ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞ ÇOKLU TAŞIYICILI KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM

VE

ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞ UZAY ZAMAN KODLAMA DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERİ

PERFORMANS ANALİZİ

Aydan ASLAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEMMUZ 2012

ANKARA

Aydan ASLAN tarafından hazırlanan Çok Giriş Çok Çıkış Çoklu Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim ve Çok Giriş Çok Çıkış Uzay Zaman Kodlama Dik Frekans Bölmeli Çoklu Erişim Sistemleri Performans Analizi adlı bu tezin Yüksek Lisans 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 Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Erkan AFACAN .....

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ .....

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Suat ÖZDEMİR .....

Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Tarih: 06/07/2012

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

Prof. Dr. Bilal TOKLU .....

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.



Aydan ASLAN

ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞ ÇOKLU TAŞIYICILI KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM VE ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞ UZAY ZAMAN KODLAMA DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERİ PERFORMANS ANALİZİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Aydan ASLAN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEMMUZ 2012

ÖZET

Geniş bant kablosuz erişiminde yüksek hız talepleri, yüksek spektral etkinlik ve veri hızı sağlayacak sistemlerin geliştirilmesi için çalışmaların başlamasını sağlamıştır.

Gelecek nesil kablosuz haberleşme için çoklu taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim ve uzay zaman kodlama dik frekans bölmeli çoklu erişim potansiyel birer aday olmuştur. Daha yüksek kullanıcı sayısında veri hızını artırımını sağlamak için ise bu yöntemler çoklu giriş çoklu çıkış yöntemi ile birleştirilmiştir. Böylelikle de çok giriş çok çıkış çoklu taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim ve çok giriş çok çıkış uzay zaman kodlama dik frekans bölmeli çoklu erişim metodları çıkmıştır.

Bu çalışmada sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata tipi eşleyicilerle bütünleştirilmiş ve kodlama metodu olarak "Alamouti Kodlama" seçilmiş çok giriş çok çıkış çoklu taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim ve çok giriş çok çıkış uzay zaman kodlama dik frekans bölmeli çoklu erişim sistemlerin; bit hata oranı (BER) ve sinyal-gürültü oranları baz alınarak, MATLAB simülasyon programı ile hazırlanmış analizlere bağlı olarak performans değerlendirilmesi yapılmıştır. Bu kıyaslama çok giriş çok çıkış çoklu taşıyıcılı kod bölmeli çoklu

erişim bir sistemin az yüklenilmiş bir sistemde çok yüklenilmiş bir sisteme göre çok giriş çok çıkış uzay zaman kodlama dik frekans bölmeli çoklu erişim sistemden daha avantajlı olduğunu göstermiştir. Ayrıca minimum ortalama karesel hata alıcı kullanılmış bir sistemin kendi tabanında sıfıra Zorlayan alıcı kullanılmış bir sistemden daha başarılı olduğunu ispatlamıştır.

Bilim Kodu : 905.1.053

Anahtar Kelimeler : Çok giriş çok çıkış, kod bölmeli çoklu erişim, dik frekans bölmeli çoklu erişim,uzay zaman kodlama,sıfıra zorlayan eşleyici, minimum ortalama karesel hata eşleyici

Sayfa Adedi : 55

Tez Yöneticisi : Yrd.Doç.Dr. Özgür ERTUĞ

PERFORMANCE ANALYSIS OF MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT MULTICARRIER CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS AND MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT SPACE TIME CODING ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS SYSTEMS

(M.Sc. Thesis)

Aydan ASLAN

GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
JULY 2012

ABSTRACT

The rapid demand for broadband wireless access with fast multimedia services initiated a vast research on the development of new wireless systems that will provide high spectral e_ciencies and data rates. Potential candidates for future generation wireless systems are multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) and Orthogonal Frequency-Division Multiple Access (OFDMA). To achieve higher user capacities and increase the system data rate, various multiple-input multiple-output (MIMO) technologies such as spatial multiplexing and spatial diversity techniques have been proposed recently and combined with MC-CDMA and OFDMA.

In this work we also compare the error rate performance and SNR values between MIMO OFDMA and MIMO-MC-CDMA when they are combined with "Alamouti Coding" and ZF and MMSE receivers. And we saw MIMO MC-CDMA demonstrates a better performance over MIMO OFDMA under low system loads whereas in high system loads, MIMO OFDMA outperforms MIMO MC-CDMA. Furthermore we saw MMSE receiver performance is beter than ZF on the same base.

Science Code : 905.1.053

Key Words :Multiple input multiple output, code division multiple access, orthogonal frequency division multiple access, zero forcing, minimum mean square error

Page Number: 55

Adviser : Assist. Prof. Özgür ERTUĞ

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren saygıdeğer hocam Yrd. Doç. Dr. Özgür ERTUĞ'a, beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan babam Lütfi ASLAN'a, annem Sultan ASLAN'a, ablalarıma ve eşlerine, başta Sn. Ömer Faruk İLTER, Sn. Naile BAHÇE, Sn. Mustafa ÖZDEMİR ve Sn. Kenan ÖZCAN olmak üzere desteklerini benden esirgemeyen tüm ASELSAN çalışanlarına ve değerli arkadaşlarım Sn. Duygu ALTINOK, Sn. Sezin YILDIRIM GÜNDOĞAN ve Sn.Tolga DÜNDAR'a teşekkürü borç bilirim.

Sayfa

ÖZET iv
ABSTRACT vi
TEŞEKKÜR viii
ŞEKİLLERİN LİSTESİ xi
ÇİZELGELERİN LİSTESİ xii
SİMGELER ve KISALTMALAR xiii
1. GİRİŞ 1
2. GENEL TANIMLAR 5
2.1.Kablosuz Haberleşmede Kanal Yapıları 5
2.1.1. Çok yollu yayılım, Tm (Multipath Spread) 5
2.1.2. Uyum band genişliği, fc (Coherence Bandwidth) 5
2.1.3. Uyum zamanı, Tc (Coherence Time) 6
2.1.4. Doppler yayılımı, Bd (Doppler Spread) 6
2.2. Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması 6
2.2.1. Geniş ölçekli sönümleme (Large-Scale Fading) 7
2.2.2. Küçük ölçekli sönümleme (Small-Scale Fading) 7
2.3. Rayleigh ve Rician Dağılımları 10
2.3.1. Rayleigh dağılımı 10
2.3.2. Ricean dağılımı 11
2.4. Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (ÇGÇÇ) Sistemleri 11
2.5. Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim (ÇT-KBÇE) 15
2.7. Alamouti Uzay-Zaman Blok Kodlama 20
2.10. Uzay-Zaman Kodlaması (Space-Time Coding) 24
2.11. Dağılım (Çeşitleme) Teknikleri (Diversity Techniques) 28
2.11.1 Frekans çeşitlemesi 28
2.11.2 Zaman çeşitlemesi 28
2.11.3 Uzay çeşitlemesi (Anten çeşitlemesi) 29
3. ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞ ÇOKLU TAŞIYICILI KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE) SİSTEM YAPISI ve UYGULAMASI 30

Sayfa

3.1. Gönderilen Sinyal Modeli 33
3.2. Alıcı Sinyal Modeli 35
4. ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞ DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (ÇGÇÇ-DFBÇE) SİSTEM YAPISI ve UYGULAMASI 39
4.1. Gönderilen Sinyal Modeli 40
5. SONUÇ 50
KAYNAKLAR 52
ÖZGEÇMİŞ 55

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 1.1. Haberleşme sistemlerinde birinci, ikinci, üçüncü ve dördüncü nesil yöntemler....16
Şekil 1.2. Sistem Diagramı....18
Şekil 2.1. Küçük ölçekli sönümleme durumları....24
Şekil 2.2. MIMO mimarisi....27
Şekil 2.3. MIMO sistemlerin bir uygulaması....28
Şekil 2.4.Çok taşıyıcılı Kod bölmeli çoklu erişim sistemi....32
Şekil 2.5.Dikey Frekans Bölmeli Çoklu Erişim sistemi....33
Şekil 2.6.Alamouti sinyal ve kanal bütünlüğü....34
Şekil 2.7. MIMO sistemde ZF ve MMSE eşleyici karşılaştırması....38
Şekil 3.1. MIMO-MC-CDMA Sistem....47
Şekil 3.2. MIMO-MC-CDMA'de lineer filtreleme....49
Şekil 4.1. STC MIMO OFDMA Gönderici Modeli....53
Şekil 4.2. Blok dağılımlı OFDMA uygulaması....54
Şekil 4.3. Frekans düzleminde blok dağılım OFDMA sinyal modeli....56
Şekil 4.4. Blok dağılım MIMO OFDMA alıcı....57
Şekil 4.5. Tanımlanmış kullanıcı için uygulanmış N kadarlık çoklamanın kaldırılması....61
Şekil 5.1. 8 ve 16 kullanıcılı ZF ve MMSE eşleyicilerle kombine edilmiş MIMO-MC-CDMA ve MIMO-STBC-OFDMA sistemlerin BER analizi karşılaştırması....64

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 4.1. STC-MIMO zaman ve frekans düzleminde.....56
Çizelge 4.2. Gönderici ve Alıcı arasındaki anallar.....58
Çizelge 4.3. Alıcı antenler tarafından alınan sinyaller.....58

SİMGELER ve KISALTMALAR

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

Simge	Açıklama
$I_0(.)$	0. derece 1. çeşit Bessel işlevi
$Q(.)$	Complementary Gaussian distribution function
$\mathcal{Q}(.)$	Quantization function
$E[.]$	Expectation operator
$O(.)$	Complexity order

Kısaltmalar	Açıklama
1G	First Generation
2G	Second Generation
3G	Third Generation
4G	Fourth Generation
3GPP	Third Generation Partnership Project
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BHO-BER	Bit Hata Oranı
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
ÇEG	Çoklu Erişim Girişimi
ÇGÇÇ	Çok Girişli Çok Çıkışlı

ÇGTÇ	Çok Girişli Tek Çıkışlı
CP	Cyclic Prefix
DFBÇ	Dik Frekans Bölmeli Çoklama
DFBÇE	Dik Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
DS	Direct Sequence
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
ECC	Error Correcting Coding
EGC	Equal Gain Combining
FBÇE	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FT	Fourier Transform
HSPA	High Speed Packet Access
IC	Interference Cancellation
ISI	Inter Symbol Interference
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
KBÇE	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
LMMSE	Linear Minimum Mean Square Error
MA	Multiple Access
MAI	Multiple Acess Interference
MC-CDMA	Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MIMO	Multiple Input Multiple Output

ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
M-OFDM	Multiuser OFDM
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
P/S	Parallel-to-Serial
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SC	Selection Combining
SINR	Signal-to-Interference and Noise Ratio
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
S/P	Serial-to-Parallel
STC	Space Time Coding
STBC	Space Time Block Coding
TDMA	Time Division Multiple Access
TGÇÇ	Tek Girişli Çok Çıkışlı
ZBÇE	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
ZF	Zero Forcing

1. GİRİŞ

Kablosuz ve gezgin haberleşme sistemleri, 1990'lı yıllardan itibaren elektronik endüstrisinin en hızlı büyüyen dalı haline gelmiştir. Kablosuz ve gezgin haberleşme, aynı zamanlara rastlamasına rağmen bilgisayar endüstrisinden bile daha geniş bir tüketici ürün endüstrisine sahip olmuştur.

Günümüzdeki kullanıcılar; ses bazlı telefon servislerine ek olarak, veri ve video haberleşmesi gibi diğer servisleri de talep etmektedirler. Artan talepler, band genişliğinin daha verimli kullanımını sağlayacak metodların geliştirilmesini ve gezgin haberleşme servisleri için daha fazla band genişliğinin ayrılmasını zorunlu kılmaktadır. 1990'lı yıllardan bu yana yürütülen araştırmalar; daha yüksek iletim hızlarının sağlanması, band genişliğinin daha verimli kullanılması ve servis sağlama çeşitliliğinin arttırılması gibi yaklaşımlarla artan kullanıcı taleplerini karşılamaya çalışmıştır. Sağlanan diğer yenilikler ise gezgin birimlerin maliyet ve büyüklüğünün azaltılması, servis kalitesinin iyileştirilmesi olmuştur [1-2].

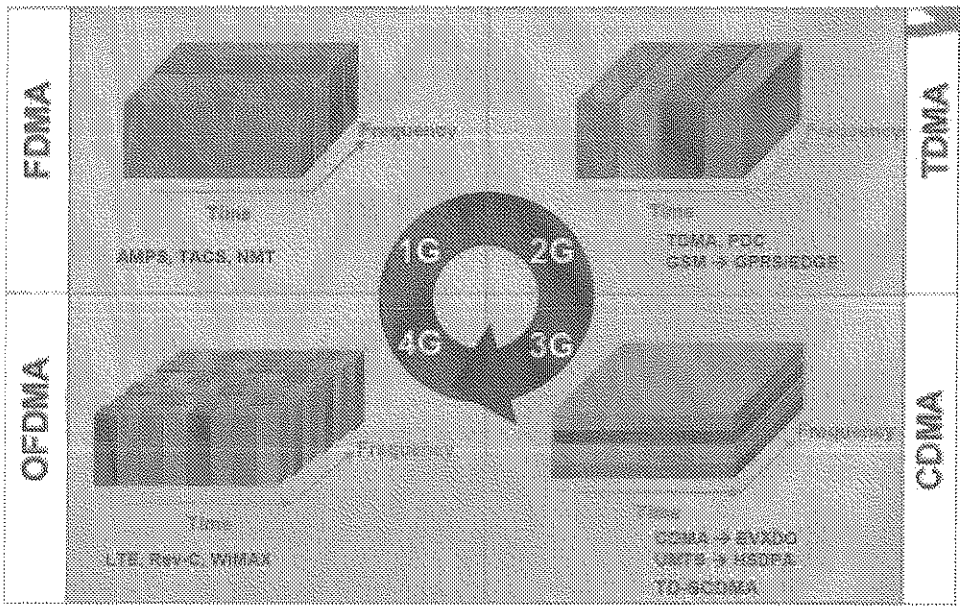
Hücresel gezgin haberleşme sistemleri, sistemin analog veya sayısal olup olmadığının yanı sıra ses veya çoklu ortam verisiyle ilgilenilip ilgilenilmediğine bağlı olarak genel
anlamda birinci, ikinci, üçüncü ve dördüncü kuşak sistemler olarak sınıflandırılmıştır.

1990'lı yıllarda tesis edilen birinci kuşak sistemler, tamamı ses verisi olan bir veri trafiğini destekleyecek analog teknolojilere dayanmaktadır. Birinci kuşak hücresel sistemler genelde analog frekans modülasyonu tekniklerini kullanır. İleri gezgin telefon sistemi, birinci nesil sistemlerin en tanınmış olanıdır. Birinci nesil sistemlerin tümü hücrelerin içinde her kanala tek frekans bandı atanarak frekans bölmeli çoklu erişim (FBÇE) prensibine dayanmaktadır.

Abone sayısındaki hızlı artış ve birinci kuşak sistemlerdeki yetersizlikler ikinci kuşak hücresel sistemlerin gelişimine sebep olmuştur. Sıkıştırma ve kodlama teknikleri ile

sayısal teknolojinin birleştirilmesinde ikinci kuşak sistemlerden yararlanılır. İkinci kuşak sistemlerin tümünde sayısal modülasyon kullanılır. 1990'lı yıllarda hizmete sunulan ikinci kuşak sistemlerin en bilinen standardı gezgin haberleşme için küresel sistem (GSM)'dir.

Üçüncü kuşak hücresel sistemler sabit ağlarla aynı kalitede video ve yüksek kalitede görüntü iletimi, yüksek hızlı internet erişimi gibi hizmetleri geniş bandla desteklemek için tasarlanmıştır. Üçüncü kuşak sistemler ses, veri ve çoklu ortam trafiğinin desteklenmesini sağlayacak sayısal teknolojiye dayanmaktadır. Üçüncü kuşak sistemler olarak adlandırılan uluslararası gezgin telekomünikasyon (IMT)-2000, geniş bir çoklu ortam servisi ile birlikte araçlar için en az 144 Kbps, bina dışından bina içine doğru 384 Kbps ve bina içinden piko hücreye doğru ise 2 Mbps olmak üzere düşük hızlı veri iletiminden yüksek hızlı veri iletimine kadar tüm talepleri desteklemeyi hedeflemektedir [3].



Şekil 1.1. Haberleşme sistemlerinde birinci, ikinci,üçüncü ve dördüncü nesil yöntemler

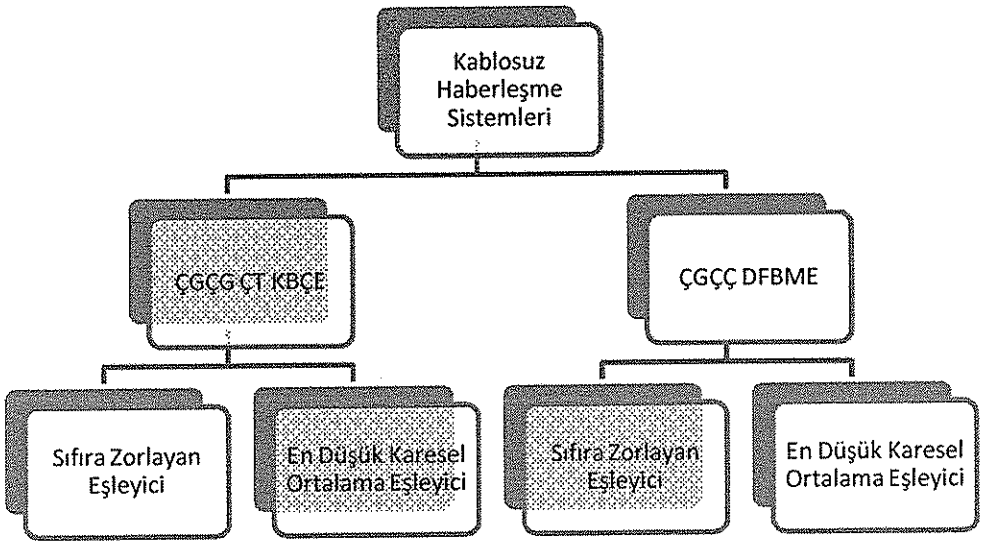
Birinci kuşak gezgin sistemler, teknoloji arenasındaki görevini yerine getirmiş durumdadır. İkinci kuşak sistemler ise yaklaşık olarak 17 yıldan beri halen kullanılmakta olup yerini hızla üçüncü hatta dördüncü kuşak sistemlere bırakmaktadır [4].

Değişen ve gelişen teknolojinin birer ürünü olan son nesil haberleşme sistemleri, KBÇE ve DFBÇE tabanlı haberleşme yöntemlerini kullanmaktadırlar. Bu tez ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE ve ÇGÇÇ-AZBK-DFBÇE sistemlerin hata oranları bazında performans analizini incelemek ve aynı koşullar altında hangi yöntemin daha avantajlı olduğunu göstermek amacıyla yapılan çalışmaları içermektedir.

Söz konusu değerlendirmeyi yapabilmek amacıyla her iki sistemde de sıfıra zorlayan eşleyici (zero forcing equalizer) ve en düşük ortalama karesel hata eşleyeci (MMSE equalizer) içeren 2 ayrı alıcı bloğundan ve değişken kullanıcı sayılarında oluşan toplamda 8 ayrı durum yaratılmıştır. Herbiri için MATLAB simülasyon programında yaratılan kodlar yardımıyla grafikler elde edilmiştir.

Çalışmalar sırasında IEEE tarafından yayınlanmış pek çok standart ve makale incelenerek kapsamlı bir literatür taraması yapılmıştır. Daha önceki çalışmalar incelenmiş ve onların başarılı ve başarısız oldukları yönler değerlendirilerek öngörüler oluşturulmuştur.

Bu kapsamda Alamouti Kodlama kullanılarak Rayleigh Sönümleyicili Kanal'a bırakılan QPSK modüleli 16 bit uzunluğundaki mesajların aşağıda ifade edilen farklı düzlemlerdeki performans değerleri farkı kullanıcı sayıları ile denenmiştir.



Şekil 1.2. Sistem Diagramı

Tezin devam eden kısımlarında 2. Bölümde teorik bilgileri içeren Genel Tanımlar, 3. Bölümde ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE sistem yapısı ve teorisi, 4. Bölümde ÇGÇÇ-DFBÇE sistem yapısı ve teorisi, 5. Bölümde ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE ve ÇGÇÇ-AZBK-DFBÇE sistemler için performans değerlendirmelerini içeren simulasyon çıktıları ve sonuç yer alacaktır.

2. GENEL TANIMLAR

2.1.Kablosuz Haberleşmede Kanal Yapıları

Günümüzde iletişim sistemlerini en çok etkileyen bozucu etkenleri toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN), simgelerarası girişim (ISI), yol kaybı (path loss), gölgeleme (shadowing) ve çok yollu sönümleme (multipath fading) olarak sıralayabiliriz. Bu bozucu etkenlerden çok yollu sönümleme, bir işaretin vericiden alıcıya bir çok yoldan ulaşması nedeni ile alıcıda elde edilen işaretin genliğinde ve fazında ani değişimlerin olmasına neden olur[5]. Alıcıya farklı zamanlarda ulaşan birden çok işaretin girişimi sonucu meydana gelen sönümleme günümüzde hücresel ve kişisel iletişim sistemlerinde sıkça karşımıza çıkan ve etkisinin azaltılması gereken önemli bir bozucu etkendir.

2.1.1. Çok yollu yayılım, Tm (Multipath Spread)

Sönümlemeli bir kanala gönderilen darbe (impuls) işaretinin alıcıda ilk ve son görünümü arasındaki farka çok yollu yayılım (maksimum zaman gecikmesi) denilmektedir ve Tm ile gösterilmektedir[5, 6].

2.1.2. Uyum band genişliği, fc (Coherence Bandwidth)

Uyum band genişliği, kanalın belirli bir işaretin spektral bileşenlerini yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirdiği frekans aralığıdır ve fc ile gösterilmektedir[2, 3]. Uyum band genişliği ile çok yollu yayılım arasındaki ilişki,

$$fc \approx 1 / Tm \qquad (2.1)$$

şeklinde yazılabilir. Başka bir ifadeyle, fc yardımıyla işaretlerin kanalda farklı derecede sönümlemeye uğramaları için frekanslarının ne kadar ayrık olacağı hakkında fikir edinilmektedir[5].

2.1.3. Uyum zamanı, Tc (Coherence Time)

Uyum zamanı, kanalın oluşturduğu darbe yanıtının sabit kaldığı zaman periyodunu tanımlamaktadır. Bu koşulda eğer gönderilen mesaj sembolü süresi uyum süresinden küçük olursa sembolün iletilmesi boyunca zaman düzleminde aynı kaldığı kabul edilir.[6]

2.1.4. Doppler yayılımı, Bd (Doppler Spread)

Doppler yayılımı, kanalın zamana bağlı olarak değişkenlik göstermesinden dolayı dalga bandında oluşan genişlemeyi tanımlamaktadır. Bu yayılım, iletilen sembolün Doppler dalga bandında sıfırdan farklı olduğu frekans aralığını vermektedir. Dalga bandının değişim miktarı;

- hareketli birimin göreceli hızına
- işaretin geliş açısına

bağlıdır. [6]

Uyum zamanı ile Doppler yayılımı arasında

$$Tc \approx 1 / Bd \qquad (2.2)$$

şeklinde bir ilişki vardır.

2.2. Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması

Hareketli iletişim kanallarında oluşan sönümlemeler iki ana başlık altında sınıflandırılır:

-Geniş ölçekli sönümleme (large- scale fading)

-Küçük öçekli sönümleme (small- scale fading)[6].

2.2.1. Geniş ölçekli sönümleme (Large-Scale Fading)

Bu sönümleme adından da anlaşılacağı gibi; geniş alanlarda hareket sonucu, işaret gücü ortalamasının zayıflamasından veya yol kaybına uğramasından kaynaklanan sönümlemeyi ifade etmektedir. Alıcı ve verici yapılar arasında yer alan yükseltisi fazla yer yüzü yapıları, binalar ve diğer yapılar yarattıkları yansıma kayıpları sebebiyle önemli birer geniş ölçekli sönümleme etkeni haline gelmektedirler. Bu tür etkenlerle oluşan sönümleme gölgeleme (shadowing) olarak isimlendirilmektedir[5].

2.2.2. Küçük ölçekli sönümleme (Small-Scale Fading)

Küçük ölçekli sönümleme, sembolün zaman dağılımı ve kanalın zamana bağlı değişiminden dolayı, sembolde meydana gelen değişikliklerin alıcı ve verici arasındaki mesafenin değişimlerine bağlı olması durumunu ifade etmektedir [5].

Sembol parametreleri (band genişliği, simge periyodu, v.s) ve kanal parametreleri arasındaki ilişkiye göre kanaldan iletilen her farklı sembol farklı sönümlemeye uğrayacaktır[6]. Çok yollu yayılım, zaman yayılımı ve frekans seçici sönümlemeye yol açarken; Doppler yayılımı, frekans yayılımı ve zaman seçici sönümlemeye (time selective fading) yol açmaktadır.

Çok yollu yayılımın sönümlemeye etkisi:

Çok yollu yayılım iletilen işaretin düz (flat) ya da frekans seçici (frequency selective) sönümlemeye uğramasına neden olur[6].

Düz Sönümleme (Flat Fading):

Eğer gezgin radyo kanalı iletilen işaretin band genişliğinden geniş, band genişliği boyunca sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahipse alıcıdaki işaret Düz sönümleme'ye uğrar. Düz sönümlemede kanalın çok yollu yapısı iletilen işaretin spektral karakteristiğinin alıcıda aynen korunacağı anlamına gelir. Fakat, alıcıdaki işaretin gücü zamanla değişmektedir; çünkü çok sayıda yolun etkisiyle kanalın kazancında değişmeler olmaktadır[6].

Düz sönümlemeli kanallar "genlik değiştiren kanallar" olarak bilinir ve kanala gönderilen işaretin band genişliği kanalın band genişliğinden çok daha dar olduğundan "dar bandlı kanallar" olarak da bilinmektedirler. Düz sönümlemeli kanallar derin sönümlemelere neden olurlar, bunun için sönümleme olmayan kanallara oranla daha düşük bit hata olasılığı elde etmek için gönderilecek işaretin gücü 20 yada 30 dB fazla olmalıdır[6]. Özetlenecek olursa bir işaretin düz sönümlemeye uğraması için, $B_s << B_c$ ve $T_s >> \sigma$ olmalıdır. Buarada T_s, işaretin simge periyodu; B_s, işaretin band genişliği; σ, kanalın gecikme yayılımı; B_c, kanalın uyum band genişliğidir.

Frekans Seçici Sönümleme (Frequency Selective Fading):

Eğer, kanal iletilen işaretin band genişliğinden daha dar bir band genişliği boyunca sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahipse bu kanal frekans seçici sönümlemeli kanaldır. Bu durumda kanalın darbe yanıtı iletilen işaretin simge periyodundan daha büyük çok yollu yayılıma sahiptir. Bu şekilde alıcıdaki işaret gönderilen işaretin zayıflamış ve zamanda gecikmiş bir çok bileşeninden oluşacaktır ki bu durumda alıcıda işaret bozulmaya uğramış olur. Frekans seçici sönümleme iletilen simgelerin kanal içinde zaman yayılımına uğramalarından kaynaklanmaktadır. Bu yüzden bu kanallar simgeler arası girişime (ISI) neden olurlar6].

Frekans seçici sönümlemede iletilen işaretin band genişliği kanalın band genişliğinden büyüktür. Yine, frekans seçici sönümleme çok yollu gecikmelerin iletilen simgenin periyodunu geçmesi sonucu meydana gelir. Özetlersek, frekans seçici sönümleme durumu için $Bs > Bc$ ve $Ts < \sigma$ olmalıdır.

<u>Doppler yayılımı sonucu sönümlemeler:</u>

Hızlı Sönümleme (Fast Fading):

İletilen temelband işaretin değişim hızının kanalın değişim hızına göre ne kadar hızlı olduğu kanalın "Hızlı sönümlemeli" ya da "Yavaş sönümlemeli" kanal olduğunu belirler. Hızlı sönümlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı bir simge periyodu boyunca çok hızlı değişir. Bu durum kanalın uyum zamanının iletilen işaretin simge

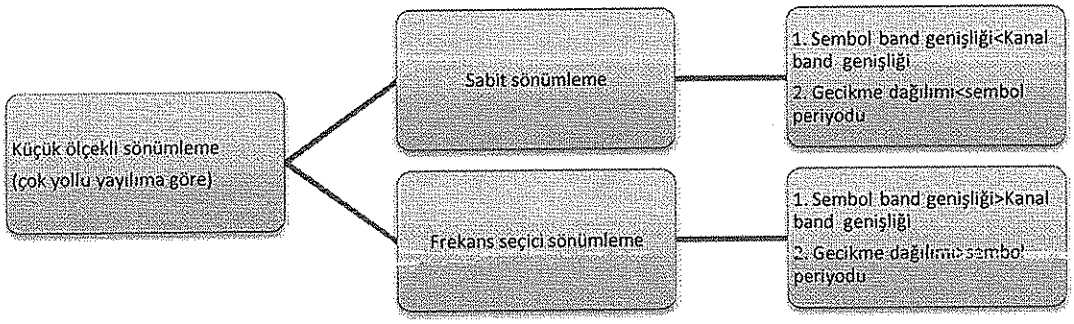
periyodundan daha küçük olduğu anlamına gelmektedir. Bu kanal türünde doppler yayılımından dolayı frekans yayılımı meydana gelir ve işaret bozulmalarına neden olur[3]. Hızlı sönümleme şu durumlarda meydana gelir, $T_s > T_c$ ve $B_s < B_d$.

Bir kanalın hızlı ya da yavaş sönümlemeli kanal olması bu kanalın düz ya da frekans seçici sönümlemeli kanal olduğunu belirtmez. Hızlı sönümleme sadece kanalın hareket sonucu değişme oranı ile ilgilidir. Düz sönümlemeli kanalda ise kanalın darbe yanıtının sadece bir delta işlevi (gecikmesiz) olduğunu düşünebiliriz. Bundan dolayı, *düz, hızlı sönümlemeli kanal* delta işlevi genliğinin değişimi iletilen temelband işaretin değişim oranından daha hızlı olduğu kanaldır. *Frekans seçici, hızlı sönümlemeli kanalda* ise her bir çok yollu elemanın zaman gecikmesinin, genliğinin ve fazının değişimi iletilen işaretin değişim oranından hızlıdır[6].

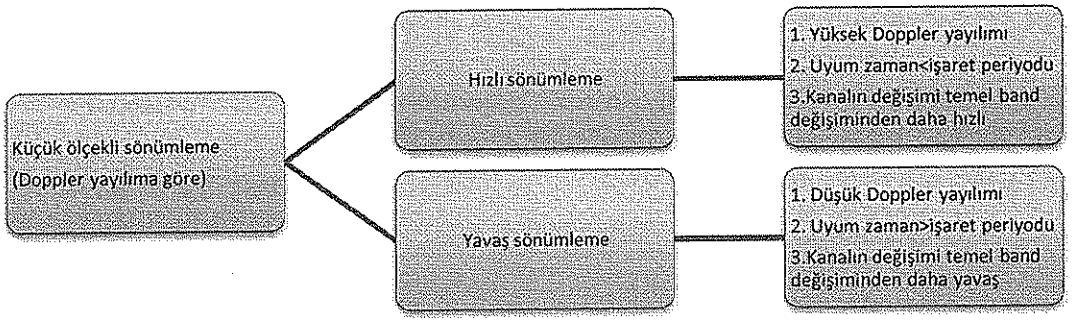
Yavaş Sönümleme (Slow Fading):

Yavaş sönümlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı iletilen temel band işaretin değişimine göre daha yavaş değişmektedir. Bu durumda kanalın birkaç simge periyodu boyunca sabit olduğu düşünülebilir. Frekans bölgesinde, kanalın Doppler yayılımı temelband işaretin band genişliğinden çok küçüktür[6]. Yavaş sönümleme şu koşullarda meydana gelir, $T_s << T_c$ ve $B_s >> B_d$

Gezgin birimlerin hızları ve temelband işaretin karakteristiği iletilen işaretin hızlı ya da yavaş sönümlemeye uğrayıp uğramayacağını belirler[3]. Şekil 2.1'de küçük ölçekli sönümleme durumları gösterilmiştir.



Şekil 2.1. Küçük ölçekli sönümleme durumları



Şekil 3.1. Devam

2.3. Rayleigh ve Rician Dağılımları

2.3.1. Rayleigh dağılımı

Gezgin radyo kanallarında Rayleigh dağılımı düz sönümlemeye uğramış işaretin alıcıdaki zarfının istatistiksel olarak zamanla değişimini tanımlamakta kullanılmaktadır. Gürültü işaretinin dik bileşenleri Gauss dağılımlı olup zarfı Rayleigh dağılımını vermektedir[3]. Rayleigh dağılımı aşağıdaki olasılık yoğunluk işlevine (pdf) sahiptir,

$$P_{Rayleigh}(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \le r \le \infty \\ 0 & r < 0, \end{cases} \tag{2.3}$$

burada σ2, dik bileşenlerin ortalama gücüdür. Rayleigh dağılımının ortalama değeri,

$$r_{mean} = E[r] = \int_0^\infty rp(r)dr = \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \tag{2.4}$$

olarak bulunur. Rayleigh dağılımının varyansı ise

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^\infty r^2 p(r)dr - \frac{\sigma^2\pi}{2} \tag{2.5}$$

$$= \sigma^2\left(2-\frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2$$

şeklinde bulunur.

2.3.2. Ricean dağılımı

Küçük ölçekli sönümlemeli kanalın genlik zarfı, baskın zayıflamamış bir işaret bileşeni varsa (Line-of-side gibi) Ricean dağılımlıdır[5]. Zarf sezici çıkışında baskın işaret doğru akım bileşeninin oluşmasına neden olur. Ricean dağılımında baskın işaret bileşeni sönümlenirse Rayleigh dağılımı elde edilir[6]. Ricean dağılımı şöyledir,

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\frac{-(r^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad , \; A \geq 0 \text{ ve } r \geq 0 \tag{2.6}$$

A, baskın işaretin maksimum değeri (genliği); $I_0(.)$, 0. derece 1. çeşit Bessel işlevidir. Ricean dağılımı genellikle K parametresi ile ifade edilir. K parametresi şu şekilde hesaplanır,

$$K(dB) = 10\log\frac{A^2}{2\sigma^2} dB \tag{2.7}$$

$A \to 0, K \to -\infty dB$ durumunda Ricean dağılımı Rayleigh dağılımına dönüşür. K >> 1 durumunda ise Ricean dağılımı Gauss dağılımına yakınsar[6].

2.4. Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (ÇGÇÇ) Sistemleri

Son yıllarda, kapasite artırımını hedefleyen haberleşme teknolojilerinin gelişmiş olması haberleşmeye olan talebi artırmıştır. Gerçek yüksek hızlı çok kullanıcılı kablosuz sistemler, sistemin spektral verimini artırmaktadır. Kablosuz Çok Girişli Çok Çıkışlı (ÇGÇÇ) haberleşme sistemleri, ileri uzay-zaman işaret işleme

tekniklerinde çoklu verici ve alıcı antenlerin çalışması ile Shannon sınırına yakın kapasiteyi başarmak için kullanılmaktadır [7-15, 16]. Shannon tarafından kuramsal olarak olası olduğu gösterilen kapasiteye ulaşmak amacıyla farklı yollar bulunmaya çalışılmıştır. Önemli bir çalışma dalı sönümlemeye neden olan çok yollu yayılımın etkisini anten dizileri ile azaltmak ve telsiz iletişim sistemlerinin başarımını artırmaktır. Telsiz sistemlerine anten dizileri yöntemlerinin ilk uygulamalarında diziler alıcı tarafında kullanılmaktaydı. Bu kullanım senaryosuna tek girişli çok çıkışlı (TGÇÇ) sistem denilmektedir.

Alıcı çeşitlemeli kanallarda basit uyarlamalı dizilim algoritmalarının kullanımı ile ka-nalın sinyal gürültü oranı ya da karışmaya karşı dayanıklılığı gönderme gücünde her-hangi bir değişime gitmeden artırılmaktadır. Ayrıca bu tip algoritmaların kullanımı; ortak kanal kullanımı ve çok yolluluktan kaynaklanan karışmaların giderilmesini de sağlayabilmektedir. Böylece alıcıdaki bit hata olasılığı büyük oranda azaltılmaktadır.

Alıcıda kullanılan maksimum oran birleştiricisi, bir çeşitleme birleştiricisidir. Her bir alıcı antenden gelen sinyaller sinyal gürültü oranını en büyük yapacak şekilde topla-nırlar. Toplanmadan önce sinyallerin aynı faza getirilmeleri gerekmektedir. Aynı yön-temler çok girişli tek çıkışlı (ÇGTÇ) yani gönderme tarafında anten dizileri olan, alma tarafında ise tek bir anten bulunan (verici çeşitlemeli) sistemlere de uygulanır.

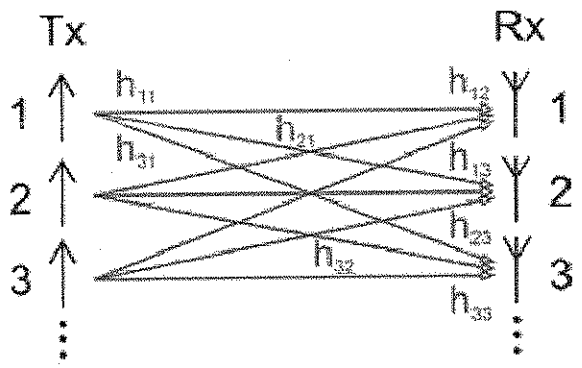
Son zamanlara kadar bu uygulama pek yaygın değildir, çünkü gönderen tarafın kanal durum bilgisine sahip olmasını gerektirmektedir ki bu da pek kolay olmayabilir [16]. Bu yöntemde alıcıdan gelen kanal bilgileri doğrultusunda, vericide yer alan antenlerden gönderilecek sinyaller alıcıda maksimum sinyal gürültü oranı elde edilecek şekilde uygun katsayılar ile çarpıldıktan sonra gönderilirler.

1990'ların başında birçok araştırma; TGTÇ, TGÇÇ ve ÇGTÇ sistemlere göre ÇGÇÇ sistemlerin kullanımının kanal kapasitesinde oldukça fazla kazanımlar sağladığını göstermiştir [7-15], [16]. Bunun temel nedeni, paralel veri gönderiminin kullanılıyor olmasıdır. TGÇÇ ve ÇGTÇ sistemler, kanalın etkin kazancını artırmalarına ve

karıştırmanın etkilerini ortadan kaldırmalarına rağmen sadece bir veri dizisi göndermektedirler. Diğer taraftan ÇGÇÇ sistemler, veriyi paralel olarak göndermek için de kullanılabilmekte ve kanal kapasitesinde dizideki anten sayısı ile doğru orantılı bir artış sağlamaktadırlar. Bu durum, oldukça çok sayıda çok yol bileşeni olan zengin saçınımlı kanallar için geçerlidir. Tek bir iletim yolu olan kanallarda sadece tek bir very dizisi gönderilebilmekte dizi işleminin geleneksel kuralları uygulanmakta, fakat çok yollu kanallarda her bir yol ayrı bir veri dizisi göndermek için kullanılabilmektedir.

ÇGÇÇ kanallarda alıcı antenlere ulaşan sinyaller arasındaki ilinti, kanalın zengin saçılmaya sahip olması durumunda azalmaktadır. Bunun nedeni sinyalin birçok nesneden saçılmasından dolayı çok ve dolayısıyla farklı yollar izleyerek alıcı antenlere ulaşması ve bu çok yol bileşenlerinin birbirlerinden bağımsız saçılmalarıdır. Sistem başarımında meydana gelen ilinti kaynaklı düşüş, zengin saçılmalı kanallarda azalmaktadır. Geleneksel anten dizileri algoritmaları çok yollu karışmayı azaltmak için kullanılmaktayken, ÇGÇÇ sistemler çok yolları, bu bileşenleri evre-uyumlu olarak toplayarak alıcıda sinyal/gürültü oranını artırabildiğinden, avantaj olarak kullanırlar.

Şekil 2.2.'de, ÇGÇÇ Kablosuz sistem diyagramı gösterilmektedir.

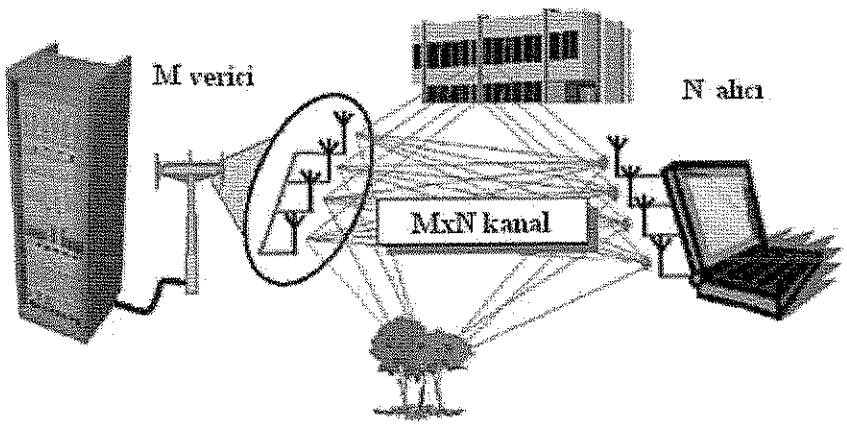


Şekil 2.2. ÇGÇÇ mimarisi

Geçmişte; çeşitlemeli alıcı, çok yollu sönümlemenin zararlı etkilerini azaltmak için kullanılmıştır. Alıcıda anten elemanları yeterince ayrı yerleştirilir ve her antende alınan işaret bağımsız sönümlemeli kanallar boyunca yayılır. Her yol, ayrı ve zamanla değişen genliğe, faza ve varış açısına sahiptir. Alınan işaretler daha sonra optimal ağırlıklar kullanılarak birleştirilir.

Son zamanlarda yapılan araştırmalar, hem gezgin hem de baz istasyonu için uzamsal çeşitlemeli seçenekler üzerinde durmuştur. 2.4 GHz ve 5 GHz taşıyıcı frekansları kullanan 3. nesil hücresel sistemler ile gezgin birimler, çoklu antenler taşıyabilecektir.

Değişik ÇGÇÇ tasarımları 4. nesil kablosuz haberleşme sistemleri için dikkate alınır.



Şekil 2.3. ÇGÇÇ sistemlerin bir uygulaması

ÇGÇÇ, çok-yollu yayılım gibi olguların kullanımıyla, band genişliğinin verimini artıran bir teknolojidir. Radyo dalgaları, yayılımları sırasında engellere çarpıp yansır ve sönümlenirler. Örneğin; radar ekranında havadaki uçağın birden fazla görüntüsünün olması, veya hava yayınıyla TV izlerken karşılaşılabilen görüntü kaymasının etkisi gibi; bu durumda izlenilen kanalın görüntüsünün bir kopyası, biraz kaymış gibi ekranda görünür.

Çok giriş çok çıkış sistemler, bu etkiyi aynı frekans bandında ve de birim zamanda

iletilebilecek veri miktarını artırmak için kullanır. Birden fazla anten kullanımıyla, veri parçalar halinde gönderilir ve karşı tarafta da yine fazla sayıda anten tarafından algılanır. Her bir anten tarafından alınan veri, bir sayısal işaret işleyici kullanılarak birleştirilir.

Vericiye gelen veri, verici katı içerisinde parçalara ayrılıp, radyo dalgaları halinde dışarıya aktarılır. Antenlerden yayılan dalga, hem doğrudan doğruya hem de ortamdaki engellerden yansıyarak alıcıya ulaşır. Alıcı, antenlerinde algıladığı veriyi, sayısal işaret işleme yardımıyla birleştirerek esas veriyi tekrar oluşturur.

Özetle, kablosuz haberleşme sistemlerinde yüksek erişim kalitesi ve yüksek data hızlarına gönderici ve alıcıda çoklu anten yapısı kullanılarak ulaşılabilmektedir. Çoklu anten kullanımı ile ek gönderim gücüne ve ek band genişliğine ihtiyaç duyulmadan haberleşme linkinin kapasitesi artırılabilmektedir.[17]

2.5. Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim (ÇT-KBÇE)

Kod bölmeli çoklu erişim (KBÇE), ilk olarak 2. Dünya Savaşı sırasında ABD tarafından askeri amaçlar için kullanılmaya başlanmıştır. 1990'lı yılların ortasında ABD menşeli Qualcomm şirketi KBÇE teknolojisini ikinci kuşak bir haberleşme şebekesi olan kbçeOne olarak da bilinen IS-95 standardıyla ticari olarak kullanıma sunmuştur [17,32].

CDMA2000 ABD'den TIA, Japonya'da ARIB ve TTC, Çin'de CCSA ve Kore'de TTA adlı düzenleme kurumlarının katılımıyla oluşturulan 3GPP Ortaklık Projesi 2 tarafından ITU' ya teklif edilmiştir. KBÇE2000, yeni frekans tahsisi gerektirmeksizin 2G şebeke işletmecilerinin 3G'ye geçişi için en uygun seçenek olarak ortaya çıkmaktadır.

KBÇE, askeri ve sivil uygulamalarda kullanılan bir çoklu erişim yöntemidir. . İlk olarak Kuzey Amerika ve Asya Pasifik bölgelerinde kullanılmaya başlanmış ve şu

anda tüm dünyada kullanılan bir teknolojidir Bu metot sayesinde tüm kullanıcılar aynı frekans bandını kullanabilirler. Her kullanıcıya ait bilgi yine o kullanıcı için sözde rastgele olarak üretilmiş bir kod dizisiyle çarpılarak tüm band boyunca yayılır. KBÇE sisteminde kullanıcılar, band genişliğinin tamamını zamanın tümünde kullanabilmektedir. Bu özelliği ile KBÇE, frekans bandının bir kısmına erişim sağlayan DFBÇ ile zamanın sadece bir kısmında iletime izin veren ZBÇE sisteminden oldukça farklıdır.

KBÇE sisteminde tüm kullanıcılar band genişliğinin tamamını bütün süre boyunca kullanabilirken, kullanıcılar arasında ayırt edicilik sağlamak için kodlar kullanılmaktadır. Her kullanıcıya gürültü benzeri bir kod atanır. Bu kod, diğer kullanıcıların kodlarına dikgendir ya da çoklu erişim girişimini (MAI) minimum yapan çapraz ilinti özelliklerine sahiptir. Gürültü benzeri kod, bilgi işaretine uygulanır ve böylece bilgi işareti diğer kullanıcılar tarafından gürültü benzeri bir işaret olarak görülür. Sadece ilgili alıcı bu kodun aynısına sahiptir ve bu kodu bilgi işaretini seçmek için kullanır. Bu durum, çok sayıda kullanıcının aşırı çoklu erişim girişimine sebebiyet vermeden aynı spektrumu paylaşmalarını sağlar. Ayrıca, sadece ilgili kullanıcı işareti çözebildiği için mesaj gizliliği de sağlanmış olur. Gürültü benzeri kod, yayma kodu olarak da adlandırılır çünkü, iletim gerçekleşmeden önce orijinal işaret çok yüksek bir band genişliğine yayılır. İletim esnasında işaretin frekans bileşenlerini daha geniş bir frekans bandına yayan yöntemler genel olarak yayılı spektrum yöntemleri olarak adlandırılmaktadır. KBÇE için genelde yayılı spektrum yöntemleri kullanılmaktadır [18].

KBÇE'nin avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Bozucu veya boğucu etkilere karşı dayanıklı olması (Bunun sebebi, alıcıda yayma kodu ile çarpım sonucunda dar bandlı bozucu veya boğucu işaretler yayılmaktadır),
- Çok yolluluğa dayanıklı olması.
- Çok yolluluktan faydalanarak çok yollu işaretlerin birleştirilmesi sayesinde alınan işaret gücünün artırılabiliyor olması
- Tüm kullanıcılar aynı frekansı paylaştığından sistem kapasitesinin, daha fazla

kod sözcüğünün kullanılması sayesinde kolayca artırılabilmesi,
- Gezgin sistemlerde bir baz istasyonundan başka bir istasyona geçerken frekans değişmediğinden yumuşak geçiş sağlanabilmesi.

KBÇE'in dezavantajları şu şekilde özetlenebilir:

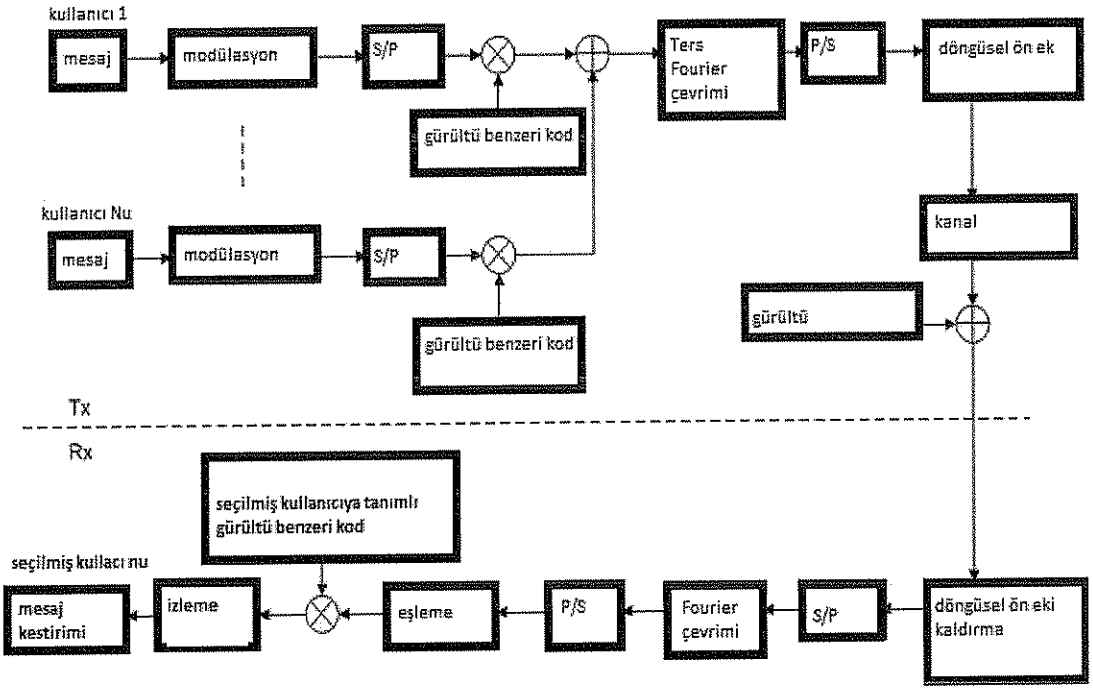
- Çoğunlukla eş zamanlamaya gereksinim duyulması,
- Doğrudan Dizili KBÇE (DD-KBÇE) sisteminde düşük bit hata oranları sağlamak için yayma kodları arasındaki çapraz ilintinin idealde sıfır olması veya başka bir ifadeyle kodların karşılıklı olarak dikgen olması istenir. Ne yazık ki, kullanıcı sayısına bağlı olarak çok fazla sayıda yayma koduna ihtiyaç duyulduğunda, dikgen kodların tasarımı oldukça güçtür [18,33],
- Baz istasyonuna yakın bir gezgin cihaz ile uzak bir cihaz aynı güçte iletim yaptığında baz istasyonu, yakın cihazın işaretini mesafeden dolayı çok daha güçlü olarak almak-tadır. Bu durumda uzak cihazın işaretinin bastırılma olasılığı mevcuttur. Bu nedenle yakın cihazın daha düşük güçle iletim yapmasını sağlayacak katı güç kontrolüne veya çoklu kullanıcı algılayıcı yapılarına gereksinim duyulmaktadır [19].

Çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim (ÇT-KBÇE) ise daha da üstünleşmiş bir versiyondur. Bu sistem KBÇE + DFBÇ biçiminde düşünülebilir ve :

- Gürültüye karşı dayanıklılık.
- Spektrumu verimli kullanması.
- Daha yüksek kullanıcı sayılarını kaldırabilmesi.
- Hand over etkisinin az olması.
- Yeni teknolojilere uygunluk.
- Yüksek spektrum verimliliği.
- Sönümlü kanallarda dirençlidir.
- ISI ve ICI ya karşı dayanıklı.

- Geniş band teknolojisine uygunluk açısından KBÇE'den daha avantajlıdır.

Şekil 2.4 bir Çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim sisteminin blok diyagramıdır.



Şekil 2.4. Çok taşıyıcılı Kod bölmeli çoklu erişim sistemi

Burada n_u. kullanıcıya ait ÇT-KBÇE sinyali şöyle ifade edilir:

$$d_{n_u} = [d_{n_u,1} \quad d_{n_u,2} \quad \dots \quad d_{n_uP}]^{T} \square \, C^{Px1} \tag{2.8}$$

Şekil 2.2'de de gösterildiği gibi eşitlik 2.1'de sembolize edilen sinyalin seriden paralele dönüşümü alınıp dağılım kodlaması işlemi uygulanır bunun sonucunda da

$$x_i = \sum_{n_u=1}^{N_u} s_{n_u,i} = \sum_{n_u=1}^{N_u} c_{n_u,g(i)} \quad d_{n_u,p(i)} \tag{2.9}$$

eşitliği elde edilir.

Eşitlik 2.2'de kullanılan s_{nu} ve c_{nu} ise sırasıyla eşitlik 2.10 ve 2.11'te verildiği gibidir.

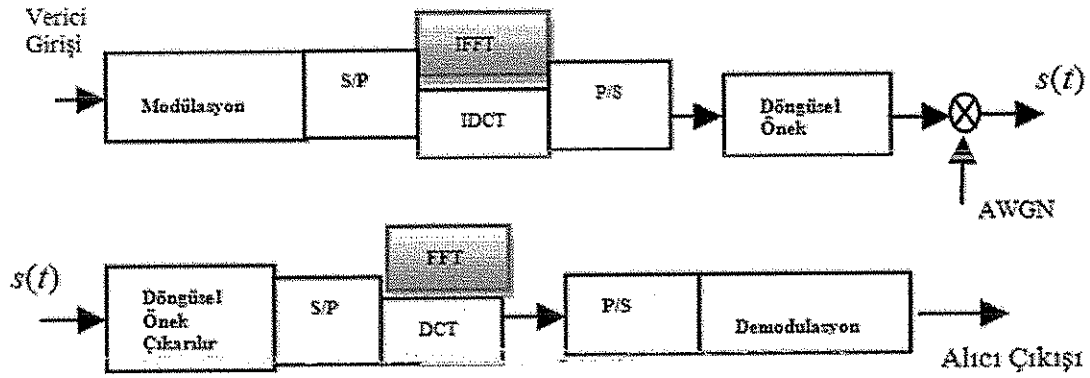
$$s_{n_u} = [s_{n_u,1} \quad s_{n_u,2} \quad \dots \quad s_{n_u PG}] = d_{n_u} \otimes c_{n_u} = \epsilon \, C^{1xPG} \tag{2.10}$$

$$c_{n_u} = [c_{n_u,1} \quad c_{n_u,2} \quad \dots \quad c_{n_u,G}] \, \epsilon \, C^{1xG} \tag{2.11}$$

2.6. Dikey Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (DFBÇE)

DFBÇE (Orthogonal Division Multiple Access) DFBÇ (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Dikey Frekans Bolmeli Coklayıcı) sayısal modulasyon tekniğinin cok kullanıcılı uyarlamasıdır. DFBÇE; FDMA, TDMA ve KBÇE'yi DFBÇ'in (Orthogonal Frequency Division Modulation – Dikey Frekans Bolmeli Modulasyon) avantajlarıyla beraber kullanır.

DFBÇE'de alt semboller toplanarak DFBÇE sembolü elde edilir. Yüksek hızlı data sembolleri N adet alt kanala bölünür. Taşıyıcılar birbirine dik olduğundan spektrumlar birbirlerine daha yaklaşabilmektedir hatta spektrumları çakışmasına rağmen kanallar birbirini engellememektedir Şekil 2.5. DFBÇE bir sistemin blok yapısını göstermektedir.



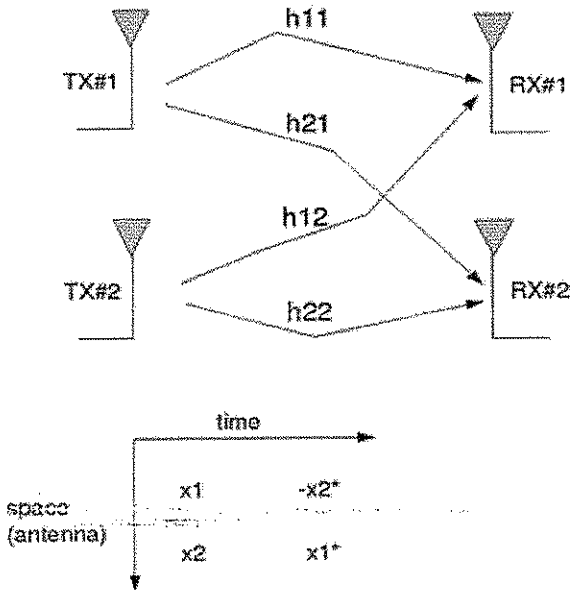
Şekil 2.5. Dikey Frekans Bölmeli Çoklu Erişim sistemi

DFBÇE sistemin avantajları şu şekilde sıralanabilir:

- Çok yol etkisine karşı başarılı, örtüşmeye izin vererek band genişliğinin verimliliğini artırır.
- Sönümlemeye karşı dayanıklı, IFFT (veya IDCT) ve FFT(veya DCT) işlemlerini kullandığından gerçekleştirilmesi kolaydır.
- ISI ve ICI'ya karşı dayanıklıdır.

2.7. Alamouti Uzay-Zaman Blok Kodlama

Uzay-zaman blok kodlamada kod, iletim matrisiyle tanımlanır. Kod matrisi $n \times p$ boyutludur, burada n, girişte bir sembolü iletmek için kullanılan zaman dilimi sayısı ve p, verici anten sayısıdır [Tarokh, 1999]. Uzay-zaman blok kodlarının en basit şekli Alamouti tarafından tasarlanmıştır. Alamouti yapısında iki verici, iki alıcı anten (2x2) bulunur. Aşağıda Alamouti uzay-zaman blok kodlama verilmiştir [Alamouti 1990];



Şekil 2.6 Alamouti sinyal ve kanal bütünlüğü

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

Burada iletilen sinyallerin matris çarpımı ile elde edilen eşitlikleri:

$$\begin{bmatrix} y_1^2 \\ y_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -x_2^* \\ x_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^2 \\ n_2^2 \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

$$\begin{bmatrix} y_1^1 \\ y_2^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^1 \\ n_2^1 \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

Bu eşitliklerden yola çıkarak kanal modellemesi yapılacak olması halinde H ile sembolize edilen kanal formu elde edilir.

$$\begin{bmatrix} y_1^1 \\ y_2^1 \\ y_1^{2^*} \\ y_2^{2^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^1 \\ n_2^1 \\ n_1^{2^*} \\ n_2^{2^*} \end{bmatrix} \Longrightarrow \text{H=} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

Özetle, Alamouti yapısı, hata başarımını, veri iletim hızını ya da telsiz iletişim sisteminin kapasitesini arttırmaktadır. Sönümlemeye karşı azalan duyarlılık, veri hızını arttırmak için çok düzeyli modülasyon tekniklerinin kullanılması ya da sistem kapasitesini arttırmak için çok hücreli yapılarda yenileme faktörünün küçülmesine olanak sağlamaktadır. Ayrıca, Alamouti yapısı telsiz iletişim sistemlerinin kapsama alanlarının artmasını sağlamak için kullanılabilir. Kısaca, bu yapı çok yollu sönümlemeden dolayı sınırlı sistem kapasitesine sahip uygulamalarda çok verimlidir[4]. Gelecek nesil iletişim sistemleri için, sahip olduğu gezgin birimdeki sönümleme etkisini baz istasyonunda birden fazla anten kullanarak etkin bir şekilde azaltmayı sağlayan Alamouti yapısı çok güzel bir adaydır.

2.8. Sıfıra Zorlayan Eşleyiciler

Sıfıra zorlayan eşleyici, haberleşme sistemlerinde kullanılan bir algoritmadır ve kanalın frekans cevabını çevirme mantığıyla çalışır. İlk defa Robert Lucky tarafından geliştirilmiştir. Sıfıra zorlayan eşleyici, sinyali kanaldan önce onarmak için, alınan sinyale kanalın tersini uygular. Adından da anlaşılacağı üzere asıl amacı ISI'ı sıfırlamaktır (gürültüsüz ortamlarda). Kanal cevabı F(f) olan bir kanal, C (f) gibi bir eşleyici ile bütünleştiğinde frekans cevabı 1 olacaktır.

2x2'lik bir ÇGÇÇ sistemde 1. Alıcı anten tarafından alınan sinyal olan y1:

$$y_1 = h_{1,1}x_1 + h_{1,2}x_2 + n_1 = [h_{1,1} \quad h_{1,2}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_1 \tag{2.15}$$

2. alıcı anten tarafından alınan sinyal y_2:

$$y_1 = h_{2,1}x_1 + h_{2,2}x_2 + n_2 = [h_{2,1} \quad h_{2,2}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_2 \tag{2.16}$$

Bu eşitliklerde:
h11: 1. Gönderici anten ile 1. Alıcı anten arasında oluşan kanal
h12: 1. Gönderici anten ile 2. Alıcı anten arasında oluşan kanal
h21: 2. Gönderici anten ile 1. Alıcı anten arasında oluşan kanal
h22: 2. Gönderici anten ile 2. Alıcı anten arasında oluşan kanal anlamına gelmektedir.
Gönderilen sinyaller olan x_1 ve x_2 bu 4 kanalı kullanarak alıcı tarafına ulaşmaktadır.

Alınan sinyal olan y ise: $y = Hx + n$ burada x'i çözmek için kanal cevabı 1 olan bir W matrisine ihtiyaç duyulmaktadır. Başka bir deyişle WH=1 yapısı oluşturulmalıdır. Bu eşitliğin gerçekleşmesini sağlayacak W-eşitleme matrisi:

$$W=(H^H H)^{-1} * H^H \tag{2.17}$$

olmaktadır.

2.9. En Düşük Ortalama Karesel Hata Eşleyiciler

En düşük ortalama karesel hata eşleyici, ortalama karesel hatayı minimize etmek amacıyla uygulanmaktadır. en düşük ortalama karesel hata eşleyiciler ISI bileşenini tamamen sıfırlamayı değil çıkış sinyali üzerinde gürültü bileşenine ait gücü minimize etmeyi amaçlamaktadır. Eğer x'i rastgele bir değişken ve y'yi de bilinen bir değişken olarak tanımlarsak x^y tahmini y'nin bir fonksiyonu haline gelir.
Buradan yola çıkarak Ortalama Karesel Hata=E(-(X^-X^2)} olur.

En düşük ortalama karesel hatanın amacı ise ortalama karesel hatanın değerini minimize edebilmektir.

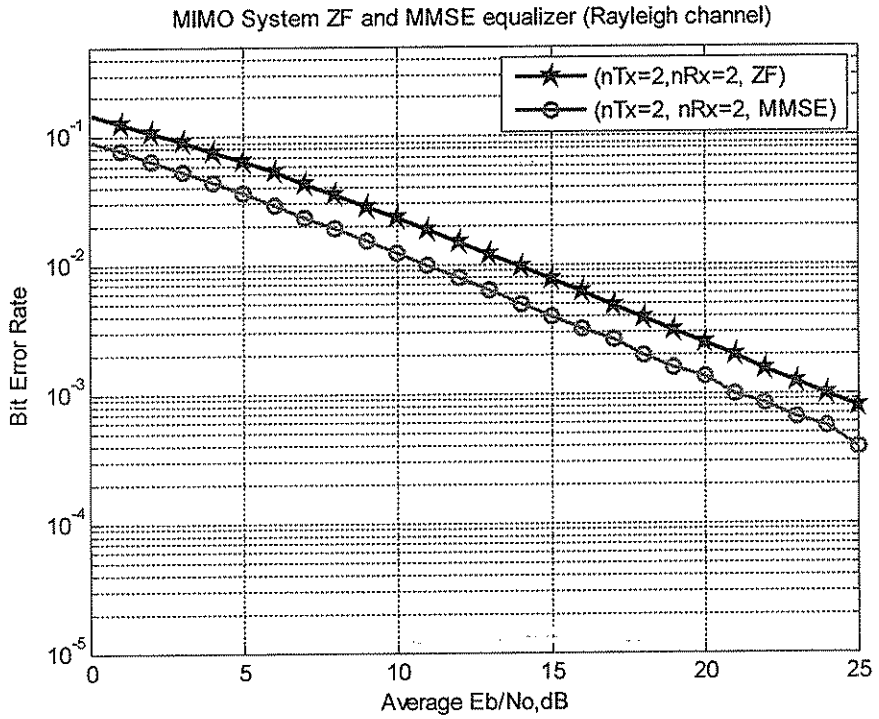
hi i: i. Gönderici anten ile 1. Alıcı anten arasında oluşan kanal
h12: 1. Gönderici anten ile 2. Alıcı anten arasında oluşan kanal
h21: 2. Gönderici anten ile 1. Alıcı anten arasında oluşan kanal
h22: 2. Gönderici anten ile 2. Alıcı anten arasında oluşan kanal anlamına gelmektedir.

Gönderilen sinyaller olan x_1 ve x_2 bu 4 kanalı kullanarak alıcı tarafına ulaşmaktadır.
Alınan sinyal olan y için y = Hx + n;
W eşitleme matrisi burada :

$W=[(H^HH+N_0I)]-1*H^H$ (2.18)

biçiminde oluşturulur.

2.17 ve 2.18 başlıkları bir arada düşünüldüğünde en düşük ortalama karesel hatanın; ISI'yı sıfırlamayı değil de ortam koşullarına sinyali adapte etmeyi amaçlaması sebebiyle gürültülü ortamlarda sıfıra zorlayana görc daha avantajlı olduğu görülmektedir. Şekil 2.7 Rayleigh kanal yapısında 2x2'lik bir ÇGÇÇ sistemde sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata kıyaslamasını içermektedir ve bir önceki cümlede yapılan açıklamayı desteklemektedir.



Şekil 2.7. ÇGÇÇ sistemde sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata eşleyici karşılaştırması

2.10. Uzay-Zaman Kodlaması (Space-Time Coding)

Çok sayıda verici ve çoklu alıcı antenin kullanılmasıyla telsiz iletişim sistemlerinin kapasiteleri oldukça artmaktadır. Telsiz kanallar üzerinden iletim hızını (data rate) arttırmanın en etkin yaklaşımlarından bir tanesi çok sayıda verici antenine uygun olan kodlama tekniğidir. Bu kodlama tekniğine *uzay-zaman kodlaması* denir.

Uzay-zaman kodlaması çok sayıda verici anten ile kullanılmak üzere tasarlanmış kodlama tekniğidir. Bu kodların uzay-zaman yapıları basit bir alıcı yapısı içeren telsiz sistemlerin kapasitelerini arttırmakta kullanılabilmektedir[20].

N verici ve M tane alıcı anteni içeren uzay-zaman (ST) kodlaması uygulanmak istensin. l anında bilgi simgesi $s(l)$ uzay-zaman kodlayıcı tarafından N tane kod simgesine, $c_1(l)$, $c_2(l)$,.....,$c_N(l)$ kodlanır. Her kod simgesi farklı antenlerden aynı

anda iletilirler. Kodlama kazancının ve çeşitleme kazancının alıcıda maksimum olacağı biçimde, kodlayıcı iletilecek olan N tane kod simgesini seçer[20].

Farklı alıcılara ulaşan işaretler bağımsız sönümlemelere uğrarlar. Alıcıda elde edilen işaret N tane iletilen işaretin sönümlemeli haliyle gürültünün bileşimi şeklindedir. Kanalın düz sönümlemeli (flat fading) ve kodlanmış işaretlerin ortalama enerjilerinin 1 [Joule] olduğu varsayımı altında, E_s'yi her giriş simgesi için tüm antenlerden iletilmiş olan toplam enerji olarak tanımlansın. Bu durumda her simge için iletim antenlerinin enerjileri E_s / N 'dir. $r_j(l)$, j = 1,...,M için, j. alıcı antende elde edilen işaret olarak tanımlarsak, ideal zamanlama ve frekans bilgileriyle $r_j(l)$'yi şöyle yazabiliriz,

$$r_j(l) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} \sum_{i=1}^{N} h_{ij}(l).c_i(l) + n_j(l), \qquad j = 1,2,\ldots, M \tag{2.19}$$

burada $n_j(l)$ çift yönlü güç spektral yoğunluğu N_0 / 2 olan sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültü sürecidir. $h_{ij}(l)$, i. verici antenden j. alıcı antene karmaşık sönümlemeli kanal kazancını modellemektedir. Verici ve alıcı arasındaki herbir kanalın birbirinden bağımsız olduğu varsayılmaktadır[20].

N tane antenden l anında gönderilen N x 1 boyutlu kod vektörünü $c_l = [c_1(l), c_2(l),.....,c_N(l)]^T$ olarak, j. alıcıyla N tane iletim anteni arasındaki kanalları $hj(l) = [h_{1j}(l), h_{2j}(l),..., h_{Nj}(l)]^T$ olarak ve alınan işaret vektörünüde $r(l)=[r_1(l),r_2(l),.., r_M(l)]^T$ olarak ifade edilmiş olsun. N tane verici anteni ile M tane alıcı anten arasındaki kanalı M x N boyutlu H(l) matrisini $H(l) = [h_1(l), h_2(l),..., h_M(l)]^T$ şekilnde ifade edebiliriz. Bu durumda (2.19) denklemi şöyle yazılabilir,

$$r_j(l) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} H(l).c_l + n(l). \tag{2.20}$$

her bir alıcıda elde edilen SNR söyle yazılabilir,

$$\text{SNR} = \frac{E_s}{N_0} \tag{2.21}$$

Son zamanlarda farklı bilim adamlarınca çeşitleme ve kodlama kazancını arttırmak için kanal kodlaması, modülasyon ve iletim çeşitlemesini içeren uzay-zaman kafes kodlaması (ST trellis coding) önerilmiştir. Uzay-zaman kafes kodlaması fazla karmaşık yapılarla daha verimli olmaktadır. Alamouti, 2 tane verici anteni kullanarak kod çözme karmaşıklığını azaltacak mükemmel bir yapı önermiştir. Bu yapıda başarım daha düşük olmasına rağmen uzay-zaman kafes kodlamaya göre çok daha basit bir yapıdadır. Alamouti'nin önerdiği yapı 2 verici antene ilişkin olduğundan yeni çalışmar, Alamouti'nin yapısını farklı sayıda verici anten için genelleştirme yollarını aramıştır. Bu çalışmalar sonucu *Uzay-Zaman Blok Kodlama* kavramı ortaya çıkmıştır[7]. Uzay-zaman blok kodlarını, Alamouti'nin önerdiği 2 verici anten yerine çok sayıda verici anten için oluşturabilmek amacıyla *Genelleştirilmiş Dik Tasarım Teorisinden* yararlanılmıştır[21].

İletilecek olan x işareti ile çeşitli kanallardan iletilmek üzere bu işaretin vericide oluşturulmuş bir çok kopyasının arasındaki ilişkiyi tanımlayan bir uzay-zaman blok kod n x p boyutlu iletim matrisi ile tanımlanır. Matris elemanları, k'lı giriş simgeleri $x_1, x_2, \ldots, x_k$ ve bu simgelerin eşleniklerini veya doğrusal birleşimleriyle oluşturulur. k'lı giriş simgeleri x_i, i = 1,...k, iletim çeşitlemeli kanal üzerinden gönderilmek üzere bilgi taşıyan ikili bitleri ifade etmek için kullanılmaktadır. 2^b tane farklı işarete sahip bir işaret kümesinde b tane ikili bit x_i simgesini ifade etmek için kullanılır. Bundan dolayı, k x b ikili bit bloğu aynı anda uzay-zaman blok kodlayıcıya gönderilir. k tane giriş simgesini iletmek için kullanılan zaman dilimi sayısı 'n' ve verici anten sayısı 'p' ile ifade edilirse uzay-zaman blok kodun iletim matris yapısı şöyledir,

$$\begin{pmatrix} g_{11} & g_{21} & g_{31} & \ldots & \ldots & \ldots & g_{p1} \\ g_{12} & g_{22} & g_{32} & \ldots & \ldots & \ldots & g_{p2} \\ . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & & & & . \end{pmatrix} \qquad (2.22)$$

Burada g_{ij} değerleri $x_1, x_2, \ldots, x_k$ simgeleri ve bunların eşleniklerini veya doğrusal birleşimlerini ifade etmektedir. gij değerleri , i = 1, .., p iletim antenlerinden her

zaman dilimi j = 1, .. , n içerisinde aynı anda iletilmektedir. Örneğin, 2. zaman diliminde

(j = 2), g_{12}, $g_{22,\ldots}$, g_{p2} işaretleri aynı anda Tx:1, Tx:2,... Tx:p antenlerinden gönderilirler. Matris yapısından görüldüğü gibi kodlama hem uzayda hem de zamanda yapılmaktadır.

Uzay-zaman blok kodu tanımlayan n x p iletim matrisi karmaşık dik tasarım üzerine oluşturulmuştur. n tane zaman diliminden k tane simge iletildiğinden uzay-zaman blok kodun kodlama oranı şöyledir:

$$R = k / n \tag{2.23}$$

Alıcı tarafta istenilen sayıda anten kullanılabilir. 'q' tane alıcı anten kullanılması durumunda oluşacak çeşitleme düzeyi p.q olacaktır. İncelenen bu durumda çeşitleme kanallarının düz sönümlemeye uğradığı varsayılmaktadır. Frekans seçici sönümlemeli kanallarda yüksek iletim hızlarında aynı koşulların sağlanabilmesi için yüksek hızlı bit dizileri çok sayıda düşük hızlı bit dizilerine ayrılır ve düz sönümlemeli kanallar üzerinden gönderilirler. Aynı koşulları dik frekans bölmeli çoğullama (DFBÇ) ile de gerçekleştirebiliriz.

Uzay-zaman blok kodlama Rayleigh/Ricean ortamlarda çok sayıda verici anteni ile iletim için basit ve etkili bir tekniktir. Bu kodlamayla belirtilen verici ve alıcı antenleriyle sağlanabilecek tam çeşitleme sağlanmaktadır. Yukarıda belirtilen genel yapı çerçevesinde kullanılan modülasyon tekniğine göre uzay-zaman blok kodları, genelleştirilmiş gerçel ya da karmaşık dik tasarım olarak ifade edilmektedirler[21].

2.11. Dağılım (Çeşitleme) Teknikleri (Diversity Techniques)

Çeşitleme, alıcıda iletilen işaretin istatistiksel bağımsız birden fazla kopyalarının elde edilmesi için kullanılan bir yöntemdir[33]. Çok yollu kanallar üzerinden alıcıda elde edilen işaretler derin sönümlemelere neden olabilmekte ve bundan dolayı alıcıda hata miktarı aşırı derecede artabilmektedir. Sönümlemeli çok yollu kanallarda hata olasılığını azaltmak için çeşitleme yöntemi kullanılmaktadır. Aynı bilgiyi taşıyan işaretin birden çok kopyasını birbirinden bağımsız sönümlemeli kanallar üzerinden gönderirsek işaretlerin hepsinin aynı anda sönümlemeye uğrama olasılıkları önemli bir miktarda azalacaktır. Bundan dolayı çeşitleme tekniği mantıklı bir yaklaşımdır[33]. Çeşitleme, telsiz iletişim kanallarında derin sönümlemeleri azaltmanın yanında iletim gücü gereksinimini azaltmakta önemli bir rol oynamaktadır.

2.11.1 Frekans çeşitlemesi

Aynı işaretin birbirinden bağımsız birden çok sönümlemeli çeşidini elde edebilmek için aynı işareti birbirinden farklı frekanslarda ve frekanslar arası minimum band genişliğinin uyum band genişliğinden, Bc , fazla olduğu taşıyıcılar ile iletilmesine Frekans Çeşitlemesi denir[33]. Bu tekniğin dezavantajları ek band genişliği gereksiniminin yanında daha fazla iletim gücü gerektirmesi ve frekans çeşitlemesi için kullanılan kanal sayısı kadar alıcı gerektirmesidir[7,33].

2.11.2 Zaman çeşitlemesi

Zaman çeşitlemesinde yine birbirinden bağımsız sönümlemeye uğramış işaretler elde edebilmek için aynı işaret bilgisi birbirinden farklı zaman dilimlerinde gönderilir. Birbirini takip eden zaman dilimleri arasındaki zaman ayrımı kanalın uyum zamanını (Tc), geçmelidir[1]. Uyum zamanı, Tc, doppler kaymasına yani taşıyıcı frekansa ve gezgin birimin hızına bağlıdır. Zaman çeşitlemesi, ileri yönde hata düzeltme (FEC, forward error correction) kodlarında ve serpiştirme (interleaving)

işleminde kullanılır[7,33]. Bu tekniğin dezavantajlarından bazıları, gezgin birimin çok yavaş ilerlemesi durumunda istenmeyecek kadar gecikmelerin olması ve yüksek iletim gücü gerektirmesidir[7,33].

2.11.3 Uzay çeşitlemesi (Anten çeşitlemesi)

Uzay çeşitlemesi, hücresel radyo şebekelerinde kullanılan en yaygın teknik olmasının yanında ek frekans spektrumu gerektirmeyen bir tekniktir. Bu çeşitleme tekniğinde verici ve alıcının her ikisinde ya da sadece birinde birden çok anten kullanarak birbirinden bağımsız sönümlemeli kanallar üzerinden iletişim sağlanmaktadır. İlişkisiz sönümleme elde edebilmek için verici ya da alıcı antenlerin yeteri kadar birbirinden uzak olmaları gerekmektedir. Baz istasyonları için antenlar arası uzaklık genellikle 10 dalga boyu ya da daha fazlasıdır[7,33].

3. ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞ ÇOKLU TAŞIYICILI KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE) SİSTEM YAPISI ve UYGULAMASI

KBÇE'in sayısız avantajları vardır. Genel tanımlar başlığı altında da bahsedildiği üzere yeni baz istasyonlarının eklenmesinde kolaylık, yumuşak kapasite, iyi hizmet kalitesi ve yumuşak geçiş bazı avantajlarındandır.

Kablosuz haberleşme temelli ÇGÇÇ, kablosuz haberleşme sistemlerin geleceğidir. ÇGÇÇ-KBÇE, teknolojide yeni kuşak hücresel ağları geliştirmeyi amaçlamıştır.

Çoklu erişim girişimi (MAI), yüksek hızlı KBÇE sistemi için temel dezavantajlardan biridir. Çok kullanıcılı sezme çoklu erişim girişimini bastırmada etkili bir teknik sağlamaktadır. Bazı araştırmalar zayıf uzay zaman çoklu erişim haberleşme sistemi önermesine rağmen, gelecekte diğer çoklu erişim teknikleri ile, KBÇE gibi, uzay zaman kodları boyunca daha esnek tasarım olarak çalışılacağına inanılmaktadır. Uzay zaman Turbo kodları ile çalışan ÇGÇÇ-KBÇE sistem; iki özel girişimi bastırabilir: *Çoklu erişim girişimi* ve *antenler arasındaki girişim*. Çok kullanıcılı sezme tasarımlarının bazıları çoklu-anten girişimini bastırmada da kullanılabilir [22]. ÇGÇÇ sistemler temel olarak alıcı ve verici sistem için çoklu anten elemanlarının kullanılmasıyla elde edilir. Bu durumda bit hata oranı düşmektedir ve hizmet kalitesi artmaktadır [23].

ÇGÇÇ sistemlerin kullanılmasıyla başarımda meydana gelen artışın nedenleri dizi kazancı, çeşitleme kazancı, uzamsal çoğullama kazancı ve karışmanın azalmasıdır. Vericide çoklu anten bulunan kanallarda (ÇGÇÇ, ÇGTÇ) dizi kazancı elde edebilmek için kanal bilgisinin verici tarafından bilinmesi gerekmektedir. Gönderen taraftaki dizi kazancı gönderen tarafta kanal bilgisi gerektirir, benzer şekilde alıcı tarafında dizi kazancı da yine alıcı tarafında kanal bilgisi gerektirir [23,24]. Bu kazanç miktarı alıcı veya verici anten sayısına bağlıdır. Alıcı tarafında kanal bilgisinin bulunması daha kolaydır, kanal bilgisinin verici tarafından bilinmesini sağlamak daha zordur.

Telsiz kanaldaki sinyal gücünün rastgele bir şekilde değişmesine karşı kullanılacak farklı çeşitleme teknikleri vardır. Bu tekniklerden uzamsal çeşitleme (ya da anten çeşitlemesi), zaman ya da frekans çeşitlemesine göre tercih edilmektedir. Bunun nedeni, gönderme zamanında ya da gönderme bandında ek bir artışa gereksinim duyulmamasıdır. Sönümlemeye karşı uygulanan bu yöntemler ile sinyal, çoklu yollardan gönderilmiş olur. Sinyalin çoklu yollardan gönderimi ile elde edilen kazanç, çeşitleme kazancı olarak adlandırılır. Çoklu yol sayesinde sinyalin izlediği bir yolun kötü olma olasılığı başarımı sınırlandırmaz. ÇGÇÇ kanalı oluşturan ve bağımsız olarak sönümlenen çoklu yollardan gelen sinyaller alıcı tarafından uygun şekilde birleştirilirler. Bu sayede alınan sinyal gücü üzerinde sönümlemenin etkisi daha az olur, dolayısı ile alınan sinyal daha kararlı hale gelir, elde edilen sinyalin genliğindeki değişim TGTÇ bağlantısına göre daha az olur ve alınan sinyalin ortalama gücü artar.

Bu kazanç sayesinde; ÇGÇÇ sistemlerde anten dizisi elemanlarından en az birinde belli bir paket hata oranı değerini sağlamak için gerekli olan sinyal gücü, tek bir anten olması (TGTÇ) durumunda aynı paket hata oranını elde etmek için gereken sinyal gücünden daha düşük olmaktadır.

Gönderen tarafta kanal bilgisi olmadan da uzamsal çeşitleme kazancı elde etmek mümkündür, bunun için uygun tasarlanmış sinyallerin gönderilmesi gerekmektedir. Bu konu ile ilgili teknik, uzay-zaman kodlaması olarak adlandırılır [25].

Zengin saçılmalı kanallarda alıcı, farklı katarları ayırır ve kapasitede doğrusal bir artış sağlar. Uzamsal çoğullama kazancı sadece ÇGÇÇ kanallarda olasıdır [18, 26, 27].

Örnek olarak, iki alıcı ve iki verici anteni bulunan bir ÇGÇÇ sisteminde aynı hıza sahip farklı iki bit dizisi modüle edilir ve her bir verici antenden aynı anda gönderilirler.

Kanal bilgisine sahip alıcı, bu iki aynı kanal sinyalini uzaysal imzalarını kullanarak ayrıştırabilir ve her iki sinyali demodüle ederek orijinal bit dizisini elde etmek üzere bu katarları birleştirir. Sonuç olarak uzaysal çoğullamada gönderim hızı, alıcı-verici çiftleri sayısı ile doğru orantılı olacak şekilde artırılır [25].

Telsiz kanallarda ortak kanal karışmasının nedeni frekansların yeniden kullanılmasıdır. Çoklu anten kullanıldığında istenen sinyalin uzamsal imzası ile ortak kanal sinyallerin uzamsal imzaları arasındaki fark, karışmayı azaltmak için kullanılabilir. Karışmayı azaltmak için istenen sinyalin kanal bilgisine sahip olunması gerekmektedir, fakat karışma yapan kanalların kesin kanal bilgilerine sahip olunmasına gerek yoktur.

Karışma azaltma yöntemi verici tarafından uygulanabilir. Burada amaç, sinyali alıcıya gönderirken ortak kanal kullanıcılarına doğru gönderilen karışma enerjisini en aza indirmektir. Karışmanın azalması ile (sinyal) / (karışma) oranında artış meydana gelir. Ayrıca, karışmanın azalması ise frekansın yeniden kullanımının artmasına olanak sağlanır, böylece hücresel sistemin kapasitesi de artırılabilir [25,28].

ÇGÇÇ tekniği, KBÇE sistem için çok büyük kapasite artışı sağlamaktadır. ÇGÇÇ-KBÇE sisteminde işaretlerin doğru sezilmesi için ilgili alıcı tarafından yayılı kodun zamanlaması bilinmelidir. Buna rağmen, çoğu metod yalnızca dalga biçimi bilinen zamanlama sezme varsayımını ele alır. ÇGÇÇ-KBÇE'de büyük kapasite temin edilebilmesi için istenilen kullanıcı için kod zamanlama bilgisi alıcıda gerekmektedir. [16]. Bu noktada genel tanımlar başlığı altında ele almış olduğumuz doğrusal (lineer) sezme blokları işlevselleşmeye başlamaktadır. Sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata eşleyicileri, Alamouti kod yapısı sayesinde gönderilen mesaj ile ilintili modellenmiş kanal yapısı türünde yazılarak, kullanıcı için gerekli kod zamanlama bilgisinin alıcı tarafına kadar taşınmasını sağlamaktadır.

Bu kısımda, yukarıda etkileri açıklanmış olan ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE sistem için temel sinyal modellemesine giriş yapılacaktır ve alıcı mimarisi oluşturulacaktır. Bu modelleme lineer alıcı modelleriyle bütünleştirilecektir.

3.1. Gönderilen Sinyal Modeli

Kullanıcı sayısının Nu ile gösterildiği bir ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE sistemin blok yapısı Şekil 3.1'de gösterildiği şekildedir.

Bilgiyi içeren mesaj grupları Nt kadarlık alt kanallarda P sembol sayılı kodlarla, modüleli bir biçimde taşınırlar[30].

Seçilmiş bir nu kullanıcısı için kodlanmamış sembol matrisi[30].

$$D_{n_u} = \left[d_{n_u}^1\ d_{n_u}^2 \ldots . d_{n_u}^{N_t}\right] \in C^{N_t x P} \quad (3.1)$$

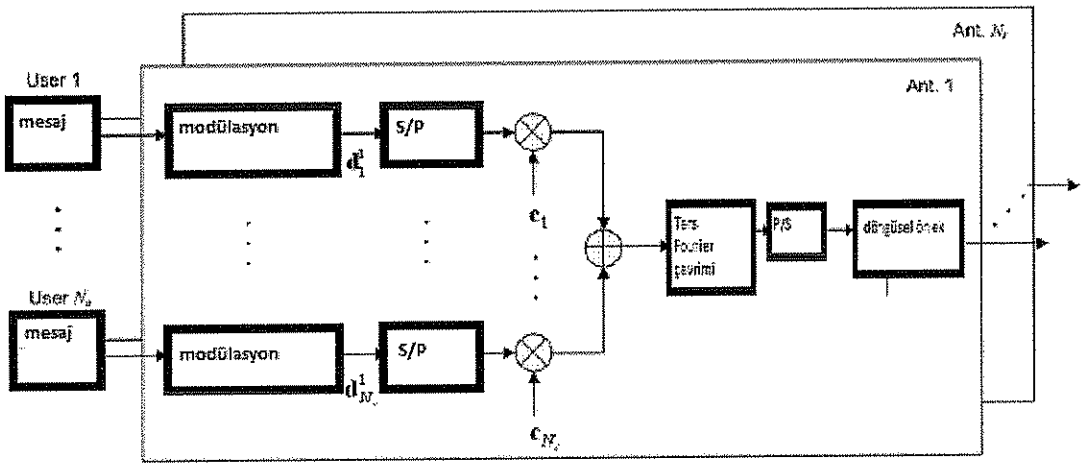
Biçimindedir. Burada "d_{nu}^{nt}", nt. antenden gönderilen bilgi bloğunu ifade etmektedir ve 3.2 eşitliğinde belirtildiği gibidir[30].

$$d_{n_u} = [d_{n_u,1} d_{n_u,2} \ \ldots \ d_{n_u P}]\ T \epsilon\ CPx1 \quad (3.2)$$

Her kullanıcı birbirinden ayrı dağılım kodlarıyla ayrıştırılır. Nu kullanıcısına mahsus dağılım dizini eşitlik 3.3'te verilmiştir.

$$c_{n_u} = [c_{n_u,1}\ \ c_{n_u,2}\ \ \ldots\ \ c_{n_u,G}]\ \in C1xG \quad (3.3)$$

Bu eşitlikte "C" dağılım kodlarını, G ise kodun uzunluğunu ifade etmektedir ve "pseudorandom" bir kod üreteci tarafından rastgele oluşturulmaktadır. Dağılım dizini seçilmiş nu'ncu kullanıcının gönderim matrisindeki dağılımını gösterebilmek için kullanılır.



Şekil 3.1. ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE Sistem

$$S_{n_u} = [s_{n_u,1} \quad s_{n_u,2} \quad \dots \quad s_{n_u PG}] = D_{n_u} \otimes C_{n_u} = \in C^{N_t x N_s} \tag{3.4}$$

3.4 eşitliğinde Ns=PxG toplam alt taşıyıcı sayısını temsil etmektedir. Tüm kullanıcıların i'nci bir alt taşıyıcı tarafındaki KBÇE kombine çip dizisi eşitlik 3.5'te gösterilmiştir[30].

$$x_i = \left[x_i^1 \; x_i^T \; \dots . x_i^{N_t}\right]^T = \sum_{n_u=1}^{N_u} s_{n_u,i} \in C^{N_t x 1} \tag{3.5}$$

Burada nt'inci anten tarafından gönderilen kombine çip dizisi ise eşitlik 3.6 'daki gibidir[30].

$$x_i^{n_t} = \sum_{n_u=1}^{N_u} s_{n_u,i}^{n_t} = \sum_{n_u=1}^{N_u} c_{n_u,g(i)} \, d_{n_u,p(i)}^{n_t} \tag{3.6}$$

Şekil 3.1'deki sistem mimarisi üzerinden adım adım ilerleyecek olursak bir sonraki adımda, her gönderici antenindeki kombine çip dizisi ters fourier çevrimi (IFFT) yardımıyla zaman düzlemine geçirilir. IFFT'den geçip zaman düzlemine uygulanmış olan çıkış sinyali burada ÇT-KBÇE sistem işlemleri dizisine girer. Öncelikle, sinyale kanaldaki gürültülerden etkilenme oranını azaltmak için döngüsel ön ek uygulanır, sonra sinyal, kanal matrisi eşitlik (2.14) de verilen Alamouti Uzay Zaman Kodlama ile uyumlu yapıda modellenmiş, sönümleyici bir kanal türü olan "Rayleigh Kanal"a gönderilir ve üzerine Beyaz Gaussian gürültüsü eklenir[30].

Bu işlemler MATLAB programında simüle edilirken öncelikle; iki alıcı ve iki verici anten arasında oluşan toplam dört adet kanal rasgele modellenecek şekilde "Rayleigh Dağılımı" formülü ile örtüştürülür. Daha sonra bu dört kanal Alamouti ile uyumlu kanal matrisine yerleştilir ve alıcıya ulaşacak olan sinyal bu matris kanaldan geçmiş olur.

3.2. Alıcı Sinyal Modeli

Gönderici tarafında belirlenmiş olan seçilmiş bir kullanıcının alıcı tarafında Nr kadar antene geldiği düşünülür. Alınan sinyalden öncelikle döngüsel ön ek kaldırılır ve elde edilen sinyale N_s boyutlu Fourier dönüşümü uygulanır. i'nci bir alt taşıyıcıda Fourier dönüşümünden geçmiş bir alınan sinyal modeli eşitlik 3.7'de; karaterizesi ise eşitlik 3.8'de verilmiştir[30].

$$r_i = H_i x_i + n_i \tag{3.7}$$

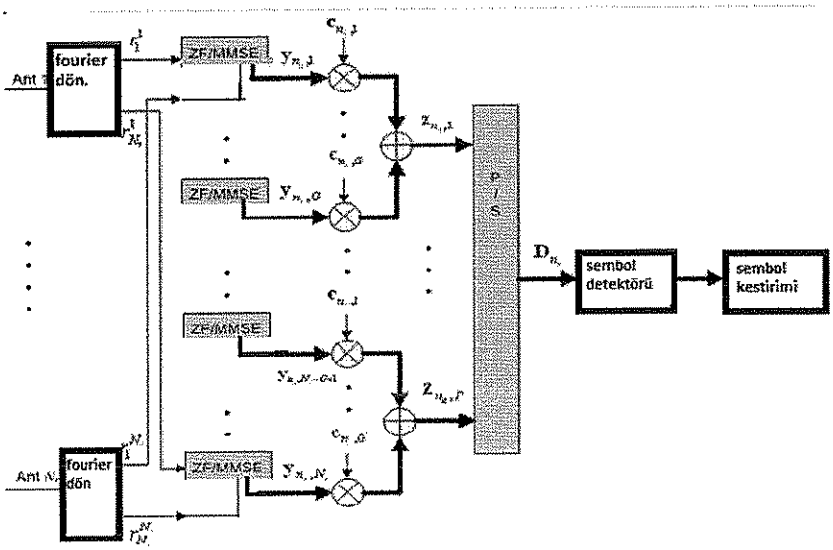
$$r_i = \left[r_i^1\ r_i^2\ \ldots.\ r_i^{N_r}\right]^T \in C^{N_r x 1} \tag{3.8}$$

Eşitlik 3.7 'de verilen Hi kanalı, kullanılacak eşitleyici tekniğine bağlı olarak değişkenlik göstermektedir.

Bu noktada daha önce de belirttiğimiz şekilde, bizim baz aldığımız 2 temel eşileyici tipine uyumlu yapılar yer alacaktır.

Referans dokümanlar [17] ve [21]'de kullanılan lineer detektörlerin ÇGÇÇ-ÇT KBÇE sistemde girişimin azaltılmasını sağladığını göstermektedir.

Şekil 3.2., sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata filtrelerle kurulmuş bir alıcı mimarisini göstermektedir.



Şekil 3.2. ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE'de lineer filtreleme

i'nci alt taşıyıcıdaki ilgili düzlemsel dönüşüm matrisleri [17]'de eşitlik (3.12) ve eşitlik (3.13) te gösterilen biçimde ifade edilmiştir[30].

$$H_i^{ZF} = H_i^{+} = (H_i^H H_i)^{-1} H_i^H \tag{3.12}$$

$$H_i^{MMSE} = [H_i^H H_i + (\frac{G}{N_u})\sigma_n^2 I_{N_t}]^{-1} H_i^H \tag{3.13}$$

Sıfıra zorlayan durumunda, nu'ncu kullanıcının i'nci alt taşıyıcıdan gelen filtrelenmiş olarak alınan sinyali

$$y_{n_{u,i}} = H_i^{ZF} r_i = H_i^{+} H_i x_i + H_i^{+} n_i = x_i + n_i' \tag{3.14}$$

Elde edilen y sinyalinin, kod yayılımı yapılması ile elde edilen sinyal [30] eşitlik 3.15'te verilen sinyaldir ve kestirim için bu sinyal kullanılır.

$$z_{n_{u,p}} = \sum_{g=1}^{G} c_{n_{u,g}} y_{n_{u,i(p,g)}} \tag{3.15}$$

En düşük ortalama karesel hata filtrelerle kurulma durumunda, nu'ncu kullanıcının ters Fourier dönüşümünden sonra p'nci alt taşıyıcıdan gelerek alınmış olan sinyaline rp diyecek olursak:

$$r_p = W_p\, d_p + n_p \tag{3.16}$$

eşitliğinden yola çıkmamız gerekir. Burada 2.18 eşitliğinde verilen matris yapısının formülünden faydalanarak Wp'yi elde etmemiz gerekmektedir.

Başka bir deyişle 3.16 eşitliği ile 2.18 eşitliğinin bütünleştirilmesiyle eşitleme matrisini yazmak istersek:

$$r_p = \left[r_1^1 \ldots . r_G^2 \ldots \ldots r_1^{N_r} \ldots . \; r_i^{N_r}\right]^T \in C^{N_r G x 1} \tag{3.17}$$

$$d_p = \left[d_1^1 \ldots . d_K^{N_r} \ldots \ldots d_K^1 \ldots . \; d_K^{N_t}\right]^T \in C^{N_t K x 1} \tag{3.18}$$

$$n_p = \left[n_1^1 \ldots . n_G^2 \ldots \ldots n_1^{N_r} \ldots . \; n_i^{N_r}\right]^T \in C^{N_r G x 1} \tag{3.19}$$

$$Wp = \left[w_{1,p}^1 \ldots . w_{1,p}^{N_t} \ldots \ldots w_{Nu,p}^1 \ldots . \; w_{Nu,p}^{N_t}\right]^T =$$

$$\begin{bmatrix} h_{i(p,i)}^{(1,1)} c_{1,1} \cdots h_{i(p,1)}^{(1,N_t)} c_{1,1} \cdots h_{i(p,1)}^{(1,1)} c_{N_u,1} & \cdots h_{i(p,1)}^{(1,N_t)} c_{N_u,1} \\ \vdots \qquad\qquad \vdots & \vdots \qquad\qquad \vdots \\ h_{i(p,G)}^{(1,1)} c_{1,G} \cdots h_{i(p,1)}^{(1,N_t)} c_{1,1} \cdots h_{i(p,G)}^{(1,1)} c_{N_u,G} & \cdots h_{i(p,G)}^{(1,N_t)} c_{N_u,G} \\ \vdots \qquad\qquad \vdots & \vdots \qquad\qquad \vdots \\ h_{i(p,1)}^{(Nr,1)} c_{1,1} \cdots h_{i(p,1)}^{(Nr,N_t)} c_{1,1} \cdots h_{i(p,1)}^{(Nr,1)} c_{N_u,1} & \cdots h_{i(p,1)}^{(Nr,N_t)} c_{N_u,1} \\ \vdots \qquad\qquad \vdots & \vdots \qquad\qquad \vdots \\ h_{i(p,G)}^{(1,1)} c_{1,G} \cdots h_{i(p,G)}^{(Nr,N_t)} c_{1,1} \cdots h_{i(p,G)}^{(Nr,1)} c_{N_u,G} & \cdots h_{i(p,G)}^{(Nr,N_t)} c_{N_u,G} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Buradan yola çıkarak elde edilen sinyal;

$$y_p^{n_t} = [W_p^{MMSE}]\, r^p \tag{3.21}$$

olur. Eşitlik 3.21'i eşitlik 3.15'te yerine yazarak en düşük ortalama karesel hata eşleyici ile kurulmuş bir sistemde elde edilen sinyale ulaşmış oluruz. Bu sinyal ve 3.15 eşitliği ile elde edilen sinyali P/S dönüşümü ile elde edilecek olan Dn' sinyali ile gönderilen veri kestirilebilir.

Elde edilen sinyal ve gönderilen sinyal arasındaki farkı ve bu değer yardımıyla da bit/hata oranını hesaplayabilmek için kestirimi yapılan ve gönderilen sinyalin farkının kompleks büyüklüğünden faydalanılır.

4. ÇOK GİRİŞ ÇOK ÇIKIŞ DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (ÇGÇÇ- DFBÇE) SİSTEM YAPISI ve UYGULAMASI

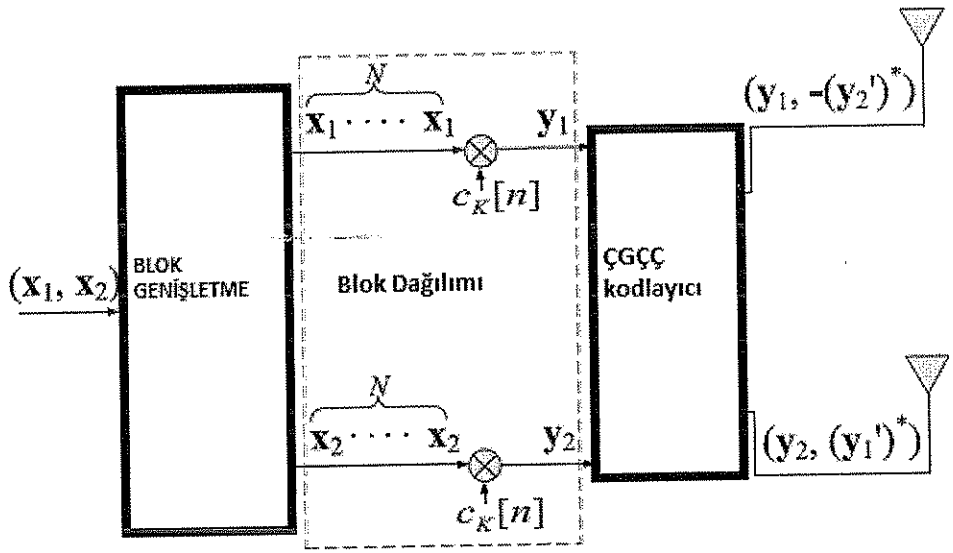
DFBÇE sisteminde, her kullanıcı dik frekans bölmeli çoklanmış bir diziyi bir alt taşıyıcı üzerinde taşımaktadır. Her bir alt taşıyıcı dar band sinyali temsil etmektedir ve aynı kullanıcının diğer alt taşıyıcısı da dahil olmak üzere tüm alt taşıyıcılara dikgendir. (Dikgen yapının yardımıyla kullanıcıların alıcı tarafında ilintilendirilmesi daha kolay hale gelmektedir.) Bu nedenle de her kullanıcı toplam band genişliğinden daha dar bir band genişliğine sahip diğer kullanıcılarınkinde farklı frekans değerine sahip bir band üzerinde ve buna bağlı olarak da farklı kanal sönümleme etkisi altında gönderilen sinyallere sahip olmaktadır. Daha önceki kısımlarda da söylediğimiz gibi ÇGÇÇ yapılar, sistemin kompleksliğini ve maliyetini artırmalarına rağmen çok yollu yayılıma karşı dirençli bir yapıya sahip olmaları sebebiyle, kablosuz haberleşme sistemlerindeki kaliteyi artırıyor olmalarından dolayı oldukça avantajlıdırlar. DFBÇE sisteminin, ÇGÇÇ sistemi ile entegre hale getirilmesiyle sinyal üzerinde oluşan sönümleme etkisi azaltılabilmekte ve böylece de kazanç artmaktadır.

Uzay zaman kodlama ise ÇGÇÇ sistemler ile uyumlu olan kodlama mimarisidir ve çok anten yapısına sahip bir sistem mimarisi oluşturulduğunda tercih edilmelidir. Bu kısımda da uzay zaman kodlama türü olarak yine Alamouti kodlama kullanılmıştır ve yine kanal modellemesi bu kapsamda gerçekleştirilmiştir.
Kanaldan gönderilen sembolün alıcı tarafında yeniden modellenmesi ve bu modellenen sembolün sezilebilmesi için, (lineer) sezme blokları işlevselleşmeye başlamaktadır. Sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata eşleyicileri, Alamouti kod yapısı sayesinde gönderilen mesaj ile ilintili modellenmiş kanal yapısı türünde yazılarak, kullanıcı için gerekli kod zamanlama bilgisinin alıcı tarafına kadar taşınmasını sağlamaktadır.

Bu kısımda DFBÇE bir sistemle birleştirilmiş ÇGÇÇ sistem uygulamasının, farklı lineer alıcılarla beraber, sönümleyici bir kanaldaki performansını çıkarmamızı sağlayacak sistem mimarisi oluşturulacaktır.

4.1. Gönderilen Sinyal Modeli

Şekil 4.1 blok yayılımı ile birleştirilmiş bir ÇGÇÇ-DFBÇE göndericinin yapısını göstermektedir. Burada gösterildiği şekilde x_1 ve x_2 olarak isimlendirilmiş M uzunluğundaki QPSK modüleli iki adet vektör oluşturulmuştur. M uzunluğu 2'nin kuvvetlerinden seçilen bir değerdir ve ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE sistem için olduğu gibi burada da 16'dır.



Şekil 4.1. ÇGÇÇ DFBÇE Gönderici Modeli

x1 ve x2 sembolleri QPSK modülasyonları yapıldıktan sonra ilk olarak blok genişletme modülüne sokularak kullanıcı sayısı kadar çoklanır. Ardından cK[n] kompleks exponansiyel dizini ile çarpılarak vektörel yayılım sağlanır[31].

$$c_{K[n]} = \exp\left(j\,\frac{2\pi Kn}{N}\right), n = 0, 1, \ldots\ldots, N-1; K = 0, 1, \ldots\ldots, N-1 [31] \qquad (4.1)$$

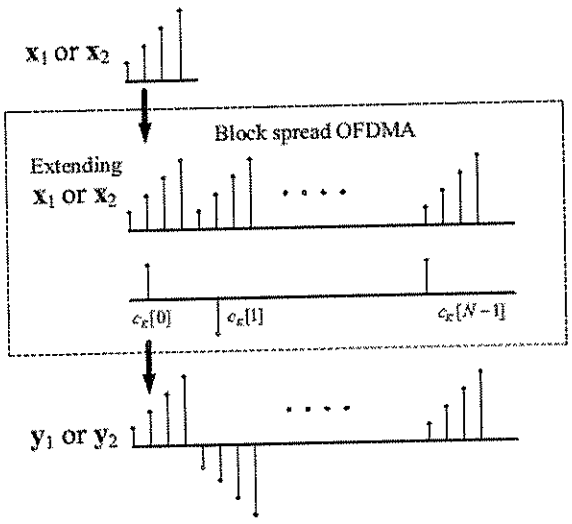
4.1 eşitliğinde K, saptanmış bir kullanıcıyı; N ise tüm kullanıcı sayısını ifade etmektedir.

Blok yayılıma ek olarak uygulanan $c_K[n]$ her kullanıcının birbirine göre dik konuma gelerek farklı frekanslar yardımıyla ayrılmasını sağlar.

Bahsedilen işlemin çıkış vektörleri [MN-1] uzunluklu y1 ve y2 vektörleridir ve 4.2'de gösterilen haliyle ifade edilir[31].

$$
\begin{aligned}
&y_1[i] = x_1[m]c_K[n] \\
&y_2[i] = x_2[m]c_K[n] \\
&i = nM + m \\
&m = 0,1,\dots,M-1; n = 0,1,\dots.,N-1
\end{aligned}
\tag{4.2}
$$

4.1 ve 4.2 eşitlikleri ile matematiksel gösterimleri yapılan sembol vektörlerinin düzlemsel gösterimi ise Şekil 4.2'de verildiği gibidir.



Şekil 4.2. Blok dağılımlı DFBÇE uygulaması

Blok dağılımlı DFBÇE sistemin en önemli avantajı güçlü sönümlemeye sahip kanallarda frekans bölme yardımıyla performans artırımı sağlayabilmesidir. Bu durum frekans düzleminde sinyal incelemesi yardımıyla gerçeklenebilir. 2 gönderici antenli ÇGÇÇ bir sistemde MN noktalı bir FFT uygulandığında elde edilen Yt[31]:

$$Y_t[k] = \sum_{i=0}^{MN-1} y_t[i] e^{-j\frac{2\pi}{MN}ki}$$

$$\xrightarrow{i=nM+m} = \sum_{n=0}^{Nn-1} \sum_{m=0}^{M-1} y_t[nM+m] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$$

$$= \sum_{n=0}^{Nn-1} \sum_{m=0}^{M-1} x_t[m]\, c_K[m]\, e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$$

$$= \sum_{n=0}^{Nn-1} \sum_{m=0}^{M-1} x_t[m]\, e^{\left(j\frac{2\pi Kn}{N}\right)} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$$

$$= \sum_{m=0}^{M-1} x_t[m]\, e^{\left(j\frac{2\pi Kn}{N}\right)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-K)n}$$

$$= \begin{cases} X_{K,t[l]}\,, k = lN + K, l = 0,1, \dots, M-1 \\ 0 \quad (\text{k ve l uygun değer aralığında değilse}) \end{cases} \quad [31] \tag{4.3}$$

$$X_{K,t[l]} = N \sum_{m=0}^{M-1} x_t[m] e^{-j\frac{2\pi}{MN}(lN+K)m} \;, l = 0,1, \dots \dots, M-1 \tag{4.4}$$

Eşitliğin basitleştirilmiş haliyle yazılabilmesi için $Y_t[k]$ vektörünün sıfır olmayan değerlerini içeren Y_t vektörü yaratılır ve $Y_t = (Y_t[K], Y_t[N+K] \dots . Y_t[(M-1)+K])$ çevrimi yapılır. Buradan elde edilen $Y_t$vektörü;

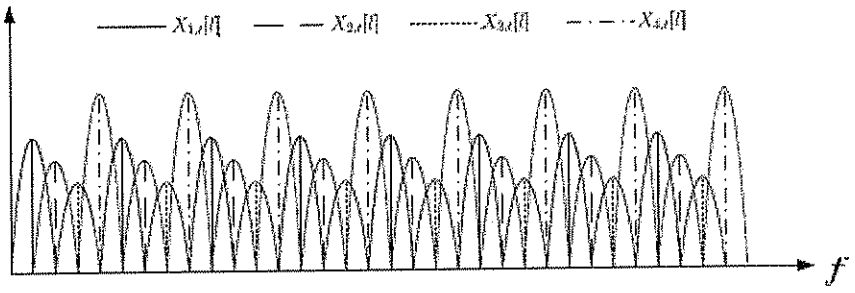
$$Y_t = N\, x_t\, W_M \; [31] \tag{4.5}$$

W_M faz rotasyon matrisi ise:

$$W_M = \begin{bmatrix} e^{\alpha Kx0} & e^{\alpha (K+N)x0} & \dots & e^{\alpha (K+(M-1)N)x0} \\ e^{\alpha Kx1} & e^{\alpha (K+N)x1} & \dots & e^{\alpha (K+(M-1)N)x1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{\alpha Kx(M-1)} & e^{\alpha (K+N)x(M-1)} & \dots & e^{\alpha (K+(M-1)N)x(M-1)} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

olur. WM matrisinde tanımlı α değeri: $\alpha = -j\frac{2\pi}{MN}$ 'dir.

Başka bir deyişle eşitlik 4.3 ve 4.5'e bakıldığında DFBÇE sayesinde , K'inci seçilmiş kullanıcı için olan M bilgi sembolleri faz rotasyon matrisi ile çarpılıp alt taşıyıcılara yerleştirilirler. Şekil 4.3'te yukarıda açıklananları örneklemek adına kullanıcı sayısını dört olduğu bir DFBÇE sisteminde kullanıcıların birbirlerine göre sinyal durumlarının frekans düzlemindeki dağılımı gösterilmiştir. Buradan kullanıcıların birbirlerine dik olma durumları ve frekans bandını kullanım durumları görülebilmektedir.



Şekil 4.3. Frekans düzleminde blok dağılım DFBÇE sinyal modeli

Yukarıdaki işlemler sonucunda elde edilen y1 ve y2 sinyalleri Şekil 4.1'den de görülebileceği üzere kodlama bloğuna girer. Burada daha önce 2. ve 3. bölümlerde de bahsedildiği ve kullanıldığı üzere Alamouti kodlama işlemi uygulanır.

Anten	TX1	TX2
zaman alanı1	y1	y2
zaman alanı2	-(y2')*	(y1')*
frekans alanı1	Y1	Y2
frekans alanı2	-Y2*	Y1*

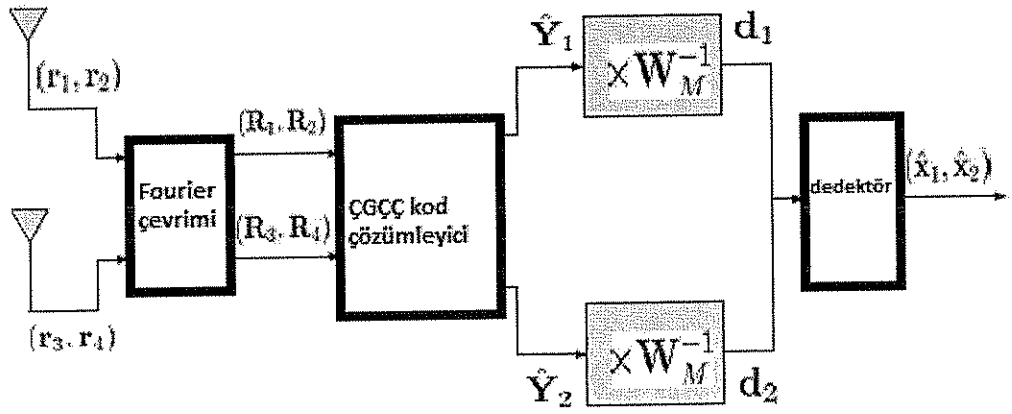
Çizelge 4.1. STC-ÇGÇÇ zaman ve frekans düzleminde

Burada frekans düzlemindeki sinyalin konjugatenin alınabilmesi için sembollerin ilk hallerini korurken, giriş sembollerinin zaman düzlemindeki terslerini alıp y1' ve y2' sembollerini elde ediyoruz. Zaman alanında birinci antenden y1 ve ikinci antenden y2 gönderilir. Bir sonraki zaman alanında ise birinci antenden -(y2')* ve ikinci antenden (y1')* gönderilir. Böylelikle de frekans düzleminde alamouti kod gerçeklenmiş olur. (Çizelge 4.1)

Bu işlemler tamamlandıktan sonra sinyale, sinyali kanaldan etkilerden korumak için döngüsel ön ek eklenir. Sonrasında da sinyal kanala gönderilir ve üzerine beyaz Gaussian gürültüsü eklenir.

4.2. Alıcı Sinyal Modeli

Alıcı tarafında anten sayısının artışı sistem performansını olumlu yönde etkiler. Şekil 4.4 Blok dağılım ÇGÇÇ DFBÇE alıcı mimarisini göstermektedir.



Şekil 4.4 Blok dağılım ÇGÇÇ DFBÇE alıcı

Alıcı tarafında 2 adet antenin oluşu bize 4 adet kanal yapısı sağlamıştır.

Çizelge 4.2. Gönderici ve Alıcı arasındaki kanallar

	RX(alıcı) anten 1	RX(alıcı) anten 2
TX(gönderici) anten 1	$H_1[k]$	$H_3[k]$
TX(gönderici) anten 1	$H_2[k]$	$H_4[k]$

Çizelge 4.3. Alıcı antenler tarafından alınan sinyaller

	RX(alıcı) anten 1	RX(alıcı) anten 2
Zaman dilimi 1	$R_1[k]$	$R_3[k]$
Zaman dilimi 2	$R_2[k]$	$R_4[k]$

Burada alınan sinyaller [31]:

$$R_1[k] = Y_1[k]H_1[k] + Y_2[k]H_2[k] + V_1[k]$$
$$R_2[k] = -Y_2^*[k]H_1[k] + Y_1^*[k]H_2[k] + V_2[k]$$
$$R_3[k] = Y_1[k]H_3[k] + Y_2[k]H_4[k] + V_3[k]$$

$$R_4[k] = -Y_2^*[k]H_3[k] + Y_1^*[k]H_4[k] + V_4[k]$$
$$k = 0, 1, \ldots\ldots\ldots, M-1 \qquad (4.7)$$

(V: kanalda eklenen gürültüdür.)

Daha açık bir ifadeyle[31]:

$$R_1 = Y_1H_1 + Y_2H_2 + V_1$$
$$R_2 = -Y_2^*H_1 + Y_1^*H_2 + V_2$$
$$R_3 = Y_1H_3 + Y_2H_4 + V_3$$
$$R_4 = -Y_2^*H_3 + Y_1^*H_4 + V_4 \qquad (4.8)$$

$$R_1 = (R_1[0], R_1[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, R_1[M-1])$$
$$R_2 = (R_2[0], R_2[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, R_2[M-1])$$
$$R_3 = (R_3[0], R_3[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, R_3[M-1])$$
$$R_4 = (R_4[0], R_4[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, R_4[M-1])$$
$$Y_1 = (Y_1[0], Y_1[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, Y_1[M-1])$$
$$Y_2 = (Y_2[0], Y_2[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, Y_2[M-1])$$
$$H_1 = \text{diagonal}(H_1[0], H_1[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, H_1[M-1])$$
$$H_2 = \text{diagonal}(H_2[0], H_2[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, H_2[M-1])$$
$$H_3 = \text{diagonal}(H_3[0], H_3[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, H_3[M-1])$$
$$H_4 = \text{diagonal}(H_4[0], H_4[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, H_4[M-1])$$
$$V_1 = (V_1[0], V_1[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, V_1[M-1])$$
$$V_2 = (V_2[0], V_2[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, V_2[M-1])$$
$$V_3 = (V_3[0], V_3[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, V_3[M-1])$$
$$V_4 = (V_4[0], V_4[1], \ldots\ldots\ldots\ldots, V_4[M-1]) \qquad [79] \qquad (4.9)$$

Daha önce ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE sistemde yapmış olduğumuz derivasyonun bir benzerini de burada uygulayacak olursak:

$$R = (R_1, R_2^*, \ldots., R_{2Q-1}, R_{2Q}^*)$$
$$Y = (Y_1, Y_2)$$

$$H = \begin{pmatrix} H_1 & H_2^* & \cdots & H_{2Q-1} & H_{2Q}^* \\ H_2 & -H_1^* & \cdots & H_{2Q} & -H_{2Q-1}^* \end{pmatrix}$$
$$V = (V_1, V_2^*, \ldots., V_{2Q-1}, V_{2Q}^*) \quad (4.10)$$

eşitliğini elde ederiz. Burada Q anten sayısıdır.

Sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata eşleyicilerinden geçirilecek olan R sinyali, R=YH+V'dir. Burada Y'yi elde edebilmek için yapılacak işlem sırası sonucunda elde edilen veri $\hat{Y} = RC$ olarak tanımlanırsa C'nin tanımlanması için; kullanılan eşleyicinin en düşük ortalama karesel hata olması durumunda, Y ile $\hat{Y}$ arasındaki ortalama karesel hata değeri saptanacaktır[31] .
Bu değer de [31] :

$$\varepsilon^2 = E\{(\hat{Y} - Y)^\tau (\hat{Y} - Y)\} \quad (4.11)$$

$$\varepsilon^2 = E\{(RC - Y)^\tau (RC - Y)\} \quad (4.12)$$

4.11 ve 4.12 formüllerinde kullanılan $\tau(.)$ sembolü matrisin transpozunu ve kompleks konjugateni tariflemektedir.

Çarpma işlemi sırasında ortogonalite özelliğinden dolayı sıfırlanan değerler çıkarıldığında 4.13 eşitliği elde edilir.

$$E\{((RC - Y)R^\tau\} = 0 \quad (4.13)$$

Buradan yola çıkarak :

$$\begin{aligned} C &= E\{Y(YH + V)^\tau\}(E\{((YH + V)(YH + V)^\tau\})^{-1} \\ &= E\{YY^\tau\}H^\tau(HE\{YY^\tau\}H^\tau + E\{VV^\tau\})^{-1} \\ &= (HH^\tau + \frac{1}{\gamma_{ref}})^{-1} \end{aligned} \quad (4.14)$$

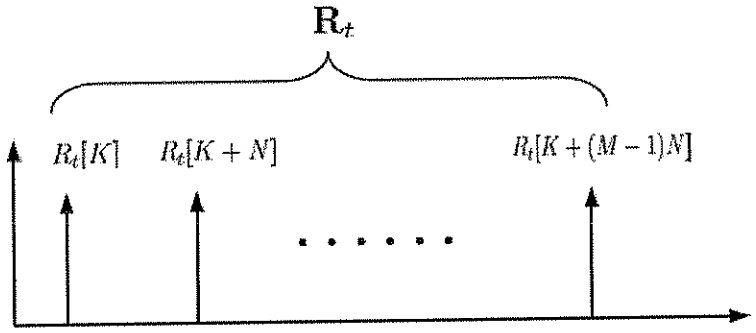
(γ_{ref} ➔ SNR değeri)

Eğer kullanılan eşleyici sıfıra zorlayan ise noise bileşeni "0" kabul edilir yani $\gamma_{ref} \rightarrow \infty$ olacak şekilde düşünülür :

$$C = H^{\tau} (H H^{\tau})^{-1} \tag{4.15}$$

Ancak gerçek hayatta gürültü asla sıfır olamayacağı için C bileşeni pratikte gürültünün bir referans değerine bağlı olarak yazılır, $\gamma_{ref} \rightarrow \gamma_{in(\text{var olan gürültü})}$ kabul edilir ve en düşük ortalama karesel hata eşleyici ile bu hali kullanılır.

C'nin saptanması ile elde edilen çıkış sinyali vektörü $\hat{Y}$=RC= ($\hat{Y1}$,$\hat{Y2}$) sinyalidir.
Blok diagramdan da görüleceği gibi bu adımdan sonra sistemin başında yapılan blok dağılımı kaldırılır. Kaldırma işlemi 3 adımda gerçekleştirilir. İlk olarak FFT uygulanır, ardından N kadarlık çoklama kaldırılır.



Şekil 4.5. Tanımlanmış kullanıcı için uygulanmış N kadarlık çoklamanın kaldırılması

Son olarak da gönderilen sinyale uygulanan dağılım matrisinin tersi alınan olan W-1, $\hat{Y}$ sinyaline uygulanır. Bu sayede de x' sinyali elde edilmiş olur.

$$W_M^{-1} = \frac{1}{N}\begin{bmatrix} e^{\beta Kx0} & e^{\beta(K+N)x0} & \dots & e^{\beta(K+(M-1)N)x0} \\ e^{\beta Kx1} & e^{\beta(K+N)x1} & \dots & e^{\beta(K+(M-1)N)x1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{\beta Kx(M-1)} & e^{\beta(K+N)x(M-1)} & \dots & e^{\beta(K+(M-1)N)x(M-1)} \end{bmatrix}^T \quad (4.16)$$

$$\widehat{x_t} = \widehat{Y_t}\, W_M^{-1} \quad (4.17)$$

4.17 eşitliğinden yola çıkılarak yalnızca Y parametresine bağlı x değeri elde edilmek istenirse 4.18 eşitliği elde edilir[31].

$$\begin{aligned} \widehat{x_t}[m] &= \frac{1}{N}\sum_{l=0}^{M-1}\widehat{Y_t}[l]\, e^{j\frac{2\pi}{MN}(lN+K)m} \\ &= \frac{1}{N}\sum_{l=0}^{M-1}\widehat{Y_t}[l]\, e^{j\frac{2\pi}{MN}Km}\, e^{j\frac{2\pi}{M}lm} \\ &= \frac{1}{N}e^{j\frac{2\pi}{MN}Km}\sum_{l=0}^{M-1}\widehat{Y_t}[l]\, e^{j\frac{2\pi}{M}lm} \end{aligned}$$
$$m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4.18)$$

Eğer ortamda gürültü veya çok yollu yayılımda kaynaklı sönümleme yoksa Yt=Rt=$\widehat{Yt}$ olur ve gönderilen sembolle alınan sembolün aynı olduğu düşünülür.

$$Y_t[l] = N\sum_{l=0}^{M-1}x_t[m]\, e^{j\frac{2\pi}{MN}(lN+K)m}$$
$$l = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4.19)$$

4.18 ve 4.19 eşitlikleri bir bütün olarak düşünüldüğünde:

$$\widehat{x_t}[m] = e^{j\frac{2\pi}{MN}Km}\, x_t[m] e^{-j\frac{2\pi}{MN}Km} = x_t[m] \quad (4.20)$$

5. SONUÇ

Bölüm 3 ve Bölüm 4'te anlatılan 2 ayrı sistemin performans değerlendirmesini yapmak üzere MATLAB programında ortak parametreler aynı olacak şekilde bir sistem yazılımı hazırlanmıştır.

Program içeriğinde Giriş kısmında gösterilen hiyerarşiye uygun olarak farklı durumlar simüle edilmiştir. Yapılan çalışma ile 2x2'lik ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE sistemin ve ÇGÇÇ-AZBK-DFBÇE sistemlerin sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata eşleyiciler kullanılarak hazırlanmış yapılarının değişen kullanıcı sayılarına göre tepkileri incelenmiştir.

Kullanıcı sayısı en çok 16 olarak seçilmiştir. 1 kullanıcı,8 kullanıcı ve 16 kullanıcı için hazırlanmış kodlar koşturulmuş, seçilmiş herhangi bir kullanıcı için bit hata oranı-SNR grafikleri oluşturulmuştur.

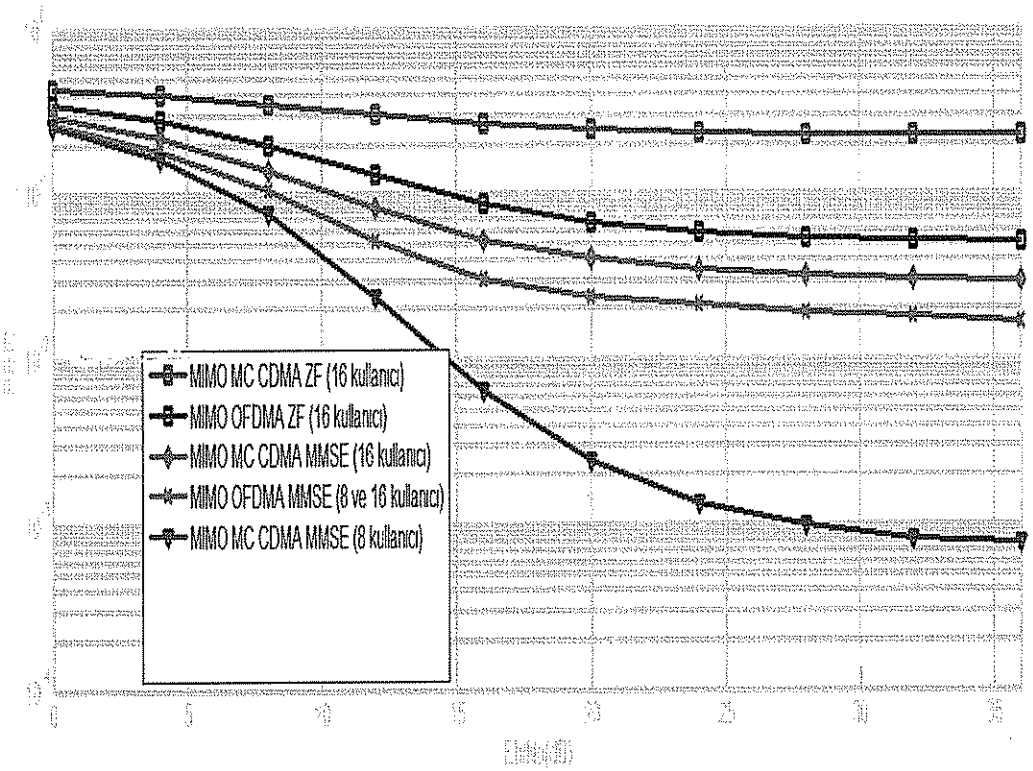
Her koşulda Alamouti kodlama ve Rayleigh Sönümlemeli kanal kullanılmıştır, mesaj uzunluğu 16 bit, dağılım matrisi uzunluğu 16 bit ve döngüsel ön ek uzunluğu 8 bit olarak seçilmiştir. Her bir senaryo için yazılım ortalama 18 kez koşturulmuştur ve tutarlılığı kontrol edilmiştir. Bazı koşmalar sırasında seçilmiş kullanıcı değiştirilmiştir. Seçilmiş kullanıcıyı değiştirmenin sistem performansı üzerinde etkinliği olmadığının görülmesi üzerine, tüm sistemler için ortak olarak 3. kullanıcı için elde edilen veriler kullanılmıştır.

Simülasyon sonucunda elde edilen grafik Şekil 5.1'te verilmiştir. Buradan da görülebileceği gibi:

Her sistemin kendi içinde, en düşük ortalama karesel hata eşleyici kullanılan yapılar sıfıra zorlayan kullanılan yapılardan daha başarılı sonuçlar sağlamıştır.

Artan kullanıcı sayısı göz önüne alındığında ÇGÇÇ DFBÇE sistemler ÇGÇÇ ÇT KBÇE sistemlerden daha düşük hata oranına sahiptir ve ÇGÇÇ DFBÇE sistemler

çok kullanıcılı ortamlarda kullanıcı sayısından bağımsız sonuçlar vermektedir. Bu da kullanıcı sayısının az olduğu ya da başka bir deyişle sisteme binen yükün az olduğu koşullarda ÇGÇÇ ÇT KBÇE sistemin, aksi durumda ise ÇGÇÇ-DFBÇE sistemin daha avantajlı olduğunu göstermiştir.



Şekil 5.1. 8 ve 16 kullanıcılı sıfıra zorlayan ve en düşük ortalama karesel hata eşleyicilerle kombine edilmiş ÇGÇÇ-ÇT-KBÇE ve ÇGÇÇ-AZBK-DFBÇE sistemlerin BER analizi karşılaştırması

KAYNAKLAR

1. Kyeongyeon K., Jaesang H., Chungyong L., Seijoon S., "Asymptotic analysis of downlink MIMO multicarrier CDMA systems with a minimum mean square error receiver," ***IEEE VTC spring***, 1501-1505 (2006).

2. Hu J., Kim K., Shim S., Kim M., C. Lee, "An MMSE-nulling partial-PIC receiver for multiuser downlink MIMO MC-CDMAsystems," ***IEICE Transactions on Communications***, 1725-1729 (2005).

3. Fu P. and Chen K., "Rate sub-carrier and power allocations for multicarrier CDMA with LMMSE multiuser detection", ***IEEE Transactions on Wireless Communications***, 1574-1580 (2007).

4. Benvenuto N., Bisaglia P., Boccardi F., "Joint optimum linear precoding and power control strategies for downlink MC-CDMAsystems" ***IEEE Transactions on Communications***, 56(5):769-777 (2008).

5. Vehkapera M., Tujkovic D., Li Z., Juntti M., "Receiver design for spatially layered downlink MC-CDMAsystem," ***IEEE Transactions on Vehicular Technology***, 54(3):1042-1055 (2005).

6. Biglieri E., Calderbank R., Constantinides A., Goldsmith A., Paulraj A., Poor H., "MIMO Wireless Communications", ***Cambridge University Press***, 15-784 (2007).

7. Haykin S. and Moher M., "Modern Wireless Communications", ***Pearson Prentice Hall***, 28-576 (2005).

8. Chang R. W., "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," ***Bell Systems Technical Journal***, 1775-1796 (1966).

9. Cimini L. J., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", ***IEEE Transactions on Communications***, 665-675, (1985).

10. Radio broadcast systems, "European Telecommunication Standard",***ETS 300***, 401, (1994).

11. Reimers U. H., "DVB-the family of international standards for digital video broadcasting", ***Proceedings of the IEEE***, 94(1):173-182 (2006).

12. Chen W. Y., Waring D. L., "Applicability of ADSL to support video dial tone in the copper loop", ***IEEE Comm. Mag.***,102-109 (1994).

13. Heiskala J., Terry J., OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide", ***Sams Indianapolis***, 9-336 (2001).

14. Wu Y., Zou W.,"Orthogonal frequency division multiplexing: a multicarrier modulation scheme", ***IEEE Transactions on Consumer Electronics***, 41(3):392-399 (1995).

15. Molisch A., "Wireless Communications", ***John Wiley & Sons Ltd***, 36-888 (2005).

16. Yee N., Linnartz J., Fettweis G., "Multicarrier CDMA in indoor wireless radio Networks", ***Proc. IEEE PIMRC***, 109-113,(1993).

17. Zhongding L., Xiaoming P., Francois C., "V-BLAST receivers for downlink MC-CDMAsystems," ***Proc. IEEE VTC fall***, 866-870 (2003).

18. Rappaport T. S., "Wireless Communications". ***Prentice Hall***, 24-736 (2002).

19. Kuhn V., "Wireless Communications over MIMO Channels", ***John Wiley & Sons Ltd***, 1-388 (2006).

20. Tse D., Viswanath P., "Fundamentals of Wireless Communications", ***Cambridge University Press,*** 10-496 (2005).

21. Glisic S., "Advanced Wireless Communications", ***John Wiley & Sons Ltd*** 21-536 (2004).

22. Vehicular Technology, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequencyselective rayleigh fading channels", ***IEEE Transactions***, 48(5):1584-1595 (1999).

23. Koulakiotis D., Aghvami A. H., "Data detection techniques for DSCDMA mobile systems: a review", ***IEEE Personal Communications,*** 7(3):24-34 (2000).

24. Foschini G., Golden G., Valenzuela R., Wolniansky P., "Simplied processing for high spectral efficiency wireless communication employing multielement arrays", ***IEEE Transactions***,1841-1852 (1999).

25. Fazel K., Kaizer S., "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems", ***John Wiley & Sons Ltd.***, 15-260 (2003).

26. Kyeongyeon K., Jaesang H., Chungyong L., H. Daesik, "Performance analysis of a downlink MIMO MC-CDMAsystem with turbo coding andchannel interleaving", ***in Proc. IEEE VTC fall***, 1439-1442 (2004).

27. Simon M. K., Alouini M. S., "Digital Communications over Fading Channels". ***John Wiley & Sons Inc.***, 15-820 (2005).

28. Moshavi S., "Multi-user detection for DS/CDMA communications", ***IEEE Communications Magazine***, 34(10):124-136 (1996).

29. Prasad R., Hara S., "An overview of multi-carrier CDMA***", in Proc. IEEE ISSSTA***, 107-114 (1996).

30. Chen H., "The Next Generation CDMA Technologies", ***John Wiley & Sons Ltd***, 9-399 (2007).

31. Cho Y. S., Kim J., Yang W. Y.,Chung G.,"MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB", ***John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd.*** 55-240 (2010).

32. Tse D., Viswanath P., "Fundamentals of Wireless Communications", ***Cambridge University Press***, 10-496 (2005).

33. Verdu S., "Multiuser Detection", ***Cambridge University Press***, 19-394 (1998).

34. Lo E., Chan P., Lau V., Cheng R., Letaief K., Murch R., Mow W.,"Adaptive resource allocation and capacity comparison of downlink multiuser MIMO-MC-CDMAand MIMO-OFDMA", ***IEEE Transactions on Wireless Commununications***, 6(2):1083-1093 (2007).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ASLAN Aydan

Uyruğu : T.C.

Doğum tarihi ve yeri : 05.06.1987 Ankara

Medeni hali : Bekar

Telefon : 0 (554) 825 5398

e-mail : aaslan@aselsan.com.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Gazi Üniversitesi/ Elektrik Elektronik Müh. Bölümü	2009
Lise	Ankara Atatürk Anadolu Lisesi	2005

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2009-…	ASELSAN AŞ	Mühendis

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Tiyatro, müzik, kısa film