


Şekil 5.2. TBGG varlığında EABHO çok kullanıcılı sezicinin BHO'nun kullanıcı sayısına göre değişimi

Şekil 5.2'de görülebileceği gibi; ortamdaki kullanıcı sayısının artması beklendiği üzere sezicinin BHO performansına olumsuz etki etmiştir. Özellikle ortamdaki kullanıcı sayısının iki haneli rakamlara ulaşmasıyla birlikte BHO performansı

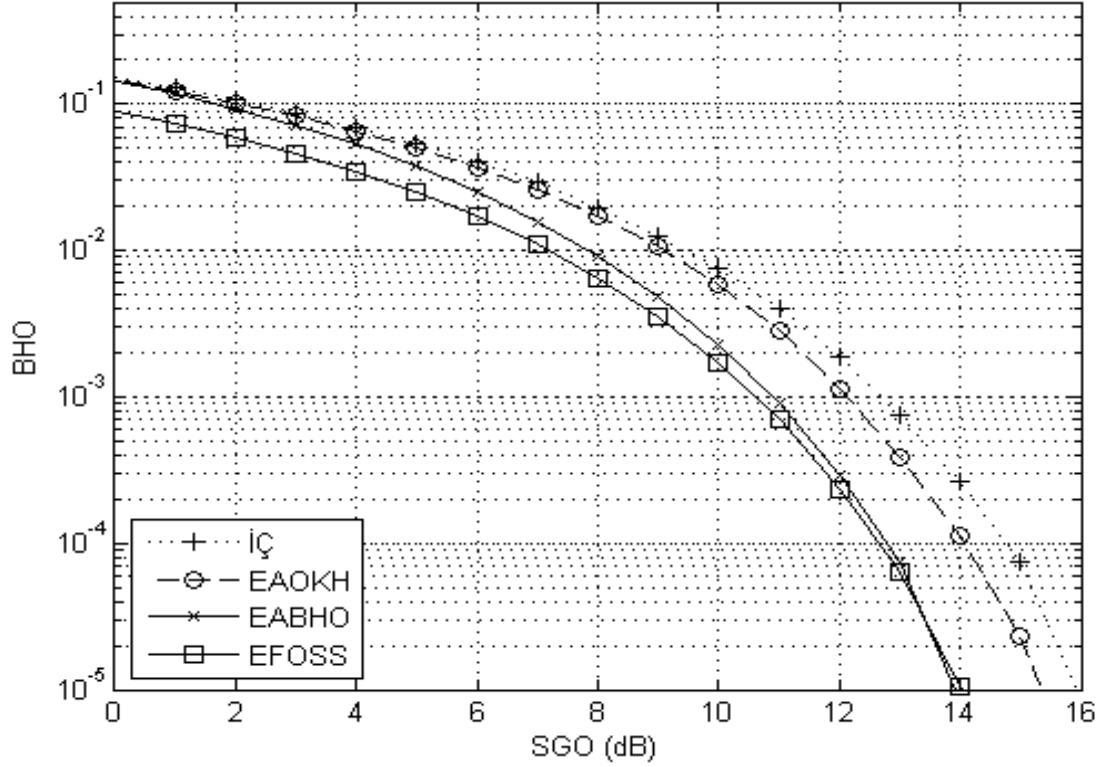
oldukça kötüleşmektedir. Bu durum 2 ya da 4 kullanıcı olduğu durumlarda görülmemektedir. Benzetim için ortamdaki kullanıcı sayısının 20'ye kadar çıkarılması nedeniyle yayma kodu çip sayısı da 5 olarak değiştirilmiştir.

Son performans karşılaştırmasını diğer bir yönden ele alarak; bu sefer de ortamdaki kullanıcı sayılarına göre sezici yapılarının BHO değerinin 10^{-2} olması için gereken SGO değerleri araştırılmıştır. Şekil 5.3'te gösterilen performans eğrileri incelendiğinde İÇ çok kullanıcılı sezicisi EAOKH sezicisi ile benzer bir performans sergilerken, EABHO çok kullanıcılı sezicisi ise yaklaşık 4,5 dB daha iyi bir performans sergilemektedir. Fakat bir noktadan sonra, gerekli olan SGO değeri belirli sabit bir değere yakınsamakta ve daha fazla değişmemektedir. Bu sabit değer, yayma kodunun çip sayısı ile orantılı olarak değişmektedir.



Şekil 5.3. TBGG varlığında $BHO = 10^{-2}$ elde etmek için doğrusal çok kullanıcılı sezicilerin ihtiyaç duyduğu SGO değerlerinin ortamdaki kullanıcı sayısına göre değişimi

Son olarak; bu örnekteki sistem modeli için bir de optimum alıcı yapısı için bir benzetim yapılarak bu benzetim sonuçları da Şekil 5.4'te gösterilmiştir.



Şekil 5.4. TBGG varlığında EABHO çok kullanıcılı sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile BHO-SGO performansı karşılaştırması

Şekil 5.4'te görülebileceği üzere, ortamda sadece TBGG varlığında yapılan benzetim sonuçları göstermiştir ki; EABHO çok kullanıcılı sezici, düşük SGO bölgesinde İÇ ve EAOKH sezicileri ile benzer bir performans sergilerken, SGO değeri artıp yüksek SGO bölgesine gelindiğinde performansını optimum sezici olan EFOSS'nin performansına yaklaştırmıştır. Çeşitli benzetim sonuçları incelendiğinde; çip sayısı ve diğer kullanıcıların sinyal gücü, EABHO sezicisinin performansına doğrudan etki eden faktörler olarak görülmüştür.

5.2. Frekans-Seçicili Sönümlü Kanallar için BHO Performans Analizleri

Bölüm 5.1'de yapılan benzetim çalışmaları, seçilen kanal modeli değiştirilerek aynı değerler ile bu kez kanalın frekans-seçicili sönümlü olması durumu için

tekrarlanmıştır. Bu kanal modelini tesis etmek üzere çok yollu yayılım yapıldığı varsayılmıştır. Bu çoklu yol etkisi nedeniyle kanal frekans seçicili sönümlü hale getirilmiş ve Eş. 4.5'te belirtilen $h_k(t)$ ifadesindeki L çoklu yol parametresi de benzetim için kullanılmıştır. Aşağıdaki şekilde performans grafikleri verilen örnek için çoklu yol parametresi L=3 olarak alınmıştır. Bu nedenle Eş. 4.30'da belirtilen \mathbf{H} matrisi aşağıdaki hale gelmiş olur.

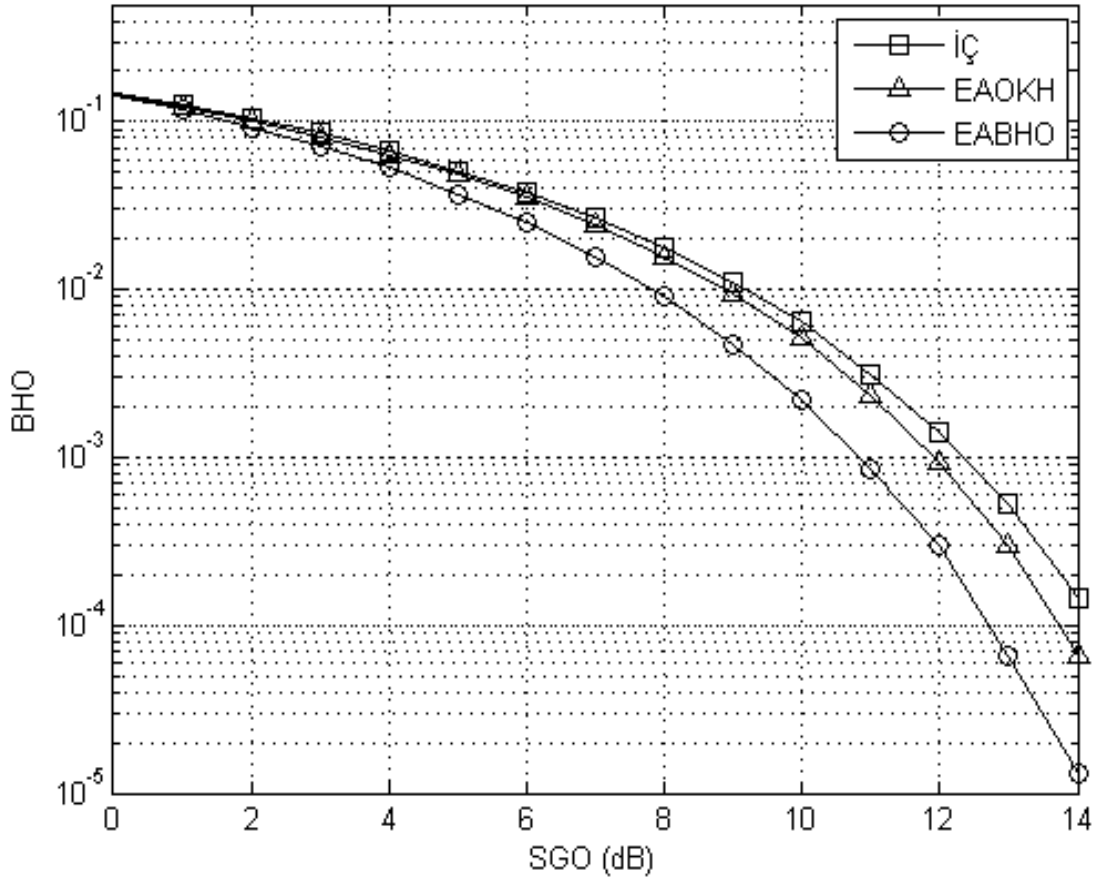
$$H_{L=0} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & 0 \\ 0 & h_2 & 0 \\ 0 & 0 & h_3 \end{bmatrix}$$

⇓

$$H_{L=3} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & & & & h_{1,L} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} & \ddots & & \ddots & \\ h_{3,1} & h_{3,2} & h_{3,3} & & & \ddots & \\ & \ddots & & \ddots & & & \\ & & \ddots & & \ddots & & \\ & & & \ddots & & h_{K-1,L-1} & h_{K-1,L} \\ h_{K,1} & & & & & h_{K,L-1} & h_{K,L} \end{bmatrix}$$

Yukarıdaki parametrelere ek olarak çoklu yollara ait genlik, faz ve gecikme parametreleri rastsal olarak belirlenmiş ve her Monte - Carlo ilerlemesinde belirli sınır değerleri arasında yine rastsal olarak değiştirilmiştir. Bu parametreler ile elde edilen BHO-SGO performans eğrileri Şekil 5.5'te sunulmuştur.

Şekil 5.5 incelenecek olursa; EABHO çok kullanıcılı sezici bu kanal modelinde de daha iyi BHO performansına sahiptir. Diğer taraftan İÇ ve EAOKH çok kullanıcılı sezicilerinin performansları arasındaki fark, özellikle yüksek SGO bölgesinde oldukça açılmış ve EAOKH sezicisi İÇ sezicisine göre yaklaşık 1 dB'lik bir performans kazancı sağlamıştır. Bu fark EABHO ve İÇ sezicileri arasında ise 2,4 dB'lere kadar çıkmaktadır.



Şekil 5.5. Frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde İÇ, EAOKH ve EABHO çok kullanıcılı sezicilerin BHO-SGO performansı karşılaştırması

Yukarıdaki performans karşılaştırmasına ek olarak, EFOSS optimum sezicisi ile de bir kıyaslama yapmak için farklı parametreler ışığında son örnek bir kez daha tekrarlanmıştır. Bu kez çoklu yol parametresi $L=5$ olarak alınmış ve eşit koşullar sağlanması adına her bir kanalın genliği aynı değerde sabit tutulmuştur. Bu bilgiler

ışığında benzetimler yenilendiğinde elde edilen BHO değerleri Çizelge 5.2'de, performans eğrileri ise Şekil 5.6 'da sunulmuştur.

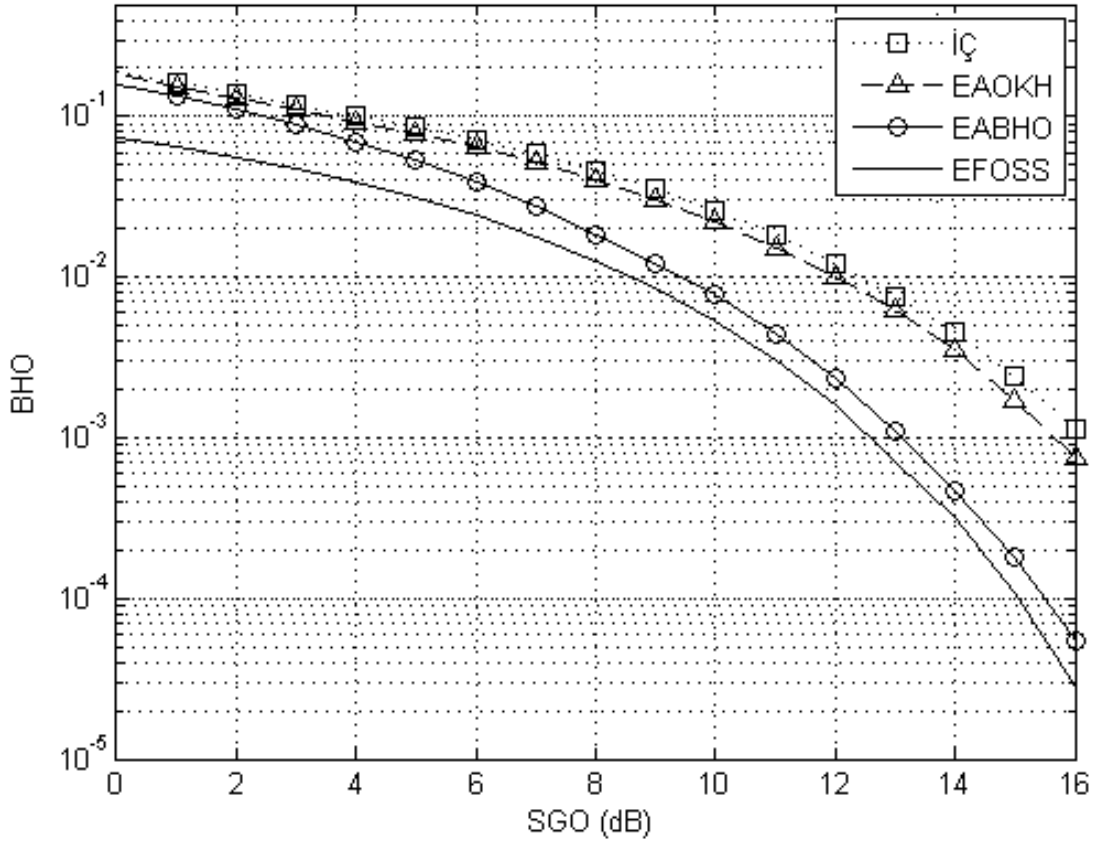
Şekil 5.6'da görüldüğü üzere; EABHO çok kullanıcıli sezicinin performansı yüksek SGO bölgesinde İÇ ve EAOKH sezicilerinden olumlu yönde ayrılırken EFOSS optimum sezicisine yaklaşmaktadır. Fakat ortamda sadece TBGG olduğu durum için yapılan benzetimler ile karşılaştırılacak olursa; Şekil 5.4 ile Şekil 5.6 incelenerek görülebileceği gibi EABHO sezicinin EFOSS optimum sezicisinin performansına yakınsaması daha kötüdür. Bu da benzetimde kullanılan kanal modelinde çoklu yol etkisi nedeniyledir.

Çizelge 5.2. Frekans-seçicili sönümlü kanallarda çok kullanıcıli seziciler için BHO değerleri

SGO (dB)	Çok Kullanıcıli Seziciler için BHO Değerleri			
	İÇ	EAOKH	EABHO	EFOSS
2	0,1043	0,09994	0,09324	0,05949
4	0,0668	0,06298	0,05296	0,03448
6	0,0378	0,03507	0,02518	0,01707
8	0,01826	0,01624	0,009224	0,00644
10	0,006459	0,005191	0,002335	0,001681
12	0,001413	0,000956	0,000321	0,002443
14	0,000175	$9,4 \times 10^{-5}$	$2,3 \times 10^{-5}$	$1,65 \times 10^{-5}$
15	$3,9 \times 10^{-5}$	$1,4 \times 10^{-5}$	-	-
16	$7,9 \times 10^{-5}$	-	-	-

Frekans seçicili kanal modeli için yapılan benzetimler sırasında, EABHO sezicisinin kullandığı en iyileştirme algoritması, TBGG kanal modelinde olduğu gibi yaklaşık 35 ilerlemede, Eş. 4.42 denkleminin en küçük değeri almasını sağlayan \mathbf{w}^* filtre katsayıları vektörünü aşağıdaki gibi bulmuştur.

$$\mathbf{w}^* = \begin{bmatrix} -0,1108 \\ 0,9275 \\ -0,2445 \end{bmatrix}$$



Şekil 5.6. Frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcıli sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile BHO-SGO performansı karşılaştırması

5.3. Zamanla-Değişen ve Frekans-Seçicili Sönümlü Kanallar için BHO Performans Analizleri

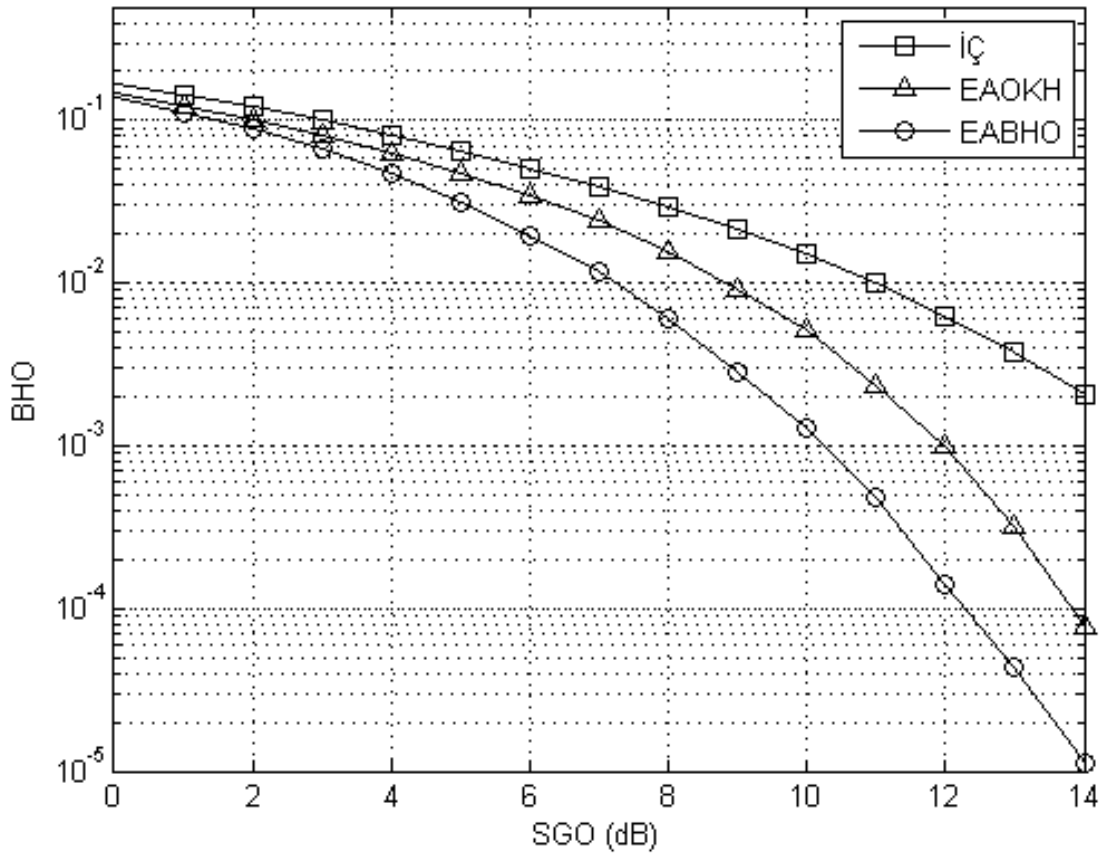
Son iki bölümde yapılan örnek çalışmalar ile elde edilen benzetimler, bu bölümde zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanallara sahip DD-KBÇE sistemleri için tekrarlanacaktır. Kanalın zamanla değişmesi için el terminalinin hareket ettiği varsayılmış ve belirlenen hız limitleri dahilinde hız parametresi rastsal olarak değiştirilmiştir. Bu hız limitleri Çizelge 5.1'de belirtildiği üzere, 10 Km/saat ile 100 Km/saat olarak belirlenmiştir. Bu değerler ile benzetimler yapıldığında görülmüştür ki; Doppler etkisi nedeniyle oluşan kayma en fazla 186 Hz'dir

Çoklu yol parametresi için yine önce $L=3$ olarak seçilmiştir. Bu parametreler kullanılarak yapılan benzetimlerde her bir Monte - Carlo ilerlemesinden elde edilen

BHO değerlerinin ara değer hesaplaması yöntemi kullanılarak bu değerlerin ortalaması alınmıştır. Yine tespit edilmek istenen kullanıcı 1. kullanıcı olarak belirlenmiş ve 45 ilerleme sonucunda Eş. 4.42 denkleminin en küçük değeri almasını sağlayan \mathbf{w}^* filtre katsayıları vektörü aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$\mathbf{w}^* = \begin{bmatrix} -0,1101 \\ 1,1296 \\ -0,2480 \end{bmatrix}$$

Bu parametreler ile elde edilen benzetim sonuçları Şekil 5.7'de gösterilmiştir.



Şekil 5.7. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcılı sezicinin; İÇ ve EAOKH sezicileri ile BHO-SGO performansı karşılaştırması

Şekil 5.7 incelenirse, EABHO çok kullanıcıli sezicinin performansının, sadece frekans seçicili sönümlü kanallara göre yapılan benzetim sonuçlarına göre neredeyse aynı olduğu görülmektedir. Diğer taraftan İÇ ve EAOKH sezicilerinin BHO performansları bir nebze kötüleşirken aralarındaki fark biraz daha açılmıştır. Rakamsal olarak ifade etmek gerekirse; EAOKH sezicisi aynı BHO değerinde İÇ sezicisine göre yaklaşık 2,2 dB'lik bir performans fazlası gösterirken, bu fark EABHO sezicide 4,5 dB'ye kadar çıkmaktadır.

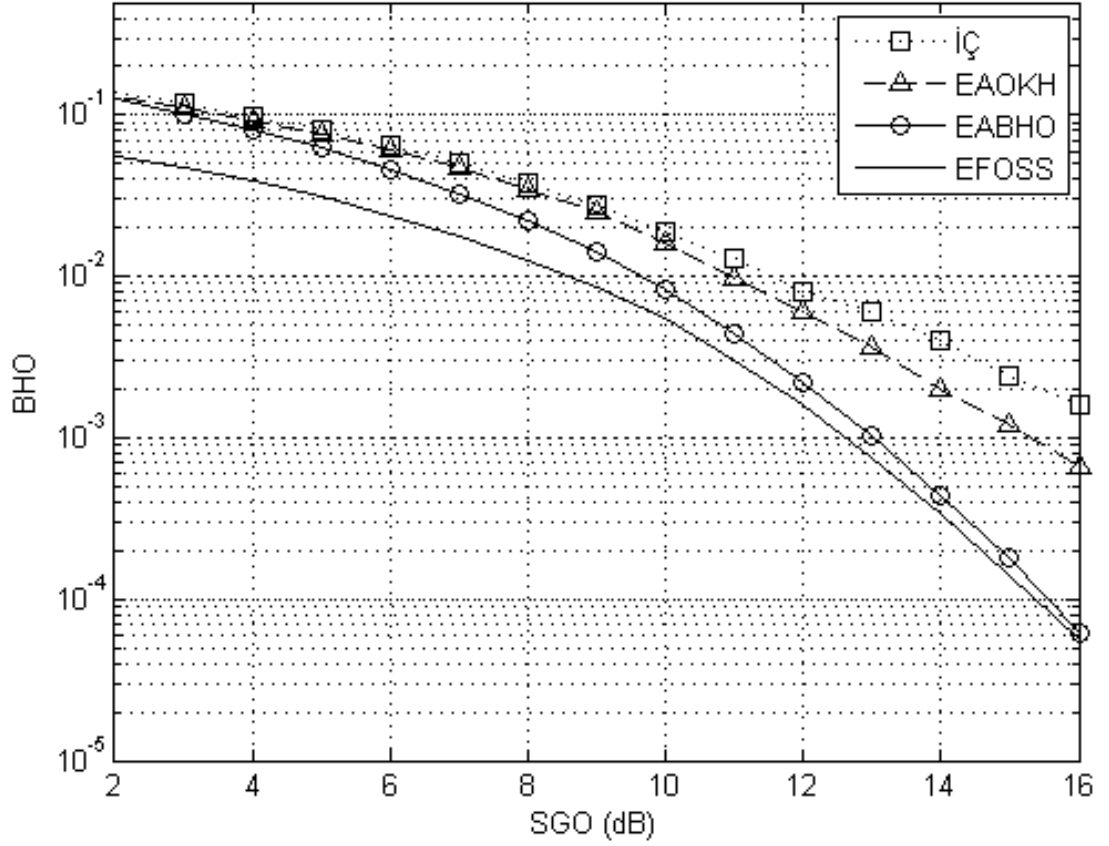
Bu son örnekte her bir Monte-Carlo ilerlemesi üzerinden alınan BHO değerlerinden elde edilen ortalama BHO değerleri Çizelge 5.3'de detaylı olarak sunulmuştur.

Çizelge 5.3. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanallarda çok kullanıcıli seziciler için BHO değerleri

SGO (dB)	Çok Kullanıcıli Seziciler için BHO Değerleri			
	İÇ	EAOKH	EABHO	EFOSS
2	0,01381	0,01323	0,1256	0,0561
4	0,0978	0,0929	0,0809	0,0386
6	0,0644	0,0606	0,046	0,0238
8	0,0382	0,0349	0,0221	0,0125
10	0,0278	0,0166	0,0082	0,0056
12	0,013	0,006	0,0022	0,0016
14	0,004	0,0024	0,000396	0,000304
15	0,0024	0,0012	0,000215	0,0001012
16	0,0016	0,0008	0,0000977	0,0000869

Optimum EFOSS çok kullanıcıli sezicisi ile de karşılaştırma yapmak amacıyla Çizelge 5.3'e göre çizdirilen BHO-SGO eğrileri de Şekil 5.8'de gösterilmiştir.

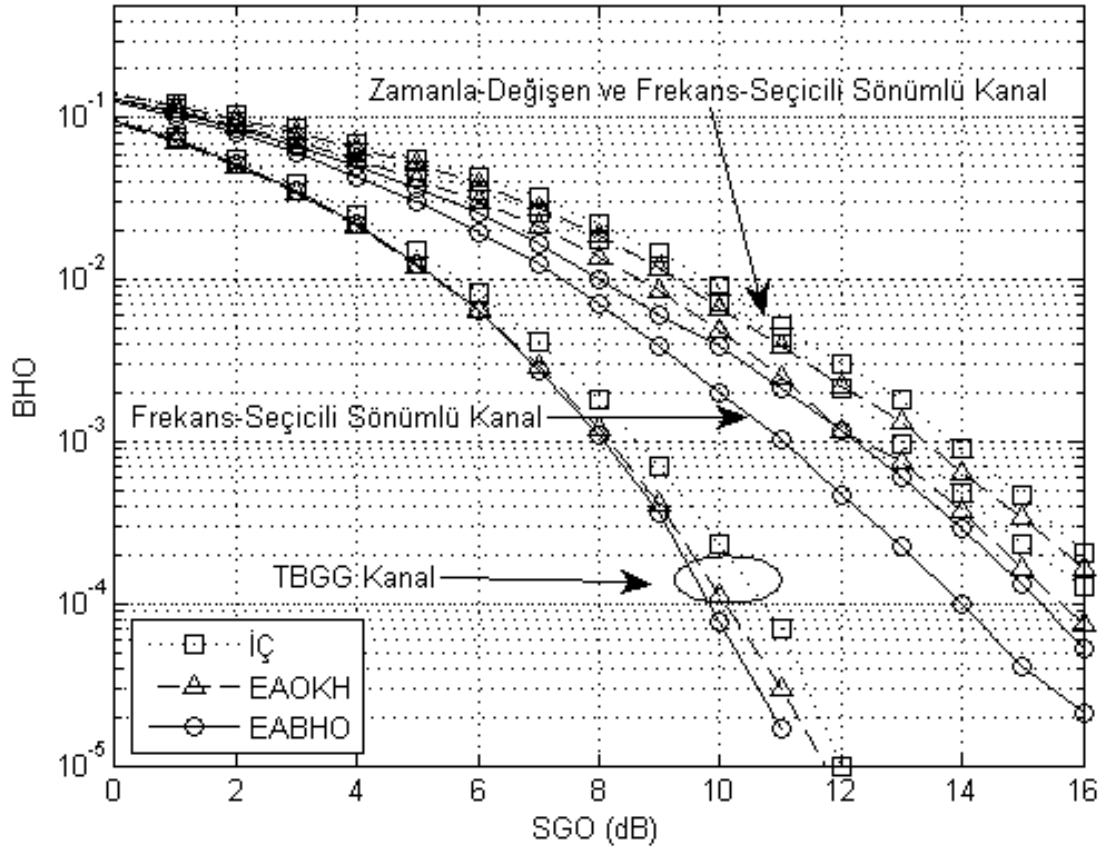
Tespit edilmek istenen kullanıcının 1. kullanıcı olduğu bu benzetim sonucu elde edilen performans eğrileri incelendiğinde, EABHO ve EFOSS sezicileri özellikle yüksek SGO bölgesinde İÇ ve EAOKH sezicilerine göre bariz bir performans farkı ortaya koyduğu görülmektedir.



Şekil 5.8. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcıli sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile BHO- SGO performansı karşılaştırması

Yüksek SGO bölgesinde EABHO çok kullanıcıli sezicisi, İÇ ve EAOKH sezicilerine göre sırasıyla 2 dB ve 3,6 dB kadar daha üstün bir performans ortaya koymaktadır. Söz konusu bu fark düşük SGO değerlerinde çok küçük iken SGO değerinin artması ile alt-optimum sezicilerin BHO değerleri yükselmeye başlarken EABHO sezicinin BHO değerleri ise bu durumdan nispeten daha az etkilenmiş olarak görünmektedir. Öyle ki, SGO değeri 16'ya yaklaştığında EABHO sezicisi ile optimum EFOSS sezicisi neredeyse aynı performansı göstermektedir.

Bu bölümde farklı kanal tipleri için daha önce yapılan benzetimlerin hepsini bir grafik üzerinde topladığımızda aşağıdaki performans eğrileri elde edilmiş olur. Şekil 5.9'dan da görülebileceği gibi EABHO çok kullanıcıli sezici yapısı, beklenildiği üzere tüm kanal modellerinde en iyi BHO performansına sahiptir.



Şekil 5.9. EABHO çok kullanıcılı sezicinin; İÇ, EAOKH ve EFOSS sezicileri ile tüm kanal modelleri için BHO-SGO performansı karşılaştırması

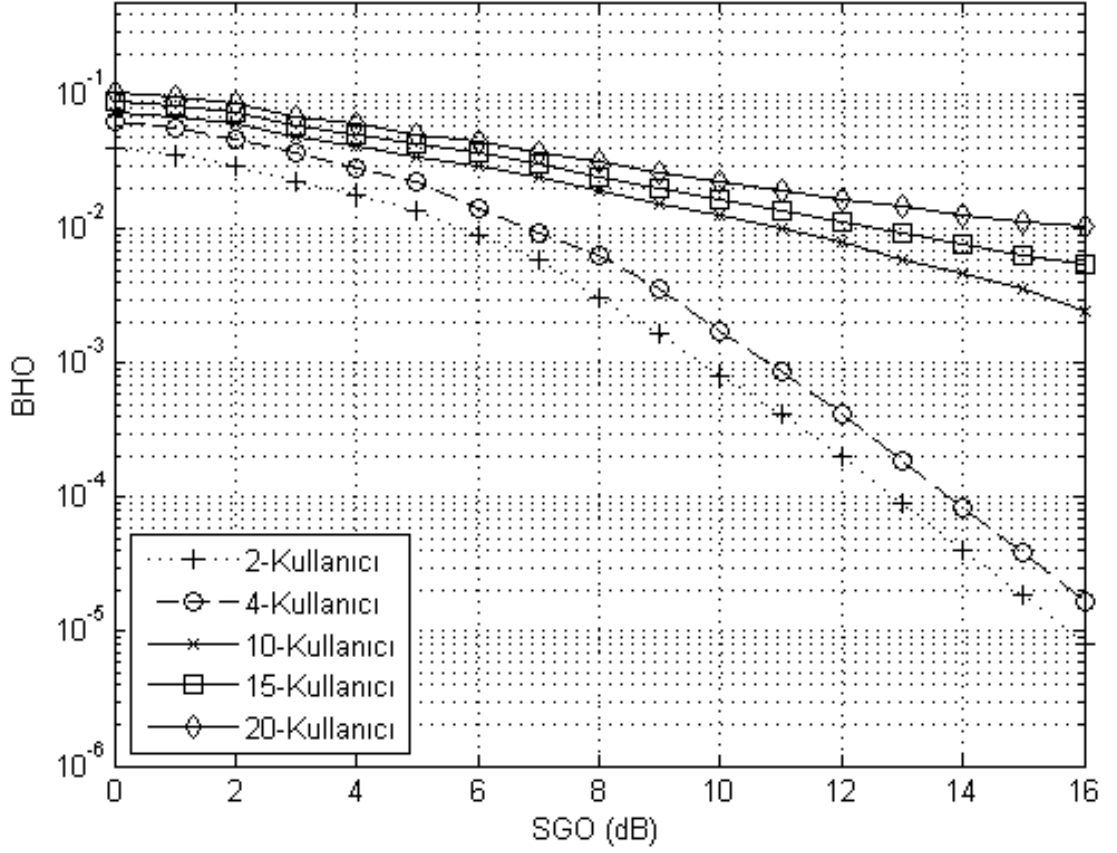
Ortamdaki kullanıcı sayısının değişimine göre sezicilerin performansı zamanla-değişen kanal modelleri için de incelenmiştir. Bu amaçla 31 çiplik Gold yayma kodları kullanılmıştır. Her bir kullanıcı için belirlenen kullanıcı kodları Şekil 5.10'da verilmiştir.

Eş zamanlı DD-KBÇE sisteminde kullanılan bu Gold kodları uzunluğu $m=5$ olan bir Eş. 2.18'e göre üretilmiştir.

Şekil 5.11 incelendiğinde; kullanıcı sayısının artmasının, bu kanal tipinde de sezici performansını kötü olarak etkilediği görülmektedir. Diğer kanal modellerine nazaran çok az da olsa bir performans kaybı söz konusu olsa da, yine de diğer sezici yapıları göz önüne alındığında çok daha iyi BHO performansına sahip olduğu aşikardır.

Gold Kodu	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
<i>Kullanıcı</i>																
1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1
2	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	1	1
3	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1
4	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	1
5	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	-1
6	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1
7	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
8	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1
9	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1
10	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1
11	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1
12	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	1	1
13	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1
14	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	1
15	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	1
16	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1
17	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	1	1
18	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1
19	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1
20	1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	1
Gold Kodu	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	
<i>Kullanıcı</i>																
1	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	1	-1	1	
2	1	1	1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	
3	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	
4	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	
5	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	
6	1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	
7	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	1	
8	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	
9	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	
10	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	
11	-1	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1	1	1	
12	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	
13	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	
14	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	
15	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	1	
16	1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	
17	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	
18	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	
19	1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	
20	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	

Şekil 5.10. Kullanıcılar tarafından kullanılan 31 çiplik Gold kodları

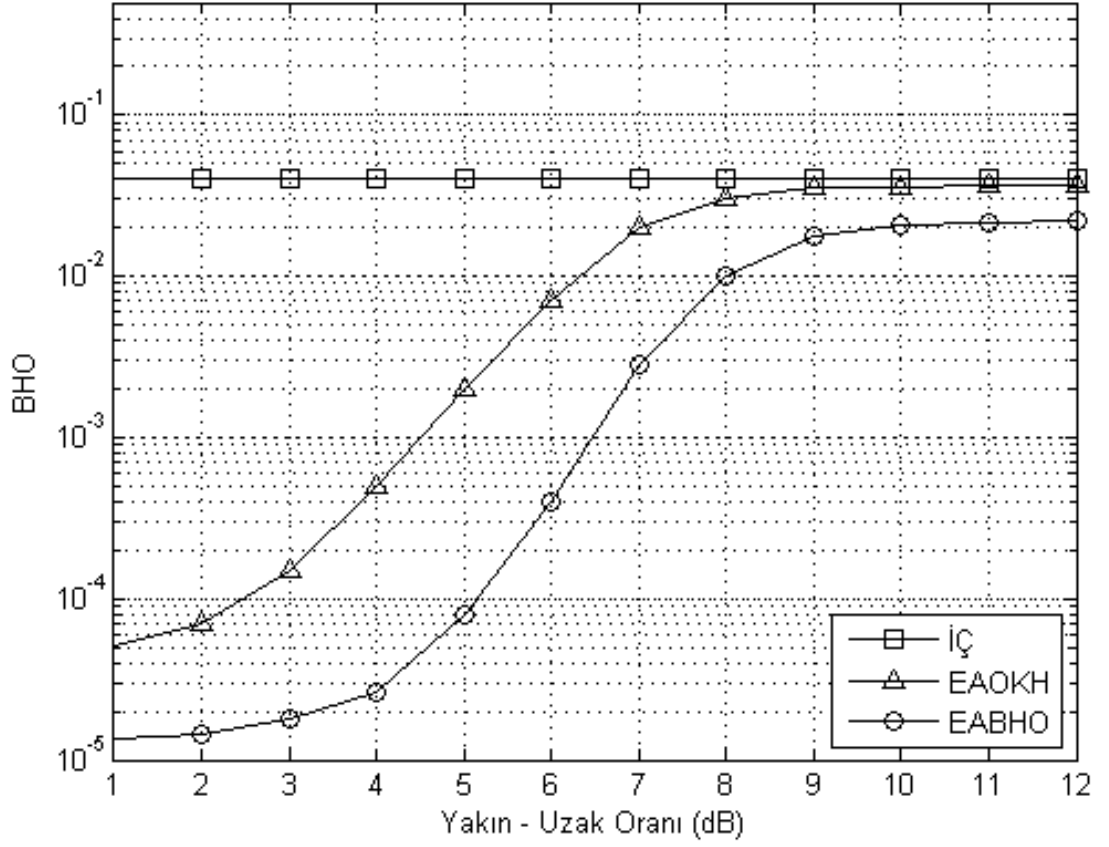


Şekil 5.11. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcıli seziciye ait BHO değeri kullanıcı sayısına göre değişimi

Bu bölümdeki son benzetim çalışması, yakın-uzak probleminin EABHO çok kullanıcı sezici üzerindeki etkisini göstermek amacıyla yapılmıştır. Bu benzetim için 5 kullanıcıli bir sistem oluşturulmuş ve yine 31 çiplik Gold kodları kullanılmıştır. Tespit edilmek istenen kullanıcı 1. kullanıcı olup, girişim gürültüsü oluşturan kullanıcılar ile arasında ilişki;

$$20 \log \left(\frac{P_k}{P_1} \right) \quad (5.1)$$

olarak tanımlanmıştır. Bu benzetim çalışması yapılırken SGO değeri 14 dB olarak seçilmiştir.



Şekil 5.12. Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü çok yollu kanallara sahip DD-KBÇE sisteminde EABHO çok kullanıcıli seziciye ait BHO değerlerinin diğer kullanıcıların sinyal güçlerine göre değişimi

Şekil 5.12'den görülebileceği üzere, İÇ çok kullanıcıli sezici yapısı gereği yakın olan diğer kullanıcıların girişimlerinden etkilenmeyip daha kötü bir BHO performansına sahiptir. Burada etkilenmemek ile kastedilen, diğer kullanıcıların sebep olduğu ÇEG'ni bastıramamasıdır. EABHO çok kullanıcıli sezici ise, EAOKH sezicisine göre daha iyi bir performans göstermektedir. Özellikle düşük yakın uzak oranı değerlerinde daha da artan bu performans, 12 dB değerinden sonra kullanışsız bir görüntü sergilemekte ve bu noktadan sonra BHO değeri 10^{-2} 'nin altına düşmemektedir.

6. SONUÇ ve ÖNERİLER

DD-KBÇE sistemlerinin kapasitesi aynı haberleşme ortamını kullanan kullanıcıların meydana getirdiği çoklu erişim girişimiyle sınırlıdır. Bu nedenle ortamdaki kullanıcı sayısı arttığında bahsedilen bu çoklu erişim girişimi artmakta ve alıcı tarafında kullanılan sezicilerin hata yapma olasılıkları da artmaktadır. Bu nedenle DD-KBÇE sistemleri için geliştirilen çok kullanıcılı seziciler de bu problemi ortadan kaldırmak için tasarlanmışlardır.

Optimum çok kullanıcılı sezici olan EFOSS yapısı, DD-KBÇE sistemlerinden BHO'nu önemli oranda azaltırken bu anlamda olabilecek en ideal çok kullanıcılı sezici olarak karşımıza çıkmaktadır. Fakat teoride çok iyi sonuçlar elde eden bu sezici yapısı, ortamdaki kullanıcıların artmasıyla birlikte sahip olduğu matematiksel ifadelerin bir sonucu olarak oldukça karmaşık bir hale gelmekte ve büyük işlem gereksinimleri oluşmaktadır. Bu sebeple, EFOSS çok kullanıcılı sezici haberleşme uygulamalarında pratikte kullanılamayacak kadar çok karmaşık bir yapıya bürünmüş olur.

Optimum çok kullanıcılı sezicinin işlem karmaşıklığının üstesinden gelmek üzere, daha basit operasyonlar ile çok kullanıcı sezme işlemini gerçekleştirme amaçlı alt-optimum olarak adlandırılan doğrusal alıcı yapıları üzerinde çalışılmış ve günümüzde de çok fazla kullanım alanı bulan İÇ ve EAOKH sezicileri geliştirilmiştir. Fakat bu alıcı yapıları, günümüz teknolojisinin ve kullanıcılarının ihtiyacı olan hızlı anahtarlama ve dolayısıyla hızlı haberleşmeyi sağlamayı garanti ederken diğer taraftan da BHO performansı açısından değerlendirildiğinde maalesef optimum çok kullanıcılı seziciye göre oldukça gerilerde kalmaktadırlar. Bu sebeple hem BHO performansı daha iyi olan hem de optimum çok kullanıcılı sezici kadar karmaşık işlemler silsilesine sahip olmayan seziciler için çeşitli araştırmalar yapılmış ve BHO'nu en aza indiren doğrusal çok kullanıcılı sezici yapıları geliştirilmiştir.

BHO performansını iyileştirmeyi amaçlayan bu doğrusal çok kullanıcılı sezici çalışmaları genelde ortamda sadece TBGG gürültüsünün bulunduğu kanal modelleri

için geliştirilmiştir. Yalnızca bir kaç çalışma TBGG'nin yanı sıra frekans seçicili sönümlü kanallara sahip modeller üzerinde çalışmalar yapmış ve bazı sonuçlar ortaya koymuşlardır.

Bu tez çalışmasında ise; günümüz gezgin haberleşme sistemleri için haberleşme ortamını daha iyi tasvir eden, zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü kanallara sahip DD-KBÇE sistemleri için bir model oluşturulmuş ve bu sistem modeli üzerinden BHO'nı en aza indiren çok kullanıcıli seziciye ulaşmak için bir algoritma geliştirilmiştir.

Geliştirilen çok kullanıcıli seziciyi diğer çalışmalar ile kıyaslamak üzere, tez çalışmasında üç farklı kanal modeli üzerinden benzetimler yapılmıştır. Bunlar;

- Yalnızca TBGG gürültüsü olduğu,
- Frekans seçicili sönümlü,
- Zamanla-değişen ve frekans-seçicili sönümlü

kanal modelleridir.

Bu tez çalışmasının asıl amacı olan BHO performansını gözlemlemek üzere; hem optimum çok kullanıcıli sezici yapısı hem de alt-optimum çok kullanıcıli sezici yapıları olan İÇ ve EAOKH sezicileri detaylıca incelenmiş, matematiksel ifadeleri elde edilmiştir. Geliştirilmek istenen çok kullanıcıli sezici; İÇ ve EAOKH sezicileri gibi kapalı form bir matematiksel ifadeye sahip olmadığından, belirtilen kanal modelleri için bu seziciye ait BHO maliyet fonksiyonu oluşturulmuş ve bu maliyet fonksiyonunun en küçük değeri almasını sağlayan katsayı vektörü bulunmuştur. Bu katsayı vektörü, seziciyi oluşturmada kullanılan sonlu dürtü tepkili filtreye ait katsayı vektörüdür. Bu katsayı vektörünü elde etmek amacıyla BHO maliyet fonksiyonu öncelikle sınırlı en iyileştirme problemi haline getirilmiş daha sonrasında ise bu problemin çözümü için en uygun yöntem seçilmiştir. Bir engel parametresinin eşlik ettiği Newton metodu ilerleme adımları için kullanılırken, yakınsama yönünün tayini

ve sınırlayıcıların oluşturduğu uygun alanın içerisinde kalmak amacıyla da altın-oran metodu kullanılmıştır.

Geliştirilen bu en iyileştirme algoritması sayesinde BHO maliyet fonksiyonunun en küçük değerleri aldığı filtre katsayı vektörleri tespit edilmiş ve bu vektör kullanılarak oluşturulan çok kullanıcılı sezici yapısı, tüm kanal modellerinde benzetimlere sokularak çeşitli performans kriterleri üzerinden incelenmiştir.

Benzetim sonuçları incelendiğinde görülmüştür ki; geliştirilen EABHO çok kullanıcılı sezici hem TBGG hem frekans seçicili sönümlü hem de zamanla-değişen frekans-seçicili sönümlü kanal modellerinde, İÇ ve EAOKH sezicilerine göre çok daha iyi BHO performansı göstermiştir. Kanal modeline, kullanılan yayma kodu uzunluğuna ve yakın-uzak oranına göre değişkenlik gösteren bu performans farkı, yapılan benzetimler sonucunda zaman zaman SGO'nun 16 dB olduğu durumlarda yaklaşık 5 dB'ye kadar çıkmıştır. SGO'nun düşük olduğu durumlarda diğer alt-optimum çok kullanıcılı sezicilere yakın bir BHO performansı ortaya koyan EABHO sezici yapısı, SGO değerinin artmasıyla farkını ortaya koymakta ve diğer sezicilere göre oldukça iyi bir BHO performansı göstermektedir. Hatta yüksek SGO bölgesi için bahsedilecek olursa; geliştirilen çok kullanıcılı sezicinin performansı optimum sezici olan EFOSS sezicisinin BHO performansına çok yakın bir performans sergilemektedir. Optimum çok kullanıcılı sezicinin karmaşıklık probleminin yanında çok daha az hesaplama ve dolayısıyla çok daha az işlem gücü gerektiren bu çok kullanıcılı sezici, bu haliyle günümüz sinyal işleme entegreleri üzerinde çalıştırılacak algoritması ile pratik uygulamalarda kullanılacak seviyede karmaşıklığa sahiptir.

Diğer performans kriterleri olan ortamdaki aktif kullanıcı sayısı ve yakın-uzak oranı problemleri için de benzetimler yapılmış ve sonuçlar ortaya koymuştur ki; geliştirilen EABHO çok kullanıcılı sezici, İÇ ve EAOKH sezicilerine göre daha iyi bir performans ortaya koymaktadır. Ortamdaki kullanıcı sayısının artmasıyla birlikte performans kaybı yaşasa da, diğer seziciler ile karşılaştırıldığında aynı BHO performansını elde etmek için yaklaşık 4 dB daha az sinyal gücüne ihtiyaç

duymaktadır. Bu da günümüz gezgin haberleşmesinde kullanılmakta olan el terminallerinin daha az güç ile daha sağlıklı iletişim kurmasını sağlamakta ve dolayısıyla daha fazla pil ömrünü de beraberinde getirmektedir.

Bu tez çalışması sırasında geliştirilen algoritmanın ve bu algoritmayı kullanan çok kullanıcılı sezici yapısının elde ettiği başarılı sonuçlar nedeniyle TPE nezdinde bir patent başvurusu yapılmıştır. Bit-hata-oranını en aza indirmeyi amaçlayan başvuru konusu ürün, DD-KBÇE sistemlerinin baz istasyonlarında kullanılabilir şekilde olup ve geliştirilen algoritmanın üzerinde koşabileceği bir sayısal sinyal işlemci ile diğer alıcı-verici katmanlarından oluşmaktadır.

Söz konusu patent başvurusu; TÜBİTAK, TPE ve Gazi Üniversitesi Rektörlüğü tarafından da mali destek, teşekkür belgesi ve plaket ile ödüllendirilmiştir.

Patentleme çalışmaları sırasında Türk Telekom grubu şirketlerinden Avea İletişim Hizmetleri A.Ş. ile çeşitli görüşmeler yapılmış ve bu görüşmeler sonucunda, ulusal patent başvurusunun uluslararası patent başvurusuna çevrilmesi konusunda mali destek anlaşması sağlanmıştır. Bu amaçla imzalanan bir protokol doğrultusunda, patentleme çalışmalarının hem TPE nezdinde ulusal, hem de WIPO nezdinde PCT olarak uluslararası düzeyde yürütülmesi çalışmaları sürdürülmektedir.

Tez çalışması sırasında, bu alanda yapılabilecek olası ileri seviye çalışmalar konusunda da bir kaç alan keşfedilmiştir. Bundan sonra yapılabilecek ileri seviye çalışmalarda; geliştirilmiş olan en iyileştirme algoritmasının,

- yakınsama performansının artırılması,
- karmaşıklığının azaltılması,
- yayma kodu uzunluğunun artırılması,
- dikgen genlik kipleme, dikgen faz kaydırmalı anahtarlama vb. farklı kipleme teknikleri için matematiksel eşitliklerinin oluşturulması,
- eş zamansız haberleşme sistemlerine uygun hale getirilmesi,

- Uzun vadeli evrim (UVE, Long-Term evolution (LTE)) haberleşme sistemlerine uyarlanması

konuları dikkate alınabilir niteliktedir. Ayrıca; uyarlanabilir, geri beslemeli ve eğitilebilir yeni bir algoritma tasarlanarak, bu algoritmanın UVE haberleşme sistem ve kanal modellerine uygun hale getirilmesi de günümüz geniş bant haberleşme sistemlerinin etkin alıcı yapısı ihtiyacına cevap verebilir olacaktır.

KAYNAKLAR

1. İnternet: ABD Ticaret Bakanlığı "Uluslararası Programlar" <http://www.census.gov/population/international/> (2013).
2. İnternet: Wikipedia "Ülkelere göre dünyadaki cep telefonu kullanım sayıları" http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_countries_by_number_of_mobile_phones_in_use (2013).
3. Glisic, S. G., Leppannen, P. A., "Wireless Communications-TDMA versus CDMA". *Kluwer Academic Publisher*, 81-84 (1997).
4. Glover, I., Grant, P., "Digital Communications", *Prentice Hall*, 112-117 (1997).
5. Viterbi, A. J., "CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication 1st ed.", *Addison-Wesley*, 65-66 (1995).
6. Bolgh, J., Hanzo, L., "Third-Generation Systems and Intelligent Networking", *John Wiley IEEE Press*, 241-243 (2002).
7. Schwartz, M., "Mobile Wireless Communications", *Cambridge University Press*, 6-13 (2005).
8. Haykin, S., "Digital Communications", *John Wiley and Sons*, 18-19 (1988).
9. Verdu, S., "Multiuser Detection", *Cambridge University Press*, 98-101 (1998).
10. Verdu, S., "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels", *IEEE Transactions on Information Theory*, 32 (1): 85-96 (1986).
11. Ulukus, S., Yates, R.D., "Optimum Multiuser Detection Is Tractable for Synchronous CDMA Systems Using M-sequences", *IEEE Communications Letters*, 2 (4): 89-91 (1998).
12. Wong, Y., "Optimum Multiuser Detector for Asynchronous CDMA , Spread Spectrum and CDMA Course Project", *University of Florida, Department of Electrical and Computer Engineering*, 1-6 (2000).
13. Merikallio, M., "Optimum Multiuser Detection, Licentiate Course on Signal Processing in Communications", *Helsinki University of Technology, Networking Laboratory*, 1-4 (1997).
14. Russ, A., "An error probability analysis of the optimum noncoherent multiuser detector for multipath and multiantenna diversity communications over Rayleigh-fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, 50 (11): 1828-1840 (2002).

15. Chong, X., Maunder, R.G., Yang L. L., Hanzo, L., “Near-Optimum Multiuser Detectors Using Soft-Output Ant-Colony-Optimization for the DS-CDMA Uplink”, *IEEE Signal Processing Letters*, 16 (2): 137-140 (2009).
16. Sayeed, A.M., Sendonari, A., Aazhang, B., “Multiuser Detectors for Fast-Fading Multipath Channels”, *31. Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, California, 1 : 603-608 (1997).
17. Elders-Boll, H., Schotten, H.D., Busboom, A., “Implementation of Linear Multiuser Detectors for Asynchronous CDMA Systems by Linear Multi-Stage Interference Cancellation”, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Seattle, 6 : 3225-3228 (1998).
18. Latva-Aho, M., Juntti, M., “Modified Adaptive LEAOKH Receiver for DS-CDMA Systems in Fading Channels”, *8. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, 2 : 554-558 (1997).
19. Lupas, R., Verdu, S., “Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels”, *IEEE Transactions on Communications*, 38 (4): 496-508 (1990).
20. Lokio, J., “Suboptimal Multiuser Detectors, Licentiate Course on Signal Processing in Communications”, *Helsinki University of Technology, Networking Laboratory*, 1-6 (1997).
21. Xie, Z., Short, R.T., Rushforth, C.K., “A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications”, *Journal on Selected Areas in Communications*, 8 (4): 683- 690 (1990).
22. Lupas, R., Verdu, S., “Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels”, *IEEE Transactions on Information Theory*, 35 (1): 123-136 (1989).
23. Varanasi, M.K., Aazhang, B., “Multistage Detection in Asynchronous Code Division Multiple-Access Communications”, *IEEE Transactions on Communications*, 38 : 509- 519 (1990).
24. Duel-Hallen, A., “Decorrelating Decision-Feedback Multiuser detector for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channel”, *IEEE Transactions on Communications*, 41 : 285-290 (1993).
25. Psaromiligkos, I. N., Batalama, S. N., Pados, D. A., “Adaptive Minimum Probability of Error Linear-Filter Receivers,” *IEEE-CISS '96*, Princeton, 90-94 (1996).
26. Mandayam, M. K., Aazhang, B. “Gradient Estimation for Sensitivity Analysis and Adaptive Multiuser Interference Rejection in Code-Division Multiple-Access Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, 45 (7): 848-858 (1997).

27. Yeh, C. C., Barry, J. R., "Approximate minimum-bit error rate equalization for binary signaling," *IEEE-ICC '97*, Montreal, 1095-1099 (1997).
28. Psaromiligkos, I. N., Batalama, S. N., "On adaptive minimum probability of error linear filter receivers for DS- CDMA channels," *IEEE Transactions on Communications*, 47 (7): 1092-1102 (1999).
29. Wang, X. F., Lu, W. S., Antoniou, A. "Constrained minimum-BER multiuser detection," *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48 (10): 2903-2909 (2000).
30. Zeybek, M., Ertug, O., "An efficient algorithm assisted minimum bit error rate multiuser detector for DS-CDMA systems in time-varying and frequency-selective fading channels", *Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, St. Petersburg, 154-161 (2012).
31. Zeybek, M., Ertug, O. "Minimum BER multi-user detection for time-varying frequency selective fading DS-CDMA channels", *Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU 2012)*, Fethiye, 1-4 (2012).
32. Liu, Z., Pados, D.A., "Near-ML multiuser detection with linear filters and reliability-based processing", *IEEE Transactions on Communications*, 51 (9): 1446 - 1450 (2003).
33. Liu, Z., Pados, D.A., "Reliability-based near maximum-likelihood multiuser detection", *MILCOM 2001*, Virginia, 576 - 580 (2001).
34. Dua, A., Desai, U.B., Mallik, R.K., "Minimum probability of error-based methods for adaptive multiuser detection in multipath DS-CDMA channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3 (3): 939 - 948 (2004).
35. Alias, M.Y., Samingan, A.K., Chen, S., Hanzo, L., "Multiple antenna aided OFDM employing minimum bit error rate multiuser detection", *IEEE Electronics Letters*, 39 (24): 1769 - 1770 (2003).
36. Yeh; C. C., Lopes, R., Barry, J.R., "Approximate minimum bit-error rate multiuser detection", *Global Telecommunications Conference*, Sydney, 6 : 3590 – 3595 (1998).
37. Garg, M., Nunbhorkar, U.D., Desai, U.B., Merchant, S.N., "Efficient minimum probability of error demodulation for DS-CDMA systems", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, New Orleans, 261 – 266 (2005).
38. Dua, A., Desai, U.B., Mallik, R.K., "Minimum joint probability of error based adaptive multiuser detection for multipath DS-CDMA channels", *Vehicular Technology Conference*, Orlando, 4 : 2394 - 2398 (2003).

39. Li, J., Chen, F., Wei, G., “Local minimum-BER linear multiuser detector”, *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology*, Beijing, 511 - 514 (2005).
40. Wang, X. F., Lu, W. S., Antoniou, A., “Constrained minimum-BER multiuser detection”, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Phoenix, 5 : 2603 - 2606 (1999).
41. Yi, S.J., Tsimenidis, C.C., Hinton, O.R., Sharif, B.S., “Adaptive minimum bit error rate multiuser detection for asynchronous MC-CDMA systems frequency selective Rayleigh fading channels”, *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Beijing, 2 : 1269 - 1273 (2003).
42. Chen, F., Xiong, S., Wei, G., “A new constrained minimum-BER multiuser detection algorithm”, *IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless Communication*, Shanghai, 2 : 365 – 368 (2004).
43. Li, X., Lin, B., Lin, B. L., Wang, Y., He, R., “Minimum-BER linear multiuser detection for DS-CDMA signals under impulsive noise environments”, *3. International Conference on Intelligent Control and Information Processing*, Dalian, 503 – 506 (2012).
44. Li, J., Chen, F., Wei, G., “On Minimum-BER Linear Multiuser Detection for DS-CDMA Channels”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55 (3): 1093 - 1103 (2007).
45. Chen, S., Samingan, A. K., Mukgrew, B., and Hanzo, L., “Adaptive Minimum-BHO Linear Multiuser Detection for DS-CDMA Signals in Multipath Channels,” *IEEE Transactions of Signal Processing*, 49 : 1240-1247 (2001).
46. Das, D., Varanasi, M., “Optimum Noncoherent Multiuser Decision Feedback Detection,” *IEEE Transactions on Communications*, 50 : 1974-1988 (2004).
47. Yang, W. S., Lin, C. Y., Fang, W. H., "Minimum variance multi-user detection with optimum subband decomposition over multipath channels," *IEEE Circuits and Systems: Frontiers of Mobile and Wireless Communication*, 101–104 (2004).
48. Chen, S., Livingstone, A., Hanzo, L., “Minimum bit-error rate design for space-time equalization-based multiuser detection” *IEEE Transactions on Communications*, 54 : 824-832 (2006).
49. Junti, M. J., Schlosser, T., Lilleberg, J., “Genetic Algorithms for Multiuser Detection in Synchronous CDMA,” *IEEE International Symposium on Information Theory*, Ulm, 490-492 (1997).

50. Yen, K., Hanzo, L., "Hybrid Genetic Algorithm Based Multiuser Detection Schemes for Synchronous CDMA Systems," *IEEE Vehicular Technology Conference*, Tokyo, 1400-1404 (2000).
51. Yen, K., Hanzo, L., "Genetic Algorithm Assisted Multiuser Detection in Asynchronous CDMA Communications," *IEEE International Conference on Communications*, Washington D.C., 3 : 826-830 (2001).
52. Yen, K., Hanzo, L., "Genetic algorithm Assisted joint multiuser symbol detection and fading channel estimation for Synchronous CDMA Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19 : 985-998 (2001).
53. Goldsmith, A. J., "Course Reader: Advanced Topics in Wireless Communications", *Stanford University*, Stanford, 1-12 (1999).
54. Sklar B., "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems", *IEEE Communications Magazine*, 8 : 90- 109 (1997).
55. Rapaport, T.S., "Wireless Communications, Principles and Practice 2nd ed." *Prentice Hall of India Pvt. Ltd.*, New Delhi, 1-4, 167-181 (2007).
56. Steele, R., Hanzo, L., "Mobile Radio Communications", *John Wiley IEEE Press*, New York, 45-46 (1999).
57. Glisic, S., Vucetic, B., "Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications", *Artech House, Inc.*, Boston, 67-69 (1997).
58. Proakis, J. G., "Digital Communication 2nd ed", *McGraw-Hill*, New York, 36-45 (1989).
59. Shein, N. P., "An algorithm for generating nonuniformly spaced correlated samples for simulating a nonselective rayleigh fading channel", *MILCOM'91*, Virginia, 291-294 (1991).
60. İnternet: Wikipedia "En fazla uzunluklu diziler"
http://en.wikipedia.org/wiki/Maximum_length_sequence (2013).
61. İnternet: Wikipedia "Kaydırmalı kaydedici şekli"
http://en.wikipedia.org/wiki/File:MLS_shiftregisters_L4.png (2013).
62. İnternet: Wikipedia "Walsh-Hadamard Kodları"
http://en.wikipedia.org/wiki/Walsh-Hadamard_code (2013).
63. Yang, S. C., "CDMA RF System Engineering", *Artech House Inc.*, Norwood, 1-12 (1998).
64. Kortun, A., "Spreading Codes in CDMA Detection", *ODTÜ*, Ankara, 4-9 (2003).

65. Sarwate, D. V., Pursley, M. B., "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences," *Proceedings of the IEEE*, 68 (5): 593-619 (1980).
66. Gold, R., "Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing," *IEEE Transactions on Information Theory*, 13 : 619-621 (1967).
67. Roefs, H. F. A., "Binary Sequences for Spread-Spectrum Multiple-Access Communications", Doktora Tezi, *University of Illinois*, Urbana, 88-89 (1997).
68. Lindholm, J. H., "An Analysis of the Pseudo-Randomness Properties of Subsequences of Long m-Sequences," *IEEE Transactions on Information Theory*, 14 : 569-576 (1968).
69. Simon, M. K., Omura, J. K., Scholtz, R. A., Levitt, B. K., "Spread Spectrum Communications Handbook", *McGraw-Hill*, New York, 264-360 (1994).
70. Li, J., Wei, G., Chen, F., "On Minimum-BER Linear Multiuser Detection for DS-CDMA Channels", *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55: 1093-1103 (2007).
71. Leong, W. Y., Homer, J., Mandic, D. P., "An Implementation of Nonlinear Multiuser Detection in Rayleigh Fading Channel," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 88-94 (2006).
72. Varanasi, M. K., Azhang, B., "Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications," *IEEE Transactions on Communications*, 38 : 509-519 (1990).
73. Honig, M., Woodward, G., Sun, Y., "Adaptive Iterative Multiuser Decision Feedback Detection" *IEEE Transactions on Communications*, 3 : 477- 486 (2004).
74. Hsieh, Y. T., and Wu, W. R., "Optimal two-stage decoupled partial PIC receivers for multiuser detection," *IEEE Transactions on Communications*, 4 (1) : 112-127 (2005).
75. Patel, P., and Holtzman, J. M., "Analysis of simple successive interference cancellation scheme in DS/CDMA systems" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 12 (5) : 796-807 (1994).
76. Honig, M., Madhow, U., Poor, H. V., "Blind Adaptive Multiuser Detection," *IEEE Transactions on Information Theory*, 41 : 944-960 (1995).
77. Wang, X., Poor, H. V., "Blind Multiuser Detection: a Subspace Approach," *IEEE Transactions on Information Theory*, 44 : 677-690 (1998).
78. Wang, X., Poor, H. V., "Blind Equalization and Multiuser Detection in Dispersive CDMA Channels," *IEEE Transactions on Communications*, 6 : 91-103 (1998).

79. Li, Q., Georghiades, C., Wang, X., "Blind multiuser detection in uplink CDMA with multipath fading: a sequential EM approach," *IEEE Transactions on Communications*, 52 : 71-81 (2004).
80. Sayeed, A. M., Sendonaris, A., Aazhang B., "Multiuser Detection in Fast-Fading Multipath Environments", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16 (9): 92-96 (1998).
81. Eng, T., Milstein, L. B., "On the Capacity of DS-CDMA Systems in a Nakagami Multipath Channel", *IEEE Military Communications Conference MILCOM '92*, San Diego, 120-124 (1992).
82. Cifuentes G. O., Almeida C. D., "Multiuser Decorrelating Detectors for DS-CDMA on Frequency-Selective Fading Channels", *IEEE 9. International Symposium on Spread Spectrum Techniques And Applications*, Satete University of Campains, 123-127 (2006).
83. Tang, Z., Yang, Z., Yao, Y., "Closed-Form Analysis of Linearly Constrained CMA-Based Blind Multiuser Detector", *IEEE Communications Letters*, 4 (9): 273-276 (2000).
84. Wismer, D. A., Chattergy, R., "Introduction to Nonlinear Optimization", *North-Holland*, Michigan, 145-149 (1978).
85. Nocedal, J., Wright, S. J., "Numerical Optimization 2nd ed.", *Springer*, New York, 314-355 (2006).
86. Bonnans, J. F., Gilbert, J. C., Lemarechal, C., Sagastizabal C. A., "Numerical Optimization, Theoretical and Practical Aspects 2nd ed.", *Springer*, Heidelberg, 255-340 (1997).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ZEYBEK, Mehmet
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 09.08.1980 Akhisar
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 312 302 26 25
 Faks : 0 312 360 62 76
 e-mail : mzeybek@gmail.com

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Doktora	Gazi Üni. EEM	2013
Yüksek Lisans	Dokuz Eylül Üni. EEM	2007
Lisans	Pamukkale Üni. EEM	2002

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2007-2013	Meteoroloji Gen. Müd.	Sistem ve Network Yön.
203-2007	Türk Telekom	Telekom Uzman Yrd.

Yabancı Dil

İngilizce

Patentler

1. Mehmet Zeybek ve Özgür Ertuğ. Zamanla Değişen ve Frekans Seçicili Sönümlü DS-CDMA Kanallarında En Az Bit Hata Oranlı Çok Kullanıcılı Alıcı Cihazı. Türk Patent Enstitüsü, Başvuru No: 2012/04055.
2. Mehmet ZEYBEK, and Özgür ERTUĞ. Method and Receiving Apparatus for Minimum Bit Error Rate Linear Multi-User Detection over Time-Varying and Frequency-Selective Fading DS-CDMA Channels. PCT (Uluslar arası Patent Başvusu yapıldı. Nisan 2013)

Yayınlar

1. **Zeybek, Mehmet**; Ertug, Ozgur, "Maximum-Likelihood Bound Approaching Minimum Bit Error-Rate Linear Multiuser Detector for Time-Varying Frequency-Selective DS-CDMA Systems", *AEU International Journal of Electronics and Communications* (Kasım 2012'de gönderildi, Nisan 2013'de düzenlendi.)
2. **Zeybek, Mehmet**; Ertug, Ozgur, "An efficient algorithm assisted minimum bit error rate multiuser detector for DS-CDMA systems in time-varying and frequency-selective fading channels", *Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, Saint Petersburg, Rusya, 154-161 (Ekim 2012)
3. **Zeybek, M.**; Ertug, O., "Minimum BER multi-user detection for time-varying frequency selective fading DS-CDMA channels", *Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU 2012)*, 1-4 (Nisan 2012)
4. **Mehmet Zeybek**, M.Murat Tavlı, Damla Gürkan Kuntalp, M. Kuntalp, "WEB Based Remote Patient Monitoring System", *IEEE 14th Signal Processing and Communication Applications Congress (SIU'06)* (Nisan 2006)
5. Kurtulus Ozturk, Firat Bestepe, **Mehmet Zeybek**, "Improving the Accuracy of Time-cumulated Radar-based Rainfall Estimates in the Event of a Flood", *7th European Conference on Radar in Meteorology and Hydrology (ERAD 2012)*, Toulouse, France (Haziran 2012)
6. İ. Sönmez, E. Erdi, A. E. Tekeli, F. Demir, M. Arslan, M. L. Cukurcayir, S. Eminoglu, H. Kocak, **M. Zeybek**, M. Kuzuca, "Detection of forest fires by Satellites and representing them by Google Earth", *1st Symposium on Combating Forest Fires*, Antalya, 280-287 (Ocak 2009)

Hobiler

Fotoğraf, Basketbol