

ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Y. LİSANS TEZİ

IEEE 802.16-2004 FİZİKSEL KATMANI İÇİN KANAL
KESTİRİMİ VE KANAL DENKLEŞTİRME BENZETİMİ

Selim ARAS

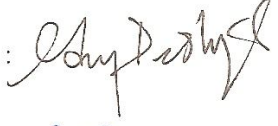
ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

ERZURUM
2009

Her hakkı saklıdır

Yrd.Doç.Dr. Birol SOYSAL danışmanlığında, Selim ARAS tarafından hazırlanan bu çalışma 17 / 07 / 2009 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından, Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan :Prof.Dr.Adnan DERDİYOK

İmza : 

Üye : Doç.Dr. İrfan KAYMAZ

İmza : 

Üye : Yrd.Doç.Dr. Birol SOYSAL

İmza : 

Yukarıdaki sonucu onaylarım

(imza)

Prof. Dr. Ömer AKBULUT

Enstitü Müdürü

ÖZET

Y. Lisans Tezi

IEEE 802.16-2004 FİZİKSEL KATMANI İÇİN KANAL KESTİRİMİ VE KANAL DENKLEŞTİRME BENZETİMİ

Selim ARAS

Atatürk Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd.Doç. Dr. Birol SOYSAL

Günümüzde insanların büyük çoğunluğu, kablolu teknolojilere bağımlı kalmadan, her türlü veri iletişimini kablosuz ağlar yardımıyla gerçekleştirmek istemektedir. Bu nedenle son yıllarda, kablosuz geniş bant teknolojileri üzerine yapılan çalışmalar giderek artmış ve kablosuz iletişim abonelerinin sayısı kablolu abonelerinin sayısından fazla hale gelmiştir. Bu çalışmada, OFDM tabanlı IEEE 802.16-2004 standardının fiziksel katmanı incelenmiştir. Kanal katsayılarının bilindiği durum, frekans bölgesi kanal kestirimi ve zaman bölgesi kanal kestirimi incelenmiş ve benzetimi yapılmıştır. Ayrıca, frekans bölgesi kanal denkleştirici ile onun alternatifi olan, kanaldaki enerjiyi toplayarak çok yönlü yayılım çeşitlemesi sağlayan, zaman bölgesi kanal denkleştirici CMF-DFE de incelenmiş ve benzetimi yapılmıştır.

2009, 67 sayfa

Anahtar Kelimeler: WiMAX, IEEE 802.16-2004, Kablosuz Ağ, Kanal Kestirimi, Kanal Denkleştirme, CMF-DFE.

ABSTRACT

MS Thesis

**SIMULATION OF CHANNEL ESTIMATION AND CHANNEL EQUALIZATION
FOR IEEE 802.16-2004 PHYSICAL LAYER**

Selim ARAS

Atatürk University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Assistant Prof. Dr. Birol SOYSAL

Nowadays, the vast majority of people want to perform all kinds of communications via wireless network, without depending on cable technologies. Therefore, researches on wireless broadband technologies have been recently increased and the number of wireless subscribers is more than that of cable subscribers. In this study, OFDM-based physical layer of IEEE 802.16-2004 standard was examined. The case where the channel coefficients are known, the frequency domain channel estimation and time domain channel estimation were examined and simulation were carried out. Moreover, the frequency domain channel equalizer and its alternative that is time domain channel equalizer CMF-DFE, which collects the energy that enables multipath spread variation, were also investigated.

2009, 67 pages**Keywords:** WiMAX, IEEE 802.16-2004, Wireless Network, Channel Estimation, Channel Equalization, CMF-DFE.

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans tezi olarak sunduğum bu çalışma boyunca her türlü yardım ve desteği ile beni sürekli gayretlendiren, bilgi ve deneyimiyle bana yol gösteren, çoğu zaman mesai dışı zamanını da eğitimim için bana ayırmaktan çekinmeyen danışman hocam Sayın Yrd.Doç.Dr. Birol SOYSAL'a teşekkür ederim.

Son olarak, doğumumdan bugüne gösterdikleri özveri ve manevi desteklerden dolayı annem şükran ARAS, babam Hüseyin ARAS ve kardeşim Zerrin ARAS'a, bu tezi hazırlarken çok değerli vakitlerinden çaldığım oğlum Arda ARAS'a ve hep en büyük destekçim olan eşim Neriman ARAS'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Selim ARAS

Temmuz 2009

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ.....	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xiv
1. GİRİŞ	1
2. KURAMSAL TEMELLER	5
2.1. Kanal Kapasitesi.....	5
2.2. Bit Hata Olasılığı.....	6
2.3. Doppler Kayması.....	11
2.4. Kanalın Vuruş Tepkisi.....	13
2.5. AWGN Kanal.....	14
2.6. Çok Yollu Kanal.....	15
2.7. Rayleigh Sönümlenmeli Kanal Modeli.....	17
2.8. Ricean Sönümlenmeli Kanal Modeli.....	19
2.9. OFDM.....	21
2.10. WiMAX.....	29
2.10.1. WiMAX standartları ve özellikleri.....	32
2.10.1.a. 802.16a.....	32
2.10.1.b. 802.16b.....	32
2.10.1.c. 802.16c.....	33
2.10.1.d. 802.16-2004(Revd).....	33
2.10.1.e. 802.16e.....	33
2.10.2. WiMAX şebekesine erişim.....	34
2.10.3. IEEE 802.16 protokol katmanları.....	35
2.10.3.a. MAC katmanı.....	36
2.10.3.b. Fiziksel katman.....	38
3. MATERYAL ve YÖNTEM	40
3.1. Bilgisayar Benzetimlerinde Kullanılan OFDM Sistemi Modeli.....	40

3.2. Kanal Kestirimi ve Kanal Denkleştirme.....	40
3.2.1. Frekans bölgesi kanal kestirimi ve frekans bölgesi kanal denkleştirme..	41
3.2.2. Zaman bölgesi kanal kestirimi ve zaman bölgesi kanal denkleştirme.....	43
3.2.2.a. Kanal uyumlu filtre (CMF).....	43
3.2.3. Uyarlanır kanal denkleştirme.....	47
3.2.3.a. LMS algoritması.....	48
3.2.4. Kanal uyumlu filtre karar geri beslemeli kanal denkleştirici (CMF-DFE)	52
4. ARAŞTIRMA BULGULARI.....	57
4.1. Kanal Katsayılarının Bilindiği Durum ve Kanal Denkleştirme.....	57
4.2. Zaman Bölgesi Kanal Kestirimi.....	58
4.2.1. Zaman bölgesi kanal kestirimi ve zaman bölgesi kanal denkleştirme.....	58
4.2.2. Zaman bölgesi kanal kestirimi ve frekans bölgesi kanal denkleştirme...	60
4.3. Frekans Bölgesi Kanal Kestirimi.....	61
4.3.1. Frekans bölgesi kanal kestirimi ve frekans bölgesi kanal denkleştirme..	61
5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....	62
KAYNAKLAR.....	65
ÖZGEÇMİŞ.....	68

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

A	Ricean dağılımında baskın işaretin maksimum genliği
B	Kanal bant genişliği
c	Işık hızı
c_i	Kanal denkleştirici filtresinin ayrık katsayıları
\hat{c}_i	Kanal denkleştirici filtresinin ayrık katsayılarının kestirilmiş değerleri
d	Verici ile alıcı antenler arasındaki mesafe
d_{-4}, \dots, d_4	CMF çıkışındaki ISI bileşenlerinin katsayıları
D_n	n. alt taşıyıcıya yüklenecek karmaşık veri
C	Kanalın iletim kapasitesi
$E\{\}$	Uzun dönem ortalama veya beklenen değer operatörü
e_k	Anlık hata
$erfc(x)$	Hata fonksiyonu
f_c	Taşıyıcı işaretin frekansı
f_d	Doppler frekansı
$g(t)$	Çok-yollu bir kanalda sönümlenme değişkeni
$h(d, \tau)$	Vuruş tepkisi
$H(k)$	Kanalın k. alt taşıyıcıya karşılık gelen frekans tepkisi
\hat{H}_k	Kanalın kestirilmiş k. alt taşıyıcı frekans tepkisi değeri
$I_0(\cdot)$	0. derece 1. tür Bessel işlevi
J	Amaç fonksiyonu
K	Ricean kanal için K faktörü

$L + 1$	Çok yollu kanalın dal sayısı
L_b	DFE 'nin geri besleme kısmının dal sayısı
$L_f + 1$	DFE 'nin ileri besleme kısmının dal sayısı
N_0	Gürültünün spektral yoğunluğu
N	Ortalama gürültü gücü
$N(k)$	Toplanır beyaz Gauss gürültüsünün frekans bölgesi örneği
$n(t)$	Toplanır beyaz Gauss gürültüsü
P_{ALL}	Başlangıç ekleri için frekans domeni dizisinin elde edildiği dizi
$P_{4 \times 64}$	Kısa başlangıç eki için frekans domeni dizisi
P_{EVEN}	Uzun başlangıç eki için frekans domeni dizisi
$P(h V_0)$	Bilgi bitinin 0 olarak gönderilmesi durumundaki hata olasılığı
$P(h V_1)$	Bilgi bitinin 1 olarak gönderilmesi durumundaki hata olasılığı
$P_r(r)$	Ricean dağılımının olasılık yoğunluk işlevi
$P_{Rayleigh}(r)$	Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk işlevi
$P_x(v)$	İletilen işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu
$P_y(v)$	Alıcıdaki işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu
$P_y(v V_0)$	Bilgi biti 0 olarak iletildiğinde alıcıdaki işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu
$P_y(v V_1)$	Bilgi biti 1 olarak iletildiğinde alıcıdaki işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu
$P_n(v)$	Gauss gürültüsü olasılık yoğunluk fonksiyonu
$Q(x)$	Tümler hata fonksiyonu
r	Gönderilen ve alınan sinyal arasında gidiş ve gelişte kat edilen yol

R	Veri hızı
R_{ex}	Hata ile giriş işareti arasındaki çapraz ilişki fonksiyonu
S	Alınan işaretin ortalama gücü
T_b	Faydalı sembol süresi
T_g	Koruma aralığı (GI) süresi
T_s	Bir OFDM sembolünün süresi
W	Band genişliği
$x(t)$	Kanaldan gönderilen işaret
\hat{x}_k	Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici çıkışı
\tilde{x}_k	Karar verilmiş simge
$X(k)$	Vericiden gönderilen frekans bölgesi pilot simge örneği
v	Hareketli araç hızı
v_k	k. adımda alıcı girişindeki işaret örneği
$y(t)$	Haberleşme kanalında alıcıdaki işaret
$y(d, t)$	Vericiden d kadar uzakta alınan işaret
$Y_T(k)$	Pilot simgelere ait alınan işaretin frekans domeni örneği
y_k	k. adımda CMF çıkışındaki işaret örneği
λ	Dalga boyu
φ	Gönderilen ve alınan sinyal arasındaki faz kayması
σ	Gauss gürültüsünün etkin değeri
σ_r	Rayleigh dağılımının varyansı
α	Gönderilen sinyallerin yönü ile hareketli birimin hareket yönü arasındaki açı
η_k	k. adımda alınan işarete eklenen gürültü örneği

μ LMS algoritmasının adım büyüklüğü

Kısaltmalar

AAS	Adaptive antenna system
ADSL	Asymmetric digital subscriber line
AP	Access point
AR-GE	Araştırma-geliştirme
AWGN	Additive white Gaussian noise
BER	Bit error rate
BLMS	Based block least mean squares
BPSK	Binary phase shift keying
BS	Base station
CFO	Carrier frequency offset
CMF	Channel matched filter
CPS	Common part sublayer
CS	Convergence sublayer
DC	Direct current
DFE	Decision feedback equalization
FDD	Frequency division duplex
FDM	Frequency division multiplexing
FFT	Fast Fourier transform
SFO	Sampling frequency offset
CP	Cyclic prefix
FD-DFE	Frequency domain decision feedback equalizer
FEQ	Frequency domain equalizer
GA	Gaussian approximation

GSM	Global system for mobile
ICI	Inter carrier interference
IEEE	Institute of electrical and electronics engineers
IFFT	Inverse fast Fourier transform
ISI	Inter symbol interference
LMS	Least mean square
LOS	Line of sight
LS	Least square
MAC	Medium access control
MIMO	Multiple input multiple output
NLOS	Non line of sight
MSE	Mean square error
OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing
OFDMA	Orthogonal frequency division multiple access
Pdf	Probability density function
PDU	Protocol data unit
PHY	Physical
PMP	Point to multipoint
QAM	Quadrature amplitude modulation
RCFO	Residual carrier frequency offset
SAP	Service access point
SC-FDE	Single carrier frequency domain equalization
SD	Sphere decoder
SER	Symbol error rate
SNR	Signal to noise ratio

S/P	Seri/paralel
SS	Subscriber station
SSNR	Shortening signal to noise ratio
STBC	Space time block coding
SUI	Stanford university interim
TDD	Time division duplex
TDL	Tapped delay line
VBLAST	Vertical bell labs layered space time
WiMAX	Worldwide interoperability for microwave access
WMAN	Wireless metropolitan area network
WLAN	Wireless local area network
WPAN	Wireless personal area network

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.	Gauss gürültüsü olasılık yoğunluk fonksiyonunun değişimi.....	7
Şekil 2.2.	İkili işaretleşmede iki bilgi bitinin üretilme ve iletilme olasılığı eşit kabul edildiğinde iletilen işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu.....	7
Şekil 2.3.	Alıcıdaki işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu	8
Şekil 2.4.	Hata olasılığını en aza indiren karar eşiği	9
Şekil 2.5.	Doppler kaymasının meydana gelişi.....	11
Şekil 2.6.	AWGN Kanal Modeli	15
Şekil 2.7.	Çok Yollu Yayılım.....	16
Şekil 2.8.	8 ışınlı Rayleigh modeli.....	17
Şekil 2.9.	K-faktörünün çeşitli değerlerine göre Ricean olasılık yoğunluk fonksiyonları	20
Şekil 2.10.	OFDM'nin FDM'e göre bant verimliliği	22
Şekil 2.11.	Bir alt taşıyıcının spektrumu	23
Şekil 2.12.	Beş alt taşıyıcılı bir OFDM işaretinin frekans bandındaki yerleşimi.	24
Şekil 2.13.	Tipik bir OFDM sistemi	24
Şekil 2.14.	Alt-taşıyıcıların frekans bandında yerleşimi	25
Şekil 2.15.	IFFT giriş ve çıkışları	26
Şekil 2.16.	Bir OFDM simgesi.....	27
Şekil 2.17.	IEEE 802.16d standardında başlangıç eki yapısının gösterimi	27
Şekil 2.18.	802.16 Standardının gelişimi	29
Şekil 2.19.	Mesafeye bağlı olarak modülasyon derinliğinin değişim örneği.....	31
Şekil 2.20.	SAP'leri gösteren IEEE 802.16 Protokol katmanları.....	36
Şekil 3.1.	Kanal kestirimi için kullanılan uzun başlangıç eki.....	41
Şekil 3.2.	Frekans bölgesi kanal kestirimcisinin blok şeması	42
Şekil 3.3.	L+1 dallı iletişim kanalının TDL filtre modeli	43
Şekil 3.4.	Şekil 3.3.'de verilen L+1 dallı iletişim kanalının kanal uyumlu filtresi.....	44
Şekil 3.5.	Uyarlanır kanal denkleştirici blok şeması.....	47
Şekil 3.6.	Uyarlanır algoritma yardımıyla kanal kestirimi.....	52

Şekil 3.7.	CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması.....	52
Şekil 4.1.	Kanal katsayılarının bilindiği durumda frekans bölgesi kanal denkleştirici ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı.....	57
Şekil 4.2.	Zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı.....	59
Şekil 4.3.	Zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı.....	60
Şekil 4.4.	Frekans bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı.....	61
Şekil 5.1.	Kanalın zaman veya frekans bölgesinde kestirilmesi ve frekans bölgesi denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı	62
Şekil 5.2.	Zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricilerin BER başarımı	63

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1.	Kablosuz erişim teknolojilerinin karşılaştırılması	32
Çizelge 2.2.	WiMAX standart özellikleri	34
Çizelge 2.3.	WiMAX Erişim Özelliklerinin karşılaştırılması	35
Çizelge 4.1.	LMS algoritması yardımıyla kanal kestirilmesi durumunda kullanılan Visual C++ 6.0 yazılımı.....	58

1. GİRİŞ

90'lı yıllara kadar kablolu iletişim sistemleri yaygın iken, ikinci nesil hücreli sistem GSM (Global System for Mobile) teknolojisi, 90'lı yıllar ve sonrasında herkesin yararlanabileceği en yaygın kablosuz iletişim teknolojisi olmuştur. İnsanların gittikleri her yerden sesin yanı sıra görüntü, video ve internet bağlantısına olan talepleri, kablosuz teknolojiye olan ilgiyi de giderek artırmıştır. Doğal olarak kablolu teknolojinin bu istekleri tamamıyla karşılayabilmesi mümkün değildir. Bu yüzden giderek artan kablosuz iletişim abone sayısı, çoğu ülkede kablolu abone sayısını geçmiştir.

Kablosuz iletişim sistemlerinde, çok yönlü yayılım simgeleri arası girişime (ISI-Inter Symbol Interference) neden olmakta ve oluşan sönümlendirici etki, haberleşmenin daha uzun mesafelerde ve daha sağlıklı yapılabilmesini engellemektedir. Ancak OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) tekniğinin kablosuz iletişim sistemlerinde kullanılmaya başlamasıyla çok yönlü yayılımın olumsuz etkilerine karşı daha dayanıklı sistem yapıları ortaya çıkmaktadır.

GSM teknolojisinde veri iletim hızı 10 kbps iken, daha sonraları IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11 standardının 1997'deki sürümü ile yaklaşık 100 metreye kadar 2 Mbps veri hızı sağlanmıştır. Fakat, 100 metreye kadar olan kapsama alanı yine de kablolu iletişim sistemleri ile sınırlı kalmaktaydı. WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) olarak adlandırılan OFDM tabanlı 802.16 standardı, kablolu iletişim sistemlerine mahkumiyetten kurtaracak yapıda olup, 50 km uzaklıkta 70 Mbps hız sağlayabilmektedir (IEEE 802.16-2004).

WiMAX standardının sürülmesiyle, kablosuz teknolojide yeni bir pazar açılmıştır. Az yerleşimli, merkezden uzak olan yerleşkelere fiber optik kablonun çekilmesi ve genişband iletişimin sağlanması oldukça maliyetlidir. WiMAX teknolojisi geniş menzili sayesinde (50 km'ye kadar) bu gibi yerlerde fiber optik kablo çekilmeksizin genişband olanağını sağlayabilecektir. Ayrıca, WiMAX'in yumuşak aktarma özelliği, yüksek hızlarda bile gerçek zamanlı sağlıklı iletişim sağlamaktadır. Örneğin bir yolcu, ortalama

90 km hızla yol alan otobüste dizüstü bilgisayarı ile genişband internete bağlanabilecektir. İnternette rahatlıkla yüksek çözünürlüklü filmleri izleyebilecek, yine yüksek çözünürlüklü görüntülü konuşma yapabilecektir. Böylelikle sıkıcı yolculuklar eğlenceli hale gelecektir. Tabii olarak, bu olası gelişmeler özellikle dizüstü bilgisayarlarda batarya ömrü uzun olanların tercih edilmesine sebep olacak ve AR-GE (Araştırma-Geliştirme) kurumları batarya ömürlerinin yükseltilmesi yönünde çalışmalar yapacaklardır. Seyahat firmaları ise, müşteri çekebilmek için yolcularının seyahatleri sırasında bataryalarını şarj edebilmelerine olanak sağlayacak çözümler üretmeye çalışacaklardır. Sonuç olarak WiMAX, kablosuz iletişim teknolojileri rekabet pazarı dışında, her türlü pazarda rekabeti oluşturacak yeni gelişmeler zincirinin ilk halkası olarak ortaya çıkmıştır.

OFDM tabanlı WiMAX teknolojisi üzerine literatürde yer alan bazı çalışmalar aşağıda özetlenmiştir:

Wu and Lin (2006), kanal vuruş tepkesinin başlangıç önekinden (CP- Cyclic Prefix) daha uzun olması durumu için IEEE 802.16-2004 WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) standardına bağlı kalarak uyarlamalı kanal kestirim yöntemi sundular. Bu yöntem, zaman bölgesi vuruş tepkesi kısaltma tekniği (time domain impulse response shortening technique) ve frekans bölgesi kanal denkleştirmeden oluşmaktaydı. Simülasyon sonuçlarının, tepkesi kısaltılmış kanalın işaret-gürültü oranı (SSNR- Shortening Signal to Noise Ratio), orijinal kanalın 10 kez daha iyi olduğu sonucunu elde ettiler. Önerilen yöntemin performansının, NLOS kanal ortamındaki en yüksek veri hızı (20MHz) iletiminde, IEEE 802.16-2004 standardının BER ihtiyacını tatmin edecek kadar iyi olduğunu gösterdiler. Kanal tepkesi kısaltma filtresinin CP'den daha kısa uzunlukta seçilmesi gerektiğini buldular.

Lin and Ma (2006), IEEE 802.16-2004 OFDMA akış yönü için bir temelband alıcı-verici önerdiler. Önerilen alıcı, taşıyıcı frekans kayması (CFO- Carrier Frequency Offset), örnekleme frekans kayması (SFO- Sampling Frequency Offset), kestirim ve düzeltme, kanal kestirim ve denkleştirme, sembol senkronizasyonu için örnek

ekleme/çıkarma fonksiyonu içermekteydi. 10 MHz kanal bant genişliği olan 5,8 GHz merkezi frekanslı bir kanal seçtiler. Başlangıç eki ve pilot alt taşıyıcılar yardımıyla düşük karmaşıklığa sahip, yeterli doğrulukta CFO kestirimini gerçekleştirdiler. Kalıcı taşıyıcı frekans kayması (Residual CFO) ve SFO kestirimi yürüten ortalama LS algoritması temelliydi. Sonuç olarak, alıcı performansının SUI-4 (Stanford University Interim) kanal modelinin simülasyon performansına oldukça yaklaştığını gösterdiler.

Alim *et al.* (2007), MATLAB ve Simulink'te, WiMAX fiziksel katmanı (Physical Layer) simülasyonu için bir model sundular. Farklı kanal koşullarında, sistemin performansı test ettiler. Kanal kestirim ve denkleştirme için farklı yaklaşımları modelleyerek değerlendirdiler.

Chung and Hwang (2007), hata yayılma etkisinin varlığında kendi analitik hata performansını elde etmek amacıyla, sistematik iki aşamalı bir sistem sundular. Elde edilen sonuçlar, SUI-5 kanal modelinde FD-DFE (Frequency domain-Decision feedback equalizer) alıcısının değerlendirildiği 802.16d SCA-PHY'nin pratik bir senaryosunu göz önünde bulundurduğu, teorik performans eğrisinin Monte Carlo simülasyon sonuçları ile iyi örtüştüğünü göstermiştir.

Alim *et al.* (2008), Simulink'te Matlab Fonksiyonları da içeren OFDM WiMAX sistem simülasyonunu gerçekleştirdiler. Ayrıca, ilintisiz Rayleigh düz sönmülemeli kanallarda MIMO (Multiple Input Multiple Output) VBLAST (Vertical Bell Labs Layered Space Time) alıcılarının performansında kanal kestirim hatalarının etkisini araştırdılar.

Xiao *et al.* (2008), teorik potansiyeli hakkında fikir edinmek için IEEE 802.16-2004 kanal performans sınırını incelemişlerdir. OFDM ve SC-FDE (Single Carrier Frequency Domain Equalization), DFE (Decision Feedback Equalization) ve SD (Sphere Decoder) gibi farklı tasarım stratejileri tartışılmış ve teorik sınırlar içerisinde karşılaştırılmıştır.

Yuan *et al.* (2009), IEEE 802.16 fiziksel katmanı için 2x2 MIMO-OFDM sayısal temelband alıcı önerdiler. Alıcı tasarımı; zamanlama ve taşıyıcı frekans

senkronizasyonu, kanal kestirimi ve uyarlamalı denkleştirme tekniği ile MIMO algılama içermektedir. Sistemin kanal değişimlerine karşı duyarlılığını arttırmak için, BLMS algoritmasını, Alamouti-tekniği STBC FEQ içeren alıcı yapısında kanal değişimini izlemek amacıyla türettiler. Simülasyon sonuçları, uyarlamalı denkleştirme tekniği kullanılan MIMO alıcısının, frekans seçici sönümlenmeli kanallarda iyi bir SER (Symbol Error Rate) performansına sahip olduğunu göstermiştir.

2. KURAMSAL TEMELLER

2.1. Kanal Kapasitesi

Bir kanaldan, belirli bir bit hata olasılığı içerisinde, bir saniyede iletilebilecek bilgi miktarı “kanal kapasitesi” olarak adlandırılır (Shannon 1948). Data hızı, kanal kapasitesi olarak adlandırılan rakamdan daha küçük olduğu sürece, gürültülü kanallar üzerinden de güvenilir iletişim sağlamak mümkün olacaktır. 1940’lı yıllarda Claude Shannon tarafından sunulan bu bulgu, gürültülü kanal kapasitesi teoremi olarak bilinmektedir (Zorlu 2006).

Toplanır beyaz Gauss gürültüsü (AWGN- Additive White Gaussian Noise) etkisindeki haberleşme kanalının iletim kapasitesi, alınan işaretin ortalama gücü, ortalama gürültü gücü ve kanal bant genişliğine bağlı olarak bulunabilmektedir. Alınan işaretin ortalama gücü S , ortalama gürültü gücü N ve kanal bant genişliği B ile gösterildiğinde, kanalın iletim kapasitesi

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1)$$

olarak hesaplanabilir. Bu ilişki Shannon-Hartley teoremi olarak bilinmektedir. (1) deki ifade, verilen bir bant genişliği ve SNR ile bir haberleşme sisteminin performansı için üst sınırı belirtir. Kanal bant genişliği B , Hertz cinsinden kullanıldığında iletim kapasitesi C , bit/s cinsinden elde edilmektedir.

$N_0/2$ spektral güç yoğunluğuna sahip beyaz Gauss gürültüsü kabul edildiğinde alıcıdaki ortalama gücü iletim bant genişliğine bağlı olarak $N = N_0 B$ şeklinde yazılabilmekte ve bu durumda kanal kapasitesi

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_o B} \right) \quad (2)$$

şeklinde ifade edilebilmektedir (Ertürk 2005).

2.2. Bit Hata Olasılığı

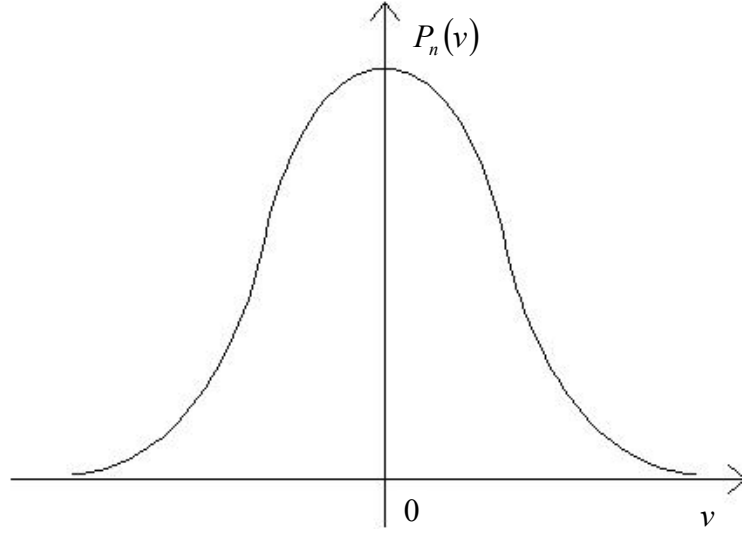
Tipik bir haberleşme kanalındaki gürültü genellikle toplanır beyaz Gauss gürültü (AWGN) olarak kabul edilmektedir. Buna göre haberleşme sisteminde alıcıdaki işaret $y(t)$, kanaldan gönderilen işaret $x(t)$ ile beyaz Gauss gürültüsü $n(t)$ 'nin toplamından oluşacaktır;

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (3)$$

Etkin değeri σ olan sıfır ortalamalı Gauss gürültüsünün olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi verilir;

$$P_n(v) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{v}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (4)$$

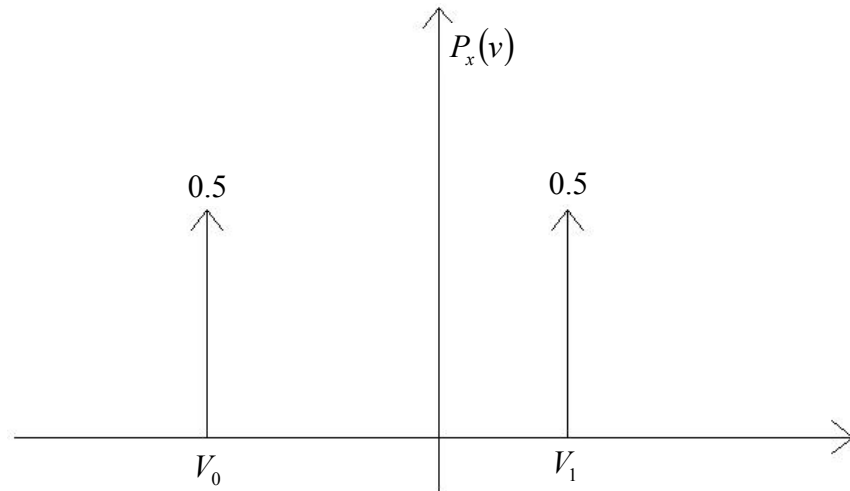
Şekil 2.1'de Gauss gürültüsü olasılık yoğunluk fonksiyonunun değişimi verilmektedir. Sıfır ortalama nedeniyle, gürültünün etkin değeri standart sapmaya eşit olmaktadır. Bilgi biti 0 olduğunda V_0 , 1 olduğunda ise V_1 gerilim seviyelerinden iletim yapılması durumunda her iki bitin oluşma ve gönderilme olasılığı eşit kabul edilirse, V_0 ve V_1 gerilim seviyelerinden iletilme olasılıkları da eşit olacaktır ($P(V_0) = P(V_1) = 0.5$).



Şekil 2.1. Gauss gürültüsü olasılık yoğunluk fonksiyonunun değişimi

Bu durumda kanaldan gönderilen işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu Şekil 2.2'deki gibi gösterilir ve aşağıdaki gibi ifade edilir;

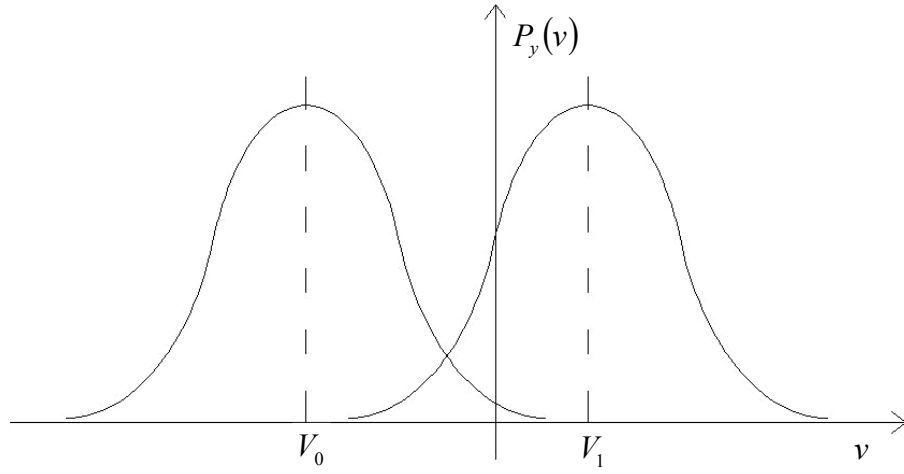
$$P_x(v) = 0.5\delta(v - V_0) + 0.5\delta(v - V_1) \quad (5)$$



Şekil 2.2. İkili işaretleşmede iki bilgi bitinin üretilme ve iletilme olasılığı eşit kabul edildiğinde iletilen işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu

Alıcıdaki işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu eşitlik (6)'da ifade edildiği gibi, Gauss gürültüsünün olasılık yoğunluk fonksiyonu ($P_x(v)$) ile iletilen işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonunun ($P_n(v)$) katlamasından elde edilir ve Şekil 2.3'deki gibi gösterilir.

$$P_y(v) = P_x(v) * P_n(v) = 0.5 \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-0.5\left(\frac{v-V_0}{\sigma}\right)^2} + 0.5 \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-0.5\left(\frac{v-V_1}{\sigma}\right)^2} \quad (6)$$



Şekil 2.3. Alıcıdaki işaretin olasılık yoğunluk fonksiyonu

Bilgi biti 0 olarak iletildiğinde alıcıdaki olasılık yoğunluk fonksiyonu $P_y(v|V_0)$;

$$P_y(v|V_0) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-0.5\left(\frac{v-V_0}{\sigma}\right)^2} \quad (7)$$

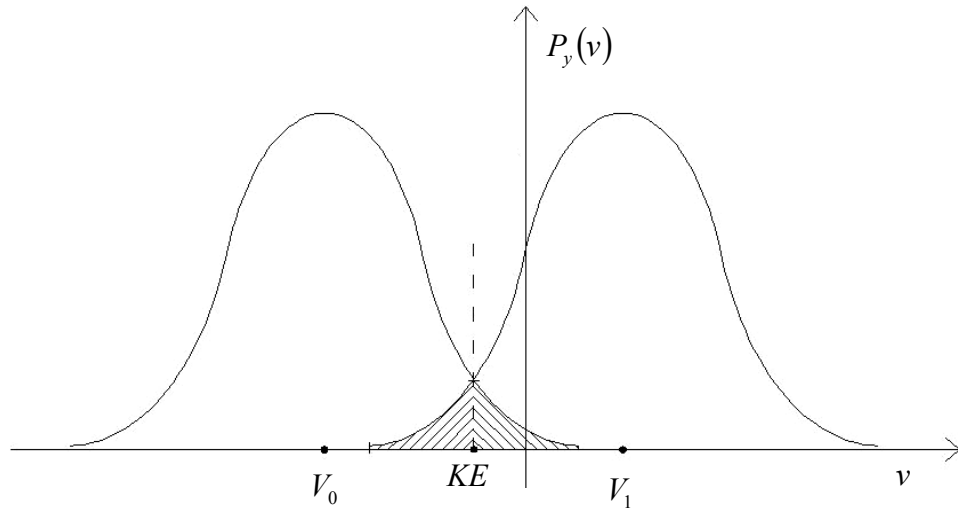
olarak ifade edilebilir. Bilgi biti 1 olarak iletildiğinde alıcıdaki olasılık yoğunluk fonksiyonu $P_y(v|V_1)$ ise aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$P_y(v|V_1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-0.5\left(\frac{v-V_1}{\sigma}\right)^2} \quad (8)$$

Vericiden gönderilen işaretin seviyesi, kanaldaki bozucu etkenlerden dolayı alıcıya farklı bir seviyede ulaşmış olabilir. Kanaldan gürültünün etkisine maruz kalarak gelen işaret, alıcıda gönderilen işaretin seviyesini belirlemek için kullanılan karar eşiği ile karşılaştırılır. Karar eşiği iyi belirlenebilirse gönderilen işaretin seviyesi doğru algılanabilir. Aksi takdirde doğru bir algılama ve sağlıklı bir iletim yapılması mümkün olmayacaktır.

Hata olasılığının en aza indirilebilmesi için karar eşiği, olasılık yoğunluk fonksiyon değişimlerinin kesiştiği noktaya karşılık gelmelidir. İki olasılık yoğunluk fonksiyonu için en iyi karar eşiği Şekil 2.4'de gösterilmektedir.

İkili iletimde bilgi bitinin 0 olarak gönderilmesi durumundaki hata olasılığı $P(h|V_0)$, karar eşiğinin sağ tarafında $P_y(v|V_0)$ fonksiyonunun altında kalan alana eşit olduğundan (9) eşitliğindeki gibi ifade edilir.



Şekil 2.4. Hata olasılığını en aza indiren karar eşiği

$$P(h|V_0) = \int_{KE}^{\infty} P_y(v|V_0)dv = \int_{(V_0+V_1)/2}^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-0.5\left(\frac{v-V_0}{\sigma}\right)^2} dv \quad (9)$$

Bilgi bitinin 1 olarak gönderilmesi durumundaki hata olasılığı $P(h|V_1)$, karar eşiğinin sol tarafında $P_y(h|V_1)$ fonksiyonunun altında kalan alana eşit olduğundan aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P(h|V_1) = \int_{-\infty}^{KE} P_y(v|V_1) dv = \int_{-\infty}^{(V_0+V_1)/2} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-0.5\left(\frac{v-V_1}{\sigma}\right)^2} dv \quad (10)$$

bu denklemde $a = \frac{(v-V_1)}{\sigma}$ değişken dönüşümü yapılırsa;

$$P(h|V_1) = \int_{-\infty}^{(V_0+V_1)/2} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-0.5\left(\frac{v-V_1}{\sigma}\right)^2} dv = \int_{-\infty}^{(V_0-V_1)/2\sigma} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-a^2/2} da \quad (11)$$

Sonuç olarak;

$$P(h|V_1) = Q\left(\frac{V_1-V_0}{2\sigma}\right) \quad (12)$$

bulunur. İki farklı gerilim seviyesi için (V_0 ve V_1) karar eşiği; V_1 ve V_0 gerilim seviyeleri arasındadır ve her bir gerilim seviyesinden $(V_1-V_0)/2$ kadar uzaktadır.

Yukarıdaki denklemde, $Q(x)$ tümleyen hata fonksiyonudur ve aşağıda belirtildiği gibi,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-a^2/2} da \quad (13)$$

ya da farklı bir gösterimle,

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-a^2} da \quad (14)$$

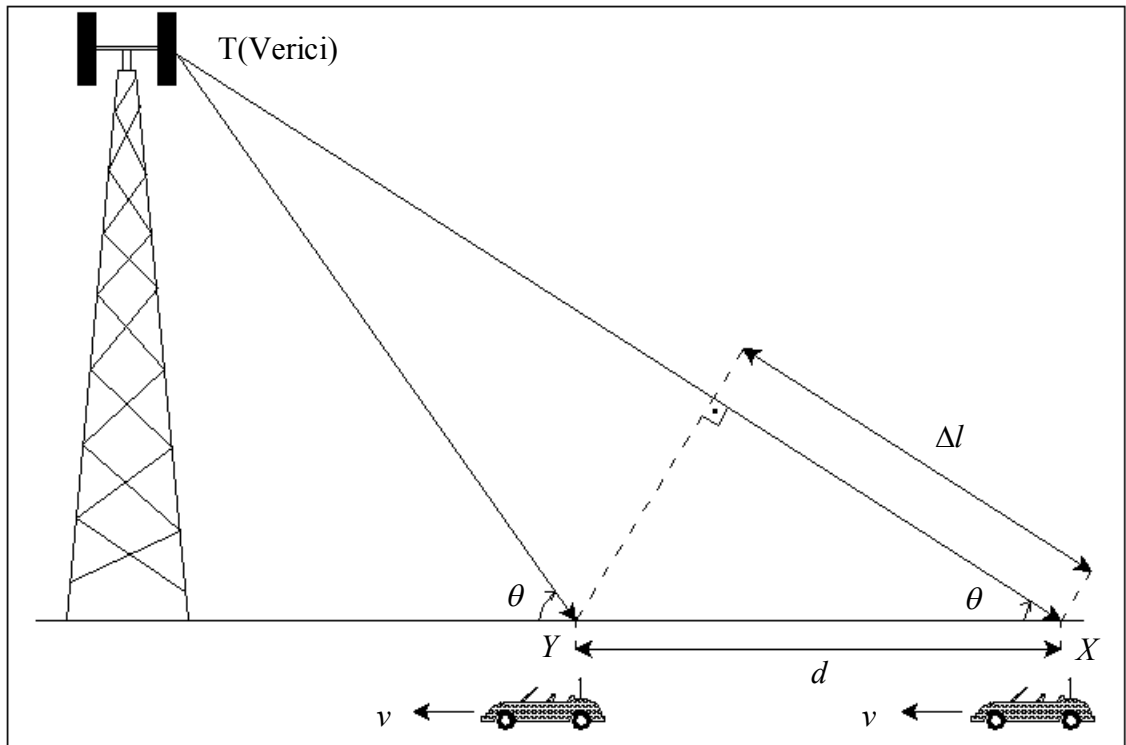
olarak ifade edilir. Eşitlik (13) ile eşitlik (14) arasındaki ilişki ise

$$\operatorname{erfc}(x) = 2Q(x\sqrt{2}) \quad (15)$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (16)$$

ile verilir.

2.3. Doppler Kayması



Şekil 2.5. Doppler kaymasının meydana gelişi

Verici ile alıcıdan herhangi birinin veya her ikisinin birden birbirine göre bağıl hareketi sonucunda alınan işaretin frekansında hıza, işaretin dalga boyuna ve alıcıya geliş açısına bağlı olarak meydana gelen kaymaya “Doppler Kayması”, kayma miktarına da

“Doppler Frekansı” denir (Rappaport 1996). Şekil 2.5’de görülen aracın sabit v hızıyla X noktasından Y noktasına doğru hareket ettiği varsayalım ve bu noktalar arasındaki mesafe d ile gösterilsin. Vericinin bulunduğu nokta ile araç arasındaki uzaklığın d ’ye göre çok büyük olduğu düşünülürse, X ve Y noktalarında işaretin araca geliş açısının aynı olduğu kabul edilebilir.

X noktasında alıcıya ulaşan işaret ile Y noktasında alıcıya ulaşan işaretlerin aldıkları yollar arasındaki fark

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (17)$$

ile ifade edilir. Burada Δt aracın X noktasından Y noktasına varması için gerekli olan süreyi, θ ise işaretin alıcıya geliş açısını göstermektedir. Bu iki noktada alınan işaretin fazındaki değişim $\Delta \varphi$ ise,

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (18)$$

olacaktır. Buna bağlı olarak Doppler kayması f_d

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (19)$$

olarak elde edilir.

Doppler etkisi sonucunda taşıyıcının frekansında (f_c) oluşacak kayma, işaret band genişliğinin de artmasına neden olur. Doppler Kayması oranı

$$\frac{\Delta \lambda}{\lambda} = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1} = \frac{v}{c} \quad (20)$$

ile verilir. Burada λ_1 vericiden gönderilen işaretin dalga boyu, λ_2 araçta alınan işaretin dalga boyu, c ışık hızı, v ise aracın hızıdır.

2.4. Kanalin Vuruş Tepkesi

Kanal vuruş tepkesi, iletim sisteminin tasarımında kullanılan ve kanalın özelliklerini gösteren bir tanımlamadır. Başka bir ifadeyle, kanalın tarifidir. Bir kanal vuruş tepkesi, radyo iletim sisteminin benzetimi ve incelenmesi esas olmak üzere tüm bilgileri içerir. Kanal vuruş tepkesi alıcının konumuna ve zamana bağlı olarak değişir ve $h(d, t)$ olarak gösterilebilir. Gönderilen işaret $x(t)$ olarak alındığında, vericiden d kadar uzakta alınan işaret $y(d, t)$;

$$y(d, t) = x(t) * h(d, t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(d, t - \tau) d\tau \quad (21)$$

olarak ifade edilir. Burada $*$, katlama işlemidir.

Bir nedensel sistem durumunda eşitlik (21) aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$y(d, t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(d, t - \tau) d\tau \quad (22)$$

v sabit hızındaki alıcının pozisyonuna karşılık gelen d ,

$$d = vt \quad (23)$$

olarak gösterilir. d değeri, eşitlik (22) da yerine konulursa;

$$y(v, t) = \int_{-\infty}^t x(\tau)h(vt, t - \tau)d\tau \quad (24)$$

elde edilir. Verilen bu v , kısa bir zaman aralığı süresince sabit olarak kabul edilebilir, bu yüzden eşitlik (24);

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t, \tau)d\tau \quad (25)$$

şeklinde ifade edilebilir (Ali *et al.* 2009).

Vuruş tepkisi $h(d, \tau)$, kanalı bütünüyle tanımlayan t ve τ 'nin her ikisinin bir fonksiyonudur. Çok yönlü kanalların zaman değişimi t , zaman gecikmesi ise τ şeklinde belirtilir.

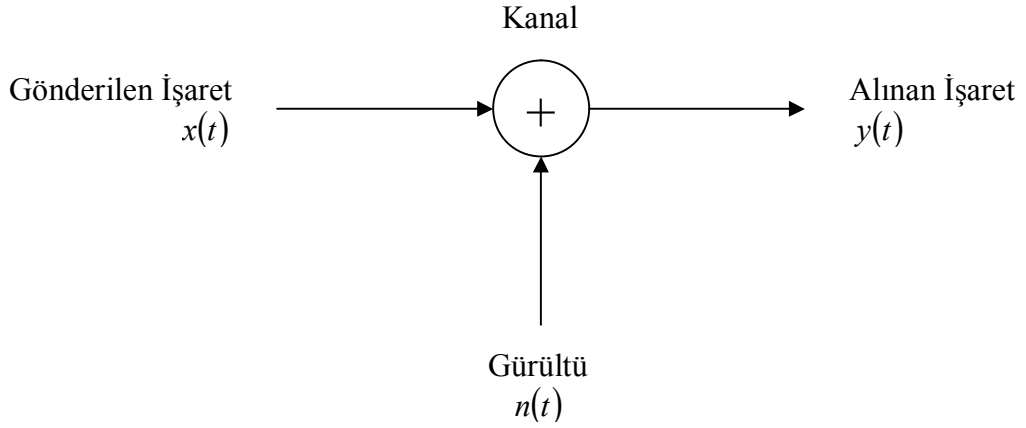
2.5. AWGN Kanal

Toplanır beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanal, iletişim sistemlerinin modellenmesinde oldukça sık kullanılan bir kanal türüdür ve genelde diğer kanal çeşitlerine referans olarak alınmaktadır. AWGN kanalında, iletilen işaretler Gauss dağılımına sahip gürültü tarafından bozulmaktadır (Zorlu 2006).

Şekil 2.6'da da görüldüğü gibi, t anında kanalın çıkışını $y(t)$, girişini de $x(t)$ olarak tanımlarsak, AWGN kanalın çıkışını aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (26)$$

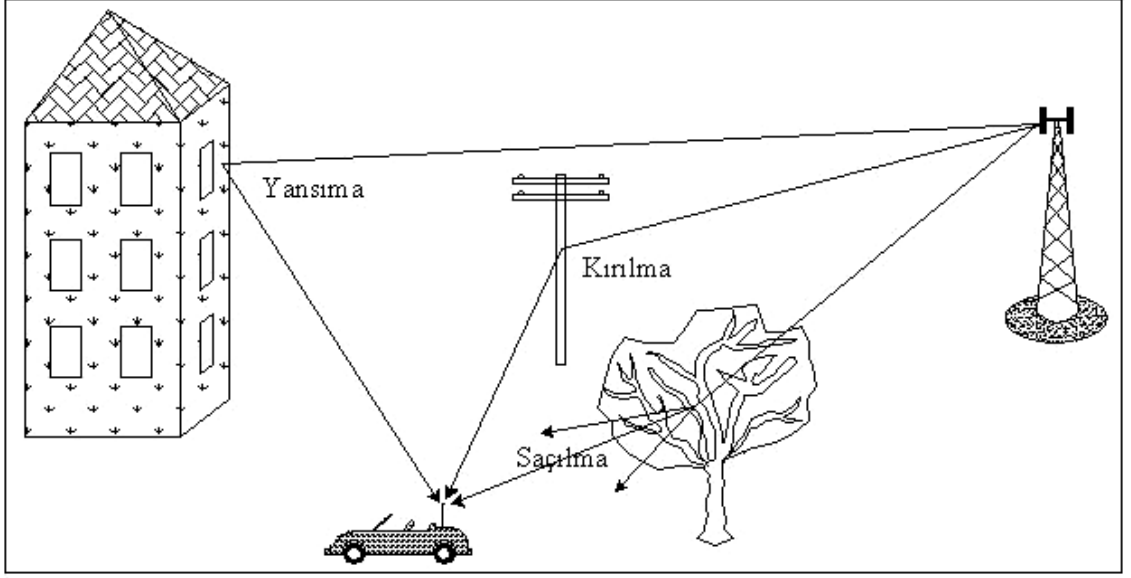
Burada $n(t)$, sıfır ortalamalı Gauss gürültüsünü temsil etmektedir ve bu gürültünün spektral güç yoğunluğu $N_0/2$ 'dir.



Şekil 2.6. AWGN Kanal Modeli

2.6. Çok Yollu Kanal

Mobil radyo kanallarında, verici anten tarafından gönderilen işaret, iletim ortamının özelliklerine bağlı olarak çeşitli yolları takip ederek alıcı antene ulaşır. İletim ortamının özelliklerini alıcı ve verici anten arasındaki coğrafi yüzey şekilleri, binalar, ağaçlar v.b. engeller belirler. Gönderilen işaret, bu engellerden yansiyabilir, kırınımına ya da saçılıma uğrayabilir. İşaretin alıcıya çeşitli yollardan ulaşan bileşenleri, değişik faz değerlerine karşılık gelen farklı gecikmelere sahiptirler. Aynı simgeye ait işaretlerin farklı yollardan, farklı gecikmelerle ve farklı fazlara sahip olarak alıcıya ulaşmaları “çok yollu (multipath) yayılım” olarak adlandırılır (Soysal 2004). Bu bağlı faz kaymalarından dolayı, alınan sinyalde “sönümlenme” olarak adlandırılan genlik ve faz açısından ciddi oranda değişimler meydana gelebilir. Çünkü alıcıdaki işaret; farklı güç kaybı, zaman gecikmesi ve faz kaymasına maruz kalmış, farklı yollardan gelen çok sayıda işaretin toplamından oluşacaktır. Şekil 2.7’de çok yollu yayılımın meydana gelişi gösterilmektedir.



Şekil 2.7. Çok Yollu Yayılım

Çok yollu yayılım durumunda iletim ortamında oluşan sis, yağmur, dolu ve kar yağışı gibi etkiler de uzun süreli sönümlenme olarak adlandırılan sönümlenmeye sebep olmaktadır. İşaretin farklı yollardan alıcıya ulaşması ve diğer sönümlenmeler, semboller arası girişime (ISI) neden olduğundan, haberleşmenin kalitesi olumsuz yönde etkilenmektedir.

Alınan işaret, farklı yollardan gelen ışınları ve belirgin olarak doğrudan görüş hattı (LOS- Line of Sight) içeriyorsa, genliğin zarfı Ricean olasılık dağılım işlevine sahip yapı gösterir ve alınan işaretin zarfındaki değişimler Ricean dağılım fonksiyonu ile modellenebilir. Çünkü direk görüşün etkisiyle doğrudan alınan işaretin gücü, çoklu yayılımın etkileriyle alıcıya ulaşan bileşenlerden çok daha büyük ve baskın olacaktır. Doğrudan görüş hattının baskın olduğu durumlarda kanal "Ricean Kanal" olarak adlandırılır. Ricean dağılımı genellikle alınan işaretin genlik ve fazındaki değişimlerin derecesini belirleyen K parametresi ile ifade edilir. K parametresi ilerleyen kısımlarda ayrıntılı olarak incelenecektir.

Alınan işaret, farklı yollardan gelen ışınları içeriyor ve belirgin olarak doğrudan görüş hattı içermiyorsa (NLOS), alınan işaretin zarfı istatistiksel olarak Rayleigh olasılık

yoğunluk işlevi ile tanımlanır. Verici ile alıcının birbirlerini direk olarak görmediği bu kanallar “Rayleigh Kanal” olarak adlandırılır.

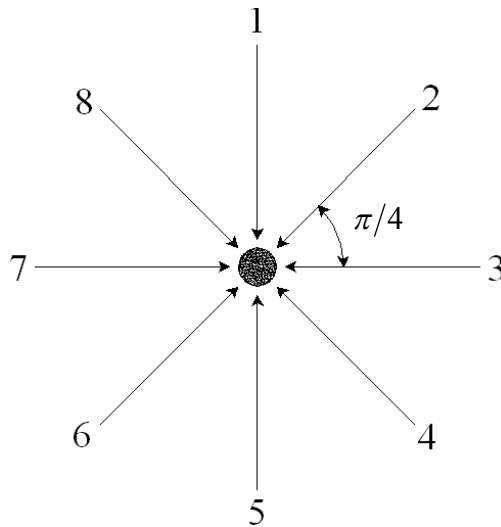
Rayleigh kanallar direk görüş bileşeni içermediğinden, bu kanallarda alınan işaretin genlik ve faz değişimleri, Ricean kanallara göre çok daha büyük olur.

2.7. Rayleigh Sönümlmeli Kanal Modeli

Gezgin radyo kanallarında rayleigh dağılımı bir düz sönümlleme sinyalin alınan zarfının istatikselsel olarak zamanla değişen doğasını veya tek bir çok yollu bileşenin zarfını tanımlamakta kullanılır (Rappaport 1996). Çok-yollu bir kanalda sönümlleme değişkeni,

$$g(t) = g_I(t) + jg_Q(t) \quad (27)$$

biçiminde tanımlanmaktadır (Stüber 2001). Burada $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss dağılımına sahip süreçler olduğunda, çok yollu kanalın bileşenlerinden biri, diğerlerine göre baskın değilse; $g(t)$ işaretinin zarfı Rayleigh ve fazı da $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlı olmaktadır.



Şekil 2.8. 8 ışınlı Rayleigh modeli

Şekil 2.8’de görüldüğü gibi, N ışınlı modelde i . ışın için varış açısı

$$\theta_i = 2\pi(i-1)/N, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (28)$$

olarak hesaplanabilir.

Kanal modelinin eşvireli I ve dikevireli Q bileşenleri matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Kaya 1998);

$$I_k = \sum_{i=1}^N A \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (29)$$

$$Q_k = \sum_{i=1}^N A \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (30)$$

Burada, k benzetim adım indeksini, T_s örnekleme periyodunu, ν kullanıcı hızını, α_i i . ışının başlangıç varış açısını ve λ ise taşıyıcı dalga boyunu temsil etmektedir. Kanal katsayısı

$$h(kT_s) = I_k + jQ_k \quad (31)$$

olarak elde edilir.

Rayleigh dağılımı aşağıdaki olasılık yoğunluk işlevine (pdf-probability density function) sahiptir;

$$P_{Rayleigh}(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0, \end{cases} \quad (32)$$

Rayleigh dağılımının varyansı σ_r^2 (alternatif akım gücü), ortalama güç ile doğru akım gücünün farkı alınarak bulunmaktadır;

$$\begin{aligned}\sigma_r^2 &= E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} \\ &= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2} \right) = 0.4292 \sigma^2\end{aligned}\quad (33)$$

2.8. Ricean Sönümlmeli Kanal Modeli

Alıcı ile verici arasında direk görüş varsa ya da alınan işaretin zarfında baskın bileşen bulunuyorsa, çok yollu kanalın sönümlleme değişkeninin $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ bileşenleri sıfırdan farklı bir ortalamaya sahiptir ve kanal Ricean dağılımlıdır. Ricean dağılımının olasılık yoğunluk işlevi,

$$P_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad A \geq 0 \text{ ve } r \geq 0 \quad (34)$$

ile verilir. Burada A baskın işaretin maksimum genliği, $I_0(\cdot)$, 0. derece 1. tür Bessel işlevidir.

Ricean kanal modelini elde etmek için, yukarıda verilen Rayleigh kanal modeline B genlikli ve γ varış açılı baskın bir bileşen eklemek yeterli olacaktır. Buna göre Ricean kanalın matematiksel modeli

$$I_k = \sum_{i=1}^N A \cos\left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos\theta_i\right] + B \cos\left[\varphi + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos\gamma\right] \quad (35)$$

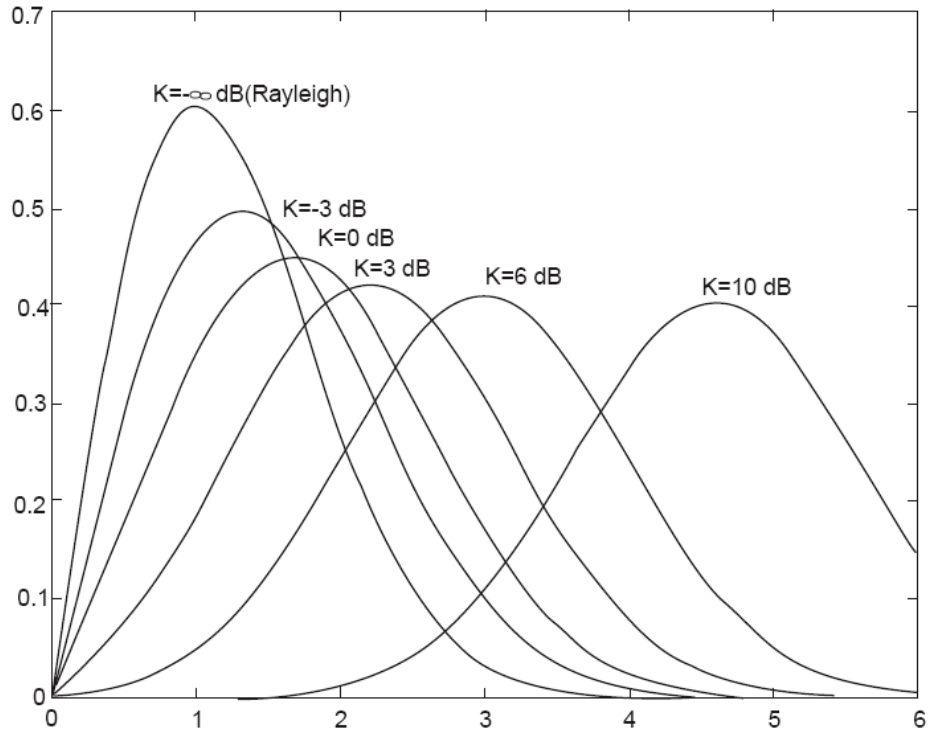
$$Q_k = \sum_{i=1}^N A \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi v k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B \sin \left[\varphi + \frac{2\pi v k T_s}{\lambda} \cos \gamma \right] \quad (36)$$

ile verilir.

Ricean dağılımı genellikle K parametresi ile ifade edilir. Baskın bileşenin gücünün çok yollu yayılımın diğer bileşenlerinin güçlerinin toplamına oranı olarak tanımlanan K parametresi aşağıdaki bağıntıdan elde edilir (Başaran 2006);

$$K(dB) = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (37)$$

Burada A baskın işaretin maksimum genliği (A^2 direk bileşenine ait gücü), σ^2 ise diğer çok yollu yayılım bileşenlerine ait gücü göstermektedir.



Şekil 2.9. K-faktörünün çeşitli değerlerine göre Ricean olasılık yoğunluk fonksiyonları (Durgin 2000).

$A \rightarrow 0$, $K \rightarrow -\infty$ dB durumunda Ricean dağılımı Rayleigh dağılımına dönüşür. $K \gg 1$ durumunda ise Ricean dağılımı Gauss dağılımına yakınsar (Stüber 2000).

K nın farklı değerleri için Ricean dağılımının değişimi Şekil 2.9’da verilmiştir. Burada $K = -\infty$ iken Rayleigh olasılık yoğunluk fonksiyonuna yaklaşırken $K = +\infty$ iken Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonuna yaklaşmaktadır (Durgin 2000).

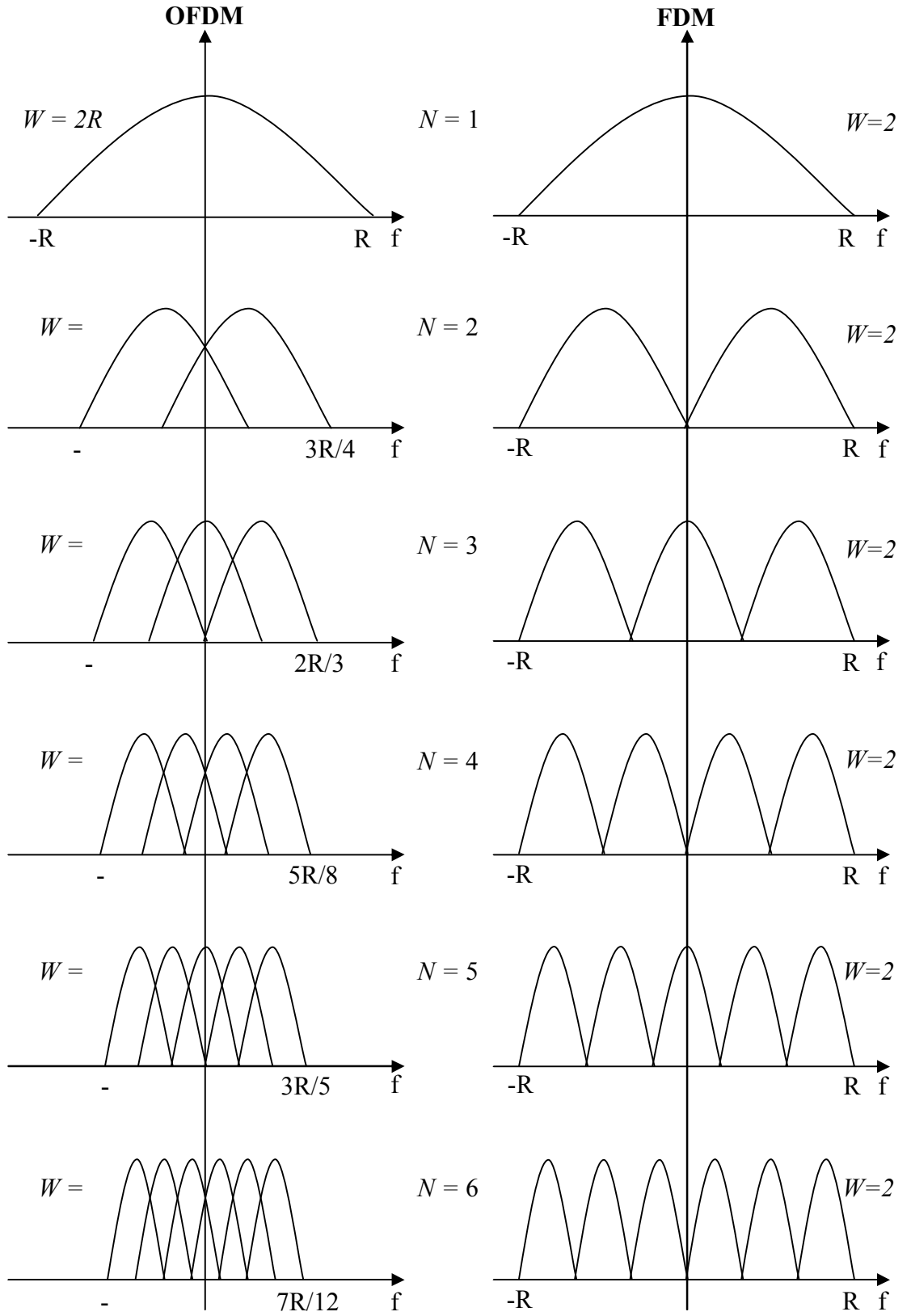
2.9. OFDM

OFDM tekniği temelinde, band genişliğini birden fazla alt taşıyıcılara bölerek verilerin alt bantlara iletilmesini sağlayan ve band genişliğini daha verimli kullanmayı amaçlayan bir modülasyon tekniğidir. Band genişliğinin birden fazla alt banda bölünmesiyle yüksek hızlı veri akışından, birkaç adet paralel düşük hızlı veri akışına dönülür. OFDM tekniğinde, her bir alt taşıyıcının dikgenliğinden dolayı alt taşıyıcı spektrumlarının üst üste binmesine rağmen ard arda gelen taşıyıcılar arasında girişim oluşmaz ve yine dikgenliğin etkisi ile üst üste binmiş spektrumlara rağmen alt taşıyıcılar alıcıda yeniden elde edilebilir. Böylece OFDM tekniği ile sabit bir band genişliğinde daha fazla veri iletimi sağlanmış olur. Başka bir deyişle band genişliğinden tasarruf edilir. Alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlikten kasıt; her bir alt taşıyıcının bir sembol süresi içerisinde tam sayı periyotlara sahip olmasıdır.

İki işaretin birbiriyle dik olma şartı

$$\int_{t=0}^{t=T} f_1(t)f_2(t) = 0 \quad (38)$$

ile verilebilir(Soysal 2004).



Şekil 2.10. OFDM'nin FDM'e göre bant verimliliği (Soysal 2004).

Şekil 2.10’da FDM (Frequency Division Multiplexing) ve OFDM için frekans bandının kullanımı gösterilmektedir. Taşıyıcı sayısı N , istenen veri hızı R ve gerekli band genişliği W olarak alındığında OFDM tekniği için gerekli band genişliği;

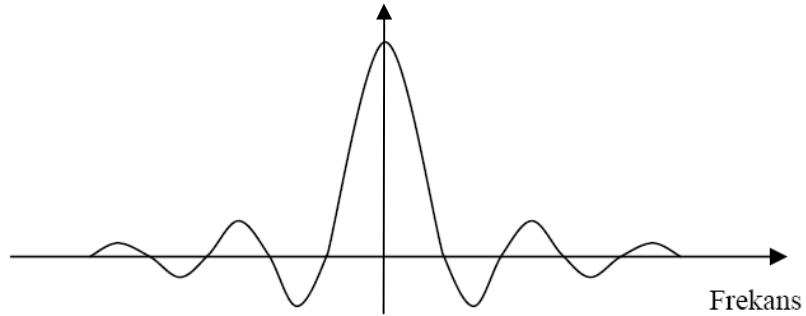
$$W = \frac{(N+1)}{N} R \quad (39)$$

yazılabilir. Sonuçta OFDM’nin sağladığı bant tasarrufu ise

$$\begin{aligned} \Delta W &= 2R - \frac{(N+1)}{N} R \\ &= \frac{(N-1)}{N} R \end{aligned} \quad (40)$$

olarak elde edilir (Soysal 2004).

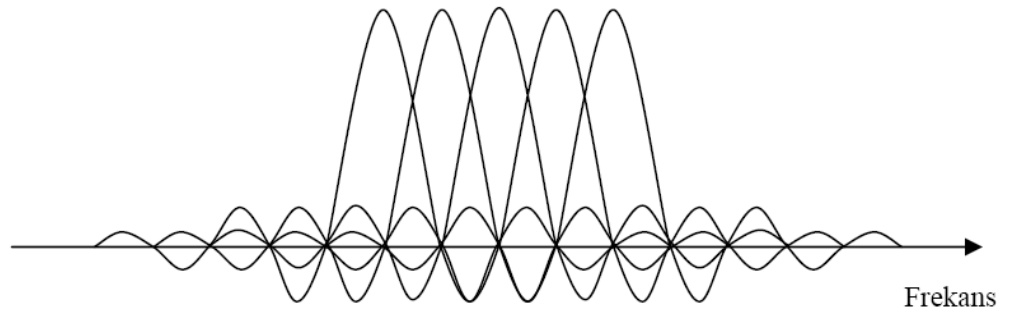
Şekil 2.10 incelendiğinde, OFDM’nin FDM’ye oranla sağladığı bant tasarrufu daha iyi görülmektedir. $N = 6$ taşıyıcı ile OFDM’nin FDM’ye göre sağladığı bant tasarrufu $5/6 R$ iken, $N = 2$ taşıyıcı ile bant tasarrufu $1/2 R$ ’de kalmaktadır. Bu kıyaslamadan da anlaşılacağı üzere, taşıyıcı sayısı arttıkça OFDM’nin sağladığı bant tasarrufu da artmaktadır.



Şekil 2.11. Bir alt taşıyıcının spektrumu

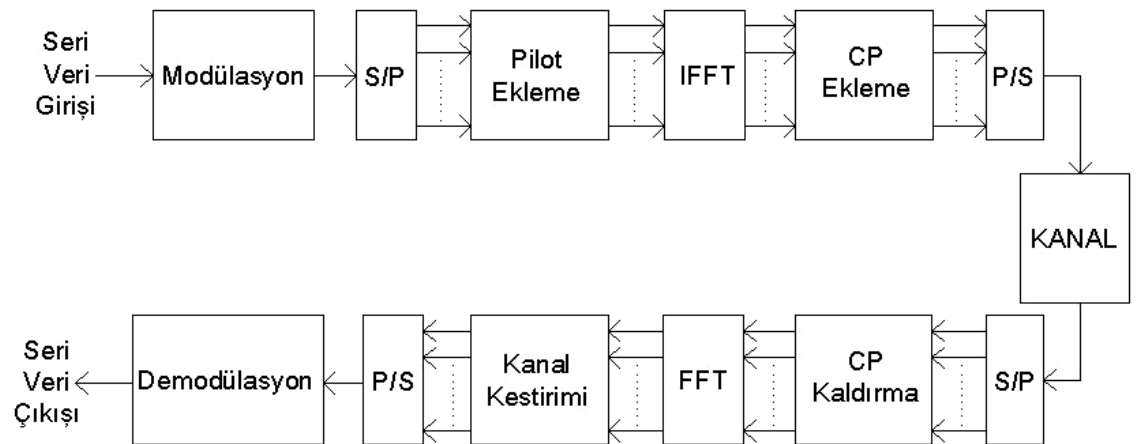
Şekil 2.11’de bir alt taşıyıcı spektrumu verilmektedir. OFDM işaretinin frekans bandındaki yerleşimi, her bir alt taşıyıcı spektrumunun frekans bandındaki yerleşiminden oluşur.

Şekil 2.12’de 5 adet alt taşıyıcıdan oluşan bir OFDM işaretinin frekans bandındaki yerleşimi gösterilmektedir.



Şekil 2.12. Beş alt taşıyıcılı bir OFDM işaretinin frekans bandındaki yerleşimi

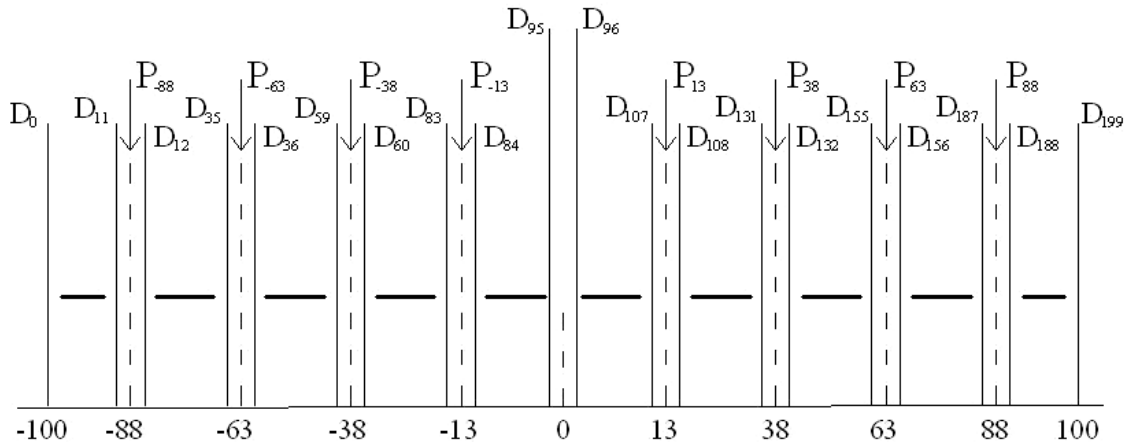
Alt taşıyıcılar birbirlerine dik olduğundan, her bir alt taşıyıcı spektrumunun tepe değeri diğer alt taşıyıcıların sıfır noktasına denk gelmektedir. Taşıyıcılar arasındaki girişimin önlenmesi için alıcıdaki örnekleme noktaları, alt taşıyıcıların bu tepe değerlerine denk gelmelidir. Bir OFDM sisteminin temel olarak blok şeması Şekil 2.13’deki gibi gösterilebilir;



Şekil 2.13. Tipik bir OFDM sistemi

Gönderilecek verinin frekans bölgesinde tanımlandığı OFDM sisteminde, veriyi bozulmalara karşı koruyabilmek ya da belirli seviyelerde bozulmaya uğrayan verileri alıcı tarafta doğru algılayabilmek için kanal kodlaması ve serpiştirme yapılır. Kanal kodlaması, gönderilen veri dizisine bilgi taşımayan ancak alıcıda hataların düzeltilmesini sağlayan fazlalık bitlerin eklenmesidir.

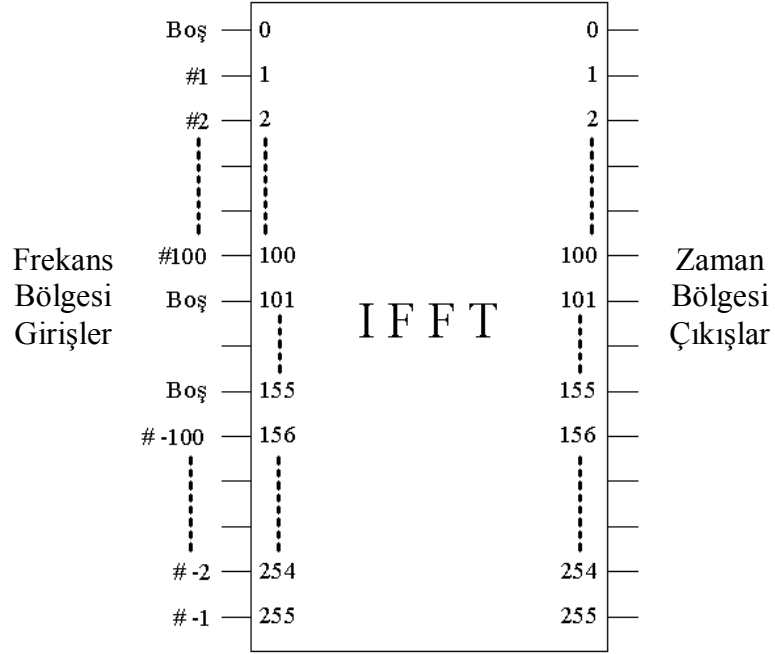
Serpiştirme, ardışık hatalara maruz kalınmaması amacıyla, kodlanmış verilerin bitişik olmayan alt taşıyıcılara serpiştirilmesidir. Böylece ard arda gelen iki alt taşıyıcıdaki bilgiler bozulmaya uğrasa bile her bir alt taşıyıcıda, kodlanmış farklı verilerin bilgi bitleri tamamıyla kaybedilmemiş olur. S/P (Seri/Paralel) dönüştürücüye gelen serpiştirilmiş olan kodlanmış veriler alt kanallara bölünür.



Şekil 2.14. Alt-taşıyıcıların frekans bandında yerleşimi

Alıcıda demodülasyon işleminin sağlıklı olarak yapılabilmesi, yani OFDM sembolünün koruma aralığından (CP) sonraki yararlı sembol süresinin nerede başladığını bildirmek için, alıcıda evre uyumlu işaret algılamayı ve kanal takibini sağlamak amacıyla 8 adet pilot taşıyıcı eklenir. Pilot alt taşıyıcıları Şekil 2.14'de görüldüğü gibi -88, -63, -38, -13, 13, 38, 63, 88 numaralı alt taşıyıcılardır.

Veriler için 192 alt taşıyıcı, pilotlar için 8 alt taşıyıcı kullanılmaktadır. Alt koruma bandı alt taşıyıcılarının sayısı 28, üst koruma bandı alt taşıyıcılarının sayısı 27 ve bir de DC (Direct Current) bileşen olmak üzere toplam 56 alt taşıyıcı boş bırakılmaktadır.



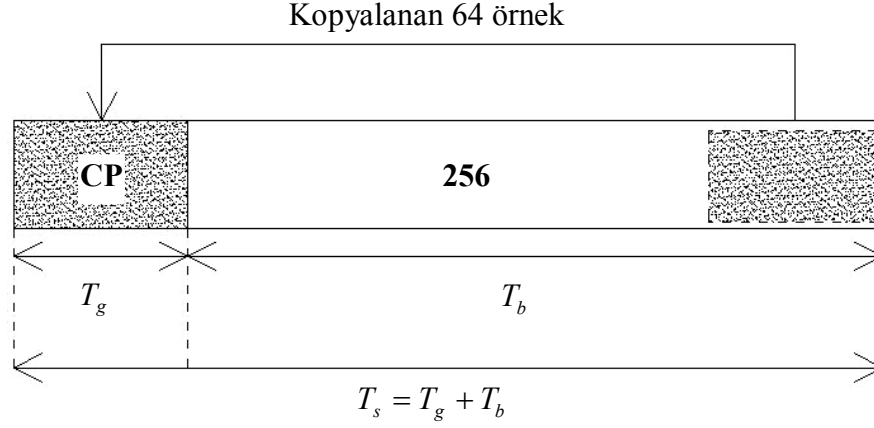
Şekil 2.15. IFFT giriş ve çıkışları

Şekil 2.15’de, IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) giriş ve çıkışları gösterilmektedir. Burada DC bileşene karşılık gelen 0 numaralı giriş ve 101-155 arasındaki numaralı girişler sıfırdır. 1-100 numaralı girişlere D_1-D_{100} , 156-255 numaralı girişlere $D_{-100}-D_{-1}$ katsayıları girilmiştir. IFFT çıkışında 256 adet zaman bölgesi örneği elde edilmiş olur. Bir OFDM simgesi 320 örnekten oluşmaktadır. Geri kalan 64 örnek ise, faydalı kısmın son 64 örneğinin kopyalanması ile oluşturulur ve simgenin başına eklenir.

Şekil 2.16’da çevrimsel önekli OFDM simgesi görülmektedir. T_b burada faydalı sembol süresi, T_g ise koruma aralığı (CP) süresidir. Bir OFDM sembolünün süresi T_s ;

$$T_s = T_b + T_g \quad (41)$$

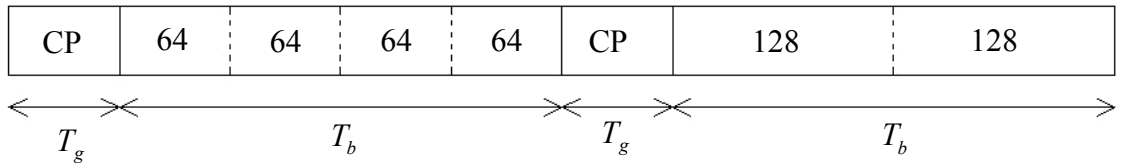
olarak verilir. Uzun ve kısa başlangıç eklerindeki OFDM sembol süresi aynıdır.



Şekil 2.16. Bir OFDM simgesi

Başlangıç eki yapısı IEEE 802.16d OFDM sisteminde senkronizasyon amaçlı kullanılabilir (Xu and Guan 2005). İki tür başlangıç eki vardır. Bunlardan ilki uzun başlangıç eki (long preamble), ikincisi ise kısa başlangıç eki (short preamble)'dir. Downlink PHY PDU (Protocol Data Unit) birimindeki uzun başlangıç eki, ardışık iki OFDM sembolünden oluşmaktadır. İlk OFDM sembolü, CP koruma aralığının önünde 64 örnek bloğun 4 tekrarından oluşur. İkinci OFDM sembolü yine CP koruma aralığının önünde 128 örnek bloğun iki tekrarından oluşur.

Şekil 2.17'de zaman bölgesindeki başlangıç eki yapısı gösterilmektedir (IEEE 802.16-2004).

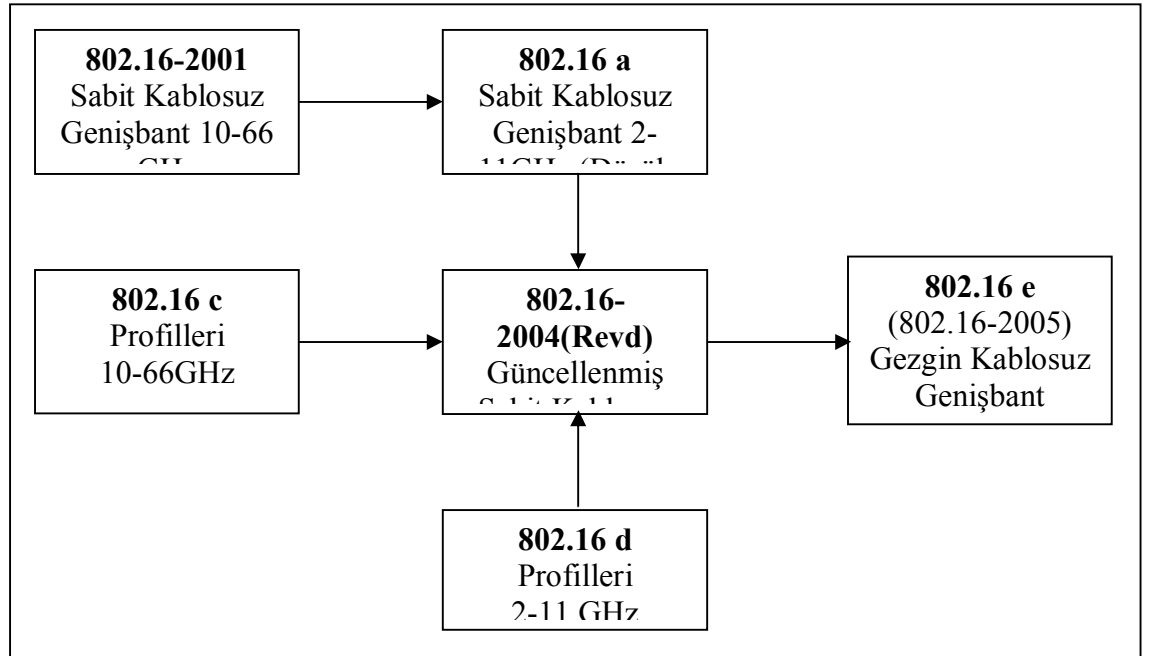


Şekil 2.17. IEEE 802.16d standardında başlangıç eki yapısının gösterimi

Başlangıç ekleri için frekans domeni dizisi aşağıdaki diziden elde edilir:

2.10. WiMAX

WiMAX, kısa mesafeli kablosuz erişimlere ve kablo üzerinden çalışan genişbant erişim teknolojilerine alternatif olarak, uzak mesafelere kablosuz genişbant erişimi sağlayan ve 802.16 standardına dayanan bir tekniktir. WiMAX teknolojisi, sabit istasyonlar için yaklaşık 50 km, mobil istasyonlar için yaklaşık 15 km çapında bir alanda etkilidir ve 70 Mbps veri hızına kadar hizmet verebilir (Ögülmüş 2008).



Sekil 2.18. 802.16 Standardının gelişimi

2001 yılında onaylanan IEEE 802.16 standardı zamanla geliştirilmiş ve farklı teknik özellikteki IEEE 802.16a, 802.16b, 802.16c, 802.16d (Rev-D olarak da bilinir) ve 802.16e versiyonlarına sahip olmuştur. Bu versiyonların tarihsel olarak gelişimi şekil 2.18'de verilmektedir. Bu versiyonlar içerisinde en önemlileri ve ticari olarak sertifikalandırılacak olanları; sabit ve göçebe uygulamalar için oluşturulan 802.16d standardı ile mobilitiyi sağlamak için oluşturulan 802.16e standardıdır.

Başlangıçta 10–66 Ghz frekans aralığında tasarlanmış olan WiMAX, direk görüş hattı LOS gerektirmektedir. 10-66 GHz band aralığında kullanım için bant genişlikleri Amerika’da 25 MHz, Avrupa’da 28 MHz’dir. IEEE 802.16a standardı ile birlikte 2–11 Ghz ‘a kadar olan frekans aralığı da eklenmiştir. IEEE 802.16a standardı LOS ve NLOS yollarının her ikisinin de üzerinde çalışacak şekilde tasarlanmıştır.

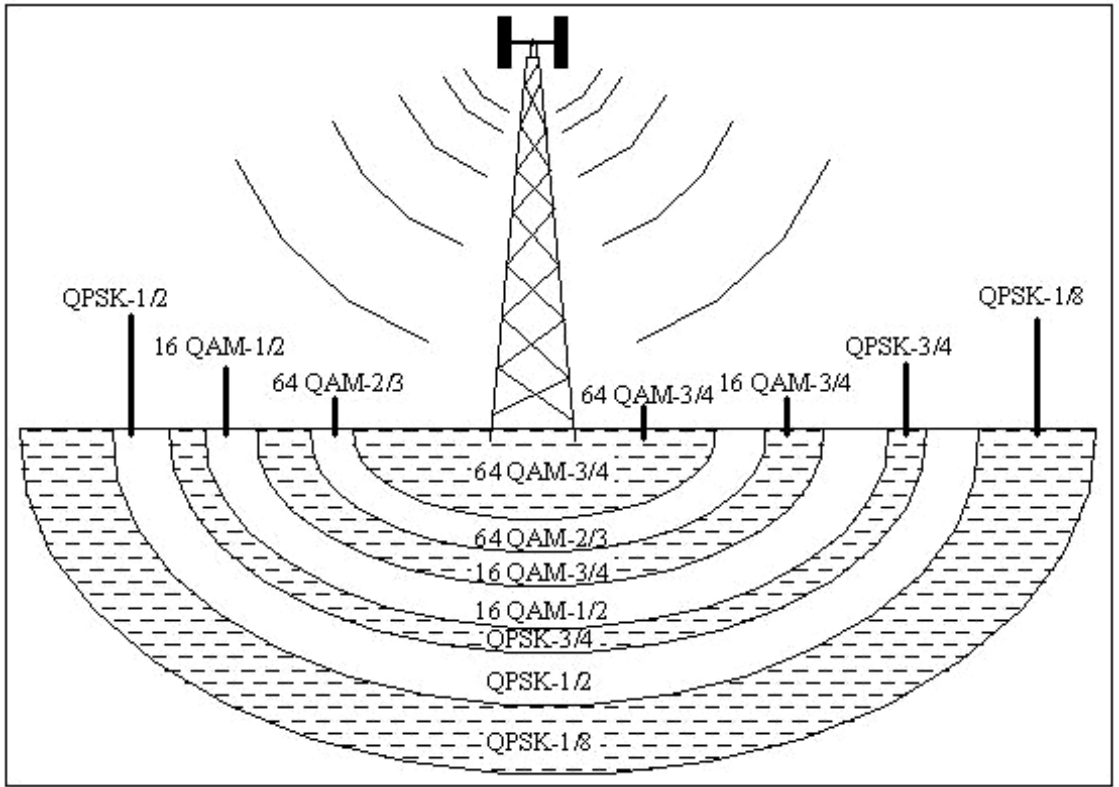
OFDM ve MIMO sistemleri WiMAX ‘in temelini oluşturur. OFDM, mevcut olan modülasyon tekniklerinin sağladığı verimi neredeyse iki katına çıkarmaktadır. Mevcut modülasyon teknikleriyle de verim yükseltilebilir. Zayıf sinyal seviyelerinde bant genişliğini verimli kullanabilmek için, direk görüş baskın bileşenin bulunmadığı (NLOS) durumlarda OFDM oldukça avantajlıdır.

MIMO, WiMAX’in etkinliğini dört katına kadar çıkartan gelişmiş bir anten teknolojisidir. Üçüncü nesil ve ötesi iletişim teknolojileri büyük çapta OFDM ve MIMO teknolojilerine dayanmaktadır (Ögülmüş 2008). Alıcı ve verici tarafta çoklu antenin bulunduğu MIMO sisteminde; her bir antenin yük yoğunluğu verici kısım tarafından belirlenmektedir. Bu durumda birbirlerinden farklı iki veri yığını, farklı özelliklere sahip iki yol üzerinden birbirlerine girişim oluşturmadan iletilebilir.

Hız ve kapasitenin artırılabilmesi için bant genişliği ve iletim gücü gibi kaynakların efektif kullanılmasını sağlamak amacıyla WiMAX’te uyarlamalı (adaptif) modülasyon ve çoğullama (multiplexing) gibi teknikler kullanılmaktadır.

WiMAX’ın sinyal seviyesine göre çok seviyeli modülasyon tekniklerini kullanılabilmesi önemli bir özelliğidir. Sinyal seviyesi azaldıkça BER seviyesini azaltmak için sistem kendi modülasyonunu değiştirmektedir. Ancak modülasyona bağlı olarak verimlilik de değişecektir. Örnek verilecek olursa; 7 MHz ‘lik kanaldan 13 Mbit veri aktarımı mümkün olurken uzak mesafelerde ise (30-35 km) bu aktarım hızı 2 Mbit’lere kadar düşmektedir (Öztürk ve Kalafat 2007). Bu değerler ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) ile karşılaştırıldığında oldukça iyi bir sonuçtur. WiMAX’te uyarlamalı modülasyon kullanılması, sistemin kendi kanal koşullarına göre en uygun

modülasyonu seçmesini sağlamaktadır. Örneğin; baz istasyonuna yakın bir yerde 64 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) modülasyonu seçiliyorsa, sistemin menzilini artırmak için daha uzak mesafedeki zayıf seviyeli bir sinyal için BPSK (Binary Phase Shift Keying) modülasyonuna geçilebilir. Böylece sistem, haberleşmeyi en verimli şekilde sağlamaktadır. Mesafeye bağlı olarak modülasyon derinliğinin değişim örneğine ilişkin gösterim Şekil 2.19’da verilmiştir;



Sekil 2.19. Mesafeye bağlı olarak modülasyon derinliğinin değişim örneği

WiMAX ‘in özellikle 3G’yi destekleyen GSM baz istasyonlarının maliyeti WiMAX baz istasyonlarının 4 ya da 6 katına kadar çıkabilmektedir (Öztürk ve Kalafat 2007).

WiMAX’in bazı kablosuz erişim teknolojileri ile karşılaştırmalı analizi Çizelge 2.1’de verilmiştir.

Çizelge 2.1. Kablosuz erişim teknolojilerinin karşılaştırılması (Toktaş ve Akdağlı 2007; Seçki 2008)

Parametreler	WiMAX	802.11a	802.11b	802.11g	Bluetooth 2.0+EDR
Kapsama Alanı	Metropolitan Area Network (WMAN)	Local Area Network (WLAN)	Local Area Network (WLAN)	Local Area Network (WLAN)	Personal Area Network (WPAN)
Frekans Bandı:	2-11 GHz	5 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz
Aralık	~50 km	~100 metre	~100 metre	~100 metre	~100 metre
Veri Aktarım Hızı:	70 Mbps	54Mbps	11 Mbps	54 Mbps	54 Mbps
Kullanıcı Sayısı:	Binlerce	Onlarca	Onlarca	Onlarca	Onlarca

2.10.1. WiMAX standartları ve özellikleri

2.10.1.a. 802.16a

Alıcı ve verici arasında direk görüşe (LOS) gerek olmadan bağlantı imkanı sağlayan, 2-11GHz frekans aralığını kullanan ve sabit bilgisayarlar arasında kablosuz erişimi sağlayan standart olarak sunulmuştur. IEEE 802.16a'ya olan ticari ilginin büyük kısmı bu düşük frekans değişimidir. Daha düşük frekanslarda, sinyaller engellerden çok daha rahat geçebilir ve böylece alıcı-verici ve anten arasında LOS gerekmez (Shankar and Hegde 2008). Bu da daha esnek WiMAX uygulamalarına imkan sağlar.

2.10.1.b. 802.16b

802.16b, fiziksel katman protokolleri OFDMA şart koşularak tanımlanmış ve 5-6 GHz lisanssız frekans bantlarında çalışmak için tasarlanmıştır (Zaman 2007; Shankar and Hegde 2008). Standardın bu uzantısı 5-6 GHz frekans bantlarında kullanılabilen

teknoloji spektrumunu artırır ve servis kalitesi sağlar. WiMAX, gerçek zamanlı ses ve video için öncelikli iletim sağlamak ve farklı trafik tiplerinin farklılaşmış servis seviyelerini sunmak için QoS (Quality of Service) sağlar.

2.10.1.c. 802.16c

IEEE 802.16c, 10-66GHz frekans aralığında çalışan, farklı üreticilere ait sistemlerin bir arada çalışmasına olanak tanıyan, teknolojiyi daha ayrıntılı standartlaştıran bir yapıdadır. Güvenlik protokollerinin farklı seviyeleri gibi seçenekli özellikler, ücret, fonksiyonellik ve pazarlama bölümü gibi alanlarda farklılaşma için ticari anlamda fırsat vermektedir (Zaman 2007).

2.10.1.d. 802.16-2004(Revd)

802.16-2004(d), diğer standartları içerisine alan ve tek bir standartta toplayan bir yapıdadır ve küçük iyileştirmeler ile 802.16a için düzeltmeler de içerir. İyileştirmeler hizmet kalitesi için yapılmıştır. 802.16e standardı ile birlikte kullanıma sunulacak olan bu standart, 802.16a standardının tamamlayıcısı olarak sürülmüştür. 802.16d (802.16rev.d olarak da bilinir) standardı, OFDM tekniğini kullandığından çok yönlü yayılımın etkilerini tolere edebilir. Dolayısıyla bu standartta alıcı ve verici arasındaki NLOS ve LOS uygulamalarda sağlıklı iletişim mümkündür.

2.10.1.e. 802.16e

WiMAX teknolojisinin IEEE 802.16e standardı 125 km/h'a kadar olan gezgin kullanıcı hızlarında 2-6 GHz frekans aralığında yüksek hızda veri iletişimine olanak tanımaktadır (Şafak *et al.* 2007). Bu sayede sabit ve hareketli sistemler arasında her an her yerde haberleşme mümkün olacaktır. IEEE 802.16e, araç hızında hareket eden kullanıcılarla gerekli iletişim için yüksek hızlarda yumuşak aktarma sağlar. Yumuşak aktarma özelliğinden dolayı ileride yaygın olarak kullanılması beklenmektedir.

Çizelge 2.2. WiMAX standart özellikleri

Standart	802.16	802.16 a/REVd	802.16 e
Standart Yılı	Eylül 2001	802.16a Haziran 2003 802.16REVd Eylül 2004	2005
Frekans Spektrumu	10-66GHz	<11GHz	<6 GHz
Haberleşme Özelliği	Doğrudan görüş hattı gerektirmekte	Doğrudan görüş hattı gerektirmemekte	Doğrudan görüş hattı gerektirmemekte
Bant Genişliği	28MHz'de 32-134Mbps	20MHz'de 75Mbps	5MHz'de 15Mbps'a kadar çıkabilir
Modülasyon	QPSK,16QAM, 64QAM	OFDM 256, 64QAM,16QAM, QPSK, BPSK	OFDM 256, 64QAM,16QAM, QPSK, BPSK
Hareketlilik	Sabit uygulamalar	Sabit ve taşınabilir uygulamalar	Hareketli uygulamalar
Kanal Bant Genişliği	20,25 ve 28MHz	1.25-20MHz arasında seçilebilir bant genişliği	1.25-20MHz arasında seçilebilir bant genişliği
Hücre Yarıçapı	1.6-5 km	5-8 km. Kule yüksekliği, verici gücü ve anten kazancına bağlı olarak 50km'ye kadar hizmet verebilir.	1.6-5 km

2.10.2. WiMAX şebekesine erişim

WiMAX şebekesine erişim

- Sabit Noktadan Erişim,
- Göçebe Erişim,
- Taşınabilir Erişim,
- Yarı-Gezgin Erişim,
- Tam Gezgin Erişim

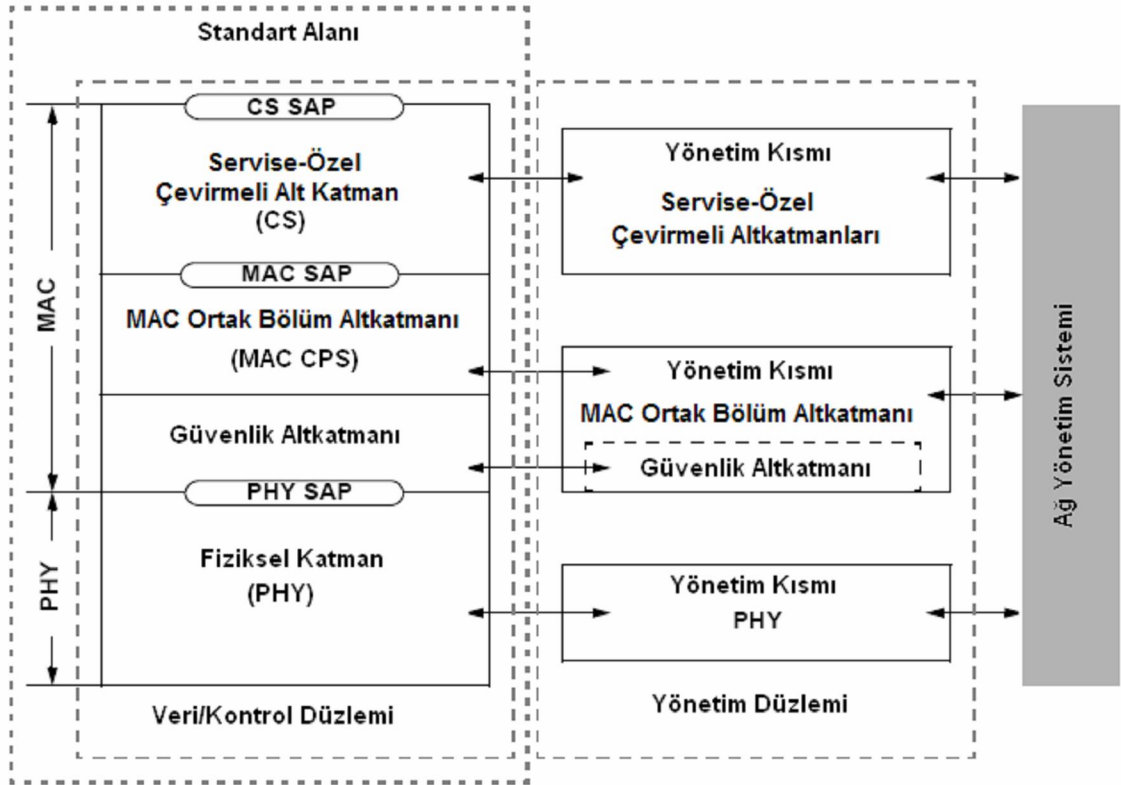
olmak üzere 5 farklı şekilde mümkün olacaktır. Bu erişimlerin özellikleri Tablo 2.2'de gösterilmektedir;

Çizelge 2.3. WiMAX Erişim Özelliklerinin karşılaştırılması

Erişim Özelliği	Kullanılan Cihaz	Konum/Hız	Aktarma Özelliği	802.16-2004	802.16 e
Sabit Noktadan Erişim	Bilgisayar	Tek/Sabit	Yok	Var	Var
Göçebe Erişim	Bilgisayar/ Dizüstü	Çoklu/Sabit	Yok	Var	Var
Taşınabilir Erişim	Bilgisayar/ Dizüstü Bilgisayar/ Dizüstü	Çoklu/Yaya Hızında	Sert Aktarma (Hard Handoff)	Yok	Var
Yarı-Gezgin Erişim	Bilgisayar/ PCMCIA veya mini kartlar Dizüstü Bilgisayar/ PCMCIA veya mini kartlar, PDA 'lar veya smartphone 'lar	Çoklu/Düşük Araç Hızında	Sert Aktarma (Hard Handoff)	Yok	Var
Tam-Gezgin Erişim	Bilgisayar/ Dizüstü Bilgisayar/ PCMCIA veya mini kartlar, PDA 'lar veya smartphone 'lar	Çoklu/Yüksek Araç Hızında	Yumuşak Aktarma	Yok	Var

2.10.3. IEEE 802.16 protokol katmanları

Standart WiMAX mimarisi protokolü farklı fiziksel katman özellikleriyle ilişkili olarak tanımlanmış olan ortak bir MAC (Medium Access Control) katmanı olarak şekilde gösterilmektedir. Farklı PHY özellikleri ve MAC arasındaki arayüz, MAC tarafından ayrıntılı PHY teknolojilerini saklayan, ayrı bir alt tabaka olan iletim CS (Convergence Sublayer) katmanı olarak düzenlenmiştir. MAC, kimlik denetimi, güvenli anahtar değişimi, kriptolama v.s. sağlayarak bir güvenlik desteği alt katmanı da içerir. WiMAX PHY ve MAC protokolünün anahtar bileşenleri aşağıdaki iki bölümde tanımlanmıştır;



Şekil 2.20. SAP (Service Access Point)'leri gösteren IEEE 802.16 Protokol katmanları (Saltabaş 2007).

2.10.3.a. MAC katmanı

WiMAX MAC katmanı bağlantı yönelimlidir, zaman/giriş kontrol mekanizmaları kaynağının esnek gerçekleşmesi ve band genişliği rezervasyonuna izin vermesiyle QoS destekli olarak tasarlanmıştır. Tüm servisler bağlantılara haritalanmıştır.

Bir üst katmandan herhangi bir uygulama başvurusu BS (Base Station) ile bir bağlantı kurmak zorundadır. BS daha sonra her bağlantıya tekli bir ID (CID) bağlantısı tahsis eder. Bu mekanizma yapısında bağlantısız servisleri de içeren, istenilen band genişliğine mekanizma sağlamak, QoS ve trafik parametrelerine ortaklık, veri taşıma ve yönlendirme ile servislerle ilişkili diğer olayları sağlamak için tüm servislere uygulanır.

TDD (Time Division Duplexing) ve FDD (Frequency Division Duplexing) modlarının ikisi WiMAX 'de desteklenir. TDD durumunda her bir MAC çerçevesi bir üst bağlantı alt çerçevesiyle takip edilen bir alt bağlantı alt çerçevesi içerir; FDD durumunda üst bağlantı alt çerçevesi alt bağlantı alt çerçevesine riayet ederek önemsizce gecikmiş olabilir. Bu nedenle SS 'ler alt bağlantıdan üst bağlantı erişimi hakkında gerekli bilgiyi alabilir. PMP (Point to Multipoint) mimarisi altında BS ve SS (Subscriber Station) 'ler arasındaki tüm iletimler BS tarafından koordine edilir.

MAC katmanı PMP geniş band kablosuz erişim uygulamaları için özel olarak tasarlanmış ve farklı çevreler için farklı PHY'leri barındırması amacıyla geliştirilmiştir. IEEE 802.16'da her bir kullanıcı istasyonu 48 bit MAC adresine sahip olmakla birlikte, bu MAC adresleri 16 bit tanıtıcı bağlantı ile referansları bağlantılar gibi tanıtıcı donanım elemanı olarak sadece servis sağlamaktadır (Ögülmüş 2008).

MAC katmanı aşağıda belirtilen 3 adet alt katmandan oluşmaktadır;

- Servise-Özel Çevirmeli Alt Katmanı (CS)
- MAC Ortak Bölüm Alt Katmanı (CPS-Common Part Sublayer)
- Güvenlik Alt Katmanı

CS; AP (Access Point)'lerden alınan harici ağ verisinin dönüşümünü yapar ve MAC SDU (Service Data Units)'da haritalanmasını sağlar. Ayrıca üst seviyedeki katmanlara arayüz olan CS'nin diğer görevi QoS yapısını devam ettirmek veya aktif hale getirmek ve bant genişliği tahsisini yapmaktır.

Çift yönlü ve MAC katmanının çekirdek parçası olan MAC CPS, orta erişim metodu olarak tanımlanmaktadır. Kanal oluşturma, kanal erişimi, PDU çerçeveleme, network girişi ve başlangıç durumuna getirmeye dair pek çok fonksiyon sağlamaktadır (Ögülmüş 2008).

Kullanılan ağın güvenliği, kullanıcılar açısından önemli bir parametredir. MAC'in alt katmanı olan Güvenlik Katmanı kimlik tanıma için kullanılmasının yanı sıra, iletilen verilerin gizliliğinin korunması amacıyla anahtar değiştirme ve şifreleme işlemleri için de kullanılır. Böylece yetkisiz girişler engellenmiş olur.

2.10.3.b. Fiziksel katman

Bu katman tamamıyla fiziksel bağlantıdan sorumludur. Fiziksel katman verinin gönderilmesini ve alınmasını tanımlayan katmandır.

IEEE 802.16 standardı ilk versiyonunda LOS ortamlarında 10-66 GHz frekans bandını ve tek taşıyıcılı modülasyonu desteklemekteyken, son haliyle NLOS ortamlarında 11 GHz altındaki frekans bandını, OFDM ve ölçeklenebilir OFDMA ile taşınabilirliği de desteklemektedir.

10-66 GHz bandındaki PHY katmanı, WirelessMAN-SC olarak kaynak gösterilen tek taşıyıcı modülasyona dayandırılmıştır ve çalışma frekansının çok yüksek olarak verildiği LOS iletimini gerektirir. Diğer üç PHY hava arayüz özellikleri aslında çok yollu yayılımın etkilerini hafifletmeye yardım eden 2-11 GHz düşük frekans bandı için önerilmektedir. Böylece WiMAX müşterilerine ucuz ve esnek çözümler sunar;

- NLOS çalışması için tasarlanmış özel bir tek taşıyıcılı modülasyon formatı kullanan WirelessMAN-SCa,
- 256 taşıyıcılı OFDM (farklı abone durumlarında TDMA) kullanan WirelessMAN-OFDM,
- Toplamda 2048 taşıyıcı sayısı ile OFDMA kullanan WirelessMAN-OFDMA

Bu üç hava arayüzünün OFDM temelli sistemi olan ikisi çok taşıyıcılı sinyaller için sadeliğinden dolayı NLOS çalışması için daha uygundur. İki OFDM temelli hava

arayüzünden 256 taşıyıcılı olan WirelessMAN-OFDM, 2048 taşıyıcılı WirelessMAN-OFDMA ile karşılaştırıldığında daha düşük pik (tepe) noktası, daha hızlı FFT hesaplaması ve frekans senkronizasyonu için daha az zorlayıcı gereksinim gibi nedenlerden dolayı sağlayıcı topluluğu tarafından tercih edildiği görünmektedir.

Yayımlı ihtiyaçlarından dolayı ileri anten (AAS- Adaptive Antenna System) kullanımı desteklenmektedir (Saltabaş 2007).

WiMAX Forum tarafından tanımlanan güncel olan tüm profiller 256 taşıyıcılı OFDM PHY olarak belirtilir. 256 alt taşıyıcının 192 si kullanıcı verisi için kullanılmaktadır, 56'sı koruma bandı için boş bırakılmıştır, 8'i pilot semboller olarak kullanılmaktadır.

BPSK, QPSK, QAM ve 64-QAM'i içeren modülasyon şemalarının farklı seviyeleri kanal durumuna bağlı olarak seçilebilir. Bundan başka, akıllı adaptif anten sistemlerinin opsiyonel özellikleri sistemin spektral etkinliğini sağlamaya da izin verir. Global gerçekleşmeyi sağlamak için, IEEE 802.16 standardı farklı kanal band genişlikleri ile tanımlanmıştır. 2-11 GHz bandında, 28 MHz den fazla olmamak kaydıyla 1.25 MHz, 1.5 MHz ve 1.75 MHz'in çoklu tamsayı katları olabilecek şekilde farklı kanal band genişlikleri tanımlanabilir. Fakat WiMAX forum farklı üreticilerin ürünleri arasındaki birlikte çalışabilirliği sağlayabilmek için birkaç olasılıkla büyük bant genişliklerini başlangıçta daraltmaktadır (Ghosh *et al.* 2005).

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Bilgisayar Benzetimlerinde Kullanılan OFDM Sistemi Modeli

Bu tezde yapılan çalışmalar, IEEE 802.16-2004 standardının fiziksel katman özelliklerine bağlı kalınarak gerçekleştirilmiştir.

Verici ile alıcının birbirini göremediği durumları kapsayan Rayleigh sönümlenmeli kanal modeli kullanılmış olup, kanal profili olarak (Proakis 2001)'de verilen ve bu çalışmada "Proakis Kanal Profili" olarak adlandırılan profil kullanılmıştır. Bu profil,

$$\text{Ch_profile}[5]=\{0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227\} \quad (45)$$

dizisi ile verilmektedir. Bu profilin seçilmesindeki amaç, oldukça kötü bir spektral karakteristiğe sahip olmasıdır (Proakis 2001).

Benzetim çalışmalarında 802.16-2004 standardının çerçeve yapısı kullanılmıştır. 4 adet kısa OFDM simgesinin ardından 2 adet uzun OFDM simgesi ile eşzamanlama ekleri oluşturulmuş, ardından 10 adet OFDM simgesi ile çerçeve tamamlanmıştır. Her taşıyıcıya 2 bitlik bilgi (QPSK) yüklenmiştir. Oluşturulan çerçeve 500 kanaldan gönderilmiş ve bu işlem farklı SNR değerlerinde tekrarlanarak sistemin BER başarımı elde edilmiştir. Sistemin bilgisayar benzetimi Visual C++ 6.0 ortamında gerçekleştirilmiştir.

3.2. Kanal Kestirimi ve Kanal Denkleştirme

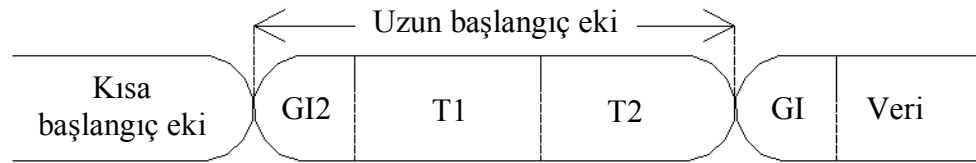
Sayısal haberleşme sistemlerinde, kanalın bozucu etkilerinden dolayı iletilen işaretin zaman ve frekansında yayılma oluşur. Bilginin darbe şeklini bozan bu etkiler, semboller arası girişim (ISI) ve kanallar arası girişimdir (ICI- Inter Carrier Interference) (Proakis 2001). Dolayısıyla, alıcı tarafta bu etkilerin azaltılmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu

olumsuz etkilerin azaltılmasını sağlamak için kanal denkleştirme işlemi yapılır. Bozucu etkileri yok etmek üzere örneklenmiş sinyale uygulanan süzgeç, denkleştirici olarak adlandırılır (Leong 2005).

Kanal denkleştirme işlemi, aslında alınan işaretin kanalın tersinden geçirilmesi demektir (Soysal 2004). Gönderilen verinin en az hata ile geri elde edilebilmesi için kanalın tersini doğru kestirmek önemlidir. Kanal kestirmenin amacı, verici ve alıcı arasındaki kanalı tanımlamaktır. Literatürde birçok kanal kestirim yöntemi bulunmaktadır. Bunlardan en çok kullanılanı pilot semboller ile kanal kestirimi yapmaktır. Pilot semboller yardımıyla kanal kestirimi çok kullanılan ve iyi sonuçlar veren güvenilir bir kanal kestirim tekniğidir (Baştürk ve Özbek 2007). Çeşitli algoritmalar yardımıyla da kanal kestirimi yapılabilmektedir.

3.2.1. Frekans bölgesi kanal kestirimi ve frekans bölgesi kanal denkleştirme

Kanalın frekans bölgesinde kestirilebilmesi için; kısa başlangıç ekinin sonra gelen ve 64 örnekten oluşan, çevrimsel önek yardımıyla korunan, uzun başlangıç eki olarak adlandırılan iki adet pilot simge kullanılır. Şekil 3.1’de iki adet pilot simgeden oluşan uzun başlangıç eki görülmektedir.



Şekil 3.1. Kanal kestirimi için kullanılan uzun başlangıç eki

Şekil 3.1’de uzun başlangıç eki içerisindeki iki pilot simge de 128 örnek uzunluğunda olup birbirleriyle özdeştir. Alıcıda, FFT (Fast Fourier Transform) işleminden sonra bu pilot simgelere ait alınan işaret

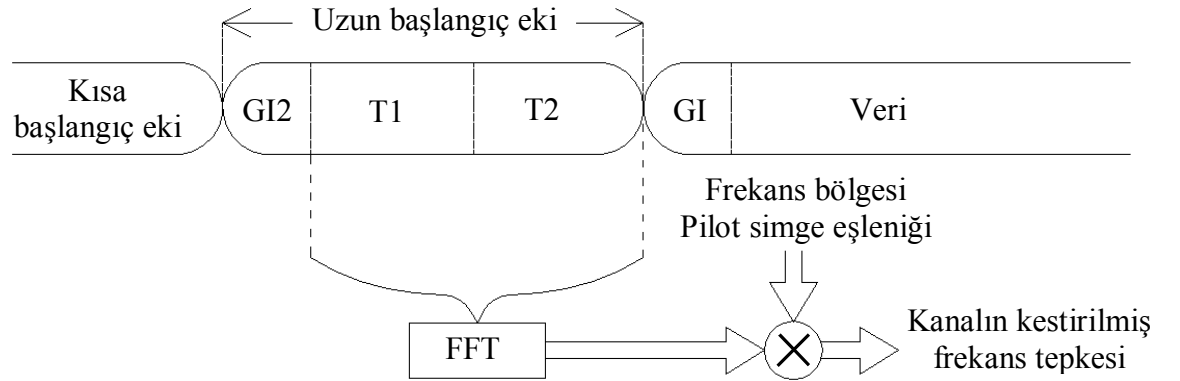
$$Y_T(k) = H(k)X(k) + N(k) \quad (46)$$

ile verilebilir. Burada $H(k)$ kanalın k . alt taşıyıcıya karşılık gelen frekans tepkesini, $X(k)$ vericiden gönderilen frekans bölgesi pilot simge örneğini ve $N(k)$ ise toplanır beyaz Gauss gürültüsünün frekans bölgesi örneğini göstermektedir. Kanalın kestirilmiş k . alt taşıyıcı frekans tepkesi değeri

$$\hat{H}_k = \frac{Y_T(k)}{X(k)} = \frac{H(k)X(k) + N(k)}{X(k)} = H(k) + N(k)X^*(k) \quad (47)$$

olarak elde edilir. Burada gönderilen işaretin eşleniği ile çarpma yoluna gidilmiştir.

Şekil 3.2’de frekans bölgesi kanal kestirimcisinin blok şeması verilmiştir.



Şekil 3.2. Frekans bölgesi kanal kestirimcisinin blok şeması

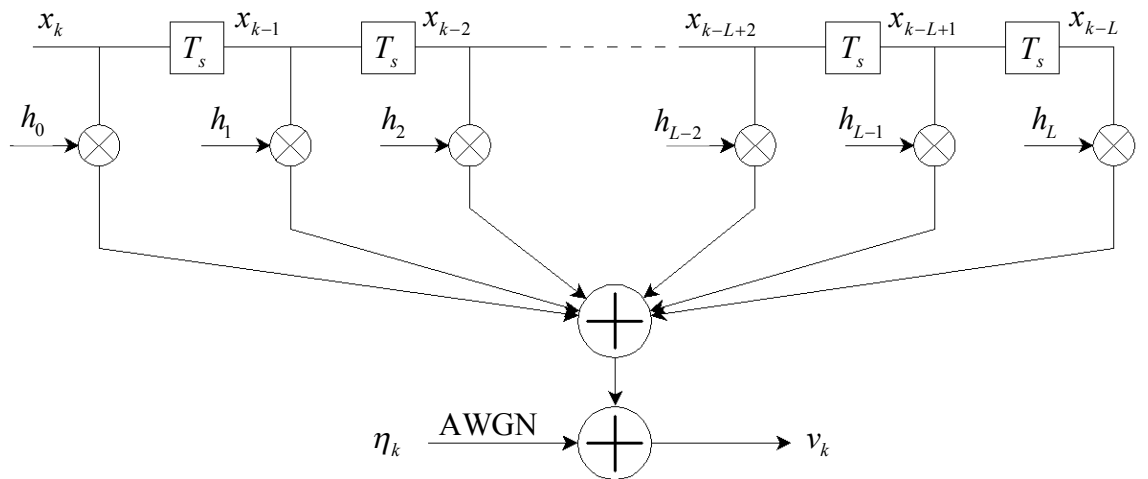
Buradan da görüldüğü üzere, zaman bölgesinde pilot simge FFT işleminden geçirilerek frekans bölgesi örnekler elde edilecektir. Frekans bölgesi örnekleri, vericiden gönderilen frekans bölgesi pilot simge örneklerinin eşleniği ile çarpıldığında ise frekans bölgesi kanal katsayılarının kestirim değerleri elde edilmiş olur.

3.2.2. Zaman bölgesi kanal kestirimi ve zaman bölgesi kanal denkleştirme

Zaman bölgesinde kanal denkleştirme işlemi frekans bölgesinde kanal denkleştirme işlemine göre daha zordur. Ancak, alıcıya farklı yollardan ulaşan işaretlerin gönderilen veriye ait bilgi içermeleri nedeniyle işaret gürültü oranını yükseltebilmek için bu işaretlerden mümkün olduğunca faydalanmak gerektiğinden zaman bölgesinde kanal denkleştirme işlemiyle de uğraşmaktadır. Bunu gerçekleştirecek alıcı yapısı, kanal uyumlu filtre (CMF-Channel Matched Filter) ve karar geri beslemeli denkleştirici (DFE) içeren yapı olacaktır (Kaya 1998; Baltacı *et al.* 2000).

Zaman bölgesinde alınan işaret, gönderilen işaretin kanalın vuruş tepkisiyle katlanması ve bunun gürültü ile toplanmasından oluşmaktadır. Kanal denkleştirme işlemi, alınan işaretin kanalın tersinden geçirmektir. Öyleyse, zaman bölgesinde denkleştirme işleminde ters katlama yada kanalın tersi ile katlamayı gerektirmektedir. Bu yüzden kanal denkleştirme yapılabilmesi için, alıcıda kanalın veya tersinin bilinmesine gerek duyulmaktadır (Soysal 2004).

3.2.2.a. Kanal uyumlu filtre (CMF)



Şekil 3.3. L+1 dallı iletişim kanalının TDL filtre modeli

Çok yollu yayılımda alıcıya ilk önce ulaşan işaretin en kısa yolu kat ederek geldiği varsayılarak, en az zayıflamaya uğradığı ve dolayısıyla da en fazla enerjiye sahip olduğu, diğerlerinin genliklerinin ise üstel olarak azaldığı tespit edilmiştir (Pedersen *et al.* 1997). Böyle bir iletişim kanalı dallı gecikme hattı ile modellenebilir (Turin *et al.* 1972). Şekil 3.3’de L+1 dallı iletişim kanalının TDL (Tapped Delay Line) filtre modeli verilmektedir.

Burada v alınan data dizisini, η toplanır beyaz Gauss gürültüsünü, T_s ise örnekleme periyodunu göstermektedir. Alıcı girişindeki işaret

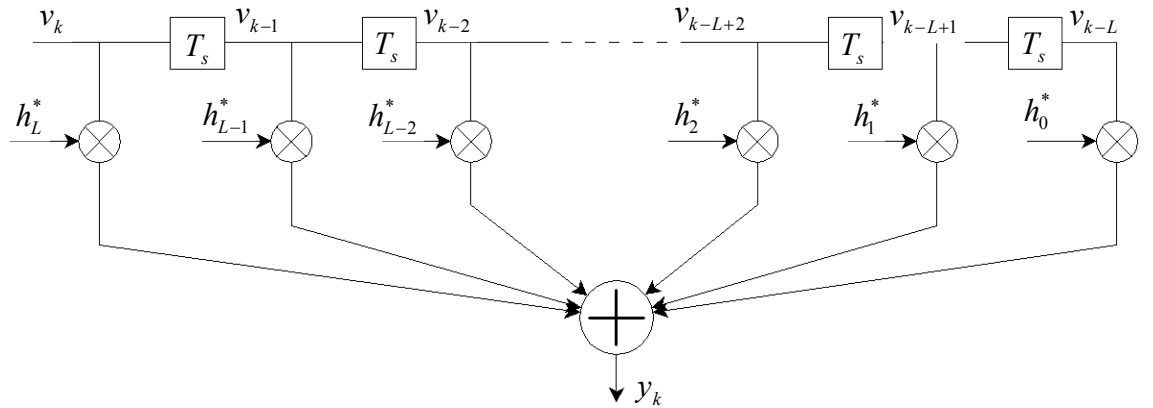
$$v_k = h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + \dots + h_{L-1} x_{k-L+1} + h_L x_{k-L} + \eta_k \quad (48)$$

olarak elde edilir. Bu ifade toplam olarak yazılırsa

$$v_k = \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (49)$$

olarak elde edilir.

Kanal uyumlu filtre, kanalın TDL filtre modelinin aynadaki aksi ve katsayıları da kanal katsayılarının karmaşık eşleniğidir.



Şekil 3.4. Şekil 3.3’de verilen L+1 dallı iletişim kanalının kanal uyumlu filtresi

Şekil 3.3’de TDL modeli verilen kanalın kanal uyumlu filtresi şekil 3.4’de görüldüğü gibidir.

Kanaldan gönderilen işaret, alıcıda CMF’den geçirildikten sonra simgeler arası girişimi ortadan kaldırmak için kanal denkleştirici kısma uygulanır. CMF çıkışındaki işaret

$$y_k = h_L^* v_k + h_{L-1}^* v_{k-1} + h_{L-2}^* v_{k-2} + \dots + h_1^* v_{k-L+1} + h_0^* v_{k-L} \quad (50)$$

ya da

$$y_k = \sum_{i=0}^L h_i^* v_{k-L+i} \quad (51)$$

şeklinde toplam olarak yazılabilir.

İşlemleri kolaylaştırmak için 5 dallı temel bir kanal ele alındığında CMF çıkışındaki işaret

$$\begin{aligned} y_k &= h_4^* v_k + h_3^* v_{k-1} + h_2^* v_{k-2} + h_1^* v_{k-3} + h_0^* v_{k-4} \\ &= h_4^* (h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + h_3 x_{k-3} + h_4 x_{k-4} + \eta_k) \\ &\quad + h_3^* (h_0 x_{k-1} + h_1 x_{k-2} + h_2 x_{k-3} + h_3 x_{k-4} + h_4 x_{k-5} + \eta_{k-1}) \\ &\quad + h_2^* (h_0 x_{k-2} + h_1 x_{k-3} + h_2 x_{k-4} + h_3 x_{k-5} + h_4 x_{k-6} + \eta_{k-2}) \\ &\quad + h_1^* (h_0 x_{k-3} + h_1 x_{k-4} + h_2 x_{k-5} + h_3 x_{k-6} + h_4 x_{k-7} + \eta_{k-3}) \\ &\quad + h_0^* (h_0 x_{k-4} + h_1 x_{k-5} + h_2 x_{k-6} + h_3 x_{k-7} + h_4 x_{k-8} + \eta_{k-4}) \end{aligned} \quad (52)$$

olarak elde edilir. Bu denklemi düzenleyecek olursak

$$y_k = h_4^* h_0 x_k$$

$$\begin{aligned}
& + (h_4^* h_1 + h_3^* h_0) x_{k-1} \\
& + (h_4^* h_2 + h_3^* h_1 + h_2^* h_0) x_{k-2} \\
& + (h_4^* h_3 + h_3^* h_2 + h_2^* h_1 + h_1^* h_0) x_{k-3} \\
& + (h_4^* h_4 + h_3^* h_3 + h_2^* h_2 + h_1^* h_1 + h_0^* h_0) x_{k-4} \\
& + (h_3^* h_4 + h_2^* h_3 + h_1^* h_2 + h_0^* h_1) x_{k-5} \\
& + (h_2^* h_4 + h_1^* h_3 + h_0^* h_2) x_{k-6} \\
& + (h_1^* h_4 + h_0^* h_3) x_{k-7} \\
& + h_0^* h_4 x_{k-8} \\
& + h_4^* \eta_k + h_3^* \eta_{k-1} + h_2^* \eta_{k-2} + h_1^* \eta_{k-3} + h_0^* \eta_{k-4}
\end{aligned} \tag{53}$$

elde edilecektir. Dikkat edilecek olursa x_{k-4} teriminin çarpanı gerçel sayı olacaktır. Eğer eş zamanlama, x_{k-4} simgesine yapılacak olursa CMF 'in çıkışında bu simgenin fazı düzeltilmiş olarak elde edilebilir. Öyleyse diğer bileşenler ISI bileşeni olacaktır. ISI bileşenleri ortadan kaldırılırsa, geriye elde edilmek istenen simgenin işareti kalacaktır.

Genel bir ifade elde edebilmek ve işlemleri basitleştirmek için yeni bir katsayı takımı kullanılırsa

$$\begin{aligned}
d_{-4} &= h_4^* h_0 \\
d_{-3} &= h_4^* h_1 + h_3^* h_0 \\
d_{-2} &= h_4^* h_2 + h_3^* h_1 + h_2^* h_0 \\
d_{-1} &= h_4^* h_3 + h_3^* h_2 + h_2^* h_1 + h_1^* h_0 \\
d_0 &= h_4^* h_4 + h_3^* h_3 + h_2^* h_2 + h_1^* h_1 + h_0^* h_0 \\
d_1 &= h_3^* h_4 + h_2^* h_3 + h_1^* h_2 + h_0^* h_1 \\
d_2 &= h_2^* h_4 + h_1^* h_3 + h_0^* h_2 \\
d_3 &= h_1^* h_4 + h_0^* h_3
\end{aligned}$$

$$d_4 = h_0^* h_4$$

$$y_k = d_{-4}x_k + d_{-3}x_{k-1} + d_{-2}x_{k-2} + d_{-1}x_{k-3} + d_0x_{k-4} + d_1x_{k-5} + d_2x_{k-6} + d_3x_{k-7} + d_4x_{k-8} \\ + h_4^*\eta_k + h_3^*\eta_{k-1} + h_2^*\eta_{k-2} + h_1^*\eta_{k-3} + h_0^*\eta_{k-4} \quad (54)$$

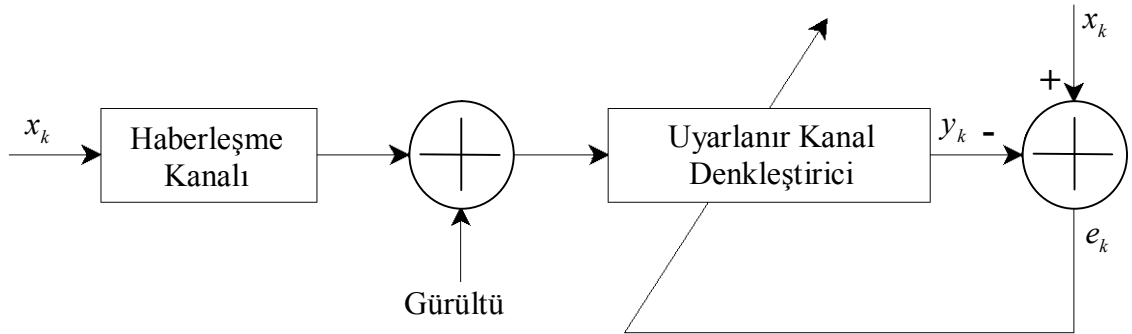
olarak elde edilir. Buradan genel ifade olarak

$$y_k = \sum_{i=-L}^L d_i x_{k-i-L} + \sum_{i=-L}^L h_j^* \eta_{k+j-L} \quad (55)$$

şeklinde yazılabilir. Eşitliğin sağ tarafındaki ilk kısım CMF çıkışındaki gönderilen işarete ait bileşeni, ikinci kısım ise CMF çıkışında gürültüye ait bileşeni göstermektedir.

3.2.3. Uyarlanırlar kanal denkleştirme

Uyarlanırlar kanal denkleştirme; ilave filtrelemeyle ideal olmayan karakteristikleri eşitlemeyi kolaylaştırmak amacıyla ortaya çıkmıştır (Şenel 2007). Şekil 3.5’de uyarlanırlar kanal denkleştirici blok şeması görülmektedir.



Şekil 3.5. Uyarlanırlar kanal denkleştirici blok şeması

Uyarlanır kanal denkleştirmede, denkleştirici katsayıları devamlı olarak iletilen veriye bağlı olarak ayarlanmaktadır. Bu sayede zamanla değişen kanal özelliklerine ayak uydurabilmektedir.

Uygulamada çoğunlukla, denkleştirici bir eğitim dizisi ile eğitilir ve ilk katsayılar bu diziye göre belirlenir. İlk ayarlamadan sonra çözümlenen semboller yeteri kadar güvenilir olacağından uyarlamalı denkleştirici, eğitim aşamasından karar-yönelimli çalışmaya geçmektedir (Ertürk 2005).

Uyarlanır algoritmalarından, işlem karmaşıklığı düşük ve gerçekleşmesi kolay olduğundan, yaygın olarak kullanılan en küçük kareler (LMS- Least Mean Square) algoritması dikkate alınmıştır.

3.2.3.a. LMS algoritması

Kanal denkleştirici katsayılarının uyarlanması, elde edilmek istenen işaret ile kanal denkleştirici çıkışındaki işaret arasındaki hata kullanılarak yapılabilir. Bunun için bir amaç fonksiyonu (cost function) tanımlanır ve bu fonksiyonu en küçük yapacak katsayılar aranır. Buna göre anlık hata

$$e_k = x_k - y_k \quad (56)$$

olarak hesaplanır. Burada, x_k vericiden gönderilen ve alıcı tarafından bilinen işareti, y_k kanal denkleştirici çıkışındaki işareti göstermektedir. Katsayıların uyarlanmasında amaç fonksiyonu olarak ortalama karesel hata (MSE-Mean Square Error) kullanılabilir (Haykin 1994). Buna göre amaç fonksiyonu

$$J = E\{e_k^2\} \quad (57)$$

olacaktır. Burada E , uzun dönem ortalama veya beklenen değer operatörüdür. Amaç fonksiyonunu en küçük yapan kanal denkleştirici katsayıları, aranan katsayılar olacaktır. Öncelikle amaç fonksiyonunun en küçük olduğu değeri için, kanal denkleştirici katsayılarına göre kısmi türevinin alınıp, sıfıra eşitlenmesi gerekecektir. Buna göre amaç fonksiyonunun kanal denkleştirici katsayılarına göre kısmi türevi,

$$\begin{aligned}\frac{\partial J}{\partial c_i} &= \frac{\partial E\{e_k^2\}}{\partial c_i} \\ &= 2E\left\{e_k \frac{\partial e_k}{\partial c_i}\right\}\end{aligned}\quad (58)$$

olacaktır. $e_k = x_k - y_k$ eşitliği kullanılırsa,

$$\begin{aligned}\frac{\partial J}{\partial c_i} &= 2E\left\{e_k \frac{\partial(x_k - y_k)}{\partial c_i}\right\} \\ &= 2E\left\{e_k \left(\frac{\partial x_k}{\partial c_i} - \frac{\partial y_k}{\partial c_i}\right)\right\} \\ &= -2E\left\{e_k \frac{\partial y_k}{\partial c_i}\right\} \\ &= -2E\{e_k x_{k-i}\}\end{aligned}\quad (59)$$

elde edilir. Son eşitlikte, hata e_k ile vericiden gönderilen x_k 'nin i örnek gecikmişinin çapraz ilişkisi (cross-correlation) yer almaktadır. Hata ile giriş işareti arasındaki çapraz ilişki fonksiyonu R_{ex} aşağıdaki gibi verilmektedir (Haykin 1994);

$$R_{ex}(i) = E\{e_k x_{k-i}\} \quad (60)$$

Buna göre,

$$\frac{\partial J}{\partial c_i} = -2R_{ex}(i) \quad (61)$$

olacaktır. Amaç fonksiyonunun en küçük olduğu noktada kanal denkleştirici katsayılarına göre kısmi türevler sıfır olacağına göre,

$$\frac{\partial J}{\partial c_i} = 0 \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (62)$$

olur. Sonuç olarak da,

$$R_{ex}(i) = 0 \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (63)$$

elde edilir. Bu son eşitlik, $2N+1$ elemandan oluşan $\{e_k\}$ ve $\{x_k\}$ dizilerinin birbirleriyle dik olma koşuludur (Haykin 1994).

Amaç fonksiyonu $2N+1$ değişkene bağlı, kase biçimli çok boyutlu bir fonksiyondur. Bu fonksiyona ait yüzeyin dip noktasında fonksiyon en küçük değerini alır ve bu noktadaki katsayılar optimum katsayılar olurlar. Dolayısıyla, uyarlama işlemi aslında kase nin dip noktasını bulmak için katsayıların ayarlanması işlemi olmaktadır. En küçük karesel hataya ulaşmak için, amaç fonksiyonunun, uyarlanacak katsayıya göre kısmi türevinin gösterdiği yönün tersi yönünde olacak şekilde katsayı ayarlanmalıdır. Eğim düşümü algoritması olarak bilinen bu algoritmanın yinelemeli biçimi,

$$c_i(k+1) = c_i(k) - \frac{1}{2} \mu \frac{\partial J}{\partial c_i} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (64)$$

İle verilmektedir (Haykin 1994). Burada, μ adım büyüklüğünü göstermektedir. $1/2$ katsayısı ise, kısmi türev nedeniyle ortaya çıkan 2 katsayısını gidermek için kullanılmaktadır.

$\frac{\partial J}{\partial c_i} = -2R_{ex}(i)$ eşitliği (64)'deki eşitlikte kullanılacak olursa,

$$c_i(k+1) = c_i(k) + \mu R_{ex}(i) \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (65)$$

elde edilir. Dikkat edilirse, eğim düşümü yönteminde çapraz ilişki fonksiyonunun bilinmesine gerek duyulmaktadır. Bu her an için bilinmeyeceğinden, bunun yerine çapraz ilişki fonksiyonunun anlık kestirimi kullanılarak yaklaşım yapılmaktadır. Çapraz ilişki fonksiyonunun anlık kestirimi

$$\hat{R}_{ex}(i) = e_k x_{k-i} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (66)$$

ile verilir. Bu durumda, katsayıların güncellendiği bağıntı artık eğitim düşümü yönteminin bir yaklaşığı olacaktır. Dolayısıyla, katsayılar artık kestirilmiş değerler olacaktır. Eğim düşümü yönteminin bir versiyonu olan bu yaklaşım LMS algoritması olarak adlandırılmaktadır. Buna göre, kestirilmiş katsayıların güncellenme bağıntısı

$$\hat{c}_i(k+1) = \hat{c}_i(k) + \mu e_k x_{k-i} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (67)$$

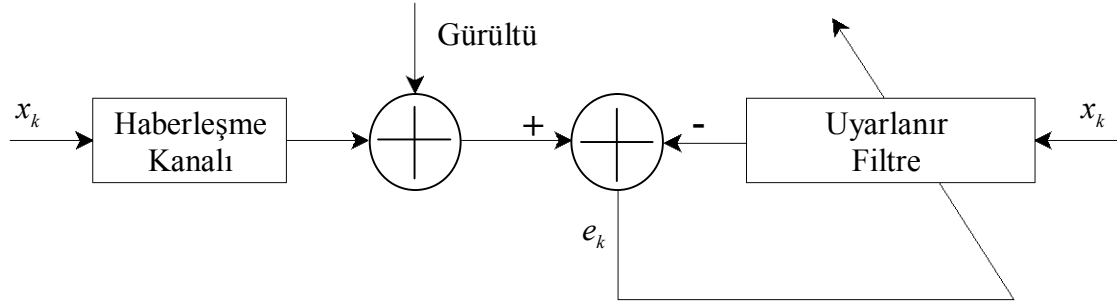
olacaktır. Bu bağıntı, LMS algoritmasının katsayıları güncelleme bağıntısı olarak bilinir.

Buraya kadar katsayıların ve işaretlerin gerçel olduğu varsayımı ile gelindi. Katsayıların ve işaretlerin karmaşık olması durumunda, amaç fonksiyonunun kısmi türevi katsayıların eşleniklerine göre alınarak işlemler gerçekleştirilir (Hayes 1996).

Benzer şekilde ara işlemler yapıldığında LMS algoritmasının karmaşık biçimi için güncelleme bağıntısı

$$\hat{c}_i(k+1) = \hat{c}_i(k) + \mu e_k x_{k-i}^* \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (68)$$

olarak elde edilir.

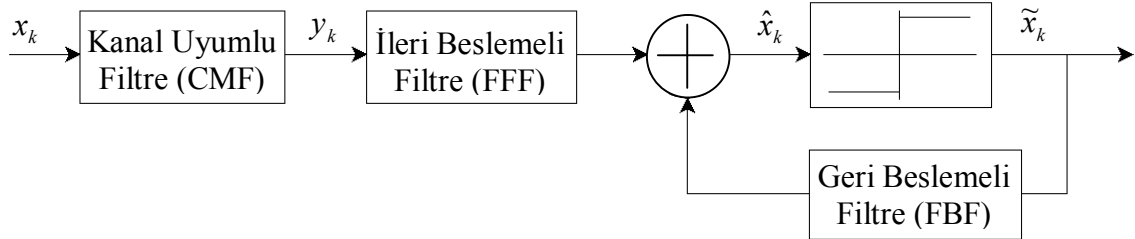


Şekil 3.6. Uyarlanır algoritma yardımıyla kanal kestirimi

Kanal katsayılarının kestirilmesine ilişkin blok şema Şekil 3.6'da verilmektedir. Uyarlanır filtre çıkışı ile alıcı girişindeki işaretler arasındaki hata kullanılarak uyarlanır filtre katsayıları güncellenir. Hata sıfırlandığında, uyarlanır filtre katsayıları kanal katsayılarına eşitlenmiş olacaktır.

3.2.4. Kanal uyumlu filtre karar geri beslemeli kanal denkleştirici (CMF-DFE)

Normal karar geri beslemeli kanal denkleştiricilerden farkı, kanaldan gelen işaretin kanal uyumlu filtreden geçirildikten sonra kanal denkleştirici girişine uygulanmasıdır.



Şekil 3.7. CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması

CMF-DFE'nin blok yapısı ve sistem içerisinde kullanılışı Şekil 3.7'de görülmektedir.

Kanal denkleştirici çıkışındaki işaret,

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i y_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (69)$$

ile verilir. Burada \hat{x}_k kanal denkleştirici çıkışında kestirilen simgeyi, y_k CMF çıkışındaki işareti, \tilde{x}_k karar verilen simgeyi, $L_f + 1$ ileri besleme kısmının dal sayısını, L_b geri besleme kısmının dal sayısını, $c_i (i = -L_f, -L_f + 1, \dots, 0)$ ileri besleme kısmının katsayılarını ve $c_i (i = 1, 2, \dots, L_b)$ geri besleme kısmının katsayılarını göstermektedir.

CMF'in çıkış ifadesi yukarıdaki eşitlikte kullanılacak olursa,

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i \left(\sum_{j=-L}^L d_j x_{k-i-j} + \sum_{j=-L}^0 h_{L-j}^* h_{k-i-j} \right) + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (70)$$

elde edilir.

Bu genel denklem, kanalın 5 dallı, kanal denkleştiricinin ileri beslemeli kısmının 5, geri beslemeli kısmının 4 dallı olması halinde yazılacak olursa,

$$\begin{aligned} \hat{x}_k = & c_{-4} (d_{-4} x_{k+8} + d_{-3} x_{k+7} + d_{-2} x_{k+6} + d_{-1} x_{k+5} + d_0 x_{k+4} + d_1 x_{k+3} + d_2 x_{k+2} + d_3 x_{k+1} + d_4 x_k) \\ & + c_{-3} (d_{-4} x_{k+7} + d_{-3} x_{k+6} + d_{-2} x_{k+5} + d_{-1} x_{k+4} + d_0 x_{k+3} + d_1 x_{k+2} + d_2 x_{k+1} + d_3 x_k + d_4 x_{k-1}) \\ & + c_{-2} (d_{-4} x_{k+6} + d_{-3} x_{k+5} + d_{-2} x_{k+4} + d_{-1} x_{k+3} + d_0 x_{k+2} + d_1 x_{k+1} + d_2 x_k + d_3 x_{k-1} + d_4 x_{k-2}) \\ & + c_{-1} (d_{-4} x_{k+5} + d_{-3} x_{k+4} + d_{-2} x_{k+3} + d_{-1} x_{k+2} + d_0 x_{k+1} + d_1 x_k + d_2 x_{k-1} + d_3 x_{k-2} + d_4 x_{k-3}) \\ & + c_0 (d_{-4} x_{k+4} + d_{-3} x_{k+3} + d_{-2} x_{k+2} + d_{-1} x_{k+1} + d_0 x_k + d_1 x_{k-1} + d_2 x_{k-2} + d_3 x_{k-3} + d_4 x_{k-4}) \\ & + c_1 \tilde{x}_{k-1} \\ & + c_2 \tilde{x}_{k-2} \\ & + c_3 \tilde{x}_{k-3} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + c_4 \tilde{x}_{k-4} \\
& + c_{-4} (h_4^* \eta_{k+8} + h_3^* \eta_{k+7} + h_2^* \eta_{k+6} + h_1^* \eta_{k+5} + h_0^* \eta_{k+4}) \\
& + c_{-3} (h_4^* \eta_{k+7} + h_3^* \eta_{k+6} + h_2^* \eta_{k+5} + h_1^* \eta_{k+4} + h_0^* \eta_{k+3}) \\
& + c_{-2} (h_4^* \eta_{k+6} + h_3^* \eta_{k+5} + h_2^* \eta_{k+4} + h_1^* \eta_{k+3} + h_0^* \eta_{k+2}) \\
& + c_{-1} (h_4^* \eta_{k+5} + h_3^* \eta_{k+4} + h_2^* \eta_{k+3} + h_1^* \eta_{k+2} + h_0^* \eta_{k+1}) \\
& + c_0 (h_4^* \eta_{k+4} + h_3^* \eta_{k+3} + h_2^* \eta_{k+2} + h_1^* \eta_{k+1} + h_0^* \eta_k)
\end{aligned} \tag{71}$$

elde edilir. Bu eşitlik tekrar düzenlenecek olursa,

$$\begin{aligned}
\hat{x}_k &= (c_{-4} d_{-4}) x_{k+8} \\
&+ (c_{-4} d_{-3} + c_{-3} d_{-4}) x_{k+7} \\
&+ (c_{-4} d_{-2} + c_{-3} d_{-3} + c_{-2} d_{-4}) x_{k+6} \\
&+ (c_{-4} d_{-1} + c_{-3} d_{-2} + c_{-2} d_{-3} + c_{-1} d_{-4}) x_{k+5} \\
&+ (c_{-4} d_0 + c_{-3} d_{-1} + c_{-2} d_{-2} + c_{-1} d_{-3} + c_0 d_{-4}) x_{k+4} \\
&+ (c_{-4} d_1 + c_{-3} d_0 + c_{-2} d_{-1} + c_{-1} d_{-2} + c_0 d_{-3}) x_{k+3} \\
&+ (c_{-4} d_2 + c_{-3} d_1 + c_{-2} d_0 + c_{-1} d_{-1} + c_0 d_{-2}) x_{k+2} \\
&+ (c_{-4} d_3 + c_{-3} d_2 + c_{-2} d_1 + c_{-1} d_0 + c_0 d_{-1}) x_{k+1} \\
&+ (c_{-4} d_4 + c_{-3} d_3 + c_{-2} d_2 + c_{-1} d_1 + c_0 d_0) x_k \\
&+ (c_{-3} d_4 + c_{-2} d_3 + c_{-1} d_2 + c_0 d_1) \tilde{x}_{k-1} \\
&+ (c_{-2} d_4 + c_{-1} d_3 + c_0 d_2) \tilde{x}_{k-2} \\
&+ (c_{-1} d_4 + c_0 d_3) \tilde{x}_{k-3} \\
&+ (c_0 d_4) \tilde{x}_{k-4} \\
&+ (c_{-4} h_4^*) \eta_{k+8} \\
&+ (c_{-4} h_3^* + c_{-3} h_4^*) \eta_{k+7} \\
&+ (c_{-4} h_2^* + c_{-3} h_3^* + c_{-2} h_4^*) \eta_{k+6} \\
&+ (c_{-4} h_1^* + c_{-3} h_2^* + c_{-2} h_3^* + c_{-1} h_4^*) \eta_{k+5}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + (c_{-4}h_0^* + c_{-3}h_1^* + c_{-2}h_2^* + c_{-1}h_3^* + c_0h_4^*)n_{k+4} \\
& + (c_{-3}h_0^* + c_{-2}h_1^* + c_{-1}h_2^* + c_0h_3^*)n_{k+3} \\
& + (c_{-2}h_0^* + c_{-1}h_1^* + c_0h_2^*)n_{k+2} \\
& + (c_{-1}h_0^* + c_0h_1^*)n_{k+1} \\
& + (c_0h_0^*)n_k
\end{aligned} \tag{72}$$

elde edilmektedir. Bu eşitlikte 12 adet ISI bileşeni görülmektedir. Eşzamanlamanın x_k simgesine yapılması halinde, kanal denkleştiricinin ileri beslemeli filtre kısmı ile ancak 4 ISI bileşeni ortadan kaldırılabilir için, x_k simgesinden sonraki $\{\tilde{x}_{k+1}, \tilde{x}_{k+2}, \tilde{x}_{k+3}, \tilde{x}_{k+4}\}$ ISI bileşenleri ve geri beslemeli filtre kısmı ile $\{\tilde{x}_{k-1}, \tilde{x}_{k-2}, \tilde{x}_{k-3}, \tilde{x}_{k-4}\}$ ISI bileşenleri ortadan kaldırılabilir. ISI bileşenlerinin katsayıları sıfıra ve x_k simgesinin katsayısı 1'e zorlanırsa aşağıdaki denklem takımı elde edilir:

$$\begin{bmatrix}
d_0 & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
d_{-1} & d_0 & d_1 & d_2 & d_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
d_{-2} & d_{-1} & d_0 & d_1 & d_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & d_0 & d_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & d_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & 1 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & 0 & 1 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & d_{-4} & d_{-3} & 0 & 0 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & d_{-4} & 0 & 0 & 0 & 1
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix}
c_{-4} \\
c_{-3} \\
c_{-2} \\
c_{-1} \\
c_0 \\
c_1 \\
c_2 \\
c_3 \\
c_4
\end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix}
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0 \\
0
\end{bmatrix} \tag{73}$$

Son eşitlik dikkatle incelendiğinde, kanal denkleştiricinin ileri besleme filtre katsayılarının geri besleme filtre katsayılarına bağlı olmadığı görülecektir. Bu durumda katsayılar matrisi iki parçaya bölünebilir ve ileri besleme filtre katsayıları kolayca hesaplanabilir. Ayrıca, $d_{-i} = d_i^*$ olduğu göz önünde bulundurulduğunda,

$$\begin{bmatrix} d_0 & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 \\ d_1^* & d_0 & d_1 & d_2 & d_3 \\ d_2^* & d_1^* & d_0 & d_1 & d_2 \\ d_3^* & d_2^* & d_1^* & d_0 & d_1 \\ d_4^* & d_3^* & d_2^* & d_1^* & d_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_{-0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (74)$$

elde edilir. Katsayılar matrisi Hermitian-Toeplitz yapıya sahip olan bu denklem takımı, çeşitli algoritmalar kullanarak (Levinson-Durbin, Gauss-Elimination) kolayca çözülebilir. İleri besleme filtre katsayıları elde edildikten sonra, herhangi bir matris tersi almaya gerek kalmadan, geri besleme filtre katsayıları da aşağıdaki gibi hesaplanır:

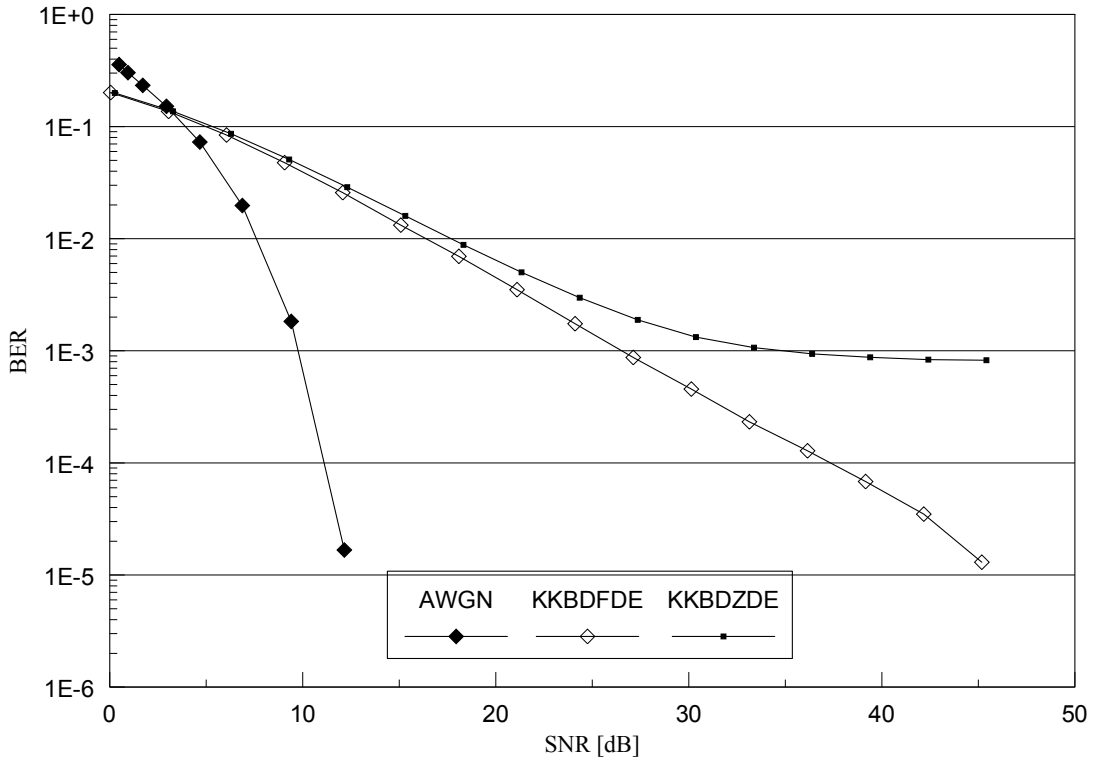
$$\begin{aligned} c_1 &= -d_1^* c_0 - d_2^* c_{-1} - d_3^* c_{-2} - d_4^* c_{-3} \\ c_3 &= -d_2^* c_0 - d_3^* c_{-1} - d_4^* c_{-2} \\ c_2 &= -d_3^* c_0 - d_4^* c_{-1} \\ c_4 &= -d_4^* c_0 \end{aligned} \quad (75)$$

CMF-DFE kanal denkleştiricinin daha fazla ISI bileşenini ortadan kaldırabilmesi için, ileri besleme dal sayısının artırılması gerekmektedir. Yukarıda verilen (5,4) çözüm (5 dal ileri besleme, 4 dal geri besleme), kolaylıkla (9,4) veya (11,4) CMF-DFE için gerçekleştirilebilir. Dal sayısındaki artış sadece ileri besleme kısmında yapılmaktadır (kanalın TDL filtre modelinin 5 dallı olduğu kabulüyle). Bunun nedeni, daha önce karar verilmiş simgelerden sadece 4 tanesinin ISI bileşeni oluşturmasıdır. Bu yüzden, geri besleme kısmının dal sayısı, kanalın dal sayısından bir eksik olmalıdır ($L_b = L$). Kanalın TDL filtre modelindeki dal sayısının $L + 1$ ile verildiği unutulmamalıdır. CMF-DFE kanal denkleştiricinin ileri besleme kısmının dal sayısının hep tek sayı olmasının nedeni ise, eşzamanlamanın yapıldığı simgenin her zaman merkez dala denk getirilmek istenmesidir. Eşzamanlamanın merkezdeki dala yapılması, aynı zamanda CMF'in merkezindeki dala yapılması anlamını taşımaktadır.

4. ARAŞTIRMA BULGULARI

4.1. Kanal Katsayılarının Bilindiği Durum ve Kanal Denkleştirme

Kanal katsayılarının bilindiği durumda kanal kestirimi yapılmamaktadır. Ancak, kanaldan geçirilen işarete gürültü eklendiğinden denkleştirme işlemi yapmak gerekir. Hangi zaman bölgesinde olursa olsun, kanal katsayılarının bilindiği durumda denkleştirme yapıldığında en iyi sonuç alınır. Kanal katsayılarının bilindiği durumda frekans bölgesi kanal denkleştirici ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı Şekil 4.1’de AWGN kanal başarımı ile karşılaştırılmalı olarak verilmektedir. Sistem, AWGN kanalda 10^{-3} bit hata oranını yaklaşık 10 dB’lik işaret gürültü oranında yakalamaktadır.



Şekil 4.1. Kanal katsayılarının bilindiği durumda frekans bölgesi kanal denkleştirici ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı

Kanal katsayılarının bilindiği ve buna bağlı olarak frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanıldığı durumda 10^{-3} bit hata oranı yaklaşık 27,5 dB’de yakalanırken, kanal katsayılarının bilindiği ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda ise aynı başarımlar ancak 35 dB civarında yakalanmaktadır.

4.2. Zaman Bölgesi Kanal Kestirimi

4.2.1. Zaman bölgesi kanal kestirimi ve zaman bölgesi kanal denkleştirme

Kanaldan gelen bütün enerjiyi toplayabilmek ve alıcıdaki işaret gürültü oranını en büyük yapabilmek için kanal denkleştirme işlemi zaman bölgesinde yapılmaktadır. Bu kısımda zaman bölgesinde kanal kestirimi LMS algoritmasıyla yardımıyla yapılmıştır. LMS algoritması yardımıyla kanal kestirimi yapılması durumunda, Visual C++ 6.0 ortamında oluşturulan bilgisayar benzetiminin LMS algoritması ile ilgili kısmı Çizelge 4.1’de verilmiştir;

Çizelge 4.1. LMS algoritması yardımıyla kanal kestirilmesi durumunda kullanılan Visual C++ 6.0 yazılımı

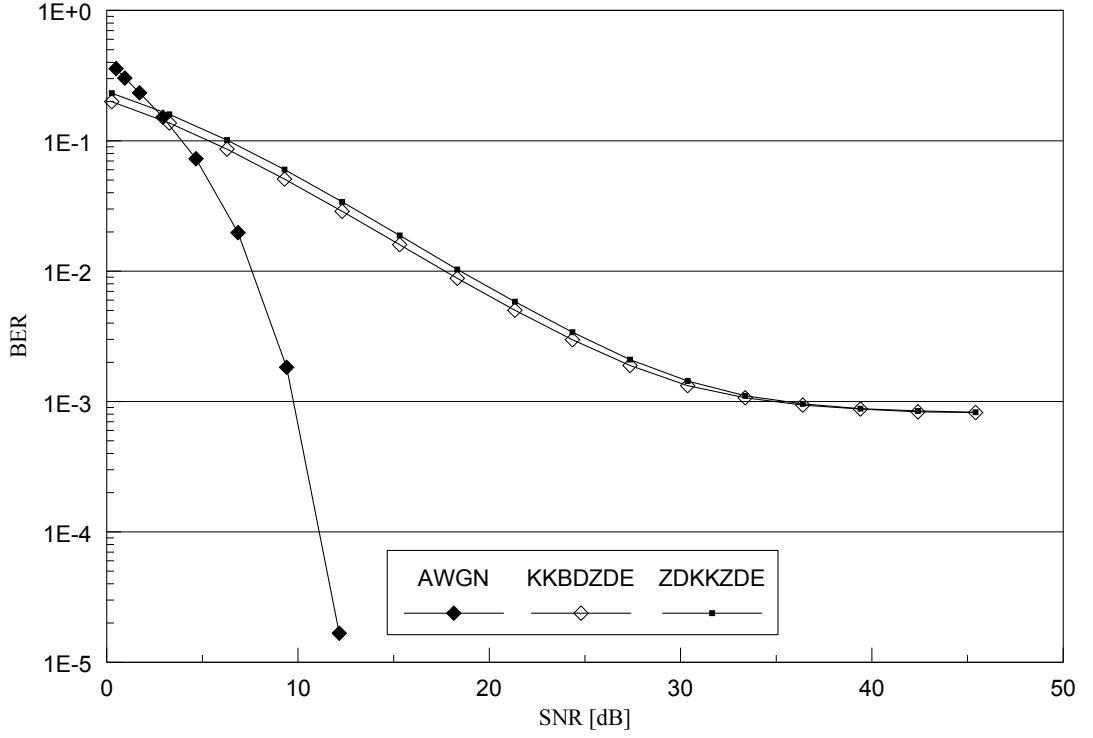
```

//////////////////// L M S algoritması ile kanal kestirimi //////////////////
    vu[k]=0.;
    for(i=0;i<5;i++)vu[k]=vu[k]+fest[i]*Tx[k-i];
    ek=v[k]-vu[k];
    for(j=0;j<5;j++)fest[j]=fest[j]+delta*ek*conj(Tx[k-j]);
//////////////////// L M S algoritması ile kanal kestirimi //////////////////

```

Zaman bölgesinde kanal kestirimi yapıldıktan sonra zaman bölgesinde kanal denkleştirme yapabilmek için CMF-DFE kanal denkleştiriciden faydalanılmıştır.

Zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı, Şekil 4.2'de AWGN kanal ve kanal katsayılarının bilindiği durumdaki başarım ile karşılaştırmalı olarak verilmektedir.

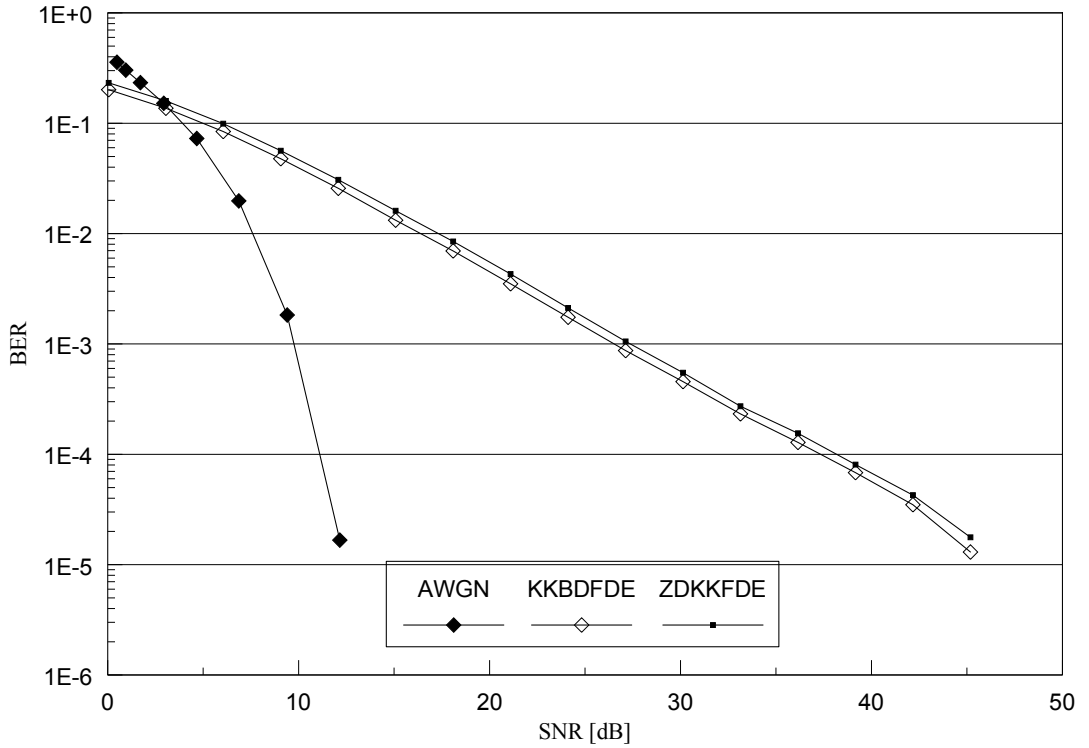


Şekil 4.2. Zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı

Sistem, AWGN kanalda 10^{-3} bit hata oranını yaklaşık 10 dB'lik işaret gürültü oranında yakalamaktayken, kanal katsayılarının bilindiği ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda aynı başarım 35 dB'de, zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda ise 35,6 dB civarında yakalanmaktadır. İşaret gürültü oranı arttıkça, kestirilen durumdaki sistemin BER başarımı (özellikle 33 dB'den sonra), kanalın bilindiği duruma oldukça yaklaşmaktadır.

4.2.2. Zaman bölgesi kanal kestirimi ve frekans bölgesi kanal denkleştirme

Zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı, Şekil 4.3'de AWGN kanal ve kanal katsayılarının bilindiği durumdaki başarımla karşılaştırılarak verilmektedir.



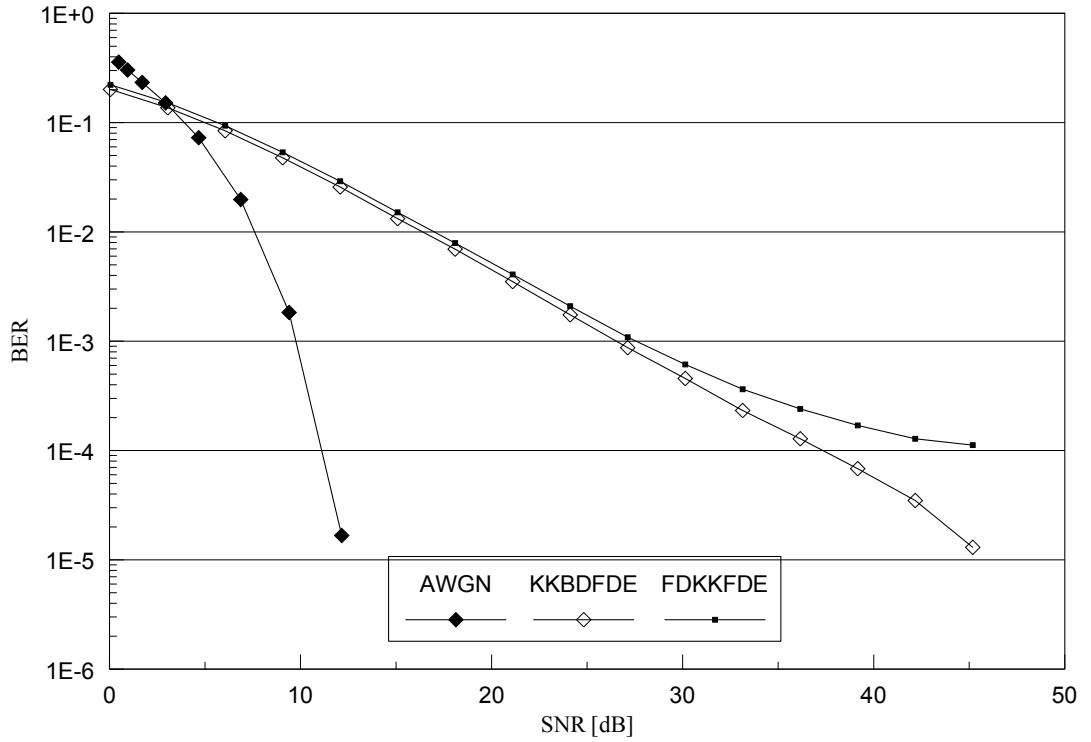
Şekil 4.3. Zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı

Sistem, AWGN kanalda 10^{-3} bit hata oranını yaklaşık 10 dB'lik işaret gürültü oranında yakalamaktayken, kanal katsayılarının bilindiği ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda aynı başarımla 26,5 dB'de, zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda ise 27,4 dB civarında yakalanmaktadır. Zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumu, kanalın bilindiği duruma göre ortalama olarak yaklaşık 0,9 dB daha kötü sonuç vermektedir.

4.3. Frekans Bölgesi Kanal Kestirimi

4.3.1. Frekans bölgesi kanal kestirimi ve frekans bölgesi kanal denkleştirme

OFDM sistemleri FFT tabanlı olduklarından, işaretler genellikle frekans bölgesinde işlenmektedir. Alıcıya işaret ulaşmaya başladıktan sonra kanal kestirimi ve kanal denkleştirme işlemlerinin tümü frekans bölgesinde yapılabilmektedir.

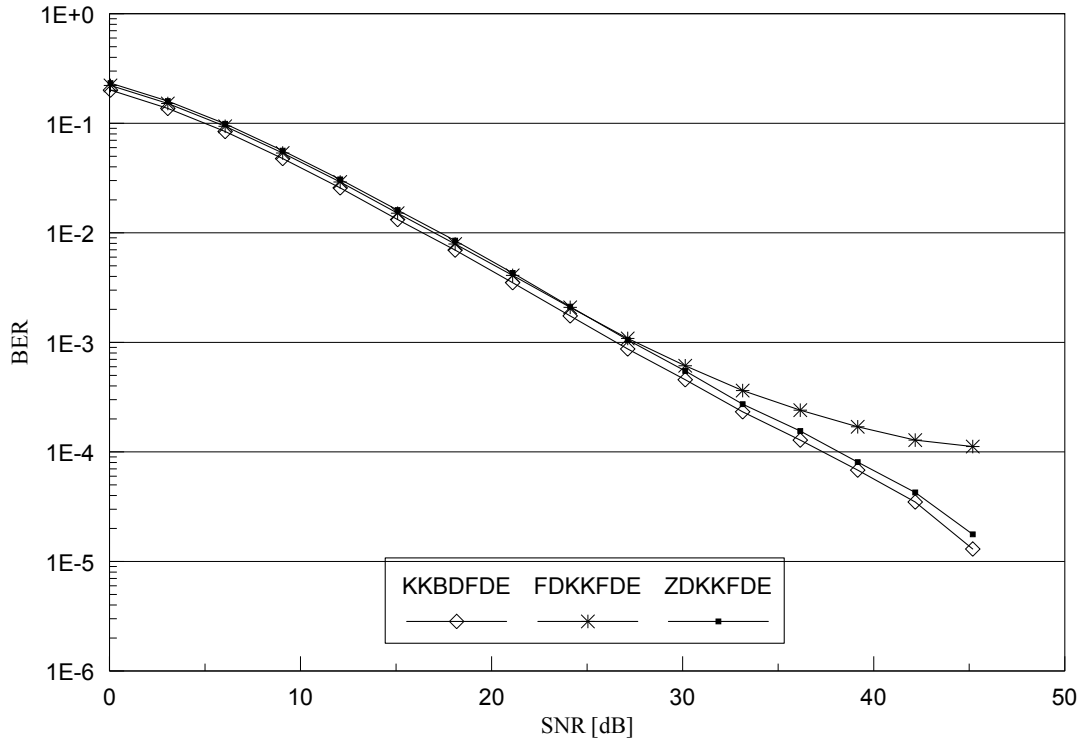


Şekil 4.4. Frekans bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı

Sistem, AWGN kanalda 10^{-3} bit hata oranını yaklaşık 10 dB'lik işaret gürültü oranında yakalamaktayken, kanal katsayılarının bilindiği ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda aynı başarımla 26,5 dB'de, frekans bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda ise 27,5 dB civarında yakalanmaktadır. İşaret gürültü oranı arttıkça kestirimden elde edilen başarımın, kanalın bilindiği durumdaki başarımdan uzaklaştığı görülmektedir.

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Kanal katsayılarının zaman veya frekans bölgesinde kestirilmesi ve frekans bölgesi denkleştirici kullanılması durumunda elde edilen sonuçlar kanal katsayılarının bilindiği durum da dikkate alınarak Şekil 5.1’de gösterilmiştir.



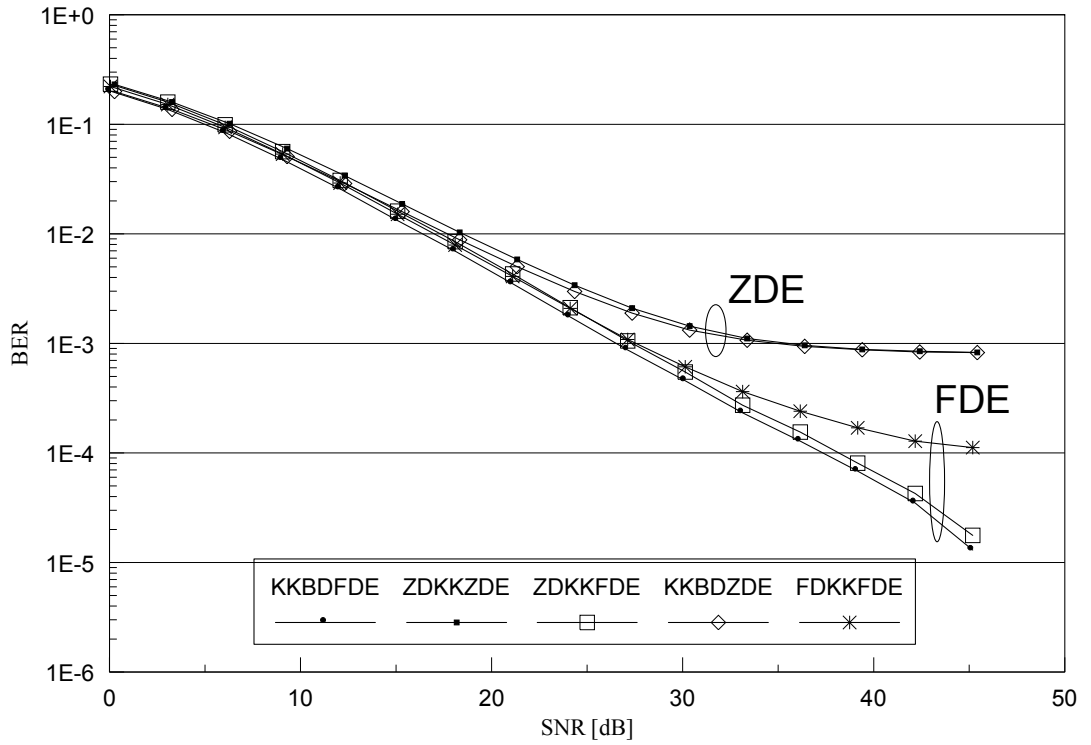
Şekil 5.1. Kanalın zaman veya frekans bölgesinde kestirilmesi ve frekans bölgesi denkleştirici kullanılması durumunda OFDM sisteminin BER başarımı

Semboller arası girişimin etkin olduğu bölgede frekans bölgesi başarımları daha yüksek olmasına rağmen, kanal katsayılarının zaman bölgesinde kestirilmesi durumundaki başarımın frekans bölgesi başarımına göre daha iyi olduğu görülmektedir.

Kanal kestirimi, alıcı tarafından da bilinen ve iki OFDM simgesi uzunluğundaki uzun başlangıç eki kullanılarak hem zaman bölgesinde, hem de frekans bölgesinde gerçekleştirilmiştir. Zaman bölgesinde kanal kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal

denkleştirici kullanılması durumu, kanalın bilindiği duruma göre ortalama olarak yaklaşık 0,9 dB yakınlıkta başarımları sağladığı belirlenmiştir.

Frekans bölgesinde veya zaman bölgesinde kanal kestirimleri ile kanal katsayılarının bilindiği durumlar için zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricilerin BER başarımları Şekil 5.2’de gösterilmektedir.



Şekil 5.2. Zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricilerin BER başarımları

Benzetimlerde, sistem başarımlarını artırmak amacıyla zaman bölgesi kanal denkleştirici olarak CMF-DFE kullanılmıştır. Ancak, CMF-DFE'nin 10^{-3} mertebesindeki hata eşiği, özellikle yüksek işaret gürültü oranlarında yüksek başarımların önündeki engel olarak ortaya çıkmıştır. Hata eşiğinin nedeni kalıcı ISI'dır. CMF-DFE girişindeki ISI bileşenlerinin tamamen yok edilmesi olanaksızdır. Bunun için ileri filtre kısmının sonsuz uzunlukta olması gerekmektedir.

Kanalın frekans seçiciliği nedeniyle bazı alt taşıyıcıların aşırı sönümlenmeye uğraması, hem frekans bölgesi hem de zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistem başarımını sınırlayan en önemli etken olmuştur. Bu olumsuzluğu gidermek için WHT (Walsh Hadamard Dönüşümü) uygulanarak sistem başarımının artırılabilceği değeriendirilmektedir.

CMF-DFE'nin hata eşiğini en aza indirmek için WHT uygulaması ile birlikte anten çeşitlenesinin de kullanılabilceği düşünölmektedir. Anten çeşitlenesi olarak verici ve alıcıda çoklu anten kullanılarak (MIMO) elde edilen başarım ve veri hızında faydalı sonuçların elde edilebilceği değeriendirilmektedir.

KAYNAKLAR

- Ali, S., Yahya, A., Sidek, O., Fadzli, M., 2009. Bit Error Rate of Large Girth QC-LDPC Codes Over Flat Rayleigh Fading Channels. *European Journal of Scientific Research*, 27 (2), 298-307.
- Alim, O.A., Abdallah, H.S., Elaskary, A.M., 2008. Simulation of WiMAX Systems. *IEEE Lebanon Communications Workshop 2008 (IEEE LCW' 2008)*, Lebanon.
- Alim, O.A., Elboghdadly, N., Ashour, M.M., Elaskary, A.M. 2007. Simulation of Channel Estimation and Equalization for WiMAX PHY Layer in Simulink. *Computer Engineering & Systems International Conference on ICCES '07*. Cairo, Egypt.
- Baltaci, Y., Kaya, İ., Nix, A.R., 2000. Implementation of a HIPERLAN/1 Compatible CMF-DFE Equaliser. *VTC 2000, IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings*, Tokyo.
- Başaran B., 2006. Uzay-Zaman Kafes Kodlarının Gölgelemeli Kanallardaki Hata Başarım Analizi. Y.Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Baştürk, İ., Özbek, B., 2007. OFDM Sistemleri için Pilot Tabanlı EM Kanal Kestirim Başarımı. *IEEE SİU'07 Kurultayı*, Eskişehir.
- Chung, L.R., Hwang, J.K., 2007. Performance Analysis of Frequency-Domain Decision-Feedback Equalizer Using Gaussian Approximation and Markov Model. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55 (12), 5891 - 5952
- Durgin, G.D., 2000. Theory Of Stochastic Local Area Channel Modeling For Wireless Communications. Dissertation work, Blacksburg, Virginia.
- Ertürk, S., 2005. Sayısal Haberleşme. Birsen Yayınevi, 384, İstanbul.
- Ghosh, A., Wolter, D.R., Andrews, J.G., Chen, R., 2005. Broadband wireless access with WiMax/802.16: current performance benchmarks and future potential, *Communications Magazine*, IEEE, 43 (2), 129-136.
- Haykin, S., 1994. *Communication Systems*, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 888, Singapore.
- Hayes, M.H., 1996. *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, John Wiley & Sons, Inc., 608, New York.
- IEEE 802.16-2004, 2004. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access systems". 3 Park Avenue, 895, New York.
- Kaya, İ., 1998. A Study of High Performance Equalisation and Pre-Equalisation for High Speed Wireless Data Communications, Ph.D. Thesis, Centre for Communications Research, University of Bristol.
- Leong, S.Y., 2005. Channel Modeling and Equalization in Wireless Communication. MS Thesis, University of Missouri, Columbia.
- Lin, J.M., Ma, H.P., 2006. A Baseband Transceiver for IEEE 802.16 OFDMA Downlink Communications. *IEEE Sarnoff Symposium*, New Jersey.
- Ögülmüş, F., 2008. WiMAX teknolojisi fiziksel katman parametrelerinin performansa etkisinin Matlab kullanılarak incelenmesi. Y.Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Sakarya.
- Öztürk, V., Kalafat, I., 2007. Kablosuz teknolojide WiMAX devri. Telekom topluluğu WiMAX proje grubu, http://www.telekomtoplulugu.com/index2.php?option=com_content&do_pdf=1&id=34 (03.11.2008).

- Pedersen, K.I., Mogensen, P.E., Fleury, B.H., Frederiksen, F., Olesen, K. ve Larsen, S.L., 1997. Analysis of Time, Azimuth and Doppler Dispersion in Outdoor Radio Channels, ACTS Mobile Communication Submit'97, Aalborg, Denmark.
- Proakis, J.G., 2001. Digital Communications. McGraw-Hill Book Company, 1002, New York.
- Rappaport, T.S., 1996. Wireless Communications: Principles and Practise. Prentice Hall, 641, New Jersey.
- Saltabaş, İ.H., 2007. Kablosuz haberleşme yöntemleri ve IEEE 802.16 protokolü. Y.Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Sakarya.
- Seçki, A., 2008. Çok Genis Bant Teknolojisi. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları (HABTEKUS'08) sempozyumu, <http://www.tk.gov.tr/Etkinlikler/UlusalEtkinlikler/Sempozyum/SUNUMLAR/gbcgb.pdf> (25.06.2009).
- Seyman M.N., 2005. Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (OFDM) Sistemlerinde Senkronizasyon Teknikleri. Y.Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Kayseri.
- Shankar, R.S., Hegde, R., 2008. WiMAX on the road to Future. Wireless, Mobile and Multimedia Networks, IET International Conference on, Mumbai, India.
- Shannon, C.E., A Mathematical Theory of Communications, Bell System Technical Journal. 27, (1948), 623-656.
- Soysal, B., 2004. OFDM Tabanlı İletişim Sistemleri İçin Yüksek Başarılı Alıcı Tasarımı. Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon.
- Stüber, G. L., 2000. Principles of Mobile Communication. Kluwer Academic Publishers, Boston.
- Stüber, G.L., 2001. Principles of Mobile Communication (2nd Edition), Kluwer Academic Publishers, Boston.
- Şafak, A., Özdem M.S., Karaali, S., 2007. WiMAX (IEEE 802.16e) Sistemlerinde Uyarlanırlı Antenler. III. İletişim teknolojileri ulusal sempozyumu, Adana.
- Şenel, A., 2007. Doğrusal Olmayan Haberleşme Sistemlerinde Blok Yönlü Kanal Denkleştirme. Y.Lisans Tezi, Zonguldak Karaelmas Üniversitesi, Zonguldak.
- Toktaş, A., Akdağlı, A., 2007. Alternatif Genişbant Kablosuz Erişim Tekniği: Wi-Max. III. İletişim teknolojileri ulusal sempozyumu, Adana.
- Turin, G.L., Clapp, F.D., Johnston, T.L., Fine, S.B., Lavry, D., 1972. A statistical Model of Urban Multipath Propagation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 21 (1), 1-9.
- Xiao, P., Barbero, L.G., Sellathurai, M., Ratnarajah, T., (2008). On the Uncoded BER Performance Bound of the IEEE 802.16d Channel. IEEE Signal Processing Letters, 15 (1), 561-564.
- Xu, J.P., Guan B.R., 2005. An efficient timing synchronization scheme for OFDM systems in IEEE 802.16d. Microwave Conference Proceedings, Asia-Pacific Conference Proceedings.
- Wu., J.M., Lin, W.B., 2006. Channel Estimation for Non-Line-of-Sight WiMax Communication System. The 63th IEEE Vehicular Technology Conference, Melbourne, Australia.
- Yuan, F.L., Lin, C.H., Lin, Y.H., Wu, C.F., Wang, C.K., 2009. A MIMO-OFDM Digital Baseband Receiver Design with Adaptive Equalization Technique for IEEE 802.16 WMAN. The 69th IEEE Vehicular Technology Conference, Barcelona, Spain.

- Zaman, A., 2007. Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) - Broadband Wireless Connectivity. Leading Edge Forum, <http://www.csc.com/aboutus/leadingedgeforum/knowledgelibrary/uploads/CSC%20Papers%202007%20-%20WiMAX%20-%20Broadband%20Wireless%20Connectivity%20-%20Zaman.pdf> (12.05.2009).
- Zorlu, Y., 2006. Reed-Solomon Kodların AWGN ve Rayleigh Kanallarda Başarım Analizi. Y.Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon.

ÖZGEÇMİŞ

01.02.1978'de Fatsa'da doğdu. Fatsa'da başladığı ilköğrenimine Samsun'da devam ederek ilk, orta ve lise öğrenimini Samsun'da tamamladı. 2002 yılında, Ondokuz Mayıs Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Elektrik – Elektronik Mühendisi unvanı ile mezun oldu. 2006 yılı Ağustos ayında Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Bilim Dalı'nda başladığı Yüksek Lisans eğitimine halen devam etmektedir.

2002 yılında mezun olduğu tarihten, askerliğinin başlangıcına kadar olan yaklaşık 5 aylık süreç içerisinde Elektrik Mühendisleri Odası Samsun Şubesi'nin denetiminde topraklama direnci ölçümlerini yürüttü. 31 Temmuz 2002 – 31 Temmuz 2003 tarihleri arasında askerliğini Gökçeada 206 No'lu Taşınabilir Hava Radar Kıt'a Komutanlığı'nda Yedek Subay olarak tamamladı. Askerlik dönüşü 1 Aralık 2003 – 5 Mayıs 2004 tarihleri arasında Albaraka Türk Katılım Bankası A.Ş.'de banka memuru olarak görev yaptı. 3 Haziran 2004 yılından beri MSB Erzurum İnşaat Emlak ve NATO Enfrastrüktür Bölge Başkanlığı'nda Teknik Hizmetler Sınıfı Mühendis kadrosunda Yapım İşleri İhale Uzmanı olarak görev yapmaktadır.

Evli ve bir çocuk babasıdır. İngilizce bilmektedir.