



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE
ZAMAN-FREKANS YAKLAŞIMI İLE KANAL MODELLEME
VE KESTİRİMİ**

**Elektronik Yük.Müh. Mahmut YALÇIN
Elektrik Elektronik Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Programı**

**Danışman
Prof.Dr. Aydın AKAN**

Şubat, 2011

İSTANBUL



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE
ZAMAN-FREKANS YAKLAŞIMI İLE KANAL
MODELLEME VE KESTİRİMİ**

**Elektronik Yük.Müh. Mahmut YALÇIN
Elektrik Elektronik Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Programı**

**Danışman
Prof.Dr. Aydın AKAN**

Şubat, 2011

İSTANBUL

Bu çalışma 28/ 02/ 2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Elektronik programında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

Prof.Dr. Aydın AKAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof.Dr. Hakan A. ÇIRPAN
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik Elektronik Fakültesi

Prof.Dr. Ahmet H. KAYRAN
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik Elektronik Fakültesi

Prof.Dr. Sıddık YARMAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof.Dr. Gökhan UZGÖREN
İstanbul Kültür Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Bu alışma İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin T-879/02062006 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Yüksek lisans ve doktora öğrenimim sırasında ve tez çalışmalarım boyunca gösterdiği her türlü destek ve yardımdan dolayı değerli hocam Prof.Dr. Aydın AKAN'a en içten teşekkürlerimi sunuyorum. Ayrıca tez çalışmamda bana destek olan arkadaşlarım Yard.Doç.Dr. Hakan DOĞAN ve Dr. Bahattin KARAKAYA'ya da teşekkürler ediyorum.

Bu çalışma boyunca yardımlarını esirgemeyen çalışma arkadaşlarıma ve çalışmamın uygulama kısmını destekleyen İstanbul Üniversitesi'ne teşekkürü borç bilirim. Tez çalışmam sırasında, araştırma bursu alarak gittiğim Finlandiya'daki Tampere Teknoloji Üniversitesi'ndeki (TUT) hocam Prof.Dr. Markku RENFORS'a da eğitim hayatıma yaptığı katkılar için şükranlarımı sunuyorum. Doktora öğrenimim boyunca gerekli sabrı gösterdikleri için de aileme, doktora eğitimimin son zamanlarında hayatıma giren sevgili eşime göstermiş olduğu anlayış ve destek için teşekkürler ediyorum.

Şubat, 2011

Mahmut YALÇIN

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	I
İÇİNDEKİLER	II
ŞEKİL LİSTESİ.....	V
TABLO LİSTESİ	VII
KISALTMA LİSTESİ	VIII
ÖZET.....	XIII
SUMMARY	XV
1. GİRİŞ	1
1.1. BİRİNCİ NESİL (1G) SİSTEMLER.....	1
1.2. İKİNCİ NESİL (2G) SİSTEMLER	1
1.3. ÜÇÜNCÜ NESİL (3G) SİSTEMLER.....	3
1.4. DÖRDÜNCÜ NESİL (4G) SİSTEMLER.....	5
1.5. WİMAX TEKNOLOJİSİ	6
1.5.1. WiMAX Nasıl Çalışır?.....	7
1.5.2. WiMAX Standartları.....	8
1.5.3. 802.16d	9
1.5.4. 802.16e.....	9
1.5.5. WiMAX- Fiziksel Katman.....	10
1.5.6. WiMAX ile Diğer Kablosuz Teknolojilerin Karşılaştırılması	12
1.5.7. WiMAX'in Avantajları ve Dezavantajları	13
1.5.8. Kanal Etkileri	14
1.5.9. Sönümlenme Karakteristikleri.....	16
1.6. TEZİN AMACI VE ÇALIŞMA PLANI.....	18
1.6.1. Tezin Çalışma Planı	20
1.6.2. Tezin Bölümleri	20

2. GENEL KISIMLAR	21
2.1. MOBİL HABERLEŞME KANALLARI VE KARAKTERİSTİKLERİ .	21
2.1.1. Radyo Sinyallerinin Yol Kaybı	22
2.1.2. İşaret Yayılımının Diğer Etkileri.....	23
2.1.3. Çoklu Yol Yayılımı.....	24
2.2. KABLOSUZ KANAL	26
2.2.1. Ortalama Yayılma Kaybı	27
2.2.2. Küçük-Ölçekli Sönümlenme.....	27
2.3. OFDM	31
2.3.1. OFDM'in Avantajları	32
2.3.2. OFDM'in Prensibi.....	32
2.3.3. Frekans Bölgesi Dikliği	33
2.3.4. OFDM İletimi	35
2.4. KABLOSUZ OFDM SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KESTİRİMİ	36
2.4.1. Pilot Modu Kanal Kestirim Yöntemleri.....	38
2.4.2. Parça Parça Aradeğer Bulma	39
2.4.3. Yüksek Dereceli Polinom Uydurma	40
3. MALZEME VE YÖNTEM	43
3.1. HIZLI DEĞİŞEN KANALLAR İÇİN OFDM SİSTEM MODELİ	43
3.2. ARADEĞERLEME YÖNTEMLERİ	46
3.2.1. Doğrusal Aradeğerleme	46
3.2.2. Gauss Aradeğerleme	46
3.2.3. Kübik-Çubuk Aradeğerleme.....	47
3.2.4. Lagrange Aradeğerleme	47
3.2.5. Wiener Süzgeç Kestirimi	48
3.3. İKİ BOYUTLU PİLOT-SEMBOL DESTEKLİ KANAL KESTİRİMİ ..	48
3.3.1. Eğri Uydurma.....	51
3.4. ÖNERİLEN KESTİRİM ALGORİTMASININ KARMAŞIKLIK ANALİZİ	53
3.5. CRAMER-RAO ALT SINIRI (CRLB)	54
3.6. COST-207 KANAL MODELİ	55
4. BULGULAR	58

4.1. ÖNERİLEN YÖNTEMLERİN BPSK MODÜLASYONU İÇİN İNCELENMESİ	60
4.2. ÖNERİLEN YÖNTEMLERİN QPSK MODÜLASYONU İÇİN İNCELENMESİ	66
4.3. ÖNERİLEN YÖNTEMLERİN 16QAM MODÜLASYONU İÇİN İNCELENMESİ	73
4.4. 1:16 PYO İÇİN BPSK VE QPSK MODÜLASYONLARI DURUMUNDA ÖNERİLEN YÖNTEMLERİN KARŞILAŞTIRILMASI.....	79
4.5. POLİNOM DERECESİNİN ETKİLERİ	83
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	85
6. KAYNAKLAR	88
7. ÖZGEÇMİŞ.....	94

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	: IMT-2000 Karasal Radyo Arayüzleri.	4
Şekil 1.2	: Noktadan çok noktaya WiMAX baz istasyonu yerleşimi [3].	7
Şekil 1.3	: Direk Görüş ve Çokluyol Durumu.	15
Şekil 1.4	: Çift-Kanal Girişim Senaryosu.	17
Şekil 2.1	: Sinyallerin iletim, algılama ve girişim alanları [20].	21
Şekil 2.2	: Sinyal yayılımının etkileri [20].	23
Şekil 2.3	: Çoklu yol yayılımı ve semboller arası girişim [20].	24
Şekil 2.4	: Kısa zamanlı ve uzun zamanlı sönmüleme [20].	26
Şekil 2.5	: Küçük-Ölçekli Sönmüleme Tipleri.	30
Şekil 2.6	: OFDM Sinyal Konsepti (a) Geleneksel çok taşıyıcılı teknik, (b) Dikgen çok taşıyıcılı teknik.	33
Şekil 2.7	: OFDM Altt taşıyıcılarının İzgesi.	34
Şekil 2.8	: OFDM alıcı-verici yapısının blok diyagramı.	36
Şekil 3.1	: Pilot Modelleri. (a) Tahsis edilmiş altt taşıyıcılar (Tarak-tipi), (b) Tahsis edilmiş zaman aralıkları (Blok-tipi).	49
Şekil 4.1	: Aradeğerleme Yöntemlerinin Karşılaştırılması.	58
Şekil 4.2	: COST 207 projesindeki RA Kanal Modeli için 2.4 GHz Taşıyıcı Frekanstaki Kanalın Değişimi (240 km/saat).	59
Şekil 4.3	: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	60
Şekil 4.4	: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	61
Şekil 4.5	: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	61
Şekil 4.6	: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	62
Şekil 4.7	: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	63
Şekil 4.8	: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	63
Şekil 4.9	: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	64
Şekil 4.10	: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	65
Şekil 4.11	: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	65
Şekil 4.12	: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	68
Şekil 4.13	: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	68
Şekil 4.14	: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	69
Şekil 4.15	: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	70
Şekil 4.16	: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	70

Şekil 4.17 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	71
Şekil 4.18 : US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	71
Şekil 4.19 : LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	72
Şekil 4.20 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	72
Şekil 4.21 : US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	73
Şekil 4.22 : LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	74
Şekil 4.23 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).	74
Şekil 4.24 : US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	75
Şekil 4.25 : LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	76
Şekil 4.26 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).	76
Şekil 4.27 : US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	77
Şekil 4.28 : LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	77
Şekil 4.29 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).	78
Şekil 4.30 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (BPSK, 120 km/saat).	79
Şekil 4.31 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (QPSK, 120 km/saat).	80
Şekil 4.32 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (BPSK, 240 km/saat).	80
Şekil 4.33 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (QPSK, 240 km/saat).	81
Şekil 4.34 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (BPSK, 360 km/saat).	81
Şekil 4.35 : MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (QPSK, 360 km/saat).	82
Şekil 4.36 : MMSE Sezim Tekniği için Polinom Derecelerinin Karşılaştırılması (120 km/saat).....	83
Şekil 4.37 : MMSE Sezim Tekniği için Polinom Derecelerinin Karşılaştırılması (240 km/saat).....	84

TABLO LİSTESİ

Tablo 1.1 : AMPS Parametreleri	2
Tablo 1.2 : İkinci Nesil Hücresel Telefon Sistemleri.....	3
Tablo 1.3 : Hücresel Haberleşmenin Gelişiminin Kısa Tarihçesi.....	6
Tablo 1.4 : Sabit ve Gezgin WiMAX'in Karşılaştırılması.....	8
Tablo 1.5 : WiMAX ile Diğer Kablosuz Teknolojilerinin Karşılaştırılması.....	13
Tablo 3.1 : COST-207'ye Göre Tipik Güç Gecikmesinin Spektrum Yoğunluklarının, $S_{\tau,\tau'}(\tau')$, Özellikleri	56
Tablo 3.2 : COST-207'ye Göre Tipik Doppler Güç Spektrum Yoğunluklarının, $S_{\mu\mu}(f)$, Özellikleri.....	57
Tablo 3.3 : COST 207'ye göre 4-yollu RA Kanal Modelinin Özellikleri.....	57
Tablo 4.1 : Kullanılan Sezim Teknikleri	59
Tablo 4.2 : Benzetim Parametreleri.....	60
Tablo 4.3 : Benzetim Parametreleri.....	66
Tablo 4.4 : Benzetim Parametreleri.....	73
Tablo 4.5 : Benzetim Parametreleri.....	79

KISALTMA LİSTESİ

1G	:Birinci Nesil İletişim Sistemleri / First Generation
2B	:İki Boyutlu
2BPSDK	:İki Boyutlu Pilot-Sembol Destekli Kiplenim
2G	:İkinci Nesil İletişim Sistemleri / Second Generation
3G	:Üçüncü Nesil İletişim Sistemleri / Third Generation
4G	:Dördüncü Nesil İletişim Sistemleri / Fourth Generation
16QAM	:16 Dördün Genlik Kiplenim / 16 Quadrature Amplitude Modulation
64QAM	:64 Dördün Genlik Kiplenim / 64 Quadrature Amplitude Modulation
802.11	:Wi-Fi Teknolojisi İçin IEEE'nin Belirlediği Standart
802.16	:Wi-Max Teknolojisi İçin IEEE'nin Belirlediği Standart
A/D	:Analog-Dijital / Analog-Digital
AMPS	:Gelişmiş Mobil Telefon Sistemi / Advanced Mobile Phone System
AT&T	:American Telephone&Telegraph
AWGN	:Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü / Additive White Gaussian Noise
BER	:Bit Hata Oranı / Bit Error Rate
BFDM	:Dikgen Olmayan Frekans Bölmeli Çoğullama / Biorthogonal Frequency Division Multiplexing,
BPSK	:İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Binary Phase Shift Keying
BU	:Kötü Şehir Alanı / Bad Urban
BWA	:Genişbant Kablosuz Erişim / Broadband Wireless Access
CDMA	:Kod Bölmeli Çoklu Erişim / Code-Division Multiple Access
CDMA2000	:Kod Bölmeli Çoklu Erişim Teknolojisini Barındıran Standart / Code-Division Multiple Access-2000
COST	:Bilimsel ve Teknik Araştırma Alanında Avrupa İşbirliği / European Co-Operation in the Field of Scientific and Technical Research
CP	:Döngüsel Önek / Cyclic Prefix
CPE	:Müşteri-Bina Cihazı / Customer-Premises Equipment

CRLB	:Cramer-Rao Alt Sınırı / Cramer-Rao Lower Band
D/A	:Dijital-Analog / Digital-Analog
DAB	:Sayısal Ses Yayını / Digital Audio Broadcasting
DCS1800	:1800Mhz'de Çalışan Sayısal Hücreli Sistem Standartı / Digital Cellular System 1800Mhz
DFT	:Ayrık Fourier Dönüşümü / Discrete Fourier Transform
DQPSK	:Diferansiyel Dört Düzeyli Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Differential Quadrature Phase-Shift Keying
DSL	:Sayısal Abone Hattı / Digital Subscriber Line
DVB	:Sayısal Video Yayını / Digital Video Broadcasting
EDGE	:Geliştirilmiş İletim Hızlı GSM Evrimi / Enhanced Data Rates For GSM Evolution
ETSI	:Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü / European Telecommunications Standards Institute
FDD	:Frekans Bölmeli Çiftleme / Frequency Division Duplex
FDM	:Frekans Bölmeli Çoğullama / Frequency Division Multiplexing
FDMA	:Frekans Bölmeli Çoklu Erişim / Frequency-Division Multiple Access
FEC	:İleri Hata Düzeltme / Forward Error Correction
FFT	:Hızlı Fourier Dönüşümü / Fast Fourier Transform
FHSS	:Frekans Atlamalı Geniş Spektrum / Frequency-Hopping Spread Spectrum
FIM	:Fisher Bilgi Matrisi / Fisher Information Matrix
FIR	:Sonlu Dürtü Cevabı / Finite Impulse Response
GMSK	:En Az Gauss Kaymalı Anahtarlama / Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	:Küresel Paket Radyo Servisi / Global Packet Radio Service
GSM	:Küresel Mobil Haberleşme Sistemi / Global System For Mobile Communication
HDTV	:Yüksek Tanımlı Televizyon / High Definition Television
HF	:Yüksek Frekans / High Frequency
HIPERLAN/2	:Yüksek Performanslı Tip2 LAN / High Performance Type 2 LAN
HSPA	:Yüksek Hızlı Paket Erişimi / High Speed Packet Access

HT	:Dağlık Alan / Hilly Terrain
ICI	:Taşıyıcılar Arası Girişim / Inter-Carrier Interference
iDEN	:Sayısal Gelişmiş Entegreli Ağ / Integrated Digital Enhanced Network
IDFT	:Ters Ayrık Fourier Dönüşümü / Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	:Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü / Institute Of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	:Ters Hızlı Fourier Dönüşümü / Inverse Fast Fourier Transform
IID	:Bağımsız Özdeşçe Dağılmış / Independent and Identically Distributed
IMT-2000	:Uluslararası Mobil Haberleşme Standartı 2000 / International Mobile Telecommunication 2000
IP	:İnternet Protokolü / Internet Protocol
IS-54-/136	:TDMA Sistemleri İçin Kuzey Amerika Sayısal Hücreli Ara Standartı / North American Digital Cellular Interim Standart For TDMA
IS-95	:Qualcomm Tarafından Önerilen CDMA Tabanlı Standart / CDMA-Based Digital Cellular Standard Pioneered By Qualcomm
ISI	:Semboller Arası Girişim / Inter-Symbol Interference
ITU	:Uluslararası Telekomünikasyon Birliği / International Telecommunication Union
İGO	:İşaret Gürültü Oranı
KKS	:Kanal Kestirim Süzgeci
LAN	:Yerel Alan Ağları / Local Area Networks
LDPC	:Düşük Yoğunluklu Parite Kontrol Kodu / Low-Density Parity-Check Code
LLR	:Logaritmik Olabilirlik Oranı / Log-Likelihood-Ratio
LMMSE	:Doğrusal En Küçük Ortalamalı Karesel Hata / Linear Minimum Mean Square Error
LOS	:Direk Görüş / Line-Of-Sight
MAN	:Şehir Alan Ağları / Metropolitan Area Network
MAP	:En Büyük Sonsal Olasılık / Maximum A Posteriori
MCSS	:Çok Taşıyıcılı Yayılı İzge / Multi-Carrier Spread Spectrum
MF	:Orta Frekans / Medium Frequency
MLE	:Maximum Likelihood Estimation / Maksimum Olabilirlik Kestirimcisi

MIMO	:Çoklu Giriş Çoklu Çıkış / Multi Input Multi Output
MMAC	:Gezgin Multimedya Erişimli Haberleşme / Mobile Multimedia Access Communication
MMSE	:En Küçük Ortalamalı Karesel Hata / Minimum Mean-Square Error
MSE	:Ortalama Karesel Hata / Mean Square Error
NLOS	:Direk Görüşsüz / Nonline-Of-Sight
NMT	:Kuzey Avrupalı Mobil Telefon / Nordic Mobile Telephone
NSC	:Tekrarlanmayan Sistemik Kod / Nonrecursive Systematic Code
OFDM	:Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama / Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OFDMA	:Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim / Orthogonal Frequency-Division Multiple Access)
PCMCIA	:Uluslararası Kişisel Bilgisayar Hafıza Kartları Birliği / Personal Computer Memory Card International Association
PDA	:Kişisel Sayısal Asistan / Personal Digital Assistant
PDC	:Pasifik Japonya Sayısal Hücreli Standartı / Japanese Pasific Digital Cellular
PDF	:Olasılık Yoğunluk Fonksyonu / Probability Density Function
PL	:Yol Kaybı / Path Loss
PS	:Darbe şekillendirme / Pulse Shaping
PYO	:Pilot Yerleşim Oranı
QoS	:Servis Kalitesi / Quality of Service
QPSK	:Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Quadrature Phase Shift Keying
RA	:Kırsal Alan / Rural Area
RSC	:Tekrarlamalı Sistemik Kod / Recursive Systematic Code
SFBC	:Uzay-Frekans Blok Kodlama / Space - Frequency Block Code
SHO	:Sembol Hata Oranı
SNR	:Sinyal Gürültü Oranı / Signal-To-Noise Ratio
SOFDMA	:Ölçeklenebilir OFDMA / Scalable OFDMA
STBC	:Uzay-Zaman Blok Kodlama / Space-Time Block Code
TACS	:Tam Erişim Haberleşme Sistemi / Total Access Communication System

TDD	:Zaman Bölmeli Çiftleme / Time Division Duplex
TDMA	:Zaman Bölmeli Çoklu Erişim / Time-Division Multiple Access
TD-SCDMA	:Zaman Bölmeli Senkron Kod Bölmeli Çoklu Erişim / Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access
T1	:Her biri 64 Kbit/s'lik 24 ayrı kanalı barındıran hat
TU	:Tipik Şehir Alanı / Typical Urban
UFH	:Oldukça Yüksek Frekans / Ultra High Frequency
UMTS	:Evrensel Gezgin Telekomünikasyon Sistemi / Universal Mobile Telecommunications System
VHF	:Çok Yüksek Frekans / Very High Frequency
VLF	:Çok Düşük Frekans / Very Low Frequency
VoIP	:İnternet Protokolü Üzerinden Ses / Voice over Internet Protocol
WAN	:Geniş Alan Ağları / Wide Area Networks
W-CDMA	:Geniş Bandlı Kod Bölmeli Çoklu Erişim / Wideband Code Division Multiple Access
WiFi	:Kablosuz Bağlantı / Wireless Fidelity
WiMAX	:Mikrodalga Erişim İçin Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik / Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	:Kablosuz LAN / Wireless LAN
WSSUS	:Geniş Anlamda Durağan İlişkisiz Saçılma / Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering
WWRF	:Kablosuz Dünya Araştırma Forumu / Wireless World Reseach Forum
ZATA	:Zaman Aralığı Tahsisli Algoritma
ZF	:Sıfır Zorlamalı / Zero Forcing

ÖZET

KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE ZAMAN-FREKANS YAKLAŞIMI İLE KANAL MODELLEME VE KESTİRİMİ

Geniş bantlı kablosuz iletişim, günümüzde çok hızla gelişen bir iletişim sektörüdür. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama, Dikgen Olmayan Frekans Bölmeli Çoğullama, Darbe şekillendirme ve Çok Taşıyıcı Yayılı İzge gibi çok taşıyıcı modülasyon tekniklerinin, hızlı değişen çok yönlü iletişim kanallarında, semboller arası girişimlere ve gürültülere karşı tek taşıyıcı iletişim sistemlerine göre çok daha dayanıklı olduğu son yıllarda ortaya konmuştur. Bu nedenle yeni nesil, data hızı yüksek, geniş bantlı kablosuz iletişim sistemleri için, çok taşıyıcı modülasyon teknikleri aday olarak düşünülmekte, ve standart olarak yerleşmektedir. Örnek olarak Avrupa sayısal radyo yayın sistemi, sayısal televizyon sistemi, kablosuz yerel bilgisayar ağları standardı (IEEE 802.11a) ve kablosuz metropolitan bilgisayar ağları (IEEE 802.16a) verilebilir. Ancak, Doppler frekans kaymaları, faz ve osilatör frekans kaymaları, ve çok yönlü sönmeme etkileri, çok taşıyıcı iletişim sistemlerinin başarımını büyük oranda zayıflatmaktadır. Özellikle gezgin iletişim sistemlerinde kanal yapısı hızla değişebildiğinden, ardarda gelen iletim sembolleri arasında kanal parametrelerinde büyük sıçramalar olabilmektedir. Bu nedenle kanal parametrelerinin kestirimi ve alıcıda kanal denkleştirme işlemleri gerekmektedir. Dolayısıyla çok taşıyıcı iletişimdeki işaret ve sistemlerin gösterimi ve modellenmesi için yeni ve üstün yaklaşımlar ortaya konması, iletişim mühendisliği alanında önemli yararlar sağlayacaktır.

Çok yüksek mobiliteli sönmemeli kanallarda, OFDM sembolü üzerindeki kanalın zaman değişimi, altkanalın diklik kaybına sebep olmasının sonucunda taşıyıcılar arası girişime neden olur. Geleneksel kestirim teknikleri kullanan alıcılar, bir OFDM sembolü boyunca kanalı zamanla değişmez kabul ettiğinden yüksek mobiliteli durumlarda hata yüzeyine sahiptir.

Bu tezde, kablosuz OFDM için 2 boyutlu (2B) pilot sembolü destekli kanal kestirim yöntemi sunulmuştur. Bu kestirim için kullanılan doğrusal aradeğerleme algoritması, gerçek mobil kanala iyi bir tahminle yaklaşırken sistem karmaşıklığı ve işlem

gecikmesini minimum yapma avantajına sahiptir. 2 boyutlu frekans bölgesi kestirim algoritmasının performansı, evreuyumlu kiplenimli mükemmel kanal kestiriminin yanısıra diğler geleneksel yöntemlerle de karşılaştırılmış ve farklı sezim teknikleri kullanılarak da incelenmiştir.

Yapılan benzetimlerde, önerilen kanal kestirim algoritmasının, daha önce önerilen geleneksel kanal kestirim algoritmalarına göre üstünlüğü ve başarımının yüksek mobilite ortamında kanalın bilindiğı duruma yakın sonuçlar verdiğı gösterilmiştir.

SUMMARY

CHANNEL MODELING AND ESTIMATION FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS USING A TIME-FREQUENCY APPROACH

Broadband wireless communication is a very fast growing communication area. Multicarrier modulation techniques like Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Biorthogonal Frequency Division Multiplexing (BFDM), Pulse Shaping (PS) and Multi-Carrier Spread Spectrum (MCSS) have recently been introduced as robust techniques against intersymbol interference (ISI) and noise, compared to single carrier communication systems over fast fading multipath communication channels. Therefore, multicarrier modulation techniques have been considered as a candidate for new generation, high data rate broadband wireless communication systems and have been adopted as the related standards. Several examples are the European digital audio broadcasting (DAB) and digital video broadcasting (DVB), the IEEE standards for wireless local area networks (WLAN), 802.11a, and wireless metropolitan area networks (WMAN), 802.16a. However, Doppler frequency shifts, phase offset, local oscillator frequency shifts, and multi-path fading severely degrade the performance of multicarrier communication systems. For fast-varying channels, especially in mobile systems, large fluctuations of the channel parameters are expected between consecutive transmit symbols, because channel state of wireless communication systems may change rapidly. Therefore, the estimation of channel parameters and channel equalization at the receiver becomes essential. Ultimately, introducing new and successful approaches for the representation and modelling of signals and systems in multicarrier communication systems will trigger an important progress in communication engineering.

In fading channels with very high mobility, the time variation of channel over an OFDM symbol period results in a loss of subchannel orthogonality which leads to inter-carrier interference (ICI). Receivers based on conventional estimation techniques that

assume time-invariant channel for one OFDM symbol has error floor for high mobility cases.

In this thesis, two-dimensional (2D) pilot-symbol assisted channel estimation for wireless OFDM systems is presented. This linear interpolation algorithm has the advantage of minimizing the system complexity and processing delay while providing a good approximation to real mobile environment. The performance of the 2D frequency domain estimation algorithm is compared to coherent modulation with perfect channel estimation as well as other conventional methods, and investigated under different detection techniques.

Simulation results show that the performance of proposed channel estimation algorithm outperforms the conventional channel estimation algorithms and gives very close results to the known channel state case for high mobility environments.

1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme, gezgin kullanıcı ve terminaller, gezgin ve kablosuz erişim ağları ve gezgin servis ve uygulamaları alanındaki hızlı gelişmenin de bunu teyit ettiği üzere şaşırtıcı hızla artmaktadır. Bu nedenle 4. Nesil (Fourth Generation, 4G) gezgin haberleşme, yeni teknoloji olarak gündeme girmeye başlamıştır. Tarihe bakıldığında kablosuz haberleşme standartlarının her on yılda bir değiştiği görülmektedir. Şu anki zaman dilimi 3. Nesil (Third Generation, 3G) standartlaşma aşamasının sonları ve 3G'nin yerini alacak yeni teknolojinin giriş aşamasıdır. 21. yüzyılda abonelerin 3G sistemlerinde yüksek veri hızlarında çoklu ortam talebi lüks olmaktan çıkmış, 3G'nin hedefleri arasında olmuştur. 3G'nin çözülmemiş birçok probleminin 4G sistemleriyle çözülmesi amaçlanmaktadır.

1.1. BİRİNCİ NESİL (1G) SİSTEMLER

Birinci nesil (First Generation, 1G) sistemler, analog trafik sistemli ağları kullanan sistemlerdir. American Telephone&Telegraph (AT&T), Kuzey Amerika'da birinci nesil sistemi, 1980li yılların başlarında müşterilerine sunan ilk şirkettir. AT&T sistemini, gelişmiş mobil telefon sistemi (Advanced Mobile Phone System, AMPS) olarak adlandırmıştır. AMPS teknolojisi, aşamalı olarak Güney Amerika, Avustralya ve Çin'de hizmete sunulmuştur. 1G, hücreli haberleşmenin ana yapısını oluşturmuş ve hücreli mimari uyumu, çoğullama, frekans bandı, bölgeler arasında dolaşım, kesintisiz haberleşme gibi birçok temel engeli kaldırmıştır. Birinci nesil sistem, müşterilerine birçok hizmeti desteklemekten uzak kalmış ve sadece sesli konuşmayı sağlamıştır. Birinci nesil sistemdeki AMPS parametreleri Tablo 1.1'te gösterilmiştir [1].

1.2. İKİNCİ NESİL (2G) SİSTEMLER

İnsanlar, 1G AMPS gezgin haberleşmeye hızlı bir şekilde adapte oldular, fakat belli bir zaman sonra kullanıcılar analog sistemin yavaşlığından şikayet etmeye başladılar.

Araştırmacılar, daha kaliteli sinyal iletimini sağlayacak yeni bir sistem olarak 2G sistemleri geliştirdiler. 2G sistemler, sayısal haberleşme desteğini yüksek veri hızlarında ve büyük kapasitelerde yüksek kaliteli işaretlerle desteklemeye başladılar. Birinci nesil sistemler analog haberleşmeyi kullanmışken, ikinci nesil sistemler daha doğru işaretleri garanti eden sayısal teknolojiyi kullanmıştır. 2G sistemler kullandığı çoğullama yöntemine göre zaman bölmeli çoklu erişim (Time-Division Multiple Access, TDMA) veya kod bölmeli çoklu erişim (Code-Division Multiple Access, CDMA) standartları olarak ikiye ayrılabilirler.

Tablo 1.1: AMPS Parametreleri.

Baz İstasyonunun Bandı	869-894 MHz
Gezgin Birim için Bant	824-849 MHz
Gönderme ve Alma Kanalları Arasındaki Boşluk	45 MHz
Kanal Bantgenişliği	30 KHz
Tam Çift Yönlü Ses Kanallarının Boyu	790
Tam Çift Yönlü Kontrol Kanallarının Boyu	42
Gezgin Birimin Maksimum Gücü	3 Watt
Hücre boyutu, yarıçap	2-20 km
Kiplenim, Ses Kanalı	FM, 12 KHz Tepe Sapması
Kiplenim, Kontrol Kanalı	FSK, 8 KHz Tepe Sapması
Veri İletim Hızı	10 Kbps
Hata Kontrol Kodlaması	BCH (48, 36, 5) ve (40, 28, 5)

TDMA tabanlı ikinci nesil standartlara örnek olarak küresel mobil haberleşme sistemi (Global System for Mobile Communication, GSM), sayısal gelişmiş entegreli ağ (*Integrated Digital Enhanced Network*, iDEN), IS-136 (D-AMPS), Pasifik Japonya sayısal hücre standardı (Japanese Pasific Digital Cellular, PDC) sayılabilir. CDMA tabanlı standartta ise IS-95'i örnek verebiliriz. Daha sonra, tasarımcılar mevcut devre anahtarlamalı bölgeyle birlikte paket anahtarlamalı bölgeyi kullanan bir sistem yaptılar, bu sistem ikinci nesil ile üçüncü nesil arasında bir yerde olduğu için 2.5G diye adlandırıldı. Bu yeni sistem, devre anahtarlamalı bölge içinde zaman bölmeleri arasında karıştırma yaptığı için yüksek veri hızını destekleyemedi. Resmi olarak 2.5G asla varolmadı, ana amacı yeni teknolojiye yeni kullanıcı çekmekti. 2.5G paket anahtarlama

gibi 3G'ye ait bazı özellikleri kullanırken ikinci neslin GSM ve CDMA haberleşmesinin yapısını kullandı. GSM tasarımcıları tarafından küresel paket radyo servisi (Global Packet Radio Service, GPRS) 2.5G olarak tanıtıldı. Ayrıca GSM için EDGE, CDMA için CDMA2000 teknolojileri gibi 3G'ye atfedilen teknolojiler hizmete girdi. Bunlar 144 Kbps'ten daha fazla veri hızına sahip olmasına rağmen, gerçek 3G teknolojisi gibi yüksek veri hızlarına erişemedi. Çoklu taşıyıcısız CDMA2000 ve EDGE sistemi 2.75G teknolojisinin örnekleri oldular, bunlar 3G teknolojisine yakın kalitede sistemler olmasına karşın, 3G'nin bütün gereklerini yerine getiremiyordu. 1990lı yılların başında pazara giren 2G teknolojisinin farklı 2G sistemleri için teknik görünümü Tablo 1.2'de gösterilmiştir [1].

Tablo 1.2: İkinci Nesil Hücreli Telefon Sistemleri.

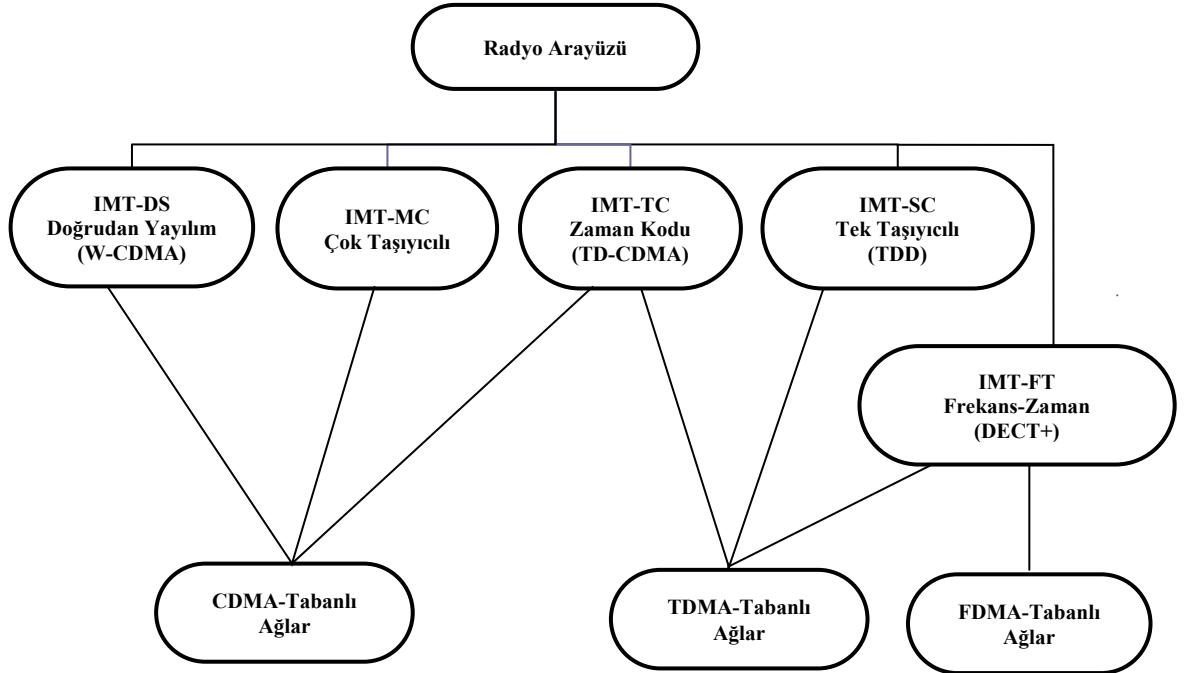
	GSM	IS-136	IS-95
Hizmete Girdiği Yıl	1990	1991	1993
Erişim Yöntemi	TDMA	TDMA	CDMA
Baz İstasyonunun İletim Bandı	935-965 MHz	869-894 MHz	869-894 MHz
Gezgin İstasyonun İletim Bandı	890-915 MHz	824-849 MHz	824-849 MHz
Gönderme ve Alma Kanalları Arasındaki Boşluk	45 MHz	45 MHz	45 MHz
Kanal Bantgenişliği	200 kHz	30 kHz	1250 kHz
Çift Yönlü Kanalların Sayısı	125	832	20
Gezgin Birimin Maksimum Gücü	20 Watt	3 Watt	0.2 Watt
Kanalın Kullanıcı Sayısı	8	3	35
Kiplenim	GMSK	$\pi / 4$ DQPSK	QPSK
Taşıyıcı Bit Hızı	270.8 kbps	48.6 kbps	9.6 kbps
Çerçeve Boyutu	4.6 ms	40 ms	20 ms

1.3. ÜÇÜNCÜ NESİL (3G) SİSTEMLER

2G sistemlerindeki hız oranı yetersiz kalmaya başlayınca, kullanıcı istekleri de gözönüne alınarak daha yüksek veri hızlarını gerektiren çoklu ortam, veri, video gibi yüksek hızlı teknolojiyi destekleyecek sistem olarak 3G sistemler hizmete girdi. Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (International Telecommunication Union, ITU),

3G hücreli haberleşmesinin gerekliliklerini 2000 yılında IMT-2000 olarak tanımladı [1]. Bu gereklilikler aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- Sistem, PSTN'deki gibi aynı ses kalitesini garanti edecek,
- Sistem, büyük yoğunluklu yerleşim alanlarında, yüksek hızla hareket eden araçlarda 144 kbps veri hızını destekleyecek,
- Sistem, küçük bir alan içinde yavaş hızla hareket eden veya duran nesnelere için 394 kbps veri hızını destekleyecek,
- Sistem, bina içi, ofis gibi yerlerde 2048 kbps veri hızını destekleyecek,
- Sistem, simetrik ve asimetrik veri iletim hızlarını destekleyecek,
- Sistem, paket anahtarlama ve devre anahtarlama veri hizmetlerini destekleyecek,
- Uyarlanabilir bir internet arayüzüyle, gelen ve giden trafik arasında genel asimetriyi etkili yansıtacak,
- Sistem, telekomünikasyon standartlarındaki farklı bantları destekleyebilecek,
- Sistem, yeni servis ve teknolojilerin girmesine karşı çok esnek olacak.



Şekil 1.1: IMT-2000 Karasal Radyo Arayüzleri.

2G ile 3G sistemlerin kullandığı frekans izgesi farklıdır. Japonya 3G'nin tüm sistemini kuran ve 2005'te operatörlerle çok yüksek sayıdaki abone arasında yeni frekans açan ilk ülkedir. 2005 yılına kadar toplam müşterilerin yüzde altmış 3G'ye geçmiştir.

Şekil 1.1, IMT-2000 için arayüzlerle tasarım yöntemini göstermektedir. Buradaki beş yeni temsilcinin sisteme girişinin ana faktörü, varolan birinci ve ikinci nesil sistemlerden kolayca genişlemesine onay verilmesidir. Buradaki iki temsilci, Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsünün (European Telecommunications Standards Institute, ETSI) 3G hücrel standartlarından gelmektedir. Bunlardan biri geniş bantlı CDMA (Wideband Code Division Multiple Access, W-CDMA), diğeri ise IMT-TC veya TD-CDMA'dır. Diğeri CDMA tabanlı sistem ise, Kuzey Amerika'nın 3G versiyonu olan CDMA2000'dir. Diğeri iki arayüzden IMT-SC, sadece haberleşme için TDMA ile, diğeri IMT-FC ise hem TDMA hem de frekans bölmeli çoklu erişim (Frequency Division Multiple Access, FDMA) ile kullanılan bazı 3G hizmetlerini destekler [1].

1.4. DÖRDÜNCÜ NESİL (4G) SİSTEMLER

En son oluşturulan bu standardın 5-10 yıl içerisinde 3G standardının yerini alacağı tahmin edilmektedir. 4G haberleşmesinin anahtarı, her yerden, istenildiği zaman, kesintisiz haberleşmeyle bilgi ve servislere geniş bant ile bağlanıp yüksek yapıda bilgi, veri, resim ve video gibi hizmetleri almaktır. 4G'nin temeli, genel protokol olan internet protokolünü (Internet Protocol, IP) kullanarak abonelerin her uygulama ve çevreyi rahatlıkla seçebildiği geniş bir haberleşme çeşitliliği içerir. Hücrel sistemin yenilikçi özelliklerine göre, 4G daha yüksek bantgenişliği, daha yüksek veri hızı, kolay ve hızlı hücreler arası geçiş ve çok sayıdaki gezgin sistem ve ağlar boyunca kesintisiz uygulanabilirlik özelliklerine sahip olacaktır. 4G uygulamalarının ana amacı, var olan gezgin teknolojilerin gelişmiş teknolojilerle birleştirilmesidir. Uygulama uyulanabilirliği ve hayli dinamik olması, 4G servislerinin ana özelliklerindedir ve bunlar abonelerin ilgisini çekmektedir. Bu özellikler, değişik abonelerin bu servislere erişebilmesi ve uygulayabilmesi, trafikte hareketli, hava arayüzlerinde, radyo çevrelerinde ve en üstün servis performansında aboneye yardımcı olacak demektir.

Hücrel haberleşme bağlantısı, kolaylıkla ve doğru bir şekilde değişik formlara ve katmanlara çevrilebilir.

Tablo 1.3: Hücrel Haberleşmenin Gelişiminin Kısa Tarihçesi.

Teknoloji	1G	2G	2.5G	3G	4G
Tasarım Başlangıcı	1970	1980	1985	1990	2000
Gerçekleştirme	1984	1991	1999	2002	2010
Servisler	Analog ses, 9.6 kbps'e kadar senkron veri	Sayısal ses, Kısa mesajlar	Yüksek kapasite, Paketlenmiş veri	Yüksek kapasite, 2Mbps'e kadar geniş bant veri	Yüksek kapasite, Tamamen IP uyumlu, Çoklu ortam verisi
Standartlar	AMPS, TACS, NMT, vs.	TDMA, CDMA, GSM, PDC	GPRS, EDGE, 1xRTT	WCDMA, CDMA2000	OFDM, UWB
Veri Bantgenişliği	1.9 kbps	14.4 kbps	384 kbps	2 Mbps	10 Mbps - 20 Mbps
Çoğullama	FDMA	TDMA, CDMA	TDMA, CDMA	CDMA	FDMA, TDMA, CDMA

Bilgi havuzuna ulaşmada kullanılacak erişim yöntemiyle hücrel telefon, kişisel sayısal Asistan (Personal Digital Assistant, PDA) ve laptoplarla kesintisiz bir şekilde ses haberleşmesi, yüksek hızlı bilgi servisleri ve çoklu ortam yayın hizmetleri kullanılabilir. 4G, genelden kişisele, firma tabanlı geniş bant bağlantıdan kişisel alanlara, plansız ağlara kadar farklı ağlardan birçok sistemi desteklemektedir. 4G sistemleri, geniş bant iletim sistemlerine ilaveten 2G ve 3G sistemleriyle de işbirliği içinde çalışabilmektedir. Bütün manzara, 4G'nin internet protokolüyle uyarlanan tekniğin uydu genişbanttan yüksek mesafeli platformlara, hücrel 3G'ye, 3G sistemlerinden kablosuz yerel ağlara, sabit kablosuz erişime, kablosuz yerel alan ağlarına ve kişisel alan ağlarına kadar değişik türdeki sistemleri desteklediğini göstermektedir [2].

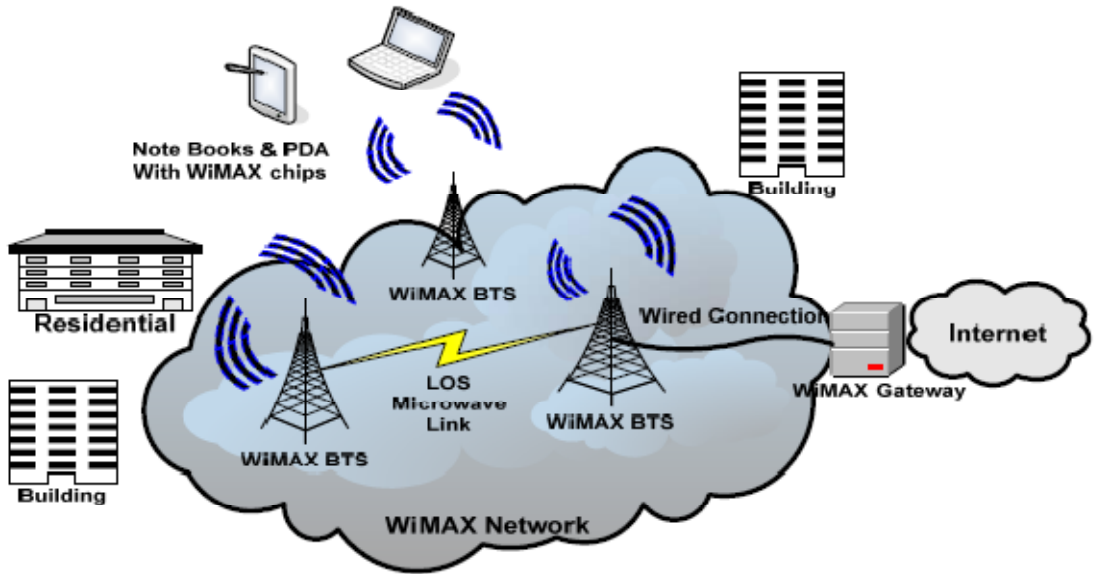
1.5. WİMAX TEKNOLOJİSİ

Mikrodalga erişim için dünya çapında birlikte çalışabilirlik (Worldwide Interoperability for Microwave Access,-WiMAX), 10 GHz ile 66 GHz frekans bandında çalışan

kablosuz sistemlerin özelliklerini belirten IEEE 802.16 standardının diğer adıdır. Temel olarak WiMAX, geniş coğrafi alanı kapsayan yüzlerce kullanıcıya çok düşük maliyetle hizmet sağlayabilen kablosuz internet servisidir. WiMAX, sadece kablonun, sayısal abone hattının, son kullanıcının geniş bant erişimindeki T1 seviyesi servisleri sağlamakla kalmaz aynı zamanda 802.11 kablosuz erişim noktaları için genişbant noktaları merkeze toplayan ve aynı zamanda yüksek veri hızlarından dolayı hücresel sektörde ilgi kazanan bir şehir alan ağları protokolüdür (Metropolitan Area Network, MAN) [3].

1.5.1. WiMAX Nasıl Çalışır?

WiMAX, bilgisayar, PDA, cep telefonu vs. için ve WiMAX uyumlu yongalar ile donatılmış diğer cihazlara kablosuz internet servisi sağlayan mikrodalga teknolojisini kullanan bir yapıdır. WiMAX teknolojisi, GSM ve evrensel gezgin telekomünikasyon sistemine (Universal Mobile Telecommunications System, UMTS) benzer şekilde hücresel ağlara gerek duyan, kablosuz veri haberleşme bağlantısı kurarken kullanılan baz istasyonlarını içerir. 50 km'den fazla, oldukça uzun kapsama alanı ve 1.5 Mbps'e yakın veri hızına rağmen, teorik olarak 50 km'ye kadar kapsama alanına ve 75 Mbps'e kadar veri hızına ulaşır [4]. WiMAX, Wi-Fi ile benzer tarzda çalışmasına rağmen veri hızı ve kapsama alanı gibi iki büyük farkı vardır.



Şekil 1.2: Noktadan çok noktaya WiMAX baz istasyonu yerleşimi [3].

Tipik bir WiMAX senaryosu, etkili bir kapsama alanı sağlayacak binanın tepesine veya yüksek bir yere yerleştirilir ve müşteri-bina cihazı (Customer-Premises Equipment, CPE), yonga yüklenmiş laptoplar veya kişisel bilgisayarlar gibi formlarda olan WiMAX alıcısıdır. WiMAX, tüm haberleşme modelini iki adımda meydana getirir:

1. WiMAX alıcısından (CPE veya WiMAX yongası) WiMAX baz istasyonuna veri iletimi,
2. Baz istasyonundan internet omurgasına veri iletimi.

İki kule arasındaki bilgi iletimi, mikrodalga iletim linki ve WiMAX baz istasyonu kablolu bağlantı kullanan IP omurga ağına Şekil 1.2'deki gibi bağlanır. WiMAX baz istasyonu ile abone arasındaki haberleşme noktadan çok noktaya olabilirken, WiMAX baz istasyonları arasındaki haberleşme noktadan noktaya direk görüş hattı ile olmalıdır.

1.5.2. WiMAX Standartları

Daha önceleri 802.16a, 802.16d ve 802.16e gibi farklı standartlar WiMAX'i tanımlarken bugün aşağıdaki iki standart WiMAX teknolojisini tanımlamaktadır:

- Sabit WiMAX (IEEE 802.16-2004, diğer adı IEEE 802.16d),
- Gezgin WiMAX (IEEE 802.16-2005, diğer adı IEEE 802.16e).

Tablo 1.4: Sabit ve Gezgin WiMAX'in Karşılaştırılması.

	802.16d WiMAX	802.16e WiMAX
Sürüm	802.16d (Haziran 2005)	802.16e (Aralık 2005)
Desteklediği Servisler	Sabit, Sınırlı Taşınabilirlik	Gezgin, Taşınabilir ve Sabit
Uygulamalar	Veri Bağlantısı, VoIP	Veri Bağlantısı Sabit ve Gezgin VoIP
Servis Sağlayıcılar	Sayısal abone hattı ve kablolu modem	Gezgin operatörler
Hedefi	Kablosuz ve Kablolu Internet Servis Sağlayıcıları	Modem Servis Sağlayıcıları, Kablosuz ve Kablolu Internet Servis Sağlayıcıları
Abone Birimi	Bina içi ve dışı CPE, Laptoplar için PCMCIA kartı	Bina içi ve dışı CPE, PCMCIA kartı, laptoplardaki mini kartlar, PDA, akıllı telefon

Orijinal WiMAX standardı, IEEE 802.16, 10 ile 66 GHz arası çalışma frekanslarını belirtirken, yapılan çalışmalardan sonra IEEE 802.16d standardının 2 ile 11 GHz arasını kullanması öngörülmüştür. IEEE 802.16d standardına yapılan son eklemelerden sonra

oluşan IEEE 802.16e standardı ise 2.3 GHz, 2.5 GHz, 3.3 GHz, 3.4 GHz ile 3.8 GHz spektrum bantları arasında çalışmaktadır. Sabit ve gezgin WiMAX ifadeleri, WiMAX standardı olmamasına rağmen, WiMAX teknolojisiyle ilgili standartları tanımlamakta kullanılan iki genel terimdir. Bu iki standart farklı alanlara hitap etmektedir, bunlarla ilgili karşılaştırma Tablo 1.4'te verilmiştir [3].

1.5.3. 802.16d

Önceki versiyonu 802.16a diye bilinen ve geliştirilerek 802.16d olan WiMAX standardı sabit direk görüşsüz, tek noktadan çok noktaya konuşlanmış senaryoya uygun, kablosuz internet servislerini destekler. 802.16d standardının temel amacı, sayısal abone hattı ve T1 tarafından desteklenen bilgi hızından daha yüksek hızları sabit kablosuz iletimle desteklemektir, bu özellik onu kablolu sistemlerin, sayısal abone hattının ve T1'in alternatifi yapar. 802.16d, bilginin iletimi için OFDM kullanır, böylece zaman bölüşümlü sistemler gibi geniş sayıda kullanıcıya hizmet verir. 802.16d standardının bazı özellikleri şunlardır [5]:

- Sabit, taşınabilir ve göçebe kullanıcılar için sabit direk görüşsüz genişbant servisler sağlamak için tasarlanmıştır,
- 256 OFDM fiziksel katman ile 64 dördün genlik kiplenim (64 Quadrature Amplitude Modulation, 64 QAM), 16 dördün genlik kiplenim (16 Quadrature Amplitude Modulation, 16 QAM), dördün faz kaydırmalı anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) ve ikili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK) kiplenim teknikleri kullanır,
- Gelişmiş antenler ve uyarlanabilir kiplenim ve kodlama tekniklerini destekler,
- Noktadan çok noktaya ağ topolojisini kullanmayı kolaylaştırır,
- Gecikmeye duyarlı servisler için düşük gecikme süresi sağlar, böylece servis kalitesi (Quality of Service, QoS) parametrelerini geliştirir,
- Çift yönlü zaman ve frekans bölüşümünü destekler.

1.5.4. 802.16e

Temelde 802.16d standardının geliştirilmesiyle oluşan, gezgin WiMAX olarak bilinen standarttır. 802.16d ile karşılaştırıldığında biraz daha karmaşık bir yapısı vardır. 802.16e standardının bazı özellikleri şunlardır:

- 802.16e standardı, aynı altyapı üzerinden hem gezgin hem de sabit erişim desteği sağlar,
- Uyarlanabilir anten sistemi kullanımı ile geliştirilmiş kapsama alanı sağlar,
- İletim için 2048 alttaşıyıcıya kadar 1.25 MHz ile 20 MHz kanal bantgenişlikleri arasında veri taşımayı destekleyen ölçeklenebilir-OFDMA (Scalable-OFDMA, SOFDMA)'yı kullanır,
- Ölçeklenebilir OFDM ile çoklu giriş çoklu çıkış (Multi Input Multi Output ,MIMO) teknolojisinin birleşimiyle geliştirilmiş izgesel verimlilik elde eder,
- Hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) algoritmalarını uygulayarak çoklu yol girişimine karşı dayanıklılık sağlar,
- Serviste herhangi bir bozulma olmadan, gerçek zamanlı İnternet protokolü üzerinden ses (Voice over İnternet Protocol, VoIP) uygulamalarını kolaylaştıran optimize edilmiş dolaşım ve hücreler arası geçiş desteği sağlar.

1.5.5. WiMAX- Fiziksel Katman

WiMAX, veri transferinde OFDM kullanmaktadır. Çünkü varolan diğer kablosuz iletim tekniklerine göre oldukça avantajlıdır. OFDM teknolojisinin bazı önemli özellikleri şunlardır:

- Çoklu taşıyıcı kullandığı için dar bant işaretler, semboller arası girişime (Inter-Symbol Interference, ISI) ve frekans seçici sönmülemeye daha az duyarlıdır,
- OFDM, FFT ve ters hızlı Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) operatörleriyle alt kanalların birbiriyle girişim yapmasını engelleyerek yüksek izgesel verimlilik sağlamaktadır,
- OFDM, frekans çeşitliliği planından dolayı oluşan patlama hatalarına karşı dayanıklılık sağlar,
- OFDM, tek taşıyıcılı sistemlerle karşılaştırıldığında, alıcıda daha az denkleştirme karmaşıklığına sahiptir,
- OFDM, çoklu yol çevrelerine karşı etkili bir dayanıklılık sağlar.

Bununla birlikte, WiMAX'in sabit ve gezgin versiyonlarında, OFDM fiziksel katmanının farklı gerçekleştirildiği unutulmamalıdır. Sabit WiMAX, 256-FFT tabanlı OFDM fiziksel katmanı kullanırken, gezgin WiMAX, FFT boyu 128 bitten 2048 bite kadar değişen ölçeklenebilir OFDM fiziksel katmanı kullanır [3]. Sabit WiMAX

durumunda, alttaşıyıcıların sayısı da 256 ile sabittir. 256 alttaşıyıcınının 192 tanesi veriyi taşımada, 8 tanesi alt kanal kestiriminde ve geri kalanlar ise alttaşıyıcılar arası koruma bandı olarak kullanılır. Bununla birlikte alttaşıyıcılar arası boşluk, direk kanalın bantgenişliği ile orantılıdır. Bu; daha yüksek kanal bantgenişliği, daha fazla alttaşıyıcılar arası boşluk, bunun sonucu da, sembol zamanının azalması demektir [3].

Diğer taraftan gezgin WiMAX durumunda, FFT boyu 128 bitten 2048 bite kadar ölçeklenebilir, böylece uygun bantgenişliği artırıldığında FFT boyu da artar. Gezgin WiMAX'te, alttaşıyıcılar arası boşluk 10.94 KHz'e sabitlenmiştir [3]. Böylece, sembol zamanı sabit kalır ve yüksek katmanlarda ölçeklemenin etkisi en az olur. Seçilen alttaşıyıcı boşluğu, saatte 125 km'ye kadar taşıtların hareketliğini destekler ve 20 μs 'ye kadar gecikme yayılmasını komponze eder. Sabit WiMAX'in performans ve kapsama alanını geliştirmek için sınırlı bir biçimde yukarı hatta, alt kanal oluşturmaya izin verilir. Gezgin WiMAX durumunda, kanal oluşturmaya iki yönde de izin verilir (yukarı hat ve aşağı hat). Böylece farklı altkanallar özel tipte bir erişim mekanizması olan OFDMA'yı kullanan farklı kullanıcı sayılarına tahsis edilir. Altkanalları oluşturma ya bitişik alttaşıyıcılarla ya da rasgele dağılmış alttaşıyıcılarla icra edilir. Bitişik alttaşıyıcıların kullanılması, çoklu kullanıcı çeşitliliğini kullanmada ve bu da tüm sistemin kapasitesinin büyük bir kazanç sağlamasında etkilidir. Bu sebep, bitişik alttaşıyıcıların neden sabit ve düşük hareketlilikte daha uygulanabilir olduğunu gösterir. Diğer yandan, eğer kanallar frekans izgesi üzerinde rasgele dağılmış ve daha çok frekans çeşitliliğini destekliyorsa gezgin uygulamalar için daha uygundur. Bu anahtar niteliklerinin yanında, WiMAX'in fiziksel katmanı, kablosuz haberleşme kanalları için çerçeveleme ve aralıkların tahsisi gibi diğer önemli bir fonksiyonu yerine getirir. Bu aralıklar, veri bölgesi diye adlandırılan belirli kullanıcıya atanan bitişik grupları kullanarak oluşturulur. Bu veri bölgeleri, değişik kanal şartları ve istenen QoS parametrelerine göre değişik düzenleme algoritmalarıyla farklı kullanıcılara atanır.

1.5.5.1. 802.16d OFDM Fiziksel Katmanının Özellikleri

Esnek Bantgenişliği: 802.16d standardı esnek kanal bantgenişliği sağlar, böylece diğer kablosuz teknolojilerle uyumlu hale gelerek kullanıcı gereksinimlerine göre kanalın bantgenişliği ayarlanabilir. Kanal bantgenişliğinin esneklik ölçüsü 1.25 MHzden 20

MHz'e kadar 0.25 MHz'lik artışlarla, 1.25 MHz, 1.50 MHz, 1.75 MHz,, 20 MHz şeklinde kanal bantgenişliği seğim parametreleri kullanılabilir [3].

Uyarlanabilir Kiplenim ve Kodlama: Uyarlanabilir kiplenim ve kodlama s¼reci, iletim s¼uresince işaretin g¼uc¼une etki eden ¼evresel fakt¼orleri (girişim, ¼oklu yol yayılımı, Doppler etkisi, vs.) g¼oz¼on¼une alarak yapılan değişik işaret kodlaması, kiplenim şemaları ile radyo bağlantısındaki ayarlamaları i¼erir [3]. Burada BPSK, QPSK, 16 QAM ve 64 QAM olmak ¼zere d¼ort farklı kiplenim kullanılmaktadır.

İleri Hata D¼zeltme Kontrol Mekanizması (Forward Error Correction, FEC): 802.16d fiziksel katmanı, iletilen verinin fazladan i¼erdiđi FEC kontrol mekanizmasını kullanarak, alıcıya, doğru verinin ulaştığından emin olmak i¼in etkili bir teknik kullanır. FEC'te birinci aşama, veriyi kodlama bloklarıyla kapsayan Reed Solomon kodlamadır, bu kodlama blokları, patlama hatalarının ¼stesinden gelmede ¼ok faydalıdır. Bundan sonra veri, sonraki s¼ure¼e olan verinin evrişim kodlamasına doğru ge¼er. Ayrıca, iletimden ¼nce, iletilen bitlerin sayısı bazı bitlerin silinmesi suretiyle azaltılır ve bu bitler alıcıya ulaştıktan sonra tekrar yerleştirilir, bu sayede kanaldan g¼onderilmesi gereken toplam bit sayısı azaltılmış olur [3].

Uyarlanabilir Anten Sistemi: WiMAX fiziksel katmanı ayrıca uyarlanabilir anten sistemi ekleme ¼zelliđini de desteklemektedir. Daha ¼ncede belirtildiği ¼zere, OFDM sinyaline koruma aralığı ekleme ¼oklu yol iletim problemine karşı diren¼ sağlar, fakat ¼oklu yolun gecikmesi koruma aralığından b¼y¼kse, işaret bozunumuna neden olan ISI meydana gelir. Bu ISI problemiyle başa ¼ıkabilmek i¼in gecikmelere neden olan ¼oklu yol dalgalarını basit¼e baskı altında tutan uyarlanabilir anten sistemi kullanılır [6].

1.5.6. WiMAX ile Diğer Kablosuz Teknolojilerin Karşılaştırılması

WiMAX'ten ¼nce, kullanıcılara kablosuz internet servisi sağlayan IEEE 802.11 standartları, kablosuz bağlantı (Wireless Fidelity, WiFi) forum tarafından oluşturulmuştur. WiMAX, sayısal abone hattı (Digital Subscriber Line, DSL) ve kablolu modemlerin yerini aldığı ve var olan 802.11 standartlarının geliştirilmiş ¼oz¼umu olarak hizmet vermeye başladığında, hi¼ kimse WiMAX'in o kadar g¼c¼l¼u ve etkili olabileceğini, 3G ve daha ileri h¼ucresel ağlara iyi bir rakip olup, hatta onların yerini

alabileceğini düşünmemiştir. WiMAX, yüksek bantgenişliği özelliğinden dolayı, varolan diğer kablosuz haberleşme teknolojilerinden daha iyi izgesel verimlilik sağlamaktadır. Bununla birlikte, mobiliteye gelince WiMAX, 3G ağların gerisinde kalmaktadır. Çünkü 3G ağların en temel özelliklerinden biri mobilite veya dolaşırken, WiMAX'in ana amacı, sabit, gezgin, taşınabilir ve göçer kullanıcılara belli mobilite kabiliyetlerine sahip daha yüksek bantgenişliği sağlamaktır. IEEE 802.11 standartlarının en büyük problemi, QoS parametreleridir, WiFi forum bu konuda parametreleri oluşturamamıştır. WiMAX ile diğer kablosuz haberleşme teknolojilerinin karşılaştırılması Tablo 1.5'te gösterilmiştir [3]. Ancak mobilite artırımını oldukça ilgi çekicidir.

Tablo 1.5: WiMAX ile Diğer Kablosuz Teknolojilerinin Karşılaştırılması.

Parametre	Sabit WiMAX	Gezgin WiMAX	HSPA	1x EV-DO Rev A	Wi-Fi
Standartlar	IEEE 802.16d	IEEE 802.11e	3 GPP Sürüm 6	3GPP2	IEEE 802.11a/g/n
Bantgenişliği	3.5 GHz bandında 3.5 MHz ve 7 MHz, 5.8 GHz bandında 10 MHz	3.5 MHz, 7 MHz, 5 MHz, 10 MHz ve 8.75 MHz (çıkış sırasına göre)	5 MHz	1.25 MHz	802.11g için 20 MHz, 802.11n için 20/40 MHz
Kiplenim	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM	QPSK, 8PSK, 16QAM	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Çoğullama	TDM	TDM/OFDMA	TDM/CDMA	TDM/CDMA	CDMA
Çift yönlülük	TDD, FDD	TDD	FDD	FDD	TDD
Frekans	3.5 GHz ve 5.8 GHz	2.3 GHz, 2.5 GHz ve 3.5 GHz	800/900 /1800/1900 /2100 MHz	800/900 /1800/ 1900MHz	2.4 GHz, 5 GHz
Kapsama Alanı	5-8 km	< 3.2 km	1.6-5 km	1.6-5 km	Bina içi < 30 metre, Bina dışı < 300 metre
Mobilite	Yok	Orta	Yüksek	Yüksek	Düşük

1.5.7. WiMAX'in Avantajları ve Dezavantajları

Yeni bir teknoloji sayılmasına rağmen, uzmanların belirttiği bazı avantajlar şunlardır:

- **Uzun Menzili:** Diğer kablosuz teknolojiler üzerindeki belki de en önemli avantajı sağlamış olduğu menzildir WiMAX, 50 km'ye yakın menziliyle,

yaklaşık 7400 kilometrekarelik bir alanı kapsamakta ve bu orta büyüklükteki bir şehir için yeterli kapsam alanı olmaktadır.

- **Yüksek Bantgenişliği:** WiMAX'ten önce varolan kablosuz teknolojiler, bantgenişliği ile ilgili değişik sorunlara sahipti. WiMAX, 40 Mbps civarında veri hızını desteklemekte, bu da onu DSL ve T1 servislerinin yerine mükemmel bir çözüm yapmakta, sadece tek bir baz istasyonu ile yüzlerce kullanıcıya hizmet vermektedir.
- **Düşük Maliyet:** WiMAX baz istasyonunu kurmanın 20 bin dolar civarında bir maliyeti olmasına karşın, T1 ağları tarafından desteklenen servisleri veren kabiliyette kablosuz ağ kurmaktan daha ucuza gelmektedir. Bu, ağda hızlı bir şekilde sistemin kurulmasını sağlamakta ve var olan WiMAX tabanlı ağa, daha fazla kullanıcı eklemek basit bir yöntemle yapılabilmektedir. Bu ağa yeni kullanıcı eklemenin maliyeti, DSL tabanlı ağlarla karşılaştırıldığında çok düşüktür.

Diğer taraftan WiMAX bazı dezavantajlara da sahiptir:

- **Güç Duyarlılığı:** WiMAX, çok yüksek elektrik desteğine dayanan güç duyarlılığı olan bir teknolojidir.
- **Direk Görüş Gerekliliği:** 10 km ve üzerinde kablosuz veri haberleşme bağlantısı için direk görüşe ihtiyaç duyar.

Yukarıdaki dezavantajlarının yanında, bazı diğer faktörlerde WiMAX'in verimliliğini etkilemektedir. Kablosuz haberleşme teknolojisi olan WiMAX'in performansı, diğer kablosuz teknolojiler gibi, yağmur, bulut gibi hava şartlarının değişmesinden etkilenmektedir.

1.5.8. Kanal Etkileri

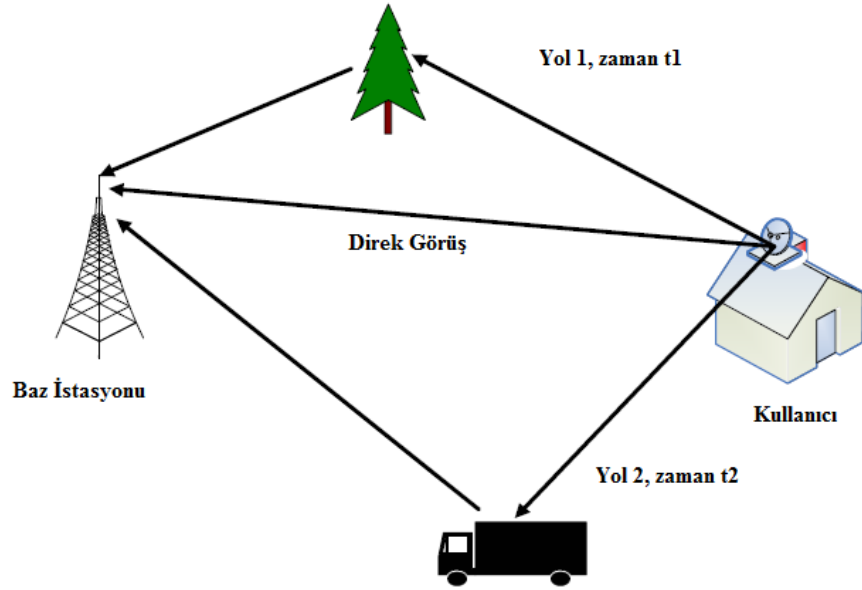
Geniş bant kablosuz kanalları kullanan geniş alan ağlarının temel amacı; uygun bantgenişliği ve güç tüketimiyle, yüksek veri hızlarını gerçekleştirmektir. Yüksek veri hızlarını daha geniş kapsama alanlarına dağıtan WiMAX'e kadar, yüksek kapsama alanı

ve servis kalitesi standardı gerçekleştirilemez olarak düşünülüyordu. Kablosuz ağların karşılaştığı ana problemlerden biri, işaretin alıcıya doğru yoldaki havada karşılaştığı çevresel sorunlardır.

Kablosuz haberleşme sisteminin kurulması düşünüldüğünde, ilk ele alınması gereken şey kanal modelinin tasarımıdır. Vericiden gönderilen işaret, alıcıya ulaşana kadar değişik çevresel etkiler ve şartlarla karşılaşmaktadır. Bu etkiler, kablosuz haberleşme teknolojisinde çok önemli rol oynadığından kanal modelinin tasarımı önemli hale gelmektedir. Etkili bir kablosuz kanal modeli için, aşağıdaki durumlar akıldan çıkarılmamalıdır [7]:

- Çokluyol gecikme yayılımı
- Sönümlenme karakteristikleri
- Yol kaybı
- Doppler yayılımı
- Çift-kanallı girişim

Yukarıdaki şartlar düşünülerek kanal modeli tasarlandığında ve doğal şartlar altında, bu çevresel parametrelerin kanal benzetimlerinde istatistiksel hesaplaması mümkündür.



Şekil 1.3: Direk Görüş ve Çokluyol Durumu.

1.5.8.1. Çokluyol Gecikme Yayılımı

Kablosuz kanalın dürtü cevabı, çokluyol yayılmalarından dolayı, darbe serilerine benzer. Darbelerin sayısı, haberleşmenin zaman çözünürlüğü veya ölçüm sistemine bağlı olarak çok büyük olabilir [8]. WiMAX OFDM'in direk görüşsüz yayılım yapısından dolayı, kanal modelinde, çokluyol gecikme yayılımının ele alınması gerekmektedir. Çokluyol gecikmesi, zemine, mesafeye, anten yönüne ve diğer faktörlere bağlıdır. Şekil 1.3'te direk görüş ve çokluyol durumu için, aynı işaretin alıcıya farklı zamanlarda çoklu yansımalarla gittiği gösterilmiştir. Bu durum, işaretin kalitesinde dikkate değer bir kötüleşmeye neden olan ISI'ya neden olmaktadır.

1.5.9. Sönümlenme Karakteristikleri

Çokluyol sönümlemede, alınan işaret çokluyol yayılım ortamı içinde genliğinde, fazında ve varış açısında değişimlerle karşılaşmaktadır. Sonuç olarak, bunlar karmaşık zarf oluşumuna olumlu ya da olumsuz etki yaparlar [7]. Küçük ölçekli sönümleme, bu kanal modelinde alıcı ve verici antenlerin sabit yerleştirilmiş olmasından dolayı ele alınmalıdır. Eğer hiç direk görüş işaret bileşeni yok ve fazla miktarda çoklu yansıtıcı yollar varsa, bu küçük ölçekli sönümlemeye Rayleigh sönümleme denir. Eğer direk görüş işaret bileşeni ile birlikte çoklu yansıtıcı yollar var ise, bu tip sönümlemeye de Rician sönümleme denir ve bu kanal modelinde, Rician dağılımı dikkate alınmalıdır. Bu dağılımın anahtar elemanı, direk bileşenin gücünün saçılmış bileşenin gücüne oranını gösteren k faktörüdür [9].

1.5.9.1. Yol Kaybı

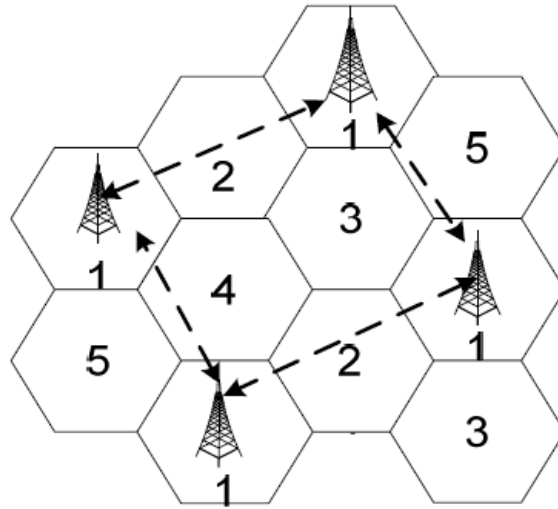
Elektromanyetik dalga, boş uzayda yayıldığı zaman, dalganın güç yoğunluğunda bir azalma olur ve bu yol kaybı veya işaret zayıflamasına sebep olur. Arazi şekilleri, farklı çevreler, yayılım ortamı, alıcı ve verici arasındaki mesafe, antenlerin yüksekliği ve yerleşimi gibi bazı faktörler yol kaybını etkiler. Yol kaybı, hat bütçesinin dizayn ve analizinde hayati rol oynayan büyük bir bileşendir.

1.5.9.2. Doppler Yayılımı

Doppler yayılımı, haberleşme cihazlarının hareketi veya çevre içinde bulunan nesnelere göre hareketinden dolayı oluşur. Sonuçta Doppler frekans kayması oluşur. Sabit ve gezgin kanalın Doppler izgeleri arasında fark vardır.

1.5.9.3. Çift-Kanallı Girişim

Kablosuz haberleşme senaryosunda, mühendislerin üstesinden gelmek zorunda oldukları ana sorunlardan biri de, çift-kanallı girişimdir. Bu problem, iki farklı vericiden gönderilen aynı frekansın, aynı alıcıya aynı anda ulaşması ve alıcının hangi işaretin hangi kullanıcıdan geldiğine karar vermesinde karşılaşılan Şekil 1.4'te gösterilen durumdur. İlk zamanlarda, radyo/televizyon antenleriyle birlikte birçok işaret saçılmakta ve bunun sonucunda, işaretin gücünde ve bantgenişliğinde kayıplar oluşmaktaydı, zaman içinde yapılan araştırmalarla daha çok odaklanan antenler (sektörel anten) yapıldı. Bununla birlikte, bu iki yaklaşımda da, bir kullanıcının bir hücre içinde bulunması, diğer kullanıcının da aynı hücrede ya da bitişik hücrede bulunmasından dolayı girişim oluşmaktaydı. Sektörel antenlerin kullanılmasıyla, kanal sayısının artması sonucunda kullanılan bant genişliği artmış, fakat sektörel anten kullanımıyla çift-kanallı girişim iyice artmış, bu problemle başedecek etkili bir yöntem bulunamamıştı.



Şekil 1.4: Çift-Kanal Girişim Senaryosu.

Bu problemle başedecek için, akıllı antenler kullanılmaktadır. Akıllı antenler, istenmeyen kullanıcılara doğru sıfırlar göndermekte ve istenen kullanıcıya ise ışın doğrultarak artırılmış bantgenişliği ve işaret gücü sonucunda çift-kanal girişimine karşı güçlü bir direnç sağlamaktadır.

Kablosuz haberleşme sistemlerinin tasarım ve analizini yapmak için, kanal modelleri onların zaman, frekans ve boşluktaki değişimlerini de içerecek şekilde geliştirilmelidir. Modeller ya istatistiksel ya da deneysel olarak sınıflandırılır. İstatistiksel modeller, analiz ve simülasyonlar için, genellikle kanalın özel durumlarını daha yüksek doğrulukta temsil eden, daha karmaşık olan deneysel modellerle karşılaştırıldığında, daha basit ve kullanışlıdır.

1.6. TEZİN AMACI VE ÇALIŞMA PLANI

Çok yollu sönümlenme, güvenilir kablosuz iletimi zor kılan temel olgudur. OFDM'in ana avantajı, onun mobil radyo kanalının frekans seçici sönümlenme karakteristiklerine karşı dayanıklılığıdır. OFDM, tüm sinyal bant genişliğini, birkaç dar banda veya dikgen alttaşıyıcılara böler ve işareti dar bantlarda paralel şekilde iletir. Bu nedenle, ISI'ya azaltır ve karmaşık denkleştirme ihtiyacını ortadan kaldırır.

Mevcut OFDM tabanlı sistemler, çok düşük mobiliteli durumlarda sınırlı iletişim sağlayarak çok başarılı olmaktadır. Ancak, çok yüksek mobiliteli sönümlenmeli kanallarda, bir OFDM sembol periyodu boyunca kanalın zaman değişimleri, altkanal dikliğinin kaybolması sonucunu vermekte ve bu durum, ICI'ya neden olmaktadır.

Kanal kestirimi, OFDM sistemlerindeki alıcı yapısının önemli bir parçasıdır ve genellikle kanal cevabını bulmak için bilinen tonları kullanan ara değerlendirme yapmaya odaklanılmıştır. OFDM sistemlerinde kanal kestirimi üzerindeki araştırmaların önemli bir kısmında, bir OFDM sembolü boyunca kanalın zamanla değişmediği kabulü yapılmıştır, fakat bu yöntemlerin alıcılar için en büyük sorunu, mobilite desteğinin eksikliğidir [10-14].

Pilot-sembolü destekli kanal kestirim tekniği, iki boyutlu veya 2 tane bir boyutlu Wiener süzgeci, optimum kanal kestirim süzgeci (KKS) olarak kabul etmektedir [12]. Ancak bu teknik, artan alttaşıyıcı sayısı için büyük uygulama karmaşıklığına sahip olması nedeniyle, pratik değildir. [13]'de, farklı kanal hızları için Diferensiyel evre kaydırmalı kiplenimin performansı, evreyumlu kiplenim ile karşılaştırılırken, zaman

ve frekans bölgelerine yerleştirilmiş pilot sembollerine dayalı kanal kestirim yöntemi ve sistem karmaşıklığını azaltma avantajına sahip olan doğrusal aradeğerleme algoritması önerilmiştir. OFDM sistemlerinde, kanal kestirimcisi performansını artırmak için, her bilgi değiştiğinde, matrisin tersini alma gerekliliği nedeniyle oluşan oldukça büyük karmaşıklığa rağmen, ayrık Fourier dönüşümü (Discrete Fourier Transform, DFT) tabanlı, doğrusal en küçük ortalamalı karesel hata (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE) kanal kestirimcisi önerilmiştir [11]. Evreuyumlu OFDM için, iki boyutlu pilot-sembol destekli kiplenim (2BPSDK) de önerilmiştir [15]. Ayrıca, maksimum olabilirlik kestirimcisi (Maximum Likelihood Estimation, MLE) ve Bayes en küçük ortalamalı karesel hata kestirimcisi önerilmiş ve karşılaştırılmıştır [16]. MLE ve Bayes en küçük ortalama karesel hata kestirimcisinin en önemli avantajının kanal istatistikleri ve İGO bilgisine gerek duymaması ve bu nedenle gerçekleştirilmesinin basit olduğu gösterilmiştir.

Diğer ilginç bir araştırma, OFDM sistemleri için aradeğerleme teknikleri hakkındadır [17]. Doğrusal, ikinci dereceli, alçak geçiren, kübik eğri ve zaman bölgesi aradeğerlemeler araştırılmış ve bu kanal kestirim algoritmaları arasında alçak geçiren aradeğerlemeli tarak tipi pilot tabanlı kanal kestiriminin en iyi performansı sağladığı gösterilmiştir.

Yukarıda da değinildiği gibi, bahsedilen alıcıların önemli bir engeli, mobilite desteği olmamasıdır. OFDM sembolü içindeki zaman değişimleri, altkanal dikliğinin kaybolmasına sebep olmakta ve bunun sonucu olan ICI, geleneksel alıcılarda OFDM sistemlerinin performansını önemli ölçüde azaltmaktadır. Bu nedenle, araştırmacılar kanalın alıcıda çok iyi bilindiği durumlarda, OFDM sistemlerindeki ICI ile mücadele etmek için değişik sezim yöntemleri önermiştir [18]. [19]'da, hızlı ve frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli kanaldaki çok taşıyıcı sinyaller için, zaman bölgesi kanal kestirim ve sezimleme teknikleri önerilmiştir. [19]'da, belirli bir zaman aralığındaki bütün alt taşıyıcılar, atanan pilot sembolleri ve kestirim, çerçevedeki en son OFDM sembolü ve gereken kanal istatistikleri bilgisi kullanılarak yapılmaktadır.

1.6.1. Tezin Çalışma Planı

Yukarıdaki tez çalışmasını yapabilmek için izlenen çalışma planı aşağıda maddeler halinde verilmiştir:

1. Tez çalışması için kullanılacak kaynakların tespit edilip literatür araştırması yapılması ve yazılı hale getirilmesi.
2. OFDM sistemlerinin ve bu sistemler için kanal modelinin araştırılması.
3. Kanalin bilinmesi durumunda, sezim yöntemlerinin başarımlarının incelenmesi.
4. Önerilen kanal kestirim algoritmasının karmaşıklık hesaplamasının yapılması.
5. Yeni yöntemin, mevcut yöntemlerle karşılaştırılması, avantaj ve dezavantajlarının belirlenmesi.
6. Önerilen algoritmaların simülasyonlarının yapılması ve başarımlarının incelenmesi.

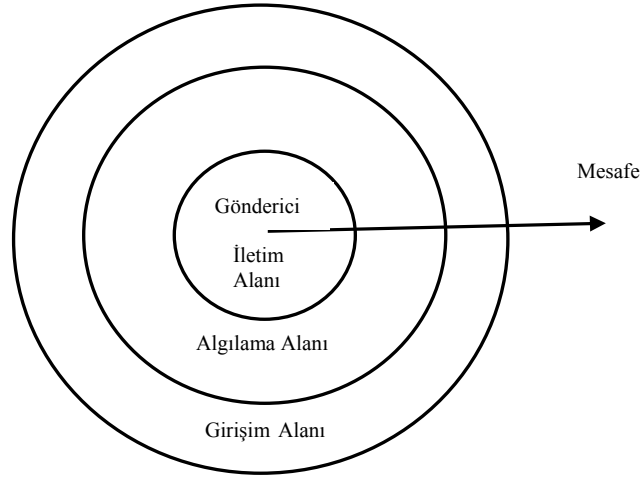
1.6.2. Tezin Bölümleri

Çalışma planı doğrultusunda yapılan araştırmalardan elde edilen sonuçlar neticesinde tez; Giriş, Genel kısımlar, Malzeme ve Yöntem, Bulgular, Tartışma ve Sonuç, Kaynaklar olmak üzere toplam altı bölümden oluşmaktadır. Bölüm 1’de, kablosuz haberleşmenin gelişimiyle birlikte son dönemde karşılaşılan ana problemler ve bu problemler için önerilen sistemler kısaca açıklanmıştır. Ayrıca bu bölümde tezin konusu, önemi ve tez konusu ile ilgili bugüne kadar yapılmış çalışmalar açıklanarak tezde önerilecek alıcı yapısı anlatılmıştır. Bölüm 2’de, tez çalışmasının yapılacağı verici modelini oluşturan bölümler açıklanmış ve sinyal modeli ortaya konulmuştur. Bölüm 3’te, tezin metodolojisi anlatılmış, bu kapsamda ilk olarak 2B kanal kestirimi önerilerek detayları verilmiştir. Daha sonra, 2B kanal kestirim algoritmasının karmaşıklık hesabı yapılmıştır. Bölüm 4’te, önerilen 2B kanal kestirimcisinin alıcı yapısı, literatürde daha önce önerilen alıcı yapılarıyla karşılaştırılarak, başarımları, yorumlarıyla birlikte verilmiştir. Bölüm 5’te, tez çalışma bulguları değerlendirilerek varılan sonuçlar, mevcut literatür bilgisi ile birlikte yorumlanmış ve sonuçlar belirtilmiştir.

2. GENEL KISIMLAR

2.1. MOBİL HABERLEŞME KANALLARI VE KARAKTERİSTİKLERİ

Kablolu ağlar gibi, kablosuz haberleşme ağları da işaretler için alıcılar ve vericilere sahiptir. Bununla birlikte, sinyal yayılımındaki bağlantıda bu iki ağ arasında oldukça büyük farklar göstermektedir. Kablosuz ağlar, işaret yayılımının yönüne karar verecek bir kabloya sahip değildir, halbuki kablolu ağlarda işaret sadece kablo (bükümlü bakır kablo çifti, koaksiyel kablo, fiber kablo vs.) boyunca gitmektedir. Kablo kesilmedikçe veya zarar görmedikçe, tipik olarak her noktada aynı karakteristikleri sergiler. Böylece, herhangi bir kişi, mesafeye bağlı olarak alınacak güç gibi, giden işaretin davranışlarına kesin olarak karar verebilir. Kablosuz iletişim için, bu öngörülebilir davranış sadece boşluk durumunda, alıcı ile verici arasında herhangi bir engel olmadığında geçerlidir. Şekil 2.1’de gösterildiği üzere burada şu durumlar oluşur:



Şekil 2.1: Sinyallerin iletim, algılama ve girişim alanları [20].

İletim Alanı: Belli bir yarıçap içinde (göndericinin merkezde bulunduğu) iletim mümkündür, alıcı, işaretleri düşük hata oranlarıyla alabilir ve bunları verici gibi göndererek haberleşmeyi sağlayabilir.

Algılama Alanı: İkinci yarıçap içinde, iletimin algılanması yapılabilir, iletilen güç, arka plan gürültüsünden ayrılabilir kadar büyüktür. Bununla birlikte, hata oranı haberleşmeyi sağlamak için çok fazladır.

Girişim/Karışım Alanı: Üçüncü yarıçap daha geniştir, gönderici, arka plan gürültüsünde dahil olduğu diğer iletimle karışabilir. Alıcı, işaretleri algılayamayacaktır, fakat işaretler, diğer işaretleri bozabilir.

Bununla birlikte, gerçek hayatta boşluk bulunmamaktadır, radyo iletimi atmosferle, dağlarla, binalarla, hareket eden alıcı ve verici gibi şeylerle uğraşmak zorundadır. Yukarıda gösterilen üç daire, gerçek hayatta tuhaf şekilli çokgenler olacak ve şekilleri zaman ve frekans bağımlı olacaktır. Aşağıda, bu şartlardan kaynaklanan problemler anlatılacak, kablolu ve kablosuz iletimin farkları gösterilecektir.

2.1.1. Radyo Sinyallerinin Yol Kaybı

Boşluk uzayında radyo sinyalleri ışık gibi frekanstan bağımsız olarak, yerçekimiyle ilgili etkilerin yanında doğru bir çizgi takip ederler. Eğer alıcı ile verici arasında bu şekilde bir doğru çizgi var ise buna görüş hattı (nişan çizgisi) denir. Eğer alıcı ile verici arasında herhangi bir engel yoksa (örneğin boşluk varsa) işaret hala boşluk uzay kaybına maruz kalır. Alınan güç, P_r , alıcı ile verici arasındaki d mesafesinin karesiyle ters orantılıdır (ters kare kuralı). Bu olayın sebebi gayet basittir. Göndericiyi uzayda bir nokta olarak düşünürsek, işaret belli bir enerji ile yayılacaktır. Bu işaret, göndericiden ışık hızıyla küresel şekilli dalga olarak uzaklaşır. Eğer, herhangi bir engel yoksa, bu küre sürekli büyür ve gönderilen enerji kürenin yüzeyinde eşit olarak dağılır. Bu s yüzeyi merkeze göre d mesafesi ile $s = 4\pi d^2$ eşitliğine göre artar.

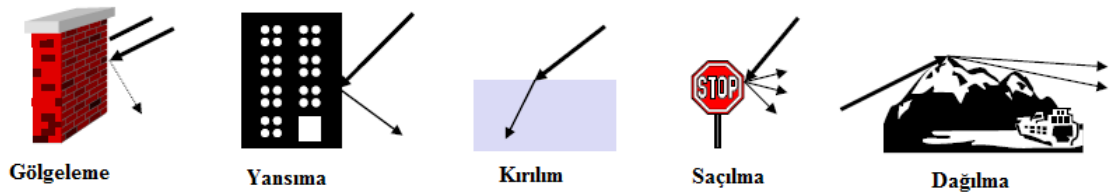
Gönderici ile alıcı arasında herhangi bir madde olmasa bile diğer parametreler de önemlidir. Alınan güç, alıcı ve verici antenlerin kazancı ve dalga boyuna bağlıdır. Alıcı ve verici arasında herhangi bir materyal olduğu zaman, durum çok karmaşık olur. Bir

çok radyo iletimi atmosfer üzerinden yapılmaktadır. Bu nedenle işaretler havada yağmur, kar, bulut, toz partikülleri, sis gibi şeyler boyunca hareket etmektedir. Yerel alan ağları (Local Area Network, LAN) gibi kısa mesafeli sistemlerde yol kaybı ve zayıflama çok fazla problem çıkarmazken, uydu haberleşmesi gibi uzun mesafeli sistemlerde, atmosfer iletişime çok ağır etkiler yapar. Mobil telefon sistemleri bile, yağmur gibi ağır hava koşullarından etkilenmektedir. Yağmur, antenden yayılan enerjinin büyük bir kısmını yutmakta ve böylece, yağmur başlar başlamaz haberleşme bağlantıları çökebilmektedir.

Frekansa bağlı olarak, radyo dalgaları nesnelere içine girebilir. Genel olarak daha düşük frekans, daha çok içine girmeye sebep olacaktır.

2.1.2. İşaret Yayılımının Diğer Etkileri

Sinyal yayılımı boş uzayda ışık gibi düz bir çizgi izler, fakat gerçek hayatta, alıcı ve verici arasındaki radyo sinyallerinde görüş hattına nadiren sahip oluruz. Mobil telefonlar, tipik olarak büyük şehirlerde, gökdelenlerin arasında, dağlarda, bina içlerinde ağaçlarla kaplı bir yolda araç kullanırken gibi durumlarda kullanılmaktadır. Bundan dolayı, alıcı ile verici arasındaki mesafenin sebep olduğu zayıflamadan başka, çok fazla frekans bağımlı olan diğer etkilerde olmaktadır.



Şekil 2.2: Sinyal yayılımının etkileri [20].

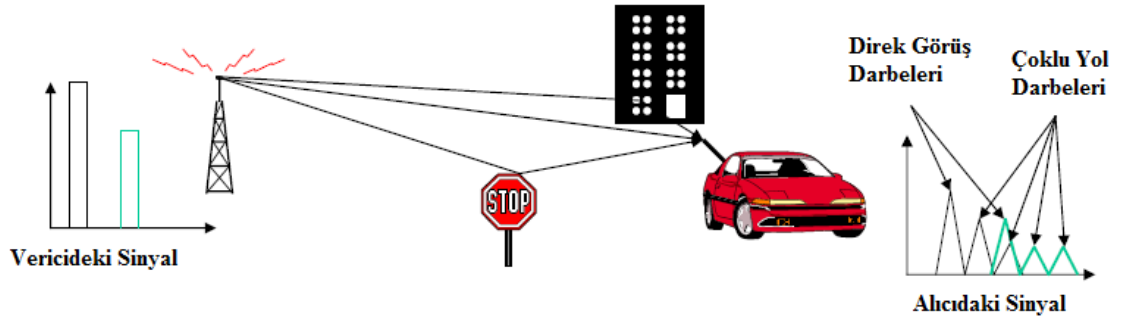
Zayıflamanın en aşırı formu, geniş engellerden dolayı radyo sinyallerinin engellenmesi veya gölgelenmesidir. Daha yüksek frekanslı sinyal, daha çok ışığa benzer şekilde davranır. Bu nedenle basit bir duvar, sokaktaki bir araç veya yoldaki ağaçlar gibi küçük engeller bile işareti engelleyebilir. Diğer bir etki ise, işaretlerin yansımasıdır. Eğer nesne, büyük binalar, dağlar veya dünyanın yüzeyi gibi işaretin dalgaboyu ile karşılaştırıldığında büyük oluyorsa, işaret yansır. Yansıyan işaret, nesnelere işaretin

gücünün bir kısmını emmesinden dolayı, asıl işaret kadar güçlü değildir. Yansıma, direk görüş hattının olmadığı durumlarda, işaretlerin iletimine yardım eder. Bu, şehirlerdeki veya dağlık alanlardaki radyo iletimi için standart bir durumdur. Göndericiden iletilen işaretler, alıcıya ulaşmadan önce birkaç kez binaların duvarlarına çarpıp geri sıçrayabilir. İşaret ne kadar çok yansır, o kadar çok zayıflar.

Gölgeleme ve yansıma, nesnelere işaretin dalga boyundan çok büyük olduğu durumlarda meydana gelirken, sıradaki iki etki, radyo sinyallerinin dalga karakteristiklerinden dolayı oluşur. Eğer engelin boyutu, dalga boyu derecesinde veya daha az ise, dalgalar saçılabilir. Gelen işaret, saçılarak birkaç tane giden zayıf işaret haline gelir. Bu nedenle, çevrede bulunan birçok nesne saçılma etkilerine neden olabilir. Diğer bir etki ise dalgaların kırınımı (dağılması)dır. Şekil 2.2’de görüldüğü gibi bu etki saçılmaya çok benzerdir. Radyo dalgaları köşelere çarparak yönünü değiştirmekte ve farklı yönlere yayılmaktadır. Saçılma ve dağılmanın sonucu, alıcının yerine bağlı olarak işaretin gücünün değiştiği örneklerdir.

2.1.3. Çoklu Yol Yayılımı

Göndericiden alıcıya direk iletim ile birlikte, radyo kanalında bozulmalara neden olan çoklu yol yayılımı vardır. Şekil 2.3’te görüldüğü gibi, göndericiden yayılan radyo dalgaları, alıcıya ya doğru çizgi boyunca, ya büyük binalardan yansıyarak ya da küçük engellerden saçılarak ulaşırlar. Işık hızının sonlu hızından dolayı, işaretler farklı yollar boyunca, farklı mesafeleri geçerek alıcıya farklı zamanlarda ulaşırlar. Bu çoklu yol yayılımından dolayı oluşan etkiye, gecikme yayılması denir ve asıl işaret, işaretin parçalarının farklı gecikmelerinden dolayı yayılır.



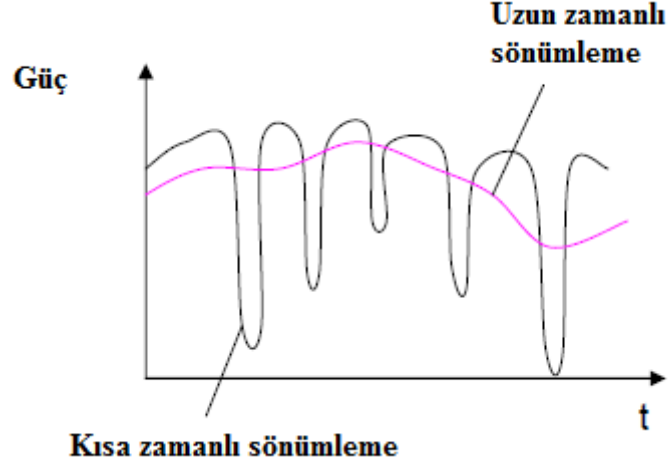
Şekil 2.3: Çoklu yol yayılımı ve semboller arası girişim [20].

Bu yayılım gecikmesi, radyo iletiminin tipik bir etkisidir, çünkü kablolu ağlardaki gibi tek bir yol boyunca ilerleyen dalgalar yoktur. Bu etki, alıcı veya vericinin hareket etmesi durumuna göre hiç birşeydir. Yayılım gecikmesinin tipik değerleri, şehirlerde $3 \mu s$ 'e kadar çıkabilir. Örneğin; GSM, $16 \mu s$ lik gecikmeyi tolere edebilir ki, bu da 3 km'den fazla bir yol farkına karşılık gelir.

Bilgiyi ifade eden işaretler üzerinde, gecikme yayılmasının değişik etkileri vardır. Birinci etki; kısa dürtü, geniş dürtü veya birkaç zayıf dürtünün içine karışabilir. Şekilde sadece üç yol gösterilmiş, böylece göndericideki dürtüler alıcıda üç küçük dürtü sonucunu vermiştir. Gerçek durumdaki yüzlerce farklı yol için, bu tek dürtü alıcıda birçok zayıf dürtü sonucunu gerektirir. Her yol, farklı bir zayıflamaya sahiptir ve bu nedenle alınan dürtüler farklı güçlerde olur. Alınan bazı sinyaller, algılanamayacak kadar çok zayıf olacaktır (Bunlarda gürültü olarak ortaya çıkar).

Şekildeki ikinci dürtüyü düşünelim. Gönderici tarafta dürtüler ayrılmış durumda iken, alıcı tarafta dürtüler birbirini bozmuş ve zamanda üst üste binmiş durumdadır. Eğer her dürtünün bir sembolü temsil ettiği ve bir veya birden fazla sembolün bir biti temsil ettiği düşünülürse, bir sembol için ayrılmış enerji, bitişindeki sembole taşacaktır ve bu etki ISI olarak adlandırılır. İletilen daha yüksek sembol hızı, daha kötü semboller arası girişime neden olacak ve orijinal semboller birbirine daha yakın olacak şekilde hareket edecektir. Semboller arası girişim, radyo kanalının bantgenişliği ile çoklu yol yayılımını sınırlar. Bu girişimden dolayı, farklı sembollerin işaretleri birbirini yok ederek alıcıda yanlış yorumlamalara neden olabilir ve bu durum iletim hatalarına neden olur.

Bu durumda kanal karakteristiklerini bilmenin büyük bir yardımı olabilir. Eğer alıcı, farklı yolların gecikmelerini biliyorsa (veya en azından işaretin alındığı ana yollar), kanalın neden olduğu bozulmayı telafi edebilir. Gönderici, ilk olarak alıcının bildiği eğitim dizilerini iletir. Alıcı, alınan işaret ile orijinal eğitim dizisini karşılaştırır ve bozulumu telafi edecek denkleştiriciyi programlar. Semboller arası girişim ve gecikme yayılması, sabit radyo vericileri ve alıcıları durumunda zaten olurken, eğer alıcıların veya vericilerin veya her ikisinin de hareketli olduğu durumda daha kötü olur. O zaman, kanal karakteristikleri, zaman boyunca değişir ve işaret gittiği yol boyunca değişir.



Şekil 2.4: Kısa zamanlı ve uzun zamanlı sönümlenme [20].

Alınan işaretin gücü, zaman boyunca oldukça değişir. Alınan güçteki bu hızlı değişimler, kısa süreli sönümlenme olarak adlandırılır. İşaretin seçtiği farklı yollara bağlı olarak bu işaret farklı fazlara sahip olabilir ve birbirini yok edebilir. Bu durumda alıcı, sürekli değişen kanal karakteristiklerine, denkleştiricinin parametrelerini değiştirerek uymaya çalışmak zorundadır. Bununla birlikte, bu değişimler çok hızlı (otoban boyunca ilerleyen araç gibi) ise, alıcı bu kadar çabuk adapte olamayabilir, bu nedenle iletimin hata oranı önemli ölçüde artar.

Diğer bir etki de, alınan işaretin uzun zamanlı sönümlenmesidir. Bu etki zaman boyunca ortalama güç olarak, Şekil 2.4'te gösterilmiştir. Bu etkiye, göndericinin uzaklığının değişmesi veya çok uzaktaki engeller neden olur. Genellikle, göndericiler gönderdiği gücü artırarak/azaltarak uzun zamanlı sönümlenmeyi telafi edebilirler, böylece alınan işaretin belli limitler arasında kalması sağlanır.

2.2. KABLOSUZ KANAL

Bir işaret, kablosuz kanal boyunca gideceği, hedefe çoklu yol diye tanımlanan birçok yoldan iletilir. Bu yollar, işaretlerin ortamda bulunan nesnelere saçılma, yansıma ve kırılmasıyla meydana gelir. Alınan işaret, ortalama iletim kaybı ve sönümlenme nedeniyle, iletilen işarete göre daha zayıftır.

2.2.1. Ortalama Yayılma Kaybı

Boş uzay iletimi modeli, alıcı ile verici arasında sadece direk görüş yolu olan ve diğer yollar bulunmayan kablosuz çevre içindeki işaretin gücünü tahmin eder. Yol kaybı, etkin iletilen güç ile alınan güç arasındaki dB olarak ölçülen işaret zayıflamasını gösteren pozitif niceliklerdir. Anten kazancının da dahil edildiği boş uzay modelinde, P_t ve P_r , sırasıyla iletilen ve alınan güçleri, K ; orantı sabitini ($K = \left[\frac{\lambda}{4\pi d}\right]^2$, burada λ ; dalga boyunu gösteriyor), G_t ve G_r , sırasıyla verici ve alıcı antenlerin güç kazançlarını ve d ; aradaki mesafeyi göstermek üzere alınan güç aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$P_r \propto P_t \frac{G_t G_r}{d^2}, \quad (2.1)$$

$$P_r = K \frac{P_t G_t G_r}{d^2}. \quad (2.2)$$

Güç, aradaki mesafenin karesinin dalgaboyuna oranı ile orantılı olarak azalmaktadır. Alınan işaretin gücü, h_t ve h_r ; sırasıyla verici ve alıcı antenlerin etkin yüksekliklerini göstermek üzere yaklaşık olarak şu şekildedir:

$$P_r = P_t \left[\frac{h_t h_r}{d^2} \right] G_t G_r. \quad (2.3)$$

Desibel gösterimi olarak işarettaki zayıflamayı gösteren yol kaybı (Path Loss, PL) şu şekilde tanımlanır:

$$\begin{aligned} PL[dB] &= P_t[dBm] - P_r[dBm] = 10 \log \frac{P_t}{P_r} \\ P_r[dBm] &= P_t[dBm] - PL[dB]. \end{aligned} \quad (2.4)$$

(2.2) eşitliğinden yol kaybını şu şekilde ifade edebiliriz:

$$PL[dB] = 20 \log d - 10 \log(K G_t G_r). \quad (2.5)$$

2.2.2. Küçük-Ölçekli Sönümlenme

Sönümlenmeye, alıcıya farklı zamanlarda ulaşan iki veya daha fazla işaretin girişimleri neden olur. Alıcı antende, bu çoklu yol dalgaları birleşir ve güç dağılımına ve dalgaların

nispi yayılma zamanlarına bağlı olarak, genlik ve fazları değişebilen bileşke işaret oluşur [7].

Radyo yayılım kanalında sönmlemeye neden olan fiziksel faktörler şunlardır:

1. Çok yollu yayılma: Sinyalin enerjisi, kablosuz kanal boyunca yayılırken, yansıtıcı nesnelere ve saçıcılardan dolayı, genlikte, fazda ve zamanda dağılır. Bu etkiler, iletilen işaretin çoklu versiyonlarının alıcı antene ulaşmasına neden olur. Rasgele faz ve çoklu yol bileşenlerinin genlikleri, sinyalin gücünde dalgalanmalara neden olurlar ve bunun sonucunda sönmleme ve bozulma oluşur [7].
2. Mobil'in hızı: Baz istasyonu ve mobil arasındaki nisbi hareket, çoklu yol bileşenlerinin herbirinde oluşan farklı Doppler kaymalarından dolayı, rasgele frekans kiplenimlerine neden olur.
3. Çevredeki nesnelere hızları: Eğer çevredeki nesnelere hareket halindeyse, çoklu yol bileşenleri üzerinde, zamanla değişen Doppler kaymasına sebep olurlar. Eğer çevredeki nesnelere hızının oranı, mobile göre fazlaysa, bu etki sönmlemeye hükmedecektir.
4. İşaretin iletim bantgenişliği: Eğer iletilen işaretin bantgenişliği çoklu yol kanal bantgenişliğinden büyükse bozulmuş işaret alınır. Kanal bantgenişliği, evreuyumlu bantgenişliği ile ölçülebilir [7].

Doppler Kayması: Nisbi hareket, elektromanyetik dalganın dalgaboyunu ve frekansını etkiler, bu etki Doppler etkisi olarak bilinir. Rayleigh sönmlemeli kanalda, c_n genliğine, ϕ_n fazına sahip n. yansıyan dalga, antenin hareket yönüne α_n açısıyla gelsin. v , mobil alıcının hızını göstermek üzere dalganın Doppler kayması aşağıdaki gibidir:

$$\Delta f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n. \quad (2.6)$$

Antenin hareketi, herbir yansıyan dalganın faz kaymasına neden olur, bu da sonuçtaki işaretin genliğini etkiler. Açının $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağıldığı varsayılır. Gelen dalgaların frekansının olasılık yoğunluk fonksiyonu hesaplanabilir [21].

Eğer mobil anten, d kadar kısa mesafe hareket ederse, hareketin anlık yönüne bağlı olarak, α_n açısıyla gelen n . dalganın faz kayması şu şekilde ifade edilebilir:

$$\Delta f_n = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \alpha_n. \quad (2.7)$$

Çoklu yol gecikme yayılması: Sönümlemeden dolayı, iletilen işaretin çoklu yansımaları alıcıya farklı zamanlarda ulaşabilir ve bu semboller arası girişime neden olur. Kanalin zaman dağılımı, çokyollu gecikme yayılımı olarak adlandırılır ve kablosuz sistemlerin performans yeteneklerine ulaşmada önemli bir parametredir. Çokyollu gecikme yayılmasının genel ölçümü, etkin gecikme yayılmasıdır.

Evreyumlu (Coherence) bantgenişliği: İletilen veri hızı, etkin gecikme yayılmasının tersinden çok küçük olması durumuna denir. Evreyumlu bantgenişliği, genlikleri arasında güçlü bir ilinti bulunan işaretlerin maksimum frekans farkının ölçülmesiyle bulunur [7,22].

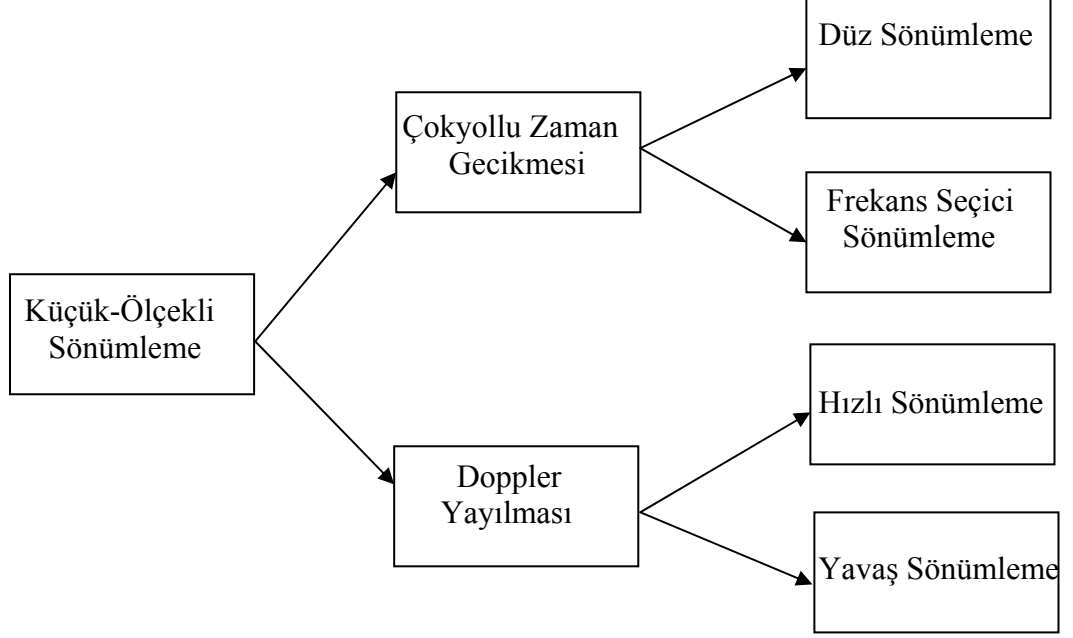
2.2.2.1. Düz Sönümleme

İletilen veri hızı, evreyumlu bantgenişliğinden çok küçük olduğunda; kablosuz kanal, düz sönümlenmeli veya darbant sönümlenmeli kanal diye adlandırılır. Eğer kanal, iletilen işaretin bantgenişliği üzerinde, sabit bir kazanç ve doğrusal bir faz cevabına sahipse, alınan işaret düz sönümlemeye uğrar. Düz sönümlemede, iletilen işaretin izgesel karakteristikleri gibi kanalın çokyollu yapısı alıcıda korunur [7,22].

2.2.2.2. Frekans Seçici Sönümleme

Çokyollu yayılım ortamında, iletilen işaretin birkaç zamanda kaymış ve ölçeklenmiş versiyonu alıcıya aynı anda ulaşır. Yollar ve genlikler arasında gecikme ayrılması, gecikmeyle üssel olarak azalır. Yol gecikmelerindeki yayılım, gecikme yayılması olarak adlandırılır. Bu gecikme yayılması, sönümlemenin frekansa bağlı olduğu frekans seçici sönümlemeye neden olur. Bu, iki frekans kaymasının güçlü ilintili kaldığı frekans bölgesi kanal cevaplarındaki maksimum frekans ayırımını temsil eden evreyumlu

bantgenişliği terimleriyle gösterilebilir. Aynı zamanda evreyumlu bantgenişliği, gecikme yayılmasıyla ters orantılıdır [21,23].



Şekil 2.5: Küçük-Ölçekli Sönümlenme Tipleri.

2.2.2.3. Yavaş Sönümlenme

Yavaş sönümlenme, binalardan ve doğal etkilerden dolayı engelleme etkisinin sonucunda oluşur ve uzun zamanlı sönümlenme veya gölgeleme olarakta bilinir. Ortalamanın istatistiksel dağılımı, anten yüksekliği, çalışılan frekans ve çevrenin tipinden etkilenir. Bununla birlikte, alınan gücün Rayleigh sönümlenme üzerinde ortalaması alınınca, logaritmik ölçekte çizildiğinde normal dağılıma yaklaştığı gözlenir. x ; yavaş işaret seviyesindeki dalgalanmayı gösteren rasgele değişkeni, μ ; ortalamayı ve σ ; değişintiyi göstermek üzere bu dağılımın olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibidir [21,23]:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma x} \exp\left\{-\frac{(\log x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right\}, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

2.2.2.4. Hızlı Sönümlenme

Hızlı sönümlenme, hareketli mobil terminalin yanındaki nesnelere saçılan işaretlerden dolayı meydana gelir ve kısa zamanlı sönümlenme ya da Rayleigh sönümlenme diye de

bilinir. Eğer, rasgele genlik ve alıcıya ulaşma açılarıyla çok sayıda dalga formunun alıcıda fazları $[0, 2\pi)$ aralığında düzgün dağılmış, sonra faz ve elektrik alanının (E_z) dördün bileşenleri Gauss sürecidir. Alınan işaretin zarfı, Rayleigh yoğunluk fonksiyonuna sahiptir ve şu şekilde verilir:

$$p(y) = \begin{cases} \frac{y}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right\}, & y \geq 0 \\ 0, & y < 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Eğer direk yol varsa, Rician dağılımı olur ve o zaman, s^2 ; direk yolun ortalama gücünü ve J_p ; modifiye edilmiş p. dereceden Bessel fonksiyonunu göstermek üzere, olasılık yoğunluk fonksiyonu şu şekilde ifade edilir [23]:

$$p(y) = \begin{cases} \frac{y}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{(y^2+s^2)}{2\sigma^2}\right\} J_0 \frac{ys}{\sigma^2}, & y \geq 0 \\ 0, & y < 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

2.3. OFDM

OFDM, sinyallerin çoktaşıyıcılı iletimi için tek bir veri akışının daha düşük hızlı alttaşıyıcılar üzerinden aktarıldığı popüler bir tekniktir. OFDM, çok yollu çevrede bile, sayısal veriyi etkili ve güvenli olarak radyo kanalından aktarmaya izin veren kiplenim planıdır. Bu nedenle, kiplenim tekniği veya çoğullama tekniği olarak görülebilir. OFDM, CDMA sistemlerin kapasitesini geride bırakarak, 4G sistemler için kablosuz erişim sağlayan bir yöntemdir [24]. OFDM kullanmanın ana nedeni, frekans seçici sönmlemeye veya darbant girişime karşı dayanıklılığı artırmasıdır. İkinci nesil ve üçüncü nesil sistemler, sırasıyla ses servisleri ve internet erişimini amaçlıyorlardı. UMTS veya IMT-2000 gibi 3G hücresel sistemler müşteri isteklerini karşılamak üzere yerel kapsama alanı için 2Mbit/s'e kadar ve geniş alan kapsamı içinde en az 144 kbit/s'ye kadar veri hızlarını desteklemektedir [24-27].

OFDM, DAB, DVB-T, IEEE 802.11a, yüksek performanslı tip2 LAN (High Performance Type 2 LAN, HIPERLAN/2) ve gezgin multimedya erişimli haberleşme (Mobile Multimedia Access Communication, MMAC) sistemleri gibi standartlara adapte edilmiştir [24,28].

4G ağlar yüksek tanımlı televizyon (High Definition Television, HDTV) (4-20 Mbps) ve bilgisayar ağ uygulamaları (1-100 Mbps) gibi genişbant kablosuz servisleri içine almalıdır. Böylece, 4G ağlar, kablosuz LAN (Wireless LAN, WLAN) sistemlerinin birçok fonksiyonunu yerine getirebilecektir. Bununla birlikte, bu hizmetleri yerine getirirken servis ücreti 3G ağlardan önemli derecede düşük tutulmalıdır. Sonuç olarak, 4G sistemlerinin ana amaçlarından birisi izgesel verimliliği ciddi şekilde geliştirmektir [24].

2.3.1. OFDM'in Avantajları

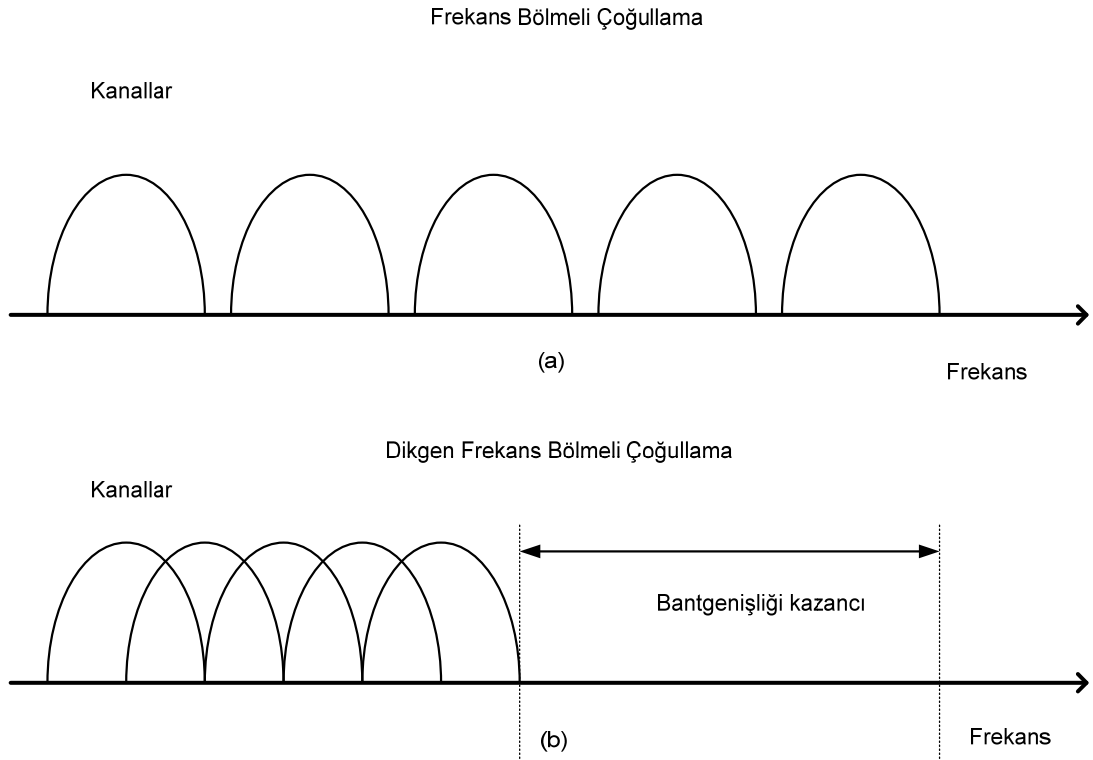
OFDM iletim planının bazı avantajları şu şekildedir:

- ❖ Çokyollu yayılım çevrelerindeki dayanıklılık
- ❖ Gecikme yayılmasına karşı toleransı:
 - Birçok alttaşıyıcı kullanmasından dolayı, alttaşıyıcılar üzerindeki sembol süresi, gecikme yayılmasına bağlı olarak artar.
 - Tek taşıyıcılı kiplenimle karşılaştırılırsa, daha basitleştirilmiş veya azaltılmış denkleştirme gerekir.
- ❖ Sönümlemeye daha dirençlidir. Derin sönümlemeden zarar görmüş alttaşıyıcıları düzeltmek için ileri hata düzeltme kullanılır.
- ❖ OFDM, darbant girişime karşı dayanıklıdır.
- ❖ Zamanla yavaş değişen kanallarda, uyarlanabilir OFDM kullanarak, işaret gürültü oranına göre her bir alttaşıyıcının veri hızı ayarlanarak kapasite artırılabilir.

2.3.2. OFDM'in Prensibi

OFDM tekniği, frekans bölmeli çoğullama (Frequency Division Multiplexing, FDM) tekniğine benzer. OFDM, FDM prensibini kullanarak çoklu mesajların kontrollü bir şekilde, tek bir radyo kanalı üzerinden gönderilmesine izin verir. FDM, her bir frekans kiplenim radyo istasyonu için, farklı frekanslar kullanır. Bu frekanslar, birbirlerinden yeterince uzak ve iletilen sinyaller, frekans bölgesinde birbiriyle çakışmayacak bir şekilde yerleştirilmiştir. Alıcıda, her bir işaret, ayarlanabilir bant geçiren süzgeçler kullanılarak, istasyonla ilgili olmayan bütün işaretler kaldırılarak tek tek alınır. Alınan işaretten tekrar orijinal işareti elde etmek için kiplenim çözülür.

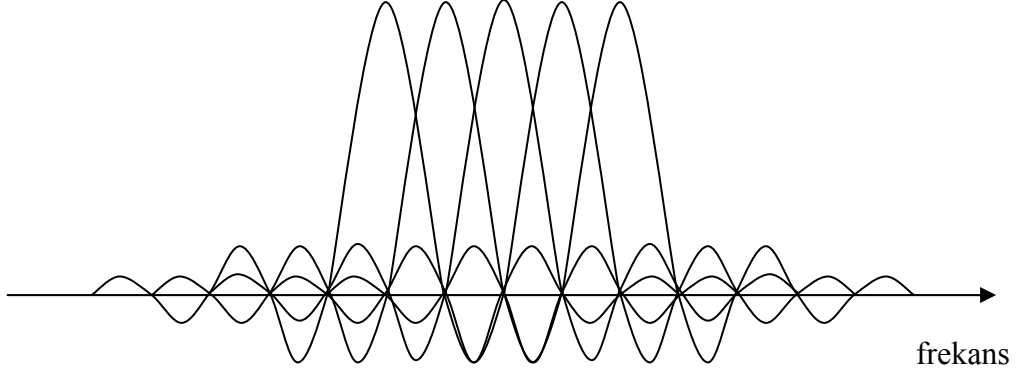
OFDM, veriyi çok sayıda dar bantgenişliğine sahip taşıyıcılar kullanarak iletir. Bu taşıyıcılar, izgesel blok oluşturacak şekilde frekans içinde düzgünce yerleştirilmiştir. Taşıyıcılar, frekans boşluğu ve zaman senkronizasyonu, taşıyıcıların birbirine dik olduğu, fakat frekans bölgesinde birbirleriyle girişim yapmayacak şekilde seçilmiştir. Şekil 2.6'da geleneksel birbiriyle çakışmayan çok taşıyıcılı teknik ile birbiriyle çakışan çok taşıyıcılı kiplenim tekniği arasındaki fark gösterilmiştir. Şekil 2.6'da görüldüğü gibi, bu teknik kullanılarak %50 civarında bir bantgenişliği kazanılabilir.



Şekil 2.6: OFDM Sinyal Konsepti (a) Geleneksel çok taşıyıcılı teknik, (b) Dikgen çok taşıyıcılı teknik.

2.3.3. Frekans Bölgesi Dikliği

Yüksek izgesel verimliliği garanti etmek için, altkanal, dalga formları çakışan iletim izgesine sahip olmalıdır. Frekans bölgesinde, her bir OFDM alttaşıyıcısı sinc fonksiyonudur ve frekans cevabı Şekil 2.7'te gösterilmiştir.



Şekil 2.7: OFDM Altaşıyıcılarının İzgesi.

OFDM iletiminde, altaşıyıcı darbesi dikdörtgensel seçilir, çünkü darbe formunun görevi ve kiplenim, IFFT ile çok etkili bir şekilde gerçekleştirilen, basit ters ayrık Fourier dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) ile yerine getirilir. Bundan dolayı, alıcıda bu işlemi tersine çevirmek için FFT kullanılır. Fourier dönüşümü teoremine göre dikdörtgensel darbe şekli altaşıyıcıların izge tipine $\sin(x)/x$ olarak etki edecektir. Altaşıyıcılar arasındaki diklik ilişkisinden dolayı, izgede çakışmalarına rağmen hala ayrılabilirler. Bu dikliği koruyabilmek için aşağıdaki şartların sağlanmış olması gerekmektedir:

1. Alıcı ve vericinin mükemmel bir senkronizasyona sahip olması çok önemlidir. Bu, her ikisinde iletişim için aynı kiplenim frekansı ve aynı zaman ölçeklemesine sahip olma zorunluluğu demektir.
2. Alıcı ve vericideki analog elemanların çok yüksek kaliteye sahip olması gerekir.

Altaşıyıcılar arasındaki dikliği devam ettirebilmek için, ortamda çoklu yol kanalı bulunmamalıdır. Ortamda bulunan duvar, bina ve dağ gibi nesnelere dolayı yayılım ortamında yansıyan radyo iletim sinyali, çoklu yol yayılımına neden olmakta ve bu çoklu sinyaller, alıcıya farklı iletim mesafelerinden dolayı farklı zamanlarda varmaktadır. Bu olay, altaşıyıcılar arasında enerji sızıntısına sebep olmakta ve sembol sınırlarını yaymaktadır. OFDM, bu çoklu yol etkisi, taşıyıcılar arası girişim ve semboller arası girişimle başedebilmek için, birbirini takip eden semboller arasında koruma aralığı oluşturan döngüsel önek (Cyclic Prefix, CP) koyar. Bu döngüsel önek, kanal matrisinin döngüsel olmasını sağlar, böylece FFT ile sadece köşegen

elemanlarından oluşan bir matris elde edilebilir. Döngüsel önekin eklenmesi, OFDM sembolünün zaman bölgesindeki son veya baş kısmından alınarak, baş veya son kısmına eklenmesiyle yapılır. Bu OFDM sembolünün döngüsel uzatılması olan kısım, alıcıda tekrardan kaldırılır. Bu koruma aralığının uzunluğu, maksimum kanal gecikmesinden büyük olduğu sürece, bir önceki sembolün yansımaları kaldırılır ve diklik korunur.

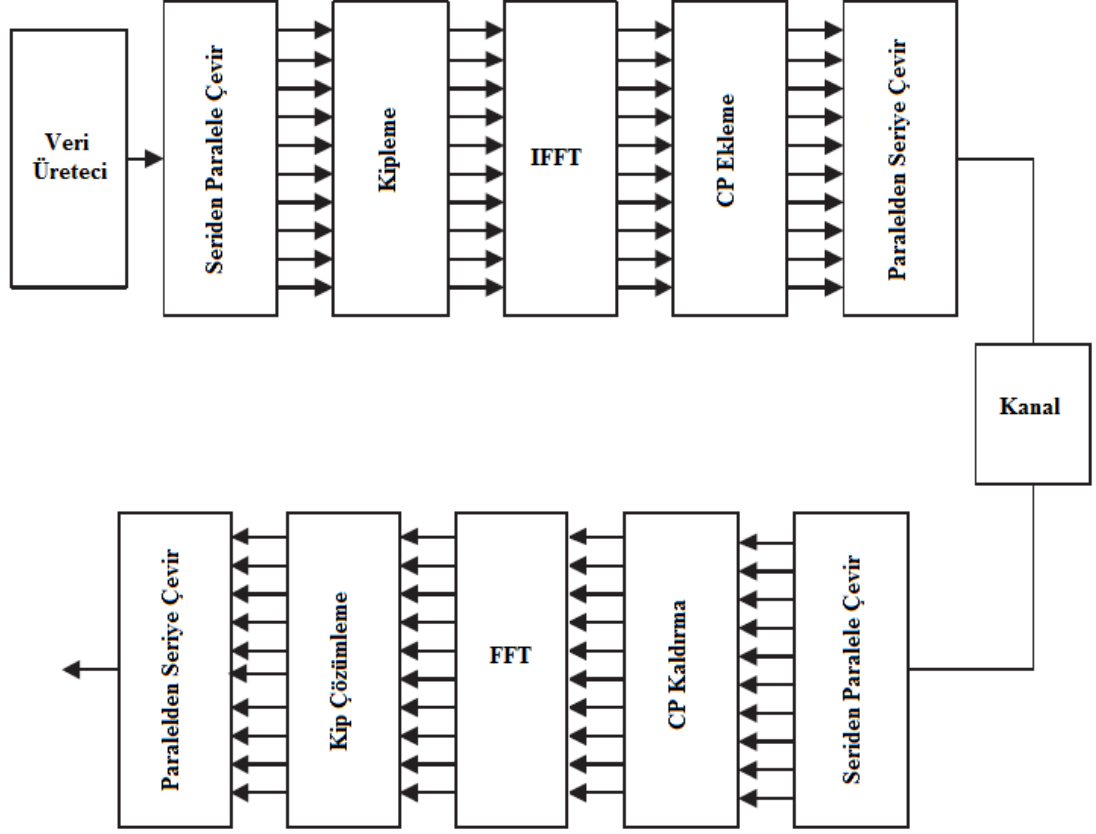
2.3.4. OFDM İletimi

Kaynak tarafından seri veri akışı şeklinde üretilen veriler paralel forma çevrilir. OFDM’de her sembol, tipik olarak 40-4000 bit arası iletim yapar. Her sembole bölüştürülen veri, kullanılan kiplenim şeması ve alttaşıyıcı sayısına bağlıdır. Örneğin 16-QAM alttaşıyıcı kiplenimini kullanan her bir alttaşıyıcı, 4 bit veri taşır ve iletim için 100 alttaşıyıcı kullanılıyorsa, sembol başına iletilen bit sayısı 400 olur.

Şekil 2.8’deki OFDM alıcı-verici blok diyagramında gösterildiği gibi, veri alttaşıyıcılarının herbiri kiplendikten sonra gönderilen ve kipleme şemasına bağlı olarak genlik ve fazları ayarlanır. Kullanılmayan alttaşıyıcılar sıfır olarak ayarlanır. Frekans bölgesindeki bu sinyaller, iletilmeden önce zaman bölgesine çevrilmelidir ve bunu IFFT işlemi yerine getirir. Frekans bölgesinde, IFFT işlemi uygulanmadan önce IFFT’nin ayrık örneklerinin herbiri, ayrı bir alttaşıyıcıya karşılık gelmektedir. Alttaşıyıcıların çoğu veri ile kiplenir. Kalan alttaşıyıcılar kiplenmez ve sıfır genliğe ayarlanır. Bu sıfır alttaşıyıcılar, Nyquist frekansından önce frekans koruma bandı sağlar ve sinyalin aradeğerlemede etkilidir ve analog yeniden oluşturma süzgecinde keskinliği yumuşatmada gerçekçi azalmaya izin verir [24].

OFDM’in önemli avantajlarından biri; çoklu yol gecikme yayılmasına karşı dayanıklılığıdır, bunu giriş akışını N alttaşıyıcıya bölerek, sembol süresini N kat küçülterek gerçekleştirilir. Aynı şekilde, çoklu yol gecikmesi de sembol süresine oranla aynı oranla azalır. Semboller arası girişimi yok etmek için, her sembole koruma zamanı eklenir. Böylece, bir sembol diğer sembolü bozamaz [29]. OFDM sembolü üzerindeki ISI etkisi, her bir sembolün başlangıcına koruma periyodu eklenerek iyileştirilebilir. Bu koruma periyodu, sembol dalga formunun uzunluğunu artıran döngüsel kopyasıdır. Her alttaşıyıcı, sembolün veri kısmı içinde tamsayı olan dairelere sahiptir. Bundan dolayı, uçtan uca sembollerin kopyalarının yerleştirilmesi sonucu sürekli sinyal oluşur ve

herhangi bir bağlantı noktasında süreksizlik oluşmaz. Alıcıda koruma periyodu kaldırılır ve FFT işlemi, iletilen sinyalleri elde etmek için kullanılır.



Şekil 2.8: OFDM alıcı-verici yapısının blok diyagramı.

2.4. KABLOSUZ OFDM SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KESTİRİMİ

OFDM, çok taşıyıcılı iletimin özel bir durumudur ve çoklu ortam tabanlı kablosuz sistemlerin yüksek bilgi hızını karşılamakta kullanılabilir. Kanal kestirimi, OFDM sistemlerinin gerekli bir parçası olmasından dolayı en uygun yöntemi uygulayabilmek için OFDM sistemleri için uygulanan kanal kestirim yöntemlerinin temelini anlamak çok önemlidir. Burada OFDM sistemlerinde kullanılan kanal kestirim yöntemlerine geniş bir genel bakış yapılmıştır. Ek olarak, bu tekniklerin birbirleriyle olan avantajları, dezavantajları ve ilişkileri analiz edilip tartışılmıştır. Önerilen teknikler hesapsal karmaşıklık ve onların ortalama karesel hata performansına göre ayrılmasına rağmen,

birçok kanal kestirim tekniğinin doğrusal minimum ortalama karesel hata kanal kestirim tekniğinin alt kümesi olduğu görülmüştür. Bu nedenle, verilen sistemin kaynakları ve özelliklerine göre, verilen yöntemler arasından uygun olanı uygulanabilir.

Çoklu ortam uygulamaların gidişatı, ileride kablosuz sistemlerin yüksek bilgi hızına uygun teknolojiler gerektireceğini göstermektedir. OFDM ve MIMO gibi yeni yöntemler gelecek yüksek hızlı sistemler için ümit verici tercihler sunmaktadır [30,31]. OFDM, kullanılabilir spektrumu birbirine binen, fakat dik darbant alt kanallara bölmekte ve böylece frekans seçici kanalı frekans seçici olmayan kanala dönüştürmektedir [32]. Ayrıca, döngüsel önek denen OFDM sembolünün başından veya sonundan parça ekleyerek uzatarak semboller arası girişimden kaçınmaktadır [33]. Bu gibi hayati avantajlarından dolayı OFDM, DAB, DVB, WLAN gibi birçok kablosuz standarda uygulanmaktadır [34,35]. Diğer taraftan, MIMO alıcı ve verici kısımlarında çoklu antenler kullanarak uzaysal alanda ek alt kanallar açmaktadır. Aynı zaman ve frekans üzerinden paralel kanallar kurulmasından dolayı, yüksek bilgi hızı, ekstra bant genişliği gerekmeksizin sağlanmaktadır [36,37]. Bu bantgenişliği verimliliğinden dolayı, MIMO gelecek genişbant kablosuz erişim (Broadband Wireless Access, BWA) standartlarına dahil edilmiştir [38]. Sonuçta bu yararlar, MIMO-OFDM birleşimini, gelecek nesil yüksek hızlı sistemler için çekici bir yöntem yapmaktadır [39-41].

Diğer birçok eşvreli sayısal kablosuz alıcılar gibi, eşvreli OFDM sistemlerinde de kanal kestirimi, alıcı tasarımının gerekli bir parçasıdır [42]. Kablosuz sistemlerde, iletilen bilgi radyo kanalından geçtikten sonra alıcıya ulaşır. Geleneksel eşvreli alıcılar, iletilen bilgiyi tekrar elde etmek için, kanalın iletilen işaret üzerindeki etkisini kestirmek zorundadır [43]. İletilen işareti, kanalın nasıl değiştirdiğini alıcı doğru olarak kestirdiği sürece, iletilen bilgi tekrar elde edilebilir. Kanal kestirimi için farklı modülasyon teknikleri kullanılmaktan kaçınma, düşük bilgi hızı ve 3-4 dB'lik İGO cezası olarak karşımıza çıkabilir [44]. Bazı durumlarda, eğer baz istasyonu, kanal kestirimi ve önceden bozulmuş işaret gönderme işlemlerini yapıyorsa, alıcı tarafta kanal kestirimi yapılmayabilir [45]. Bununla birlikte, hızlı değişen kanallar için, önceden bozulmuş işaret gönderme, mevcut kanal bozulmasını kaldırmayabilir, bu da sistem bozulmasına sebep olur. Bu nedenle, gelecek nesil yüksek hızlı sistemler için sistemlerle birlikte kanal kestirim bloğu da gerekmektedir. Kanal kestirimi, kablosuz sistemler için

çözülmesi gereken bir problemdir. Diğer güdülmüş ortamların aksine, radyo kanalı çok dinamiklidir. İletilen işaret, alıcıya kadar birçok bozucu etkiye uğramakta ve işaret bozulmaktadır, bu da genelde sistemin performansında sınırlamalara neden olur. İletilen işaretler, alıcıya ulaşana kadar çoklu yollar boyunca tipik olarak yansımakta ve saçılmaktadır. Hem de vericilerin, alıcıların veya saçılan nesnelerin hareketliliğinden dolayı, kanal cevabı zamanda çok hızlı değişmektedir. Bunlardan daha da önemlisi; radyo kanalı, çok rasgele ve kanalın istatistiksel karakteristikleri, çevreye çok duyarlıdır. Çok yollu yayılma, hareketlilik ve dar saçılma işaretin frekansta, zamanda ve açıda yayılmasına sebep olmaktadır. Bu yayılmalar (kanalın seçiciliğiyle ilgili olanlar) alınan işaretin üzerinde çok büyük etkilere sahiptir. Kanal kestirim performansı doğrudan bu istatistiklerle ilişkilidir. Daha iyi kanal kestirimleri için bu istatistikleri kullanan farklı yöntemler önerilmiştir.

2.4.1. Pilot Modu Kanal Kestirim Yöntemleri

Pilot modunda, başlangıçtaki kestirim süreci için sadece birkaç alttaşıyıcı kullanılır. Kestirimin uygulandığı ortama bağlı olarak, kestirim yöntemleri zaman ve frekans bölgesi yöntemleri altında düşünülebilir.

Frekans bölgesi kestirim yöntemlerinde, ilk aşamada bilinen pilot alttaşıyıcılar için kanalın frekans cevabı

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \text{diag}(\mathbf{X})^{-1} \mathbf{Y} + \text{diag}(\mathbf{X})^{-1} \mathbf{W} \quad (2.11)$$

eşitliğinden kestirilir. Bu en küçük kareler kestirimleri, kanaldaki pilotsuz alttaşıyıcıları elde etmek için aradeğer bulma / dışdeğer bulmayı kullanır. \mathbf{Q} aradeğer bulma / dışdeğer bulma matrisini göstermek üzere, aradeğer bulma / dışdeğer bulma süreci şu şekilde gösterilir:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{Q} \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (2.12)$$

Kestirim yönteminin amacı; \mathbf{Q} matrisini düşük hesap karmaşıklığı ile elde etmek, fakat bu arada da verilen sistem için yüksek bir doğruluk elde etmektir.

2.4.2. Parça Parça Aradeğer Bulma

Ara değer bulmanın en kolay iki yolu; parça parça sabit ve doğrusal aradeğer kullanmadır [17,46-48]. Parça parça doğrusal ara değer bulma, kanaldaki bitişik iki pilot alttaşıyıcı arasındaki pilotsuz alttaşıyıcıların kanal frekans cevaplarını düz çizgi olarak kestirirken, parça parça sabit ara değer bulma, bunları değişmez kabul etmektedir. Matematiksel olarak parça parça sabit aradeğer bulma için \mathbf{Q} matrisi, sütun vektörü, $\mathbf{c} = [\underbrace{1, 1, \dots, 1}_{D_p}, 0, \dots, 0]^T$ 'nin kaymış versiyonlarını içeren sütunlar şeklinde olur, burada D_p

pilotlar arasındaki boşluğu gösterir: Parça parça doğrusal aradeğer bulmada ise, \mathbf{Q} matrisi iki pilot alttaşıyıcıyı bağlayan doğrunun eğim fonksiyonundan gelen katsayıları içerir.

Birinci yöntemde (parça parça sabit aradeğer bulma), eğer kanalın frekans cevabı çok az frekans seçici veya kanalın tepki cevabının en büyük fazlalık gecikmesi çok küçükse, kabul edilebilir sonuçlar elde edilir. Bu kısıt, alttaşıyıcıların çok ilişkili olduğunu ve alttaşıyıcı gruplarında aynı kanal frekans cevabına sahip olduklarını varsayar.

Parça parça doğrusal aradeğer bulmada, pilot alttaşıyıcılar arasındaki bazı değişimlere izin verilir. Bu yaklaşım, gürültü ortalaması uygulamasından dolayı, daha düşük karesel hata ortalaması sonucunu verir. Ayrıca, kanal çok frekans seçici olduğu zaman, sabit aradeğer bulmaya göre daha iyi başarımlar gösterir [49]. Parça parça aradeğer bulmada daha iyi başarımlar, sezimleme için ortalama karesel hata ile elde edilir ve kanalın istatistikleri ve pilotlar arası boşluk cinsinden ifade edilir:

$$MSE = \frac{1}{3}(5 + \xi)(1 + \xi)R_f[0] + \frac{1}{3}(2 + \xi^2)\sigma_w^2 - 4\xi \sum_{l=0}^{D_p-1} (1 - \xi)\Re\{R_f[l]\} + \frac{1}{3}(1 - \xi^2)\Re\{R_f[D_p]\} \quad (2.13)$$

Burada $D_p = 1/\xi$, $R_f[l]$ kanal frekans cevabının frekans bölgesi ilişkisini, \Re karmaşık sayının reel kısmını, σ_w^2 ise gürültünün değişintisini göstermektedir. Parça parça doğrusal aradeğer bulma, zamandaki OFDM sembolleri arasında uygulandığı zaman yukarıdaki eşitlikte zaman bölgesi eşdeğerlerinin yazılması yeterlidir.

Açıklamadan görüldüğü gibi, düşük ortalama karesel hata sonucu için, çok pilot kullanılmalı, gürültü az olmalı ve kanal çok ilişkili olmalıdır.

2.4.3. Yüksek Dereceli Polinom Uydurma

Parça parça doğrusal aradeğer bulma, yüksek derecede frekans seçici kanallarda kabul edilebilir bir performans için, daha çok pilot alttaşıyıcı gerektirmektedir [49-51]. Bununla birlikte, kanalın frekans veya zaman seçiciliğiyle ilgili önbilgiyi kullanarak, yüksek dereceli polinom kullanma, daha iyi performansı netice verebilir. Yüksek dereceli polinomlar, kanalın kendisinin zaman ve frekans bölgelerinde düzgün olmasından dolayı, kablosuz kanallara doğru bir şekilde yaklaşabilmektedir [52]. Düzgünlüğün derecesi, kanalın seçiciliğine bağlıdır. Yüksek dereceli zaman ve frekans seçici kanallar için yüksek dereceli polinom, yüksek hesaplama karmaşıklığı maliyetiyle iyi kestirim sağlar [53]. Bununla birlikte, kanal zamanda ve frekansta çok yavaş değiştiği durumda, yüksek dereceli polinom kullanma, performansı düşürebilir. Bu durum, kanal istatistiklerine bağlı dinamik polinom uydurmayı akla getirmektedir. Hesaplama karmaşıklığını azaltmak için, gerçek kanal istatistiklerini kestirme yerine, iki bitişik alttaşıyıcı arasındaki kanalın değişimi gözlenebilmekte ve kanalın ne kadar hızlı değiştiği hakkında fikir sahibi olunabilmektedir. Daha ileri hesaplama karmaşıklığı, eğer Q 'nun katsayılarını bit kaydırmayla, çarpma / bölmeyi eleyerek ikinin kuvvetleri haline getirmeyle yapılabilir. Bu yaklaşımın doğru kanal kestirimini sağladığı gözlenmiştir [54].

Yüksek dereceli polinom yaklaşımlarında, Q 'nun girişleri, kanal hakkında daha çok bilgi kullanılarak hesaplanır. Yüksek dereceli polinom uydurma, kanal frekans cevabı kestirimi için ikiden fazla pilot alttaşıyıcı kullanır. Bazı polinom uydurma yöntemleri, kanal istatistiklerini kullanmazken [50], diğerleri istatistikler hakkında bilgi sahibi olduklarını varsaymaktadır [52,55]. En genel yüksek dereceli aradeğer bulma yöntemleri; çubuk aradeğer bulma [47,49,56], Gauss aradeğer bulma [47] ve polinom uydurmadır [27,52,55,57,58]. Çubuk aradeğer bulmada, değişik derecelerdeki taban fonksiyonu veya Beizer eğrisi, alttaşıyıcı grubu üzerinde tanımlanır [17,56]. Bu taban fonksiyonları, tanımlanmış pilot yerleşimlerinde birim genliğe sahip, diğer pilot yerleşimlerinde yokmuş gibi gösterilirler. Pilot bulunmayan alttaşıyıcılar, N_p ; dizi

üzerindeki pilot sayısını, $B_p[n, k]$; k alttaşıyıcısındaki taban fonksiyonunu ve $H[n, p]$; p . pilot yerleşimindeki kanal frekans cevabını göstermek üzere

$$H[n, k] = \sum_{p=1}^{N_p} B_p[n, k] H[n, p] \quad (2.14)$$

şeklinde bulunabilir. Aradeğer bulma matrisi \mathbf{Q} 'nun satırları, $B_p[n, k]$ 'lar kullanılarak oluşturulur. Yüksek frekans seçici kanallarda, daha iyi performans için taban fonksiyonu $B_p[n, k]$ 'nın derecesi artırılabilir. Bu, \mathbf{Q} içinde daha fazla sütuna karşılık gelmekte ve tek bir alttaşıyıcı kestirimi için daha çok pilot alttaşıyıcı kullanmayı gerektirmektedir.

Gauss aradeğer bulma, \mathbf{Q} 'nun katsayılarının Gauss fonksiyonundan bulunduğu diğer aradeğer bulma yöntemidir [59]. Gauss fonksiyonu, ideal alçak geçiren süzgeçleme için nihai fonksiyon olan sinc fonksiyonuna benzemektedir. Gauss fonksiyonu, sinc fonksiyonuna yaklaşıyor gibi düşünülebilir. Gauss fonksiyonunun genişliği veya eşit bir şekilde aradeğer bulmada kullanılan katsayılar, kanalın frekans seçiciliğine bağlıdır. Bundan dolayı, birçok yaklaşım gibi, kanal istatistikleri bilgisi Gauss aradeğer bulmanın performansını geliştirilebilir.

Gauss aradeğer bulmaya benzer şekilde, radyal tabanlı fonksiyonlar da, aradeğer bulma amaçlı, Gauss fonksiyonlarını kullanırlar [60]. Radyal tabanlı fonksiyonların katsayılarına, sinir ağlarında kullanılan doğrusal olmayan eğitim mekanizmasıyla karar verilir. Sonuçta, amaç Gauss fonksiyonunu kaynak olarak kullanarak, aradeğer bulma katsayılarını bulmaktır ve eğitim süreci kanal istatistikleri hakkındaki bilgiyi, gerçekten yansıtmakta ve bunlar, aradeğer bulmada kullanılan katsayılar olmaktadır. Bu nedenle, radyal tabanlı aradeğer bulma yaklaşımı, uyarlanırlı alçak geçiren süzgeçleme gibi düşünülebilir. Bu uyarlamadan dolayı geliştirilmiş performans, pilot alttaşıyıcıları kullanan eğitim sürecinin bedelinden gelmektedir.

Pilot alttaşıyıcılar için 2 boyutlu regresyon modellerinin zamanda ve frekansta saçıldığı gösterilmiştir [55,57]. Bu modellerde, 2 boyutlu polinomun katsayıları, pilot alttaşıyıcıları tarafından geliştirilmiş kanal ilişkisi ve başlangıç en küçük kareler

kestirimleri kullanılarak elde edilir. Yüksek dereceli polinomlar kullanılabilmesine rağmen, bazı kanallar için ikinci dereceden yaklaşım, ideal bit hata oranı performansına yakın olarak bulunmaktadır.

Yukarıdaki bütün aradeğer bulmalar, basit bir alçak geçiren süzgeç olarak görülebilir. Bu, kanal dürtü cevabının sonlu uzunlukta ve bu sonlu uzunluğun genelde alttaşıyıcıların sayısından daha az olmasından kaynaklanmaktadır. Yukarıdaki aradeğer bulma yöntemleri, ideal alçak geçiren süzgeç değildir, bu nedenle bazı kanal giriş katsayılarını bastırabilir veya yüksek işaret gürültü oranı bölgelerinde etkili olan gürültüyü yok edebilir, yani kestirilen alttaşıyıcılar içindeki gürültünün çoğunu yok edebilir. Örneğin [61]'de alçak geçiren süzgeç olarak kullanılan artan kosinüs süzgeci, WLAN sistemleri için doğru kanal kestirimlerini sağlamıştır. Keskin alçak geçiren süzgeçleme, daha iyi kestirim ortaya çıkarır. Bu nedenle dikdörtgen fonksiyonun (veya pencerenin) Fourier dönüşümü sinc fonksiyonudur, sinc aradeğer bulma, bilinen kanal dürtü cevabı uzunluğu ile birlikte ideal alçak geçiren süzgeçlemeyi sağlar. Bununla birlikte, sinc aradeğer bulma pratik uygulama olarak gerçekleştirilebilir değildir. Üstelik, çok fazla kanal frekans cevabı örneğine ihtiyaç duyduğundan dolayı hesapsal olarak ağırdır.

Alçak geçiren aradeğer bulma, kanal dürtü cevabı uzunluğu hakkında ilave bilgi kullanmaktadır. Daha ileri geliştirme, diğer kanal istatistikleri bilgisi ile gerçekleştirilebilir [62,63]. Bununla birlikte, eğer kanal çok az frekans ve zaman seçici ise çok karışık kestirim yöntemlerine gerek yoktur, basit bir aradeğer bulma yöntemi de bu işi görecektir. Kanal istatistikleri bilgisinin hesaplanması ekstra süreç gerektirdiğinden dolayı, sistemler tipik uygulamalar için en kötü senaryo durumunu düşünmez ve istatistikleri almazlar. Sistemler, istatistiklerin uygulama boyunca değişmediğini varsayarak aradeğer bulma yöntemlerini kullanırlar [64].

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. HIZLI DEĞİŞEN KANALLAR İÇİN OFDM SİSTEM MODELİ

T_s , örnekleme periyodunu göstermek üzere, N alttaşıyıcılı ve mevcut bant genişliği $BW = 1/T_s$ olan OFDM sistemini düşünelim. Verilen örnekleme periyodu, $\Delta f = BW / N$ eşit frekans aralığına sahip N altkanala bölünür. Vericide, bilgi bitleri kullanılan kiplenim formatına bağlı olarak, mümkün karmaşık değerli iletilen semboller olarak planlanır. Semboller N -örnekli IFFT bloğu ile zaman bölgesinde veri sembol dizisine dönüştürülür. Bu zaman bölgesi sinyali, ISI'dan kaçınmak için koruma aralığı uzunluğu, beklenen gecikme yayılmasından daha büyük olacak şekilde, G örnek uzatılır. Koruma aralığı, ICI'dan kaçınmak için OFDM sembolünün periyodik olarak uzatılmış parçasını içerir. Dolayısıyla, tam OFDM blok süresi, $P = N + G$ örnek olur. Ortaya çıkan sinyal, bir dijital-analog (Digital-Analog, D/A) çevirici vasıtasıyla analog sinyale dönüştürülür. B bantgenişliğine sahip alçak geçiren süzgeç ile şekillendirildikten sonra, $T = PT_s$ toplam sembol süresi ile verici anten üzerinden iletilir.

$h(m, l)$, zamanla değişen kanalın dürtü cevabıdır. Alınan işaret, ayrık zamanda, L ; frekans-seçici sönümlenmeli kanaldaki yol sayısını, $w(m)$; sıfır ortalamalı ve $E\{|w(m)|^2\} = \sigma_w^2$ değişintili toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) göstermek üzere aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y(m) = \sum_{l=0}^{L-1} h(m, l)d(m-l) + w(m), \quad (3.1)$$

burada iletilen işaret $d(m)$, ayrık m örnekleme zamanında,

$$d(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi mk/N}, \quad (3.2)$$

olarak verilir. (3.2)'deki $k = 0, 1, \dots, N-1$ için s_k dizisi, $E\{|s_k|^2\} = 1$ olan kiplenmiş veri sembolleridir. Alıcıda, analog-dijital (Analog-Digital, A/D) çeviriciden geçtikten ve CP atıldıktan sonra, FFT kullanılarak veri tekrardan frekans bölgesine dönüştürülür. Son olarak, kip çözümü ve kod çözümü olmadan sonra ikili veri elde edilir.

$h(m, l)$ sönmülemeli kanal katsayıları, sıfır ortalamalı karmaşık Gauss rasgele değişkenleri olarak modellenenlerdir. Geniş anlamda durağan ilintisiz saçılım (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering, WSSUS) kabulü durumunda, farklı yollardaki sönmülemeli kanal katsayıları birbirleriyle ilintisizdir. Bununla birlikte, yolların herbiri içindeki katsayılar kendi aralarında ilintilidir ve Jakes'in Doppler güç izge yoğunluğunun özilinti fonksiyonu [65]'de, $\sigma_{h_l}^2$; l . yoldaki kanal katsayılarının gücünü göstermek üzere aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$E\{h(m, l)h^*(n, l)\} = \sigma_{h_l}^2 J_0(2\pi f_d T_s (m - n)). \quad (3.3)$$

f_d , Doppler frekansını Hertz cinsinden göstermek üzere, $f_d T_s$ terimi kanal katsayılarının normalize Doppler frekansını gösterir. $J_0(\cdot)$, birinci tip Bessel fonksiyonunun sıfıncı derecesini gösterir.

(3.2) eşitliği (3.1)'de yerine yazılarak, alınan işaret şu şekilde ifade edilebilir:

$$y(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k \sum_{l=0}^{L-1} h(m, l) e^{j \frac{2\pi k(m-l)}{N}} + w(m). \quad (3.4)$$

Zamanla değişen kanalın transfer fonksiyonu $H_k(m) \triangleq \sum_{l=0}^{L-1} h(m, l) e^{-j 2\pi l k / N}$ bunun üzerinde tanımlanırsa

$$y(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k H_k(m) e^{j 2\pi m k / N} + w(m) \quad (3.5)$$

olur. k . alttaşıyıcıdaki FFT çıkışı şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}
Y_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y(m) e^{-j2\pi mk/N} \\
&= s_k H_k + I_k + W_k.
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Burada, H_k ; ortalama frekans bölgesi kanal cevabıdır ve şu şekilde tanımlanır:

$$H_k \triangleq \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H_k(m). \tag{3.7}$$

Kanalın zamanla değişmesi doğal durumundan kaynaklanan ICI, I_k ,

$$I_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} s(i) \sum_{m=0}^{N-1} H_i(m) e^{j2\pi m(i-k)/N}, \tag{3.8}$$

ve $w(m)$ beyaz Gauss gürültüsünün ayrık Fourier Dönüşümü W_k

$$W_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} w(m) e^{-j2\pi mk/N} \tag{3.9}$$

olarak gösterilir. (3.6) eşitliğindeki I_k , zamanla değişen kanalın alttaşıyıcılar arasındaki dikliği bozmasından dolayı ortaya çıkan ICI, pilot sembollerinin bulunduğu eğitim dizilerinde azaltılamaz hata yüzeyi oluşturur. Bu nedenle kanal kestirimi, ICI'dan kaynaklanan problemi telafi etmek için FFT bloğundan önce yapılmalıdır.

Koruma aralığı çıkarıldıktan sonra alınan işaret vektör formunda aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w}. \tag{3.10}$$

Burada $\mathbf{y} = [y(0), y(1), \dots, y(N-1)]^T$, $\mathbf{s} = [s(0), s(1), \dots, s(N-1)]^T$, $\mathbf{w} = [w(0), w(1), \dots, w(N-1)]^T$ ve zamanla değişen kanal matrisi \mathbf{H} , (3.11) nolu eşitlikte, $H_k(\cdot)$; birinci indis ayrık zamanı, ikinci indis frekans değerlerini göstermek üzere şu şekilde gösterilmiştir:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} H_0(0) & H_1(0) & \dots & H_{N-1}(0) \\ H_0(1) & H_1(1)e^{j2\pi/N} & \dots & H_{N-1}(1)e^{j2\pi(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_0(N-1) & H_1(N-1)e^{j2\pi(N-1)/N} & \dots & H_{N-1}(N-1)e^{j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

3.2. ARADEĞERLEME YÖNTEMLERİ

3.2.1. Doğrusal Aradeğerleme

Doğrusal aradeğerleme yöntemi en basit aradeğerleme yöntemidir [37]. Bu yöntemde, kanalın etkisi, bitişik iki pilot tonu arasında doğrusal aradeğerleme yapılarak bulunur.

Birinci Adım: frekans bölgesinde aradeğerleme. N . pilot sinyalinin k ($k = mN_f + l$, $0 < l < N_f - l$) alttaşıyıcısı için, N_f frekans bölgesindeki pilot sinyal aralığını göstermek üzere, kestirilen kanal cevabı aşağıdaki gibidir:

$$\hat{H}(n, k) = \hat{H}(n, mN_f + l) = \left(1 - \frac{l}{N_f}\right) \hat{H}_p(n, m) + \frac{l}{N_f} \hat{H}_p(n, m+1). \quad (3.12)$$

İkinci Adım: zaman bölgesinde aradeğerleme. Veri sinyalinin zamandaki n ($n = mN_t + l$, $0 < l < N_t - l$) anındaki, N_t zaman bölgesindeki pilot sinyal aralığını göstermek üzere, kestirilen kanal cevabı

$$\hat{H}(n, k) = \hat{H}(mN_t + l, k) = \left(1 - \frac{l}{N_t}\right) \hat{H}_p(m, k) + \frac{l}{N_t} \hat{H}_p(m+1, k) \quad (3.13)$$

olur. Doğrusal aradeğerleyici, düşük karmaşıklığa sahiptir ve gerçekleştirilmesi kolaydır. Düşük sönümlenmeli kanallarda iyi performans gösterir, fakat kanal hızlı değiştiği zaman hassaslığı yüksek değildir.

3.2.2. Gauss Aradeğerleme

Teorik olarak yüksek dereceli polinom aradeğerlemesi kanal cevabına uydurmada doğrusal aradeğerlemeden daha iyidir. Bununla birlikte, derece arttıkça hesaplama karmaşıklığı da artar. Düşük dereceli kestirim uygulamaları, hesaplama yükünden

sakınmak için kullanılır. Gauss ikinci derece kestirimcisi ile n . pilot sinyalinin k . alttaşıyıcısı 3 başarılı pilot tonu kullanılarak aşağıdaki gibi yapılır [37]:

$$\hat{H}(n, k) = \hat{H}(n, mN_f + l) = C_{-1} \hat{H}_p(n, m-1) + C_0 \hat{H}_p(n, m) + C_1 \hat{H}_p(n, m+1) \quad (3.14)$$

$$\begin{cases} C_{-1} = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} \\ C_0 = -(\alpha-1)(\alpha+1) \\ C_1 = \frac{\alpha(\alpha+1)}{2} \end{cases} \quad \alpha = l / N_f \quad (3.15)$$

Zaman bölgesindeki aradeğerleme esasları da frekans bölgesindeki aradeğerleme esaslarına benzerdir.

3.2.3. Kübik-Çubuk Aradeğerleme

Her bir alttaşıyıcının transfer fonksiyonu l / N_f 'e göre üçüncü dereceden polinoma yaklaştırılır. Kestirim, dört bitişik pilot tonu ve onların ikinci derece türevleri vasıtasıyla elde edilen polinom katsayıları kullanılarak yapılır. Bu nedenle alttaşıyıcı kestirimi, l / N_f 'e göre karar verilen $A(l / N_f)$, $B(l / N_f)$, $C(l / N_f)$, $D(l / N_f)$ sabitleri, $\hat{H}_p(m)$

'in ikinci derece türevi $z(m) = \hat{H}_p''(m)$ olmak üzere aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned} \hat{H}(n, k) = & A\left(\frac{l}{N_f}\right) \hat{H}_p(n, m) + B\left(\frac{l}{N_f}\right) \hat{H}_p(n, m+1) \\ & + C\left(\frac{l}{N_f}\right) z(n, m) + D\left(\frac{l}{N_f}\right) z(n, m+1). \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.2.4. Lagrange Aradeğerleme

Lagrange aradeğerleme [66], sinyalin $L+1$ farklı örneğinin üzerinden tam olarak geçen tek L . dereceden polinom bulmanın basit ve akıllı yoludur. Lagrange aradeğerleme, verilen $(x_0, f(x_0)), (x_1, f(x_1)), \dots, (x_{N-1}, f(x_{N-1}))$ noktaları kümesi ve x değerine aşağıdaki formül uygulanarak bulunur:

$$f(x) = \sum_{i=0}^{N-1} f(x_i) l_i(x) \quad (3.17)$$

Burada N , Lagrange polinomunun derecesidir. n_i, i . pilotun yerini göstermek üzere, (3.16) eşitliğindeki $\hat{H}(n, k)$ 'de yerine konursa, kestirim, frekans yönünde ve zaman yönünde Lagrange aradeğerleme kullanılarak sırasıyla gerçekleştirilir. Lagrange aradeğerleme yüksek dereceli polinoma uygun aradeğerleme yöntemidir ve N rasgele seçilebilir. Bu nedenle çok esnek bir yöntemdir. Yeterince kullanılan pilotun uygun aralıklarla yerleştirilmesi konusunda oldukça hassastır.

3.2.5. Wiener Süzgeç Kestirimi

Wiener süzgeç [67], genellikle giriş ve çıkış işaretleri arasındaki ortalama karesel hata (Mean Square Error, MSE)'yi en küçük yapmakla bilinir. Eğer kanal kestirimine uygulanırsa, süzgeç katsayıları transfer fonksiyonunun kestirimleri olur.

$\hat{H}_p(n)$, n anındaki pilot sinyalinin kestirilen pilot tonlarının kanal cevabı olsun, n anındaki veri tonlarının kanal cevabı Wiener süzgeci ile kestirilebilir:

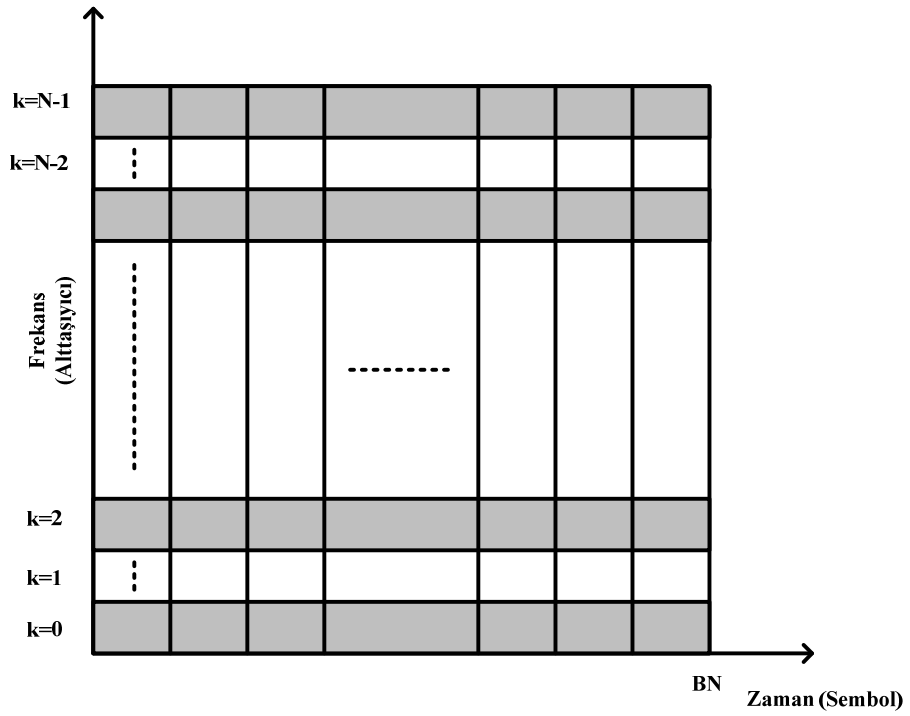
$$\hat{H}_d(n) = \mathfrak{R}_{H_d H_p} \left(\mathfrak{R}_{H_p H_p} + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} \hat{H}_p(n). \quad (3.18)$$

Burada $\mathfrak{R}_{H_d H_p}$, $H_d(n)$ ve $H_p(n)$ 'nin çapraz ilinti matrisi, $\mathfrak{R}_{H_p H_p}$ ise $H_p(n)$ 'nin özilinti matrisi, β , sinyal haritacısı için kullanılan yıldız kümesi sabiti ve I birim matristir.

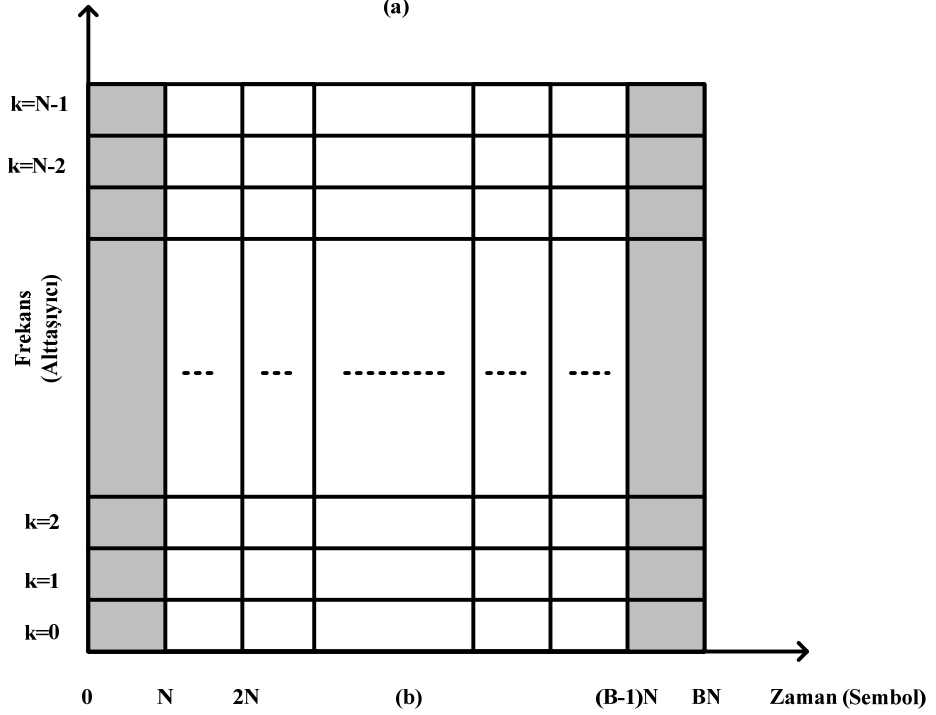
Zaman bölgesindeki Wiener süzgeçleme de frekans bölgesinin benzeridir. Wiener süzgeç yüksek bir hesaplama karmaşıklığına sahiptir ve bu uygulamanın karmaşıklığı süzgecin giriş sayısı ile hayli ilgilidir.

3.3. İKİ BOYUTLU PİLOT-SEMBOL DESTEKLİ KANAL KESTİRİMİ

OFDM kip çözümleme, sönmülemeli kanalın kestirimini gerektirir, bu da iletilen işaret içindeki pilotların (bilinen semboller) çoğullanmasıyla sağlanır. Şekil 3.1'de, B ; bir çerçevedeki OFDM'in toplam sayısını göstermek üzere, OFDM sistemlerinde genel olarak kullanılan iki model gösterilmiştir. Şekil 3.1(a)'da belirli alttaşıyıcılar pilot sembolleri için tahsis edilmişken, Şekil 3.1 (b)'de bütün alttaşıyıcılar belirli zaman aralığında pilot sembollerine tahsis edilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 3.1: Pilot Modelleri. (a) Tahsis edilmiş alttayıyıcılar (Tarak-tipi), (b) Tahsis edilmiş zaman aralıkları (Blok-tipi).

[19] nolu çalışmada, en küçük ortalamalı karesel hata (Minimum Mean Square Error, MMSE) kanal kestirimcisi, Şekil 3.1 (b)'deki pilot modelini varsaymıştır. Bu çalışmada alttayıyıcıların sayısı $N=32$ olarak seçilmiştir. Bu nedenle, Şekil 3.1 (b)'deki pilot modeli, $N=32$ durumundaki zaman süresi üzerinde sabit eğimli parçalı doğrusal model

ile kanalın zaman değişimlerine yeterince yaklaşmaktadır. Fakat alttaşıyıcıların sayısının artması, OFDM sembolünün zaman süresini artıracak ve sabit eğimle, kanalın zaman değişimlerine yaklaşmak mümkün olmayacaktır. Bu yöntem; zaman aralığı tahsisli algoritma (ZATA) diye isimlendirilmiştir ve bulgular kısmında da gösterilmiştir. Bu tezde, her OFDM sembolü içindeki p . alttaşıyıcıyla iletilen pilot sembolleri 2BPSDK ile analiz edilmiştir. Bu nedenle, pilot sembolleri zaman-frekans ızgarası boyunca Şekil 3.1 (a)'daki gibi yayılmıştır.

Bir OFDM sembolünün alttaşıyıcısı için, ortalama frekans bölgesi kanal cevabının kestirimi, pilot sembolleriyle aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\hat{H}_k = \frac{Y_k}{S_k} = H_k + \frac{I_k + W_k}{S_k} \quad (3.19)$$

(3.11) eşitliğindeki kanal matrisini kestirmek için, frekans ve zaman bölgesindeki bilinmeyen kanal bilgilerinin kestirilmesi gerekir. Wiener süzgeçleme gibi optimal teknikler, zamanla değişen katsayıların ilişkisine ihtiyaç duyarlar. Üstelik, yoğun hesaplamalar gerektirir ve büyük sistem gecikmeleri olur [10]. Bu nedenle, kablosuz kanalın iki boyutlu frekans cevabını bulmak için, parça parça sabit aradeğerleme, alçak geçiren aradeğerleme, eğri uydurma gibi daha az ideal olan teknikler uygulanabilir. [17] nolu çalışmada, tarak tipi pilot tabanlı algoritmalar için, aradeğerleme tabanlı algoritmalar arasında en iyisi performansı alçak geçiren aradeğerleme tabanlı kanal kestirimi olduğu gösterilmiştir. Pilot sembollerine karşılık gelen frekans bölgesindeki bütün kanal zayıflamaları, alçak geçiren aradeğerleme ile kestirilebilir.

Ekstra veri noktaları oluşturmak için, alçak geçiren aradeğerleme orijinal dizinin içine sıfırlar yerleştirir. Sonra, orijinal verinin değişmeden geçtiği ve aradeğerleme yapılmış noktalar ve onların gerçek değerleri arasındaki MSE'nin minimum yapıldığı özel simetrik sonlu dürtü cevaplı (Finite Impulse Response, FIR) süzgeç tasarlar. Sonuçta, giriş vektörü FIR süzgece uygulanarak, alçak geçiren aradeğerlenmiş çıkış vektörü elde edilir [17].

Zaman bölgesi aradeğerleme, hızlı OFDM sistemleri için çok önemlidir, çünkü ICI durumunda OFDM'nin performansını etkiler. Bu nedenle, ZATA, parça parça sabit,

parça parça doğrusal, alçak geçiren ve eğri uydurma tabanlı aradeğerleme yöntemleri bu tezde çalışılmıştır.

Geleneksel kanal kestirimcileri, bir OFDM sembolü boyunca kanalın zamanla değişmediğini varsayarak işlem yaparlar. Bu nedenle, frekans bölgesindeki kanal zayıflamaları bulduktan sonra, bu kestirilen değerler bir sonraki OFDM sembolüne kadar kullanılır. Bu algoritma, bulgularda “geleneksel” olarak isimlendirilmiştir. Bu teknik, parça parça sabit aradeğerleme diye de adlandırılabilir. En basit aradeğerleme yöntemidir ve yüksek mobilite durumunda, OFDM sembollerini kestirmede yetersiz kaldığı bulgularda gösterilmiştir.

Her bir OFDM örneği için, her alttaşıyıcının zaman değişimlerini bulmak için alçak geçiren aradeğerleme, frekans bölgesi aradeğerlemeye benzer şekilde uygulanabilir. Fakat aradeğerleme yapılacak veri sayısı arttıkça, alçak geçiren aradeğerlemenin karmaşıklığı artacaktır. Bu nedenle, bu tezde eğri uydurma [68] önerilmiştir. Bulgularda, eğri uydurma ile alçak geçiren aradeğerlemenin her bir alttaşıyıcının zaman değişimlerini kestirmede benzer performansa sahip olduğu gösterilmiştir [69], fakat eğri uydurma daha düşük karmaşıklığa sahiptir.

3.3.1. Eğri Uydurma

OFDM örneklerindeki her alttaşıyıcının zaman değişimini bulmak için eğri uydurma kullanılmaktadır [68]. Bu nedenle, birbirini izleyen iki OFDM sembolü arasındaki bilinmeyen bilgiler, doğrusal model kestirimci tabanlı polinomsal eğri uydurma uygulanarak bulunabilir. Bu önerilen yöntem, bulgularda “önerilen” diye isimlendirilmiştir.

Deneysel hata veya gürültüden dolayı bütün noktaların eğrinin üzerinde bulunmayacağı bir gerçektir. Bu nedenle, alttaşıyıcı için kabul edilebilir bir model, t_b , OFDM örneklerini göstermek üzere aşağıdaki gibidir:

$$\hat{H}_k(t_b) = \theta_{1,k} + \theta_{2,k}t_b + \theta_{3,k}t_b^2 + w_k(t_b) \quad b = 0, 1, \dots, B-1 \quad (3.20)$$

Bu modelin doğrusal model yararlarının uygunluğunu kontrol etmek için, bu noktalar, sıfır ortalamalı ve σ^2 değişintili bağımsız ve özdeşçe dağılmış (Independent and Identically Distributed, IID) Gauss değişkenleri veya beyaz Gauss gürültü örnekleri olarak varsayılmıştır. Sonra, genel doğrusal model formu $x = [x(t_0) \ x(t_1) \ \dots \ x(t_{B-1})]^T$, $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3]$ ve

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & t_0 & t_0^2 \\ 1 & t_1 & t_1^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & t_{B-1} & t_{B-1}^2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

olmak üzere aşağıdaki gibidir:

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{T}\theta + \mathbf{w} \quad (3.22)$$

Eğer deneysel veriyi, (p-1). dereceden polinoma uydurmak istersek

$$\hat{H}_k(t_b) = \theta_{1,k} + \theta_{2,k}t_b + \dots + \theta_{p,k}t_b^{p-1} + w_k(t_b) \quad b = 0, 1, \dots, B-1 \quad (3.23)$$

eşitliği ortaya çıkar.

$\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_p]^T$ için en küçük değişintili yansız kestirimci,

$\hat{\mathbf{H}}_k = [\hat{H}_k(t_0) \ \hat{H}_k(t_1) \ \dots \ \hat{H}_k(t_{N(B-1)})]^T$ ve

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & t_0 & \dots & t_0^{p-1} \\ 1 & t_1 & \dots & t_1^{p-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & t_{B-1} & \dots & t_{B-1}^{p-1} \end{bmatrix}$$

olmak üzere şu şekilde ifade edilir:

$$\hat{\theta} = (\mathbf{T}^T \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T}^T \hat{\mathbf{H}}_k \quad (3.24)$$

Gözlem matrisi, Vandermonde matrisinin özel bir formudur. Sonuçta uydurulan eğri, $H_k(m)$, esas eğri veya işareti göstermek üzere

$$\hat{H}_k(m) = \sum_{i=1}^p \hat{\theta}_i m^{i-1}, \quad m = 0, 1, \dots, BN \quad (3.25)$$

olur.

Sonuç olarak, ZATA durumunda, ilk ve son OFDM sembolleri için kanalın frekans cevabı bulunduğundan sonra, bu iki sembol arasında kalan bilinmeyen bilgi, doğrusal model kestirimci tabanlı polinomsal eğri uydurma uygulanarak bulunabilir.

3.4. ÖNERİLEN KESTİRİM ALGORİTMASININ KARMAŞIKLIK ANALİZİ

Frekans bölgesi aradeğerlemede pilotlar arasındaki bilginin aradeğerlemesi yapılırken, zaman bölgesi aradeğerlemede, bir OFDM çerçevesindeki OFDM örneklerinin toplam sayısı için bilginin aradeğerlemesi yapılmaktadır. Alçak geçiren aradeğerleme süzgecinin katsayılarının sayısı, aradeğerleme yapılacak bilgi sayısı ile orantılıdır. Örneğin; vektör dizisinde 8 ve 256 defa yukarı örnekleme yaparsak, gerekli olan alçak geçiren aradeğerleme süzgecinin katsayılarının sayısı 67 ve 2049 olmaktadır.

Bu nedenle, alçak geçiren aradeğerleme süzgecinin katsayılarının sayısı $8N$ ile yaklaştırılabilir. Bu durumda alçak geçiren süzgeç, bir alttaşıyıcının her örneği için $8N$, toplamda ise $8BN^2$ karmaşık çarpma işlemine sahiptir. Sonuç olarak, bütün alttaşıyıcılar için $8BN^3$ çarpma işlemi gerekmektedir.

(3.24) eşitliğine göre, $\mathbf{T}^T \mathbf{T}$ ve $(\mathbf{T}^T \mathbf{T})^{-1}$, sırasıyla $p^2 B$ ve $O(p^3)$ karmaşık çarpım gerekmektedir. \mathbf{T}^T matrisi ile $\hat{\mathbf{H}}_k$ 'nin çarpımı, pB karmaşık çarpıma, bu çarpımında $(\mathbf{T}^T \mathbf{T})^{-1}$ ile çarpımı p^2 karmaşık çarpıma sahiptir. (3.24) eşitliği için toplamda $p^2 + p^2 B + pB + O(p^3)$ karmaşık çarpım gerekmektedir. (3.25) eşitliğine göre, bir alttaşıyıcı için $BN(p^2 + p)/2$ karmaşık çarpıma ihtiyaç duyulmaktadır. Sonuç olarak, bütün alttaşıyıcılar için eğri uydurmanın toplam karmaşıklığı, $BN^2(p^2 + p)/2 + BN(p^2 + p) + N(O(p^3) + p^2)$ olmaktadır.

3.5. CRAMER-RAO ALT SINIRI (CRLB)

Bir yansız parametre kestirim algoritmasının ulaşabileceği en iyi sonuç, Cramer-Rao alt sınırı (Cramer-Rao Lower Bound, CRLB) ile belirlenir. CRLB'nin hesaplanması, Fisher bilgi matrisinin (Fisher Information Matrix) tersinin alınmasıyla bulunabilir. (3.10) eşitliğindeki alınan işarete FFT matrisi uygulandığında eşitlik

$$\mathbf{Fy} = \mathbf{FHs} + \mathbf{W} \quad (3.26)$$

halini alır. Kanalin yavaş değişmesi durumunda ise kanal köşegen matrisi olarak gösterilebilir. Ayrıca bu durumda FFT matrisi ile kanal matrisinin çarpımı

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{cases} \sum_{i=0, j=0}^{N-1} \mathbf{F}(i, j)\mathbf{H}(i, j), & \text{eğer } i = j \\ 0 & , \text{ eğer } i \neq j \end{cases} \quad (3.27)$$

olmaktadır. Alınan \mathbf{s} işareti vektör formundan köşegen matris formunda $\mathbf{A} = \text{diag}(\mathbf{s})$ şeklinde yazılır. Benzer şekilde köşegen matris formunda olan $\tilde{\mathbf{H}}$, vektör formuna $\mathbf{G} = \text{diag}(\tilde{\mathbf{H}})$ olmak üzere çevrilirse, alınan işaret

$$\mathbf{R} = \mathbf{AG} + \mathbf{W} \quad (3.28)$$

şeklinde ifade edilebilir. $\hat{\mathbf{G}}$, bilinmeyen parametre vektörünün yansız kestirimcisi için ortalama karesel hata matrisi

$$E\left\{\left(\mathbf{G} - \hat{\mathbf{G}}\right)\left(\mathbf{G} - \hat{\mathbf{G}}\right)^\dagger\right\} \geq \mathbf{J}^{-1}(\mathbf{G}) \quad (3.29)$$

olarak hesaplanır. \mathbf{G} ve \mathbf{W} 'nin birbirinden bağımsız olduğu göz önüne alınırsa ve gönderilen işaretin alıcı tarafından bilindiği varsayılırsa şartlı olasılık yoğunluk fonksiyonu (Probability Density Function, PDF)

$$p(\mathbf{R} | \mathbf{G}) = \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{R} - \mathbf{AG})^\dagger (\mathbf{R} - \mathbf{AG}) \quad (3.30)$$

şeklinde yazılabilir. Şartlı PDF'in iki defa türevi alınırsa

$$\begin{aligned}\frac{\partial \ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G}^T} &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{G}^T} (\mathbf{R} - \mathbf{A}\mathbf{G})^\dagger (\mathbf{A}\mathbf{G}) \\ &= (\mathbf{R}^T - \mathbf{G}^T \mathbf{A}^T) \mathbf{A}\end{aligned}$$

$$\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G} \partial \mathbf{G}^T} = -\frac{1}{\sigma^2}$$

elde edilir. Buradan

$$J(\mathbf{G}) = -E \frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G} \partial \mathbf{G}^T} = \frac{\mathbf{I}}{\sigma^2} \quad (3.31)$$

FIM bulunur. Bu durumda CRLB = $J^{-1}(\mathbf{G})$ olarak hesaplanır.

3.6. COST-207 KANAL MODELİ

1984 yılında, Bilimsel ve Teknik Araştırma Alanında Avrupa İşbirliği (European Co-Operation in the Field of Scientific and Technical Research, COST) birimi COST 207 çalışma grubu kurulmuştur. Bu çalışma grubu, bütün Avrupa'nın GSM mobil haberleşme sistemini göz önüne alarak tipik yayılım çevrelerine uygun kanal modelleri geliştirmiştir. Tipik yayılım çevreleri, buldukları ortama göre kırsal özellik gösteren alanlar; kırsal alan (Rural Area, RA), şehir ve banliyolardan oluşan alanlar; tipik şehir alanı (Typical Urban, TU), kötü yayılım ortamlarına sahip yoğun nüfuslu kentsel alanlar; kötü şehir alanı (Bad Urban, BU) ve dağlık, tepelik alanlar; dağlık alan (Hilly Terrain, HT) olarak 4 gruba ayrılmıştır. Bu COST 207 çalışma grubu, dört yayılım çevresinde, kanalların WSSUS olduğunu varsayarak, güç gecikmesinin spektrum yoğunlukları ve Doppler güç spektrum yoğunlukları için teknik özellikler geliştirmiştir. Bu teknik özellikler Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'de gösterilmiştir.

Tipik güç gecikmesinin spektrum yoğunluğu, $S_{\tau,\tau'}(\tau')$ 'nin teknik özelliği, bir veya daha fazla negatif üssel fonksiyonla ifade edilen $S_{\tau,\tau'}(\tau')$ 'nin uygun PDF, $p_{\tau'}(\tau')$ ile orantılı olduğu kabulüne dayanarak oluşturulmuştur. Tablo 3.1'deki gerçek değerli sabitler, $c_{RA}, c_{TU}, c_{BU}, c_{HT}$ $\int_0^\infty S_{\tau,\tau'}(\tau') d\tau' = 1$ olacak şekilde rasgele seçilebilir. Bu durumda

$$c_{RA} = \frac{9.2}{1 - e^{-6.44}} \quad (3.32)$$

$$c_{TU} = \frac{1}{1 - e^{-7}} \quad (3.33)$$

$$c_{BU} = \frac{2}{3(1 - e^{-5})} \quad (3.34)$$

$$c_{HT} = \frac{1}{(1 - e^{-7})/3.5 + (1 - e^{-5})/10} \quad (3.35)$$

olarak hesaplanırlar.

Tablo 3.1: COST-207'ye Göre Tipik Güç Gecikmesinin Spektrum Yoğunluklarının, $S_{\tau'\tau'}(\tau')$, Özellikleri

Yayılm Ortamı	$S_{\tau'\tau'}(\tau')$	Gecikme Yayılmı, $B_{\tau'\tau'}$
RA	$c_{RA}e^{-9.2\tau'/\mu s}$, $0 \leq \tau' \leq 0.7 \mu s$ 0, diğer durumlar	$0.1 \mu s$
TU	$c_{TU}e^{-\tau'/\mu s}$, $0 \leq \tau' \leq 7 \mu s$ 0, diğer durumlar	$0.98 \mu s$
BU	$c_{BU}e^{-\tau'/\mu s}$, $0 \leq \tau' \leq 5 \mu s$ $c_{BU}e^{5-\tau'/\mu s}$, $5 \leq \tau' \leq 10 \mu s$ 0, diğer durumlar	$2.53 \mu s$
HT	$c_{HT}e^{-3.5\tau'/\mu s}$, $0 \leq \tau' \leq 2 \mu s$ $c_{HT}0.1e^{(15-\tau'/\mu s)}$, $15 \leq \tau' \leq 20 \mu s$ 0, diğer durumlar	$6.88 \mu s$

GSM sistemleri için sembol aralığının $3.7 \mu s$ olarak tanımlandığı düşünülürse Tablo 3.1'e göre RA kanal modeli, sinyal üzerine düz sönümlemeli kanal olarak etki ederken, diğer kanal modelleri ise frekans seçici kanal olarak etki etmektedir [70].

Tablo 3.2'deki Doppler güç spektrum yoğunluklarındaki, $S_{\mu\mu}(f)$, A_1 , A_2 gerçek

değerli katsayıları $\int_{-\infty}^{\infty} S_{\mu\mu}(f)df = 1$ eşitliğini sağlayacak şekilde hesaplanır:

$$A_1 = \frac{50}{\sqrt{2\pi} 3 f_{\max}}, \quad A_2 = \frac{10^{1.5}}{\left[\sqrt{2\pi} (\sqrt{10} + 0.15) f_{\max} \right]}. \quad (3.36)$$

Tablo 3.2: COST-207'ye Göre Tipik Doppler Güç Spektrum Yoğunluklarının, $S_{\mu\mu}(f)$, Özellikleri

Çeşidi	Doppler Güç Spektrum Yoğunluğu, $S_{\mu\mu}(f)$	Yayılm Gecikmesi τ'	Doppler Yayılmı $B_{\mu\mu}$
Jakes	$\frac{1}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - (f / f_{\max})^2}}$	$0 \leq \tau' \leq 0.5 \mu s$	$f_{\max} / \sqrt{2}$
Gauss-I	$A_1 \exp\left(-\frac{(f + 0.8 f_{\max})^2}{2(0.05 f_{\max})^2}\right) + 0.1 A_1 \exp\left(-\frac{(f - 0.4 f_{\max})^2}{2(0.1 f_{\max})^2}\right)$	$0.5 \leq \tau' \leq 2 \mu s$	$0.45 f_{\max}$
Gauss-II	$A_2 \exp\left(-\frac{(f - 0.7 f_{\max})^2}{2(0.1 f_{\max})^2}\right) + 10^{-1.5} A_2 \exp\left(-\frac{(f + 0.4 f_{\max})^2}{2(0.15 f_{\max})^2}\right)$	$\tau' \geq 2 \mu s$	$0.25 f_{\max}$
Rice	$\frac{0.41^2}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - (f / f_{\max})^2}} + 0.91^2 \delta(f - 0.7 f_{\max})$	$\tau' = 0 \mu s$	$0.39 f_{\max}$

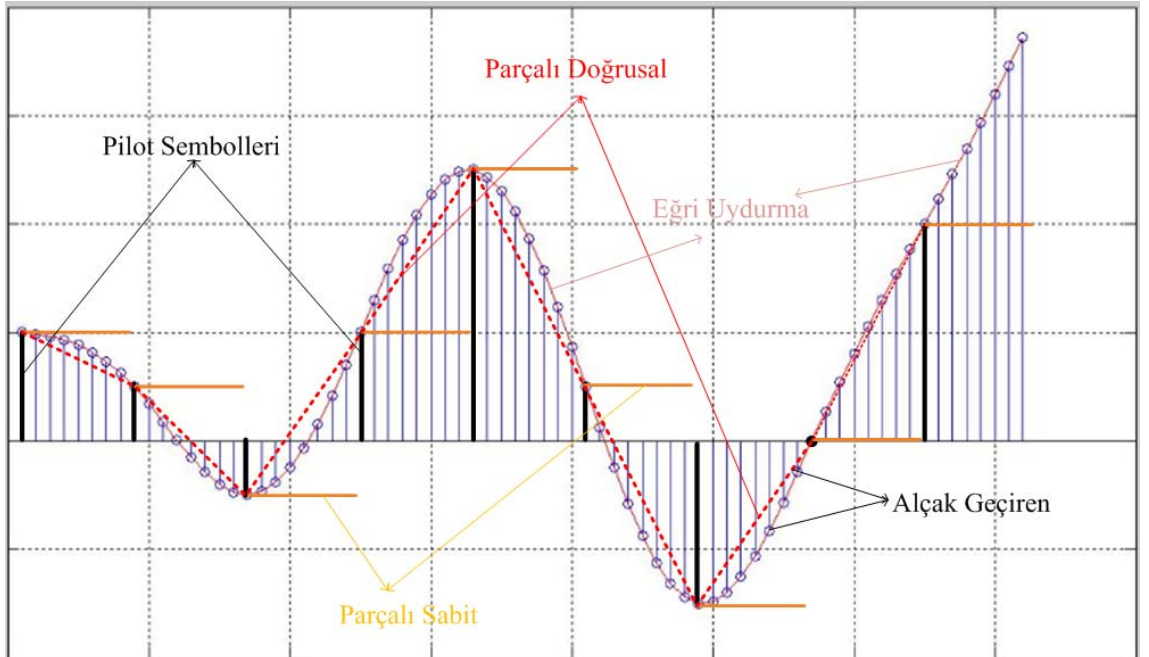
L-yollu kanal modellerindeki teknik özellikler sadece bu tezde kullanılan RA kanal modeli için Tablo 3.3'te gösterilmiştir:

Tablo 3.3: COST 207'ye göre 4-yollu RA Kanal Modelinin Özellikleri

Yol No l	Yol Gecikmesi τ'_l	Yol Gücü		Doppler Güç Spektrum Yoğunluğunun Sınıfı	Yayılm Gecikmesi $B_{\tau', \tau'}$
		lin.	dB		
0	$0.0 \mu s$	1	0	Rice	$0.1 \mu s$
1	$0.2 \mu s$	0.63	-2	Jakes	
2	$0.4 \mu s$	0.1	-10	Jakes	
3	$0.6 \mu s$	0.01	-20	Jakes	

4. BULGULAR

Bu tezde, BPSK, QPSK ve 16QAM OFDM'in performansı hızlı frekans seçici kanallar üzerindeki çalışması, bilgisayar simülasyonlarıyla incelenmiştir. Simülasyonlar, 5 MHz bantgenişliği, 256 tona bölünen bantgenişliği ve 6 μs sini CP'in teşkil ettiği toplam sembol periyodu 57 μs olan sistemde çalışmaktadır. Bu nedenle, bir OFDM sembolü, 30 tanesini CP'in teşkil ettiği 286 örnek içermektedir ($N + G = 286$). Mobil anten ve alıcı anten arasındaki kablosuz kanal, COST-207 projesindeki RA kanal modelinin, kanal sayısı 4 kabul edilen gerçeğe uygun bir modelidir. 2.4 GHz taşıyıcı frekansı için, IEEE 802.16e'de 120 km/saat, 240 km/saat ve 360 km/saat mobil terminal hızlarına karşılık gelen normalize Doppler frekansları sırasıyla $f_{d1}T_s = 0.015$, $f_{d2}T_s = 0.030$ ve $f_{d3}T_s = 0.045$ olur. Pilot yerleşim oranı (PYO) ise 1:8 olarak seçilmiştir, yani her 8 veri sembolü için bir pilot yerleştirilmiştir.

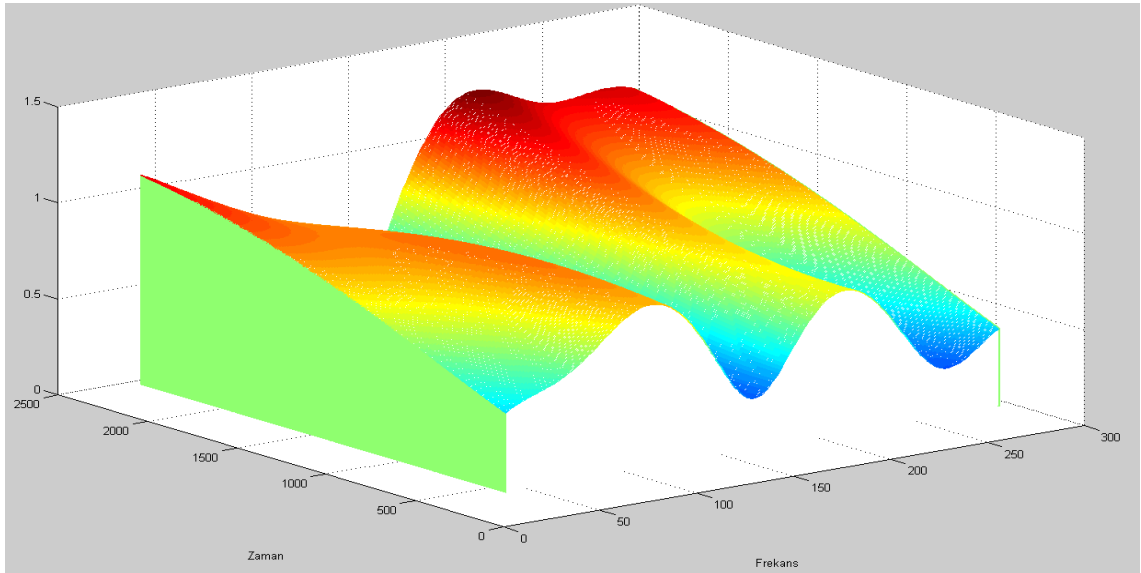


Şekil 4.1: Aradeğerleme Yöntemlerinin Karşılaştırılması.

Kanal cevabı kestirimi bulunduktan sonra, bunu kullanarak gönderilen işaretleri sezimlemek için aşağıdaki tablodaki teknikler kullanılmıştır.

Tablo 4.1: Kullanılan Sezim Teknikleri

Yöntem	Çözüm
Uyumlu Süzgeç (US)	$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{Q}\{\mathbf{H}^\dagger \mathbf{y}\}$
Sıfır Zorlayıcı (SZ) veya En küçük Kareler (Least Squares, LS)	$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{Q}\{(\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y}\}$
En Küçük Ortalama Karesel Hata (Minimum Mean Square Error, MMSE)	$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{Q}\{(\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} + \mathbf{I}\sigma^2)^{-1} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y}\}$



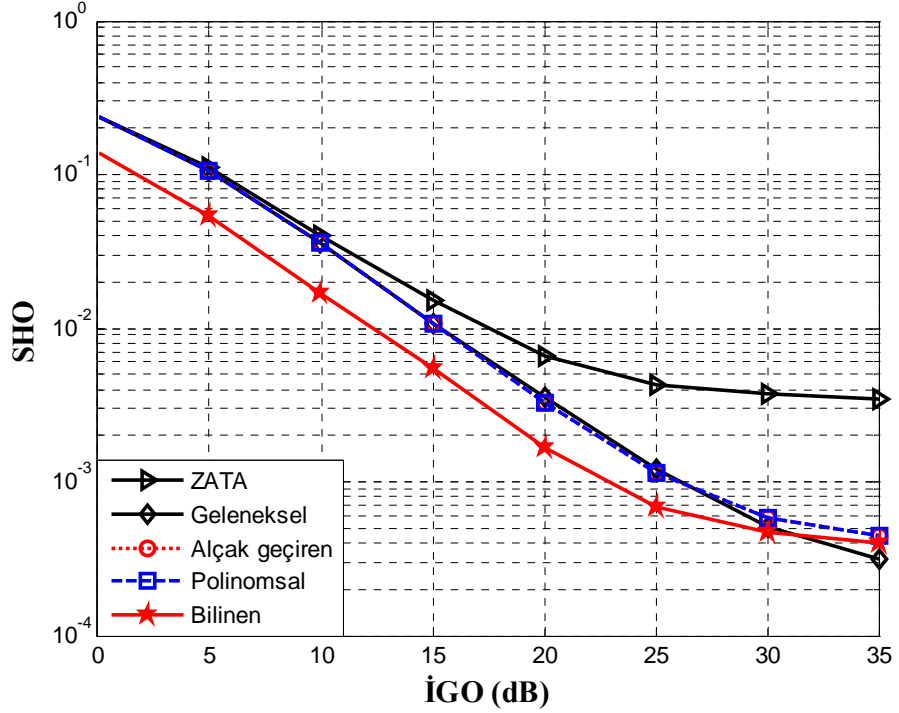
Şekil 4.2: COST 207 projesindeki RA Kanal Modeli için 2.4 GHz Taşıyıcı Frekanstaki Kanalın Değişimi (240 km/saat)

Şekil 4.2'de de görüldüğü gibi, kanal, zaman ve frekansta değişmektedir. Bu tezde, kanalın zaman ve frekanstaki bu değişimlerini bulmada aradeğerleme yöntemleri kullanılmıştır. Yerleştirilen pilot sembolleri kullanılarak frekanstaki değişimler alçak geçiren aradeğerleme, zamandaki kanal değişimleri ise eğri uydurma ile bulunmaktadır.

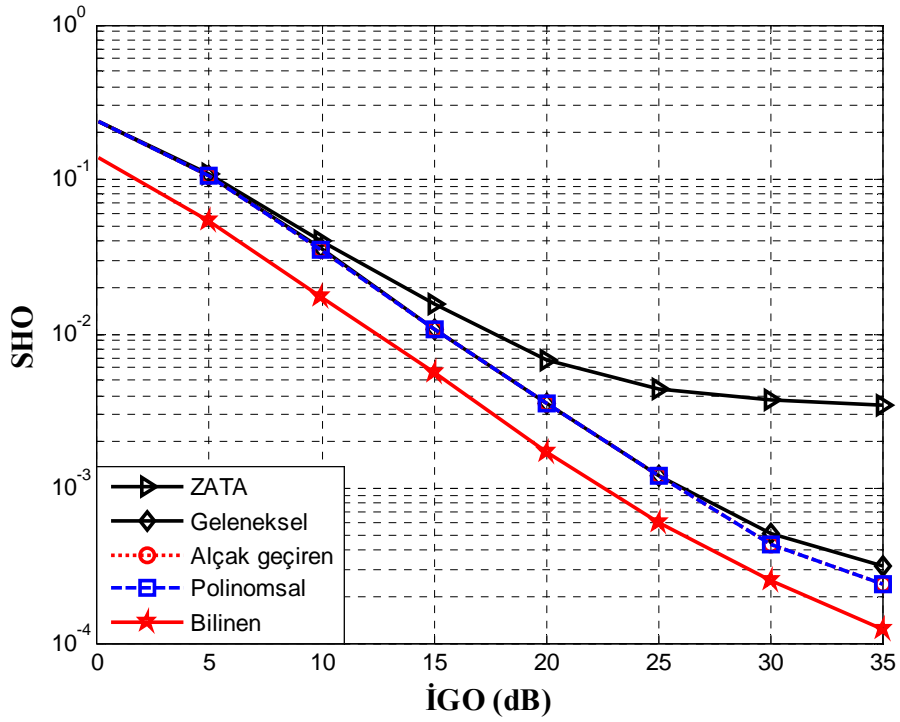
4.1. BPSK MODÜLASYONU

Tablo 4.2: Benzetim Parametreleri

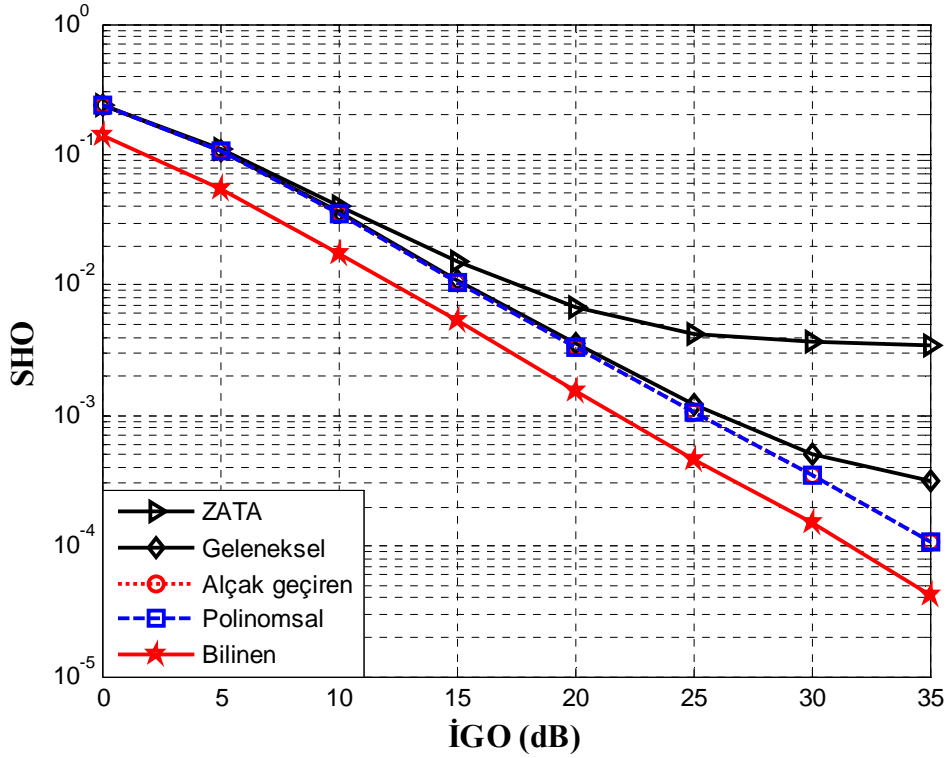
Kanal Modeli	COST-207 Kırsal Alan (RA), L=4
Bantgenişliği	5 MHz
Taşıyıcı Frekansı	2.4 GHz
FFT Boyutu	256
OFDM toplam sembol periyot uzunluğu (Bir OFDM sembolü 286 örnek içerir)	57 μs
Bir periyottaki CP süresi (Bir OFDM sembolünün 30 örneği CP)	6 μs
Pilot yerleşim oranı	1:8
Mobil terminal hızları	120 km/saat, 240 km/saat, 360 km/saat
Doppler frekansları	0.015, 0.030, 0.045



Şekil 4.3: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).

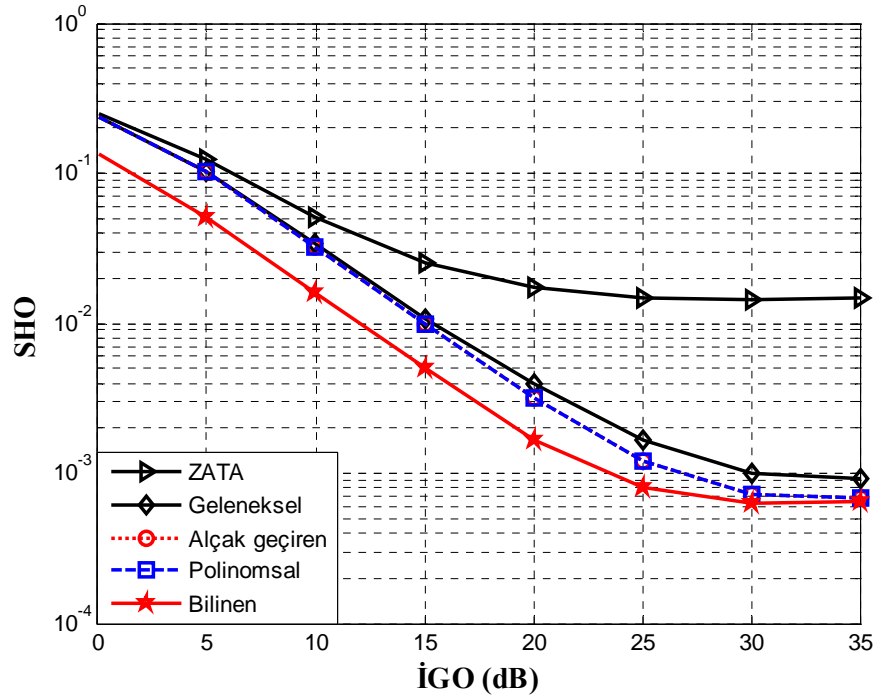


Şekil 4.4: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).

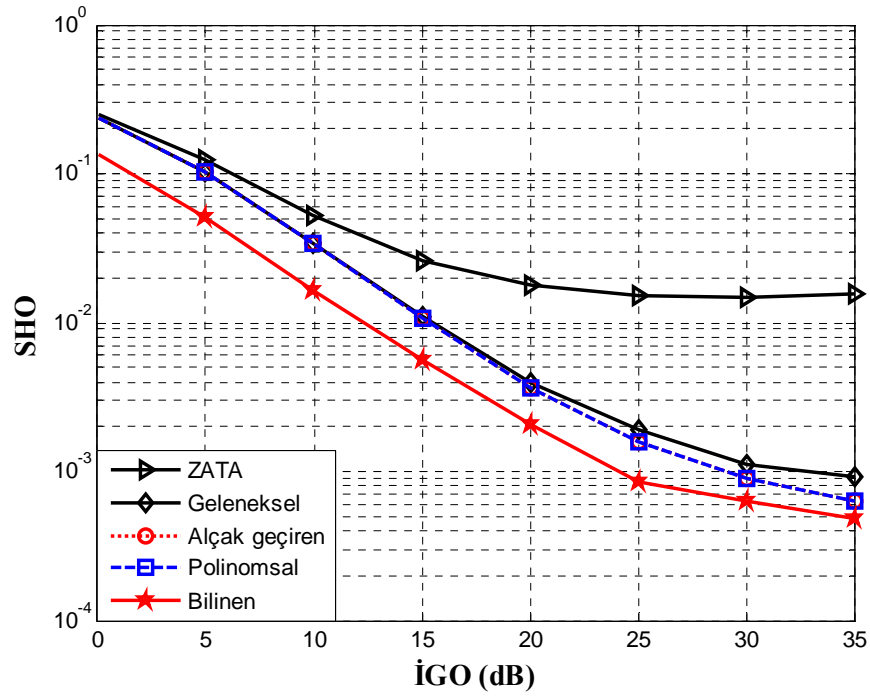


Şekil 4.5: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).

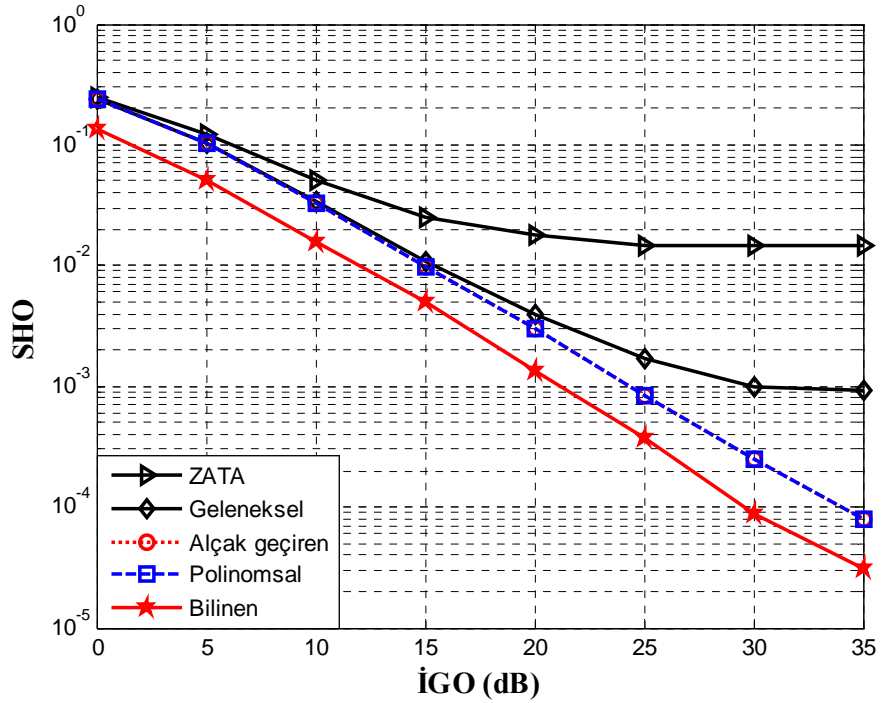
Şekil 4.3, Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'te sırasıyla, mobil terminal 120 km/saat hızla hareket ederken US, LS ve MMSE sezimlemelerinin Sembol hata oranları (SHO), İGO'nun fonksiyonu olarak gösterilmiştir. Sonuçlar ZATA, geleneksel kestirim, alçak geçiren ve önerilen kestirim yöntemi polinomsal aradeğerleme için gösterilmiştir. ICI'nın varlığını ihmal eden geleneksel uyumlu süzgeç sezimleyicisi en basit doğrusal sezimleyicidir. Bu nedenle performansı sınırlıdır, çünkü zamanla değişen kanalda altaşyıcıların dikliğini sağlayamamaktadır. Bu, US sezimleme yönteminin basitliğinden kaynaklanan hatalı sonuçtur. Bu yöntemin yerine kullanılan LS denkleştiricisi, ICI'nın etkisini azaltmak için \mathbf{H}^\dagger ile gösterilen sahte tersi uygulayabilir. Şekil 4.4'te görüldüğü üzere $SHO = 10^{-3}$ 'te geleneksel kestirimci, alçak geçiren aradeğerleme ve önerilen polinomsal aradeğerleme ile aynı sonucu vermekte ve kanalın tam bilinmesi durumuna 2.5 dB ile yaklaştığı görülmektedir. Bununla birlikte, LS denkleştiricisi kanalı tersine çevirmek için kanal cevabının, H , küçük genliğe sahip olduğu frekanslardaki gürültüyü de kuvvetlendirir. LS denkleştiricisinin gürültü artırma etkisi MMSE denkleştirici kullanarak azaltılabilir. Şekil 4.5'te görüldüğü üzere $SHO = 10^{-4}$ 'te, önerilen kestirimci, kanalın tam bilinmesi durumuna 3 dB ile yaklaşmaktadır.



Şekil 4.6: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).

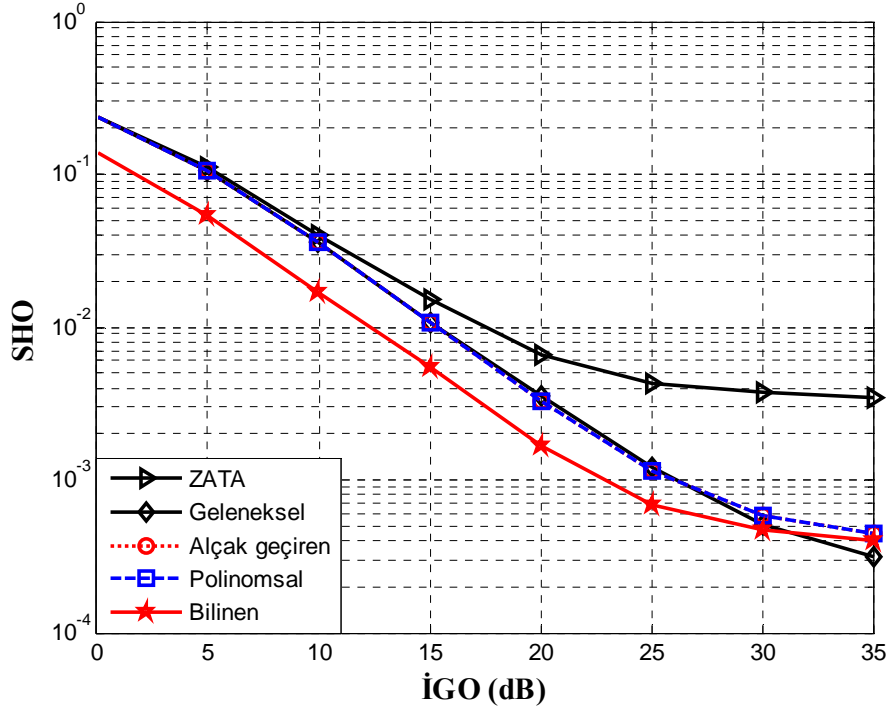


Şekil 4.7: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).

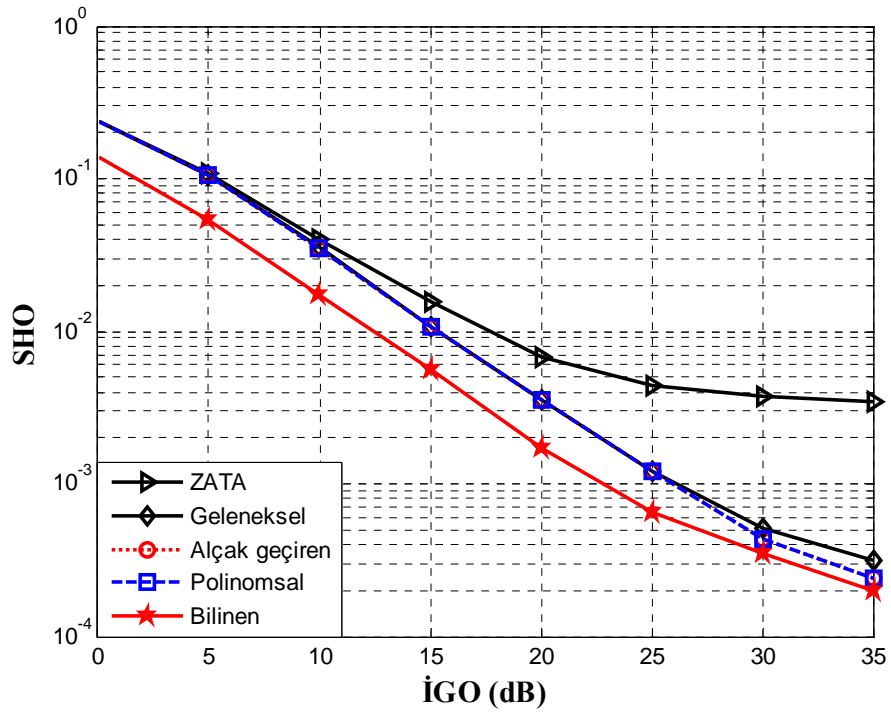


Şekil 4.8: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).

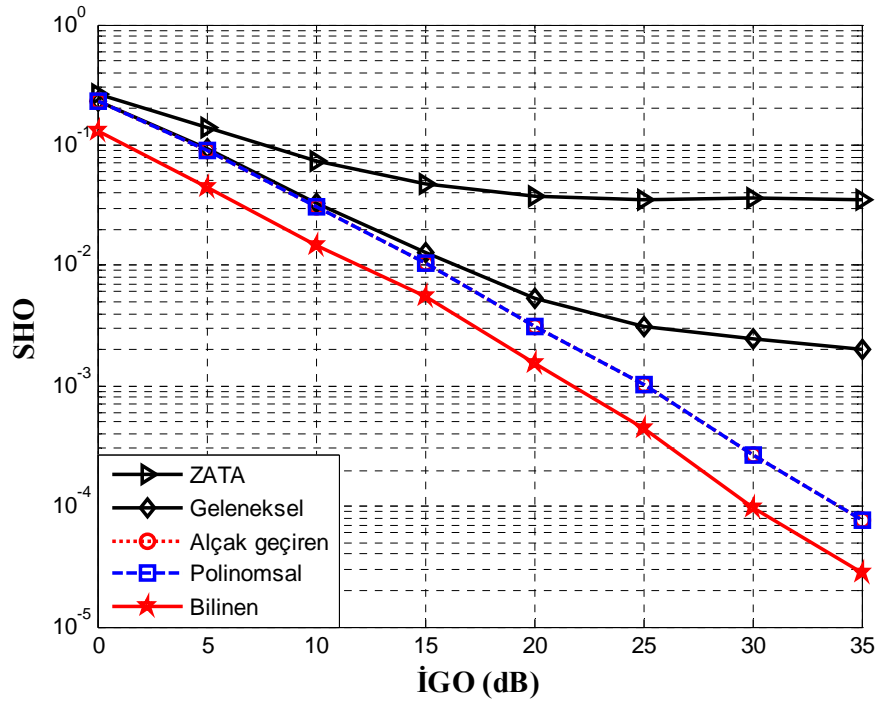
Yüksek mobilitede kanal kestirim algoritmalarının performansını göstermek için mobil terminalin hızı 240 km/saate çıkarılmıştır. Yüksek mobilite için performans farkı Şekil 4.6, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de daha açık olarak görülmektedir. 15 dB’lik İGO’dan sonra, geleneksel kestirimci ile alçak geçiren aradeğerleme ve polinomsal aradeğerleme yöntemi ayrılmakta, US ve LS sezimleme tekniklerinde 35 dB’de ulaştığı sembol hata oranına, MMSE sezim tekniğinde 25 dB civarında ulaşmaktadır. Şekil 4.8’de $SHO = 10^{-4}$ ’te, önerilen algoritma, kanalın tam bilinmesi durumuna 5 dB yaklaştığı görülmektedir. Ayrıca geleneksel ve ZATA kanal kestirimlerinin her ikisinde hata yüzeyine sahip olduğu gösterilmiştir.



Şekil 4.9: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).



Şekil 4.10: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).



Şekil 4.11: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).

Daha yüksek mobilitelerde kanal kestirim algoritmalarının performansını göstermek için mobil terminalin hızı 360 km/saate çıkarılmıştır. Yüksek mobilite için performans farkı Şekil 4.9, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de daha açık olarak görülmektedir. Burada da görüldüğü üzere US sezimleyicisinin yapısından dolayı hata yüzeyi büyüktür. Daha gelişmiş kestirimci olan LS için $SHO = 10^{-3}$ ’te geleneksel kestirimci, alçak geçiren aradeğerleme ve önerilen kestirimci 3 dB ile kanalın bilindiği duruma yaklaşırken, İGO arttıkça geleneksel kestirimcinin performansı düşmektedir. Fakat önerilen kestirimcinin kanalın bilindiği duruma çok iyi yaklaştığı görülmektedir. MMSE sezim tekniğinin yine aynı şekilde diğer iki sezimleme yöntemine göre daha iyi performans gösterdiği aynı İGO oranı olan 35 dB için incelendiğinde Şekil 4.11’de görüldüğü üzere çok daha düşük sembol hata oranı verdiği tespit edilmiştir. Şekil 4.11’de $SHO = 10^{-4}$ ’te, önerilen algoritma, kanalın tam bilinmesi durumuna 4 dB yaklaşmaktadır. Ayrıca geleneksel ve ZATA kanal kestirimlerinin her ikisinde çok yüksek hata yüzeyine sahip oldukları görülmektedir.

4.2. QPSK MODÜLASYONU

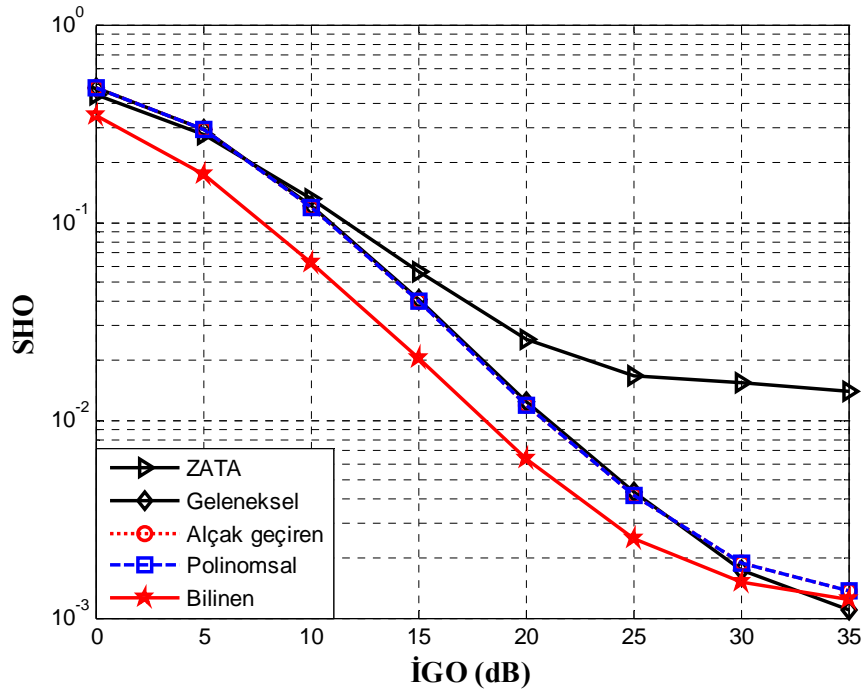
Tablo 4.3: Benzetim Parametreleri

Kanal Modeli	COST-207 Kırsal Alan (RA), L=4
Bantgenişliği	5 MHz
Taşıyıcı Frekansı	2.4 GHz
FFT Boyutu	256
OFDM toplam sembol periyot uzunluğu (Bir OFDM sembolü 286 örnek içerir)	57 μs
Bir periyottaki CP süresi (Bir OFDM sembolünün 30 örneği CP)	6 μs
Pilot yerleşim oranı	1:8
Mobil terminal hızları	120 km/saat, 240 km/saat, 360 km/saat
Doppler frekansları	0.015, 0.030, 0.045

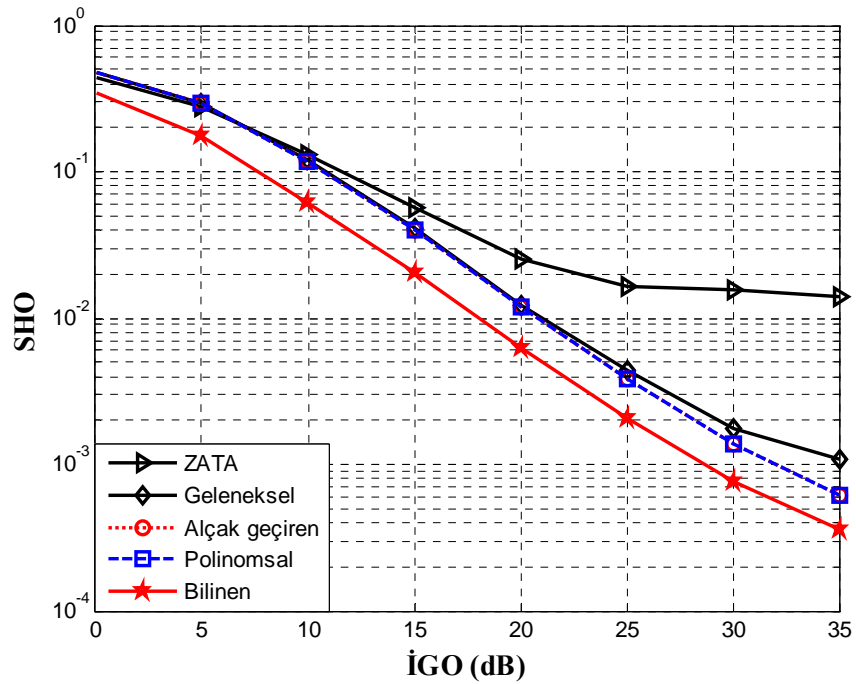
Modern kablosuz haberleşme sistemleri yüksek veri hızına ihtiyaç duymaktadır. Yüksek veri hızı, her bir alttaşıyıcıyı genlik ve faz cinsinden ifade ederek gerçekleştirilebilir. Kanal kestirim algoritmalarının yüksek veri hızındaki performansını tespit etmek için

aynı bantgenişliğinde QPSK (2 bit/s/Hz) kullanılmış ve benzetim sonuçları aşağıda gösterilmiştir.

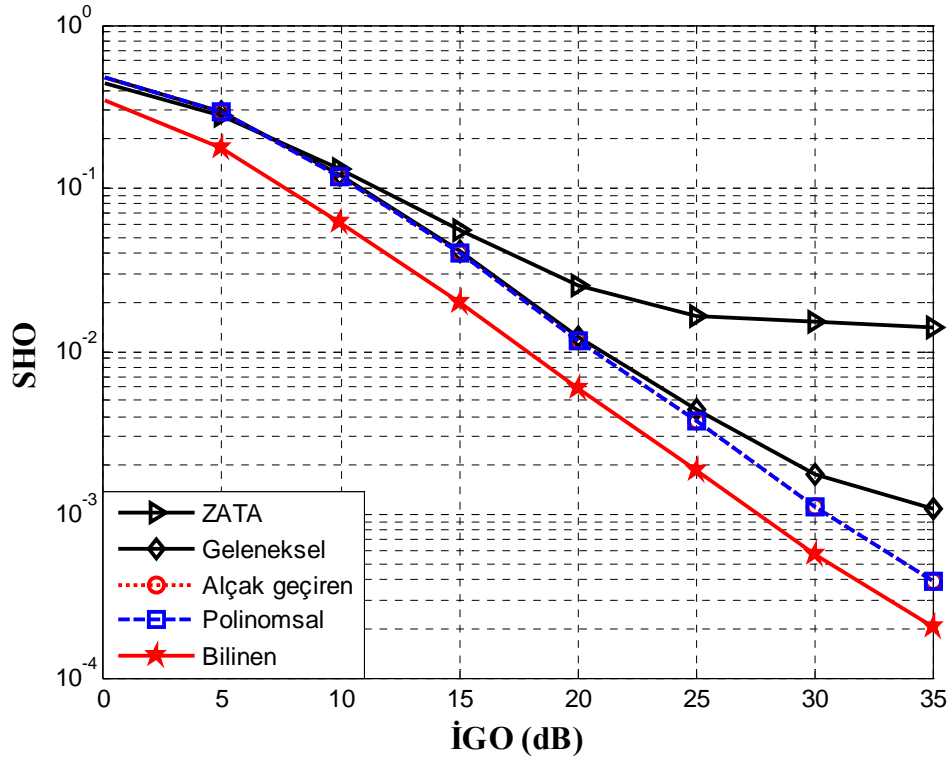
QPSK içinde Şekil 4.12, Şekil 4.13 ve Şekil 4.14'de sırasıyla, mobil terminal 120 km/saat hızla hareket ederken US, LS ve MMSE sezimlemelerinin SHO, İGO'nun fonksiyonu olarak gösterilmiştir. Sonuçlar ZATA, geleneksel kestirim, alçak geçiren ve önerilen kestirim yöntemi polinomsal aradeğerleme için gösterilmiştir. ICI'nın varlığını ihmal eden geleneksel uyumlu süzgeç sezimleyicisinin performansının ne kadar sınırlı olduğu burada da açıkça görülmektedir. Zamanla değişen kanalda alttayıcılarının dikliğini sağlayamadığı için kestirim yöntemleri hatalı sonuçlar vermektedir. Şekil 4.13'de gösterilen LS denkleştiricisinin performansı US ile karşılaştırıldığında daha iyi sonuçlar vermektedir. $SHO = 10^{-3}$ 'te alçak geçiren aradeğerleme ve önerilen polinomsal aradeğerleme kanalın bilindiği duruma 4 dB civarı yaklaşmakta, geleneksel kestirimci ise aynı hata oranı için 7 dB yaklaşmaktadır. ZATA kestirimcisinin sahip olduğu yüksek hata yüzeyinden performansının ne kadar sınırlı olduğu bütün denkleştiricilerde açık bir şekilde görülmektedir. LS denkleştiricisinin gürültü artırma etkisini azaltan MMSE denkleştiricinin benzetim sonuçları Şekil 4.14'de görülmektedir. $SHO = 10^{-3}$ 'te önerilen kestirimci, kanalın tam bilinmesi durumuna 2.5 dB ile yaklaşırken, geleneksel kestirimci 7.5 dB yaklaşabilmektedir. Daha yüksek İGolarında, aradaki performans farkı çok daha net görülmektedir.



Şekil 4.12: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).



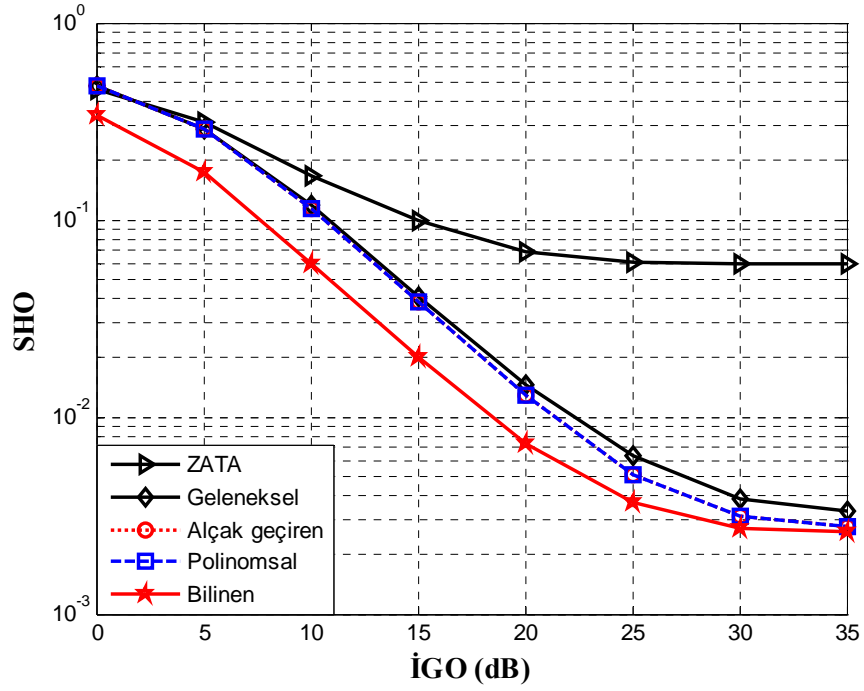
Şekil 4.13: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).



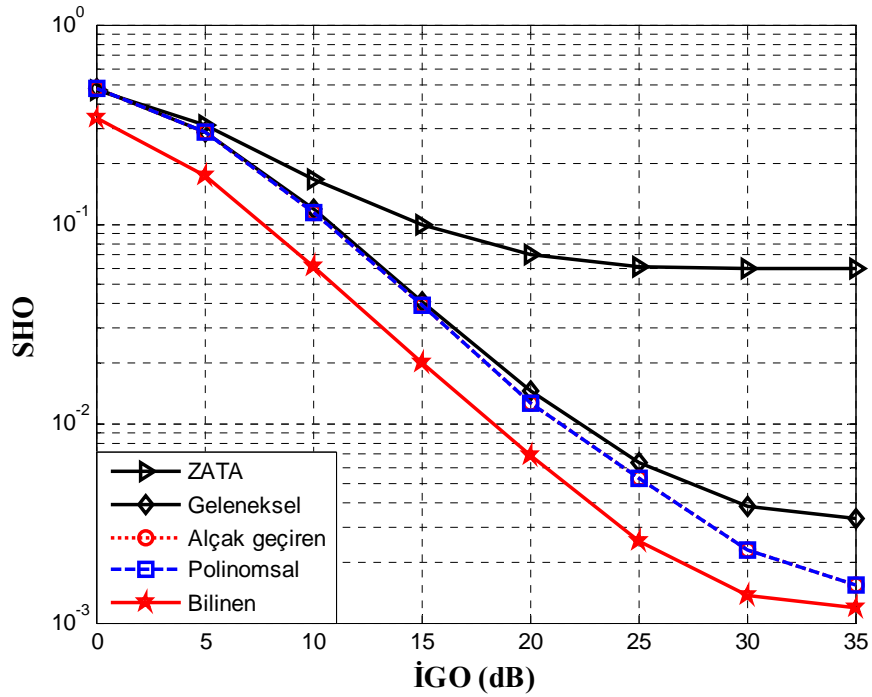
Şekil 4.14: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).

QPSK için daha yüksek mobilitelerde kanal kestirim algoritmalarının performansını göstermek için mobil terminalin hızı 240 ve 360 km/saate çıkarılmıştır. 240 km/saatlik hız için farklı kestirim algoritmaları için US, LS ve MMSE sezimleme tekniklerinin benzetim sonuçları Şekil 4.15, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'te gösterilmiştir. Yine aynı şekilde US sezimleyicisinin yapısından dolayı hata yüzeyi büyüktür. LS denkleştiricisi için İGO=15 dBden sonra geleneksel kestirimci ile alçak geçiren ve polinomsal aradeğerleme yöntemlerinin başarımları değişmekte, 35 dB seviyelerinde alçak geçiren ve polinomsal aradeğerleme yöntemleri, kanalın bilindiği durumdaki sonuca çok yaklaşmaktadır. MMSE sezimleme tekniğinde bu başarımların farkı daha net olarak görülmektedir. Geleneksel kestirimci ve ZATA durumundaki hata yüzeyi görülmekle birlikte, alçak geçiren ve polinomsal aradeğerleme yöntemleri 35 dB seviyesinde $SHO = 10^{-3}$ 'ten daha düşük seviyede bir hataya ulaşarak kanalın bilindiği duruma yakın performans göstermektedir. Mobilitenin daha yüksek olduğu Şekil 4.18, Şekil 4.19 ve Şekil 4.20'de bu performans farkları, önerilen yöntemin başarımlarını daha net olarak göstermektedir. Yüksek mobiliteye rağmen, $SHO = 10^{-3}$ 'te

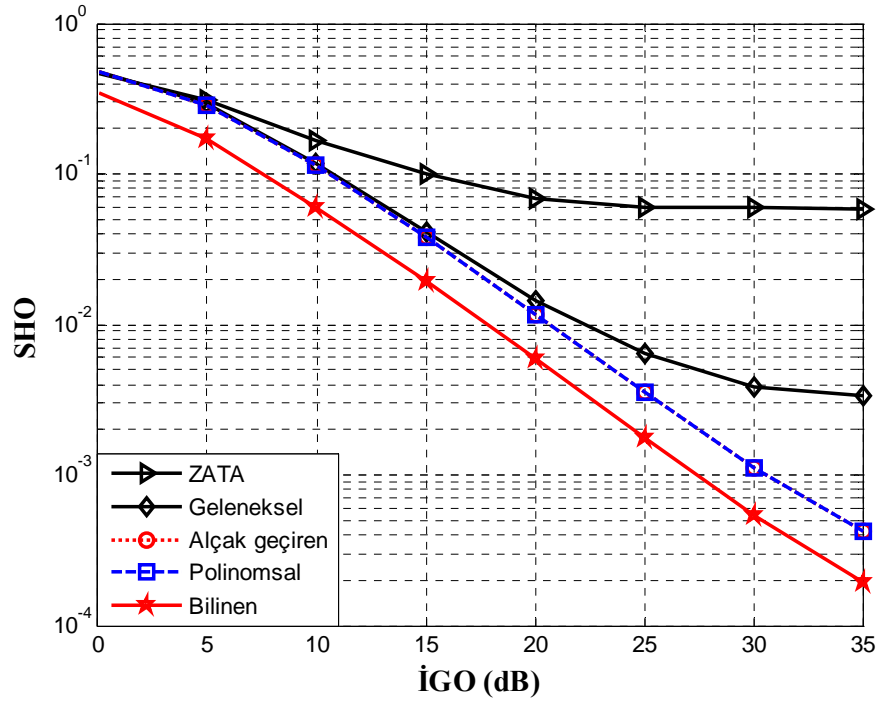
önerilen yöntemin kanalın bilindiği duruma 3 dB civarında yaklaştığı Şekil 4.20’te gösterilmiştir.



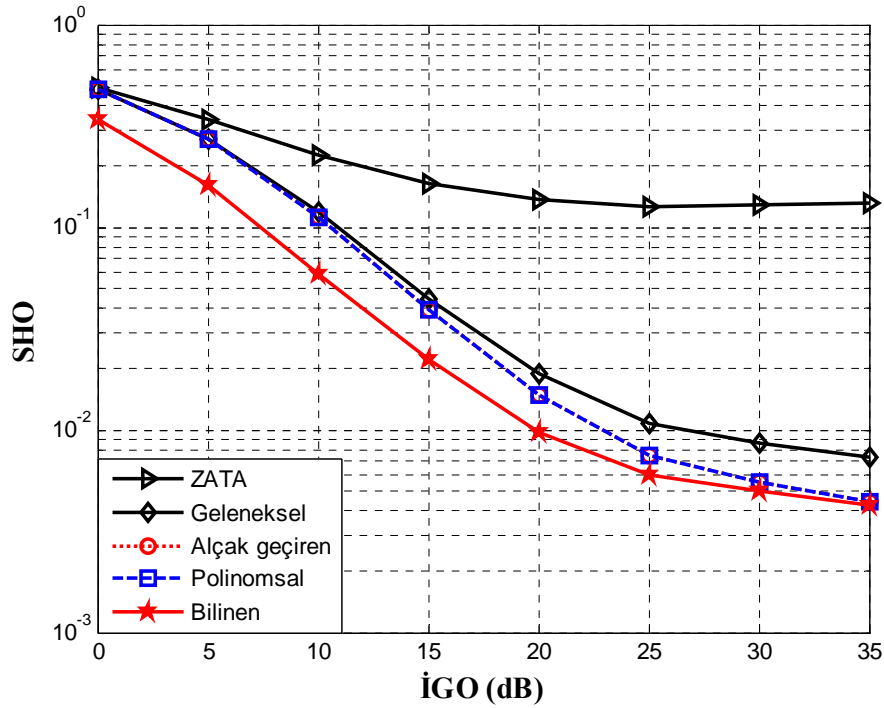
Şekil 4.15: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).



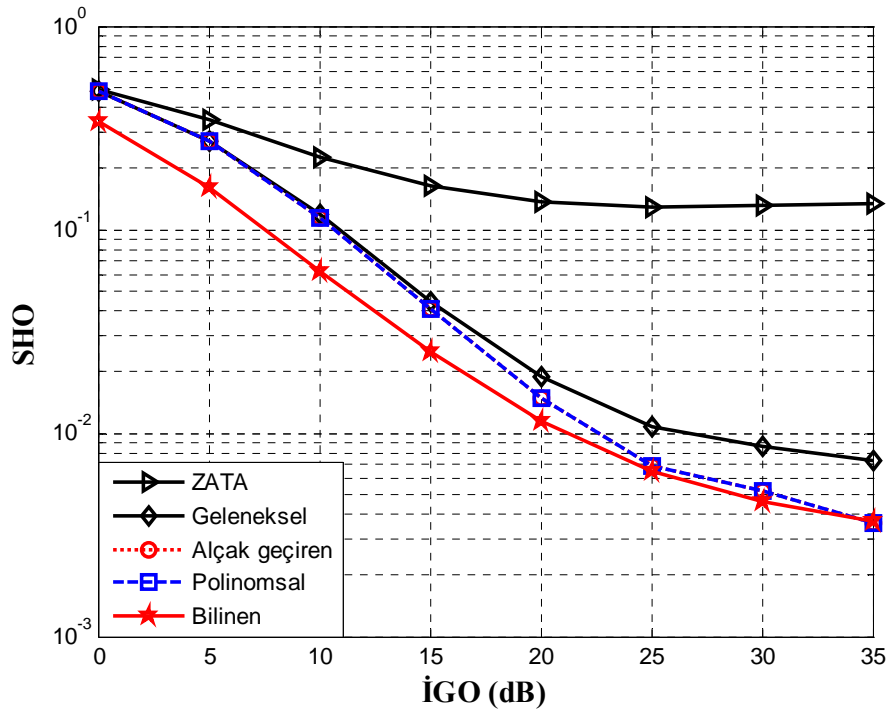
Şekil 4.16: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).



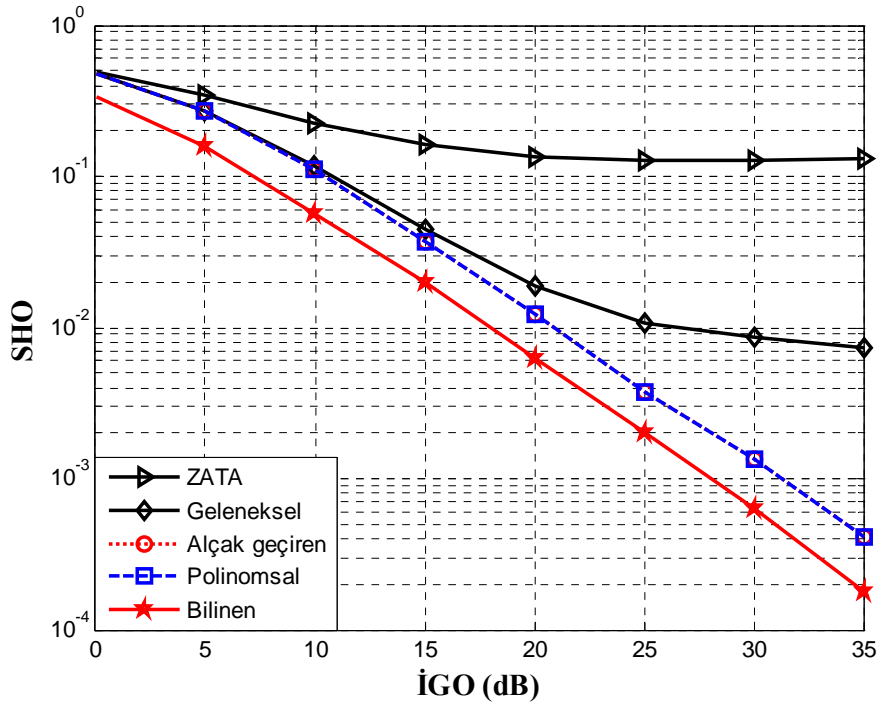
Şekil 4.17: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).



Şekil 4.18: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).



Şekil 4.19: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).



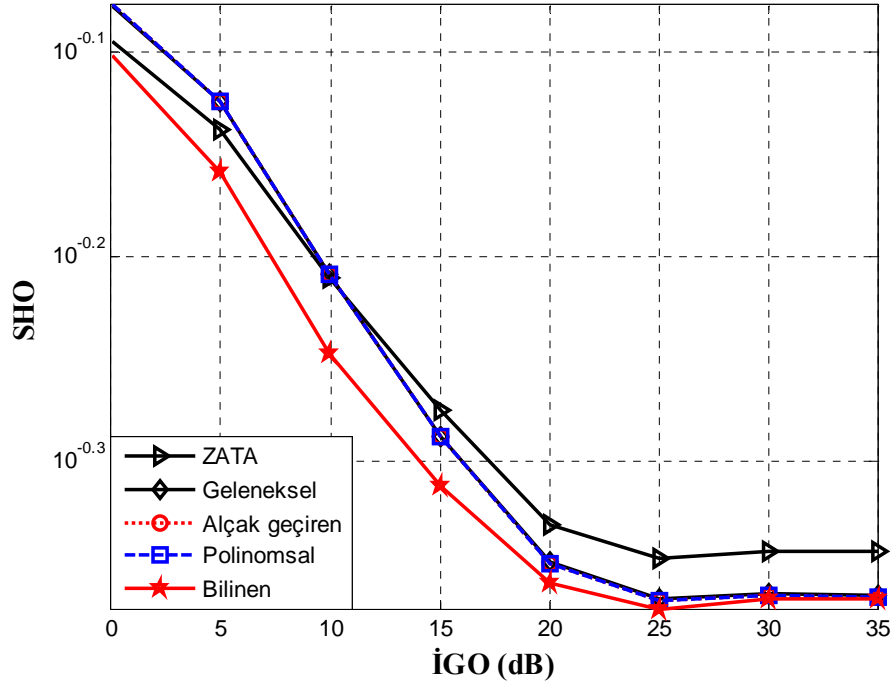
Şekil 4.20: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).

4.3. 16QAM MODÜLASYONU

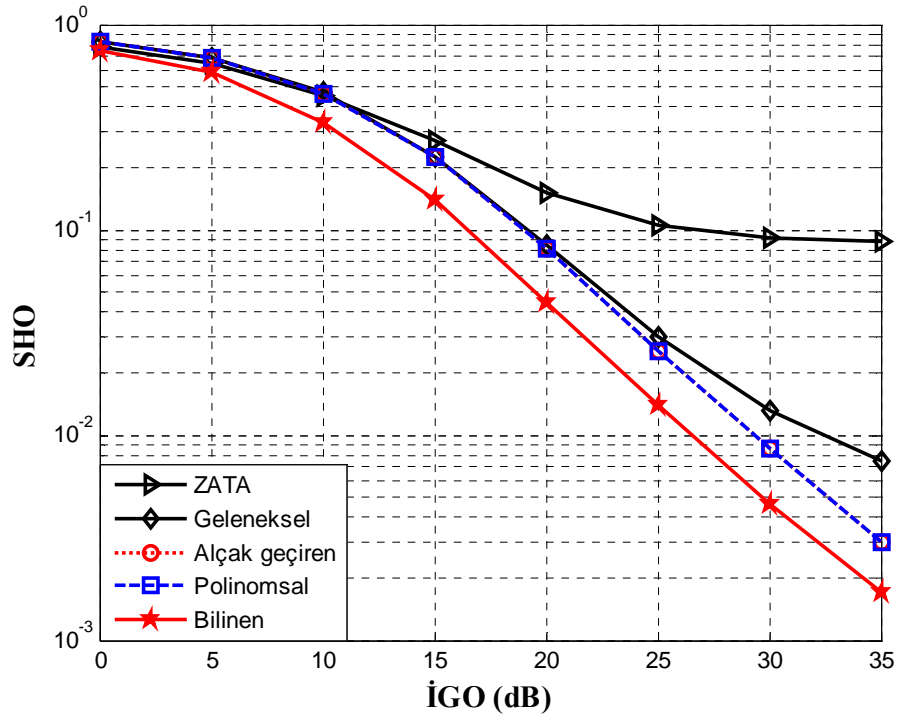
Tablo 4.4: Benzetim Parametreleri

Kanal Modeli	COST-207 Kırsal Alan (RA), L=4
Bantgenişliği	5 MHz
Taşıyıcı Frekansı	2.4 GHz
FFT Boyutu	256
OFDM toplam sembol periyot uzunluğu (Bir OFDM sembolü 286 örnek içerir)	57 μ s
Bir periyottaki CP süresi (Bir OFDM sembolünün 30 örneği CP)	6 μ s
Pilot yerleşim oranı	1:8
Mobil terminal hızları	120 km/saat, 240 km/saat, 360 km/saat
Doppler frekansları	0.015, 0.030, 0.045

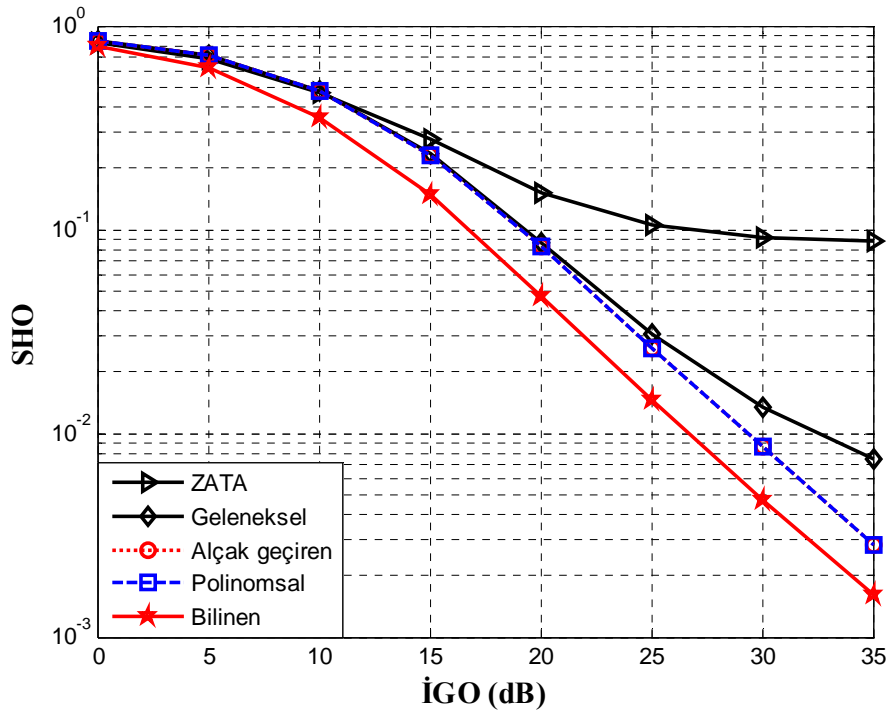
Her bir alttaşıyıcıyı genlik ve faz cinsinden ifade ederek gösterdiğimiz veri için daha yüksek hızlardaki kanal kestirim algoritmalarının performansını tespit etmek için aynı bantgenişliğine 16 QAM (4 bit/s/Hz) uygulanılmıştır:



Şekil 4.21: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).

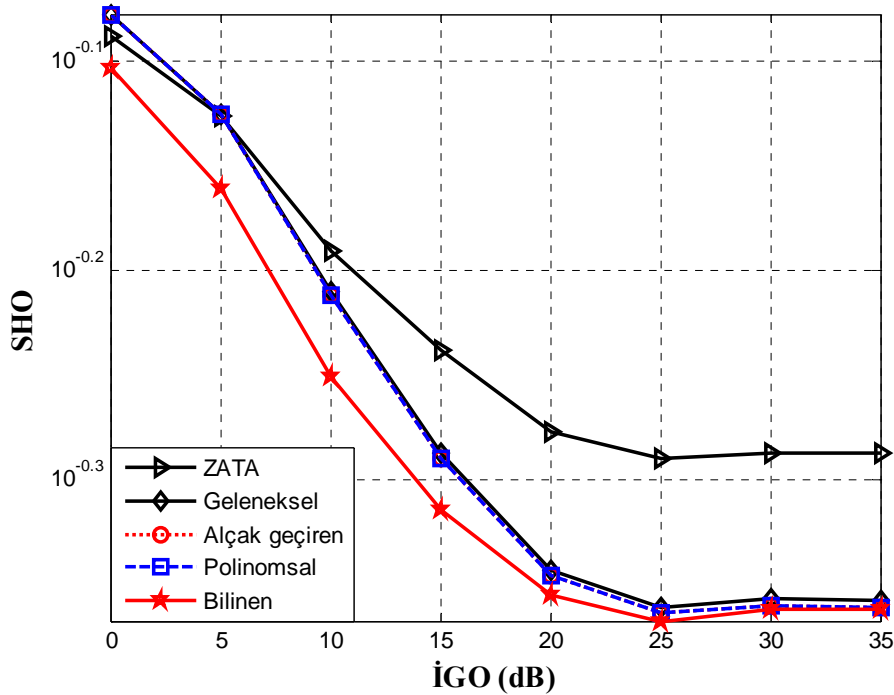


Şekil 4.22: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).

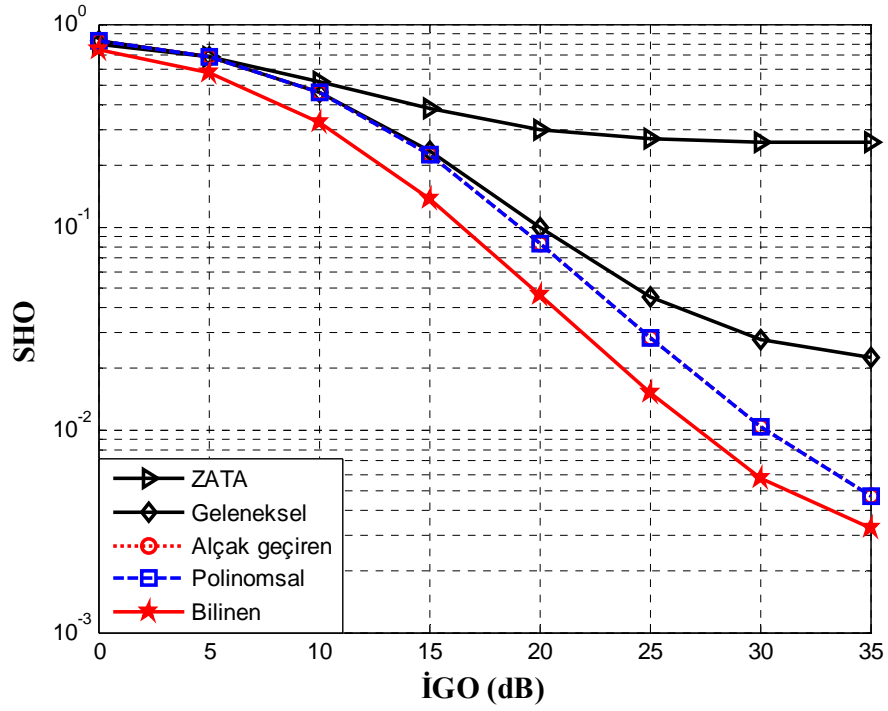


Şekil 4.23: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (120 km/saat).

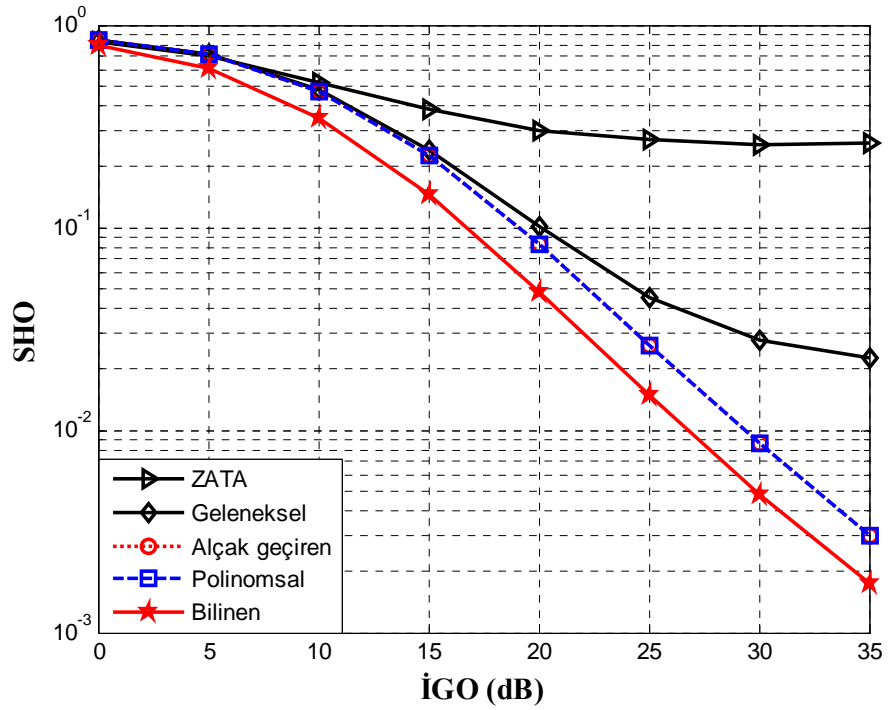
16 QAM için Şekil 4.21, Şekil 4.22 ve Şekil 4.23'de sırasıyla, mobil terminal 120 km/saat hızla hareket ederken US, LS ve MMSE sezimlemelerinin SHO, İGO'nun fonksiyonu olarak gösterilmiştir. Sonuçlar burada da ZATA, geleneksel kestirim, alçak geçiren ve önerilen kestirim yöntemi polinomsal aradeğerleme için gösterilmiştir. Şekil 4.21'da görüldüğü üzere US sezimleme tekniği yüksek veri hızlarında çok daha kötü bir performans sergilemekte, yüksek gürültü oranlarına sembol hata oranının yüksek değerlerinde ulaşmaktadır. Yine aynı şekilde LS sezimleme tekniğinde $SHO = 10^{-2}$ 'de alçak geçiren aradeğerleme ve önerilen polinomsal aradeğerleme, kanalın bilindiği duruma 2 dB civarında yaklaşmaktadır. 35 dB'lik İGO durumundaki SHO'da, daha düşük veri hızına göre yüksektir. MMSE, buradaki en iyi sezimleme tekniği olmasına rağmen Şekil 4.23'de görüldüğü üzere 35 dB'de SHO'nun 10^{-3} olduğu duruma yaklaşamamaktadır. Fakat önerilen yöntemin başarımlı performansı, geleneksel kestirimci ve ZATA'ya göre çok yüksektir.



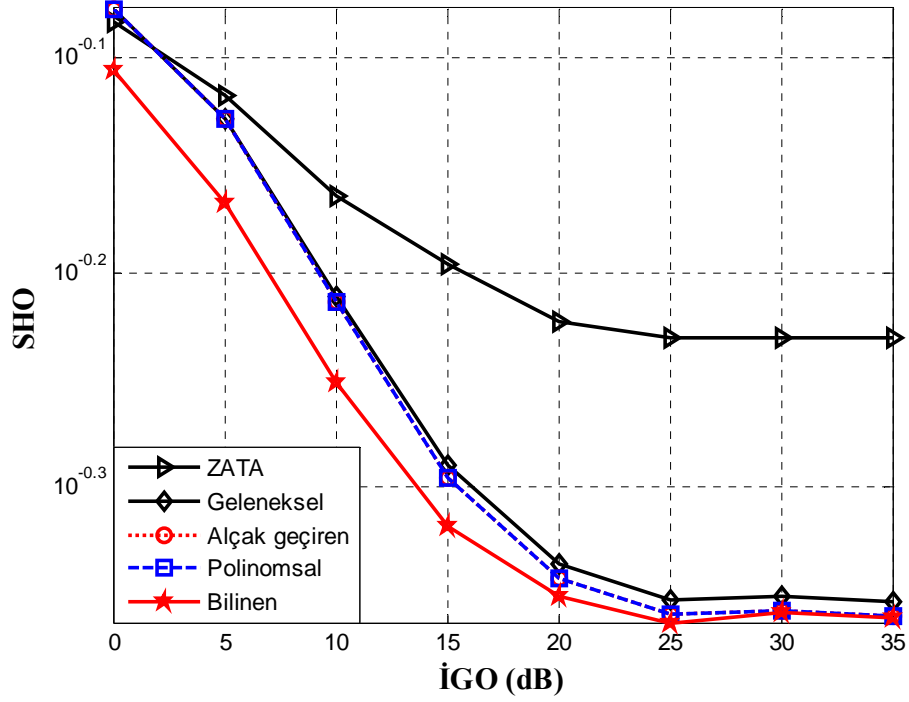
Şekil 4.24: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).



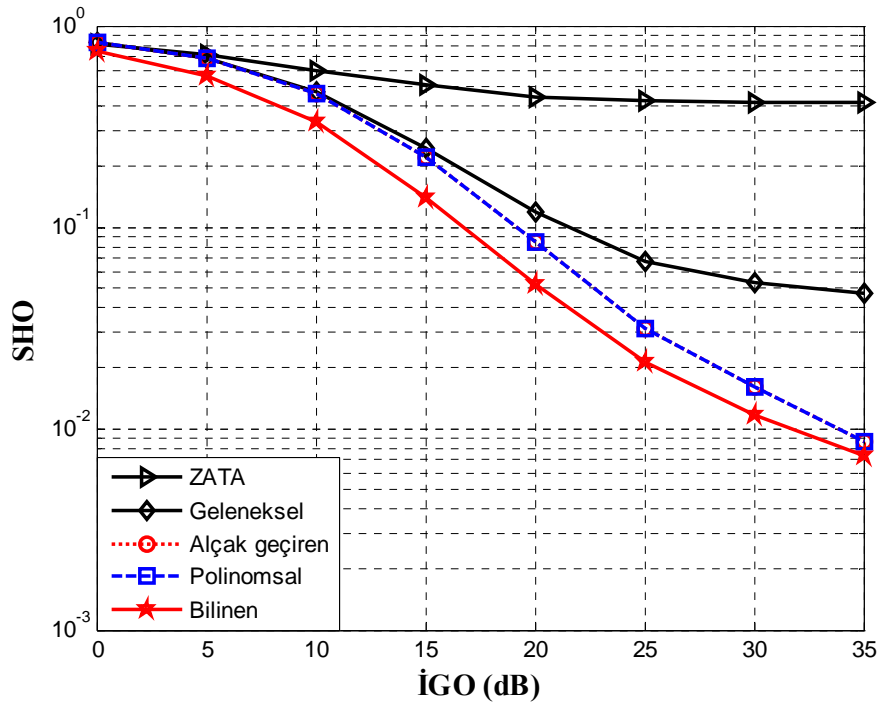
Şekil 4.25: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).



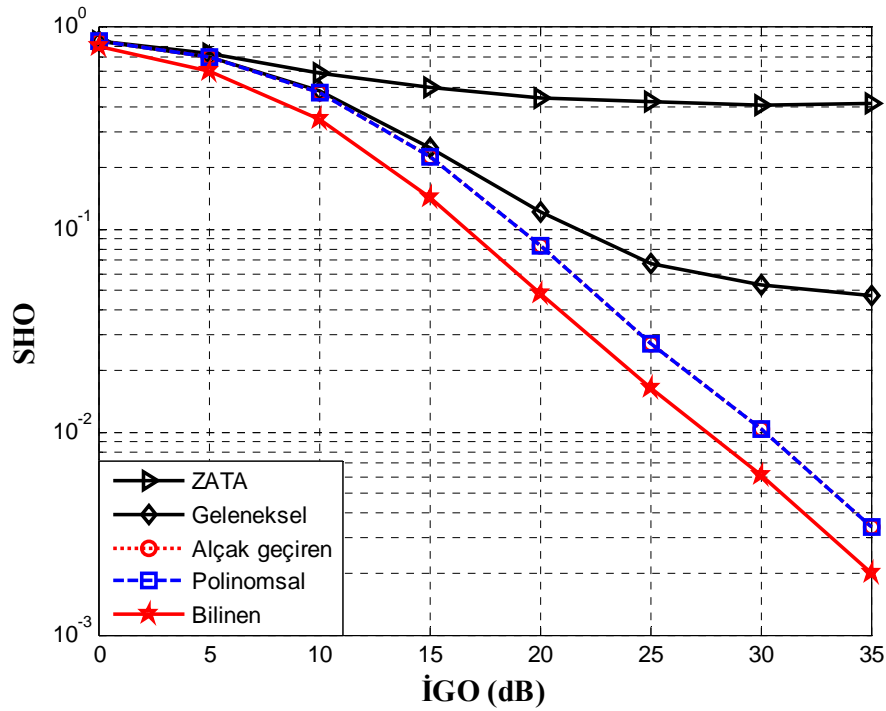
Şekil 4.26: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (240 km/saat).



Şekil 4.27: US Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).



Şekil 4.28: LS Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).



Şekil 4.29: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (360 km/saat).

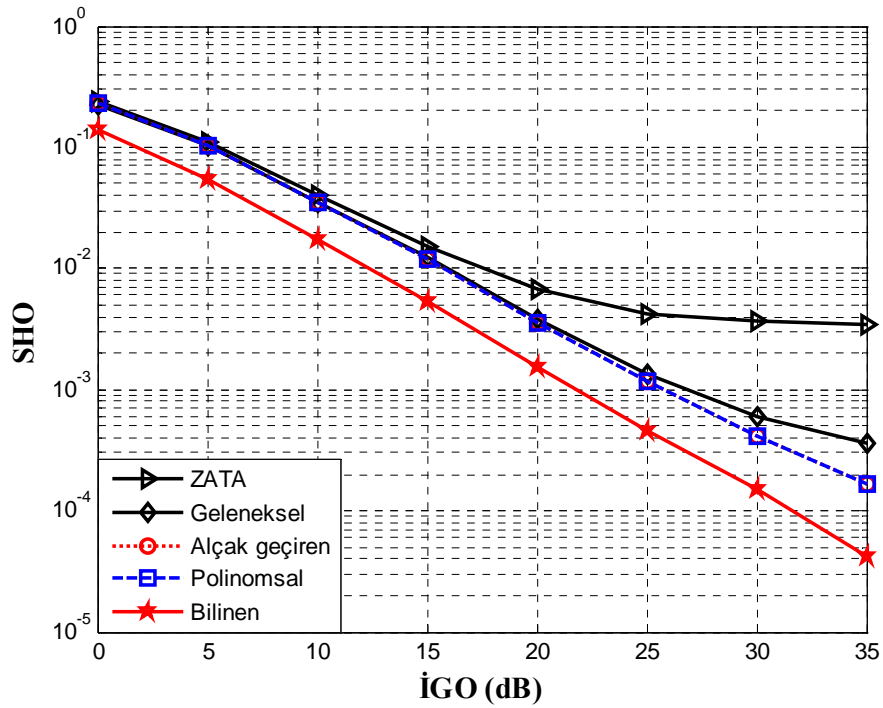
16 QAM için daha yüksek mobilitelerde, yüksek veri hızı için kanal kestirim algoritmalarının performansını göstermek için mobil terminalin hızı 240 ve 360 km/saate çıkarılmıştır. 240 km/saatlik hız için farklı kestirim algoritmaları için US, LS ve MMSE sezimleme tekniklerinin benzetim sonuçları Şekil 4.24, Şekil 4.25 ve Şekil 4.26'te, 360 km/saatlik hız içinse yine aynı algoritmalar için benzetim sonuçları Şekil 4.27, Şekil 4.28 ve Şekil 4.29'da gösterilmiştir. Yüksek mobilite durumunda da US sezimleyicisinin performansının çok kötü olduğu şekillerden açıkça gözükmemektedir. LS denkleştiricisi için 240 km/saatlik mobilitede $SHO = 10^{-2}$ lik değere kanalın bilindiği durumda 27 dB'de ulaşırken, alçak geçiren ve polinomsal aradeğerleme kestirim yöntemleri 30 dB'de aynı değere ulaşmakta ve 3 dBlik bir performans farkı ortaya çıkmaktadır. Fakat 360 km/saatlik hızda bu hata oranına kanalın bilindiği durumda 32 dB'de, önerilen algoritma ile yapılan kestirimde ise 34 dB'de ulaşabilmektedir. MMSE sezimleme tekniği için 240 km/saatlik mobilitede aynı hata oranına kanalın bilindiği durumda yine LS sezimleme tekniğinde olduğu gibi 27 dB'de ulaşmakta fakat önerilen yöntem bu değere 29 dB'de ulaşmaktadır. 360 km/saatlik mobilitede ise, $SHO = 10^{-2}$ değerine kanalın bilindiği durumda 27.5 dBde, önerilen kestirim algoritması

ile ise 30 dB’de ulaşılmaktadır. Buradan da görüleceği üzere MMSE sezimleme tekniği, US ve LS sezimleme tekniklerinden daha yüksek başarımlı performansa sahiptir.

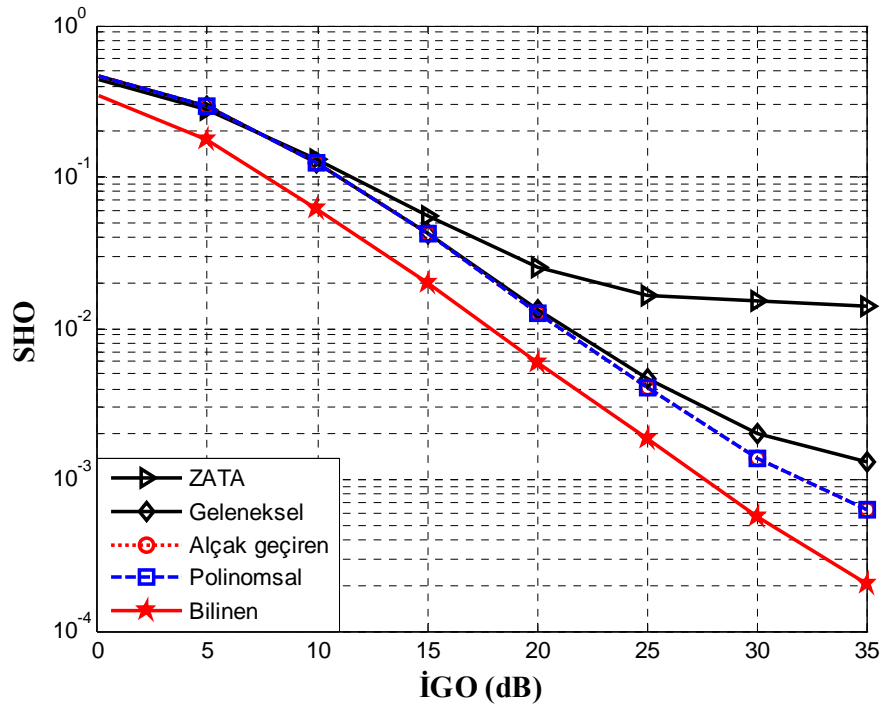
4.4. 1:16 PYO İÇİN BPSK VE QPSK MODÜLASYONLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

Tablo 4.5: Benzetim Parametreleri

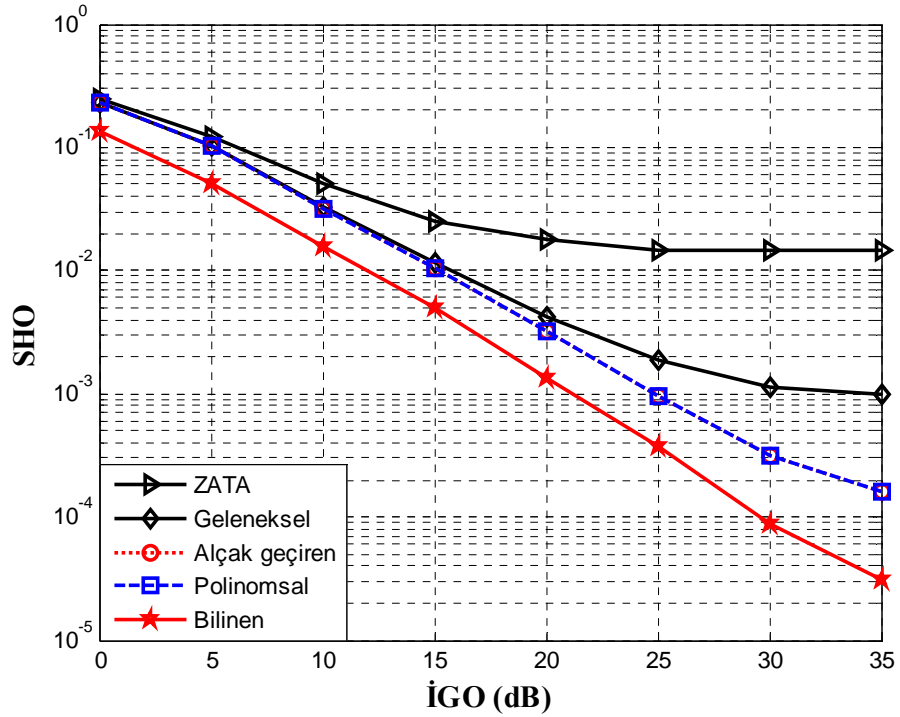
Kanal Modeli	COST-207 Kırsal Alan (RA), L=4
Bantgenişliği	5 MHz
Taşıyıcı Frekansı	2.4 GHz
FFT Boyutu	256
OFDM toplam sembol periyot uzunluğu (Bir OFDM sembolü 286 örnek içerir)	57 μ s
Bir periyottaki döngüsel önek (CP) süresi (Bir OFDM sembolünün 30 örneği CP)	6 μ s
Pilot yerleşim oranı	1:16
Mobil terminal hızları	120 km/saat, 240 km/saat, 360 km/saat
Doppler frekansları	0.015, 0.030, 0.045



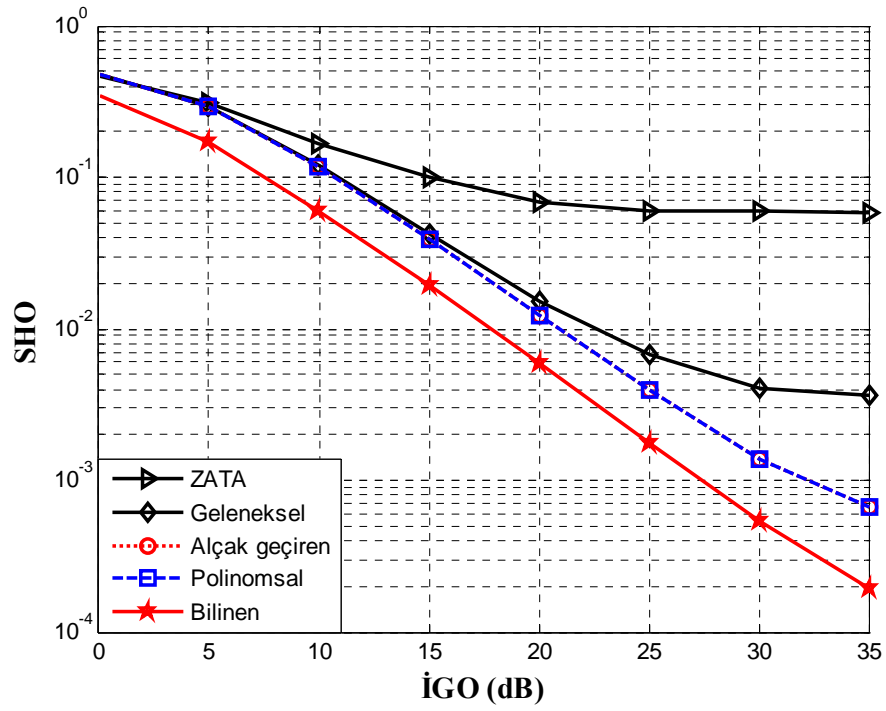
Şekil 4.30: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (BPSK, 120 km/saat).



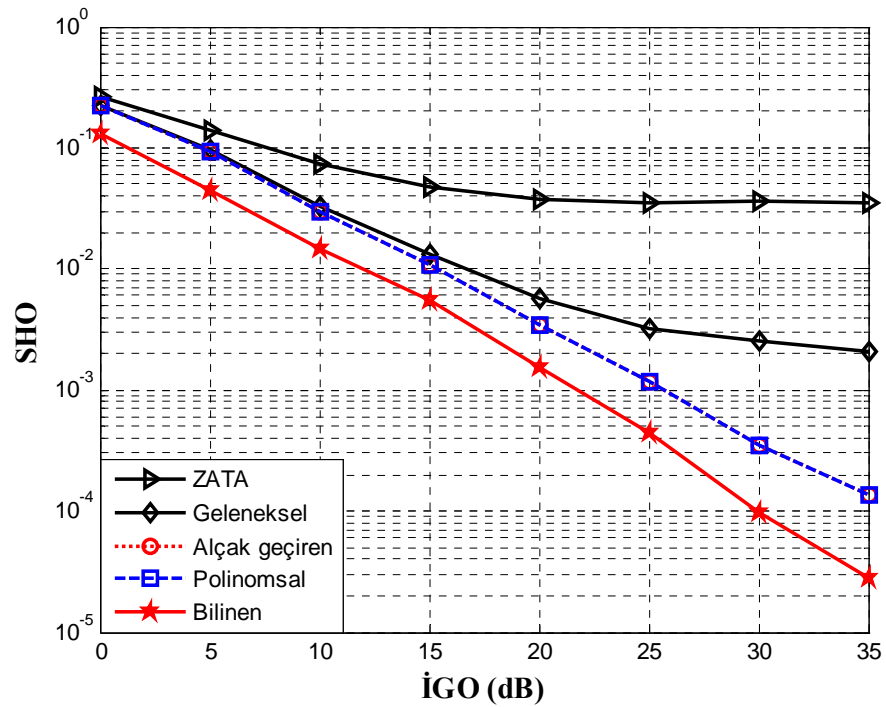
Şekil 4.31: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (QPSK, 120 km/saat).



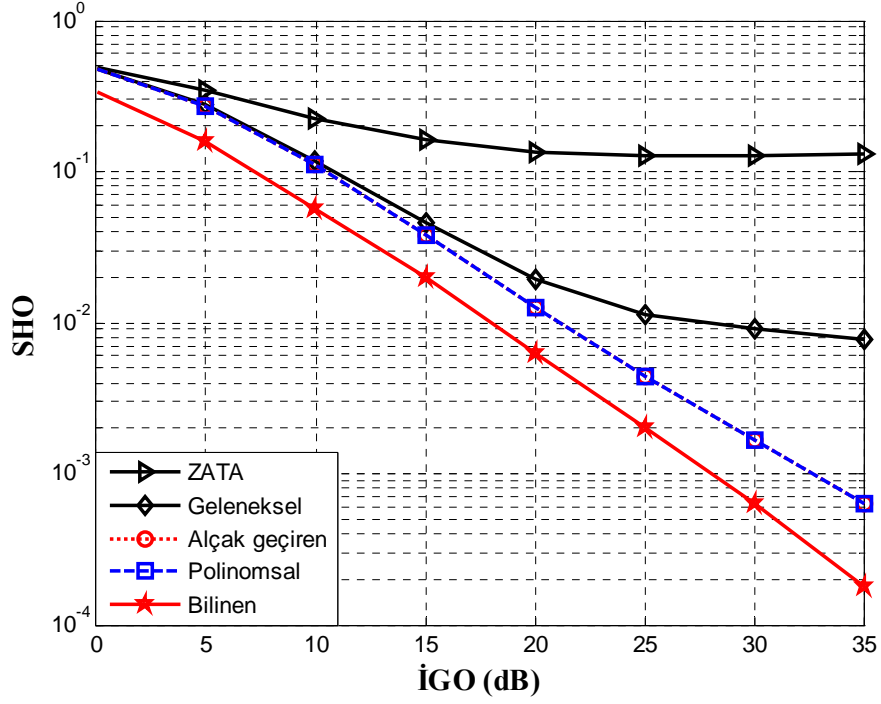
Şekil 4.32: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (BPSK, 240 km/saat).



Şekil 4.33: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (QPSK, 240 km/saat).



Şekil 4.34: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (BPSK, 360 km/saat).

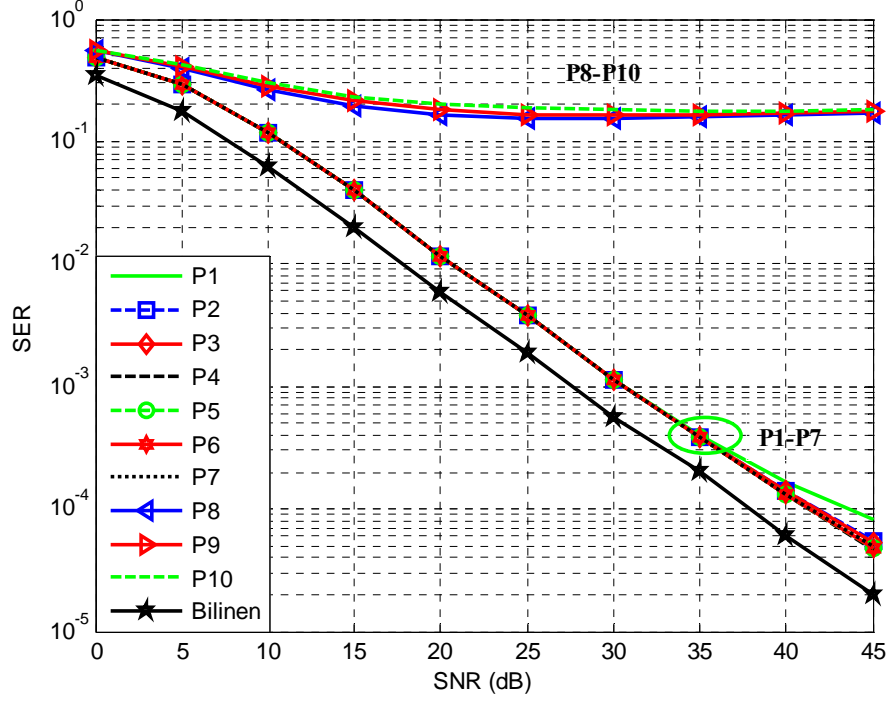


Şekil 4.35: MMSE Sezim Tekniği ile OFDM Sistemleri için Farklı Kestirim Algoritmalarının SHO Karşılaştırması (QPSK, 360 km/saat).

Şekil 4.30-Şekil 4.35 arasındaki şekillerde, pilot yerleşim oranını 1:16 oranına düşürülerek, MMSE sezimleme için OFDM sistemlerinin farklı kestirim algoritmalarının 120 km/saat, 240km/saat ve 360 km/saat mobil terminal hızlarıyla BPSK ve QPSK kullanılması durumundaki başarımları incelenmiştir. Mobilitenin 120 km/saat olduğu BPSK için, $SHO = 10^{-3}$ 'te önerilen kestirim yöntemi kanalın bilindiği duruma 4 dB yaklaşmaktadır. Geleneksel kestirim yöntemi ise 5 dB yaklaşmaktadır. Düşük mobilitede geleneksel kestirim yönteminin yeterli olabileceği burada gösterilmiştir. ZATA yönteminin ise hata yüzeyi fazladır, iyi bir performans gösterememektedir. Mobil terminal hızı sırasıyla 240 ve 360 km/saate çıkarıldığında $SHO = 10^{-3}$ 'te önerilen yöntemin kanalın bilindiği duruma yaklaşması yine 4 dB civarındadır, fakat geleneksel kestirim yönteminin kanalın bilindiği duruma yaklaşması 240 km/saatte 10 dB civarı iken, 360 km/saatte bu hata oranına ulaşamamaktadır. QPSK için yukarıdaki durumları incelersek yine benzer sonuçlarla karşılaştığımızı görürüz. Önerilen yöntemin kanalın bilindiği duruma yaklaşması $SHO = 10^{-3}$ 'te, 4 dB civarındadır. Fakat geleneksel kestirim yönteminin hata oranı bu kadar küçük

olmamaktadır. Hatta 360 km/saatlik mobilitede hata oranı 10^{-2} 'ler seviyesinde kalmaktadır.

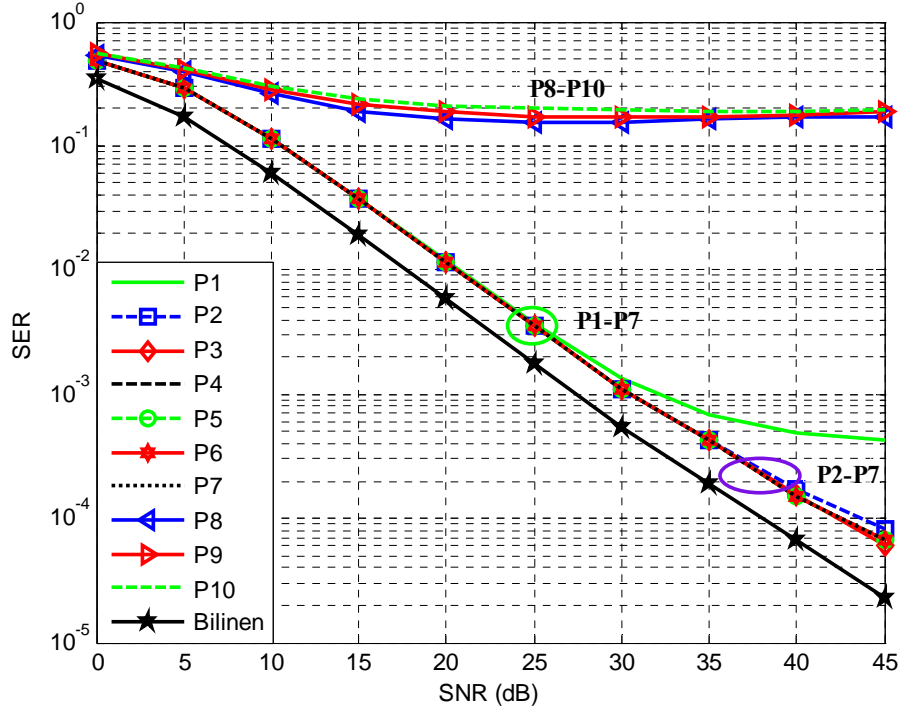
4.5. POLİNOM DERECESİNİN ETKİLERİ



Şekil 4.36: MMSE Sezim Tekniği için Polinom Derecelerinin Karşılaştırılması (120 km/saat)

Polinom derecesini artırmanın kestirimin performansına üzerine etkileri, 120 km/saat ve 240 km/saat hızları için birinci dereceden onuncu dereceye kadar incelenmiş ve Şekil 4.36- Şekil 4.37'deki sonuçlara ulaşılmıştır. Mobil terminal 120 km/saat hızda hareket ederken 35 dB'lik SNR değerine kadar birinci-yedinci dereceler arası benzer eğri oluşurken 35 dB'den sonra birinci derece yetersiz kalmakta, SNR değeri arttıkça eğri için daha yüksek polinom dereceleri gerekmektedir. Polinom derecesini çok fazla artırmanın da iyi bir çözüm olmadığı, yedinci dereceden sonra uydurulan eğrinin bilinen kanala çok fazla yaklaşmadığı ve ciddi şekilde uzaklaştığı görülmektedir. Mobil terminalin hızı 240 km/saat olduğu durumda ise, 25 dB'lik SNR değerine kadar polinomun birinci-yedinci dereceleri arasında benzer eğri uydurulurken, 25 dB'den sonra birinci dereceli polinom yetersiz kalmaktadır. 38 dB'lik SNR değerinden sonra ise ikinci dereceli polinomda yetersiz kalmaktadır. Aynı şekilde yediden daha büyük

dereceli uydurulan eğrilerin de kanalın bilindiği duruma göre çok farklı olduğu görülmektedir. Mobilitenin devamlı değiştiği bu tür durumlarda uyarlanabilir polinomsal eğri uydurma daha iyi sonuçlar vermektedir.



Şekil 4.37: MMSE Sezim Tekniği için Polinom Derecelerinin Karşılaştırılması (240 km/saat)

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Kablosuz haberleşme 1980'lerin başında, sadece analog ses iletimini sağlayan AMPS ile Kuzey Amerika'da başlamıştır. Birinci nesil olarak adlandırılan bu sistemin yerini, 1990'larda sayısal ses iletimini sağlayan ikinci nesil sistemler almıştır. Kullanıcı isteklerindeki çeşitliliği karşılayabilmek adına üçüncü nesil sistemler, sesin yanında daha yüksek veri hızlarını destekleyen, resim video ve çoklu ortam uygulamalarını da desteklemiştir. Dördüncü nesil sistemler ise, kullanıcılara her yerden, istenildiği zaman, kesintisiz haberleşmeyle bilgi ve servislere geniş bant ile bağlanıp yüksek yapıda bilgi, veri, resim ve video gibi hizmetleri sağlamaktadır. Bu sistemler daha yüksek bantgenişliği, daha yüksek veri hızı, kolay ve hızlı hücreler arası geçiş ve çok sayıdaki gezgin sistem ve ağlar boyunca kesintisiz uygulanabilirlik özelliklerine sahip olmayı taahhüt etmektedir. Artan kullanıcı talebi doğrultusunda büyük miktarlardaki verinin, çok hızlı bir şekilde iletilmesi gerekmektedir. Bunları karşılayabilmek için tek taşıyıcı sistemler yerlerini çok taşıyıcılı sistemlere bırakmaktadır. Büyük miktarlardaki verinin yüksek hızda iletimi çok-yollu sönümlemeli kanallar üzerinden yüksek kalitede telsiz erişimini gerektirmektedir. Çok taşıyıcılı sistemlerden biri olan OFDM, izge verimli bir şekilde kanal kapasitesi artışı sağlamaktadır. OFDM, genel olarak kablosuz iletişimde özellikle de IEEE802.11a ve ETSI HIPERLAN/2 gibi WLAN standartlarında çoklu yola karşı sağladığı avantajlar ve bu kanallar üzerinden yüksek hızda erişimi, bandverimli şekilde sağlamasından dolayı kullanılmaktadır. Çok yollu sönümleme, güvenilir kablosuz iletimi zor kılan temel olgudur. OFDM'in ana avantajı, onun mobil radyo kanalının frekans seçici sönümleme karakteristiklerine karşı dayanıklılığıdır. OFDM, bantgenişliğini daha küçük dar bantlara bölerek bunları dikgen altdaşıyıcılarla paralel şekilde ilettiği için semboller arası girişimi azaltır.

Kanal kestirimi ve işaret sezimi, haberleşmenin alıcı tasarımında çok önemli bir role sahiptir. OFDM sistemlerinde, kanal kestirimi için değişik yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemler, pilot desteksiz ve pilot destekli diye iki gruba ayrılabilir. Bu iki yöntem arasında pilot destekli kestirim yöntemleri daha iyi sonuçlar vermektedir. Pilot destekli

yöntemde, bilinen pilot sembolleri zamanda ve frekansta belli periyotlarla yerleştirilir ve kanalın zaman değişimleri ile frekans seçiciliği takip edilir. Pilot destekli yöntemde kendi içinde düşük mobiliteli durumlarda daha etkili sonuç veren blok tipi ve yüksek mobiliteli durumlarda daha iyi sonuç veren tarak tipi diye ikiye ayrılır. Alıcı tarafından bilinen pilot sembollerinin bulunduğu yerlerdeki kanal kazancı kolaylıkla bulunabilir. Bilgilerin olduğu yerdeki kanalın dürtü cevabı serpiştirilmiş pilot semboller kullanılarak kestirilen fonksiyonun aradeğerlemesi yapılarak bulunabilir. Kanal kestirimi, sadece pilotların olduğu yerlerdeki kanal durum bilgisine değil, diğer pilotsuz bölgelerde aradeğerlemeyle kestirilen bilgiye de gerek duymaktadır. Kanal kestirimi daha fazla pilot sembolü kullanılarak geliştirilebilir, fakat bu bilgi hızında azalmaya neden olur. Bu nedenle, ekstra pilot kullanılmadan kanal kestirimi performansını artıracak yinelemeli teknikler düşünülmelidir. Pilot destekli kanal kestirimi için değişik aradeğerleme yöntemleri çalışılmaktadır. Doğrusal, ikinci dereceli, alçak geçiren, kübik eğri, eğri uydurma ve zaman bölgesi aradeğerlemeler araştırılmış ve bunların performans ve karmaşıklıkları gösterilmiştir.

Mevcut OFDM tabanlı sistemler çok düşük mobiliteli durumlarda başarılı olurken, yüksek mobilitede bir OFDM sembolü boyunca kanalın zaman değişimleri sabit olmadığından altkanalların dikliği kaybolmakta ve bu durum ICI'ya neden olmaktadır.

Bu tezde, hızlı değişen OFDM kanallarının kestirimi için basit ve düşük karmaşıklığı olan iki tane bir boyutlu adımdan oluşan bir yaklaşım önerilmiştir. Yüksek mobiliteli kanalda frekans bölgesindeki değişimler, alçak geçiren süzgeç ile bulunmuştur. Zaman bölgesindeki değişimler ise polinomsal eğri uydurma ile kestirilmiştir. Alçak geçiren süzgeç ile önerilen polinomsal eğri uydurmanın aynı sonucu verdiği görülmüştür. Fakat, önerilen yöntemin hesap karmaşıklığı, alçak geçiren aradeğerlemeye göre daha düşüktür. Ayrıca, önerilen yöntemin zaman aralığı tahsisli diğer kestirim yöntemleri gibi geleneksel yöntemlerden daha iyi performansa sahip olduğu gösterilmiştir. Polinomsal eğri uydurma, çok yüksek mobiliteli durumlar için, kanalın bilindiği duruma çok iyi yaklaşabilmektedir. Mobilitenin seviyesine göre, polinomun derecesi artırılıp azaltılabilir. Polinomun derecesi, zamanda eğitim sembolleri arası uzaklık, en büyük Doppler kayması, işaret gürültü oranı, çoklu yol sayısı ve gecikme yayılımı gibi birçok faktöre bağlı olduğu için, bunu kesin belirleyebilen kapalı form bir ifade

bulunmamaktadır. Mobilitenin çok değiştiği bu tür durumlar için uyarlanabilir polinomsal eğri uydurma kullanmak daha etkili ve hızlı olabilmektedir.

Benzetimlerde, MMSE sezimlemesinin LS ve US sezimlemeleriyle karşılaştırıldığında, kanal kestirim performansının ne kadar iyi olduğu açıkça gösterilmiştir. Bu nedenle, sadece kullanılan kestirim algoritması değil, alıcıda kullanılan sezimleme yönteminin de sistemin performansında ne kadar etkili olduğu gösterilmiştir.

6. KAYNAKLAR

1. STALLINGS, W. 2004, *Wireless communications and networks*. Prentice Hall.
2. EVANS, B. ve BAUGHAN, K. 2000, Visions of 4G, *Electronics and Communication Engineering Journal 12*, 293-303.
3. ANDREWS, J., GHOSH, A. ve MUHAMED, R. 2007, *Fundamentals of WiMAX*. Prentice Hall USA.
4. MIKKI, A., EL-HARAZIN, DAWOOD, M. 2007, Installation of WiMAX GIFPE.
5. COOKLEV, T. 2004, *Wireless communication standards: a study of IEEE 802.11, 802.15, and 802.16*. Inst of Elect & Electronic.
6. BORIO, D., CAMORIANO, L., PRESTI, L. ve MONDIN, M. 2006, Beamforming and Synchronization Algorithms Integration for OFDM HAP-Based Communications, *International Journal of Wireless Information Networks 13*, 43-57.
7. RAPPAPORT, T. 2001, *Wireless communications: principles and practice*. Prentice Hall PTR Upper Saddle River, NJ, USA.
8. GOLDSMITH, A. 2005, *Wireless communications*. Cambridge Univ Pr.
9. ERCEG, V., HARI, K., SMITH, M., BAUM, D., SHEIKH, K., TAPPENDEN, C., COSTA, J., BUSHUE, C., SARAJEDINI, A. ve SCHWARTZ, R. 2001, Channel models for fixed wireless applications, *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*.
10. HOEHER, P., KAISER, S. ve ROBERTSON, P. 1997, Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS INC (IEE), 1845-1848.
11. SAID, F. ve AGHVAMI, H. 1998, Linear two dimensional pilot assisted channel estimation for OFDM systems, 32-36.
12. EDFORS, O., SANDELL, M., VAN DE BEEK, J., WILSON, S. ve BÖRJESSON, P. 2000, Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM, *Wireless Personal Communications 12*, 55-70.

13. TSAI, P. ve CHIUEH, T. 2004, Frequency-domain interpolation-based channel estimation in pilot-aided OFDM systems.
14. DOGAN, H., ÇIRPAN, H. ve PANAYIRCI, E. 2007, Iterative channel estimation and decoding of turbo coded SFBC-OFDM systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 6, 3090-3101.
15. GARCIA, M., PAEZ-BORRALLA, J. ve ZAZO, S. 2001, DFT-based channel estimation in 2 D-pilot-symbol-aided OFDM wireless systems, 810-814.
16. MORELLI, M. ve MENGALI, U. 2001, A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems, *IEEE Transactions on signal processing* 49, 3065-3073.
17. COLERI, S., ERGEN, M., PURI, A. ve BAHAI, A. 2002, Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems, *IEEE Transactions on Broadcasting* 48, 223-229.
18. DOGAN, H., PANAYIRCI, E. ve POOR, H. 2009, OFDM Receiver Design in The Presence of High Mobility Fading Channels. In *Proceedings of the NEWCOM-ACORN Joint Workshop*, Barcelona, Spain 2009.
19. CHOI, Y., VOLTZ, P., CASSARA, F., SEMICON, N. ve BRUNSWICK, E. 2001, On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels, *IEEE Transactions on Communications* 49, 1375-1387.
20. SCHILLER, J. 2003, *Mobile communications*. Addison Wesley.
21. BALANIS, C. 1982, *Antenna theory: analysis and design*. Wiley.
22. HAYKIN, S. ve MOHER, M. 2004, *Modern wireless communication*. Prentice Hall.
23. PAULRAJ, A. ve PAPADIAS, C. 1997, Space-time processing for wireless communications, *IEEE Signal Processing Magazine* 14, 49-83.
24. LAWREY, E. 2001, Adaptive techniques for multiuser OFDM, *James Cook University*.
25. RICHARD, K. 2000, UMTS overview, *IEE Electronics and Communication Engineering Journal* 12, 93-100.
26. DAHLMAN, E., GUDMUNDSON, B., NILSSON, M. ve SKOLD, A. 1998, UMTS/IMT-2000 based on wideband CDMA, *IEEE communications magazine* 36, 70-80.

27. ADACHI, F., SAWAHASHI, M. ve SUDA, H. 1998, Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems, *IEEE communications magazine* 36, 56-69.
28. INTINI, A. 2000, Standard IEEE 802: 11a Project report, *Santa Barbara, USA*.
29. LEE, K., WILLIAMS, D., INC, M. ve BEACH, B. 2000, A space-time coded transmitter diversity technique for frequencyselective fading channels, 149-152.
30. CIMINI JR, L. 1985, Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing, *Communications, IEEE Transactions on [legacy, pre-1988]* 33, 665-675.
31. FOSCHINI, G. ve GANS, M. 1998, On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications* 6, 311-335.
32. LI, Y., WINTERS, J. ve SOLLENBERGER, N. 2002, MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation, *IEEE Transactions on Communications* 50, 1471-1477.
33. ENGELS, M. 2002, *Wireless OFDM Systems: How to make them work?* Kluwer Academic Pub.
34. ROMAN, V. ve CONSULTING, P. 2002, Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16, *IEEE communications magazine*, 96.
35. BARHUMI, I., LEUS, G. ve MOONEN, M. 2003, Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels, *IEEE Transactions on signal processing* 51, 1615-1624.
36. WOLNIANSKY, P., FOSCHINI, G., GOLDEN, G. ve VALENZUELA, R. 1998, V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In *ISSSE 98. URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, 1998*. Citeseer, 295-300.
37. GOLDEN, G., FOSCHINI, C., VALENZUELA, R. ve WOLNIANSKY, P. 1999, Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture, *Electronics letters* 35, 14-16.
38. TONG, W. ve JOHNSON, B. 2004, Views on IEEE 802.16 Evolution: IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group Apr.
39. SARTORI, P., BAUM, K. ve VOOK, F. 2002, Impact of spatial correlation on the spectral efficiency of wireless OFDM systems using multiple antenna techniques.

40. CHEN, R. ve LETAIEF, K. 2002, Channel estimation for space time coded OFDM systems in non-sample-spaced multipath channels. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC2002*.
41. VAN ZELST, A. ve SCHENK, T. 2004, Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system, *IEEE Transactions on signal processing* 52, 483-494.
42. LI, Y., CIMINI JR, L. ve SOLLENBERGER, N. 1998, Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels.
43. ARSLAN, H. ve BOTTOMLEY, G. 2001, Channel estimation in narrowband wireless communication systems, *Wireless Communications and Mobile Computing* 1, 201-219.
44. CANO, A., MA, X. ve GIANNAKIS, G. 2005, Block-differential modulation over doubly selective wireless fading channels, *IEEE Transactions on Communications* 53, 2157.
45. EL-ARABAWY, A. ve GUPTA, S. 1996, Reduced Mobile Complexity Scheme for Fast Fading Channel Estimation in OFDM-FDD Mobile Communication Systems IEEE, 274.
46. ATHAUDAGE, C. ve JAYALATH, D. 2003, Low-complexity channel estimation for wireless OFDM systems, *14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2003* 1.
47. KANG, S., HA, Y. ve JOO, E. 2003, A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications, *IEEE Transactions on Broadcasting* 49, 142-149.
48. SAID, F. ve AGHVAMI, A. 1999, Two dimensional pilot assisted channel estimation for turbo coded OFDM systems. In *IEE Colloquium on Turbo Codes in Digital Broadcasting*, 19.
49. COLERI, S., ERGEN, M., PURI, A. ve BAHAI, A. 2002, A study of channel estimation in OFDM systems. In *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, 2002*. Citeseer, 894-898.
50. DOWLER, A., DOUFEXI, A. ve NIX, A. 2002, Performance evaluation of channel estimation techniques for a mobile fourth generation wide area OFDM system. In *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, 2002 (VTC 2002-Fall)* Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).
51. RINNE, J. ve RENFORS, M. 1996, Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systemson practical channels, *IEEE Transactions on Consumer Electronics* 42, 959-962.

52. WANG, X. ve LIU, K. 2001, OFDM channel estimation based on time-frequency polynomial model of fading multipath channels. In *IEEE Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM'01*.
53. LEE, S., LEE, D. ve CHOI, H. 2003, Performance comparison of space-time codes and channel estimation in OFDM systems with transmit diversity for wireless LANs.
54. ONIZAWA, T., MIZOGUCHI, M., SAKATA, T. ve MORIKURA, M. 1999, A simple adaptive channel estimation scheme for OFDM systems.
55. CHANG, M. ve SU, Y. 2002, Model-based channel estimation for OFDM signals in Rayleigh fading, *IEEE Transactions on Communications* 50, 541.
56. DOWLER, A. ve NIX, A. 2003, Performance evaluation of channel estimation techniques in a multiple antenna OFDM system Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).
57. CHANG, M. ve SU, Y. 2000, 2D regression channel estimation for equalizing OFDM signals. In *IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo*.
58. MA, X., KOBAYASHI, H. ve SCHWARTZ, S. 2003, An enhanced channel estimation algorithm for OFDM: combined EM algorithm and polynomial fitting, 680-683.
59. LEHMANN, T., GONNER, C. ve SPITZER, K. 1999, Survey: Interpolation methods in medical image processing, *IEEE Transactions on medical imaging* 18, 1049-1075.
60. ZHOU, X. ve WANG, X. 2003, Channel estimation for OFDM systems using adaptive radial basis function networks, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 52, 48-59.
61. TANG, H., LAU, K. ve BRODERSEN, R. 2002, Interpolation-based maximum likelihood channel estimation using OFDM pilot symbols, *GLOBECOM-NEW YORK- 2*, 1860-1864.
62. OZDEMIR, M., ARSLAN, H. ve ARVAS, E. MIMO-OFDM Channel Estimation for Correlated Fading Channels, 1-5.
63. SADLER, L. ve DONG, B. 2004, Pilot-assisted wireless transmissions: general model, design criteria, and signal processing, *IEEE Signal Processing Magazine* 21.
64. OZDEMIR, M. ve ARSLAN, H. 2007, Channel estimation for wireless OFDM systems, *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 9, 18-48.
65. JAKES, W. 1994, *Microwave mobile communications*. Wiley-IEEE Press.

66. HASSIBI, B. ve VIKALO, H. 2005, On the sphere-decoding algorithm I. Expected complexity, *IEEE Transactions on signal processing* 53, 2806-2818.
67. LAMPE, L., SCHOBBER, R., PAULI, V. ve WINDPASSINGER, C. 2005, Multiple-symbol differential sphere decoding, *IEEE Transactions on Communications* 53, 1981-1985.
68. KAY, S. 1998, *Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory*.
69. YALCIN, M., AKAN, A. ve DOGAN, H. Channel estimation for OFDM systems with high mobility fading channels. In *International Conference on Ultra Modern Telecommunications & Workshops, 2009. ICUMT'09*. IEEE, St.Petersburg, 1-6.
70. PÄTZOLD, M. 2002, *Mobile fading channels*. Wiley.

7. ÖZGEÇMİŞ

Mahmut YALÇIN 1978 yılında Isparta’da doğdu. 1991’ de Isparta Merkez Ortaokulunu, 1994’te Erzurum Fen Lisesini bitirdi. İstanbul Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden 1999’da mezun oldu. 1999 Ekim ayında İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği bölümünde başladığı yüksek lisans öğrenimi eylül 2002’de tamamladı. 2000 yılında bir dönem vekil ingilize öğretmeni olarak çalıştı, daha sonra özel bir şirkette Pbx santraller üzerine destek mühendisi olarak çalıştı. 21 Aralık 2000 tarihinde, İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi oldu. Eylül 2002’de İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde doktora başladı ve halen doktorasına devam etmektedir. 2005 yılında askerlik görevini Kars’ta yaptı. 14 Temmuz 2007-28 Eylül 2007 tarihleri arasında T.C. Başbakanlık Türkiye İşbirliği Kalkınma İdaresi Başkanlığı (TİKA) ve Türkiye Beyazay Derneği işbirliğinde Kırgızistan’ın Bişkek şehrinde kurulan Görme Engelliler Bilgisayar Laboratuvarının kurulum ve eğitim aşamalarında bulundu. 5 Ekim 2007 tarihinden itibaren 25 Aralık 2008’e kadar Finlandiya hükümeti tarafından verilen araştırma bursu kapsamında, Tampere University of Technology’de doktora çalışmalarına devam etti. Şubat 2010 itibariyle öğretim görevlisi olarak aynı bölümdeki görevine devam etmektedir. Ayrıca engellilerin eğitimi konusunda Türkiye’nin önde gelen ve Cumhurbaşkanlığı himayesinde “Eğitim Her Engeli Aşar” projesini başlatan Türkiye Beyazay Derneği’nin Eğitim Hizmetlerinden sorumlu genel başkan yardımcılığı görevini de yürütmektedir.