

**ÇOK TAŞIYICILI KOD BÖLÜŞÜMLÜ ÇOKLU ERİŞİM
SİSTEMLERDE KANAL KESTİRİMİ**

**CHANNEL ESTIMATION IN MULTI CARRIER
CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS
SYSTEMS**

KORHAN KONUKLAR

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2007

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından **ANABİLİM DALI** 'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Başkan :.....(İmza).....
(Ünvanı, Adı ve Soyadı)

Üye(Danışman) :.....(İmza).....
(Ünvanı, Adı ve Soyadı)

Üye :.....(İmza).....
(Ünvanı, Adı ve Soyadı)

Üye :.....(İmza).....
(Ünvanı, Adı ve Soyadı)

Üye :.....(İmza).....
(Ünvanı, Adı ve Soyadı)

ONAY

Bu tez, /..... / tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Erdem YAZGAN

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRÜ

ÇOK TAŞIYICILI KOD BÖLÜŞÜMLÜ ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERDE KANAL KESTİRİMİ

Korhan Konuklar

ÖZ

Yüksek bant genişliği verimi ve yüksek iletim kapasitesi sağlayan Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoklama (OFDM) telsiz haberleşmesinde geniş bir alanda kullanılmaktadır. OFDM'in bir varyasyonu olan Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim (MC-CDMA) bireysel veri simgelerinin frekans alanında yayma kodu kullanılarak yayıldığı bir OFDM tekniğidir. MC-CDMA gelecek nesil geniş bantlı iletişim sistemleri için uygulanabilir bir aday olarak önerilmektedir.

Bu tezde, MC-CDMA sistemlerinde pilot simge temelli kanal kestirimi incelenmiştir. Blok-tip kanal kestirim ve tarak-tip kanal kestirim olmak üzere iki temel kanal kestirimi araştırılmıştır. Blok-tip kanal kestiriminde, simgeler periyodik olarak gönderilmekte ve tüm alttaşıyıcılar pilot olarak kullanılmaktadırlar. Tarak-tip kanal kestiriminde, pilot simgeler veri katarı içine düzenli olarak yerleştirilmektedir. Tarak-tip pilot kanal kestiriminde, kanalı kestirmek için etkili aradeğerleme tekniği gereklidir. Tez kapsamında, doğrusal aradeğerleme ve ikinci dereceden aradeğerleme teknikleri üzerinde çalışılmıştır. Tüm bu tekniklerin bit hata oranı başarımları çıkarılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoklama (OFDM), Çok Taşıyıcılı Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (MC-CDMA), Kanal Kestirimi.

Danışman: Prof.Dr. A.Salim KAYHAN, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü.

CHANNEL ESTIMATION IN MULTI CARRIER CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS SYSTEMS

Korhan Konuklar

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has gained a lot of attention and widely studied in wireless communications systems because it provides high rate transmission capability with high bandwidth efficiency. Multi Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) is an OFDM technique where the individual data symbols are spread using a spreading code in the frequency domain. MC-CDMA has been proposed as a viable candidate for future generation broadband communication systems.

In this thesis, we considered pilot symbol aided channel estimation in MC-CDMA. We investigated two basic channel estimations which are block-type pilot channel estimation and comb-type pilot channel estimation. In block-type pilot channel estimation, channel estimation symbols are transmitted periodically, and all subcarriers are used as pilots. In comb-type pilot channel estimation, pilot signals are uniformly inserted into data stream. In comb-type channel estimation, an efficient interpolation technique is necessary in order to estimate channel. We studied Linear Interpolation and Second Order Interpolation techniques. BER performance of all these techniques are obtained.

Keywords: OFDM, MC-CDMA, Channel Estimation

Advisor: Prof.Dr. A. Salim KAYHAN, Hacettepe University, Department of Electrical and Electronics Engineering.

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesini sağlayan Tez danışmanım Prof. Dr. Salim Kayhan'a içtenlikle teşekkür ederim.

Yüksek lisans süresince dersini aldığım tüm öğretim üyelerine ve özellikle Sayısal İletişim 1 ve Sayısal İletişim 2 derslerini aldığım Prof. Dr. Mehmet Şafak'a teşekkür ederim.

Bu çalışma boyunca arkadaşlığını ve desteğini eksik etmeyen Elektronik Yüksek Mühendisi Celal Dudak' a teşekkür ederim.

Binlerce genç insanın aynı anda soluk alıp verdiği, üniversite ortamı en çok huzurlu ve mutlu hissettiğim ikinci yerdir. Birincisi ise ailemle olduğum herhangi bir yer. Aileme de sonsuz teşekkür.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

ÖZ.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ.....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	viii
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Tezin Ana Hatları.....	4
2. KANAL KARAKTERİSTİKLERİ.....	6
2.1. Frekans Bağımlı Sönümlenme.....	13
2.2. Zaman Bağımlı Sönümlenme.....	14
3. DİKGEN FREKANS BÖLÜŞÜMLÜ ÇOKLAMA (OFDM) SİSTEMLERİN TEMEL PRENSİPLERİ.....	16
3.1. OFDM Sistem Modeli.....	17
3.2. OFDM Sistemlerinde Çevrimsel Öntakı.....	23
3.3. Bazı OFDM Uygulamaları.....	28
3.3.1. Sayısal Audio Yayını (DAB).....	28
3.3.2. Sayısal Video Yayını (DVB).....	30
3.3.3. HiperLAN2 ve IEEE802.11a.....	31
4. ÇOK TAŞIYICILI KOD BÖLÜŞÜMLÜ ÇOKLU ERİŞİM (MC-CDMA).....	33
4.1. MC-DS-CDMA.....	35
4.2. MT-CDMA.....	36
4.3. MC-CDMA Çözümlemesi.....	38
4.4. Benzetim Ortamı MC-CDMA Sistemi.....	40
5. KANAL KESTİRİMİ.....	51
5.1. Blok-Tip Pilot Kanal Kestirimi.....	56

5.1.1. En küçük kare (LS) kestirim.....	56
5.1.2. En küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestirim.....	57
5.2. Tarak-Tip Pilot Kanal Kestirimi.....	58
5.2.1 Doğrusal aradeğerleme (LI)	59
5.2.2. İkinci dereceden aradeğerleme (SOI)	59
5.3. Benzetimler.....	60
6. SONUÇLAR.....	69
KAYNAKLAR DİZİNİ.....	71
EK 1. KARAR İSTATİSTİĞİ Z_k 'NİN DEĞİŞİNTİSİ.....	73
EK 2. BENZETİM ORTAMI p_r MATRİSİNİN BULUNMASI.....	75
ÖZGEÇMİŞ.....	77

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1 Şehir çevresinde çok yollu kanal.....	3
Şekil 2.1 Çokyollu radyo kanalı.....	6
Şekil 2.2 Çokyollu yeğlilik profili.....	9
Şekil 2.3 $\phi_c(\Delta f)$ ve $\phi_c(\tau)$ arasındaki ilişki.....	11
Şekil 2.4 $\phi_c(\Delta t)$ ve $S_c(\lambda)$ arasındaki ilişki.....	12
Şekil 2.5 Gönderilen sinyal zarfı.....	13
Şekil 2.6 Alınan sinyal zarfı.....	13
Şekil 2.7 Gönderilen sinyal zarfı.....	14
Şekil 2.8 Alınan sinyal zarfı.....	15
Şekil 3.1 Dikgen alttayıyıcıların spektrumu.....	19
Şekil 3.2 Dikgen olmayan alttayıyıcıların spektrumu.....	20
Şekil 3.3 Temel OFDM sistemi.....	21
Şekil 3.4 FFT kullanılarak OFDM sistemi gerçekleştirilmesi.....	22
Şekil 3.5 Çevrimsel öntakının OFDM üzerine etkisi.....	24
Şekil 3.6 Çevrimsel öntakı ile genel OFDM alıcı-verici sistemi.....	27
Şekil 4.1 MC-CDMA sistemi blok diyagramı.....	34
Şekil 4.2 MC-DS-CDMA gönderici blok diyagramı.....	35
Şekil 4.3 MC-DS-CDMA alıcı blok diyagramı.....	36
Şekil 4.4 MT-CDMA gönderici blok diyagram.....	37
Şekil 4.5 MT-CDMA alıcı blok diyagramı.....	37
Şekil 5.1 Paralel Gauss kanallar.....	53
Şekil 5.2 Blok-tip pilot kanal kestirimi.....	55
Şekil 5.3 Tarak-tip pilot kanal kestirimi.....	55
Şekil 5.4 Kanal 1 kestirim bit hata oranı başarıımı.....	63
Şekil 5.5 Kanal 1 pilot oranının kestirime etkisi.....	64
Şekil 5.6 Kanal 1 ortalama karesel hata başarıımı.....	65
Şekil 5.7 Kanal 2 kestirim bit hata oranı başarıımı.....	66
Şekil 5.8 Kanal 2 pilot oranının kestirime etkisi.....	67
Şekil 5.9 Kanal 2 ortalama karesel hata başarıımı.....	68

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 3.1 DAB iletim parametreleri	29
Çizelge 3.2 DVB iletim parametreleri.....	30
Çizelge 3.3 HiperLAN2 ve IEEE802.11a için fiziksel katman.....	31
Çizelge 3.4 IEEE802.11b, IEEE802.11a ve HiperLAN2 karakteristiklerinin özeti....	32
Çizelge 4.1 CDMA kullanılan çok taşıyıcılı sistemlerin karşılaştırılması.....	38
Çizelge 5.1 Kanal 1 Parametreleri.....	60
Çizelge 5.2 Kanal 2 Parametreleri.....	61
Çizelge 5.3 Kanal kestirim başarımlarında kullanılan kısaltmalar.....	62

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

3G	Üçüncü Kuşak Gezgin Telefon Sistemi (Third Generation Mobile Phone System)
4G	Dördüncü Kuşak Gezgin Telefon Sistemi (Fourth Generation Mobile Phone System)
AM	Genlik Kiplenimi (Amplitude Modulation)
ASK	Genlik Kaydırmalı Kiplenim (Amplitude Shift Keying)
BPSK	İkili Faz Kaydırmalı Kipleme (Binary Phase Shift Keying)
BS	Telsiz Erişim Terminali (Base Station)
CDMA	Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (Code Division Multiple Access)
CSMA/CA	Taşıyıcı Dinleyen Çarpışmadan Kaçınan Çoklu Erişim (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance)
DAB	Sayısal Audio Yayını (Digital Audio Broadcasting)
DS-CDMA	Doğrudan Diziyle-Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (Direct Sequence-Code Division Multiple Access)
DSP	Sayısal İşaret İşleme (Digital Signal Processing)
DSSS	Doğrudan Diziyle Yayma Spektrum (Direct Sequence Spread Spectrum)
DVB	Sayısal Video Yayını (Digital Video Broadcasting)
DVB-C	Sayısal Video Yayını-Kablo (Digital Video Broadcasting-Cable)
DVB-S	Sayısal Video Yayını-Uydu (Digital Video Broadcasting-Satellite)
DVB-T	Sayısal Video Yayını-Yerüstü (Digital Video Broadcasting-Terrestrial)
FDMA	Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim (Frequency Division Multiple Access)
FDM	Frekans Bölüşümlü Çoğullama (Frequency Division Multiplexing)
FEC	Gönderme Yönünde Hata Düzeltimi (Forward Error Correction)
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
FIR	Sonlu Dürtü Yanıtı (Finite Impulse Response)
FM	Frekans Kiplenimi (Frequency Modulation)

FSK	Frekans Kaydırmalı Kiplenim (Frequency Shift Keying)
HiperLAN2	Yüksek Başarım Radyo Yerel Alan Ağı (High Performance Radio Local Area Network)
ICI	Taşıyıcılar Arası Girişim (Inter-Carrier Interference)
IFFT	Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform)
ISI	Simgeler Arası Girişim (Inter-Symbol Interference)
LI	Doğrusal Aradeğerleme (Linear Interpolation)
LS	En Küçük Kare (Least Square)
MC-CDMA	Çok Taşıyıcı-Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (Multi Carrier-Code Division Multiple Access)
MMSE	En Küçük Ortalama Karesel Hata (Minimum Mean Square Error)
MPEG	Hareketli Resim Uzmanlar Grubu (Moving Picture Experts Group)
PM	Faz Kiplenimi (Phase Modulation)
PSK	Faz Kaydırmalı Kiplenim (Phase Shift Keying)
QAM	Dördün Genlik Kiplenimi (Quadrature Amplitude Modulation)
QPSK	Dördün Faz Kaydırmalı Kiplenim (Quadrature Phase Shift Keying)
OFDM	Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoklama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
SFN	Tek Frekans Ağı (Single Frequency Network)
SOI	İkinci Dereceden Aradeğerleme (Second Order Interpolation)
SSB	Tek Yan Bant (Single Side Band)
TDD	Zaman Bölüşümlü Çift Yönlü (Time Division Duplex)
TDM	Zaman Bölüşümlü Çoğullama (Time Division Multiplexing)
TDMA	Zaman Bölüşümlü Çoklu Erişim (Time Division Multiple Access)
VSB	Artık Yan Bant (Vestigial Side Band)
WLAN	Telsiz Yerel Alan Ağı (Wireless Local Area Network)

1. GİRİŞ

Telsiz ses haberleşmesi çok hızlı bir şekilde kabul görmüştür. Buna paralel olarak gezgin iletişim ve sabit fiziksel bağlantılıktan bağımsızlık isteklerini beraberinde getirmiştir. Yaşam şeklimizi değiştiren tel bağlantılı internet temelli bilgi teknolojilerini hava ortamı üzerinden de sağlama gereği ortaya çıkmıştır.

3^{ncü} kuşak (3G) sistemler, gezgin iletişim ve internet arasındaki köprüyü kurmuştur. 3G gezgin hücreli sistemlerinin kurulmasından sonra araştırma toplulukları yeni kuşak gezgin hücreli sistemlerin ihtiyaçları üzerine odaklandılar. Bu yeni kuşak sistemler “3G ötesi” ya da “4G” olarak adlandırılmaktadırlar. Yeni kuşak sistemler daha fazla kapasite ve daha iyi erişim hızı ihtiyaçlarını karşılar nitelikte olmak durumundadırlar. Çok taşıyıcı iletişim teknikleri “4G” nin çekirdeğini oluşturacaktır.

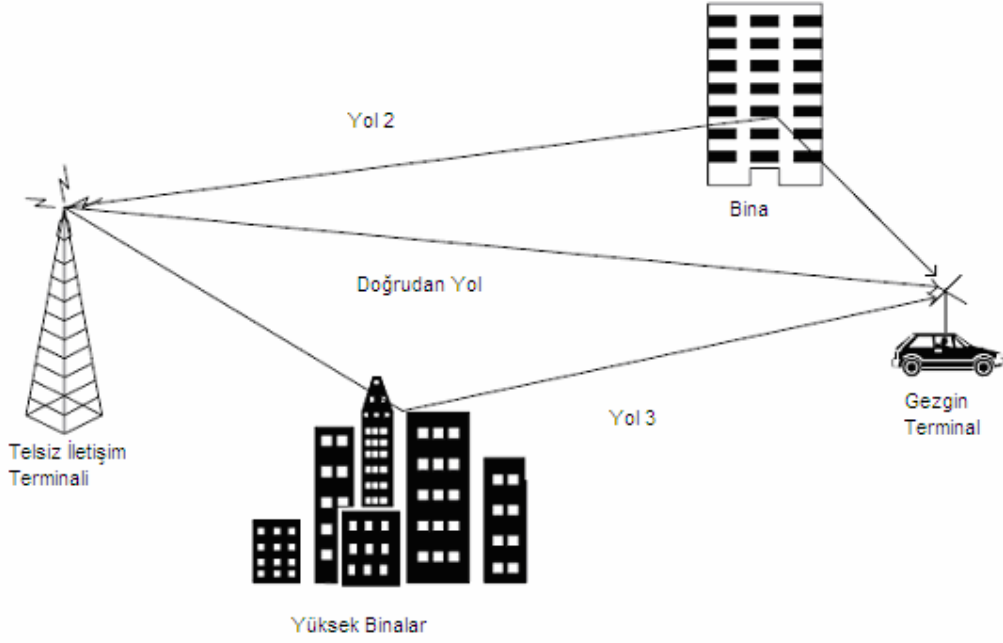
Çok taşıyıcı kiplenimin arkasındaki düşünce, göndericide düşük veri oranında taşıyıcıları birleştirerek, yüksek oranlı veri iletimi sağlamaktır. Paralel iletim sistemlerinde verinin farklı ardışık katarları eşanlı olarak iletilmektedir. Klasik iletim sistemlerinde, kullanılabilir spektrum farklı, örtüşmeyen frekans alt kanallarına bölünmüştür. Bireysel veri elemanları bu alt kanallarda kiplenirler ve böylece frekans çoğullaması sağlanmış olur. Paralel iletimin ana avantajı dar alt kanallarda simgelerin kiplenerek simge süresinin artmasıdır. Simge süresindeki bu artış, simgeyi kanalın gecikme yayılım etkilerine karşı daha dayanıklı hale getirmektedir. Çok taşıyıcı sistem uygulamalarında analog donanım içinde paralel kipleme grubu kullanmak verimli değildir. Bununla birlikte, sayısal alanda, bugünkü mevcut DSP donanım ve yazılımla çok taşıyıcı kiplenme verimli şekilde yapılabilmektedir. Son dönemlerde yüksek işlem gücüne sahip sayısal sinyal işlemcilerinin uygun fiyatlarla kullanılabilir olması çok taşıyıcı kiplenimi ticari uygulamalar için çok cazip bir teknik haline getirmiştir.

Bu tez kapsamında üzerinde durulacak Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoklama (OFDM) varyasyonu olan Çok Taşıyıcı Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (MC-CDMA) sistemlerin iletiminin gözlenebilir özelliklerinin çözümlenmesinden önce kanalın tanımlanması gerekir. Bir kanal sinyalin yayıldığı alıcı verici arasındaki fiziksel ortamı da (boşluk, dalga kılavuzları vb.) içine alan herşeyi tanımlamaktadır. Tez çalışmasındaki kanal terimi bu fiziksel ortamı kapsamaktadır. Herhangi bir fiziksel ortamda gönderilen

sinyal, alıcı tarafta alınana kadar frekans ve faz bozulmalarına, simgeler arası girişime ve ısı gürültü kaynaklı bozulmalara maruz kalır.

Telsiz iletişim sistemlerinde gönderici ve alıcı arasında birden fazla yol bulunabilir. Bu yollarda bilgiyi taşıyan elektromanyetik dalgalar binalar, ağaçlar, toprak, atmosfer katmanları vb. kaynaklı yansıma, kırılım ve saçılmaya maruz kalırlar. Bu çoklu yollar, çokyollu olguyu ortaya çıkarır. Farklı yollardan yayılarak ulaşan gönderilen sinyal, alıcı tarafta ayırt edilemez ve birbirlerine eklenirler. Böylece alınan sinyal, gönderilen sinyalin rasgele genlik ve fazında kopyalarından oluşur. Ayrıca hücresele bir çevreyi göz önüne alırsak, mevcut spektrumda frekansın yeniden kullanılmasından ötürü ortak kanal girişiminin etkisi ortaya çıkmaktadır. Buna ek olarak, alınan sinyal yayılım etkilerinden dolayı gölge sönümlenmesi olarak isimlendirilen zamanla daha yavaş değişen sönümlenmeye maruz kalacaktır. Şekil 1.1'de şehir çevresinde çokyollu kanal gösterilmiştir. Gezgin ortamlardaki tüm bu zorlayıcı ters etkiler, akıllı iletim ve alış tekniklerine ihtiyacı ortaya çıkarmıştır.

Diğer taraftan bir kanal modeli fiziksel ortamın aktarım karakteristiklerinin matematiksel gösterimi olarak da düşünülebilir. Bu model bazı bilinen fiziksel olgular temelinde olabilir ya da gözlemlenmiş kanal davranışına en iyi şekilde oturan matematiksel/istatistiksel modelle şekillendirilebilir. Birçok kanal modeli farklı özgül çevreler için alınan sinyallerin gözlemlenen karakteristikleriyle formüle edilmiştir. Farklı matematiksel modellerde, biriktirilen veri kullanılarak alınan sinyal açıklanmıştır. Genellikle bu açıklamanın en iyi yolu verilen fiziksel ortamın modelini kullanarak alınan sinyalin davranışlarını belirlemektir.



Şekil 1.1 Şehir çevresinde çokyollu kanal

MC-CDMA, esnek ve uyarlanabilen radyo arayüzü ile bit oranlarında dinamik değişiklik ve birçok servis sağlayan çok taşıyıcılı sistemlerden bir tanesidir.

Bant genişliğini etkin bir şekilde kullanabilmek adına CDMA için tamamlayıcı olarak çok taşıyıcılı iletim önerilmiştir. OFDM ve CDMA birleştirilmesi sonucu zaman, frekans ve kod alanlarında radyo özkaynaklarının daha iyi bölünmesi ve daha etkili tahsis edilmesi sağlanmıştır.

Bu tezin kapsamında, OFDM ve MC-CDMA sistemlerinin genel prensipleri incelenmiş ve MC-CDMA sistemler için çok önemli bir konu olan kanal kestirimi üzerinde durulmuştur. Bilgisayar benzetim ortamında ele alınan kanal kestirim tekniklerinin başarımları gözlenmiştir.

Kanal kestirimi, fiziksel kanalın giriş dizisi üzerine etkilerini tanımlama işlemi olarak basitçe ifade edilebilir.

Kanal kestirim algoritmaları alıcıya, kanalın dürtü yanıtına yaklaşmasına ve kanalın davranışını açıklamasına olanak sağlar. Kanalın bu davranış bilgisinden modern

radio iletişim sistemlerinde en iyi şekilde yararlanılmaktadır. Uyarlanır kanal denkleştiricileri, simgeler arası girişim etkilerinin üstesinden gelmek için kanal kestiriminden yararlanırlar. Çeşitleme teknikleri, uyumlu süzgeç gerçekleştirmelerinde kanal kestiriminden yararlanırlar. En büyük olabilirlik sezicileri, hata olasılığını en aza indirmek için kanal kestiriminden yararlanırlar. Kanal kestiriminin en önemli özelliklerinden bir tanesi faz uyumlu kipçözme gerçekleştirmelerine olanak sağlamasıdır. Faz uyumlu kipçözme sinyalin faz bilgisini gerektirir. Bu da kanal kestirim teknikleri kullanılarak başarılabilir.

1.1. Tezin Ana Hatları

Tezin kısa özeti aşağıda verilmiştir.

- Bölüm 1: Giriş.
- Bölüm 2: Kanal karakteristikleri, frekans bağımlı sönümlenme, zaman bağımlı sönümlenme.
- Bölüm 3: Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoklama (OFDM) temel prensipleri, çevrimsel öntakı (cyclic prefix), taşıyıcılar arası girişim etkileri.
- Bölüm 4: Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (MC-CDMA) temelleri, MC-CDMA çözümlemesi, benzetim ortamı MC-CDMA sistemi.
- Bölüm 5: MC-CDMA sistemler için blok-tip pilot ve tarak-tip pilot kanal kestirimi.
- Bölüm 6: Sonuçlar.

İkinci Bölümde, kanal karakteristikleri üzerinde durulmuştur. Kanalin çokyollu yeğlilik profili, aralık-zaman aralık-frekans ilinti fonksiyonu ve saçılım fonksiyonu tanımlamaları yapılmıştır. Frekans bağımlı sönümlenme kanalı ve zaman bağımlı sönümlenme kanalı açıklanmıştır.

Üçüncü Bölümde, OFDM sistemlerin temel prensipleri açıklanmıştır. OFDM sistem modeli, alttaşıyıcı dikgenlik koşulu ve alttaşıyıcı dikgenliğinin önemi açıklanmıştır. OFDM sistemlerde çevrimsel öntakı çözümlemesi yapılmıştır. OFDM sistemlerinde

taşıyıcılar arası girişimin etkileri üzerinde durulmuştur. Bölümün sonunda bazı OFDM uygulamaları ve iletim parametreleri verilmiştir.

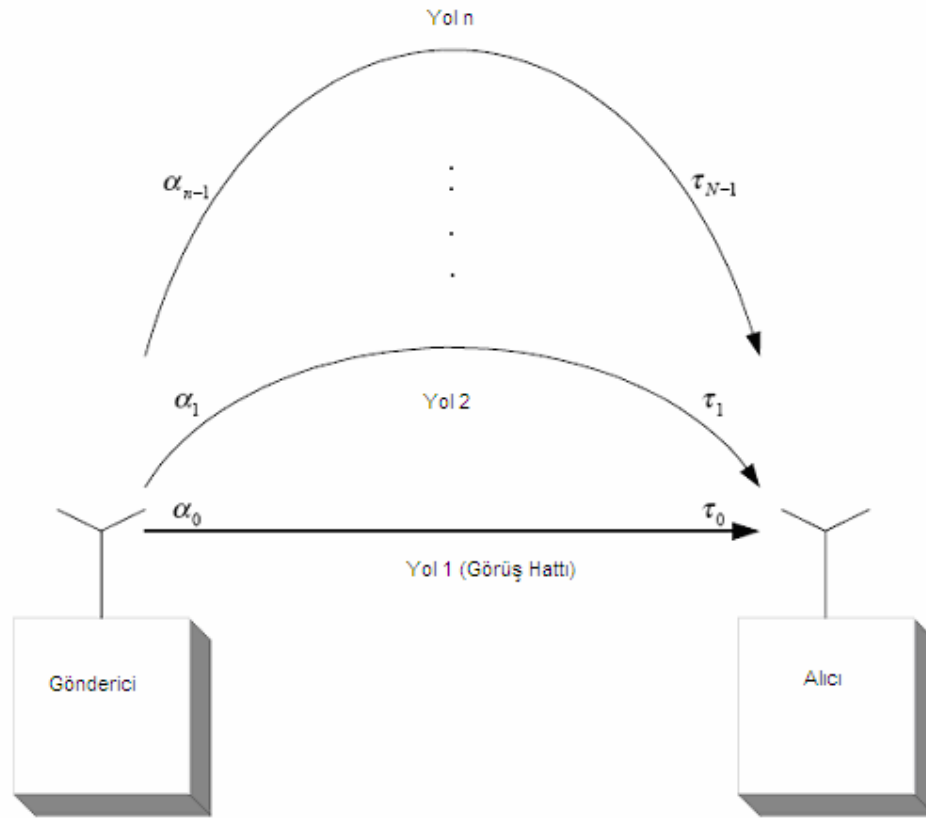
Dördüncü Bölümde, kategorize edilmiş temel çok taşıyıcılı kod bölüşümlü çoklu erişim sistemleri anlatılmıştır. Tez kapsamında özellikle ilgilenilen MC-CDMA sistemi çözümlenmesi yapılmıştır. Benzetim ortamı MC-CDMA sistemi ve sonuçları bir örnek üzerinden verilmiştir.

Beşinci Bölümde, blok-tip pilot kanal kestirim temelli en küçük kare (LS) ve en küçük ortalama karesel hata (MMSE) teknikleri anlatılmıştır. Daha sonra tarak-tip pilot kanal kestirim temelli doğrusal aradeğerleme (LI) ve ikinci dereceden aradeğerleme (SOI) teknikleri anlatılmıştır. Bu tekniklerin bilgisayar benzetim ortamındaki bit hata oranı başarımları verilmiştir.

Altıncı Bölümde, elde edilen sonuçlar çerçevesinde tez kapsamında ele alınan kanal kestirim teknikleri üzerine görüşler verilmiştir.

2. KANAL KARAKTERİSTİKLERİ

Sinyal çokyolluluğu gönderilen sinyal çokyollu yayılım yollarından geçerek alıcıya ulaştığında meydana gelir. Bu yollardan ulaşan sinyallerin her biri farklı faz, zayıflama, gecikme ve Doppler frekansına sahip olabilir. Alınan sinyallerin farklı faza sahip olmalarından dolayı, birbirlerini silecek şekilde eklenebilirler, bu da sönümlenme denilen olgunun sonucudur. Şekil 2.1'de çokyollu radyo kanalı verilmiştir.



Şekil 2.1 Çokyollu radyo kanalı

Gönderilen sinyal $s(t)$ aşağıdaki eşitlikte verilmiştir. Burada $s_l(t)$ eşdeğer gönderilen taban bant sinyali, f_c taşıyıcı frekansı göstermektedir.

$$s(t) = \text{Re}[s_l(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.1)$$

Zamanla değişen çokyollu yayılım durumunda, alınan sinyal aşağıda verilen eşitliklerdeki gibi ifade edilebilir.

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.2)$$

ya da

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.3)$$

Burada $\alpha_n(t)$ n^{nci} alınan çokyollu sinyalin zayıflama faktörü, $\tau_n(t)$ n^{nci} alınan çokyollu sinyalin yayılım gecikmesini göstermektedir.

Eşdeğer taban bant alınan sinyal aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \quad (2.4)$$

Zamanla değişen kanalın dürtü yanıtı Eş. 2.5'de verilmiştir.

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (2.5)$$

Çokyollu bileşenlerin sürekli olduğu kanal durumunda alınan sinyal ve kanalın dürtü yanıtı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau; t) s(t - \tau) d\tau$$

$$= \text{Re} \left\{ \left[\int_{-\infty}^{\infty} \alpha(t; \tau) e^{-j2\pi f_c \tau} s_l(t - \tau) d\tau \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.6)$$

$$c(\tau; t) = \alpha(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (2.7)$$

$s_l(t) = 1$ olduğu durumda,

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \quad (2.8)$$

elde edilir. Bu durumda $r_l(t)$ büyük n değerleri için karmaşık-değerli Gauss süreç olarak modellenebilir. $r_l(t)$ $\alpha_n(t)$ genliğinde ve $\theta_n(t)$ fazında zamanla değişen fazörlerin toplamından oluşmaktadır.

Burada $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ dir.

$\alpha_n(t)$ tipik olarak zamana göre yavaş bir şekilde değişmektedir. $\theta_n(t)$ 'de nispeten hızlı değişimler mümkündür. f_c 'nin tipik olarak büyük olması ve $\tau_n(t)$ 'deki küçük değişimler; $\theta_n(t)$ 'de büyük değişimlere neden olacaktır.

Yayılim yollarının sayısının büyük olması durumunda $\tau_n(t)$ 'nin değişimi rasgele olacaktır. $c(\tau; t)$ karmaşık-değerli Gauss rasgele süreç olarak modellenebilir.

$c(\tau; t)$ sıfır-ortalama karmaşık Gauss ise, $|c(\tau; t)|$ herhangi bir t anında Rayleigh dağılımlıdır.

Sabit yayılım yolları durumunda $c(\tau; t)$ sıfır-ortalama değildir ve $|c(\tau; t)|$ Rice dağılıma uymaktadır.

Bilinen saçılım koşullarına bağlı olarak, Nakagami-m ve benzeri dağılımlar da modelleme yaparken kullanılabilir.

$c(\tau; t)$ 'nin özilinti fonksiyonu şu şekilde tanımlanmıştır.

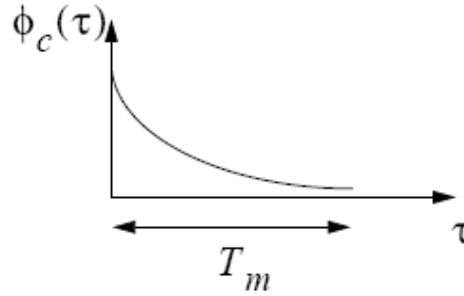
$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.9)$$

Tipik olarak radyo kanalında, τ_1 gecikmesindeki zayıflama ve faz kayması τ_2 yol gecikmesindeki ile ilintisizdir. Bu da ilintisiz saçılım sonucunu ortaya çıkarır.

İlintisiz saçılım durumunda

$$\frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.10)$$

$\Delta t = 0$ olması durumunda, özilinti fonksiyonu $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$ kanalın çokyollu yeğlilik profili ya da gecikme güç spektrumu olarak isimlendirilir.



Şekil 2.2 Çokyollu yeğlilik profili

$\phi_c(\tau)$ 'nin bir örneği Şekil 2.2'de gösterilmiştir. $\phi_c(\tau)$ 'nin sıfırdan farklı olduğu τ 'nin değerler aralığı kanalın çokyollu yayması olarak isimlendirilir ve T_m ile gösterilir. Çokyollu yaymanın değeri sinyalin yayıldığı ortama bağlı olarak değişmektedir. Şehir çevresinde çokyollu yaymanın tipik değerleri 1 ile 10 μs aralığında iken, kırsal alanda 10 ile 30 μs aralığındadır [3].

Zamanla değişen kanalın yanıtı $c(\tau; t)$ frekans alanında şu şekilde çözümlenebilir.

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.11)$$

$c(\tau; t)$ karmaşık Gauss ise $C(f; t)$ aynı istatistiklere uyar.

Kanal için geniş durum sabit ilintisiz saçılım varsayımında, özilinti fonksiyonu Eş. 2.12'deki gibi tanımlanabilir.

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.12)$$

Eş. 2.12. aşağıdaki şekilde de yazılabilir.

$$\begin{aligned} \phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1 \\ &= \phi_c(\Delta f; \Delta t) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Burada $\Delta f = f_2 - f_1$

$\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ kanalın aralık-frekans, aralık-zaman ilinti fonksiyonudur.

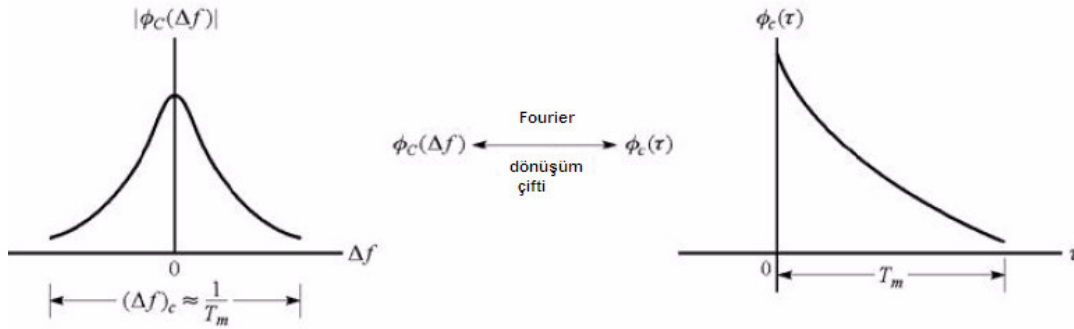
$\phi_c(\Delta f; \Delta t) = \mathfrak{S}\{\phi_c(\tau; \Delta t)\}$ ilişkisi vardır. Yani $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$, özilinti fonksiyonu

$\phi_c(\tau; \Delta t)$ 'nin Fourier dönüşümü alınarak elde edilir.

$\Delta t = 0$ olması durumunda, $\phi_c(\Delta f; 0) = \phi_c(\Delta f)$ ve $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$ ve basit bir

şekilde $\phi_c(\Delta f) = \mathfrak{S}\{\phi_c(\tau)\}$ elde edilir.

$\phi_c(\Delta f)$ ile $\phi_c(\tau)$ arasındaki ilişki Şekil 2.3'te gösterilmiştir.



Şekil 2.3 $\phi_c(\Delta f)$ ve $\phi_c(\tau)$ arasındaki ilişki

İlinti bant genişliği (coherence bandwidth) $(\Delta f)_c \approx 1/T_m$ kanalın frekans seçiciliğinin bir ölçüsüdür.

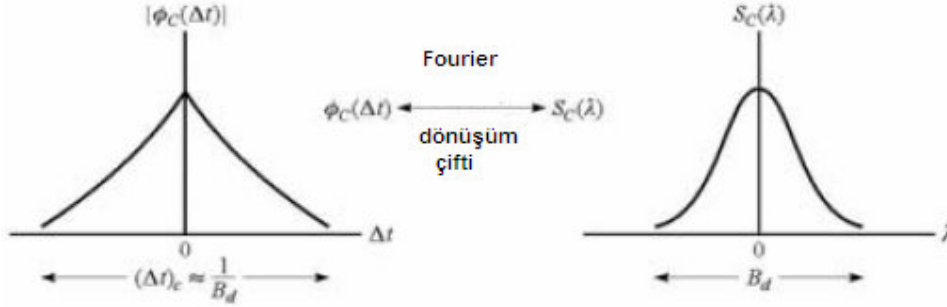
Şimdi kanalın zaman değişimleri üzerinde durulacaktır. Kanalın zaman değişimleriyle Doppler etkileri arasındaki ilişkiyi kurmak için, $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ 'nin Δt 'ye göre Fourier dönüşümü alınarak,

$$S_c(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (2.14)$$

elde edilir. $\Delta f = 0$ alınarak, Eş. 2.15'deki kanalın Doppler güç spektrumu elde edilir.

$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (2.15)$$

$S_c(\lambda)$ 'nin sıfırdan farklı olduğu λ 'nın değerler aralığı kanalın Doppler yayması olarak isimlendirilir ve B_d ile gösterilir. $S_c(\lambda)$, $\phi_c(\Delta t)$ ile Fourier dönüşümü ile bağlantılı olduğundan, B_d 'nin tersi kanalın ilinti zamanının (coherence time) ölçüsüdür ve Eş. 2.16'da verilmiştir. Şekil 2.4'de $\phi_c(\Delta t)$ ve $S_c(\lambda)$ arasındaki ilişki gösterilmiştir.



Şekil 2.4 $\phi_c(\Delta t)$ ve $S_c(\lambda)$ arasındaki ilişki

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.16)$$

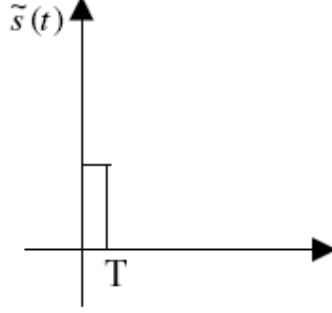
Yavaş değişen kanalda $(\Delta t)_c$ büyük ya da uygun olarak B_d küçüktür.

Ayrıca özilinti fonksiyonu $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ 'nin çift Fourier dönüşümü alınarak kanalın saçılım fonksiyonunu tanımlamak mümkündür.

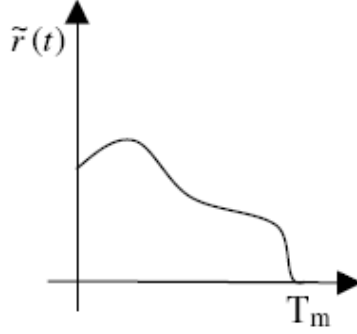
$$S(\tau; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta t d\Delta f \quad (2.17)$$

2.1. Frekans Bağımlı Sönümlenme

Şekil 2.5'de gösterildiği gibi bir kısa darbenin kanalda gönderildiği varsayılırsa, alınan sinyal tipik olarak Şekil 2.6'daki gibi görünecektir.



Şekil 2.5 Gönderilen sinyal zarfı



Şekil 2.6 Alınan sinyal zarfı

Önceden gösterilen yazım kullanılarak, alınan sinyal aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$r_l(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) s_l(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) S_l(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.18)$$

Gönderilen sinyalin bant genişliği W yaklaşık olarak $\frac{1}{T}$ 'dir. Simge aralığının kanalın çokyollu yaymasından daha büyük olduğu durumda, $T \gg T_m$, ilinti bant genişliği sinyalin bant genişliğini önemli miktarda aşacaktır, $W \ll (\Delta f)_c$. Bunun sonucu olarak tüm spektral bileşenler kanaldan benzer şekilde etkileneceklerdir. Bu kanal

$C(0;t)$ ile modellenir ve alınan sinyalin karmaşık zarfı $r(t) = c(t)s_l(t)$ dir. Özellikle dar bant iletim sistemlerinde görülen bu kanallara frekans seçmesiz kanal ya da düz sönümlenme kanal denir.

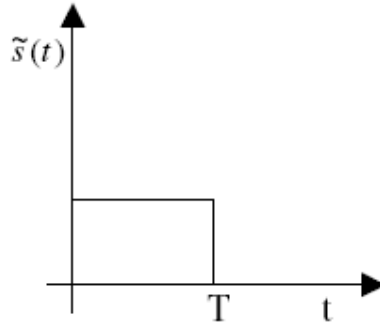
Eğer simge aralığı kanalın çokyollu yaymasından küçük , $T < T_m$, ya da eşit varsayılırsa, bu durumda ilinti bant genişliği sinyalin bant genişliğinden daha küçük olur, $W > (\Delta f)_c$. Tüm spektral bileşenler kanaldan farklı şekillerde etkileneceklerdir. Bu kanallara frekans seçmeli kanal denir. Frekans seçmeli kanal farklı çokyollu gecikmelerle aşağıdaki şekilde modelenebilir.

$$c(t) = c_1(t)\delta(t - \tau_1) + c_2(t)\delta(t - \tau_2) + \dots c_L(t)\delta(t - \tau_L) \quad (2.19)$$

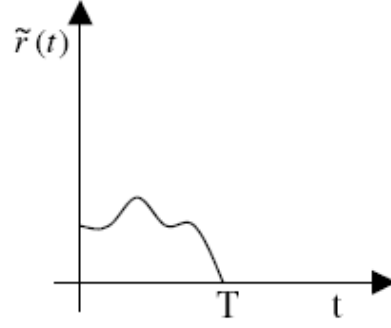
Burada $c_l(t)$, $l = 1 \dots L$ bileşenleri ilintisiz düz sönümlenme rasgele değişkenleridir.

2.2. Zaman Bağımlı Sönümlenme

Şekil 2.7'de gösterildiği gibi bir uzun darbenin kanalda gönderildiği varsayılırsa, alınan sinyal tipik olarak Şekil 2.8'deki gibi görünecektir.



Şekil 2.7 Gönderilen sinyal zarfı



Şekil 2.8 Alınan sinyal zarfı

Şekilde görüldüğü gibi, alınan sinyalde yayılma olmamakla beraber zamanla değişen zayıflamalara neden olunmuştur. Bu da zaman bağımlı sönümlenme olgusunun bir sonucudur.

Gönderilen sinyalin bant genişliği W yaklaşık olarak $\frac{1}{T}$ 'dir. Simge aralığı kanalın ilinti zamanından daha küçük olduğu durumda, $T \ll (\Delta t)_c$ ya da sinyal bant genişliği Doppler yaymasını önemli derecede aştığı durumda, $W \gg B_d$ kanala yavaş sönümlenme kanal denir.

Simge aralığı ilinti zamanından büyük olduğu durumda ise kanal hızlı sönümlenme kanal olarak adlandırılır.

3. DİKGEN FREKANS BÖLÜŞÜMLÜ ÇOKLAMA (OFDM) SİSTEMLERİN TEMEL PRENSİPLERİ

Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoklama (OFDM) iyi bilinen ve geniş bir alanda kullanılan Frekans Bölüşümlü Çoğullama (FDM) tekniğine çok benzemektedir. OFDM tek bir radyo kanalı üzerinden çoklu mesajları göndermek için FDM prensiplerini kullanmaktadır.

FDM'in basit bir örneği her Frekans Kiplenimi (FM) radyo istasyonu için farklı frekansların kullanılmasıdır. Bütün istasyonlar aynı anda ve farklı taşıyıcı frekansı kullandıklarından birbirlerine girişim yapmadan iletimi gerçekleştirmektedirler. Bununla birlikte bant genişlikleri sınırlıdır ve gönderilen sinyallerin frekans alanında örtüşmemesi için frekanslar etkin şekilde birbirlerinde uzakta seçilir. Alıcı tarafta, frekans ayarlayabilen bant geçiren süzgeç kullanılarak her bir sinyal ayrı ayrı alınarak, istasyonun ilgilendiği sinyal dışındaki tüm sinyaller çıkartılır. Bu süzgeçten geçirilmiş sinyale kipçözme işlemi uygulanarak orijinal gönderilen bilgi yeniden elde edilir.

OFDM birkaç yönden FDM'den farklıdır. Geleneksel yayın sistemlerinde etkili bir şekilde FDM kullanımı yapılarak her bir radyo istasyonu farklı frekansta iletim yapmaktadır. Bununla birlikte bu istasyonlar arasında herhangi bir eşgüdüm ve eşzamanlama yoktur. Sayısal Audio Yayını (DAB) gibi OFDM iletimi yapan sistemlerde, çoklu istasyonlardan gelen bilgi sinyalleri birleştirilerek tek çoğullanmış veri katarı haline getirilir. Birçok alttaşıyıcının yoğun paketlenmesinden yapılmış olan OFDM topluluğu kullanılarak bu verinin iletimi gerçekleştirilir. Alttaşıyıcılar arasındaki girişimi dikkatli şekilde kontrol edebilmek için OFDM sinyali içerisindeki tüm alttaşıyıcılar zaman ve frekansda birbirlerine eşzamanlanmıştır. Bu çoklu alttaşıyıcılar frekans alanında örtüşmektedirler, ancak kiplenimin dikgen doğası gereği taşıyıcılar arası girişime (ICI) neden olmamaktadırlar. Tipik FDM ile iletim sinyallerinde girişime engel olmak için geniş frekans koruma bandına ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun sonucu olarak toplam spektrum etkinliği düşmektedir. Bununla birlikte OFDM'de alttaşıyıcıların dikgen paketlenmesi koruma bandını etkili bir şekilde azaltmakta ve spektrum etkinliğini geliştirmektedir.

Bütün telsiz iletişim sistemlerinde bir kipleme tekniği kullanılmaktadır. Bunun nedeni bilgi sinyalinin iletişim kanalı üzerinden etkili bir şekilde gönderebilecek bir forma dönüştürmektir. Yaygın analog kipleme tekniklerinden bazıları Frekans Kipleme (FM), Genlik Kipleme (AM), Faz Kipleme (PM), Tek Yan Bant (SSB), Artık Yan Bant (VSB) içermektedir. Sayısal iletişim için yaygın tek taşıyıcılı kipleme teknikleri Genlik Kaydırmalı Kiplenim (ASK), Frekans Kaydırmalı Kiplenim (FSK), Faz Kaydırmalı Kiplenim (PSK), Dördün Genlik Kiplenimi (QAM) içermektedir.

FDM iletiminde taşıyıcıların her biri analog ya da sayısal kiplenim tekniği kullanabilir. İletim arasında eşzamanlama yoktur ve böylelikle bir istasyon FM kullanarak iletim yaparken bir başka istasyon FSK kullanarak sayısal iletim yapabilir. OFDM iletiminde bütün alttaşıyıcılar birbirlerine eşzamanlıdır ve iletim sayısal kipleme teknikleri ile sınırlandırılmıştır. OFDM simge temelli ve paralel şekilde birçok sayıda düşük hızlı taşıyıcının iletimi olarak düşünülebilir. Tüm bu taşıyıcılar zaman ve frekans eşzamanlaması kullanılarak uyum içinde tek blok spektrumunu formunda gönderilir. Bu yapının dikgen doğasının devamlılığını garanti altına alır. OFDM iletiminde çoklu taşıyıcılar yaygın olarak 'alttaşıyıcıları' kapsamaktadır, 'taşıyıcı' terimi taban banttan sinyal ile karıştırılan radyo frekansı (RF) taşıyıcıyı tanımlamak için kullanılmaktadır.

3.1. OFDM Sistem Modeli

Tabanbant OFDM sinyali aşağıdaki şekilde gösterilebilir [1] [2].

$$X(t) = \sum_n X_n(t - nT) \quad (3.1)$$

$$X_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} \phi_k(t), \quad 0 \leq t < T \quad (3.2)$$

$$\phi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & 0 \leq t < T \\ 0 & \text{başka} \end{cases}$$

Burada $X_{n,k}$ gönderilen simgeyi, T simge periyodunu, N alttaşıyıcı sayısını, $\phi_k(t)$ f_k frekansında k^{nci} alttaşıyıcıyı ve $X_n(t)$ n^{nci} OFDM simgesini belirtmektedir.

Alttaşıyıcı dikgenliğini sürdürmek için aşağıdaki dikgenlik koşulunun sağlanması gerekmektedir.

$$\frac{1}{T} \int_0^T \left(e^{j2\pi f_k t} \right) \left(e^{j2\pi f_l t} \right)^* dt = \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi (f_k - f_l) t} dt = \begin{cases} 1, & k = l \\ 0, & k \neq l \end{cases} \quad (3.3)$$

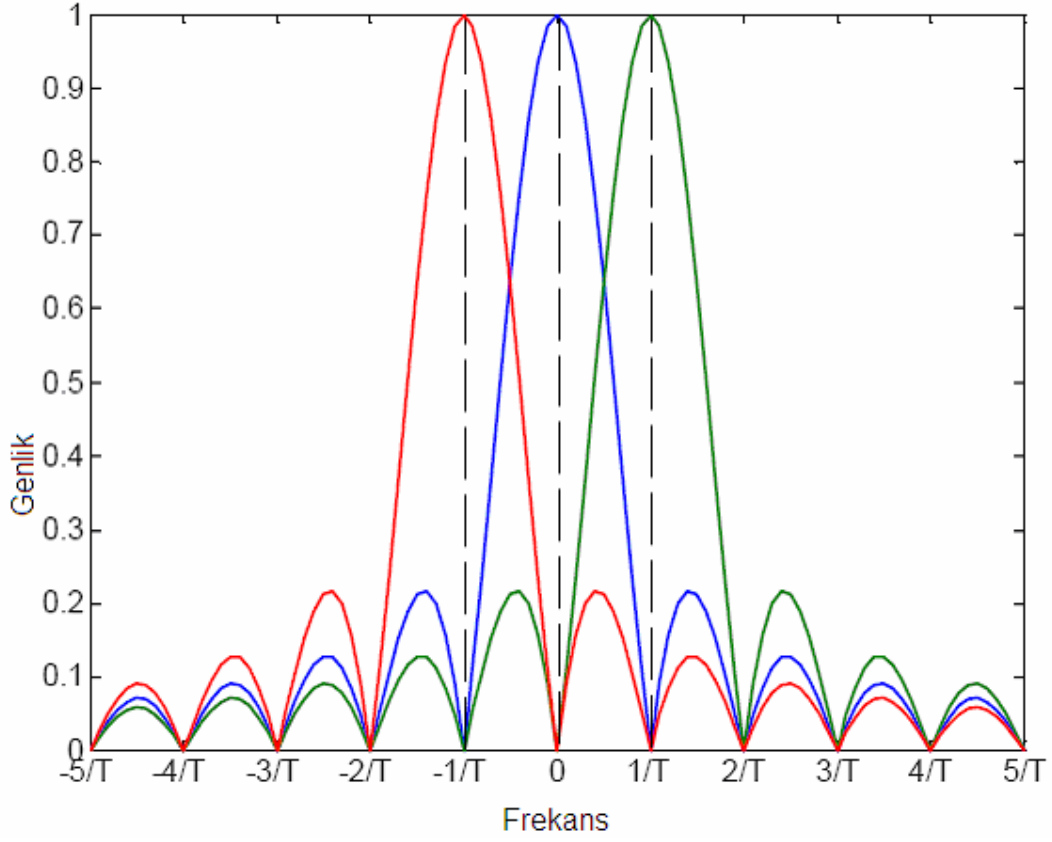
Burada $()^*$ karmaşık eşlenik işlemini belirtmektedir.

Eş. 3.3'deki dikgenlik koşulunun sağlanması için alttaşıyıcı frekansları simge periyodunun tersinin tam sayı katlarıyla ayrılmalıdır.

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.4)$$

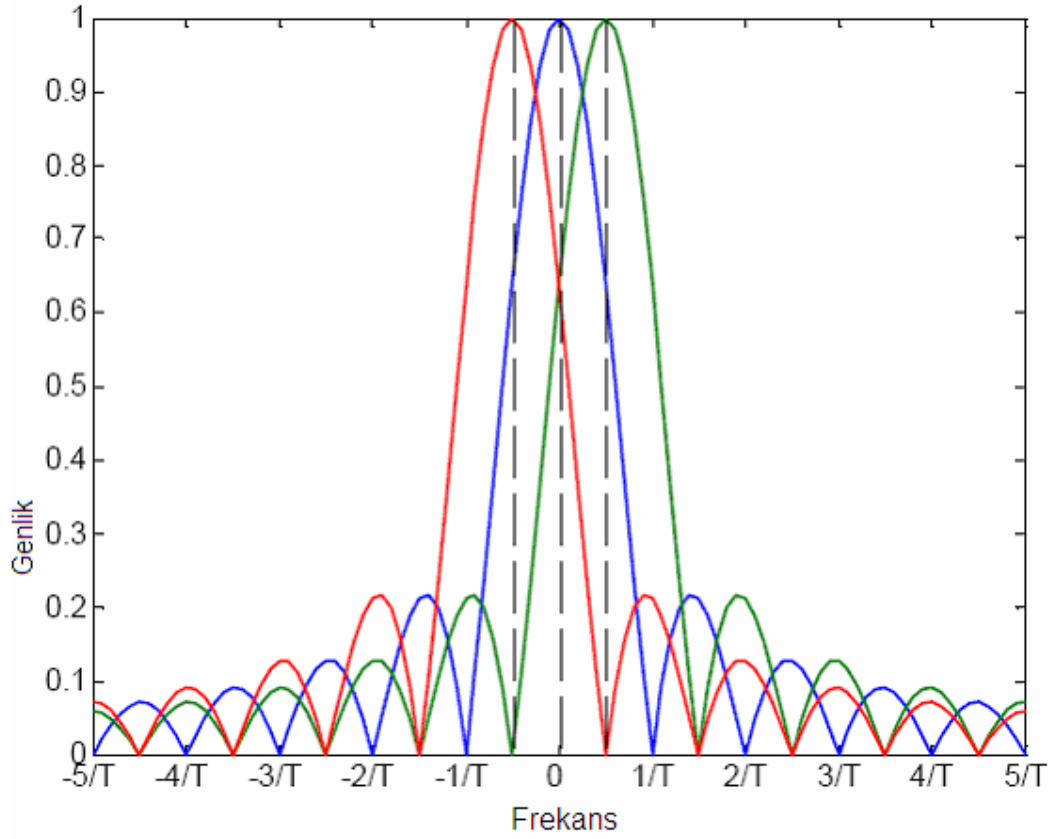
Burada f_0 ilk alttaşıyıcının frekansdır.

Eş. 3.3. ve Eş. 3.4'deki dikgenlik koşulları OFDM için esastır ve OFDM'in nasıl ICI'yi kaldırdığının anahtar noktasıdır. Dikgenliğin önemi Şekil 3.1'de de gösterilmiştir. Burada, alttaşıyıcı spektrumu sinc fonksiyonu olarak gösterilmektedir. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi, kipçözücünün frekansı k^{nci} alttaşıyıcıya ayarlandığında, $k + 1$ ve $k - 1$ alttaşıyıcıların katkıları sıfır olmaktadır.



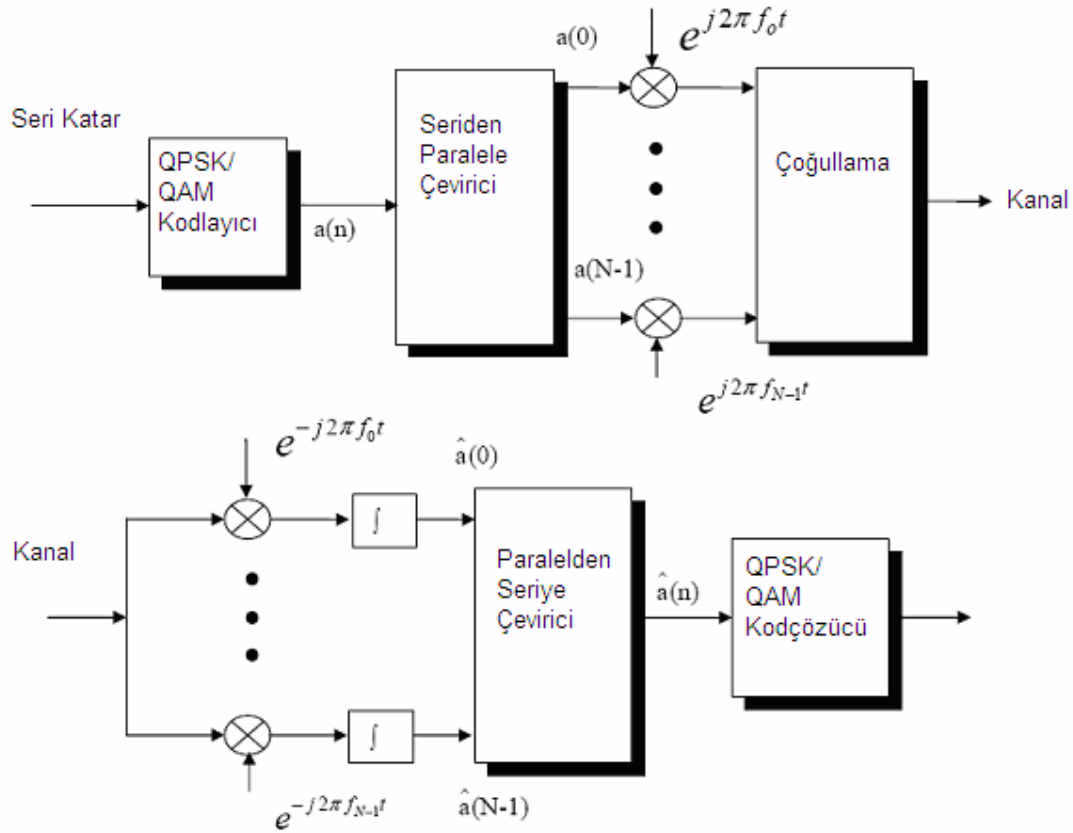
Şekil 3.1 Dikgen altaşıyıcıların spektrumu

Diğer taraftan, dikgen olmayan taşıyıcıların spektrumu şekil 3.2'de gösterilmiştir. $k^{ncı}$ altaşıyıcıya kipçözme işlemi uygulandığında, altaşıyıcı $k+1$ ve $k-1$ 'in sonuca katkısı olacaktır, bu da ICI'in ortaya çıkmasıdır.



Şekil 3.2 Dikgen olmayan altaşıyıcıların spektrumu

Şekil 3.3'de gösterilen paralel veri sisteminin kullanılmasının temel zorluğu sistemin gerçekleştirilmesi için karmaşık donatıma ihtiyaç duyulmasıdır. Altaşıyıcıların arasında olası şiddetli karşılıklı girişimden dolayı tam kesim frekansı süzgeçlerine ihtiyaç duyulacaktır.



Şekil 3.3 Temel OFDM sistemi

Birçok karıştırıcı ve süzgecin kullanılması yerine, OFDM kiplenimi ve kipçözümü Ayırık Fourier Dönüşümü (DFT) kullanılarak gerçekleştirilebilir. Ayırık zaman sinyali $x(n)$ 'in ileri ve ters Ayırık Fourier Dönüşümleri Eş. 3.5. ve Eş. 3.6'da sırasıyla verilmiştir.

$$X(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq k < N \quad (3.5)$$

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n < N \quad (3.6)$$

Bu denklemler matris formda da gösterilebilirler [3].

$$v = Fu \quad (3.7)$$

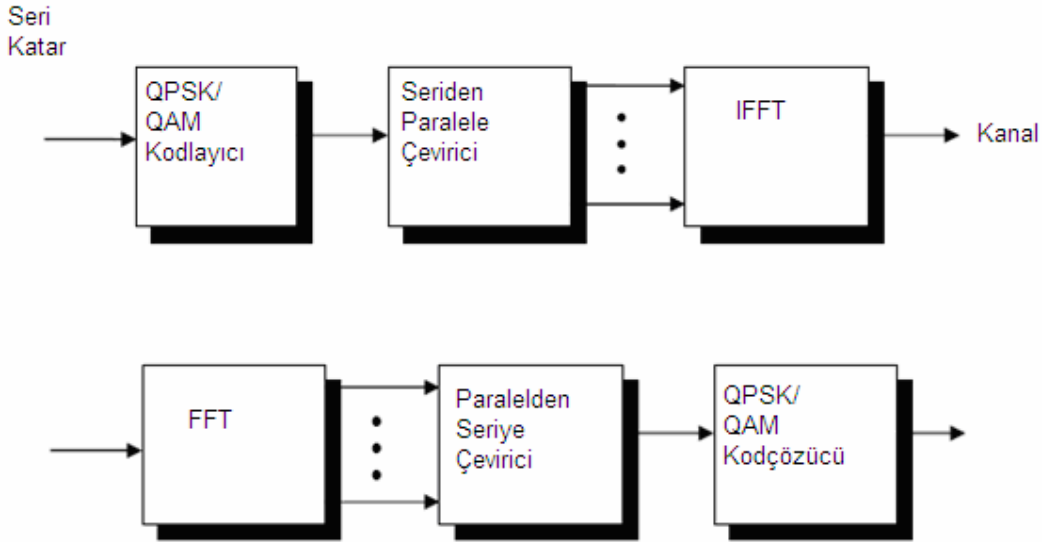
$$u = F^H v \quad (3.8)$$

Burada $u = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]$, $v = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T$ ve F

$N \times N$ DFT matrisi, $F(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi mn}{N}}$ dir. $()^T$ devrik matrisi ve $()^H$

eşlenik devrik (conjugate transpose) matrisi ya da Hermit matrisi göstermektedir.

Kiplenim işlemini uygulamak için ileri ve ters Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) kullanımı karmaşıklığı azaltmaktadır. Şekil 3.4'de veri örnekleri frekans alanında alttaşıyıcılar üzerine kiplenmektedir. IFFT uygulanarak frekans alanı verisi zaman alanına dönüştürülmektedir. Böylece, her OFDM simgesi çok sayıda karmaşık örnek içermektedir. Alıcı tarafta, FFT işlemi ile alınan zaman alanı örnekleri tekrar frekans alanına dönüştürülmektedir ve her alttaşıyıcıdaki veri sezilmektedir.



Şekil 3.4 FFT kullanılarak OFDM sistemi gerçekleştirilmesi

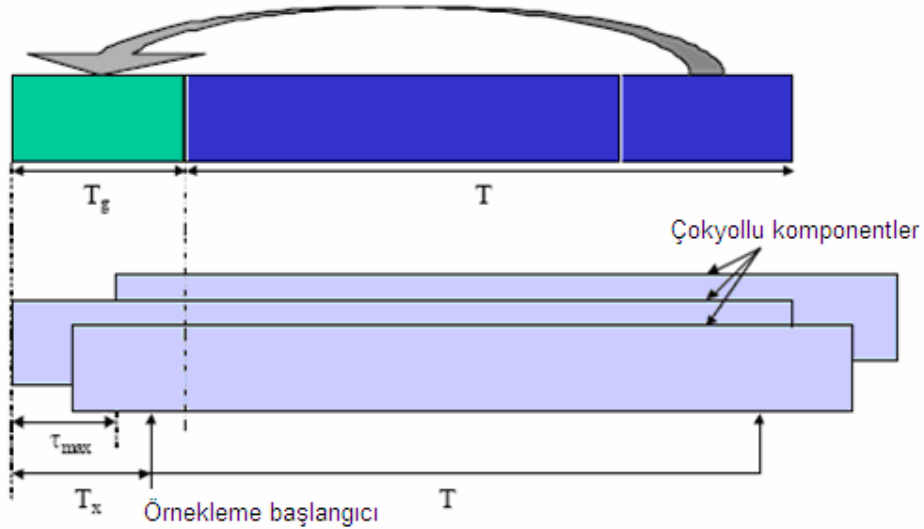
IFFT ve FFT birbirlerinin tümler fonksiyonlarıdır ve sinyalin alınma ya da üretilme durumuna göre ayrılmışlardır. Sinyal bu ayrılmadan bağımsızdır. FFT ve IFFT yerleri değiştirilerek kullanılabilir.

3.2. OFDM Sistemlerinde Çevrimsel Öntakı

İletişim sistemlerinde iki ana faktör gönderilen sinyali etkilemektedir. Bunlardan birincisi komponentler ve çevrenin ısı etkilerinden kaynaklı kaçınılmaz gürültüdür. İkincisi iletim yolundaki nesnelere kaynaklanan çokyollu etkilerdir.

Sinyalin yayıldığı çokyollu kanalın oluşturduğu ICI ve ISI ile mücadele etmek için kullanılan çevrimsel öntakı OFDM'in çok önemli bir özelliğidir. Buradaki temel düşünce, koruma zamanı oluşturmak için OFDM zaman alanı dalga biçiminin bir parçasını arkadan öne doğru kopyalamaktır. Başka bir ifadeyle, IFFT çıkışının son M örneği kopyalanarak, ilk örnek öncesine yerleştirilir. Böylece blok M+N örnekten oluşur, M çevrimsel öntakı uzunluğu ve N alttaşıyıcı sayısıdır.

Koruma zamanı T_g en kötü durumda kanalın gecikme yayılması τ_{\max} 'dan daha büyük olmalıdır [4] [5]. [6] da çokyollu kanalda OFDM için sıfır dolgulama ve çevrimsel öntakı etkileri gösterilmiştir.



Şekil 3.5 Çevrimsel öntakının OFDM üzerine etkisi

Örnekleme başlangıcı T_x 'den sonra olmalıdır. T_x , kanalın gecikme yayılması τ_{\max} ile koruma zamanı T_g arasında seçilmelidir. Bunun için koşul aşağıda verilmiştir.

$$\tau_{\max} < T_x < T_g \quad (3.9)$$

Şekil 3.5'de de gösterildiği gibi koşul sağlandığı zaman ISI olmamaktadır, çünkü $[0, \tau_{\max}]$ aralığı süresince önceki simgenin sadece sonraki simge üzerine etkisi olacaktır. Örneklemenin T_x 'den sonra başlaması, belirli bir simge için bütün çokyollu bileşenlerden gelen katkıları çevrelemektedir ve ICI olmamaktadır.

Çokyollu kanal sabit L dal sayısı ile sonlu dürtü yanıtı (FIR) süzgeç olarak modellenebilir. Eğer $L > 1$ ise, doğrudan görüş hattı bileşenine gecikmiş kopyaların eklenmesiyle ISI oluşmaktadır.

IFFT bloğunun çıkışındaki gönderilen diziyi $x_{N \times 1}$ ve kanal dürtü yanıtını $h_{L \times 1}$ olarak tanımlarsak; x ve h 'ın dairesel evrişimi (circular convolution) sonrası alınan dizi şu şekilde gösterilebilir.

$$y = h \otimes x \quad \Leftrightarrow \quad Y[k] = H[k]X[k] \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (3.10)$$

Burada $Y[k]$, $H[k]$ ve $X[k]$ sırasıyla alınan sinyalin, kanal vektörünün ve gönderilen sinyalin Fourier dönüşümleridir.

Matris teoreminden, her dolanır matris (ilk satırının ayrı öğelerden oluştuğu, altındaki satırların birinci satırdaki öğelerin birer çevrimsel kaydırmalarından oluştuğu matris) F FFT matrisiyle köşegenlenir.

$$H_c = F^H \Delta F \quad (3.11)$$

H_c : Dolanır matris (Circulant matrix).

Δ : Köşegen matris.

F^H : FFT matrisi F 'nin Hermit matrisi.

Bir başka önemli özellik dairesel evrişimin $y = h \otimes x$, h ile x 'in doğrusal evrişimine eşdeğer olmasıdır. Burada x ' gönderilen sinyal x in çevrimsel genişletilmiştir. Basit bir örnek üzerinde bu özellik gösterilebilir. Diziyi $[x_0 \ x_1 \ x_2]$ ve kanal katsayılarını $[h_0 \ h_1 \ 0]$ olarak tanımlayalım. Dairesel evrişim sonrası alınan dizi aşağıdaki şekilde tanımlanabilir [7].

$$y = [h_0 \ h_1 \ 0] \otimes [x_0 \ x_1 \ x_2] \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 x_0 + h_1 x_2 \\ h_1 x_0 + h_0 x_1 \\ h_1 x_1 + h_0 x_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Çevrimsel öntakılı gönderilen dizinin kanal ile doğrusal evrişimi aşağıdaki eşitlik ile ifade edilebilir.

$$y = [h_0 \ h_1 \ 0]^* [x_2 \ x_0 \ x_1] \quad (3.14)$$

Yukarıdaki eşitlik matris formunda şu şekilde gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} \bullet \\ y_0 \\ y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_2 \\ x_0 \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 x_2 \\ h_0 x_0 + h_1 x_2 \\ h_1 x_0 + h_0 x_1 \\ h_1 x_1 + h_0 x_2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Eş. 3.15. sadece veri simgeleri (• işareti ile gösterilenler çevrimsel öntakı simgelerini belirtmektedir) hesaba katılacak şekilde düzenlenebilir.

$$\begin{bmatrix} \bullet \\ y_0 \\ y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bullet & \bullet & \bullet \\ h_0 & 0 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bullet \\ h_0 x_0 + h_1 x_2 \\ h_1 x_0 + h_0 x_1 \\ h_1 x_1 + h_0 x_2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Eş. 3.16. ve Eş. 3.13'de çevrimsel öntakı simgesi hesaba katılmazsa ifadelerin aynı oldukları görülmektedir. Buradaki önemli nokta Eş. 3.16. ve Eş. 3.13'de H matrisinin veri simgeleri için aynı olduğudur. Böylece alınan vektör aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$y = Hx' = H_c x \quad (3.17)$$

Burada

$$H_c = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Çevrimsel öntakının etkisi kanal matrisini dolandır matris yapmaktadır. Bundan dolayı çevrimsel öntakının kanalı doğrusal evrişimli yerine dairesel evrişimli gibi gösterdiği ve tam anlamıyla ISI'yı ortadan kaldırdığı sonucuna ulaşılmaktadır. Gönderilen sinyalin kestirimi alıcıda FFT işleminden sonra sağlanmaktadır. Böylece FFT işleminden sonra alınan vektör aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\hat{s} = Fy = FH_c x = FH_c F^H s \quad (3.19)$$

Eş. 3.11'den

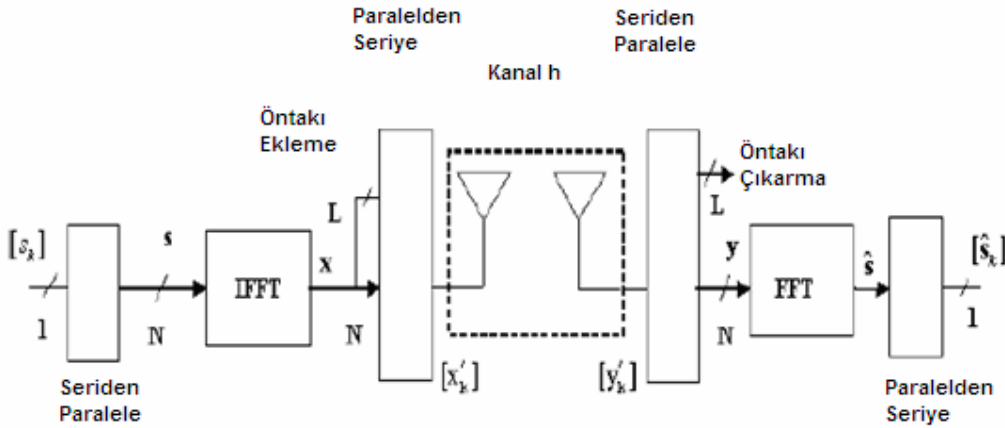
$$\hat{s} = \Delta s \quad (3.20)$$

$$\Delta = N \begin{bmatrix} H(0) & & & 0 \\ & \cdot & & \\ & & \cdot & \\ 0 & & & H(N-1) \end{bmatrix}$$

Kanal katsayılarının Fourier dönüşümü ve

s gönderilen veri simgelerinin vektörüdür.

Çevrimsel öntakı ile beraber genel OFDM alıcı-verici sistemi Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6 Çevrimsel öntakı ile genel OFDM alıcı-verici sistemi

Sönümlenmeli kanalda koruma zamanı yerleştirilmesi simgeler arası girişimi (ISI) ortadan kaldırmaktadır. Buna rağmen, kanalın zaman içinde değişmesi alıcı-verici arasındaki dikgenliği bozmakta ve taşıyıcılar arası girişime (ICI) neden olmaktadır. Taşıyıcılar arası girişimin etkisi gezgin alıcılar için çok belirgindir. Eğer dengelenmezse, taşıyıcılar arası girişim hatalara neden olabilir. Kanalın dürtü yanıtı bazı pilot işaretleriyle kestirilebilirse denkleştirme ile taşıyıcılar arası girişim

azaltılabilir. [8] de taşıyıcılar arası girişimi dengelemek için bazı pilot işareti tonları yardımıyla kestirim ve denkleştirme yapılmıştır.

[9] da taşıyıcılar arası girişim toplanır Gauss rasgele süreçler olarak modellenerek, taşıyıcılar arası girişim değışintisi için kuramsal ifade çıkarılmıştır. Bu yaklaşıkla merkezi limit teoremi ile sağlanmıştır ve taşıyıcıların sayısı büyük olduğu zaman geçerlidir. [9] da taşıyıcılar arası girişim değışintisi şu şekilde verilmiştir.

$$E[|c_1|^2] = E_s - \frac{E_s}{N^2} \left\{ N + 2 \sum_{i=1}^{N-1} (N-i) J_0(2\pi f_D T i) \right\} \quad (3.21)$$

Burada c_1 taşıyıcılar arası girişim, E_s simge başına düşen enerji, N altaşıyıcılar sayısı, f_D Doppler frekansı, T simge süresi ve J_0 birinci dereceden sıfır-sıra Bessel fonksiyonudur. Burada dikkat edilmesi gereken ilgi çekici nokta taşıyıcılar arası girişim değışintisinin sinyal işaret kümesinden bağımsız olmasıdır.

Eş. 3.21'de görüldüğü gibi taşıyıcılar arası girişim altaşıyıcıların sayısına bağlıdır. Altaşıyıcıların sayısının artmasıyla, taşıyıcılar arası girişim değışintisi artacak ve sinyal girişim oranı düşecektir.

3.3. Bazı OFDM Uygulamaları

3.3.1. Sayısal Audio Yayını (DAB)

DAB OFDM teknolojisinin ilk ticari kullanımınıdır. DAB'ın gelişimi 1987 yılında başlamış ve 1995 yılında İngiltere ve İsveç'de servise başlamıştır. DAB yüksek kalite ses ve bilgi servisleri sağlamaktadır.

Yayınla ma sistemleri çok uzun ile tim mesafelerinde (20-100km) çalışmaktadırlar. Bunun sonucu olarak, çokyolluluk temel problem olarak ortaya çıkmaktadır. Çokyollu ile timde ortaya çıkan simgeler arası girişim zaman alanı sinyalini bulanıklaştırmaktadır.

Tek taşıyıcılı ile tim ortamlarında simgeler arası girişim etkileri uyarlanır denkleştirme kullanılarak hafifletilmektedir. Kanalin dürtü yanıtına uyarlanır süzgeç kullanılarak yaklaşı lır ve ters kanal yanıt süzgeçi ile simge bitinin bulanık kopyaları yeniden

birleştirilir. Bu işlem karmaşık olmasının yanında, uyarlanır denkleştirmenin kilitleme zamanından dolayı yavaştır.

OFDM, çokyollu etkilerin üstesinden sinyali birçok dar bant genişliğinde taşıyıcılara bölerek gelmektedir. Düşük simge oranı simgeler arası girişim miktarını azaltmaktadır. Çokyolluluğa yüksek dayanıklılık OFDM'i tek taşıyıcılı iletimlere göre daha uygun yapmaktadır.

Parametre	İletim Mod 1	İletim Mod 2	İletim Mod 3	İletim Mod 4
Bant Genişliği	1.536 MHz	1.536 MHz	1.536 MHz	1.536 MHz
Kipleme	DQPSK	DQPSK	DQPSK	DQPSK
Frekans Aralığı	$\leq 375\text{MHz}$	$\leq 1.5\text{GHz}$	$\leq 3\text{GHz}$	$\leq 1.5\text{GHz}$
Alttaşıyıcı Sayısı	1536	384	192	768
Simge Süresi	$1000 \mu\text{s}$	$250 \mu\text{s}$	$125 \mu\text{s}$	$500 \mu\text{s}$
Koruma Süresi	$246 \mu\text{s}$	$62 \mu\text{s}$	$31 \mu\text{s}$	$123 \mu\text{s}$
Toplam Simge Süresi	$1246 \mu\text{s}$	$312 \mu\text{s}$	$156 \mu\text{s}$	$623 \mu\text{s}$
SFN için maksimum iletim ayırımı	96km	24km	12km	48km

Çizelge 3.1 DAB iletim parametreleri [10]

Çizelge 3.1 DAB için sistem parametrelerini göstermektedir. DAB da dört tane iletim modu vardır. İletim frekansı, alıcı hızı ve gerekli çokyollu dayanıklılık en uygun iletim modunu belirlemek için kullanılmaktadır.

Çokyollu çevrede hareketli alıcı kaynaklı kanalın yanıtında hızlı değişiklikler Doppler yaymaya neden olmaktadır. Doppler yayma iletim frekansı ve hareketli alıcı hızıyla orantılıdır. Alttaşıyıcılar daha yakın aralıklarla bölünürlerse Doppler yaymadan etkilenecek OFDM sinyali artacaktır. Sonuç olarak DAB da farklı iletim modları çokyollu koruma (koruma periyodunun uzunluğu) ve Doppler yayma dayanıklılığı arasında ödünleşim oluşturmaktadır.

OFDM'in yüksek çokyollu dayanıklılığı, iletim yineleyicileri kullanarak kapsama alanını ve spektrum verimliliğini artıran Tek Frekans Ağı (SFN) kullanımına izin vermektedir.

DAB'ın veri çıkarma yeteneği uygulanan Gönderme Yönünde Hata Düzeltimi (FEC) miktarına bağlı olarak 0.6-1.8 Mbps arasında değişmektedir. Ses kanallarının sayısı sesin kalitesine ve kullanılan FEC'in miktarına bağlı olarak değişmektedir. Telefon kalitesi ses (24kbps) için 64 ses kanalına kadar desteklenmektedir. CD kalitesi ses (256kbps) için maksimum korumayla üç kanal kullanılmaktadır.

3.3.2. Sayısal Video Yayını (DVB)

Sayısal Video Yayınının (DVB) gelişimi 1993 yılında başlamıştır. DVB MPEG-2 standartını temel alan tek noktadan birçok noktaya yüksek kalite ses ve video iletimi tekniğidir. DVB standartları uydu TV (DVB-S), kablo sistemleri (DVB-C) ve yerüstü iletimleri (DVB-T) içeren geniş erim uygulamalar için dağıtım mekanizmasını belirtmektedir. Uydu yayınları dördün faz kaydırmalı kiplenim (QPSK) ile tek taşıyıcı iletimi kullanılmaktadır. QPSK maksimum enerji verimine ve tek taşıyıcı iletimi geniş Doppler kaymasına izin vermektedir. Bu iletim metodu, çokyolluluğun yüksek hızlı tek taşıyıcı iletiminin performansını düşürmesinden dolayı, yerüstü iletimleri için uygun değildir. Bu sebepten, OFDM yerüstü iletim standardı olarak DVB için kullanılmaktadır. DVB-T iletiminin fiziksel katmanı DAB'a benzemektedir, OFDM iletim yüksek sayıda alttaşıyıcı kullanarak çokyollu etkileri azaltmaktadır. DVB-T alttaşıyıcı sayısına bağlı olarak iki iletim moduna izin vermektedir. Çizelge 3.2 bu iki mod için temel iletim parametrelerini göstermektedir. DAB ve DVB-T arasındaki temel fark daha büyük bant genişliği kullanılması ve daha yüksek veri işleme yeteneğini başarmak için daha yüksek kipleme teknikleri kullanılmasıdır. DVB-T üç alttaşıyıcı kiplenimine: Dördün Faz Kaydırmalı Kiplenim (QPSK), 16-Dördün Genlik Kiplenimi (16-QAM), 64-Dördün Genlik Kiplenimi (64-QAM) ve koruma periyodunun erimine ve kodlama oranlarına izin vermektedir.

Parametre	2k Mod	8k Mod
Alttaşıyıcı Sayısı	1705	6817
Simge Süresi (T_u)	896 μs	224 μs
Taşıyıcı Aralığı ($\frac{1}{T_u}$)	1116Hz	4464Hz
Bant Genişliği	7.61MHz	7.61MHz

Çizelge 3.2 DVB iletim parametreleri [11]

3.3.3. HiperLAN2 ve IEEE802.11a

Avrupa HiperLAN standartının gelişimi 1995 yılında başlamış, HiperLAN2 olarak son standart 1999 yılında tanımlanmıştır. Telsiz Yerel Alan Ağı (WLAN) sistemlerin başarımlarını ilerleterek, 54Mbps'e kadar veri oranına izin vermiştir. HiperLAN2 16MHZ kanalda 48 veri ve 4 pilot alttaşıyıcı kullanmaktadır. Kullanıcı tahsis edimi Zaman Bölüşümlü Çoğullama (TDM) kullanılarak başarılmaktadır ve link kalitesine bağlı olarak, İkili Faz Kaydırmalı Kiplenimden (BPSK) 64-Dördün Genlik Kiplenimine (64-QAM) kadar geniş bir kiplenim tekniği aralığı kullanılarak alttaşıyıcıların tahsisi yapılmaktadır. Frekansa bağımlı sönümlenme için Gönderme Yönü Hata Düzeltimi (FEC) kullanılmaktadır.

IEEE802.11a HiperLAN2'deki gibi aynı fiziksel katmana sahiptir. İki standart arasındaki temel fark kullanılan üst seviye ağ protokollerindedir. Çizelge 3.3'te fiziksel katman özellikleri gösterilmiştir. Çizelge 3.4'de IEEE802.11b, IEEE802.11a ve HiperLAN2 karakteristiklerinin özeti gösterilmiştir.

Parametre	Değer
Kanal Aralığı	20MHz
20 MSPS için IFFT kullanımı	64
Veri Alttaşıyıcısı	48
Pilot Alttaşıyıcısı	4
Taşıyıcı Aralığı (F_c)	312.5kHz(=20MHz/64)
Nominal Bant Genişliği	16.25MHz(=312.5x52)
Simge Periyodu	3.2 μ sec (=1/ F_c)
Koruma Periyodu	0.8 μ sec
Kipleme	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Kodlama Oranı	1/2, 2/3, 3/4

Çizelge 3.3 HiperLAN2 ve IEEE802.11a için fiziksel katman

Standart	802.11b	802.11a	HiperLAN2
Spektrum	2.4GHz	5.2GHz	5.2GHz
Kıplene Tekniği	DSSS	OFDM	OFDM
Maksimum fiziksel oran	11Mbps	54Mbps	54Mbps
Maksimum veri oranı, katman3	5Mbps	32Mbps	32Mbps
Ortam erişim kontrolü	CSMA/CA		TDMA/TDD

Çizelge 3.4 IEEE802.11b, IEEE802.11a ve HiperLAN2 karakteristiklerinin özetı

4. ÇOK TAŞIYICILI KOD BÖLÜŞÜMLÜ ÇOKLU ERİŞİM (MC-CDMA)

Bir önceki bölümde Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoklama (OFDM) sistemlerinin temel prensipleri anlatılmıştı. OFDM kanalın frekans seçiciliği ile mücadele etmek için etkili bir tekniktir. Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (CDMA) çokluortamlı gezgin servisleri desteklemek için güçlü bir adaydır. Çünkü çokluortam trafiğinin eşzamansız özelliğiyle başa çıkma yeteneğine sahiptir ve Zaman Bölüşümlü Çoklu Erişim (TDMA) ya da Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim (FDMA) gibi geleneksel erişim tekniklerinin tersine daha yüksek kapasite sağlayabilmektedir. RAKE alıcılarının kullanılmalarıyla, CDMA sistemler, faz uyumlu olarak frekansa bağımlı sönümlenme kanalı kaynaklı çok yollu bileşenleri birleştirebilirler. Yayma kaynaklı işleme kazancı çoklu kullanıcı girişimine karşı dayanıklılık sağlamaktadır. Geleneksel CDMA kullanımı veri oranları $100Mb/s$ mertebesine çıktığında, şiddetli simgeler arası girişim ve hızlı dizi eşzamanlamasının zorluğu nedeniyle gerçekçi görünmemektedir. Bu durumda simge ve çip oranlarını azaltacak teknikler gerekmektedir.

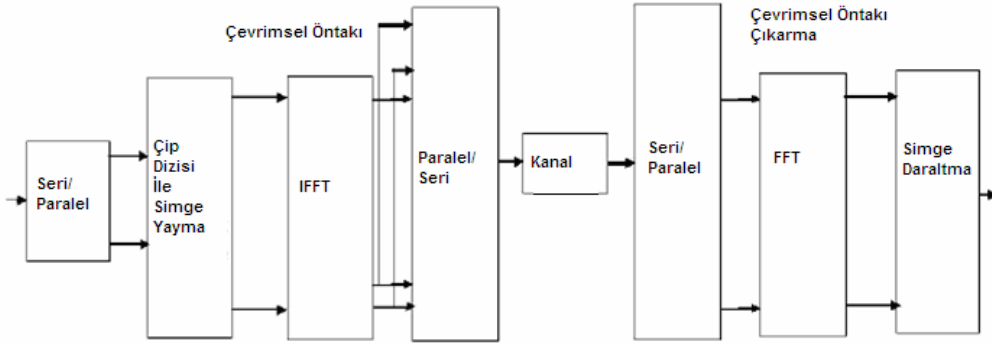
CDMA prensipleri ve OFDM birleştirilerek, mevcut spektrumun etkili bir şekilde kullanımı sağlanmış ve beraberinde CDMA sistemlerinin birçok avantajına sahip olunmuştur. Eğer altt taşıyıcılar arasındaki aralık uygun şekilde tahsis edilirse, altt taşıyıcıların tümünün yoğun sönümlenme altında kalması mümkün olmayacak ve böylelikle frekans çeşitlemesi sağlanmış olacaktır. İhtiyaç duyulan değişken veri oranları ve aynı zamanda güvenli iletişim sistemleri için OFDM-CDMA birleşimi yararlı bir tekniktir. Çok Taşıyıcılı Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (MC-CDMA) sistemi temel olarak Doğrudan Diziyle Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (DS-SS) sinyaline OFDM türü iletim uygulanmasıdır. Geleneksel DS-SS tekniğinde her kullanıcı simgesi ardışık çiplerin formunda gönderilir, herbiri zamanda dardır ve böylece bant genişliği geniştir. Buna karşılık MC-CDMA de çiplerin zaman süreleri daha uzun dolayısıyla bant genişlikleri dardır. Bir veri simgesi için çoklu çipler ardışık değildir, bunun yerine birçok altt taşıyıcı üzerinde paralel halde gönderilirler. MC-CDMA tekniğinin ilgi çekici özelliği kiplenim ve kipçözme işlemlerinin basit FFT ve IFFT kullanılarak yerine getirilebilmesidir.

OFDM frekansa bağımlı sönümlenmeye dayanıklı olmasına rağmen, altt taşıyıcı eşzamanlaması ve frekans kayması kestirimine duyarlılık konularında dezavantajları vardır. OFDM ve CDMA birleştirilmesinin bir büyük avantajı OFDM ile

karşılaştırıldığında her alttaşıyıcıda simge oranını azaltabilmesidir. Böylece daha uzun simge süresi eşzamanlamayı kolaylaştırmaktadır.

MC-CDMA girişimin olduğu durumda DS-CDMA'ye göre daha iyi başarımlar göstermektedir [12].

Çoklu taşıyıcılı CDMA teknikleri iki ana grup içinde kategorize edilebilir [13]. İlk grup bir yayma kodu kullanarak özgün veri katarını yayar ve her çip ile farklı taşıyıcılara kipler. Burada yayma frekans alanında gerçekleştirilir. Bu ilk grup tez kapsamında ilgilenilen MC-CDMA sistemidir. İkinci grup, bir yayma kodu kullanarak seri halden paralele dönüştürülmüş katarları yayar ve her veri katarı ile farklı taşıyıcılara kipler. Burada yayma zaman alanında gerçekleştirilir. Zaman alanı yayma ve çok taşıyıcılı kipleme birleşimi olan bu tekniğin Çok Taşıyıcılı DS-CDMA (MC-DS-CDMA) ve Çok Tonlu CDMA (MT-CDMA) olmak üzere iki çeşidi vardır.



Şekil 4.1 MC-CDMA sistemi blok diyagramı

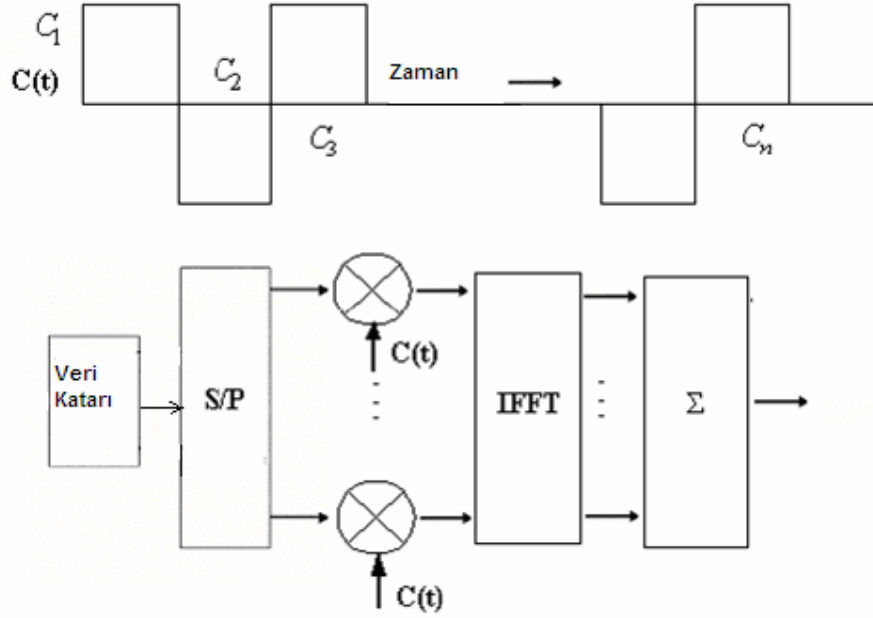
MC-CDMA sisteminin basit bir blok diyagramı Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Giriş veri katarı yayma dizisi kullanılarak yayılır. Bu yayma dizisi Walsh-Hadamard ya da PN dizisi olabilir. Simgeler yayıldıktan sonra bileşke çipler IFFT işlemi kullanılarak farklı alttaşıyıcılar içine kiplenir. Son birkaç simge çerçevenin başlangıcına çevrimsel öntakı olarak eklenir. Çevrimsel öntakı çok yollu kanalda alttaşıyıcılar arası dikgenliği devam ettirir. Alıcı tarafta ilk olarak çevrimsel öntakı çıkarılır. Alınan simgelere FFT

işlemi uygulanarak, alınan simgeler frekans alanına geri getirilir. Daraltma ve çiplerin kod çözümü frekans alanında gerçekleştirilir.

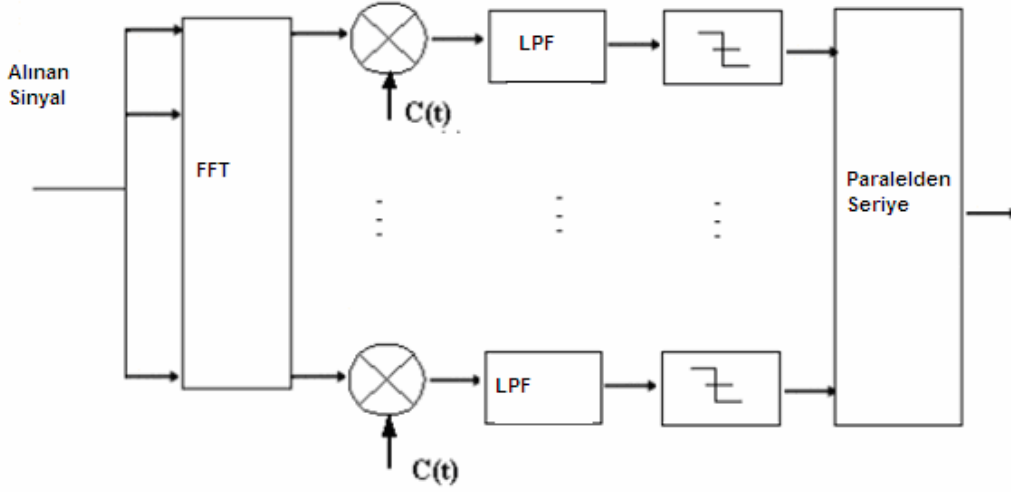
Şimdi MC-DS-CDMA ve MT-CDMA ele alınacaktır. Daha sonra tez kapsamında ilgilenilen MC-CDMA üzerine odaklanılacaktır.

4.1. MC-DS-CDMA

MC-DS-CDMA gönderici blok diyagramı Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Gelen veri katarı ilk olarak paralel katarlara dönüştürülür. Sonra yayma kod kullanılarak zaman alanında yayılır. Bu meydana gelen spektrumun dikgen altaşıyıcılara sahip olmasını garanti altına alır. Yayma kodu $C(t)$ ve işleme kazancı N ile gösterilmiştir. MC-DS-CDMA alıcı blok diyagramı Şekil 4.3'te gösterilmiştir. FFT işleminden sonra zaman alanında daraltma yapılır. Bunu alçak geçiren süzgeç ve kip çözme takip eder.



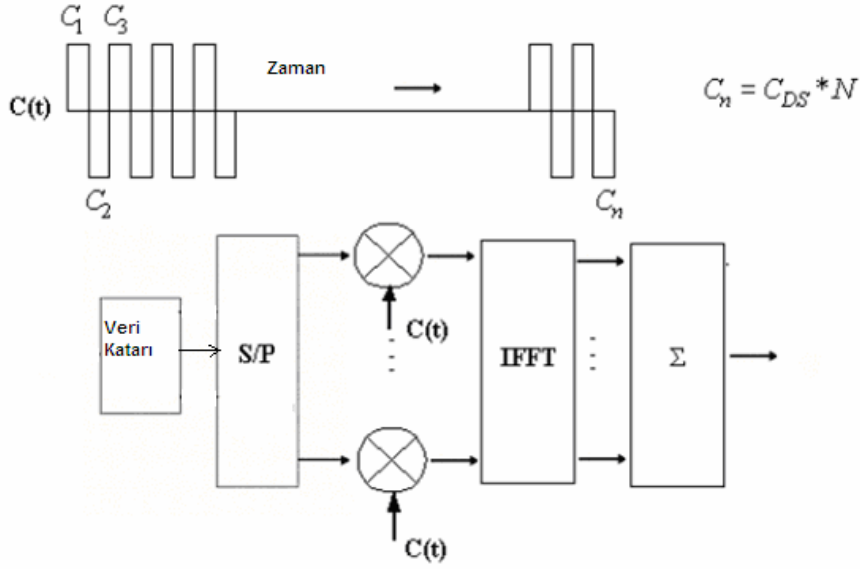
Şekil 4.2 MC-DS-CDMA gönderici blok diyagramı



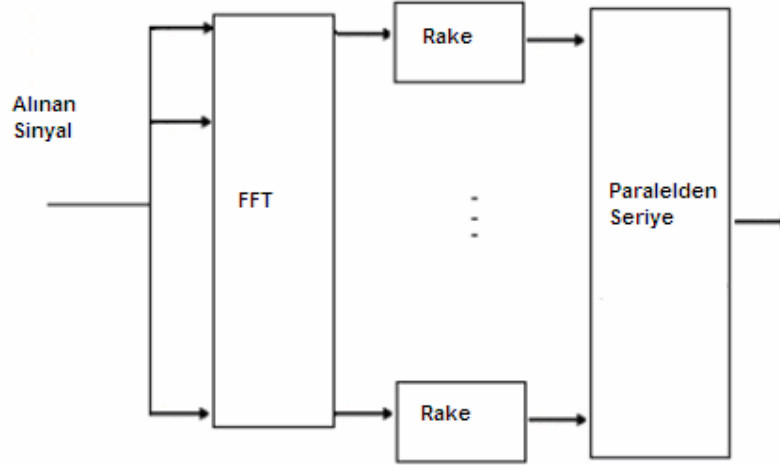
Şekil 4.3 MC-DS-CDMA alıcı blok diyagramı

4.2. MT-CDMA

MT-CDMA gönderici blok diyagramı Şekil 4.4'de gösterilmiştir. MT-CDMA gönderici seri halden paralele dönüştürülmüş veri katarını bir yayma kodu kullanarak zaman alanında yayar. Böylece yayma işlemi dikgenlik koşulunu sağlar. MT-CDMA, MC-DS-CDMA ile karşılaştırıldığında alttaşıyıcıların sayısının katlarında yayma kodunu kullanır. MT-CDMA alıcı blok diyagramı Şekil 4.5'de gösterilmiştir. Alıcı tarafta Rake birleştirme kullanılarak çeşitleme etkili şekilde değerlendirilir.



Şekil 4.4 MT-CDMA gönderici blok diyagram



Şekil 4.5 MT-CDMA alıcı blok diyagramı

Çok taşıyıcılı CDMA tekniklerinin sistem özelliklerini karşılaştıran çizelge aşağıda verilmiştir. Çizelgede T simge süresini, G_{DS} DS-CDMA için işleme kazancını, G_{MC} MC-CDMA için işleme kazancını, G_{MD} MC-DS-CDMA için işleme kazancını, G_{MT} MT-CDMA için işleme kazancını göstermektedir.

	DS-CDMA	MC-CDMA	MC-DS-CDMA	MT-CDMA
Simge Süresi	T	NT/G_{MC}	NT	NT
Alttaşıyıcıların Sayısı		N	N	N
İşleme Kazancı	G_{DS}	$G_{MC} \approx G_{DS}$	$G_{MD} = G_{DS}$	$G_{MT} = NG_{DS}$
Çip Süresi	T/G_{DS}		NT/G_{MD}	NT/G_{MT}
Alttaşıyıcı Ayırma		$1/T$	G_{MD}/NT	$1/NT$

Çizelge 4.1 CDMA kullanılan çok taşıyıcılı sistemlerin karşılaştırılması [13]

4.3. MC-CDMA Çözümlemesi

MC-CDMA tekniğinde, OFDM tekniğinde olduğu gibi kanalın zamanla hızlı şekilde değiştiği durumda alttaşıyıcılar dikgenliğinin kaybolmasının sonucu olarak taşıyıcılar arası girişim oluşmaktadır. Bunun sonucu olarak indirgenemez hatalar oluşur. [14] de taşıyıcılar arası girişim gücü değerlendirilmiş ve alttaşıyıcı k 'nın fonksiyonu olarak gösterilmiştir. FFT bloğunun çıkışında k^{nci} alttaşıyıcı çıktısı şu şekilde verilmiştir [14].

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi nk/N} = d_k H_k + \alpha_k + n_k, \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (4.1)$$

Burada $y(n)$ alınan sinyal, N IFFT boyu, d_k özgün gönderilen simgeler, H_k alttaşıyıcı dizin k da kanalın Fourier dönüşümü, α_k kanalın zamanla değişme özelliğinden kaynaklı taşıyıcılar arası girişim terimi ve n_k k^{nci} alttaşıyıcıda gürültü terimidir. Zamanla değişmeyen kanalda alttaşıyıcı dalga biçiminin dikgenliğinden dolayı α_k sıfır ve $E\{|H_k|^2\} = 1$ dir. Düzgelenmiş Doppler frekansı yüksek olduğunda taşıyıcılar arası girişim sıfırdan farklı olacaktır.

Taşıyıcılar arası girişim gücü alttaşıyıcı dizin k 'nın fonksiyonu olarak [14] de şu şekilde verilmiştir.

$$E\{\alpha_k^2\} = \frac{1}{N^2} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \left(N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_0(2\pi f_d T n / N) \cos(2\pi n(m-k) / N) \right) \quad (4.2)$$

Burada N alttaşıyıcıların sayısıdır. Düzgelenmiş taşıyıcılar arası girişim şu şekilde tanımlanmıştır.

$$\frac{E\{\alpha_k^2\}}{E\{H_k^2\}} \quad (4.3)$$

Burada $E\{H_k^2\}$ şu şekilde tanımlanmıştır.

$$E\{H_k^2\} = \frac{1}{N^2} \left(N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_0(2\pi f_d T n / N) \right) \quad (4.4)$$

MC-CDMA sistemlerinde kullanıcılar farklı yayma kodlarıyla ayrılırlar ve bu radyo özkaynaklarının etkili kullanımını olanaklı kılar. Yayma kodu girişim söndürme kapasitesi sağlar. Walsh-Hadamard kodların ya da iyi özilinti özelliklerinde PN dizilerinin kullanılması girişimin etkisini azaltabilir. MC-CDMA sistemlerde yüksek yayma faktörü kullanıldığında daha iyi girişim söndürme kapasitesi sağlamaktadır. Yüksek yayma daha iyi başarımlar vermesine rağmen veri işleme yeteneğini azaltmaktadır. Bu nedenle yüksek veri oranları isteniyorsa, başka girişim söndürme teknikleri kullanılmalıdır. Akıllı antenlerin kullanılması olası çözümlerden bir tanesi olarak görülmektedir.

MC-CDMA sistemlerin birçok getirisine rağmen simge süresinin artırılması MC-CDMA sistemlerde kanal kestirimini zorlaştırmaktadır. Çünkü kanalın bir simgeden sonraki simgeye göre değişimi tek taşıyıcı kipleme ile karşılaştırıldığında çok daha fazladır. Ayrıca kanalda zaman değişimleri simgeler arası girişimi ortaya çıkarmakta ve geleneksel alıcılı sistemlerde indirgenemez hatalar oluşturmaktadır. 5. Bölümde MC-CDMA sistemlerde kanal kestirimi ele alınacaktır.

Bu bölümde son olarak kullanılan benzetim ortamı MC-CDMA sistemi ele alınacaktır.

4.4. Benzetim Ortamı MC-CDMA Sistemi

Tüm çözümlenmelerde faz kaydırmalı kiplenim göz önüne alınmıştır. Benzetimlerde kolaylık amaçlı ikili faz kaydırmalı kiplenim kullanılmıştır. Çok taşıyıcılı formda gönderilen sinyal aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp\{j(\omega_c t + n\omega_s t)\} \quad (4.5)$$

Yukarıdaki ifadede ω_c taşıyıcı frekansını, ω_s altaşıyıcı aralığını, N altaşıyıcıların sayısını, $\{a_n\}$ altaşıyıcıların her biri içindeki bireysel kiplenim simgelerini ve n altaşıyıcı numarasını göstermektedir. Pratik gerçekleştirmelerde kullanıcının verisini paralel altaşıyıcılar üzerinde oluşturmak için FFT işlemcileri kullanılmaktadır. Burada ayrık zaman alanı gösterimine eşdeğer olan sürekli zaman gösterimi kullanılmıştır. Bant geçiren ve karmaşık taban bantı gösterimlerinin başarımları aynı olduğu gösterilecektir. Bu da benzetim ortamında karmaşık taban bantı kullanılmasını sağlamaktadır. Bu amaçla gönderilen sinyalin k^{nci} altaşıyıcıya karşı düşen sürekli zaman çıktısı şu şekilde verilmiştir.

$$s_k(t) = \sqrt{2P_{bp}} b_k(t) \cos(\omega_c t + k\omega_s t + \theta) \quad (4.6)$$

Burada P_{bp} altaşıyıcı k 'da gönderilen bant geçen sinyalin gücünü, θ rasgele fazı ve $b_k(t)$ veri sinyalini göstermektedir. $b_k(t)$ şu şekilde tanımlanabilir.

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{i,k} P_T(t - iT) \quad (4.7)$$

Burada $P_T(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{başka} \end{cases}$ ve $b_{i,k}$ simge süresi T süresince eşit olasılıkta +1

ve -1 alabilen ikili rasgele değişkendir. Alıcı tarafta alınan sinyal, gönderilen sinyal ile Gauss gürültünün toplamıdır. Kanalin çok yollu, zaman ve frekans saçıcı etkileri

karmaşık taban bant ve bant geçen gösterimleri arasındaki eşdeğerliği kanıtlamak amacıyla gözönüne alınmamıştır.

$$r_k(t) = s_k(t) + n_k(t) \quad (4.8)$$

Burada $n_k(t)$ bant geçen Gauss rasgele süreci göstermektedir. Alıcıda sinyal taban bantıyla karıştırılır ve karar istatistiği Z_k 'yi üretmek için simge süresi üstünden integrali alınır. FFT işlemciler kullanılarak sinyal zaman alanından tekrar frekans alanına taşınır. Karar istatistiği şu şekilde verilmiştir.

$$Z_k = \int_0^T r_k(t) \cos(\omega_c t + k\omega_s t + \theta) dt \quad (4.9)$$

Burada faz uyumlu referansın elde edilebilir olduğu varsayılmaktadır. Eş. 4.8'deki alınan sinyal ifadesi yerine konularak aşağıdaki eşitlik elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} Z_k &= \int_0^T \left(\sqrt{2P_{bp}} b_k(t) \cos^2(\omega_c t + k\omega_s t + \theta) + n_k(t) \cos(\omega_c t + k\omega_s t + \theta) \right) dt \\ &= \int_0^T \sqrt{2P_{bp}} b_k(t) \left[\frac{1 + \cos(2\omega_c t + 2k\omega_s t + 2\theta)}{2} \right] dt + \int_0^T n_k(t) \cos(\omega_c t + k\omega_s t + \theta) dt \\ &\approx \sqrt{\frac{P_{bp}}{2}} b_k T + w_k \end{aligned} \quad (4.10)$$

Çift frekans terimleri ihmal edilmiştir. Burada Z_k k^{nci} altaşırıyıcı sinyal için karar istatistiği, b_k altaşırıyıcı k 'daki güncel veri biti ve

$$w_k = \int_0^T n_k(t) \cos(\omega_c t + k\omega_s t + \theta) dt \text{ Gauss rasgele değişkeni sonucudur.}$$

İkili faz kaydırmalı kipleme sistemi için, toplanır beyaz gürültülü kanalda bit hata oranı Eş. 4.11'de verilmiştir.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E(Z_k)^2}{\text{var}(Z_k)}}\right) \quad (4.11)$$

Burada $Q(\cdot)$ Q fonksiyonunu göstermektedir. Eş. 4.11. kullanılarak Z_k 'nın beklenen değeri şu şekilde elde edilir.

$$\begin{aligned} E(Z_k) &= E\left(\sqrt{\frac{P_{bp}}{2}} b_k T + w_k\right) \\ &= \sqrt{\frac{P_{bp}}{2}} b_k T \end{aligned} \quad (4.12)$$

Z_k 'nın değışintisi

$$\text{var}[Z_k] = \frac{\sigma^2 T}{2} \quad (4.13)$$

şeklinde verildiğinde (Bkz. Ek 1.) bit hata olasılığı aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{P_{bp} T}{\sigma^2}}\right) \quad (4.14)$$

Bit başına düşen enerji miktarı E_b ve gönderilen bant geçen sinyalin gücü arasında $E_b = P_{bp} T$ ilişkisi vardır. N_0 gürültü bant genişliği olmak üzere, gürültü değışintisi $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ dir. Alıcı tarafta uyumlu süzgeç sezimi yapıldığını varsayılmaktadır.

Böylece Eş. 4.14. aşağıdaki şekilde yazılabilmektedir.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (4.15)$$

Bu eşitlik çoklu taşıyıcı simgesinde k^{nci} alttaşıyıcı için bit hata oranıdır. Benzer çözümler diğer alttaşıyıcılar için de yapılabilir. Bu gözlemler tüm çoklu taşıyıcı simgeler için bit hata oranının Eş. 4.15. ile aynı olduğu görülmektedir.

Şimdi karmaşık taban bant sistemi göz önüne alınarak toplanır beyaz gürültü kanal için başarımların çözümlenmesi yapılacaktır. Herhangi bir sinyalin taban bant ve bant geçen sürümleri arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$y(t) = \text{Re}[\tilde{y}(t)e^{j\omega_c t}] \quad (4.16)$$

Burada $\tilde{y}(t)$, $y(t)$ 'nin taban bant eşdeğeri. Eş. 4.16. aşağıdaki şekilde de ifade edilebilir.

$$y(t) = \tilde{y}_I(t)\cos(\omega_c t) - \tilde{y}_Q(t)\sin(\omega_c t) \quad (4.17)$$

Yukarıdaki eşitlik $y(t)$ sinyalinin eşevreli ve dördün faz parçaları kullanılarak yazılmıştır. Bu ifadeler kullanarak k^{nci} alttaşıyıcı bilgisinin eşdeğer tabanbant ifadesi şu şekilde yazılabilir.

$$\tilde{s}_k(t) = \sqrt{2P_{bp}}b_k(t)\cos(k\omega_s t + \theta) + j\sqrt{2P_{bp}}b_k(t)\sin(k\omega_s t + \theta) \quad (4.18)$$

Gürültü eşevreli ve dördün faz komponentlerinin toplamı olarak ifade edilebilir.

$$\tilde{n}(t) = n_I(t) + jn_Q(t) \quad (4.19)$$

Burada $n_I(t)$ ve $n_Q(t)$ σ^2 gücünde bağımsız Gauss oluşumlarıdır. Karar istatistiği bu yaklaşım kullanılarak şu şekilde verilmiştir.

$$Z_k = \int_0^T \tilde{r}(t)(\cos(k\omega_s t + \theta) - j\sin(k\omega_s t + \theta))dt \quad (4.20)$$

Burada $\tilde{r}(t)$ alınan sinyalin karmaşık bant modelidir. Yukarıdaki ifade basitleştirilerek

$$Z_k = \sqrt{2P_{bp}} b_k T + N_i + N_q \quad (4.21)$$

şeklinde yazılabilir.

Burada
$$N_i = \int_0^T n_I(t) (\cos(k\omega_s t + \theta) - j \sin(k\omega_s t + \theta)) dt$$

ve
$$N_q = \int_0^T n_Q(t) (\cos(k\omega_s t + \theta) - j \sin(k\omega_s t + \theta)) dt \quad (4.22)$$

Başarım Eş. 4.15'den belirlenir. Burada ortalama ve değişinti şu şekilde verilmiştir.

$$E[Z_k] = \sqrt{2P_{bp}} b_k T \quad (4.23)$$

$$\text{var}[Z_k] = E[N_i^2 + N_q^2] = 2\sigma^2 T$$

Bit hata oranı aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$\begin{aligned} P_e &= Q\left(\sqrt{\frac{2P_{bp} T^2}{2T\sigma^2}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{P_{bp} T}{\sigma^2}}\right) \end{aligned} \quad (4.24)$$

Karmaşık taban bantı gösterimi için kullanılan yaklaşımın benzeri kullanılarak Eş. 4.24. şu şekilde yazılabilir.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (4.25)$$

Daha önce açıklandığı gibi, çözümlenmeler tüm diğer alttaşıyıcılar için genişletilebilir. Tüm çoklu taşıyıcı sistemin başarımı Eş. 4.25. ile aynı olacaktır. Eş. 4.25. ve Eş. 4.15. sinyalin bant geçen ve karmaşık bant gösterimlerinin eşdeğer olduğunu açık şekilde göstermektedir.

Tez kapsamındaki benzetim ortamında karmaşık taban bantı kullanılmıştır.

Şimdi dört kullanıcı için dörder bitin gönderildiği ve alındığı basit bir örnek ele alınacaktır. Gönderilecek bitler matris formunda Eş. 4.26. ve kullanılan kod matrisi Eş. 4.27'de verilmiştir.

$$q = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$W_n = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Gönderilecek bitlere ikili faz kaydırmalı kiplenim uygulandığında Eş. 4.28. elde edilmiştir.

$$qs = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Birinci kullanıcının ilk biti birinci kullanıcının koduyla çarpılarak Eş. 4.29. elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} K(1,1) &= qs(1,1) * W_n(1,:) \\ K(1,1) &= (-1) * [1 \ 1 \ 1 \ 1] \\ K(1,1) &= [-1 \ -1 \ -1 \ -1] \end{aligned} \quad (4.29)$$

İkinci kullanıcının ilk biti ikinci kullanıcının koduyla çarpılarak Eş. 4.30. elde edilmiştir.

$$\begin{aligned}
 K(2,1) &= qs(2,1) * W_n(2,:) \\
 K(2,1) &= (1) * [1 \quad -1 \quad 1 \quad -1] \\
 K(2,1) &= [1 \quad -1 \quad 1 \quad -1]
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

Üçüncü kullanıcının ilk biti üçüncü kullanıcının koduyla çarpılarak Eş. 4.31. elde edilmiştir.

$$\begin{aligned}
 K(3,1) &= qs(3,1) * W_n(3,:) \\
 K(3,1) &= (1) * [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1] \\
 K(3,1) &= [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1]
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

Dördüncü kullanıcının ilk biti dördüncü kullanıcının koduyla çarpılarak Eş. 4.32. elde edilmiştir.

$$\begin{aligned}
 K(4,1) &= qs(4,1) * W_n(4,:) \\
 K(4,1) &= (-1) * [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1] \\
 K(4,1) &= [-1 \quad 1 \quad 1 \quad -1]
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

Eş. 4.29., Eş. 4.30., Eş. 4.31., Eş. 4.32. toplama işlemi uygulanarak IFFT işleminden önceki pr matrisinin ilk satırı elde edilmiştir.

$$pr(1,:) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad -4] \tag{4.33}$$

Aynı işlemler kullanıcıların diğer bitlerine de uygulanarak aşağıdaki pr matrisi elde edilmiştir. (Bkz. Ek 2.)

$$pr = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -4 \\ -2 & -2 & -2 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 4 \\ 2 & 2 & -2 & 2 \end{bmatrix} \tag{4.34}$$

pr matrisine IFFT işlemi uygulanılarak Eş. 4.35'deki p matrisi elde edilmiştir.

$$p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 1 \\ -1i & -1i & 0 & -2 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1i & 1i & 0 & -2 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Paralelden seri hale çevirme işlemi uygulanılarak Eş.4.36'daki ps elde edilmiştir.

$$ps = [0 \ 0 \ -1 \ 1 \ -1i \ -1i \ 0 \ -2 \ 0 \ 0 \ 1 \ -1 \ 1i \ 1i \ 0 \ -2] \quad (4.36)$$

Çevrimsel öntakı uzunluğu dört olarak belirlenmiştir. ps 'deki son dört terim başa eklenerek Eş. 4.37'deki cp elde edilmiştir.

$$cp = [1i \ 1i \ 0 \ -2 \ 0 \ 0 \ -1 \ 1 \ -1i \ -1i \ 0 \ -2 \ 0 \ 0 \ 1 \ -1 \ 1i \ 1i \ 0 \ -2] \quad (4.37)$$

Bu örnek için karekök tabanlı kosinüs süzgeci kullanılmıştır. R azalma faktörü (roll off factor) ve T simge periyodu olmak üzere karekök tabanlı kosinüs süzgeci dürtü yanıtı Eş. 4.38'de verilmiştir [15][16].

$$h(t) = 4R \frac{\cos((1+R)\pi/T) + \frac{\sin((1-R)\pi/T)}{4Rt/T}}{\pi\sqrt{T}(1-(4Rt/T)^2)} \quad (4.38)$$

cp karekök tabanlı kosinüs süzgeçten geçirilmiştir. Gürültü eklenmiştir. Sonuç olarak alıcı tarafta Eş. 4.39'daki r vektörü elde edilmiştir. r 'den çevrimsel öntakı çıkarılarak Eş. 4.40'daki y vektörü elde edilmiştir.

$$r = \begin{bmatrix} -0.1005 + 5.8447i & 0.0116 + 5.8420i & -0.0316 + 0.0073i & -11.7111 + 0.0493i & 0.0324 + 0.0531i \\ -0.0106 - 0.0533i & -5.9112 - 0.0490i & 5.8161 - 0.0095i & -0.0796 - 5.8447i & -0.0483 - 5.8420i \\ 0.0255 - 0.0073i & -11.6086 - 0.0493i & -0.0797 - 0.0531i & 0.0257 + 0.0533i & 5.7230 + 0.0490i \\ -5.8236 + 0.0095i & -0.1092 + 5.8447i & 0.0624 + 5.8420i & -0.0767 + 0.0073i & -11.6658 + 0.0463i \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0.0324 + 0.0531i & -0.0106 - 0.0533i & -5.9112 - 0.0490i & 5.8161 - 0.0095i & -0.0796 - 5.8447i \\ -0.0483 - 5.8420i & 0.0255 - 0.0073i & -11.6086 - 0.0493i & -0.0797 - 0.0531i & 0.0257 + 0.0533i \\ 5.7230 + 0.0490i & -5.8236 + 0.0095i & -0.1092 + 5.8447i & 0.0624 + 5.8420i & -0.0767 + 0.0073i \\ -11.6658 + 0.0463i \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Seri halden paralele çevirme işlemi uygulanılarak Eş. 4.41'deki sp elde edilmiştir.

$$sp = \begin{bmatrix} 0.0324 + 0.0531i & -0.0106 - 0.0533i & -5.9112 - 0.0490i & 5.8161 - 0.0095i \\ -0.0796 - 5.8447i & -0.0483 - 5.8420i & 0.0255 - 0.0073i & -11.6086 - 0.0493i \\ -0.0797 - 0.0531i & 0.0257 + 0.0533i & 5.7230 + 0.0490i & -5.8236 + 0.0095i \\ -0.1092 + 5.8447i & 0.0624 + 5.8420i & -0.0767 + 0.0073i & -11.6658 + 0.0463i \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

FFT işlemi uyguladıktan sonra Eş 4.42'deki l elde edilmiştir.

$$l = \begin{bmatrix} -0.2361 + 0.0000i & 0.0293 & -0.2394 - 0.0000i & -23.2819 - 0.0030i \\ -11.5774 + 0.0765i & -11.7202 + 0.0042i & -11.6488 - 0.2001i & 11.5442 - 0.0763i \\ 0.1416 + 0.0000i & 0.0010 & -0.1368 + 0.0000i & 23.2669 + 0.0030i \\ 11.8016 + 0.1358i & 11.6477 - 0.2172i & -11.6197 + 0.0043i & 11.7353 + 0.0382i \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

l 'nin ilk satırı ile birinci kullanıcı kodunun devriği çarpılarak Eş. 4.43'deki g_{11} elde edilmiştir.

$$g_{11} = l(1,:) * W_n^T(1,:)$$

$$g_{11} = [-0.2361 + 0.0000i \quad 0.0293 \quad -0.2394 - 0.0000i \quad -23.2819 - 0.0030i] * \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$g_{11} = [-23.7281 - 0.0030i] \quad (4.43)$$

l 'nin ilk satırı ile ikinci kullanıcı kodunun devriğini çarpılarak Eş. 4.44'deki g_{21} elde edilmiştir.

$$g_{21} = l(1,:) * W_n^T(2,:)$$

$$g_{21} = [-0.2361 + 0.0000i \quad 0.0293 \quad -0.2394 - 0.0000i \quad -23.2819 - 0.0030i] * \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$$

$$g_{21} = [22.7771 + 0.0030i] \quad (4.44)$$

l 'nin ilk satırı ile üçüncü kullanıcı kodunun devriği çarpılarak Eş. 4.45'deki g_{31} elde edilmiştir.

$$g_{31} = l(1,:) * W_n^T(3,:)$$

$$g_{31} = [-0.2361 + 0.0000i \quad 0.0293 \quad -0.2394 - 0.0000i \quad -23.2819 - 0.0030i] * \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}$$

$$g_{31} = [23.3145 + 0.0030i] \quad (4.45)$$

l 'nin ilk satırı ile dördüncü kullanıcı kodunun devriği çarpılarak Eş. 4.46'daki g_{41} elde edilmiştir.

$$g_{41} = l(1,:) * W_n^T(4,:)$$

$$g_{41} = [-0.2361 + 0.0000i \quad 0.0293 \quad -0.2394 - 0.0000i \quad -23.2819 - 0.0030i] * \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$g_{41} = [-23.3078 - 0.0030i] \quad (4.46)$$

l 'nin diğer satırlarına da yukarıdaki işlemler uygulanılarak g aşağıdaki şekilde bulunmuştur.

$$g = \begin{bmatrix} -23.7281 - 0.0030i & -23.4021 - 0.1957i & 23.2726 + 0.0030i & 23.5649 - 0.0389i \\ 22.7771 + 0.0030i & -23.0501 - 0.0515i & -23.2631 - 0.0030i & -23.2012 + 0.3191i \\ 23.3145 + 0.0030i & -23.1929 + 0.3571i & -22.9875 - 0.0030i & 23.3336 - 0.1239i \\ -23.3078 - 0.0030i & 23.3357 + 0.1962i & 23.5444 + 0.0030i & 23.5088 + 0.3870i \end{bmatrix}$$

$$(4.47)$$

g 'ye ikili faz kaydırmalı kipçözme uygulanılarak Eş. 4.48'deki s matrisi elde edilmiştir.

$$s = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

s matrisi, Eş 4.26'daki gönderilen q matrisine eşittir.

5.KANAL KESTİRİMİ

Çok yollu kanalın her bir alttaşıyıcı üzerine etkisi tek karmaşık çarpıcı ile gösterilebilir. Böylece her bir alttaşıyıcı için alıcıdaki denkleştirici karmaşık çarpıcıların bir kümesi olarak gerçekleştirilebilir [17]. Denkleştirme algoritması kanal bigisine ihtiyaç duymaktadır. Bu sebepten kanal kestirimi alıcı yapısının çok önemli bir parçasını oluşturmaktadır.

Kör kanal kestirim teknikleri gönderilen verinin herhangi bir bilgisi olmaksızın kanalı kestirmeye çalışmaktadırlar. Güvenilir stokastik kestirim için büyük miktarda veri biriktirildiğinde etkili olabilmektedirler [17]. Gezgin uygulamalar için kör kanal kestiriminin dezavantajlı olduğu açıktır. Zamanla değişen kanal büyük miktarda veri biriktirmeye engel olacaktır. Bunun ötesinde pilot simge yardımlı kanal kestirimi bu tip uygulamalar için daha uygundur.

Merkez-uçbirim bağında (downlink) telsiz erişim terminalinden (BS) verilen bir terminale tüm sinyaller aynı kanal içinden yayılarak ulaşırlar. Bundan dolayı MC-CDMA merkez-uçbirim bağında kanal kestirimi OFDM uygulamalarında kullanılan yöntemler ile başarılabilir [18]. MC-CDMA uçbirim-merkez bağı kanal kestirimindeki temel problem farklı konumlarda bulunan aktif kullanıcıların kanal yanıtlarının birbirinden farklı olması ve her aktif kullanıcı için eş anlı olarak farklı kanalların kestirilmesi gerekliliğidir. Bundan dolayı BS çok sayıda parametreyi kestirmelidir. Bunun sonucu olarak sadece bir kanal yanıtını kapsayan merkez-uçbirim bağı yönünde kestirimle kıyaslandığında beklenen kestirim kalitesini düşürmektedir. Bu tezin kapsamında merkez-uçbirim bağında kanal kestirimi yapılmıştır. Dolayısıyla OFDM uygulamalarında kullanılan kanal kestirim yöntemleri kullanılmıştır.

Kanal kestirici tasarımında iki temel problem vardır. Bunlardan birincisi pilot bilgisinin düzenlenmesidir. Pilot hem göndericide hem de alıcıda kullanılan referans sinyalidir. Kestirici tasarımındaki ikinci problem ise kestiricinin düşük karmaşıklıkta ve iyi kanal izleme kabiliyetinde olması gerekliliğidir [19]. Bu iki problem birbiriyle bağlantılıdır. Genel olarak OFDM sistemlerinin sönümlenme kanalı iki-boyutlu (2D) sinyal (zaman ve frekans) olarak gösterilebilmektedir. Ne yazık ki, 2D kestirici yapısı pratik gerçekleştirim için çok karmaşıktır. OFDM sistemlerindeki yüksek veri oranları ve düşük bit hata oranları birleşimi düşük karmaşıklıkta ve yüksek doğrulukta kestiricilerin

kullanımını zorunlu hale getirmektedir. Bu birbirine zıt olarak çalışan düşük karmaşıklık ve yüksek doğruluk arasında da iyi bir ödünleşime ihtiyaç vardır. Karmaşıklık ve doğruluk arasındaki ödünleşim OFDM sistemlerde genellikle tek-boyutlu (1D) kanal kestirimi seçilerek başarılmıştır [20][21][22][23]. İki temel 1D kanal kestirimi, blok-tip pilot kanal kestirimi ve tarak-tip pilot kanal kestirimidir. Bu tez çalışması kapsamında blok-tip pilot kanal kestirimi temelli en küçük kare (LS) ile en küçük ortalama karesel hata (MMSE) ve tarak-tip pilot kanal kestirimi temelli doğrusal aradeğerleme (LI) ile ikinci dereceden aradeğerleme (SOI) teknikleri üzerinde çalışılmıştır. Kullanılan sistemde x_k gönderilen simgeleri, $g(t)$ kanalın dürtü yanıtını, $\tilde{n}(t)$ beyaz karmaşık Gauss kanal gürültüsünü ve y_k alınan simgeleri temsil etmektedir. Çevrimsel uzantı T_G giriş simgesine iletimden önce eklenmektedir.

Kanalın dürtü yanıtı zaman sınırlı darbe katarı olarak şu şekilde modellenmiştir.

$$g(t) = \sum_m \alpha_m \delta(t - \tau_m) \quad (5.1)$$

Burada α_m 'ler karmaşık değerli genliklerdir ve $0 \leq \tau_m \leq T_G$ dir.

Kullanılan sistem N-noktalık ayrık-zaman Fourier dönüşümü (DFT_N) kullanılarak aşağıdaki şekilde modellenebilir [20].

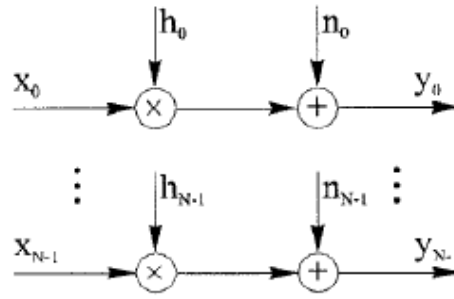
$$y = DFT_N \left(IDFT_N(x) \otimes \frac{g}{\sqrt{N}} + \tilde{n} \right) \quad (5.2)$$

Burada \otimes çevrimsel evrişim, $x = [x_0 x_1 \dots x_{N-1}]^T$ gönderici tarafta IDFT bloğunun giriş verisi, $y = [y_0 y_1 \dots y_{N-1}]^T$ alıcı tarafta DFT bloğunun çıkış verisi, $\tilde{n} = [\tilde{n}_0 \tilde{n}_1 \dots \tilde{n}_{N-1}]^T$ AWGN'dir. $g = [g_0 g_1 \dots g_{N-1}]^T$ sinc-fonksiyonlarının çevrimsel eşdeğeri ile elde edilmiştir. $\frac{g}{\sqrt{N}}$ vektörü $g(t)$ 'nin frekans yanıtının örnekleme periyodundan sonra gözlenen kanal dürtü yanıtıdır. [20] de aşağıdaki eşitlikle verilmiştir.

$$g_k = \frac{1}{N} \sum_m \alpha_m e^{-j\frac{\pi}{N}(k+(N-1)\tau_m)} \frac{\sin(\pi\tau_m)}{\sin\left(\frac{\pi}{N}(\tau_m - k)\right)} \quad (5.3)$$

Eş. 5.2'de tanımlanan sistem N tane bağımsız Gauss kanalı kümesi şeklinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y_k = h_k x_k + n_k \quad (k = 0,1,2,\dots,N-1) \quad (5.4)$$



Şekil 5.1 Paralel Gauss kanallar

Burada h_k ve n_k şu şekilde verilmiştir.

$$h = [h_0 h_1 \dots h_{N-1}]^T = DFT_N(g) \quad (5.5)$$

$$n = [n_0 n_1 \dots n_{N-1}]^T = DFT_N(\tilde{n}) \quad (5.6)$$

Eş. 5.4. matris formunda yazılırsa Eş. 5.7. elde edilir.

$$y = XFg + n \quad (5.7)$$

Giriş matrisi X ve DFT matrisi F aşağıda sırasıyla Eş. 5.8. ve Eş. 5.9'da tanımlanmıştır.

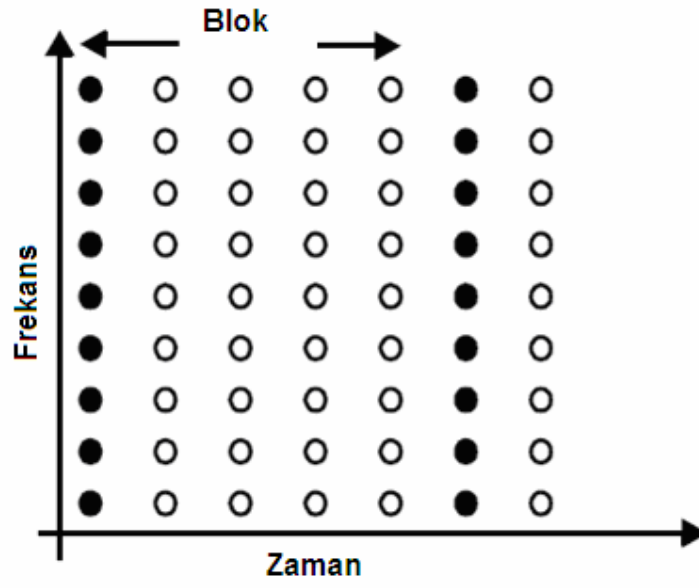
$$X = \text{diag}\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\} \quad (5.8)$$

$$F = \begin{bmatrix} W_N^{00} & \cdot & \cdot & \cdot & W_N^{0(N-1)} \\ & \cdot & & & \\ & & \cdot & & \\ & & & \cdot & \\ W_N^{(N-1)0} & \cdot & \cdot & \cdot & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

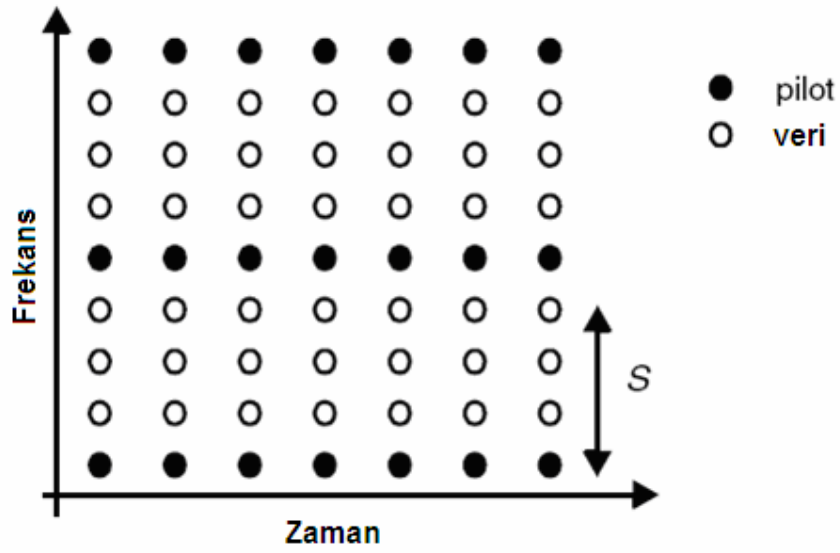
Burada W_N^{nk} şu şekilde tanımlanmıştır.

$$W_N^{nk} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (5.10)$$

İki temel kanal kestirimi Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'de gösterilmiştir. Şekil 5.2'de gösterilen blok-tip pilot kestirimi yavaş sönümlenme kanalı varsayımı altında geliştirilmiş ve bir özgül periyod içinde OFDM simgelerinin tüm alt taşıyıcılarının içine pilot tonlar yerleştirilerek gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.3'de gösterilen tarak-tip pilot kanal kestirimi ise pilot tonlar her OFDM simgesinin belirli altaşıyıcılarına yerleştirilerek gerçekleştirilmiştir [24]. Bir sonraki bölümde bu iki temel tip kanal kestiriminin stratejileri çözümlenecektir.



Şekil 5.2 Blok-tip pilot kanal kestirimi



Şekil 5.3 Tarak-tip pilot kanal kestirimi

5.1. Blok-Tip Pilot Kanal Kestirimi

Blok-tip kanal kestiriminde Şekil 5.2'de de gösterildiği gibi simgeler periyodik olarak gönderilmekte ve tüm alışıyıcılar pilot olarak kullanılmaktadırlar. Buradaki görev kanal istatistiklerinin belirli bilgisini kullanarak ya da kullanmadan verilen pilot sinyaller ve alınan sinyaller ile kanal koşullarının kestirilmesidir [22] [25]. Alıcı, kestirilmiş kanal koşullarını kullanarak blok içindeki alınmış veriyi bir sonraki pilot simgesi gelene kadar çözer.

Şimdi bu tez kapsamında blok-tip kanal kestirimi temelli en küçük kare (LS) ve en küçük ortalama karesel hata (MMSE) yöntemleri incelenecektir.

5.1.1. En küçük kare (LS) kestirim

En küçük kare (LS) kestirici $(y - XFg)^H (y - XFg)$ parametrelerini en aza indirger. \hat{h}_{LS} şu şekilde elde edilir [20] [21].

$$\hat{g}_{LS} = F^{-1} \hat{h}_{LS} \quad (5.11)$$

$$\hat{h}_{LS} = FQ_{LS} F^H X^H y \quad (5.12)$$

$$Q_{LS} = (F^H X^H XF)^{-1} \quad (5.13)$$

$$\hat{h}_{LS} = X^{-1} y \quad (5.14)$$

Herhangi bir kanal istatistiği bilgisi kullanmaksızın en küçük kare (LS) kestirimi çok düşük karmaşıklıkla hesaplanabilmektedir.

5.1.2. En küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestirim

Kanal vektörü g Gauss ve kanal gürültüsü n ile ilintisiz ise g 'nin en küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestirimi \hat{g} , dikgenlik prensibi kullanılarak şu şekilde çıkartılmıştır [26].

$$\begin{aligned}
 \hat{g} &= A.y \\
 E[(g - Ay)y^T] &= 0 \\
 E[(gy^T)] - E[Ayy^T] &= 0 \\
 R_{gy} - AR_{yy} &= 0 \\
 A &= R_{gy}R_{yy}^{-1} \\
 \hat{g} &= R_{gy}R_{yy}^{-1}y
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

Yukarıdaki ifadeden MMSE kestirici \hat{g}_{MMSE} aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\hat{g}_{MMSE} = R_{gy}R_{yy}^{-1}y \tag{5.16}$$

Burada R_{gy} , g ile y arasında çapraz ortak değişinti ve R_{yy} , y 'nin öz ortak değişinti matrisidir. Ayrıca R_{gg} , g 'nin öz ortak değişinti matrisi ve σ_n^2 , gürültü değişintisidir, $E\{|n_k|^2\}$. Bu iki niceliğin bilindiği varsayılmaktadır.

$$R_{gy} = E\{gy^H\} = R_{gg}F^H X^H \tag{5.17}$$

$$R_{yy} = E\{yy^H\} = XFR_{gg}F^H X^H + \sigma_n^2 I_N \tag{5.18}$$

F matrisinde sütunlar birimdik (orthonormal) olduğundan, frekans alanı MMSE kestirimi \hat{h}_{MMSE} , \hat{g}_{MMSE} 'den aşağıdaki şekilde üretilmiştir.

$$\hat{h}_{MMSE} = F\hat{g}_{MMSE} = FQ_{MMSE}F^H X^H y \tag{5.19}$$

Burada Q_{MMSE} aşağıdaki şekilde verilmiştir.

$$Q_{MMSE} = R_{gg} \left[(F^H X^H X F)^{-1} \sigma_n^2 + R_{gg} \right]^{-1} (F^H X^H X F)^{-1} \quad (5.20)$$

Eğer g Gauss değilse, \hat{h}_{MMSE} en küçük ortalama karesel kestirici değildir. Buna rağmen, g Gauss olsun ya da olmasın en iyi doğrusal kestiricidir [20].

En küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestirim en küçük kare (LS) kestirimden daha iyi başarımla gerçekleştirilmektedir. MMSE kestirimin en büyük dezavantajı hesaba dayalı karmaşıklığıdır.

5.2. Tarak-Tip Pilot Kanal Kestirimi

Tarak-tip kanal kestiriminde Şekil 5.3'de de gösterildiği gibi her gönderilen simgede pilot sinyaller düzgün bir şekilde yerleştirilmiştir. Alıcı tarafta pilotların yerleri bilinmektedir. Tarak-tip temelli kanal kestirimi, pilot sinyal kestirimi ve kanal aradeğerlemesi içermektedir [27] [28] [29]. Tez kapsamında, pilot sinyal kestirimi en küçük kare (LS) ve en küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestirim ile kanal aradeğerlemesi doğrusal aradeğerleme (LI) ve ikinci dereceden (SOI) aradeğerleme ile sağlanmıştır.

Tarak-tip kanal kestiriminde N_p pilot sinyaller, $x(k)$ içine düzgün olarak aşağıdaki eşitliğe göre şu şekilde yerleştirilmektedir [27] [30].

$$\begin{aligned} x(k) &= x(mL + l) \\ &= \begin{cases} x_p(m), l = 0 \\ \text{veri}, l = 1, \dots, L-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Burada T_s taşıyıcıların sayısı olmak üzere, $L = \frac{T_s}{N_p}$ ve $x_p(m)$, m^{nci} pilot taşıyıcı değeridir.

5.2.1. Doğrusal aradeğerleme (LI)

Doğrusal aradeğerleme tekniğinde veri alta taşıyıcılarının kanal yanıtları ardışık iki pilot kullanılarak belirlenir [30]. Veri taşıyıcısı k 'da kanal kestirimi, $mL < k < (m+1)L$, doğrusal aradeğerleme kullanılarak aşağıdaki eşitlikle verilmiştir [27] [31].

$$\begin{aligned} h_e(k) &= h_e(mL + l) & 0 \leq l < L \\ &= \left(h_p(m+1) - h_p(m) \right) \frac{l}{L} + h_p(m) \end{aligned} \quad (5.22)$$

Doğrusal aradeğerleme yöntemi parçalı-sabit aradeğerlemeden daha iyi başarımlar sağlamaktadır [23].

5.2.2. İkinci dereceden aradeğerleme (SOI)

Kanal yanıtının belirlenmesinde teorik olarak yüksek dereceden aradeğerleme tekniği birinci dereceden aradeğerleme tekniğinden daha iyi sonuçlar vermektedir. Bununla birlikte aradeğerleme tekniğinin derecesinin artmasıyla hesaba dayalı karmaşıklık artmaktadır. İkinci dereceden aradeğerleme (SOI) için kanal kestirimi aşağıdaki eşitlikle verilmiştir [27] [32].

$$\begin{aligned} h_e(k) &= h_e(mL + l) \\ &= c_1 h_p(m-1) + c_0 h_p(m) + c_{-1} h_p(m+1) \end{aligned} \quad (5.23)$$

Burada
$$\begin{cases} c_1 = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2}, \\ c_0 = -(\alpha-1)(\alpha+1), \alpha = \frac{l}{N} \\ c_{-1} = \frac{\alpha(\alpha+1)}{2}, \end{cases}$$
 olarak verilmiştir.

İkinci dereceden aradeğerleme (SOI) tekniğinde veri alttaşıyıcılarındaki kanal kestirimi üç komşu pilot kestiriminin ağırlıklı doğrusal birleşimi ile elde edilmektedir.

5.3. Benzetimler

Benzetimlerde blok-tip kanal kestirim temelli en küçük kare (LS) ile en küçük ortalama karesel hata (MMSE) tekniklerinin ve tarak-tip kanal kestirim temelli birinci dereceden aradeğerleme (LI) ile ikinci dereceden aradeğerleme (SOI) tekniklerinin başarımları çıkarılmıştır. Tarak-tip kanal kestirimi yaparken pilot alttaşıyıcıların kestiriminde en küçük kare (LS) ve en küçük ortalama karesel hata (MMSE) teknikleri kullanılmıştır. Tüm bu teknikler Rayleigh sönümlenme kanalda bit hata oranı ve ortalama karesel hata başarımları kullanılarak karşılaştırılmıştır.

Benzetimlerde iki farklı frekans seçmeli yavaş sönümlenme kanal kullanılmıştır. Kanal 1 parametreleri Çizelge 5.1'de ve Kanal 2 parametreleri Çizelge 5.2'de verilmiştir. Benzetimlerde taşıyıcı frekansı 1 *GHz* ve bant genişliği 2 *MHz* 'dir. İlk olarak toplam alttaşıyıcı sayısı 256 ve pilot alttaşıyıcı sayısı 64 olarak belirlenmiştir. Bu durum için blok-tip ve tarak-tip kanal kestirim tekniklerinin bit hata oranı başarımları karşılaştırılması Şekil 5.4 ve Şekil 5.7'de verilmiştir. Daha sonra bu kanal kestirim tekniklerinin ortalama karesel hata başarımları çıkarılarak Şekil 5.6 ve Şekil 5.9'da verilmiştir. Son olarak kullanılan pilot oranının kestirim sonuçlarına etkisini gözlemleyebilmek için toplam alttaşıyıcı sayısı 512 ve pilot alttaşıyıcı sayısı 64 olarak belirlenmiştir. Blok-tip ve tarak-tip kanal kestirim tekniklerinin bit hata oranı başarımları çıkarılmıştır ve ilk durum için bulunan bit hata oranı başarımlarıyla karşılaştırılması Şekil 5.5 ve Şekil 5.8'de verilmiştir.

KANAL 1 PARAMETRELERİ		
Yol Numarası	Gecikme (μs)	Ortalama Güç (dB)
1	0.0	-3.0
2	0.2	0.0
3	0.5	-2.0
4	1.6	-6.0
5	2.3	-8.0
6	5.0	-10.0

Çizelge 5.1 Kanal 1 parametreleri [33]

KANAL 2 PARAMETRELERİ		
Yol Numarası	Gecikme (μs)	Ortalama Güç (dB)
1	0.0	-4.9
2	0.3	-2.4
3	8.9	-15.2
4	12.9	-12.4
5	17.1	-27.6
6	20.2	-18.4

Çizelge 5.2 Kanal 2 parametreleri [34]

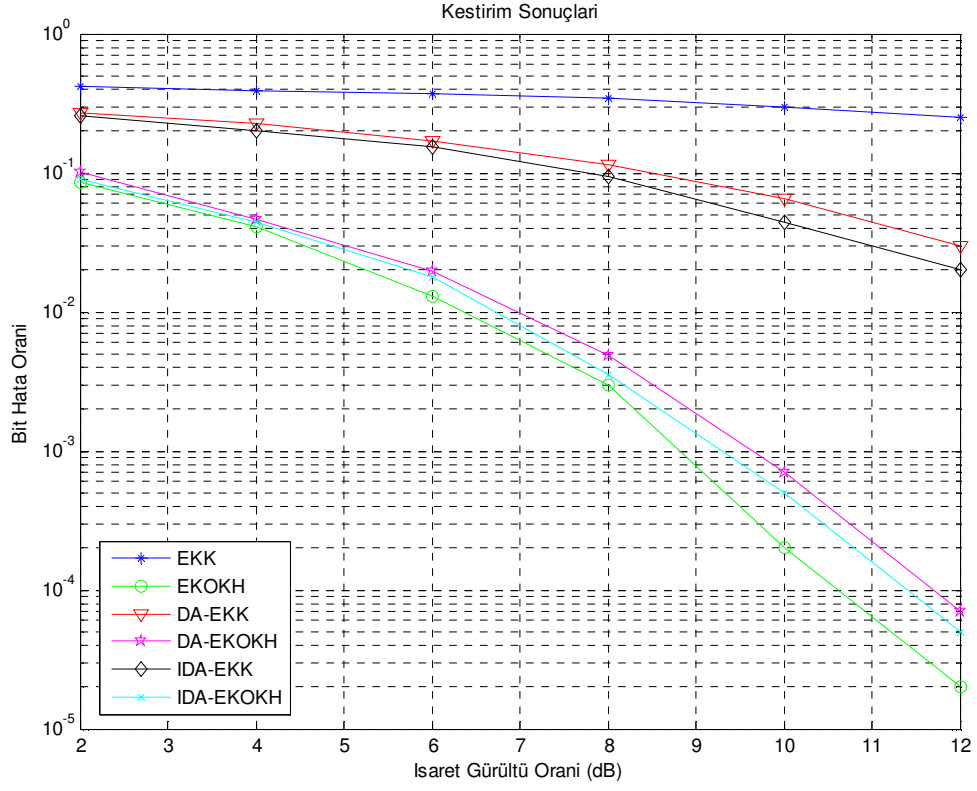
Şekil 5.4 ve Şekil 5.7'de bit hata oranı başarımlarında en iyi sonucu blok-tip temelli en küçük ortalama karesel hata (MMSE) tekniği vermiştir. Daha sonra en iyi sonuçları sırasıyla tarak-tip temelli pilot alttaşıyıcılar kestirimi en küçük ortalama karesel hata (MMSE) ile yapılan ikinci dereceden aradeğerleme (SOI), tarak-tip temelli pilot alttaşıyıcılar kestirimi en küçük ortalama karesel hata (MMSE) ile yapılan doğrusal aradeğerleme (LI), tarak-tip temelli pilot alttaşıyıcılar kestirimi en küçük kare (LS) ile yapılan ikinci dereceden aradeğerleme (SOI), tarak-tip temelli pilot alttaşıyıcılar kestirimi en küçük kare (LS) ile yapılan doğrusal aradeğerleme (LI), blok-tip temelli en küçük kare (LS) teknikleri vermiştir. Ayrıca blok-tip ve tarak-tip temelli iki kanal kestiriminde de en küçük ortalama karesel hata (MMSE) tekniğinin en küçük kare (LS) tekniğine göre çok daha iyi sonuçlar verdiği gözlenmiştir. Şekil 5.6 ve Şekil 5.9' da ortalama karesel hata başarımları verilmiştir. Bit hata oranı başarımlarında gözlenen başarımların sıralaması değişmemiştir. Şekil 5.5 ve Şekil 5.8'de 1/4 pilot oranına karşı 1/8 pilot oranı kullanıldığında bit hata oranı başarımları karşılaştırılmıştır. Beklendiği gibi daha fazla sayıda pilot alttaşıyıcı kullanılan durumda yani 1/4 pilot oranının kullanıldığı durumda daha iyi bit hata oranı başarımları sağlandığı gözlenmiştir. Bit hata oranı başarımlarının gösterildiği Şekil 5.4, Şekil 5.7 ve pilot oranlarının karşılaştırıldığı Şekil 5.5, Şekil 5.8'de işaret gürültü oranı 12 dB 'ye kadar gösterilmiştir. Bunun sebebi en küçük ortalama karesel hata (MMSE) tekniğinin kullanıldığı kanal kestirimlerinde işaret gürültü oranının 12 dB 'den sonra değerleri için bit hata oranının sıfır olmasıdır. En küçük kare (LS) tekniği için yürütümler devam

ettirildiğinde işaret gürültü oranının yaklaşık olarak 35 *dB* 'den sonra değerleri için bit hata oranı sıfıra ulaşmaktadır.

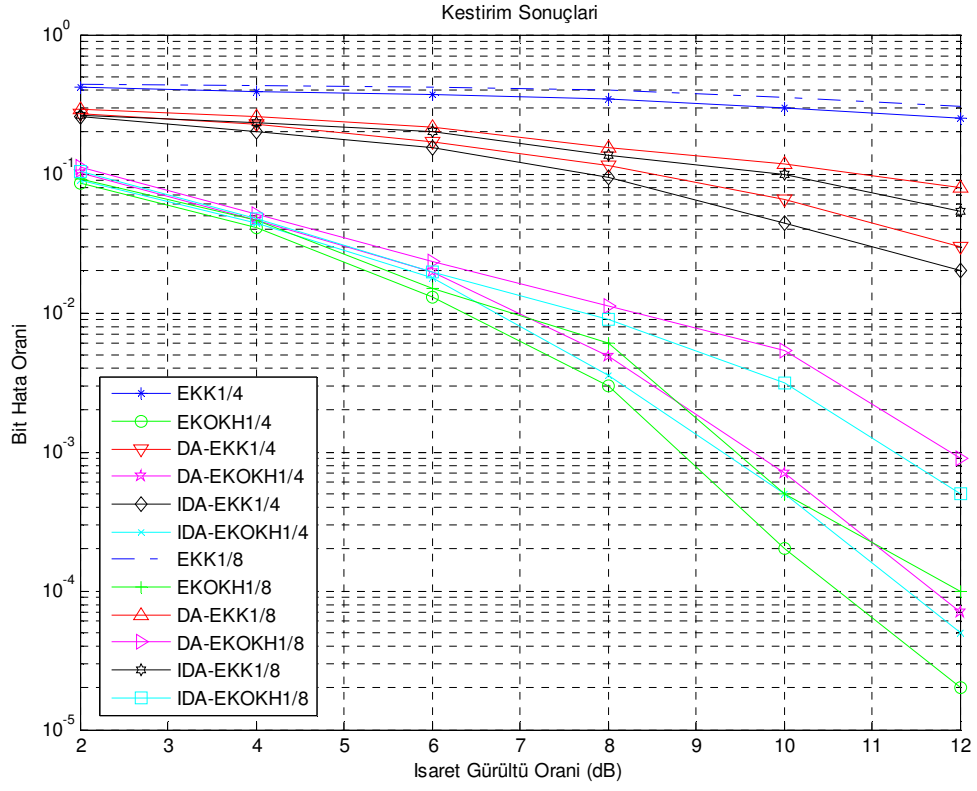
Kanal kestirim başarımlarını gösteren şekillerde kullanılan kısaltmaların açıklamaları aşağıdaki çizelgede verilmiştir.

EKK	En Küçük Kare (Blok-tip)
EKOKH	En Küçük Ortalama Karesel Hata (Blok-tip)
DA-EKK	Doğrusal Aradeğerleme-En Küçük Kare (Tarak-tip)
DA-EKOKH	Doğrusal Aradeğerleme-En Küçük Ortalama Karesel Hata (Tarak-tip)
IDA-EKK	İkinci Dereceden Aradeğerleme-En Küçük Kare (Tarak-tip)
IDA-EKOKH	İkinci Dereceden Aradeğerleme-En Küçük Ortalama Karesel Hata (Tarak-tip)
EKK1/4	En Küçük Kare 1/4 Pilot Oranı (Blok-tip)
EKOKH1/4	En Küçük Ortalama Karesel Hata 1/4 Pilot Oranı (Blok-tip)
DA-EKK1/4	Doğrusal Aradeğerleme-En Küçük Kare 1/4 Pilot Oranı (Tarak-tip)
DA-EKOKH1/4	Doğrusal Aradeğerleme-En Küçük Ortalama Karesel Hata 1/4 Pilot Oranı (Tarak-tip)
IDA-EKK1/4	İkinci Dereceden Aradeğerleme-En Küçük Kare 1/4 Pilot Oranı (Tarak-tip)
IDA-EKOKH1/4	İkinci Dereceden Aradeğerleme-En Küçük Ortalama Karesel Hata 1/4 Pilot Oranı (Tarak-tip)
EKK1/8	En Küçük Kare 1/8 Pilot Oranı (Blok-tip)
EKOKH1/8	En Küçük Ortalama Karesel Hata 1/8 Pilot Oranı (Blok-tip)
DA-EKK1/8	Doğrusal Aradeğerleme-En Küçük Kare 1/8 Pilot Oranı (Tarak-tip)
DA-EKOKH1/8	Doğrusal Aradeğerleme-En Küçük Ortalama Karesel Hata 1/8 Pilot Oranı (Tarak-tip)
IDA-EKK1/8	İkinci Dereceden Aradeğerleme-En Küçük Kare 1/8 Pilot Oranı (Tarak-tip)
IDA-EKOKH1/8	İkinci Dereceden Aradeğerleme-En Küçük Ortalama Karesel Hata 1/8 Pilot Oranı (Tarak-tip)

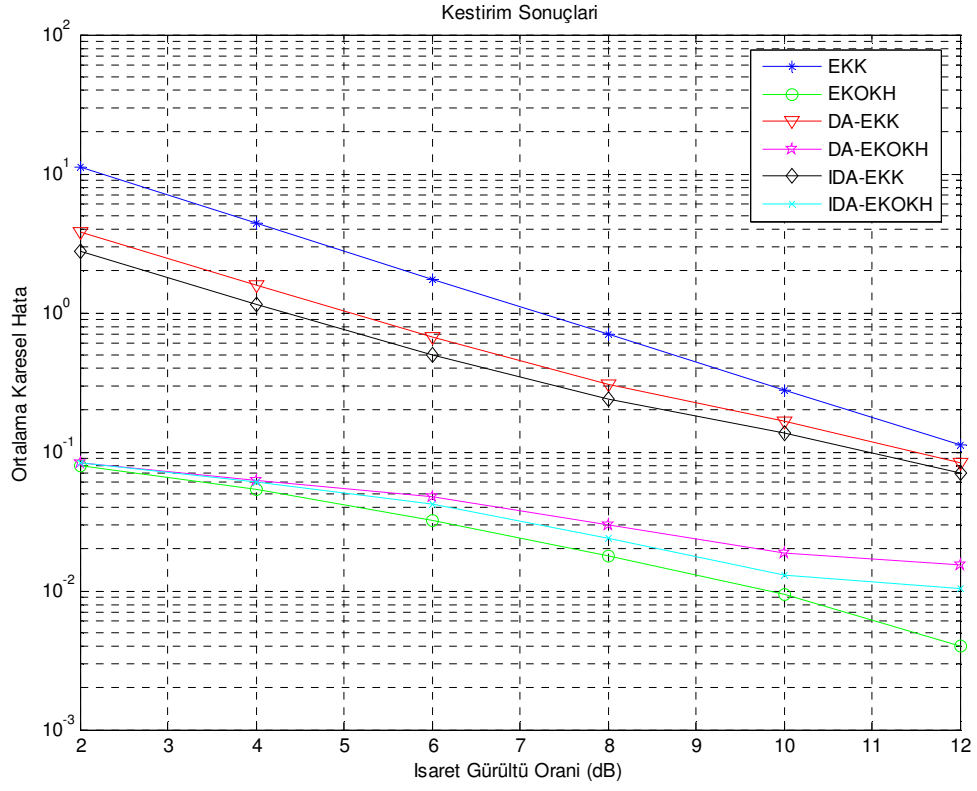
Çizelge 5.3 Kanal kestirim başarımlarında kullanılan kısaltmalar



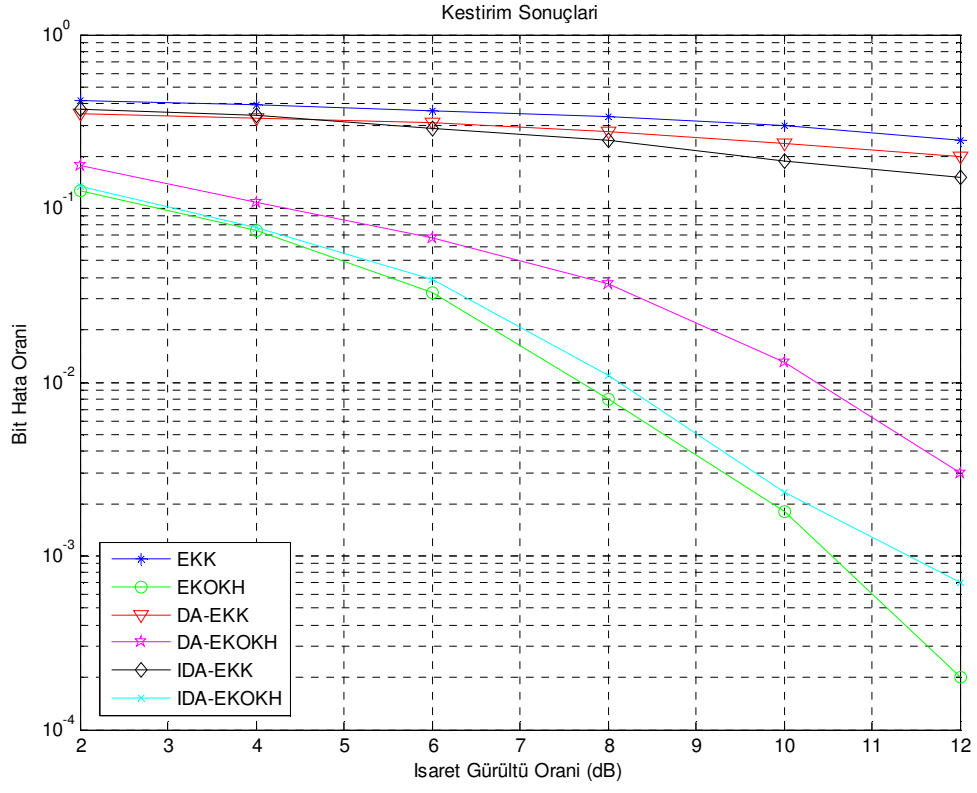
Şekil 5.4 Kanal 1 kestirim bit hata oranı başarıımı



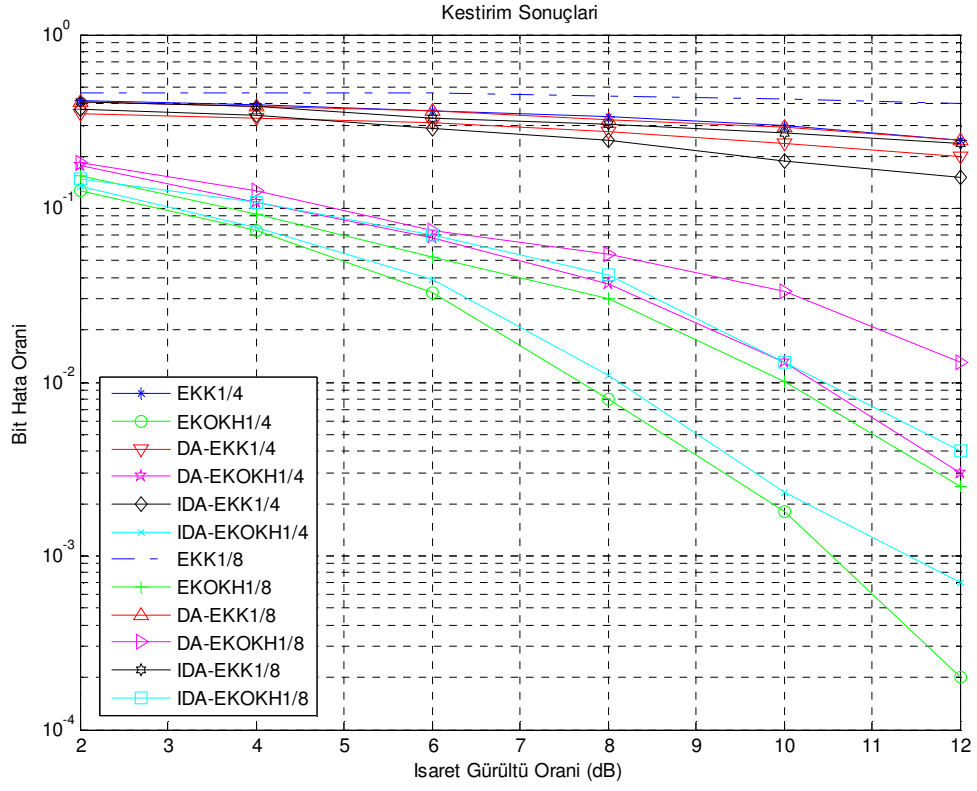
Şekil 5.5 Kanal 1 pilot oranının kestirime etkisi



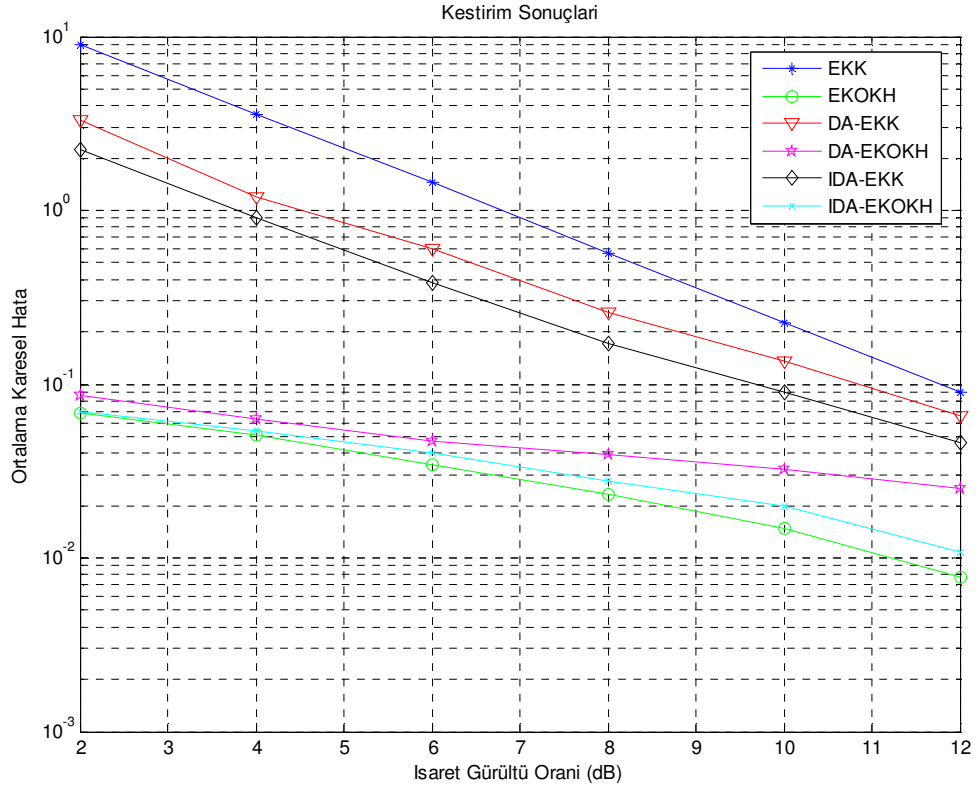
Şekil 5.6 Kanal 1 ortalama karesel hata başarımı



Şekil 5.7 Kanal 2 kestirim bit hata oranı başarımları



Şekil 5.8 Kanal 2 pilot oranının kestirime etkisi



Şekil 5.9 Kanal 2 ortalama karesel hata başarıımı

6.SONUÇLAR

Çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim sistemlerinde verimli kanal kestirimi alınan sinyalin faz uyumlu sezimi için gereklidir.

Bu tez çalışması kapsamında simgelerin periyodik olarak gönderildiği ve tüm alttaşıyıcıların pilot olarak kullanıldığı blok-tip pilot kanal kestirimi temelli en küçük kare (LS) ve en küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestirim teknikleri tanımlanmıştır. Ayrıca gönderilen her simgede pilot alttaşıyıcıların düzgün bir şekilde yerleştirildiği tarak-tip pilot kanal kestirimi temelli doğrusal arağerleme (LI) ve ikinci dereceden aradeğerleme (SOI) teknikleri tanımlanmıştır. Tarak-tip pilot kanal kestiriminde pilot alttaşıyıcıların kestirimi için en küçük kare (LS) ve en küçük ortalama karesel hata (MMSE) tekniği kullanılmıştır.

İncelenen kanal kestirim tekniklerinde tarak-tip pilot kanal kestirim tekniğinin, blok-tip pilot kanal kestirim tekniğine göre daha karmaşık olduğu görülmüştür. Bunun sebebi blok-tip kanal kestiriminde blok başına bir kere kestirici hesabı yapılmaktadır. Tarak-tip blok kanal kestiriminde ise alıcı tarafta pilotlar çıkartıldıktan sonra en küçük kare (LS) ya da en küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestirimi yapılmaktadır ve bulunan sonuçlara göre aradeğerleme yapılarak kanal kestirilmektedir. Ayrıca en küçük kare (LS) kestirim tekniğinin, en küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestirim tekniğinden çok daha basit olduğu görülmüştür. Buna ek olarak en küçük kare (LS) tekniğinde herhangi bir kanal istatistiği bilgisi kullanılmamaktadır. Tarak-tip pilot kanal kestiriminde kullanılan ikinci dereceden aradeğerlemede hesaba dayalı karmaşıklık doğrusal aradeğerlemeye oranla daha fazladır.

Frekans seçmeli yavaş sönümlenme kanal için en iyi bit hata oranı başarıımı blok-tip kanal kestirimi temelli en küçük ortalama karesel hata (MMSE) tekniğinde gözlenmiştir. Blok-tip temelli ve tarak-tip temelli kanal kestirim tekniklerinin her ikisi için de en küçük ortalama karesel hata (MMSE) en küçük kareye (LS) göre çok daha iyi başarımlar vermiştir. Ancak en küçük ortalama karesel hata (MMSE) kestiriminde alıcı tarafta kanalın öz ortak değışinti değeri ile gürültü değışinti değeri bilindiği varsayılmaktadır. Benzetim ortamında bu iki niceliğin hesaplanan değeri alıcıda kanal kestirimi yaparken kullanılmıştır. Pratik uygulamalarda kanalın öz ortak değışinti değeri ve gürültü değışinti değeri sabit seçilerek alınır ya da imkan dahilinde uyarlamalı şekilde elde edilir. Bu da kestirici

karmaşıklığını bir parça artırırken, başarımı bir parça düşürecektir. Tarak-tip kanal kestiriminde kullanılan ikinci dereceden aradeğerleme (SOI) doğrusal aradeğerlemeye göre daha iyi başarımları vermiştir.

Blok-tip ve tarak-tip pilot kanal kestirim tekniklerinin her ikisi içinde kullanılan pilot altaşıcı oranının azaltılması başarımlarını etkilemiş ve yüksek oran pilot altaşıcı kullanılan duruma göre daha kötü başarımları gözlenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] A. K. Ergüt, "Time Synchronization In OFDM" M.Sc. thesis, METU December 2002.
- [2] H. Y. Gürsan, "Frame Synchronization In OFDM Systems" M.Sc. thesis, METU January 2005.
- [3] S.Zhou and G. B. Giannakis "Finite-Alphabet Based Channel Estimation for OFDM and Related Multicarrier Systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 8, August 2001.
- [4] Ramasamy Venkatasubramanian, "Beamforming for MC-CDMA" M.Sc. thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, January 2003.
- [5] Yun Chiu, Dejan Markovic, Haiyun Tang, Ning Zhang "OFDM Receiver Design" Final Report, Berkeley University, 2000.
- [6] R.Morrison, L.J.Cimini, S.K.Wilson, "On the use of Cyclic Extension in OFDM" *Proc. 54th IEEE Vehicular Technology Conference*, Sept. 2001, vol.2, pp. 664-668.
- [7] J.Proakis, *Digital Communications: Principle and Practice* Prentice Hall, 1995.
- [8] Leonard J. Cimini "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol.33 No 4, July 1985, pp. 665-675.
- [9] M.Russell, G.L.Stuber, "Interchannel Interference Analysis of OFDM in a mobile Environment," in *Proc of 45th IEEE Vehicular Technology Conference*, 1995, vol.2, 820-824.
- [10] "Digital Audio Broadcasting-Overview and Summary of the DAB System", World DAB Forum.
Online: http://www.worlddab.org/public_documents/eureka_brochure.pdf
- [11] ETSI ETS 300 744 "Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television", March 1997.
- [12] S.Kaiser, "On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels," in *IEEE ICC'95*, June 1995, pp. 2059-2063.
- [13] S.Hara and S.Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, No 3, pp. 126-133, Dec 1997.
- [14] F.Cassara, "On Channel Estimation and Detection for Multicarrier Signal in Fast and Selective Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49 pp. August 2001.
- [15] Celal Dudak, "Effects of Solid State Power Amplifier Nonlinearity on Various Phase Shift Keying Modulation Systems" M.Sc. thesis, METU January 2005.

- [16] Ronnie Gustafsson, Abbas Mohammed "Simulation of Wireless Fading Channels" Blekinge Institute of Technology Research Report No:2003:02.
- [17] P.Marques, A.Pereira, A.Gamerio "Pilot and data aided channel estimation for uplink MC-CDMA mobile systems", 14th IST Mobile&Wireless Communications Summit.
- [18] L.Sanguinetti, M.Morelli, U.Mengali "Channel Estimation and Tracking for MC-CDMA Signal", accepted for publication on European Transactions on Telecommunications, Special issue on Multicarrier CDMA Systems.
- [19] Ye (Geoffrey) Li, "Simplified Channel Estimation For OFDM Systems With Multiple Transmit Antennas" *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 1, January 2002.
- [20] Van de Beek, J.-J., Edfors, O.S., Sandell, M., Wilson, S.K., and Börjesson, O.P., "On channel estimation in OFDM systems" 45th *IEEE Vehicular Technology Conference*, Chicago, 2. vol. 2, pp. 815-819, July 1995.
- [21] Edfors, O., Sandell, M., Van de Beek, J.-J., and Wilson, S.K., "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 931-939, July 1998.
- [22] Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., and Bahai, A., "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 8, pp. 223-229, Sept. 2002.
- [23] Yushi Shen and Ed Martinez, "Channel Estimation in OFDM Systems" Freescale Semiconductor Application Note AN3059 Rev. 0, 1/2006.
- [24] F. Tufvesson and T. Maseng, "Pilot-Assited Channel Estimation for OFDM in Mobile Cellular Systems" in *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, Phoenix, USA, May 1997, pp. 1639-1643.
- [25] M. A. McKeown, D. G. M. Cruickshank, I. A. B. Lindsay, S. A. Farson, Y. Hu, "Pilot-Assited Channel Estimation in MC-CDMA for Future Mobile Cellular Systems" Institute for System Level Integration, University of Edinburg.
- [26] Louis L. Scharf, *Statistical Signal Processing*, Addison-Wesley, 1991.
- [27] Han Hsieh, Che-Ho Wei "Channel Estimation for OFDM Systems Based on Comb-Typed Pilot Arrangement in Frequency Selective Fading Channels" *IEEE Trans. On Consumer Electronics*. Vol. 44, no. 1, pp. 217-225, February 1998.
- [28] Sassan Iraji, Teemu Sipila, Jorma Lilleberg "Channel Estimation and Signal Detection for MC-CDMA in Multipath Fading Channels" *The 14th IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings*.

- [29] M. A. McKeown, D. G. M. Cruickshank, I. A. B. Lindsay, S. A. Farson, Y. Hu, "Pilot-Assited Channel Estimation in MC-CDMA for Future Mobile Cellular Systems" Institute for System Level Integration, University of Edinburg.
- [30] J. Rinne and M. Renfors, "Pilot Spacing in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems Based on Practical Channels" *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 42, no. 4, Nov. 1996.
- [31] C. W. Farrow, "A Continuously Variable Digital Delay Element" Division Multiplexing Systems Based on Practical Channels" in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits & Syst.*, Espoo, Finland, pp. 2641-2645, June 6-9, 1988.
- [32] G.-S. Liu and C.-H. Wei, "A New Variable Fractional Sample Delay Filter With Nonlinear Interpolation" DiviChannels" *IEEE Trans. Circuits and Systems : Analog and Digital Signal Processing*, vol. 39, no. 2, Feb. 1992.
- [33] European Telecommunications Standards Institute, *European Digital Cellular Telecommunication System (Phase 2): Radio Transmission and Reception*, GSM 05.05, vers. 4.6.0, Sophia Antipolis Cedex, France, Jul. 1993.
- [34] Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); *Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS*, ETSI, April 1998, TR 101 112 v3.2.0.

EK 1. KARAR İSTATİSTİĞİ Z_k 'NİN DEĞİŞİNTİSİ

$$Z_k \approx \sqrt{\frac{P_{bp}}{2}} b_k T + w_k$$

$$\begin{aligned} \text{var}(Z_k) &= E \left[\left(\sqrt{\frac{P_{bp}}{2}} b_k T + w_k \right)^2 \right] - \left(\sqrt{\frac{P_{bp}}{2}} b_k T \right)^2 \\ &= E \left[\frac{P_{bp}}{2} T^2 + w_k^2 + 2 \sqrt{\frac{P_{bp}}{2}} b_k T w_k \right] - \frac{P_{bp}}{2} T^2 \\ &= E[w_k^2] \\ &= E \left[\left(\int_0^T n_k(t) \cos(\omega_c t + k \omega_s t + \theta) dt \right)^2 \right] \\ &= E \left[\int_0^T \int_0^T n_k(t) n_k(m) \cos(\omega_c t + k \omega_s t + \theta) \cos(\omega_c m + k \omega_s m + \theta) d_m d_t \right] \\ &= \int_0^T \int_0^T E[n_k(t) n_k(m)] \cos(\omega_c t + k \omega_s t + \theta) \cos(\omega_c m + k \omega_s m + \theta) d_m d_t \end{aligned}$$

Yukarıda Z_k 'nın değışintisi hesaplanırken $E[b_k^2] = 1$ ve $E[n_k(t)] = 0$ olarak alınmıştır.

Eğer sistem gürültü bant genişliğinin tamsayı katında bir örnekleme hızı kullanıyorsa gürültü örneklerinin ilintisiz olacağı bilinmektedir. Bundan dolayı,

$$E[w_k(t) w_k(m)] = \sigma^2 \delta(t - m), \quad t = m$$

Burada σ^2 toplam gürültü gücüdür.

Sonuç olarak

$$\text{var}[Z_k] = \frac{\sigma^2 T}{2}$$

EK 2. BENZETİM ORTAMI pr MATRİSİNİN BULUNMASI

$$K(1,1) = qs(1,1) * W_n(1,:)$$

$$K(1,1) = (-1) * [1 \ 1 \ 1 \ 1]$$

$$K(1,1) = [-1 \ -1 \ -1 \ -1]$$

$$K(2,1) = qs(2,1) * W_n(2,:)$$

$$K(2,1) = (1) * [1 \ -1 \ 1 \ -1]$$

$$K(2,1) = [1 \ -1 \ 1 \ -1]$$

$$K(3,1) = qs(3,1) * W_n(3,:)$$

$$K(3,1) = (1) * [1 \ 1 \ -1 \ -1]$$

$$K(3,1) = [1 \ 1 \ -1 \ -1]$$

$$K(4,1) = qs(4,1) * W_n(4,:)$$

$$K(4,1) = (-1) * [1 \ -1 \ -1 \ 1]$$

$$K(4,1) = [-1 \ 1 \ 1 \ -1]$$

$$pr(1,:) = [0 \ 0 \ 0 \ -4]$$

Aynı işlemler kullanıcıların diğer bitlerinede aşağıdaki şekilde uygulanırsa,

$$K(1,2) = [-1 \ -1 \ -1 \ -1]$$

$$K(1,2) = [-1 \ -1 \ -1 \ -1]$$

$$K(2,2) = [-1 \ 1 \ -1 \ 1]$$

$$K(3,2) = [-1 \ -1 \ 1 \ 1]$$

$$K(4,2) = [1 \ -1 \ -1 \ 1]$$

$$pr(2,:) = [-2 \quad -2 \quad -2 \quad 2]$$

$$K(1,3) = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]$$

$$K(2,3) = [-1 \quad 1 \quad -1 \quad 1]$$

$$K(3,3) = [-1 \quad -1 \quad 1 \quad 1]$$

$$K(4,3) = [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1]$$

$$pr(3,:) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 4]$$

$$K(1,4) = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]$$

$$K(2,4) = [-1 \quad 1 \quad -1 \quad 1]$$

$$K(3,4) = [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1]$$

$$K(4,4) = [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1]$$

$$pr(4,:) = [2 \quad 2 \quad -2 \quad 2]$$

$$pr = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -4 \\ -2 & -2 & -2 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 4 \\ 2 & 2 & -2 & 2 \end{bmatrix}$$

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Korhan

Doğum Yeri : Konuklar

Doğum Yılı : 04.09.1979

Medeni Hali : Bekar

Eğitim ve Akademik Durumu:

Lise 1994-1997 Alparslan Lisesi, Ankara

Lisans 1998-2003 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme
Mühendisliği, İstanbul