

156158

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

OFDM TABANLI KABLOSUZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ
İÇİN YÜKSEK BAŞARIMLI ALICI TASARIMI

Elektronik Yük. Müh. Birol SOYSAL

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"Doktor"
Ünvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 27.08.2004
Tezin Savunma Tarihi : 28.10.2004

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA
Jüri Üyesi : Prof. Dr. Yalçın TANIK
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Cemal KÖSE
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2004

156158

ÖNSÖZ

Bu tezde, 5 GHz bandında çalışacak olan OFDM tabanlı Hiperlan/2 ve IEEE802.11a kablosuz ağ standartları için, başarımı yüksek alıcı yapısı tasarlanması amaçlanmıştır. Bu konuda ülkemizde yapılan ilk çalışmalardan biri olma özelliğine sahip olan bu çalışmanın, ileride yapılacak olan çalışmalara bir basamak oluşturacağını düşünüyor ve yararlı olmasını diliyorum.

Gerek lisans, gerek yüksek lisans ve gerekse doktora öğrenimim süresince, maddi ve manevi desteğini hiçbir zaman esirgemeyen, doktora tez danışmanlığımı üstlenerek çalışmalarımı yönlendiren Sayın Hocam Yrd.Doç.Dr. İsmail KAYA'ya en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Çalışmalarımı yürüttüğüm KTÜ-TI DSP Laboratuvarı çalışanlarından Arş.Gör. Ali ÖZEN'e, Arş.Gör. Salim KAHVECİ'ye, Öğr.Gör. Kadir TÜRK'e ve Elektronik Yük.Müh. Mesut SAFRAN'a tartışma olanağı sağladıkları için teşekkür ediyorum. 1984 yılından buyana bilgilerinden yararlandığım, benden desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen KTÜ'deki bütün hocalarıma şükranlarımı sunuyorum. Özellikle tez yazımı aşamasında gösterdikleri anlayıştan dolayı bütün araştırma görevlisi arkadaşlarıma, bölüm sekreteri, teknisyenleri ve diğer çalışanlarına ayrı ayrı teşekkür ediyorum.

Maddi ve manevi desteklerini benden hiçbir zaman esirgemeyen ve beni anlayışla karşılayan kayınvalidem Handan DOĞUSOYLU'ya, kayınpederim A.Bahattin DOĞUSOYLU'ya, kayınbiraderim Ş. Murat DOĞUSOYLU'ya ve merhum dedem Alaeddin AĞYURT'a ne kadar teşekkür etsem azdır. Haklarını hiçbir zaman ve hiçbir şekilde ödeyemeyeceğim, zor anlarımda devamlı yanımda olan annem Hatice SOYSAL'a ve babam Ahmet SOYSAL'a, kardeşlerim Gülsen ÖZDİL'e, Gülü PAK'a, Arife SOYSAL'a ve İbrahim SOYSAL'a en derin şükranlarımı sunuyorum.

Gösterdikleri özveri ve sabır için, maddi ve manevi desteklerini esirgemedikleri için, her zaman yanımda oldukları için eşim F.Nazan SOYSAL'a, kızım M.Zeynep SOYSAL'a ve oğlum M.Tarık SOYSAL'a çok teşekkür ediyorum. Onların anlayışı olmaksızın bu çalışma tamamlanamazdı.

Biol SOYSAL

Trabzon 2004

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET.....	VI
SUMMARY.....	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VIII
TABLOLAR DİZİNİ.....	XIII
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XIV
KISALTMALAR DİZİNİ.....	XIX
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. OFDM Tekniğinin Tarihi Gelişimi.....	3
1.3. Kablosuz İletişim ve Yüksek Veri Hızı Gereksinimi.....	4
1.4. Kablosuz Genişbantlı Çoklu-Ortam İletişim Sistemleri Konusunda Yapılmış Projeler.....	6
1.5. Standartlar ve Frekans Bantları.....	7
1.6. Kanal Kapasite Teoremi.....	10
1.7. Bit Hata Olasılığı.....	13
1.8. Gezgin Radyo İletişim Kanalının Özellikleri ve Modellenmesi.....	16
1.8.1. Radyo Dalgalarının Yayılımı.....	16
1.8.2. İki Işınlı Yayılım Modeli.....	17
1.8.3. Çok Yollu Yayılım.....	20
1.8.4. Doppler Kayması.....	23
1.8.5. Kanalın Vuruş Tepkisi.....	25
1.8.6. Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanal.....	26
1.8.7. Çok Yollu Kanal.....	28
1.8.8. Evreuyumlu Bantgenişliği (Coherence Bandwidth).....	31
1.9. Gezgin Radyo Kanalının İstatistiksel Modeli.....	34
1.9.1. Rayleigh Kanal Modeli.....	34
1.9.2. Ricean Kanal Modeli.....	39

1.10.	HİPERLAN/2 ve IEEE802.11a Ağı	40
1.10.1.	HİPERLAN/2'nin Genel Özellikleri.....	42
1.10.2.	Hiperlan/2 Sistem Mimarisi.....	43
1.10.2.1.	Hiperlan/2 Birleşme Katmanı (Convergence Layer).....	44
1.10.2.2.	Hiperlan/2 Veri Bağı Denetim Katmanı (Data Link Control Layer).....	44
1.10.2.3.	802.11a Ortam Erişim Denetim Katmanı (MAC Layer).....	45
1.10.3.	Hiperlan/2 ve 802.11a Fiziksel Katmanı (Physical Layer, PHY).....	46
1.10.3.1.	Çırpma (Scrambling)	47
1.10.3.2.	Kodlama (Encoding).....	48
1.10.3.3.	Delme (Puncturing)	49
1.10.3.4.	Serpiştirme (Interleaving).....	51
1.10.3.5.	Eşleme (Mapping)	53
1.10.4.	OFDM.....	55
1.10.4.1.	OFDM İşaretinin Üretilmesi.....	64
1.10.4.2.	Çevrimsel Önek	69
1.10.4.3.	Pencere Fonksiyonu.....	71
1.10.5.	802.11a ve Hiperlan/2 Çerçeve Yapıları	77
1.10.5.1.	Başlangıç Eki (Preamble)	77
1.10.5.1.1.	802.11a Başlangıç Eki	77
1.10.5.1.2.	Hiperlan/2 Başlangıç Eki.....	80
1.10.5.1.3.	Sinyal Simgesi	82
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR.....	84
2.1.	Giriş	84
2.2.	Bilgisayar Benzetimlerinde Kullanılan OFDM Sistem Modeli	84
2.3.	Eşzamanlama	86
2.3.1.	Çerçeve Algılama	86
2.3.1.1.	Enerji Seviyesi Yardımıyla Çerçeve Algılama.....	88
2.3.1.2.	Çift Kayan Pencere Yardımıyla Çerçeve Algılama.....	89
2.3.1.3.	Başlangıç Ekini Kullanarak Çerçeve Algılama	92
2.3.2.	Simge Eşzamanlama.....	94
2.4.	Taşıyıcı Frekans Kayması Kestirimi	96
2.4.1.	Taşıyıcı Frekans Kaymasının Etkileri	97
2.4.2.	Taşıyıcı Frekans Kayması Kestirim Yöntemi	100
2.4.2.1.	Taşıyıcı Frekans Kaymasının Zaman Bölgesinde Kestirimi	100

2.4.2.2.	Taşıyıcı Frekans Kaymasının Frekans Bölgesinde Kestirimi.....	104
2.5.	Kanal Kestirimi ve Kanal Denkleştirme.....	112
2.5.1.	Frekans Bölgesi Kanal Kestirimi ve Frekans Bölgesi Kanal Denkleştirme.....	114
2.5.2.	Zaman Bölgesi Kanal Kestirimi ve Zaman Bölgesi Kanal Denkleştirme	119
2.5.2.1.	Kanal Uyumlu Filtre (CMF).....	120
2.5.2.2.	Doğrusal Enine Kanal Denkleştirici (Linear Transversal Equalizer).....	125
2.6.	Uyarlanırlar Kanal Denkleştirme.....	130
2.6.1.	LMS Algoritması.....	131
2.6.2.	RLS Algoritması.....	135
2.7.	Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici (Decision-Feedback Equalizer)...	140
2.7.1.	Sıfıra Zorlamalı Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici (ZF-DFE).....	141
2.7.2.	En Küçük Ortalama Kareysel Hata DFE (MMSE-DFE).....	144
2.7.3.	LMS-DFE ve RLS-DFE	147
2.8.	Kanal Uyumlu Filtre Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici (CMF-DFE)	148
2.8.1.	OFDM Sistemlerde Zaman Bölgesinde Kanal Denkleştirme.....	152
2.9.	Zaman Bölgesi Kanal Kestirimi - Frekans Bölgesi Kanal Denkleştirme.....	156
2.10.	Sistem Başarımını Arttırmaya Yönelik Çalışmalar	158
2.10.1.	Walsh-Hadamard Dönüşümü (WHT).....	158
2.10.2.	Anten Çeşitlemesi (Antenna Diversity).....	165
2.10.2.	Anten Çeşitlemesi ve Walsh-Hadamard Dönüşümü	170
2.10.4.	Kodlama ve Serpiştirme	173
3.	TARTIŞMA.....	177
4.	SONUÇLAR.....	180
5.	ÖNERİLER.....	183
6.	KAYNAKLAR.....	184
	ÖZGEÇMİŞ.....	190

ÖZET

Yapılan pazar araştırmaları ve tahminler, yakın bir gelecekte kablosuz internet kullanıcı sayısının kablolu internet kullanıcı sayısını geçeceğini göstermektedir. İnternet üzerinden ses iletişimi (Voice over IP, VoIP) ve ısmarlama video (Video on Demand) gibi çoğul-ortam uygulamalarına olan talebin artması, araştırmacıları, bu talebi karşılayacak yeni iletişim sistemleri geliştirmeye yönlendirmektedir.

Bu tezde, OFDM tabanlı Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarının fiziksel katmanı incelenmiş, yüksek işaret gürültü oranına ihtiyaç duyan sistemin başarımını arttırıcı çalışmalar yapılmıştır. Frekans bölgesi kanal denkleştirici ve onun alternatif olan, kanaldaki enerjiyi toplayarak çok yollu yayılım eşitilmesi sağlayan, zaman bölgesi kanal denkleştirici CMF-DFE incelenmiş ve benzetimi yapılmıştır. Kodlama, WHT ve anten eşitilmesi teknikleri ile de başarımı yüksek bir sistem yapısı elde edilmiştir. Kalıcı ISI etkisinden dolayı bir hata eşiğine sahip olan CMF-DFE kanal denkleştiricili sistemde, WHT ve anten eşitilmesi tekniğinin birlikte kullanılması ile hata eşiğinin ortadan kaldırılması sağlanmıştır.

Çalışmada Walsh-Hadamard Dönüşümü ile hata düzeltme kodlama teknikleri de karşılaştırılmış, genel olarak kodlamanın ağır bastığı görülmüştür. Bununla beraber, eğer belirli bir hata seviyesi tolere edilebilirse, veri hızını etkilemediği için Walsh-Hadamard Dönüşümü tercih edilebilir.

Bu alışmada, OFDM alıcısı için eşzamanlama ve taşıyıcı frekans kaymasının kestirilmesi ve düzeltilmesi konularında da araştırmalar yapılmıştır. Taşıyıcı frekans kayması kestirimi için üç aşamalı ve zaman bölgesi korelasyon özelliklerini kullanan, sistem başarımını ve frekans kayması kestirim aralığını arttıran, literatrde yer alan P.H. Moose'nin ynteminden daha iyi olan bir algoritma nerilmiştir.

Anahtar Kelimeler: OFDM, Hiperlan/2, IEEE802.11a, Kablosuz Ağ, Kanal Kestirimi, Kanal Denkleştirme, CMF-DFE

SUMMARY

High Performance Receiver Design for OFDM Based Wireless Communications Systems

Recent market analysis and predictions show that in near future the wireless internet access will be more than the wired internet access technologies currently in use. The technologies such as Voice over IP, Video on Demand systems rises a big demand on communication speeds, and therefore researchers spends a great effort to cope up with all these, in particularly the demands of multimedia and multiple access data rates.

This dissertation is dedicated to study the physical layer of OFDM-based Hiperlan/2 (IEEE 802.11a) standards and develop receiver architecture to increase the physical layer performance of OFDM systems. For this purpose, frequency domain channel equalizer and its alternative method in particular CMF-DFE are examined and simulated, because time domain equalizers are more successful in combining the multi-path energy of an ISI channel. In order to increase the performance of the time domain equalizer several techniques are proposed in particular coding, the Walsh-Hadamard Transform and antenna diversity. The remaining ISI effect of the CMF-DFE is cancelled when WHT and antenna diversity are used.

The study also compares the Walsh-Hadamard Transform with error correction coding techniques, which mainly concludes for coding. However, if a certain level of error is tolerated, the Walsh-Hadamard Transform would be preferred, since it does not affect the data rate.

This dissertation also involves studies on frame synchronization and carrier frequency offset estimation and compensation for an OFDM receiver. For this purpose, based on time domain correlation, a method having three stages is developed and simulated. The results show that its performance and frequency offset range are better than P.H. Moose's method mentioned in literature.

Key Words: OFDM, Hiperlan/2, IEEE802.11a, Wireless Network, Channel Estimation, Channel Equalization, CMF-DFE

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Avrupa, Amerika ve Japonya’da kablosuz iletişim sistemleri için ayrılmış..... frekans bantları	9
Şekil 1.2. Bant verimliliğinin E_b/N_0 ile değişimi	11
Şekil 1.3. Kanaldan $s_1(t)$ ve $s_2(t)$ gönderildiğinde alıcı çıkışındaki işaretin olasılık..... yoğunluk dağılımı	13
Şekil 1.4. Yerden yansımali iki ışınlı yayılım modeli [34].....	18
Şekil 1.5. Çok yollu yayılımın meydana gelişi	21
Şekil 1.6. İki ışınlı Ricean ve Rayleigh kanal için genlik ve faz değişimleri [36].....	22
Şekil 1.7. Doppler kaymasının meydana gelişi [34].....	23
Şekil 1.8. Alıcının 100 km/saat hızla hareket etmesi durumunda, Rayleigh kanal için..... alınan işaretin zarfının zamanla değişimi	24
Şekil 1.9. AWGN kanalın gösterimi	27
Şekil 1.10. AWGN kanalın normalize güç profili	27
Şekil 1.11. AWGN kanalın frekans tepkisi: (a) Genlik (b) Faz	28
Şekil 1.12. Bir bina içi kanal için güç gecikme profili örneği [34].	29
Şekil 1.13. Hiperlan 2 için öngörülen kanal modellerinin güç gecikme profilleri	31
Şekil 1.14. Gecikme ve Doppler yayılmalarına bağlı olarak sönümlenme çeşitleri [34]. ..	33
Şekil 1.15. 8 ve 16 ışınlı Rayleigh modeller	35
Şekil 1.16. 8 ışınlı model için kanal katsayılarının gerçel ve sanal kısımlarının olasılık..... yoğunlukları	35
Şekil 1.17. 8 ışınlı model için kanal katsayısının genliğinin olasılık yoğunluğu	36
Şekil 1.18. Üstel azalan gecikme profili ve genlik spektrumu	36
Şekil 1.19. Laplacian gecikme profili ve genlik spektrumu	37
Şekil 1.20. Gaussian gecikme profili ve genlik spektrumu	37
Şekil 1.21. Proakis gecikme profili ve genlik spektrumu	38
Şekil 1.22. Genlik spektrumlarının beraber karşılaştırılması.....	39
Şekil 1.23. HIPERLAN/2 ağ yapısı	41
Şekil 1.24. Ad-hoc ağ yapısı	41
Şekil 1.25. Hiperlan/2 ve 802.11a katman mimarisi.....	44
Şekil 1.26. Hiperlan/2 ve 802.11a fiziksel katman fonksiyonları.....	46

Şekil 1.27. Veri çarpıcı blok şeması	48
Şekil 1.28. Kodlama oranı $1/2$ ve kısıt uzunluğu 7 olan katlamalı kodlayıcı	48
Şekil 1.29. Delinmiş kod oranı $2/3$ 'ün elde edilişi	49
Şekil 1.30. Delinmiş kod oranı $3/4$ 'ün elde edilişi	50
Şekil 1.31. BPSK, QPSK, 16QAM ve 64QAM için yıldız kümesi diyagramları.....	54
Şekil 1.32. OFDM'nin FDM'e göre bant verimliliği.....	56
Şekil 1.33. OFDM'nin veri hızına göre normalize edilmiş bant gereksiniminin ve bant..... gereksinimindeki azalmanın taşıyıcı sayısı ile değişimi.....	57
Şekil 1.34. Birbiriyle ortogonal OFDM taşıyıcıları	58
Şekil 1.35. OFDM işaretinin zaman bölgesinde oluşumu	59
Şekil 1.36. Alt-taşıyıcıların frekans bölgesinde simgesel gösterimi.....	59
Şekil 1.37. Bir alt-taşıyıcının spektrumu	60
Şekil 1.38. Ortogonal alt-taşıyıcılar ve ideal örnekleme noktaları	60
Şekil 1.39. OFDM işaretinin spektrumu	61
Şekil 1.40. Kablosuz ağlar için 5 GHz bandında spektrum tahsisi.....	62
Şekil 1.41. Amerika için 5 GHz kanal planı	63
Şekil 1.42. Avrupa için 5 GHz kanal planı	63
Şekil 1.43. OFDM sisteminin blok şeması	66
Şekil 1.44. Alt-taşıyıcıların frekans bandında yerleşimi [20], [21].	67
Şekil 1.45. IFFT giriş ve çıkışları [20], [21]	68
Şekil 1.46. Bir OFDM simgesi	68
Şekil 1.47. Alt-taşıyıcılar ve çevrimsel örnek	69
Şekil 1.48. Çerçeve içerisinde OFDM simgeleri	70
Şekil 1.49. Çevrimsel örnek yardımıyla girişimin önlenmesi.....	70
Şekil 1.50. 3 OFDM simgesi içerisindeki aynı alt-taşıyıcıya ait faz geçişleri.....	71
Şekil 1.51. Hiperlan/2 ve 802.11a standartları için verici spektrum maskesi [20], [21].....	72
Şekil 1.52. 52 alt-taşıyıcılı OFDM işaretinin güç spektrumu	73
Şekil 1.53. 802.11a standardı pencere fonksiyonları: (a) Tek simge için, (b) iki simge için.. [20].....	76
Şekil 1.54. Hiperlan/2 ve 802.11a standartları için genel çerçeve yapısı	77
Şekil 1.55. 802.11a standardında başlangıç eki	78
Şekil 1.56. 802.11a standardı için kısa ve uzun başlangıç eklerinin gerçel kısımlarının..... zamanla değişimi	79
Şekil 1.57. Yayın çerçevesi başlangıç eki.....	80

Şekil 1.58. Erişim noktası-hareketli ünite bağlantı çerçevesi başlangıç eki	81
Şekil 1.59. Kısa başlangıç ekli hareketli ünite- erişim noktası bağlantı çerçevesi..... başlangıç eki	82
Şekil 1.60. Uzun başlangıç ekli hareketli ünite- erişim noktası bağlantı çerçevesi..... başlangıç eki	82
Şekil 1.61. Sinyal alanı bitlerinin yerleşimi [20].	83
Şekil 1.62. 802.11a standardı fiziksel katman çerçeve yapısı.....	83
Şekil 2.1. Bilgisayar benzetimlerinde kullanılan verici modeli.....	85
Şekil 2.2. Bilgisayar benzetimlerinde kullanılan alıcı modeli	86
Şekil 2.3. Farklı SNR değerlerinde M_n 'in değişimi	89
Şekil 2.4. İki kayan pencere ile çerçeve algılama.....	90
Şekil 2.5. İki kayan pencereli çerçeve algılama algoritması için farklı SNR..... değerlerinde karar değişkeni M_n 'in değişimi.....	90
Şekil 2.6. Çerçeve eşzamanlama birimi.....	92
Şekil 2.7. SNR= 20 dB ve $D = 80$ için karar değişkeninin değişimi	94
Şekil 2.8. SNR = 20 dB için referans kısa OFDM ile alınan işaretin çapraz ilişkisi	96
Şekil 2.9. Frekans kaymasının etkisi	98
Şekil 2.10. Frekans kayması $f_o = 3$ kHz ve çerçevede 10 OFDM simgesi gönderilmesi..... durumu için yıldız kümesi diyagramı	98
Şekil 2.11. Frekans kayması $f_o = 10$ kHz ve çerçevede 10 OFDM simgesi gönderilmesi.... durumu için yıldız kümesi diyagramı	99
Şekil 2.12. Frekans kayması $f_o = 3$ kHz ve çerçevede 15 OFDM simgesi gönderilmesi..... durumu için yıldız kümesi diyagramı	100
Şekil 2.13. IEEE 802.11a kısa ve uzun başlangıç ekleri.....	100
Şekil 2.14. Frekans kayması kestirimi ve düzeltilmesi.....	102
Şekil 2.15. Kısa başlangıç eki içerisindeki simgeler yardımıyla frekans kaymasının..... daha büyük değerlerinin kestirilmesi.....	103
Şekil 2.16. $D = 32$ için frekans kayması kestiriminde kullanılan simgeler	103
Şekil 2.17. $D = 64$ için frekans kayması kestiriminde kullanılan simgeler	103
Şekil 2.18. SNR = 10 dB için frekans ve zaman bölgesi frekans kayması kestirim..... sonuçları ($0 \leq \varepsilon < 0.5$)	107
Şekil 2.19. SNR = 20 dB için frekans ve zaman bölgesi frekans kayması kestirim..... sonuçları ($0 \leq \varepsilon < 0.5$)	107
Şekil 2.20. Frekans kayması kestirimi sırasında yapılan hatanın standart sapmasının..... SNR ile değişimi ($0 \leq \varepsilon < 0.5$)	109

Şekil 2.21. Frekans kaymasının zaman ve frekans bölgesinde kestirilmesi durumunda,..... değişik frekans kayması değerleri için sistemin BER başarımı ($0 \leq \varepsilon < 0.5$)	110
Şekil 2.22. SNR = 10 dB ve SNR = 20 dB için zaman bölgesi frekans kayması kestirim..... sonuçları ($0 \leq \varepsilon < 2$)	111
Şekil 2.23. Frekans kaymasının zaman bölgesinde kestirilmesi durumunda, değişik..... frekans kayması değerleri için sistemin BER başarımı ($0 \leq \varepsilon < 2$)	112
Şekil 2.24. Kanal kestirimi için kullanılan uzun başlangıç eki	114
Şekil 2.25. Frekans bölgesi kanal kestirimcisinin blok şeması	116
Şekil 2.26. Kanalın frekans bölgesinde standart pilot simge ile kestirimi	117
Şekil 2.27. Kanalın frekans bölgesinde standart dışı bir pilot simge ile kestirimi	117
Şekil 2.28. Kanal katsayılarının frekans bölgesinde kestirilmesi ve frekans bölgesi	118
Şekil 2.29. $L+1$ dallı iletişim kanalının TDL filtre modeli	120
Şekil 2.30. Şekil 2.29'da verilen $L+1$ dallı iletişim kanalının kanal uyumlu filtresi	121
Şekil 2.31. Kanalın vuruş tepkesinin genliği ve CMF'in vuruş tepkesinin genliği	121
Şekil 2.32. CMF çıkışındaki işaretin profili	122
Şekil 2.33. Kanal, kanal denkleştirici ve denk sistem	126
Şekil 2.34. Doğrusal enine denkleştiricinin TDL filtre modeli	126
Şekil 2.35. 9 dallı doğrusal enine kanal denkleştirici	128
Şekil 2.36. Uyarlanırlar kanal denkleştirici blok şeması	131
Şekil 2.37. Uyarlanırlar algoritma yardımıyla kanal kestirimi	135
Şekil 2.38. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici blok yapısı	141
Şekil 2.39. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici filtresi	142
Şekil 2.40. CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması	148
Şekil 2.41. Zaman bölgesi kanal denkleştirici CMF-DFE'nin OFDM sisteminde..... kullanılışı	152
Şekil 2.42. CMF-DFE kanal denkleştiricinin OFDM sistemlerde BER başarımı	153
Şekil 2.43. CMF-DFE ile LMS-DFE ve RLS-DFE kanal denkleştiricilerin BER..... başarımı	154
Şekil 2.44. Zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricilerin BER başarımı	155
Şekil 2.45. Zaman bölgesi kanal kestirimcili frekans bölgesi kanal denkleştiricinin..... BER başarımı	157
Şekil 2.46. Zaman bölgesi kanal kestirimcili frekans bölgesi ve zaman bölgesi kanal..... denkleştiricilerin karşılaştırmalı BER başarımları	157
Şekil 2.47. 5 dallı iletişim kanalının vuruş tepkesi	159
Şekil 2.48. Şekil 2.50 ile vuruş tepkesi verilen kanalın frekans tepkesi	159

Şekil 2.49. Walsh-Hadamard Dönüşümü kullanılan OFDM sisteminin blok şeması.....	161
Şekil 2.50. WHT uygulanmış sistemde frekans bölgesi kanal denkleştirici..... kullanılması halinde elde edilen BER başarımı.....	163
Şekil 2.51. WHT uygulanmış sistemde zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması..... halinde elde edilen BER başarımı.....	164
Şekil 2.52. WHT uygulanmış sistemde zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştirici..... kullanılması halinde elde edilen BER başarımları.....	165
Şekil 2.53. İki antenle alınan işaretlerin ve bu işaretlerin birleşiminden oluşan işaretin..... seviyesinin değişimi [62].....	166
Şekil 2.54. Bir verici iki alıcı anteni bulunan basit bir anten çeşitlemeli sistem	167
Şekil 2.55. Zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılan anten çeşitlemeli sistem yapısı	168
Şekil 2.56. Zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemde anten çeşitlemesi..... kullanılması durumunda elde edilen BER başarımı	168
Şekil 2.57. Frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemde anten çeşitlemesi..... kullanılması durumunda elde edilen BER başarımı	169
Şekil 2.58. Frekans ve zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemde anten çeşitlemesi..... kullanılması durumunda elde edilen BER başarımı	170
Şekil 2.59. Zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılan sistemin anten çeşitlemesi ve..... anten çeşitlemesi + WHT durumunda BER başarımı.....	171
Şekil 2.60. Frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılan sistemin anten çeşitlemesi ve..... anten çeşitlemesi + WHT durumunda BER başarımı.....	172
Şekil 2.61. Zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerin anten..... çeşitlemesi +WHT uygulanması durumunda BER başarımları.....	172
Şekil 2.62. Frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemin kodlamasız, kodlamalı ve..... serpiştirici + kodlamalı BER başarımları	173
Şekil 2.63. Frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemin kodlamasız, WHT'li, 1/2..... kodlamalı ve WHT + 1/2 kodlamalı BER başarımları	174
Şekil 2.64. Aynı veri hızına sahip, frekans bölgesi kanal denkleştiricili farklı	175

TABLULAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. Önemli ACTS projeleri ve özellikleri [22].	6
Tablo 1.2. Değişik ortamlar için yol kaybı üs değerleri	20
Tablo 1.3. Çeşitli frekans ve hızlarda maksimum Doppler frekansı değerleri	25
Tablo 1.4. BRAN kanal modelleri [37].	31
Tablo 1.5. Hiperlan/2 standardı hız bağımlı parametreleri.....	46
Tablo 1.6. IEEE802.11a standardı hız bağımlı parametreleri	47
Tablo 1.7. QPSK için, serpiştirici çıkışında ilk 20 bitin eski ve yeni konumları	51
Tablo 1.8. 16QAM için, serpiştirici çıkışında ilk 20 bitin eski ve yeni konumları	51
Tablo 1.9. 64QAM için, serpiştirici çıkışında ilk 20 bitin eski ve yeni konumları	52
Tablo 1.10. Modülasyon bağımlı normalizasyon katsayısı	55
Tablo 1.11. Hiperlan/2 ve 802.11a için zamana bağlı temel parametreler [20], [21].....	62
Tablo 1.12. Sinyal alanındaki ilk dört bitin içeriği [20].	83
Tablo 2.1. Çerçeve algılama algoritması	87

SEMBOLLER DİZİNİ

A	: Taşıyıcı işaretin genliği
$A_c(t)$: Alt-taşıyıcının zamanla değişen genliği
a_n	: n . yola ait genlik
B	: Bant genişliği
B_c	: Evreuyumlu bant genişliği
B_D	: Doppler yayılması
B_{OFDM}	: OFDM işaretinin bant genişliği
c	: Işık hızı
C	: Kanal kapasitesi
$c(t)$: Kanal denkleştirici filtresinin vuruş tepkesi
c_i	: Kanal denkleştirici filtresinin ayırık katsayıları
\hat{c}_i	: Kanal denkleştirici filtresinin ayırık katsayılarının kestirilmiş değerleri
d	: Verici ve alıcı antenler arasındaki mesafe
d_{-4}, \dots, d_4	: CMF çıkışındaki ISI bileşenlerinin katsayıları
D_n	: n . alt-taşıyıcıya yüklenecek karmaşık veri
d_k	: IFFT çıkışındaki işaret
$e(t)$: Hata işareti
E_b	: Bit başına enerji
e_{norm}	: Normalize hata
$erfc(x)$: Hata fonksiyonu
f_c	: Taşıyıcı işaretin frekansı
f_d	: Doppler frekansı
$f_{d \max}$: Maksimum Doppler frekansı
$\hat{f}_{o \max}$: Maksimum taşıyıcı frekans kaymasının kestirilmiş değeri
f_m	: Kaynak işaretinin en yüksek frekanslı bileşeni
f_o	: Taşıyıcı frekans kayması

\hat{f}_o	: Taşıyıcı frekans kaymasının kestirilmiş değeri
$f_{o\max}$: Maksimum taşıyıcı frekans kayması
f_s	: Örnekleme frekansı
g_0, g_1	: Katlamalı kodlayıcı üreteç çokterimlileri
$H(f)$: Kanalın frekans tepkisi
$h(t)$: Kanalın birim vuruş tpkesi
H_k	: Kanalın frekans tepkesinin k . alt-taşıyıcı bileşeni
\hat{H}_k	: Kanalın frekans tepkesinin k . alt-taşıyıcı bileşeninin kestirilmiş değeri
I_k	: Kanal modelinin k . örnekleme anındaki eşvrelili bileşeni
J	: Amaç fonksiyonu
K	: Ricean kanal K katsayısı
K_{MOD}	: Modülasyon biçimine bağlı normalizasyon katsayısı
$L_{-26,26}$: IEEE802.11a standardı uzun başlangıç ekini elde etmek için kullanılan dizi
$L+1$: Çok yollu kanalın dal sayısı
L_b	: DFE'nin geri-beslemeli filtre dal sayısı
L_f+1	: DFE'nin ileri-beslemeli filtre dal sayısı
m	: M seviyeyi kodlamak için gerekli bit sayısı
M_n	: Karar değişkeni
$M_{n\max}$: Karar değişkeninin maksimum değeri
n	: Yol kaybı üssü
N	: Ortalama gürültü gücü
N_0	: Gürültünün spektral yoğunluğu
N_{BPSC}	: Alt-taşıyıcı başına kodlanmış bit sayısı
N_{CBPS}	: OFDM simgesi başına kodlanmış bit sayısı
N_{DBPS}	: OFDM simgesi başına veriye ait bit sayısı
N_{SD}	: Veri alt-taşıyıcı sayısı
N_{SP}	: Pilot alt-taşıyıcı sayısı
N_{ST}	: Toplam alt-taşıyıcı sayısı
$n(t)$: Gürültü işareti

- $P_{0...126}$: Pilotların polaritelerini kontrol eden dizi
- P_B : Bit hata olasılığı
- $P(e|s)$: Kanaldan $s(t)$ gönderildiğinde hata ortaya çıkma olasılığı
- p_k : Bir simgenin ortaya çıkma olasılığı
- P_N : Giriş işareti ile istenilen çıkış arasındaki çapraz ilişki vektörü
- $p(z|s_1)$: Kanaldan $s_1(t)$ gönderildiğinde alıcı çıkışındaki işaretin olasılık yoğunluk dağılımı
- $p(z|s_2)$: Kanaldan $s_2(t)$ gönderildiğinde alıcı çıkışındaki işaretin olasılık yoğunluk dağılımı
- Q_k : Kanal modelinin k . örnekleme anındaki dikevreli bileşeni
- $Q(x)$: Tümler hata fonksiyonu
- R : Veri hızı
- $R_{1,k}, R_{2,k}$: Alınan ilk $2N$ örneğin k . frekans bölgesi örnekleri
- R_{ex} : Hata ile giriş işareti arasındaki çapraz ilişki fonksiyonu
- r_n : Alınan zaman bölgesi örneği
- R_{NN} : Giriş işareti öz-ilişki matrisi
- S : Alınan işaretin ortalama gücü
- $S_{-26,26}$: IEEE802.11a standardı kısa başlangıç ekini elde etmek için kullanılan dizi
- $SA_{-26,26}$: Hiperlan/2 standardı başlangıç ekini elde etmek için kullanılan dizi
- $SB_{-26,26}$: Hiperlan/2 standardı başlangıç ekini elde etmek için kullanılan dizi
- $SC_{-26,26}$: Hiperlan/2 standardı başlangıç ekini elde etmek için kullanılan dizi
- $S(x)$: Çırpıcı üreteç çokterimlisi
- $s_c(t)$: Alt-taşıyıcı işareti
- s_d : Normalize hatanın standart sapması
- \hat{SNR} : SNR'nin kestirilmiş değeri
- $t_1 - t_{10}$: IEEE802.11a standardı kısa başlangıç eki içerisindeki kısa simgeler
- T_1, T_2 : IEEE802.11a standardı uzun başlangıç eki içerisindeki uzun simgeler
- T_b : Bit süresi
- T_{CP} : Çevrimsel önek süresi

T_{FFT}	: FFT süresi
T_{GI}	: Koruma aralığı süresi
T_{GI2}	: İki kat uzunluklu koruma aralığı süresi
Th	: Eşik değeri
T_{LONG}	: Uzun başlangıç eki süresi
T_{SHORT}	: Kısa başlangıç eki süresi
T_{SYM}	: OFDM simge süresi
T_{TR}	: Pencere fonksiyonunun geçiş süresi
T_U	: Faydalı simge süresi
$W(k)$: Pencere fonksiyonunun Fourier dönüşümü
$W_{N \times N}$: $N \times N$ boyutlu Walsh-Hadamard Dönüşüm matrisi
$x(t)$: Kaynak işareti
X_k	: Kanaldan gönderilen işaretin frekans bölgesi örnekleri
\hat{x}_k	: Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici çıkışı
\tilde{x}_k	: Karar verilmiş simge
v	: Hareketli araç hızı
v_k	: k . adımda alıcı girişindeki işaret örneği
$y(t)$: Kanal çıkışındaki işaret
y_k	: k . adımda CMF çıkışındaki işaret örneği
ϕ	: Taşıyıcı işaretin fazı
$\phi_c(t)$: Alt-taşıyıcının zamanla değişen fazı
ω	: Açısal frekans
ω_c	: Taşıyıcı işaretin açısal frekansı
$\omega(n)$: Ayrık pencere fonksiyonu
$w_T(t)$: IEEE802.11a standardının öngördüğü sürekli pencere fonksiyonu
$w_T(n)$: IEEE802.11a standardının öngördüğü ayrık pencere fonksiyonu
λ	: Elektromanyetik işaretin dalga boyu
λ_{max}	: Giriş işareti öz-ilişki matrisinin en büyük özdeğeri
η_B	: Bant verimliliği

η_k	: k . adımda alınan işarete eklenen gürültü örneği
$\bar{\tau}$: Ortalama gecikme yayılması
τ_d	: Gecikme zamanı
τ_n	: n . yola ait gecikme
τ_l	: Kanalın vuruş tepkesinin uzunluğu
τ_{rms}	: Etkin gecikme yayılması
θ_i	: Kanal modelinde i . ışının varış açısı
α_i	: Kanal modelinde i . ışının için başlangıç açısı
Δf	: İki alt-taşıyıcı arasındaki fark
ε	: Bağlı taşıyıcı frekans kayması
$\hat{\varepsilon}$: Bağlı taşıyıcı frekans kaymasının kestirilmiş değeri
$\hat{\varepsilon}_{max}$: Kestirilebilecek maksimum normalize taşıyıcı frekans kayması
γ	: Karar eşik değeri
γ_{CMF}	: CMF çıkışındaki işaret gürültü oranı
γ_{CH}	: Kanal çıkışındaki işaret gürültü oranı
μ	: LMS algoritmasının adım büyüklüğü

KISALTMALAR DİZİNİ

ABR	: Available Bit Rate
ACTS	: Advanced Communication Technologies and Services
ADC	: Analog to Digital Converter
AP	: Access Point
ARQ	: Automatic Repeat Request
ASCII	: American Standard Code for Information Interchange
ASK	: Amplitude Shift Keying
ATM	: Asynchronous Transfer Mode
AWACS	: ATM Wireless Access Communication System
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BAHAMA	: Broadband Adaptive Homing ATM Network
BEP	: Bit Error Probability
BER	: Bit Error Rate
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
BRAN	: Broadband Radio Access Network
CBR	: Constant Bit Rate
CCK	: Complementary Code Keying
CD	: Compact Disc
CDM	: Code Division Multiplexing
CFO	: Carrier Frequency Offset
CMF	: Channel Matched Filter
CMF-DFE	: Channel Matched Filter DFE
CP	: Cyclic Prefix
CRC	: Cyclic Redundancy Check
CSMA/CA	: Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance
DAB	: Digital Audio Broadcasting
DAC	: Digital to Analog Converter
DFE	: Decision-Feedback Equalizer
DFT	: Discrete Fourier Transform
DLC	: Data Link Control Layer

DQPSK	: Differential QPSK
DSP	: Digital Signal Processor
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
DVB-T	: Digital Video Broadcasting-Terrestrial
EC	: Error Control
EIRP	: Effective Isotropic Radiated Power
ETSI	: European Telecommunication Standards Institute
FBF	: Feedback Filter
FCC	: Federal Communications Commission
FDD	: Frequency Division Duplex
FDM	: Frequency Division Multiplexing
FEQ	: Frequency Domain Equalizer
FFF	: Feedforward Filter
FFT	: Fast Fourier Transform
FHSS	: Frequency Hopping Spread Spectrum
FSK	: Frequency Shift Keying
GPS	: Global Positioning System
GSM	: Global System for Mobile
HDTV	: High Definition Television
HF	: High Frequency
HIPERLAN	: High Performance Radio Local Area Network
I	: Inphase
ICI	: Inter-Carrier-Interference
IDFT	: Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
IR	: Infrared
ISDN	: Integrated Services Digital Network
ISI	: Inter-Symbol-Interference
ISM	: Industrial Scientific and Medical
IWHT	: Inverse Walsh-Hadamard Transform
LAN	: Local Area Network
LMS	: Least Mean Squares

LMS-DFE	: Least Mean Squares DFE
LOS	: Line of Sight
LTE	: Linear Transversal Equalizer
MAC	: Medium Access Control Layer
MBS	: Mobile Broadband Systems
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MLE	: Maximum Likelihood Estimation
MMAC	: Multimedia Mobile Access Communication
MMC	: Mobile Multimedia Communication
MMSE	: Minimum MSE
MMSE-DFE	: Minimum Mean-Square Error DFE
MSE	: Mean-Square Error
MT	: Mobile Terminal
NEC	: Nippon Electric Company
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OQPSK	: Offset QPSK
P/S	: Parallel to Serial
PAM	: Pulse Amplitude Modulation
PCM	: Pulse Code Modulation
PDA	: Personal Digital Assistant
PHY	: Physical Layer
PN	: Pseudo Noise
PSK	: Phase Shift Keying
Q	: Quadrature
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QoS	: Quality of Service
QPSK	: Quadrature (Quaternary) Phase Shift Keying
RF	: Radio Frequency
RLC	: Radio Link Control
RLS	: Recursive Least Squares
RLS-DFE	: Recursive Least Squares DFE
RRC	: Resource Request Control
S/P	: Serial to Parallel

SAMBA	: System for Advanced Mobile Broadband Applications
SHF	: Super High Frequency
SNR	: Signal to Noise Ratio
SWAN	: Seamless Wireless Network
TDD	: Time Division Duplex
TDL	: Tapped Delay Line
TDM	: Time Division Multiplexing
TEQ	: Time Domain Equalizer
UNII	: Unlicensed National Information Infrastructure
VBR	: Variable Bit Rate
VSAT	: Very Small Aperture Terminal
WAND	: Wireless ATM Network Demonstrator
WATMnet	: Wireless ATM Network
WBMCS	: Wireless Broadband Multimedia Communications System
WECA	: Wireless Ethernet Compatibility Alliance
WHT	: Walsh-Hadamard Transform
WLAN	: Wireless LAN
WWW	: World Wide Web
ZF-DFE	: Zero Forcing DFE
ZF-LTE	: Zero Forcing LTE

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Son on yılda, iletişim teknolojileri konusunda yapılan araştırmaların büyük bir kısmının üzerinde yoğunlaştığı konuların başında, daha yüksek hızlarda veri iletimi sağlayan iletişim sistemi tasarımı gelmektedir. Eğer bir takım sınırlayıcı etkenler olmasaydı, bu çalışmaların hedeflediği hızların çok çok üzerinde hızlara çıkılması yıllar önce gerçekleştirilmiş olurdu. Özellikle kablosuz iletişim sistemlerinin tasarımı sırasında göz önünde bulundurulması gereken çok önemli etkenler vardır.

Kablosuz iletişim sistemleri tasarımında en önemli sınırlayıcı etken iletişim kanalıdır. Kanalin idealden çok çok uzak olması çeşitli problemleri beraberinde getirmektedir. Bu problemlerin en önemlisi ise, çok-yollu yayılımın (multipath propagation) neden olduğu simgeler arası girişim (Inter-Symbol-Interference, ISI)'dir. Bu problemi aşmak için kanal denkleştirici (equalizer) kullanımı önemini koruyan bir yöntemdir.

İletişim sistemlerinin başarımını etkileyen diğer önemli bir etken de gürültüdür. Vericiden gönderilen simgeye ait işaret, gürültünün eklenmesiyle "0" olarak algılanması gerekirken "1", "1" olarak algılanması gerekirken "0" olarak algılanabilir. Böylece simge için hatalı karar verilmekte ve sistemin başarımı düşmektedir. Bu noktada yapılması gereken şey, gürültünün etkisiyle işaretin karar eşiğinin altına düşmesinin veya üstüne çıkmasının engellenmesidir. Bunu gerçekleştirmek için ise, ya gürültünün seviyesini düşürmek, ya da işaretin seviyesini yükseltmek gerekir. Yani, alıcıda işaretin gücünün gürültünün gücüne oranı olarak tanımlanan işaret gürültü oranını (Signal to Noise Ratio, SNR) maksimum yapmak gerekmektedir. Gürültü rastlantısal bir olay olduğundan gücüne etki edilmesi söz konusu değildir. Ancak, etkisini azaltıcı bazı yöntemler kullanılabilir. İşaretin gücünü arttırmak daha kolay bir çözümdür. Bunu gerçekleştirmenin en kolay yolu ise verici gücünü arttırmaktır. İşte bu noktada bir başka sınırlama ile karşılaşılmaktadır. Özellikle son yıllarda önemli bir sorun olarak ortaya çıkan elektromanyetik kirlilik ve bu kirliliğin insan sağlığı üzerinde meydana getirdiği olumsuz etkiler konusunda halkın duyarlılığının artması, verici gücünün sınırlandırılmasını zorunlu hale getirmiştir.

Verici gücü sınırlandırılmak zorunda olduğuna göre, alıcıda SNR'yi maksimum

yapmak için başka yöntemler kullanmak gerekmektedir. Bu yöntemler arasında enerji çoğullama ilkesine dayanan çeşitleme (diversity) yöntemi, çoklu anten kullanarak verici gücünü belirli bir doğrultuda yoğunlaştırma ilkesine dayanan hüzmeye oluşturma (beamforming) yöntemi ve gönderilecek veriye eklemeler yapılarak, bu eklemeler yardımıyla, iletim esnasında meydana gelen hataları alıcıda düzeltme ilkesine dayanan hata düzeltme kodlaması (error correcting coding) yöntemi önemli yer tutmaktadır [1], [2]. Kodlamada veri hızını düşürmeden veya kullanılan bant genişliğini arttırmadan SNR'yi arttırmak mümkün değildir [1], [2], [3]. Diğer yandan, çoklu anten sistemi işaretin dalga boyuyla orantılı olarak geniş bir alan gerektirmektedir. Bu yüzden, çeşitleme yöntemi diğerlerine göre daha ekonomik ve kullanışlı olduğu için endüstrinin en çok tercih ettiği yöntemdir [1]. İletişim sistemlerinde değişik çeşitleme yöntemleri kullanılabilir.

Özellikle gezgin (mobile) iletişim sistemlerinde aranan bazı özellikler vardır. Bu sistemlerin hafif olması, fazla yer kaplamaması ve enerji tüketimlerinin düşük olması istenir. Enerji depolama kapasiteleri yüksek, boyutları küçük ve hafif ağırlığa sahip piller konusunda araştırmalar yapılmaktadır. Çalışmaların büyük bir kısmı da, çok az güç harcayan ve daha hızlı yarı-iletken yongalar geliştirme konusunda yoğunlaşmaktadır. Bu araştırmalar sonucunda ortaya çıkacak olan ürünlerin gezgin iletişim sistemlerinde kullanılması ile daha hafif, daha az enerji tüketen ve daha hızlı veri iletimi sağlayan sistemler elde edilmiş olacaktır.

Diğer yandan, gezgin iletişim sistemlerinde kanal kestirimi, kanal denkleştiricinin hesaplanması ve koşulması gibi hesaplama karmaşıklığını arttıran işlemler gerçekleştirilmektedir. Bu işlemlerin yapılabilmesi için ek sayısal işaret işleyici (Digital Signal Processor, DSP) ve benzeri donanıma gerek duyulabilmektedir. Bu ise, gezgin üniteye hem enerji tüketiminin artmasına, hem boyutların büyümesine, hem de ağırlığının artmasına neden olmaktadır. Gezgin ünitenin yapısını basitleştirmek, enerji tüketimini azaltmak ve karmaşık algoritmaların gerçekleştirildiği bir sistem olmaktan çıkarıp, sadece işaret algılama işini yapan basit bir sistem haline dönüştürmek için kanal denkleştirici vericiye taşınabilir [4], [5]. Bu durumda kanal kestirme ve kanal denkleştirici katsayılarının hesaplanması işlemleri de vericide gerçekleştirilmek zorundadır. Böyle bir sistemin en büyük dezavantajı ise, vericide kanalı kestirebilmek için gezgin üniteye vericiye doğru bir geri-besleme kanalına ihtiyaç duyulmasıdır. Bunun için gerekebilecek ek donanım için fiziksel alan ve enerji vericide fazlasıyla vardır. Böylece, gezgin üniteye enerji harcayan ve yer kaplayan donanımın bir kısmı vericiye taşınarak, daha basit, daha

hafif, daha küçük boyutlu ve daha az enerji harcayan bir gezgin ünite yapısı gerçekleştirilmiş olacaktır.

1.2. OFDM Tekniğinin Tarihi Gelişimi

OFDM'nin (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) geçmişi 1950'li yılların ikinci yarısına kadar uzanmaktadır. Bu tekniğin ilk kullanıldığı sistem, 1957 yılında askeri amaçlı olarak geliştirilen HF (High Frequency) bandında çalışan KINEPLEX modemidir [6]. Daha sonra bunu benzerleri, ANDEFT [7] ve KATHRYN [8], [9] takip etti. R. W. Chang 1966 yılında yayınladığı bir çalışmasında, bant sınırlı doğrusal bir kanal üzerinden ISI ve ICI (Inter-Carrier-Interference) olmadan mesaj iletme prensibini ortaya koydu [10]. Aynı yıl içerisinde patent başvurusunu da yaptı. Chang'ın bu yayınından kısa bir süre sonra, B. R. Saltzberg bir kanaldaki bozulmanın, kanallar arası çapraz karışmadan (crosstalk) daha önemli olduğunu ve sistemin başarımını belirlemede daha baskın olduğunu belirten, başarımlı analizleri de yaptığı çalışmasını 1967'de yayınladı [11]. Chang 1966 yılında başvurusunu yaptığı patenti 1970 yılında aldı [12].

Bu zamana kadar yapılan çalışmalar, alt-taşıyıcıların ayrı ayrı üretilmesini ve büyük oranda süzgeçleme yapılmasını öngörmekteydi. OFDM teorisine büyük katkı yapan S. B. Weinstein ve P. M. Ebert'in yayını 1971 yılında yayınlandı [13]. Temel bant modülasyon ve demodülasyonunun DFT (Discrete Fourier Transform) kullanılarak yapılabileceğini gösterdiler. Böylece alt-taşıyıcı bankası ve süzgeç bankası ihtiyacı ortadan kalkmış oldu. ISI ve ICI ile mücadele etmek için, hem simgeler arasında güvenlik boşluğu bırakılıyordu hem de frekans tepkisi yükseltilmiş kosinüs (raised-cosine) biçimli süzgeç kullanılıyordu. OFDM sistemlerde temel bant işaret işleme artık daha önemli hale geliyordu.

Daha sonra A. Peled ve A. Ruiz, simgeler arasında güvenlik için boşluk bırakmak yerine, bu boşluğu OFDM simgesinin bir parçasıyla doldurarak elde edilen çevrimsel öneki (cyclic prefix, CP) kullanarak alt-taşıyıcılar arası ortogonalite problemini çözdüler [14]. Bu yöntem çevrimsel önekin boyuna bağlı olarak enerji kaybına neden olsa da, sonuçta elde edilen sıfır ICI bunu tolere etmektedir. 1985 yılında L. J. Cimini OFDM'nin gezgin iletişim sistemlerinde kullanılmasını açıklayan bir çalışmasını yayınlamıştır [15]. Ardından OFDM'nin sayısal yayıncılık alanında kullanılmasıyla ilgili çalışmaların başladığı görülmektedir [16]. 1991 yılında ise, mevcut çift bakır iletkenli telefon hatları üzerinden yüksek hızlı iletişim çalışmalarında OFDM'in kullanılmaya başlandığı görülmektedir [17].

Kullanım alanı gittikçe genişlemeye başlayan OFDM, 1995 yılında ETSI'nin (European Telecommunication Standards Institute) DAB (Digital Audio Broadcasting) standardı ile birlikte ilk kez standartlaşmış olur [18]. Bundan iki yıl sonra da DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) standardı çıkar [19]. 1999 yılında ise IEEE'nin (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11a ve ETSI'nin HIPERLAN/2 (High Performance Radio Local Area Network Type 2) standartları çıkar [20], [21]. Bu standartlar, kısa mesafeli, kablosuz yerel alan ağları ile ilgili iki önemli standarttır. Bugün ise, OFDM IEEE'nin yeni 802.11g ve 802.16 standartları için düşünülmektedir.

1.3. Kablosuz İletişim ve Yüksek Veri Hızı Gereksinimi

Hızla gelişen teknolojiler bir yandan insanların ihtiyaçlarının karşılanmasını sağlarken, diğer yandan yeni yeni ihtiyaçların ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Günümüzde İnternet üzerinden yapılan görüntü, ses ve veri iletişimindeki müthiş artış ve cep telefonlarındaki benzeri yaygınlaşma, çoklu ortam uygulamaları beklentilerinin büyük olduğunu doğrular niteliktedir. Bu dünyayı bir "Küresel Bilgi Köyü" haline getirecek olan, yeni nesil kablosuz geniş bantlı çoklu ortam iletişim sistemleri (Wireless Broadband Multimedia Communications Systems, WBMCSs) konusunda çalışmalar büyük bir hızla devam etmektedir [22]. Öyle görünüyor ki, yakın bir gelecekte kablosuz iletişim sistemleri çok daha önemli bir konuma geleceklerdir.

Bugüne kadar geliştirilen sistemler incelendiğinde, hemen hepsinin tek bir amaç için gerçekleştirildiği görülür. Bu nedenle, mevcut sistemler değişik amaçlar için kullanılmaya çalışıldığında değişik sorunlarla karşılaşmaktadır. Örneğin, konuşmak amacıyla evlere çekilmiş olan telefon hatları üzerinden kablo-TV yayını alınamaz. Bunun için ek bir kablonun çekilmesi gereklidir. Yeni nesil WBMCS'ler değişik türde hizmetleri sunabilecek özelliklerde olacaklardır.

Dünyanın her yerine yayılacak olan kablosuz ağlar, kullanıcılarına herhangi bir anda, herhangi bir yerdeki, herhangi bir kişiyle iletişim kurma olanağı sağlayacaktır [23]. Kablosuz ağlar sayesinde, insanlar parkta, bahçede veya okulda yürürken, taşınabilir cihazlarını kullanarak kişisel bilgisayarlarına erişip, dosya alış-verişi veya belge yazdırma işi yapabilecek, İnternet üzerinden etkileşimli oyunlar oynayabilecek ve hatta çok uzaklarda bir yerde yapılmakta olan konferansa katılabileceklerdir.

Ülkemizde ve dünyada iletişim endüstrisi büyük bir hızla gelişirken, pazarı da aynı

hızla büyümeaktadır. Daha 80'li yılların ortalarına kadar normal telefon hizmeti gitmemiş köyler bile bugün GSM (Global System for Mobile) şebekelerinin kapsama alanına girmektedir. Artık insanlara sadece telefon hizmetinden yararlanmak yetmemekte, video konferans, kablosuz İnternet, görüntülü telefon ve diğer çoklu ortam uygulamalarından da yararlanmak istemektedirler. Bu istekler yeni teknolojilerin geliştirilmesini zorunlu hale getirirken, geliştirilen yeni teknolojiler de kendi pazarını oluşturmaktadır. Avrupa'da hücresel sistem kullanıcı sayısı her yıl % 50'den fazla artmaktadır. Kullanıcı isteklerinin karşılanabilmesi için daha yüksek kapasiteye sahip, yeni iletişim sistemlerinin geliştirilmesi gerekmektedir. Analog sistem teknolojisi ile bunun sağlanamayacağı görüldüğünden, sayısal sistemler geliştirilerek bu gereksinim karşılanmaya çalışılmaktadır.

Son on yılda, dünyayı saran ağ olan İnternet kullanıcı sayısı çığ gibi büyüyen önemli bir iletişim ortamı oldu. Bunun sonucunda bilgisayar ağ teknolojilerine ve hizmetlerine olan talep arttı. Bu hizmetlerin kullanıcılara sunulabilmesi için, İnternet erişiminde ve bilgisayar ağlarında uziletişim sistemleri kullanılmaya başlandı. İnternet kullanıcılarının birçoğu, evlerinden modem aracılığıyla 9.6 kb/s ile 56 kb/s arasında sınırlı bir bağlantı hızına sahip olduklarından, gerçek zamanlı ses ve görüntü içeren uygulamaları izleyememekte ve bu İnternet kullanımına bir kısıtlama getirmektedir [24]. ISDN ile erişim hızı beş kat arttırılmış olsa da, gerek ücretinin yüksek olması ve gerekse çoklu ortam uygulamaları için gerekli olan hızı sağlamaktan uzak olması nedeniyle probleme bir çözüm olamamıştır. Daha hızlı ve daha düşük maliyetli sistem arayışları devam etmektedir.

Yeterli güvenlik önlemleri alındığı takdirde güvenilir bir iletişim ortamı olan İnternet ve bilgisayar ağlarına olan güven artışı, kablosuz iletişim sistemlerinin sağladığı herhangi bir yerde ve zamanda bağlanabilme, iletişim kurabilme özelliğine olan ilgi ve istek artışını da beraberinde getirdi. Böylece, çoklu ortam uygulamalarının ve etkileşimli uygulamaların gerektirdiği yüksek hıza ve yüksek güvenilirliğe sahip kablosuz uziletişim sistemlerinin geliştirilmesi kaçınılmaz hale geldi.

Ortogonal Frekans Paylaşımli Çoğullama sistemi, yukarıda sözü edilen problemlere çözüm getirmek iddiasıyla çıkmış bir sistemdir. 54 Mb/s'lik hıza ulaşabilen, simgeler arası girişime karşı dayanıklı ve kanalın frekans seçiciliğine daha az duyarlı, çok taşıyıcılı bir sistemdir. OFDM sistemi ilerleyen bölümlerde ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

1.4. Kablosuz Genişbantlı Çoklu-Ortam İletişim Sistemleri Konusunda Yapılmış Projeler

WBMCS'ler üzerine dünyanın çeşitli bölgelerinde değişik araştırmalar devam ederken, bazı önemli projeler de yapılmaktadır. Özellikle Amerika, Avrupa ve Japonya'da çok önemli projelere imza atılmıştır. Avrupa'da İleri İletişim Teknolojileri ve Hizmetleri (Advanced Communication Technologies and Services, ACTS) programı çerçevesinde, Avrupa Birliği tarafından desteklenen dört önemli proje gerçekleştirilmiştir. Bunlar; Magic WAND (Wireless ATM Network Demonstrator), AWACS (ATM Wireless Access Communication System), SAMBA (System for Advanced Mobile Broadband Applications) ve MEDIAN projeleridir. Bu projelere ait bilgiler Tablo 1.1'de verilmektedir.

Tablo 1.1. Önemli ACTS projeleri ve özellikleri [22].

	WAND	AWACS	SAMBA	MEDIAN
Frekans	5 GHz	19 GHz	40 GHz	61.2 GHz
Veri hızı	20 Mb/s	70 Mb/s	34 Mb/s	155 Mb/s
Modülasyon Biçimi	OFDM, 8 alt-taşıyıcı, 8 PSK	OQPSK	OQPSK	OFDM, 512 alt-taşıyıcı, DQPSK
Hücre Yarıçapı	20 – 50 m Tüm yönlü anten	50 – 100 m Yönlü anten + LOS	10 – 50 m Erişim noktasında yönlü anten	10 m Yönlü anten
Radyo Erişimi	TDMA / TDD	TDMA / TDD	TDMA / FDD	TDMA / TDD

Amerika'da, SWAN (Seamless Wireless Network) ve BAHAMA (Broadband Adaptive Homing ATM Network) projeleri yanında, bunlar kadar önemli olan, biri Bell laboratuvarlarında (Lucent Technology) yürütülen WATMnet (Wireless ATM Network) ve diğeri NEC (Nippon Electric Company) laboratuvarlarında geliştirilmekte olan iki proje daha vardır [25], [26], [27]. Japonya'da ise, 3 – 10 GHz SHF (Super High Frequency) bandında çalışan, 10 Mb/s hızı hedefleyen geniş bantlı gezgin iletişim sistemi ile 155 Mb/s veri hızını hedefleyen bina içi yüksek hızlı kablosuz ağ (Wireless LAN, WLAN) sistemleri üzerine çalışmalar sürdürülmektedir [28].

Avrupa'da yapılan önemli bir proje de MMC (Mobile Multimedia Communication) projesidir. 1996 yılında Hollanda'da Delft University of Technology'de başlanan proje

2000 yılında tamamlanmıştır. Projenin amacı, 60 GHz bandında OFDM kullanarak 155 Mb/s veri hızına ulaşmaktır. Hem bina içi hem de bina dışı kullanım öngörülmektedir. İşlevselliğin büyük kısmını erişim noktasına (access point) taşıyarak, karmaşıklığı düşük ve daha ucuz bir gezgin ünite hedeflenmiştir. Sabit bit hızı (constant bit rate, CBR), değişken bit hızı (variable bit rate, VBR) ve kullanılabilir uygun bit hızı (available bit rate, ABR) özelliklerine sahip bir sistemin tasarlanmasına çalışılmıştır [29].

1.5. Standartlar ve Frekans Bantları

Kablosuz geniş bantlı iletişim sistemleri konusunda üç farklı standart vardır. Birincisi IEEE tarafından 1997 yılı Temmuz ayında hazırlanıp, Kasım 1997'de yayınlanan IEEE 802.11 standardıdır [30]. İkincisi ETSI tarafından hazırlanan ETSI BRAN (Broadband Radio Access Networks) standardıdır [21]. Üçüncüsü ise Japonya Posta ve Uzay İdaresi, üretici firmalar ve hizmet sağlayıcı firmaların birlikte çalışmalarıyla hazırlanan MMAC (Multimedia Mobile Access Communication) standardıdır [22].

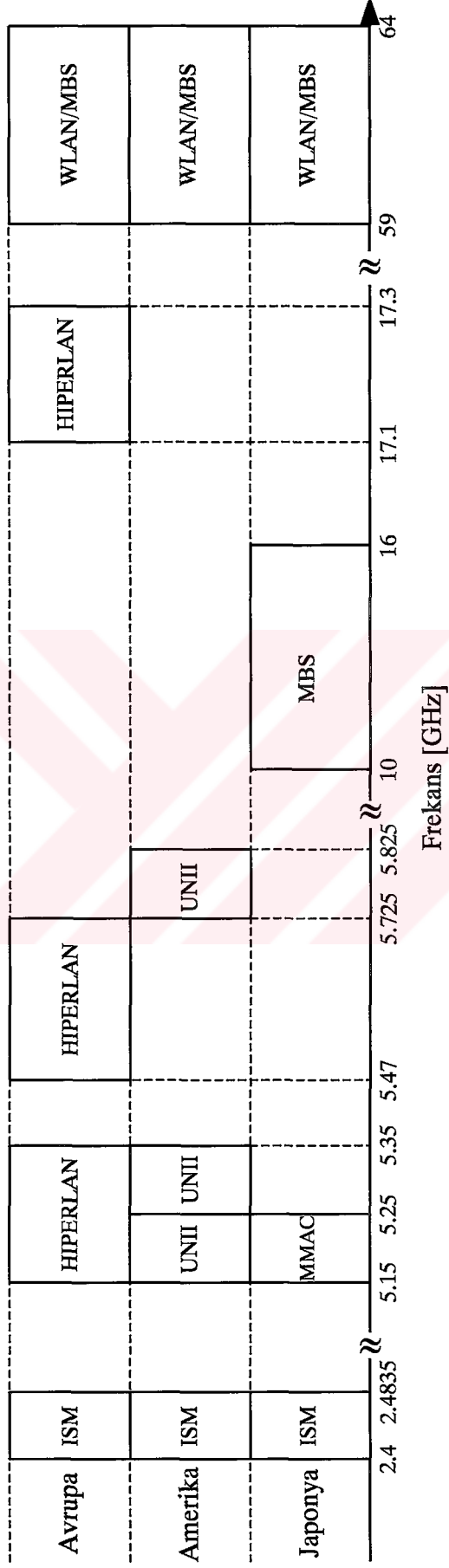
IEEE, ilk kablosuz yerel alan ağ standardını lisans gerektirmeyen 2.4 GHz ISM (Industrial, Scientific and Medical) bandı için hazırladı. Bu standart ile ortam erişim kontrolü (Medium Access Control, MAC) ve üç ayrı fiziksel katman tanımlanmıştır. Bunlar; Doğrudan dizili yayılı spektrum (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS), frekans atlama yayılı spektrum (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS) ve kızıl ötesi (Infrared, IR) olmak üzere, 1 Mb/s veri hızı (2 Mb/s seçmeli) sağlaması öngörülmüştür [30]. 1998 yılından beri bu standartta ürünler piyasada satılmaktadır. Başlangıçta bu ürünlerin pahalı olması, hızın 1-2 Mb/s ile sınırlı olması ve farklı firmaların ürettiği erişim noktaları ve adaptörlerinin birbiriyle uyumlu çalışmaması yüzünden fazla tutulmadılar. Bunun üzerine üreticiler bir araya gelerek, Kablosuz Ethernet Uygunluk İttifakı (Wireless Ethernet Compatibility Alliance, WECA)'nı kurdular ve birbiriyle uyumlu çalışan ürünlere sertifika vermeye başladılar. Bir çok firmanın üretim yapmasıyla fiyatlar da düşmeye başlayınca kablosuz ağlara olan ilgi arttı.

IEEE 802.11 standardının ardından, tamamlayıcı kod anahtarlama (Complementary Code Keying, CCK) yöntemini kullanarak veri hızını 2.4 GHz bandında 11 Mb/s'ye çıkaran IEEE 802.11b standardı ile OFDM yöntemini kullanarak veri hızını 5 GHz bandında 6-54 Mb/s'ye çıkaran IEEE 802.11a standartları geliştirildi [20], [31]. IEEE 802.11b standardında ürünlerin 1999 yılı ortalarında piyasaya çıkmasıyla beraber, eski

standarttaki ürünlerin satışı normal olarak düşmeye başladı. ETSI tarafından IEEE 802.11a standardının Avrupa'daki karşılığı olan HIPERLAN/2 standardı da 1999 yılında çıktı [21]. ETSI'nin ve IEEE'nin 5 GHz bandı standartları birbirine çok benzemektedirler. En büyük ortak özellikleri ise OFDM tabanlı olmalarıdır. Japonya'nın MMAC standardı ise her ikisini de desteklemektedir. ETSI BRAN ve Japon MMAC standartları, OFDM'yi 5 GHz bandında bir dünya standardı yapmak için birlikte geliştirilmişlerdir [22].

Avrupa, Amerika ve Japonya'da kablosuz geniş bantlı çoklu ortam iletişim sistemleri Şekil 1.1'de görüldüğü gibi 2, 5 ve 60 GHz frekans bantlarına yayılmıştır. 2.4 GHz ISM bandı olup, bu bant belirli sınırlamalar dahilinde çok değişik sistemler tarafından lisans gereksinimi olmadan kullanılabilir. Bu yüzden bu bantta girişim kaynakları oldukça fazladır. 5 GHz bandı ise özellikle kablosuz geniş bantlı çoklu ortam iletişim sistemleri için ayrılmıştır. Avrupa'da bu bant sadece HIPERLAN standardındaki cihazların kullanımına açıktır. ETSI standardına göre 5 GHz bandında, 5.15–5.35 GHz arası alt bant ve 5.470–5.725 GHz arası üst bant olmak üzere iki alt bant tanımlanmıştır. Böylece 5 GHz bandında HIPERLAN standardı için toplam 455 MHz'lik bant ayrılmış olmaktadır. 5.15-5.35 GHz bandı için maksimum çıkış gücü 23 dBm, yani 200 mW ile sınırlandırılmıştır. 5.470-5.725 GHz bandı için ise maksimum çıkış gücü 1 W ile sınırlandırılmıştır.

IEEE 802.11a standardı, 5 GHz UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) bandında toplam 300 MHz bant genişliği kullanımını öngörmektedir. Amerika'da frekans bandının iletişim ve yayıncılıkta kullanımını düzenleyen kuruluş olan FCC (Federal Communications Commission), bu bandı 100 MHz'lik üç alt banda ayırmıştır. Alt ve orta bant birbirine bitişiktir. Alt bant 5.15–5.25 GHz arasındadır ve maksimum çıkış gücü 50 mW, orta bant 5.25-5.35 GHz arasındadır ve maksimum çıkış gücü 250 mW, üst bant ise 5.725–5.825 GHz arasındadır ve maksimum çıkış gücü 1 W ile sınırlandırılmıştır. Alt bant sadece bina içi, orta bant yakın mesafeli binalar arası (küçük yerleşkelerde) ve üst bant ise yaklaşık 10 km yarıçaplı bir alan içerisinde kablosuz ürünlerin kullanımı için tahsis edilmiştir.



Şekil 1.1. Avrupa, Amerika ve Japonya'da kablosuz iletişim sistemleri için ayrılmış frekans bantları

1.6. Kanal Kapasite Teoremi

Bant verimliliğinin ulaşabileceği bir üst sınır vardır. Veri hızının en büyük olduğu durumda bant verimliliği maksimum olur. Bir kanaldan, belirli bir bit hata olasılığı içerisinde, belirli bir sürede iletilebilecek bilgi miktarı “kanal kapasitesi” olarak adlandırılır ve aşağıdaki ifade ile verilir [35]:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \text{ b/s} \quad (1.1)$$

Burada C kanal kapasitesini, B işaretin bant genişliğini, S ortalama işaret gücünü ve N ise gürültü gücünü göstermektedir. Bu ifadeyi biraz daha açık yazabilmek için,

$$\begin{aligned} S &= E_b R \\ N &= N_0 B \end{aligned} \quad (1.2)$$

yazılabilir. Bu durumda kanal bilgi kapasitesi,

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{E_b R}{N_0 B} \right) \quad (1.3)$$

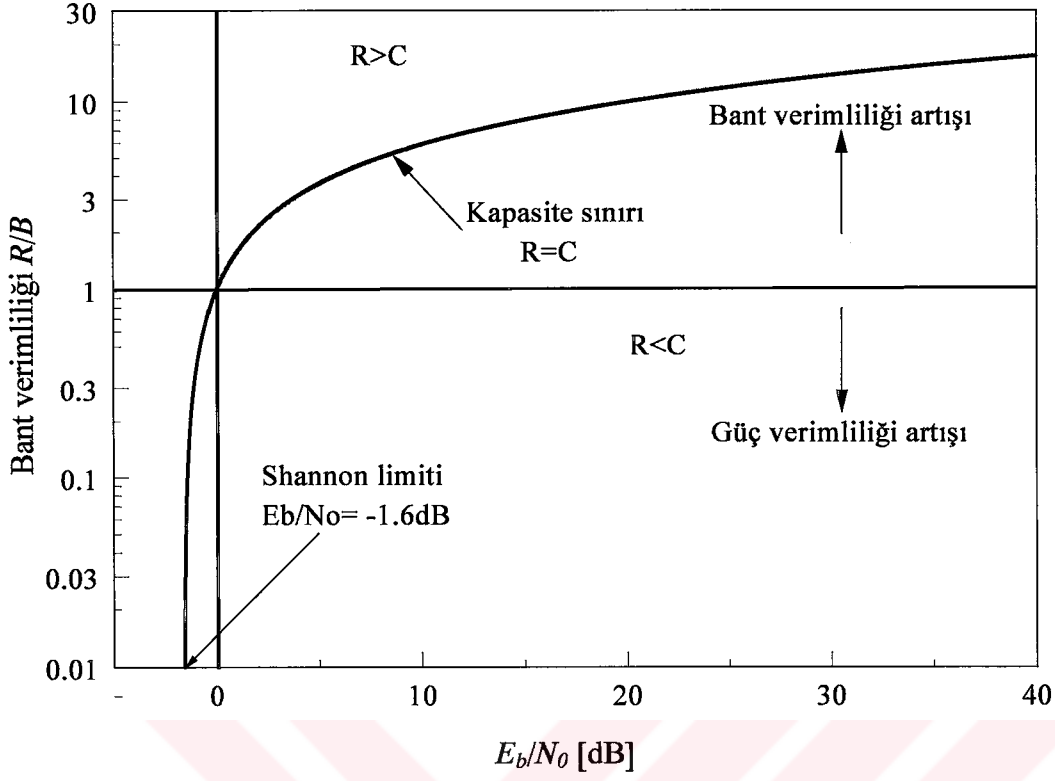
olarak elde edilir. İdeal sistem durumunda $R = C$ olacaktır. Bu noktadan hareketle ideal sistem için bant verimliliği

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{E_b C}{N_0 B} \right) \quad (1.4)$$

olarak bulunur. İdeal sisteme erişmek için gerekli olan E_b / N_0 değeri ise,

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^{C/B} - 1}{C/B} \quad (1.5)$$

olacaktır. Şekil 1.2’de bant verimliliğinin E_b / N_0 ’a göre değişimi görülmektedir.



Şekil 1.2. Bant verimliliğinin E_b/N_0 ile değişimi

Bant verimliliğinin E_b / N_0 'a göre değişimi oldukça önemli özelliklere sahiptir. $B \rightarrow \infty$ veya $(R/B) \rightarrow 0$ için kapasite sınırının bir asimptotu vardır. Yani bant genişliğinin sonsuz olması durumunda hatasız iletişim yapılabilmesi için gerekli olan bir minimum E_b / N_0 değeri bulunabilir. Bu değeri belirleyebilmek için

$$\lim_{x \rightarrow 0} (1+x)^{1/x} = e \quad (1.6)$$

eşitliği kullanılmalıdır [32]. Öncelikle

$$x = \frac{E_b C}{N_0 B} \quad (1.7)$$

dönüşümü yapılır ve bu kanal bant verimliliği denkleminde yerine konulursa,

$$\frac{C}{B} = \frac{E_b}{N_0} \frac{C}{B} \log_2(1+x)^{1/x} \quad (1.8)$$

$$1 = \frac{E_b}{N_0} \log_2(1+x)^{1/x}$$

elde edilir. $B \rightarrow \infty$ veya $(R/B) \rightarrow 0$ limit durumunda

$$1 = \frac{E_b}{N_0} \log_2 e \quad (1.9)$$

ve buradan

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\log_2 e} = 0.693 \quad (1.10)$$

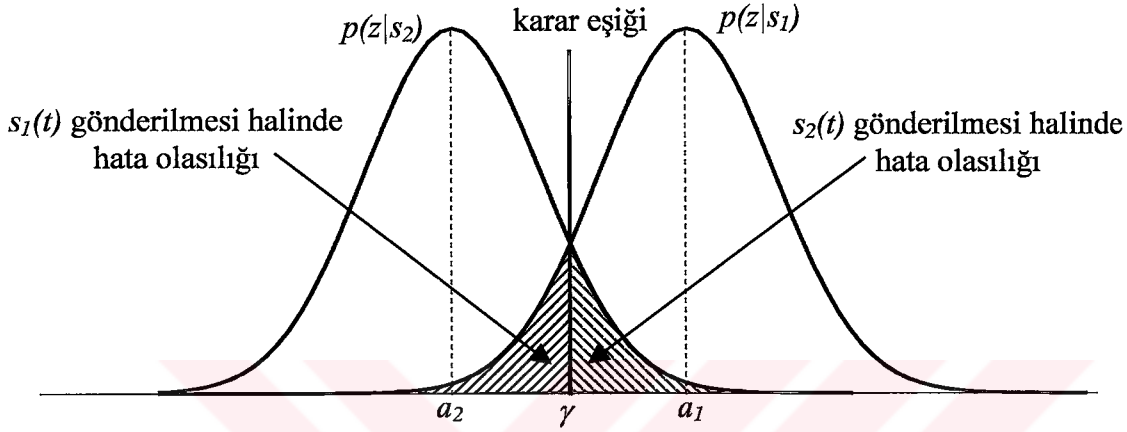
$$\frac{E_b}{N_0} = -1.6 \text{ dB}$$

olarak elde edilir. Sonsuz bant genişliği kullanılması halinde hatasız iletişim yapabilmek için gerekli olan bu E_b / N_0 değeri ‘‘Shannon limiti’’ olarak bilinmektedir. Böyle bir limit değerde iletişim teorik olarak yapılabilir olsa da pratikte gerçekleştirilemez. Çünkü sonsuz bant genişliğinin kullanılması söz konusu olamaz. Shannon limiti, kodlama yapılarak erişilebilecek son noktadır. İkili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK) modülasyonda kodlama yapılmadan 10^{-5} hata olasılığı için gerekli E_b / N_0 değeri 9.6 dB’dir. Kodlama teknikleri kullanılarak 11.2 dB’lik başarımlı artırımı sağlanabilir. Son yılların en gözde kodlama tekniği olan turbo kodlama ile yaklaşık 10 dB başarımlı artırımı sağlanmıştır [32].

Bant verimliliğinin E_b / N_0 ’a göre değişiminden, $R < C$ için hatasız iletişimin yapılabileceği ve $R > C$ için ise hatasız iletişimin yapılamayacağı anlaşılmaktadır. Ayrıca $R/B = 1$ doğrusunun üzerine doğru çıkıldıkça bant verimliliği artışı sağlanmakta, daha yüksek veri iletim hızlarına çıkılabilmekte fakat gerekli olan güç artmaktadır. $R/B = 1$ doğrusunun aşağısına doğru inildikçe ise iletişim için gerekli olan güç azalırken, iletişim için gerekli olan bant genişliği artmakta, dolayısıyla veri iletim hızı düşmektedir.

1.7. Bit Hata Olasılığı

İkili modülasyon türlerinde alıcı çıkışındaki işaretin belirli bir γ eşik değerinden büyük veya küçük oluşuna göre, verici tarafından 1 veya 0 gönderilmiş olduğuna karar verilir. Bu durum Şekil 1.3'te görülmektedir.



Şekil 1.3. Kanaldan $s_1(t)$ ve $s_2(t)$ gönderildiğinde alıcı çıkışındaki işaretin olasılık yoğunluk dağılımı

Hata iki şekilde ortaya çıkabilir. Kanaldan $s_1(t)$ gönderilmiş olmasına rağmen, gürültü nedeniyle alıcı çıkışındaki işaret γ eşik değerinden daha küçük kaldığı için $s_2(t)$ gönderilmiş gibi algılanabilir. Bu hatanın ortaya çıkma olasılığı Şekil 1.3'te karar eşiği çizgisi ile $p(z|s_1)$ eğrisi altında kalan taralı alan ile belirlenir. Bu alan

$$P(e|s_1) = \int_{-\infty}^{\gamma} p(z|s_1) dz \quad (1.11)$$

olarak ifade edilebilir. Burada

$$p(z|s_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{z-a_1}{\sigma}\right)^2\right] \quad (1.12)$$

$s_1(t)$ gönderildiğinde alıcı çıkışındaki $z(t)$ rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk

fonksiyonunu göstermektedir. Hata, kanaldan $s_2(t)$ gönderilmiş olmasına rağmen, gürültünün etkisiyle alıcı çıkışındaki işaretin γ eşik değerinden büyük olması ve $s_1(t)$ gönderilmiş gibi algılanması sonucunda da ortaya çıkar. Bu hatanın ortaya çıkma olasılığı Şekil 1.3'te karar eşiği çizgisi ile $p(z|s_2)$ eğrisi altında kalan taralı alan ile belirlenir. Bu alan

$$P(e|s_2) = \int_{\gamma}^{\infty} p(z|s_2) dz \quad (1.13)$$

olarak belirlenebilir. Burada

$$p(z|s_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{z-a_2}{\sigma}\right)^2\right] \quad (1.14)$$

$s_2(t)$ gönderildiğinde alıcı çıkışındaki $z(t)$ rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk fonksiyonunu göstermektedir. Toplam hata olasılığı, hata olasılıkları toplamına eşittir. İkili modülasyon durumu için bit hata olasılığı (Bit Error Probability, BEP)

$$P_B = \sum_{i=1}^2 P(e|s_i)P(s_i) \quad (1.15)$$

olarak elde edilir. Daha açık ifade edilecek olursa

$$P_B = P(e|s_1)P(s_1) + P(e|s_2)P(s_2) \quad (1.16)$$

olur. $P(s_1) = P(s_2) = 1/2$ olduğu kabul edilirse

$$P_B = \frac{1}{2}P(e|s_1) + \frac{1}{2}P(e|s_2) \quad (1.17)$$

olacaktır. Eşik değeri çizgisinin sağındaki ve solundaki alanlar eşit olduğundan $P(e|s_1) = P(e|s_2)$ olacaktır. Dolayısıyla

$$P_b = P(e | s_1) = P(e | s_2) \quad (1.18)$$

elde edilir. Buradan hareketle

$$\begin{aligned} P_b &= \int_{\gamma=(a_1+a_2)/2}^{\infty} p(z | s_2) \\ &= \int_{\gamma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{z-a_2}{\sigma}\right)^2\right] dz \end{aligned} \quad (1.19)$$

yazılabilir. Burada $u = (z-a_2)/\sigma$ değişken dönüşümü yapılırsa, $dz = \sigma du$ elde edilir. Ayrıca, $u = (z-a_2)/\sigma$ eşitliğinde integral alt sınırı için $z = (a_1+a_2)/2$ yazılacak olursa, $u = (a_1 - a_2)/2\sigma$ bulunur. Böylece,

$$P_b = \int_{u=(a_1-a_2)/2\sigma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-u^2/2)\right) du = Q\left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma}\right) \quad (1.20)$$

elde edilir. Burada $Q(x)$ tümler hata fonksiyonu (Complementary error function) olarak adlandırılır ve şöyle tanımlanır:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2/2) du \quad (1.21)$$

Tümler hata fonksiyonunun çok sık kullanılan bir diğer biçimi

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (1.22)$$

ile verilir. Bu iki biçim arasındaki ilişki

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

$$Q(x) = \frac{1}{2}erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$
(1.23)

ile verilir.

1.8. Gezgin Radyo İletişim Kanalının Özellikleri ve Modellenmesi

Kablosuz iletişim sistemlerinin başarımını belirlemede en önemli etken gezgin radyo kanalıdır. Bu nedenle, taşınabilir cihazlar kullanılarak başarılı bir iletişim sistemi gerçekleştirilmek isteniyorsa, öncelikle birçok problemi bünyesinde taşıyan gezgin iletişim kanalının çok iyi anlaşılması gerekir. Verici ile alıcının birbirini direk görebileceği durumlar olsa da, genellikle binalar, dağlar, ağaçlar gibi çeşitli doğal ve insan yapımı engeller iletim ortamının bozulmasına neden olurlar. İşaret, vericiden alıcıya tek bir yolu takip ederek ulaşmaz. Genellikle işaretin bir çok kopyası farklı yollardan, farklı gecikmelerle, farklı genlik ve fazlara sahip olarak alıcıya ulaşır. Bütün bu işaretler alıcıda toplanmakta ve sonuçta seviyesi çok hızlı değişen bir işaret elde edilmektedir. Aynı zamanda kullanıcının hareket halinde olduğu da düşünülecek olursa, alınan işaretin seviyesindeki değişimler çok daha büyük ve hızlı olacaktır. Bunlara ek olarak, farklı yolları kat ederek gelen işaretlerin oluşturacağı gecikme yayılması (delay spread), yüksek hızlı veri iletiminin önündeki en büyük engel olarak görülen simgeler arası girişime neden olur.

1.8.1. Radyo Dalgalarının Yayılımı

Elektromagnetik dalga yayılımının arkasındaki mekanizmalar çeşitlilik gösterse de, genelde yansıma (reflection), kırınım (diffraction) ve saçınım (scattering) nitelikleri taşır [34]. Yansıma, elektromagnetik dalganın dalga boyuna oranla çok büyük bir cisimle etkileşimi sonucunda ortaya çıkar. Yansımalar daha çok yeryüzünden, binalardan ve duvarlardan olur. Kırınım, verici ile alıcı arasındaki yol kuleler, tepeler, bina kenar ve köşeleri gibi keskin düzensizliklere sahip yüzeyler tarafından engellendiğinde ortaya çıkar. Saçınım ise, dalganın ilerlediği ortamdaki nesnelere boyutlarının dalga boyuna oranla daha küçük ve sayılarının büyük olduğu durumlarda ortaya çıkar. Pürüzlü yüzeyler, küçük

nesneler ve ağaç dal ve yaprakları saçılmış dalgalara neden olurlar.

Özellikle kentsel alanlardaki hücreli sistemlerin çoğunda verici ile alıcı arasında direk görüş (Line of Sight, LOS) bulunmaz ve direk görüşü engelleyen yüksek binalar önemli ölçüde kırınım kayıplarına neden olurlar. Çeşitli engellerden yansiyarak ve farklı uzunlukta yollar kat ederek alıcıya ulaşan dalgalar çok yollu yayılıma (multipath propagation) neden olurlar. Bu dalgaların gücü de verici ile alıcı arasındaki uzaklığa bağlı olarak azalır.

Elektromagnetik dalga yayılım modelleri genel olarak iki guruba ayrılırlar: Birincisi, vericiden belirli uzaklıktaki bir noktada ortalama işaret gücünü tahmin ederek vericinin kapsama alanını belirlemeye yarayan büyük ölçekli yayılım modelleridir. Bu modeller verici ile alıcı arasındaki mesafenin birkaç yüz metreden birkaç kilometreye kadar olduğu durumlarda işaret gücünü karakterize etmeye yararlar. İkincisi ise, dalga boyu mesafelerde veya kısa sürelerle alınan işaret gücünü belirlemeye yarayan küçük ölçekli yayılım modelleridir. Bu modeller yardımıyla alınan işaretin gücündeki çok hızlı iniş ve çıkışlar modellenilebilir.

1.8.2. İki Işınlı Yayılım Modeli

Serbest uzayda yayılım incelenirken vericiden alıcıya tek bir ışının ulaştığı ve her türlü yansıtıcı ve saçıcının ortamda bulunmadığı kabul edilmişti. Verici ve alıcı antenlerin yer yüzeyine sabitlendiği düşünülecek olursa, yer yüzeyinden yansımanın meydana gelmesi kaçınılmazdır. Bir ışın vericiden direk olarak alıcıya ulaşırken, ikinci ışın ise yerden yansiyarak alıcıya ulaşacaktır. Bu durum Şekil 1.4'te görülmektedir. Direk ışının alıcıda oluşturacağı elektrik alanı E_d ile, yansıyan ışının alıcıda oluşturacağı elektrik alanı ise E_r ile gösterilsin. Alıcıdaki toplam elektrik alanı, bu iki ışının oluşturduğu elektrik alanlarının toplamına eşit olacaktır. Bir verici antenin kendisinden d uzaklıktaki bir noktada oluşturacağı elektrik alan şiddeti

$$E(d,t) = \frac{E_0 d_0}{d} \cos \left[\omega_c \left(t - \frac{d}{c} \right) \right] \text{ V/m} \quad (1.24)$$

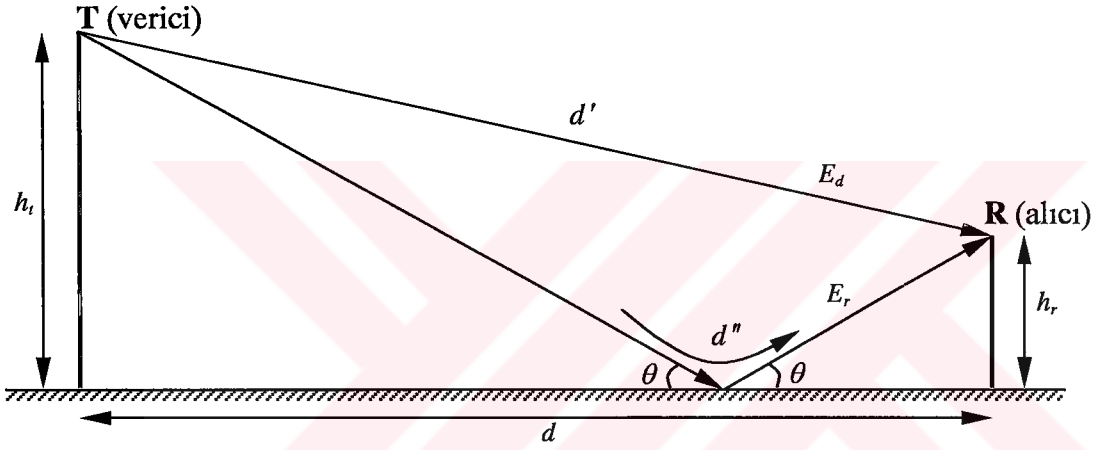
ile verilir [34]. Burada E_0 , d_0 referans uzaklığındaki elektrik alan şiddetini, ω_c açısal

frekansı ve c de ışık hızını göstermektedir. Buna göre, yerin mükemmel yansıtıcı olduğu kabul edilerek, alıcıdaki toplam elektrik alan şiddeti

$$E_t = E_d + E_r$$

$$= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos \left[\omega_c \left(t - \frac{d'}{c} \right) \right] + \Gamma \frac{E_0 d_0}{d''} \cos \left[\omega_c \left(t - \frac{d''}{c} \right) \right] \quad (1.25)$$

olacaktır. Burada $\Gamma = -1$ yerin yansıtma katsayısını, d' direk ışının aldığı yolun uzunluğunu ve d'' de yansıyarak gelen ışının aldığı yolun uzunluğunu göstermektedir.



Şekil 1.4. Yerden yansımali iki ışınlı yayılım modeli [34].

Son denklem biraz daha düzenlenecek olursa

$$E_t = E_0 d_0 \left\{ \frac{1}{d'} \cos \left[\omega_c \left(t - \frac{d'}{c} \right) \right] - \frac{1}{d''} \cos \left[\omega_c \left(t - \frac{d''}{c} \right) \right] \right\} \quad (1.26)$$

elde edilir. Gelen dalganın yer yüzeyi ile yaptığı açı ile yansıyan dalganın yer yüzeyi ile yaptığı açı birbirine eşit olduğundan [34], Şekil 1.4'teki dik üçgenler birbirine benzerdirler. Bu benzerlik özelliği kullanıldığında,

$$\Delta d = d'' - d' \quad (1.27)$$

ve h_t verici antenin yüksekliği, h_r alıcı antenin yüksekliği olmak üzere,

$$\Delta d = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (1.28)$$

olduğu gösterilebilir. Antenler arasındaki mesafe d 'nin anten boyları h_t ve h_r 'den çok büyük olduğu düşünülerek Δd için Taylor serisel yaklaşıklığı kullanılacak olursa

$$\Delta d \cong \frac{2h_t h_r}{d} \quad (1.29)$$

olarak elde edilir. İki ışının aldığı yollar arasındaki fark belirlendikten sonra, bunlar arasındaki faz farkı $\Delta\theta$ ile gecikme zamanı τ_d kolaylıkla belirlenebilir.

$$\Delta\theta = \frac{2\pi\Delta d}{\lambda} = \frac{\omega_c \Delta d}{c} \quad (1.30)$$

$$\tau_d = \frac{\Delta d}{c} = \frac{\Delta\theta}{\omega_c}$$

Ara işlemler [34]'de verilmektedir. Sonuçta, alıcıdaki elektrik alan şiddeti

$$E_t = \frac{2E_0 d_0}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \text{ V/m} \quad (1.31)$$

olarak bulunur. Alınan güç ise

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (1.32)$$

olur. Dikkat edilecek olursa bu durumda güç d^4 ile orantılı olarak azalmaktadır. Oysa serbest uzayda d^2 ile orantılı olarak azalmaktaydı. Genelde alınan güç, yayılım ortamının özelliklerine bağlı olarak d^n ile orantılı olarak azalmaktadır. Burada n yol kaybı üssünü göstermektedir. Tablo 1.2'de çeşitli ortamlar için yol kaybı üs değerleri verilmektedir [34].

Tablo 1.2. Değişik ortamlar için yol kaybı üs değerleri

Ortam	Yol kaybı üssü, n
Serbest uzay	2
Kentsel alan, hücresele radyo	2.7 - 3.5
Gölgeli alan, hücresele radyo	3 - 5
Bina içi, direk görüş var	1.6 - 1.8
Bina içi, direk görüş yok	4 - 6
Fabrika içi, direk görüş yok	2 - 3

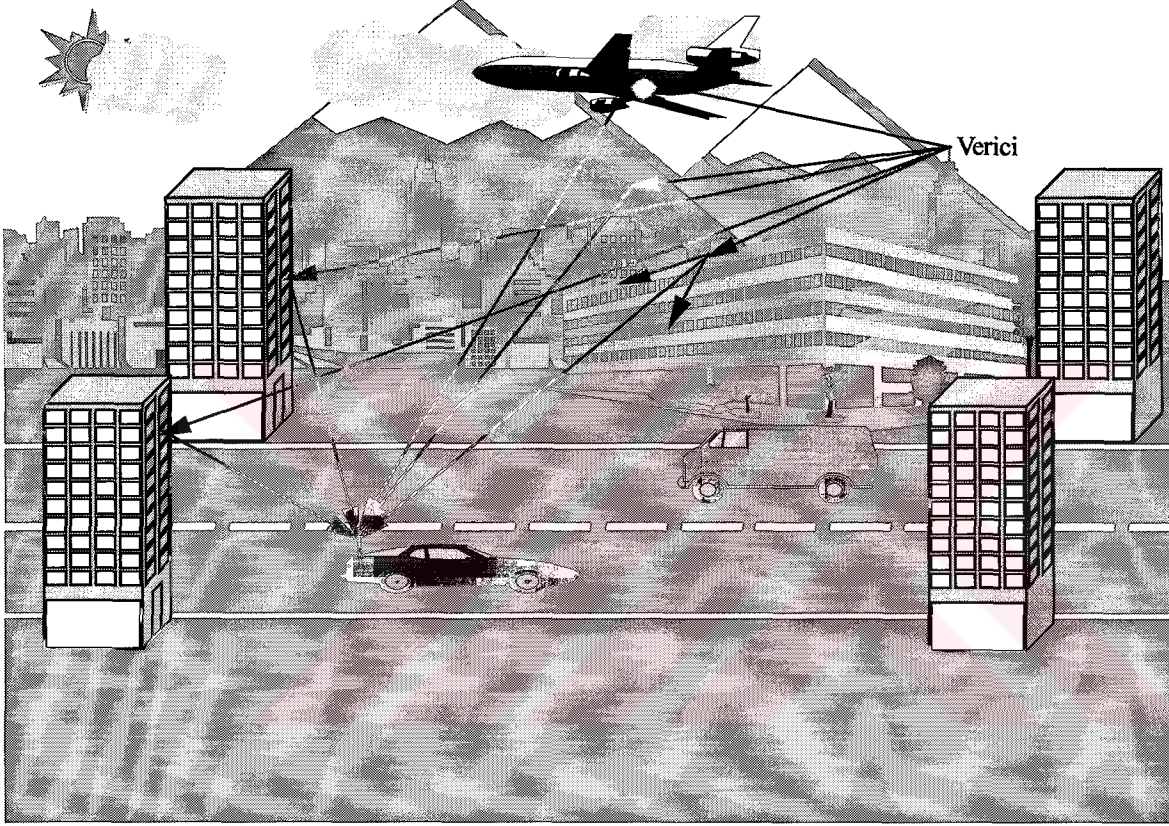
1.8.3. Çok Yollu Yayılım

İletim ortamının özelliklerine bağlı olarak, gönderilen işaretin iki veya daha fazla kopyası alıcıya farklı zamanlarda ulaşır. Dolayısıyla, iletim ortamında aynı anda birden çok simgeye ait işaret bulunur ve bu işaretler alıcıya aynı anda ulaşır. Aynı simgeye ait işaretlerin farklı yollardan, farklı gecikmelerle ve farklı fazlara sahip olarak alıcıya ulaşmaları “çok yollu yayılım” olarak adlandırılır. Alıcıdaki işaret, bu işaretlerin toplamından oluştuğu için, genliği ve fazında büyük değişimler olan bir işaret olacaktır. Alınan işaretin zarfında, ortalamaya göre 40 dB’lik zayıflamalar görülebilecektir [36]. Şekil 1.5’te çok yollu yayılımın meydana gelişini göstermektedir.

Verici ile alıcının birbirini gördüğü durumda, yani direk görüş varken, alıcıdaki işaret, doğrudan ulaşan işaret ile çok yollu yayılım bileşenlerinin toplamından oluşacaktır. Bu durumda alıcıdaki işaretin zarfındaki değişimler Ricean dağılım fonksiyonu ile modellenir [34]. Eğer alıcı ile verici birbirine yakın ise, alıcıya doğrudan ulaşan işaretin gücü çok yollu yayılım bileşenlerinin gücünden daha büyük olacaktır. Bu yüzden, genlik ve faz değişimlerini belirlemede daha baskın olacaktır. Dolayısıyla da alıcının vericiye yakın olduğu durum için, alınan işaretin genlik ve fazında çok büyük değişimler meydana gelmez. Alıcı vericiden uzaklaştıkça, doğrudan ulaşan işaret zayıflayacağı için genlik ve faz değişimleri üzerindeki belirleyiciliği de azalacaktır. Böylece, alınan işaretin genlik ve fazında daha büyük değişimler meydana gelecektir. Direk görüşün olduğu durumlarda kanal “Ricean kanal” olarak adlandırılır. Genlik ve fazdaki değişimlerin derecesini belirleyen K katsayısı (K factor) aşağıdaki denklem yardımıyla hesaplanır:

$$K = 10 \log_{10} \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (1.33)$$

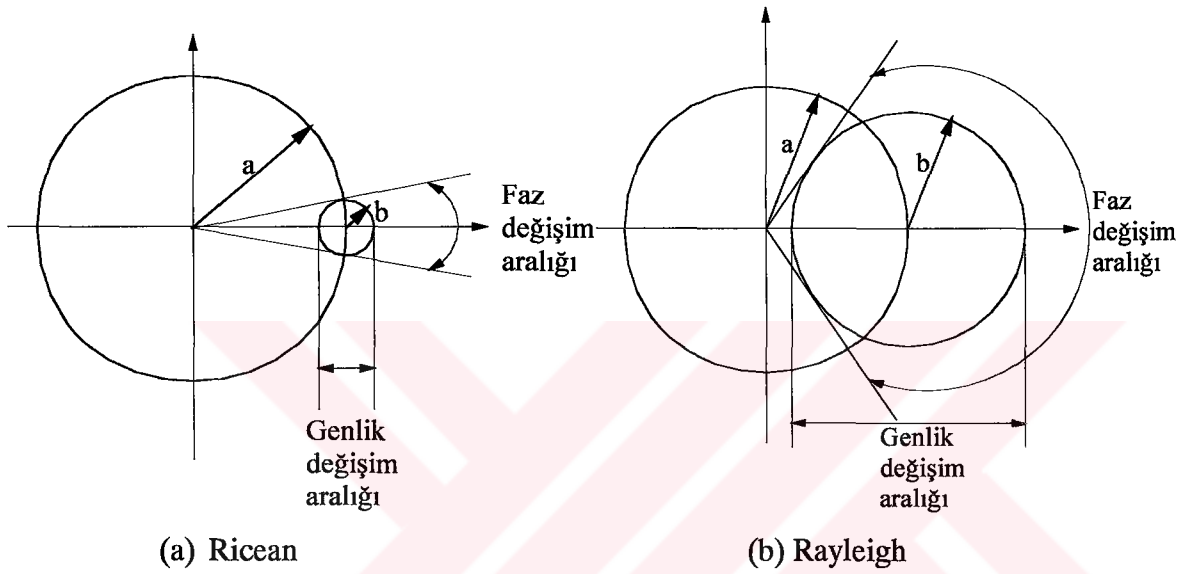
Burada A^2 direk görüş bileşenine ait gücü, σ^2 ise çok yollu yayılım bileşenlerine ait gücü göstermektedir.



Şekil 1.5. Çok yollu yayılımın meydana gelişi

Verici ile alıcının birbirini göremediği durumda, yani direk görüş yokken, alınan işaretin zarfındaki değişimler Rayleigh dağılım fonksiyonu ile modellenebilir ve bu tür kanallar “Rayleigh kanal” olarak adlandırılır [34]. Rayleigh kanallar için alıcıdaki işaretin genlik ve fazında Ricean kanallara oranla daha büyük değişimler meydana gelir. Ricean ve Rayleigh kanallarda genlik ve faz değişimlerini karşılaştırabilmek için Şekil 1.6’nın incelenmesi yararlı olacaktır. Şekil 1.6 (a)’da Ricean kanalda iki ışınlı model için genlik ve faz değişimleri görülmektedir. Alıcıya direk ulaşan ışını temsil eden fazör değerine göre oldukça büyük alınmıştır. Alıcıdaki işaret, bu iki fazörün toplamından meydana gelecektir. Toplam işaretin genliğinde meydana gelebilecek değişim, bu iki fazörün genliklerinin

toplamı ile farkı arasında olabilecektir. Direk gelen işaret değerine göre oldukça büyük olduğundan, toplamı ile farkları arasındaki fark da oldukça küçük olacaktır. Dolayısıyla, toplam işaretin genliğinde çok büyük değişimler beklenmez. Toplam işaretin fazındaki değişim ise, iki fazörün genliği ile doğrudan ilişkili olduğu için, fazı belirlemede de direk ışının ağırlığı oldukça fazladır. Bu yüzden, toplam işaretin fazında da çok büyük değişimler meydana gelmez.

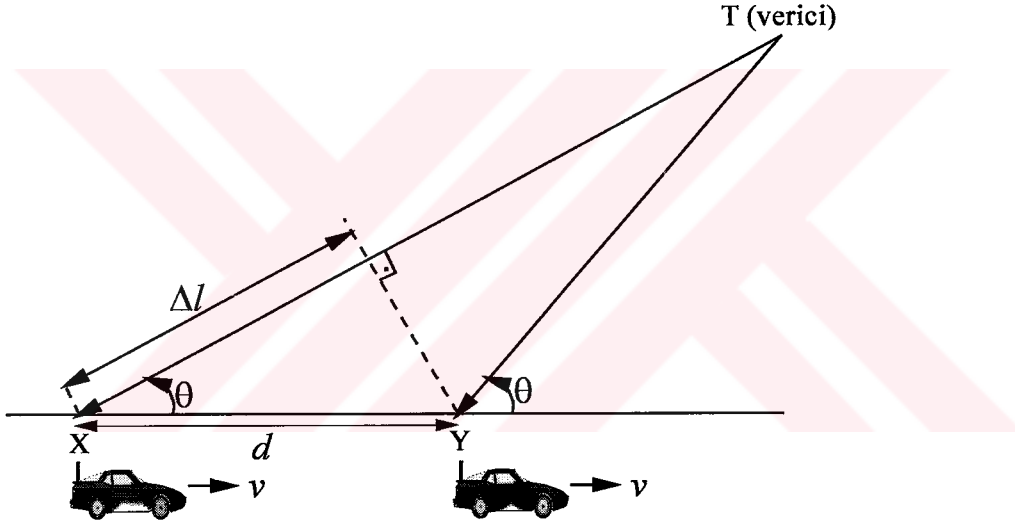


Şekil 1.6. İki ışınlı Ricean ve Rayleigh kanal için genlik ve faz değişimleri [36].

Şekil 1.6 (b)'de Rayleigh kanal için direk gelen ve yansiyarak gelen işaretler için genlikler birbirine yakın alınmıştır. Toplam işaretin genliği, işaretlerin genliklerinin toplamı ile farkı arasında değişecektir. Dolayısıyla, eğer genlikler birbirine çok yakın ise, toplam işaretin genliği sifıra kadar inebileceği gibi, işaretlerin iki katına da çıkabilecektir. Yani, değişim aralığı oldukça büyük olacaktır. Faz değişimi ise, $0^\circ - 180^\circ$ arasında olabilecektir. Özellikle 180° 'lik faz değişimlerinin olduğu durumlarda çok yüksek frekans bozulmaları ortaya çıkacaktır.

1.8.4. Doppler Kayması

Verici ile alıcıdan herhangi birinin veya her ikisinin birden birbirine göre bağıl hareketi sonucunda alınan işaretin frekansında hız, işaretin dalga boyuna ve alıcıya geliş açısına bağlı olarak meydana gelen kaymaya “Doppler kayması”, kayma miktarına da “Doppler frekansı” denir [34]. Alıcının vericiden uzaklaşması veya yaklaşmasına bağlı olarak Doppler kayması negatif veya pozitif olabilir. Şekil 1.7’de görülen aracın sabit v hızıyla X noktasından Y noktasına doğru hareket ettiği varsayalım. X ve Y noktaları 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.



Şekil 1.7. Doppler kaymasının meydana gelişi [34].

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

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (1.34)$$

olacaktır. 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 $\Delta \phi$ ise,

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (1.35)$$

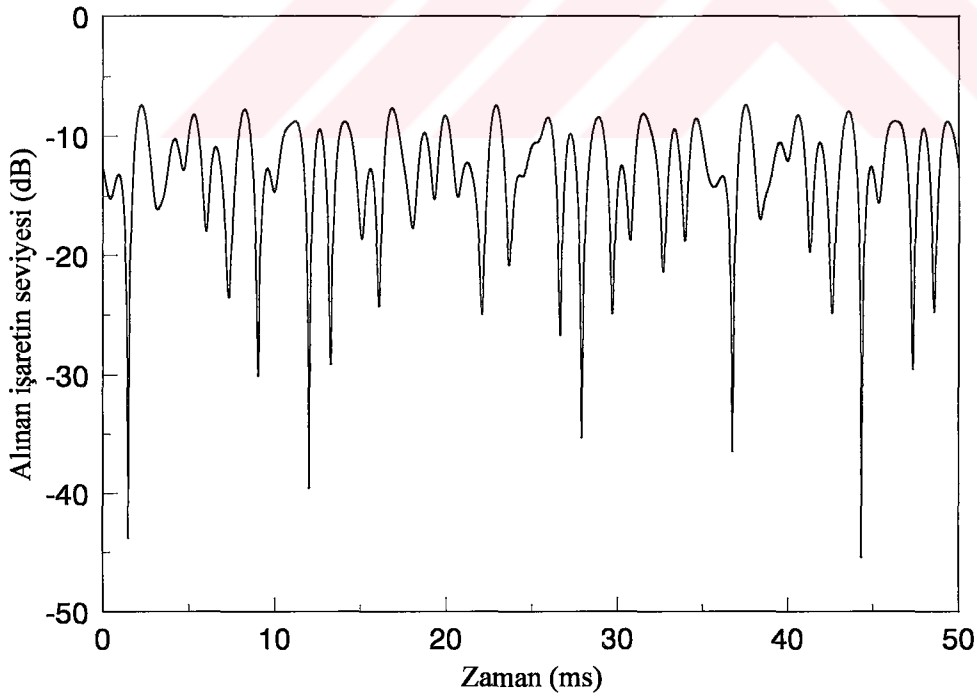
olacaktır. Buna bağılı olarak Doppler kayması f_d

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (1.36)$$

olarak elde edilir. İşaretin alıcıya 90° 'lik açı ile gelmesi durumunda Doppler kayması en küçük değerine ulaşırken ($f_d = 0$ Hz), açının 0° olması halinde ise maksimum Doppler frekansı oluşur. Bu durumda

$$f_{d \max} = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c} f_c \quad (1.37)$$

olur. Burada c ışık hızını, f_c ise taşıyıcı frekansını göstermektedir.



Şekil 1.8. Alıcının 100 km/saat hızla hareket etmesi durumunda, Rayleigh kanal için alınan işaretin zarfının zamanla değişimi

Şekil 1.8’de, kanalın Rayleigh olduğu durumda, taşıyıcı frekansı $f_c = 5.2$ GHz iken, 100 km/saat sabit hız ile hareket etmekte olan bir alıcıda (bu durumda maksimum Doppler frekansı 481 Hz olmaktadır), alınan işaretin zarfının zamana göre değişimi verilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi alınan işaretin zarfında alıcının hızına bağlı olarak inişler ve çıkışlar meydana gelmektedir. İşaretteki bu tür bozulmalar “hızlı sönümlenme” (fast fading) olarak adlandırılır. Bazı anlarda işaretin 40 dB’den daha fazla zayıfladığı görülmektedir. Bulunulan ortamın coğrafik yapısına bağlı olarak meydana gelen bozulma (genelde gölgeleme etkisi ile ortaya çıkar) ise “yavaş sönümlenme” (slow fading) olarak adlandırılır [36]. Tablo 1.3’te sabit hızla hareket eden bir alıcıda çeşitli hız ve taşıyıcı frekanslarında meydana gelecek maksimum Doppler frekansı değerleri [Hz] olarak verilmektedir.

Tablo 1.3. Çeşitli frekans ve hızlarda maksimum Doppler frekansı değerleri

		Taşıyıcı frekansı, MHz			
		900	1800	2400	5200
Araç hızı, km/saat	5	4.166	8.333	11.111	24.074
	20	16.666	33.333	44.444	96.296
	50	41.666	83.333	111.111	240.740
	100	83.333	166.666	222.222	481.481
	150	125.000	250.000	333.333	722.222

1.8.5. Kanalın Vuruş Tepkesi

Vuruş tepkesi (impulse response), bütün sistemlerde olduğu gibi kanalın analizi açısından gerekli olan bilgileri bünyesinde taşır. Alınan işaret ile kanalın vuruş tepkesi birbiriyle doğrudan ilişkilidir. Gezgin radyo kanalı, vuruş tepkesi zamanla değişen doğrusal bir filtre olarak modellenenbilir [34]. Vuruş tepkesindeki zamana bağlı değişimler alıcının uzayda hareketine bağlıdır. Eğer alıcının konumu sabit ise, kanalın zamanla değişimi ortadan kalkar. Bu durumda kanal zamanla değişmeyen doğrusal bir sistem olarak modellenenbilir. Sonuç olarak kanalın vuruş tepkesinin konuma ve zamana bağlı olarak değiştiği söylenebilir. Böyle bir kanal için vuruş tepkesi $h(d,t)$ ile iki değişkenli bir fonksiyon olarak gösterilebilir. Burada d , verici ile alıcı arasındaki uzaklığı temsil

etmektedir.

Kanaldan gönderilen işaret $x(t)$ olmak üzere, vericiden d kadar uzaklıktaki alıcıda alınan işaret $y(d,t)$, gürültü göz ardı edilirse, $x(t)$ ile kanalın vuruş tepkisi $h(d,t)$ 'nin katlaması olarak yazılabilir. Bu durumda

$$y(d,t) = x(t) * h(d,t) \quad (1.38)$$

olur. Burada “*” katlama işlemini göstermektedir. Eğer alıcının hızı sabit ise, alınan işaret sadece zamanın bir fonksiyonu olacaktır. Bu durumda

$$y(t) = x(t) * h(d,t) \quad (1.39)$$

olacaktır. Katlama işlemi de integral işlemi ile değiştirilecek olursa

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(vt, t - \tau) d\tau \quad (1.40)$$

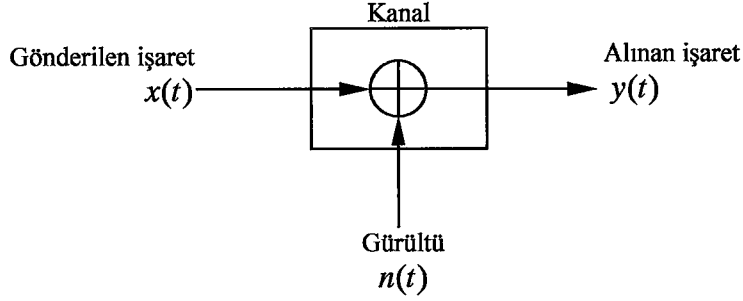
olarak yazılabilir. Burada v alıcının hızını göstermektedir. Nedensel bir sistem olarak kanal için, eğer $t < 0$ ise, $h(vt, t) = 0$ yazılabilir. Bu durumda aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(vt, t - \tau) d\tau \quad (1.41)$$

1.8.6. Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanal

Gönderilen işaretin sadece toplanır beyaz Gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) ile bozulduğu durumdaki kanal “AWGN kanal” olarak adlandırılır. Aslında bu ideal durumu temsil etmektedir. Gönderilen işaretin genliğinde ve fazında herhangi bir bozulma söz konusu değildir. Kanalda işarete sadece beyaz Gauss gürültüsü eklenmektedir. Şekil 1.9’da AWGN kanal yapısı verilmektedir. Özellikle gezgin iletişim söz konusu olduğunda kanalın çok yönlü kanal olacağı açıktır.

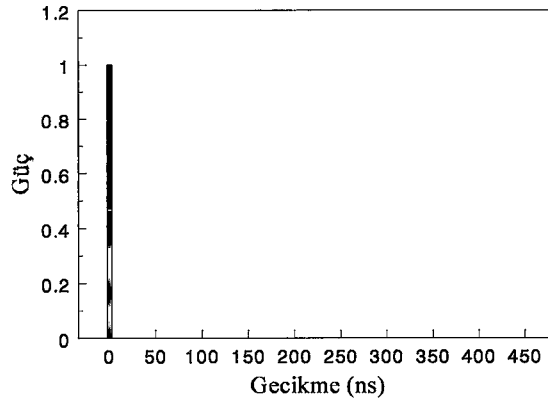
Günümüzde çok farklı iletişim yöntemleri ve sistemleri vardır. Bunların her birinin başarımı da kullanıldığı ortama bağlı olarak değişmektedir. Bu sistemler arasında karşılaştırma yapabilmek için ortak bir zemin gerekmektedir. İşte bu ortak zemin AWGN kanalıdır. Toplanır beyaz Gauss gürültüsüyle bozulmuş kanalda bit hata olasılığı farklı iletişim biçimleri için karşılaştırma ölçütü olarak kabul edilmektedir [36].



Şekil 1.9. AWGN kanalın gösterimi

AWGN kanal çıkışındaki işaret

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t) + n(t) \\ &= x(t) + n(t) \end{aligned} \quad (1.42)$$

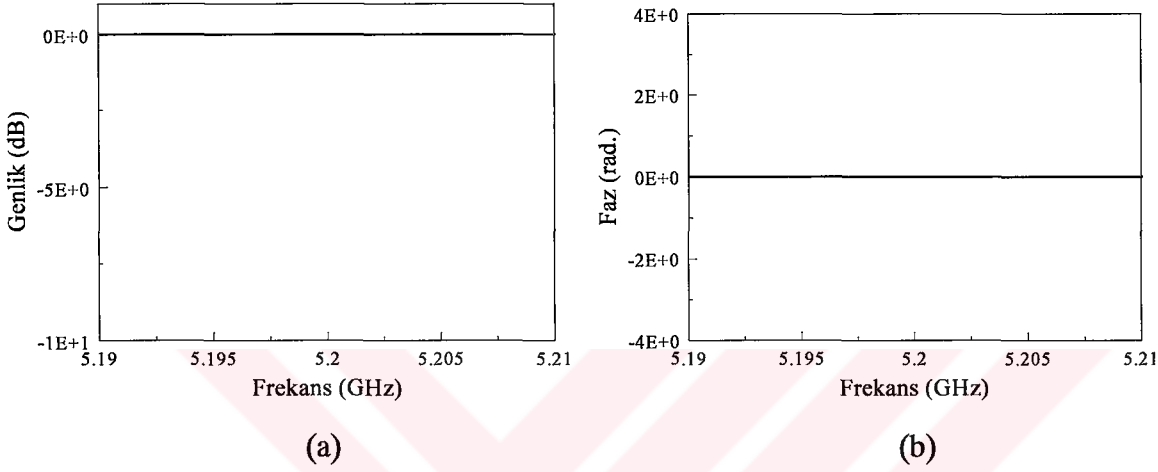


Şekil 1.10. AWGN kanalın normalize güç profili

olarak yazılabilir. Burada $n(t)$ güç spektrum yoğunluğu $N_0/2$ olan toplanır beyaz Gauss gürültüsüdür. Ayrıca $h(t) = \delta(t)$ 'dir. Şekil 1.10'da AWGN kanalın normalize güç profili

verilmektedir. Sadece $t = 0$ 'da bir dal (tap) bulunmaktadır.

Şekil 1.11'de ise AWGN kanalın frekans tepkisi $H(f)$ görülmektedir. Burada bant genişliği 20 MHz ve merkez frekansı 5.2 GHz olarak alınmıştır. Görüldüğü gibi kanal kazancı $H(f) = 0$ dB ve faz kayması $\arg(H(f)) = 0$ radyan 'dır. Yani kanal herhangi bir zayıflamaya ve faz dönmesine neden olmamaktadır. Bu, kanalın ideal olma durumudur.



Şekil 1.11. AWGN kanalın frekans tepkisi: (a) Genlik (b) Faz

1.8.7. Çok Yollu Kanal

İletişim sistemlerinin çoğunda kanal çok yolludur. Yani, alıcıya değişik yolları takip ederek gönderilen işaretin bir çok kopyası gelir. Bunların takip ettikleri yolların uzunluğu farklı olduğundan farklı gecikmelerle ve farklı zayıflamalarla alıcıya ulaşacaklardır. Bu durum için, kanalın değişmez olduğu da kabul edilerek, kanal vuruş tepkisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta(t - \tau_n) \quad (1.43)$$

Burada, N yol sayısı, a_n n . yola ait genlik ve τ_n n . yola ait gecikmeyi temsil etmektedir. Böyle bir kanalın frekans tepkisi ise

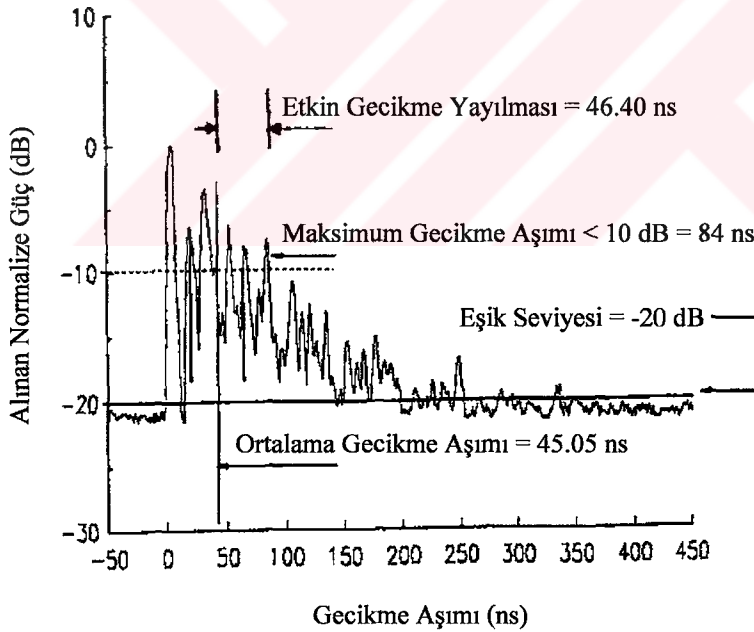
$$H(f) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(-j2\pi f \tau_n) \quad (1.44)$$

olacaktır. Kanal çıkışındaki işaret, gürültü göz ardı edilerek,

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n x(t - \tau_n) \quad (1.45)$$

olarak yazılabilir. Kanalın vuruş tepkesinin uzunluğu τ_l , gönderilen işaretin zamanda ne kadar yayıldığını göstermesi açısından önemlidir. Bu parametre, en büyük gecikme ile en küçük gecikme arasındaki fark olarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\tau_l = \max(\tau_n) - \min(\tau_n) \quad (1.46)$$



Şekil 1.12. Bir bina içi kanal için güç gecikme profili örneği [34].

Kanalın vuruş tepkesinin uzunluğu “maksimum gecikme aşımı” (maksimum excess delay) ile aynı anlamda kullanılmaktadır. Kanalın güç gecikme profili için maksimum gecikme aşımı (X dB), gecikmeli alınan çok yollu işaret bileşenlerinin enerji seviyesinin maksimum

enerji seviyesinden X dB aşağı düştüğü süre olarak da tanımlanmaktadır [34].

Şekil 1.12'de kanalları birbiriyle karşılaştırabilmek için kullanılabilecek bazı parametreler gösterilmektedir. Ortalama gecikme aşımı (mean excess delay), etkin gecikme yayılması (rms delay spread) ve gecikme aşımı yayılması (excess delay spread) kanalın güç gecikme profilinden belirlenebilen parametrelerdir. Kanalın ortalama gecikme aşımı güç gecikme profilinin birinci momentidir ve aşağıdaki gibi tanımlanır [34]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 \tau_n}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad (1.47)$$

Etkin gecikme yayılması τ_{rms} ise güç gecikme profilinin ikinci merkezi momentinin kare köküdür ve aşağıdaki gibi tanımlanır [34]:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (1.48)$$

Burada

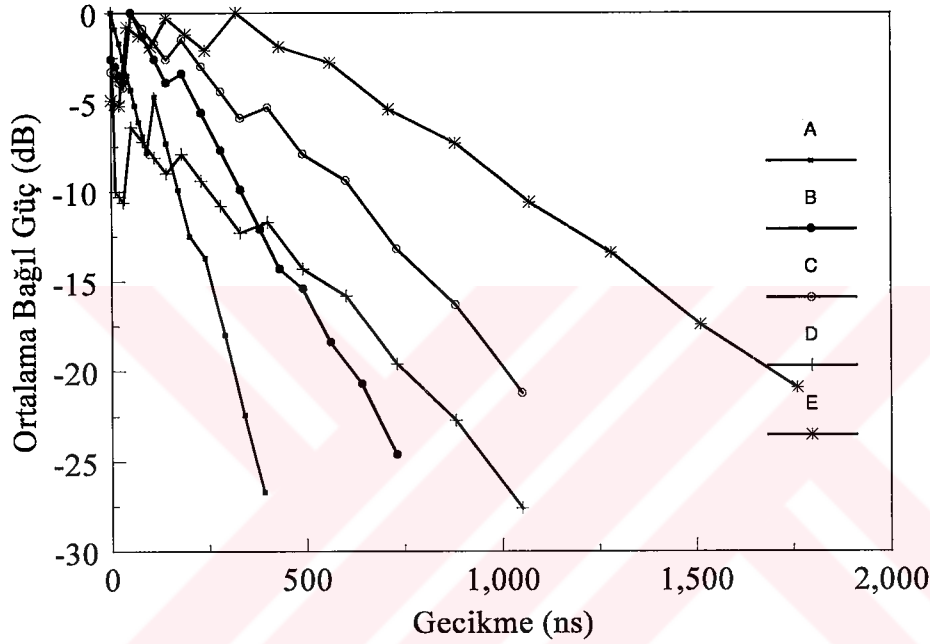
$$\tau^2 = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 \tau_n^2}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad (1.49)$$

Tablo 1.4'te, ETSI'nin BRAN projesi için tanımlanan 5 farklı kanal için etkin gecikme yayılması ve K faktörü verilmektedir.

A kanal modeli tipik bir ofis ortamı için uygundur. B kanal modeli direk görüşün olmadığı açık alan veya gecikme yayılması büyük olan ofis ortamları için uygundur. C kanal modeli oldukça geniş alana sahip bina içi ortamlar ve E kanal modeli ise çok geniş açık alanlar için uygundur. D kanal modeli ise direk görüşün bulunduğu geniş bina içi ve açık alan ortamları için uygun kanal modelidir. D kanal modeli için $K = 10$ dB'dir [38]. Bu kanal modelleri için güç gecikme profilleri [38]'deki veriler kullanılarak Şekil 1.13'teki gibi elde edilmiştir.

Tablo 1.4. BRAN kanal modelleri [37].

Kanal Modeli	Etkin Gecikme Yayılması (ns)	K Faktörü	Ortam
A	50	-	Ofis / Direk görüş yok
B	100	-	Açık alan, ofis / Direk görüş yok
C	150	-	Geniş ofis / Direk görüş yok
D	140	10 dB	Geniş, açık alan, geniş ofis / Direk görüş
E	250	-	Geniş, açık alan / Direk görüş yok



Şekil 1.13. Hiperlan 2 için öngörülen kanal modellerinin güç gecikme profilleri

1.8.8. Evreyuymu Bantgenişliği (Coherence Bandwidth)

Evreyuymu bantgenişliği, kanalın frekans tepkesinin genliğinin ne kadar sabit ve evresinin ne kadar doğrusal kaldığının bir ölçüsüdür. Yani, eğer kanal gönderilen işaretteki bütün frekans bileşenlerini aynı kazanç ve doğrusal evreyle geçiriyorsa, gönderilen işaret kanalın evreyuymu bantgenişliği içerisinde denilebilir. Böyle bir durumda, simgeler arası girişim meydana gelmeyeceği için, kanal denkleştirici kullanılmadan iletişim yapılabilir demektir. Evreyuymu bantgenişliği ile etkin gecikme yayılması arasında sıkı bir ilişki vardır. Frekans ilintisinin %90'ın üzerinde olduğu evreyuymu bantgenişliği

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad (1.50)$$

olarak verilmektedir. Frekans ilintisi %50 olan evreyuymulu bantgenişliği ise aşağıdaki denklem ile verilir [34]:

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad (1.51)$$

Kanal hakkında önemli bilgiler veren iki parametre daha vardır. Bunlar Doppler yayılması (Doppler spread) B_D ve evreyuymulu süresi (coherence time) T_C 'dir. Özellikle verici ile alıcı arasındaki bağıl hareketten dolayı veya ortamdaki diğer cisimlerin hareketinden dolayı kanalda meydana gelecek zamana bağlı değişimler açısından bu parametreler oldukça önemlidir. Doppler kaymasından dolayı işaretin spektrumu, tek taşıyıcı sistem için, f_c-f_d ile f_c+f_d arasında olmak üzere genişlemektedir. Doppler yayılması

$$B_D = f_c + f_d - (f_c - f_d) = 2f_d \quad (1.52)$$

olarak hesaplanabilir. Eğer temelbant işaretin bantgenişliği Doppler yayılması B_D 'den daha büyükse, alıcıda Doppler yayılması gözardı edilebilir ve bu kanal yavaş sönümlenmeli kanal olarak adlandırılır [34].

Evreyuymulu süresi T_C ise, kanalın vuruş tepkesinin değişmez olarak kabul edilebildiği süreyi göstermektedir. Bu süre içerisinde alınan işaretlerin genlik ilintisi oldukça yüksektir. Evreyuymulu süresi doğrudan Doppler kayması ile ilişkilidir. En büyük Doppler kayması $f_{d\max}$ olmak üzere

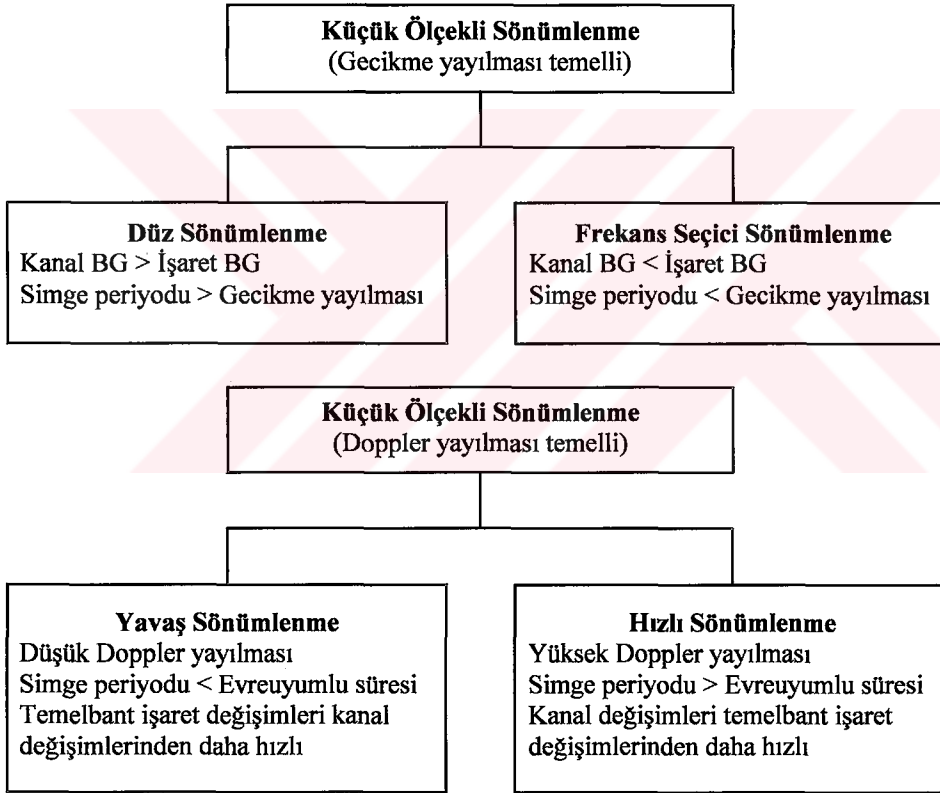
$$T_C \approx \frac{1}{f_{d\max}} \quad (1.53)$$

ile verilir. Eğer zaman ilinti fonksiyonunun 0.5'in üzerinde olması istenirse

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_{d \max}} \quad (1.54)$$

olarak tanımlanır. Bu iki tanımlamadan birincisinde, Rayleigh sönümlenme durumunda işaret seviyesinde ani iniş ve çıkışlar olurken, ikincisinde ise aşırı sınırlama vardır. Bu nedenle, uygulamada evreuyumlu süresi belirlenirken bu iki değer geometrik ortalaması kullanılmaktadır [34]:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{d \max}^2}} = \frac{0.423}{f_{d \max}} \quad (1.55)$$



Şekil 1.14. Gecikme ve Doppler yayılmalarına bağlı olarak sönümlenme çeşitleri [34].

Evreuyumlu süresinden daha büyük aralıklarla alınan işaretlerin kanal tarafından çok farklı şekillerde bozulmaya uğratılacağını göstermesi açısından oldukça önemli bir parametredir. Bu yüzden simge periyodunun kanalın evreuyumlu süresinden daha kısa olması gerekir.

Gönderilen işaretin bantgenişliği ve simge periyodu gibi parametreleri ile kanalın

etkin gecikme yayılması ve Doppler yayılması gibi parametreleri arasındaki ilişkiye bağlı olarak, kanaldan gönderilen farklı işaretler farklı sönümlenmelere uğrayacaklardır. Gecikme yayılması frekans seçici sönümlenmeye neden olurken, Doppler yayılması zaman seçici sönümlenmeye neden olur. Şekil 1.14'te gecikme yayılması ve Doppler yayılması temel alınarak küçük ölçekli sönümlenme çeşitleri ve özellikleri verilmektedir.

1.9. Gezin Radyo Kanalının İstatistiksel Modeli

1.9.1. Rayleigh Kanal Modeli

Çok yollu yayılımda alıcıya ulaşan işaretin çeşitli nesnelere yansırarak, kırınım ve saçınımına uğrayarak gelen, birbirinden bağımsız ve birbirine özdeş dalgaların toplamından oluştuğu kabul edilmektedir [36]. Bu işaretlerin genliklerinin eşit, varış açılarının ise $0-2\pi$ arasında düzgün dağılıma sahip olduğu varsayılmaktadır. Her biri bir rastlantı değişkeni olarak kabul edilen bu işaretlerin toplamı, merkezi limit teoremine göre, $N \rightarrow \infty$ durumunda Gauss olasılık yoğunluk dağılımına sahip olur [33]. Fakat, uygulamada sonsuz sayıda ışın almak mümkün olmadığından, Şekil 1.15'te verilen 8 veya 16 ışınlı modeller kullanılmaktadır [4]. 6'dan çok ışın alınarak yapılan benzetimle elde edilen dağılım ile gerçek dağılım arasındaki hata oldukça küçüktür [36]. Şekil 1.16'da ise 8 ışınlı model kullanılarak elde edilen 50000 adet kanal katsayısının gerçel ve sanal kısımlarının olasılık yoğunluk dağılımları görülmektedir.

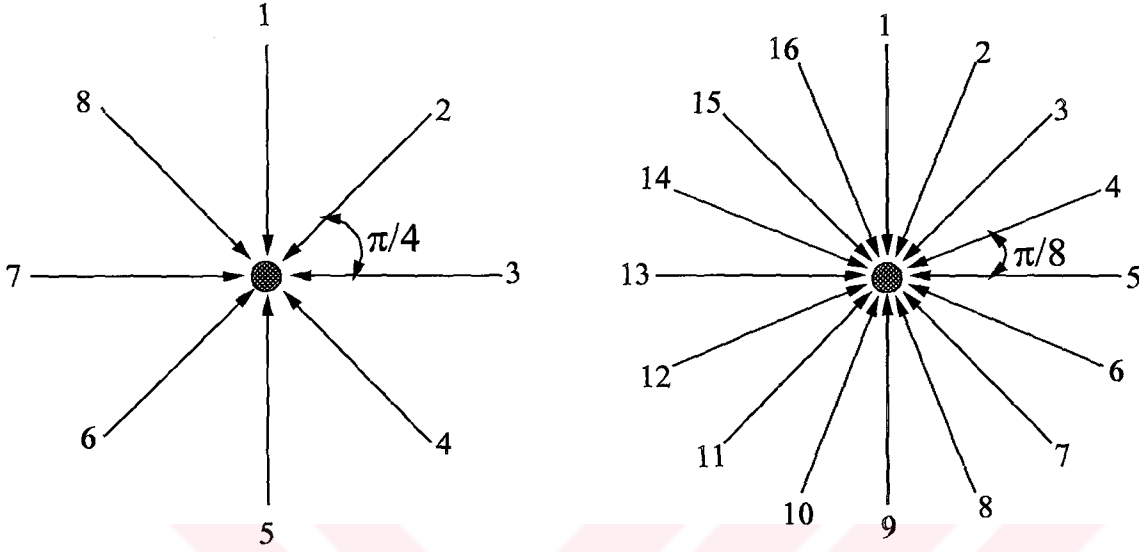
Şekil 1.15'te görüldüğü gibi, N ışınlı modelde i . ışın için varış açısı

$$\theta_i = 2\pi(i-1)/N, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (1.56)$$

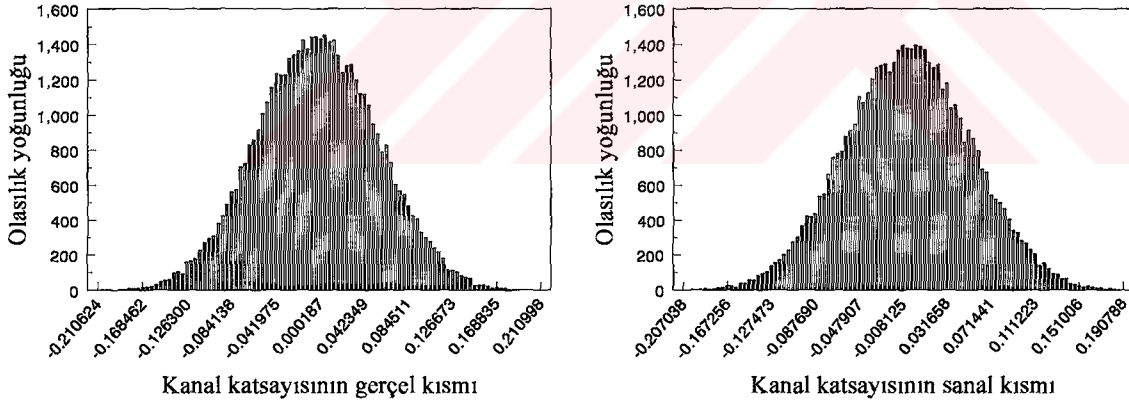
olarak hesaplanabilir. Kanal modelinin eşvrelili I ve dikevrelili Q bileşenleri matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir [4]:

$$I_k = \sum_{i=1}^N A \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi v k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (1.57)$$

$$Q_k = \sum_{i=1}^N A \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi v k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (1.58)$$



Şekil 1.15. 8 ve 16 ışınlı Rayleigh modeller

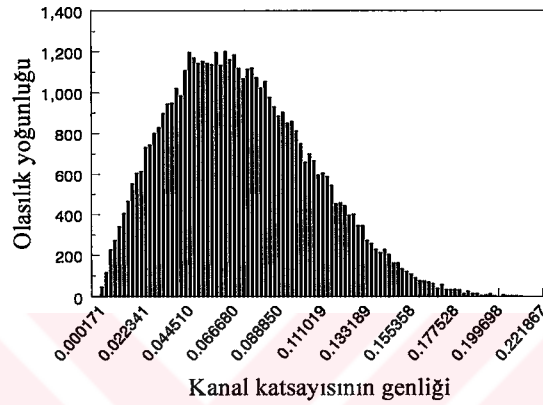


Şekil 1.16. 8 ışınlı model için kanal katsayılarının gerçel ve sanal kısımlarının olasılık yoğunlukları

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

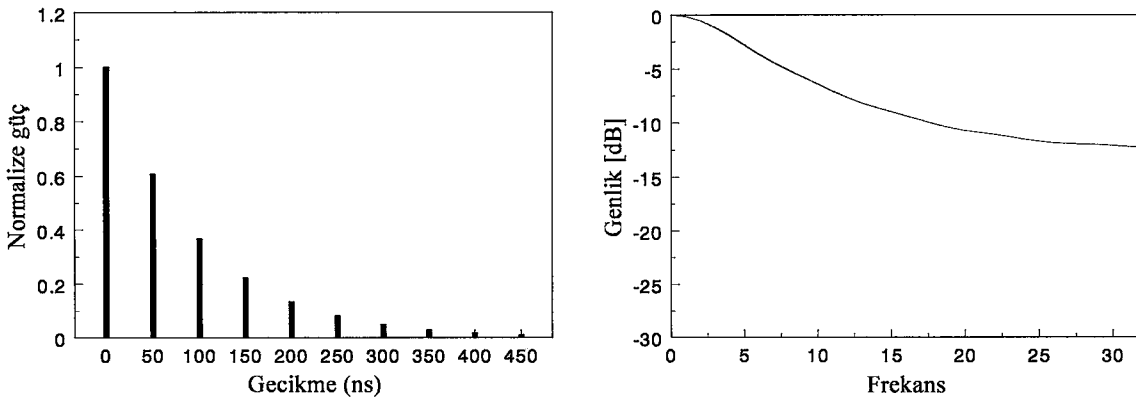
$$h(kT_s) = I_k + jQ_k \quad (1.59)$$

olarak elde edilir. Elde edilen bu model dar bantlı bir kanalı modellemek için yeterli olmasına rağmen, geniş bantlı kanalı modellemek için yeterli değildir. Geniş bantlı kanalın doğrusal bir filtre olarak dikkate alınması gerekmektedir [34], [39], [33]. Doğrusal filtrenin her bir katsayısı, dar bantlı kanal katsayısının hesaplandığı gibi hesaplanır. Şekil 1.17’de kanal katsayılarının genliğinin olasılık yoğunluğunun Rayleigh dağılıma sahip olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 1.17. 8 ışınlı model için kanal katsayısının genliğinin olasılık yoğunluğu

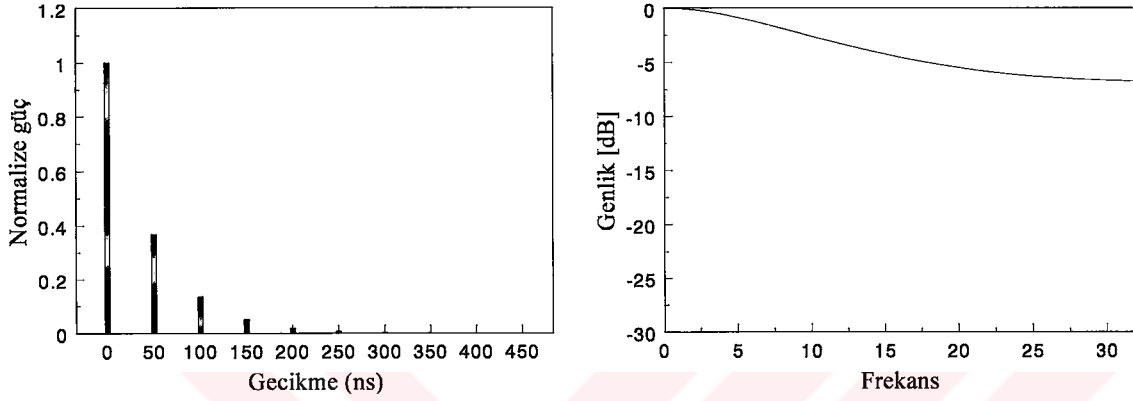
İletişim kanalı, dalı gecikme hattı (tapped delay line, TDL) filtre modeli ile temsil edilebilmektedir [40]. TDL filtre modelinin her bir katsayısı dar bantlı kanal katsayısı gibi belirlenirken, bu katsayıların genlikleri kanalın gecikme profilinin nasıl olacağını (üstel azalan, Laplacian veya Gaussian) belirlemektedir [4].



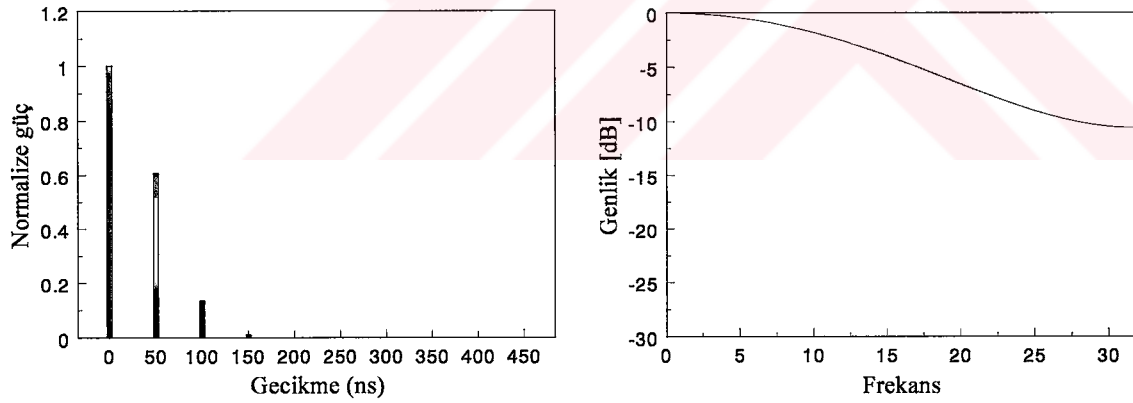
Şekil 1.18. Üstel azalan gecikme profili ve genlik spektrumu

Üstel azalan yoğunluk fonksiyonu

$$f_x(x) = \begin{cases} \frac{1}{b} \exp[-(x-a)/b], & x > a \\ 0 & , \quad x < a \end{cases} \quad (1.60)$$



Şekil 1.19. Laplacian gecikme profili ve genlik spektrumu



Şekil 1.20. Gaussian gecikme profili ve genlik spektrumu

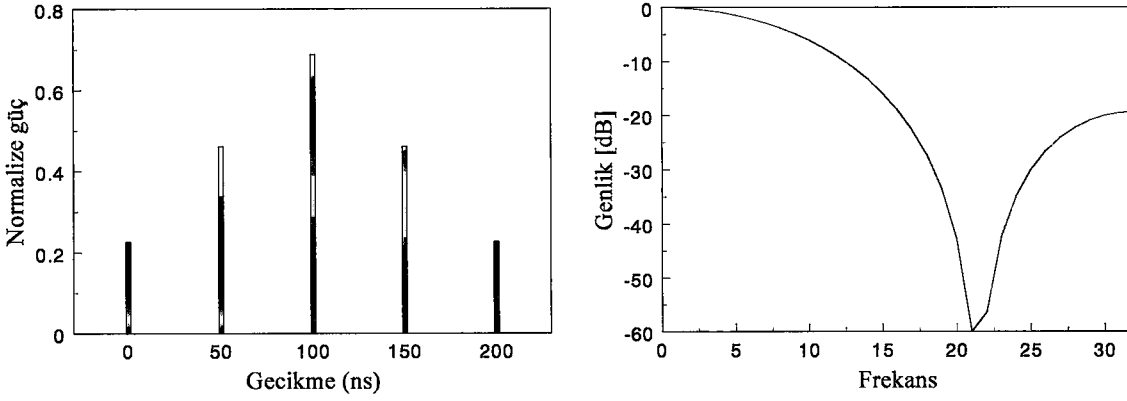
ile, Laplacian yoğunluk fonksiyonu

$$f_x(x) = a \exp[-|x-m|/b] \quad (1.61)$$

ile ve Gaussian yoğunluk fonksiyonu ise

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp\left[-(x - a_x)^2 / 2\sigma_x^2\right] \quad (1.62)$$

ile verilmektedir [41].

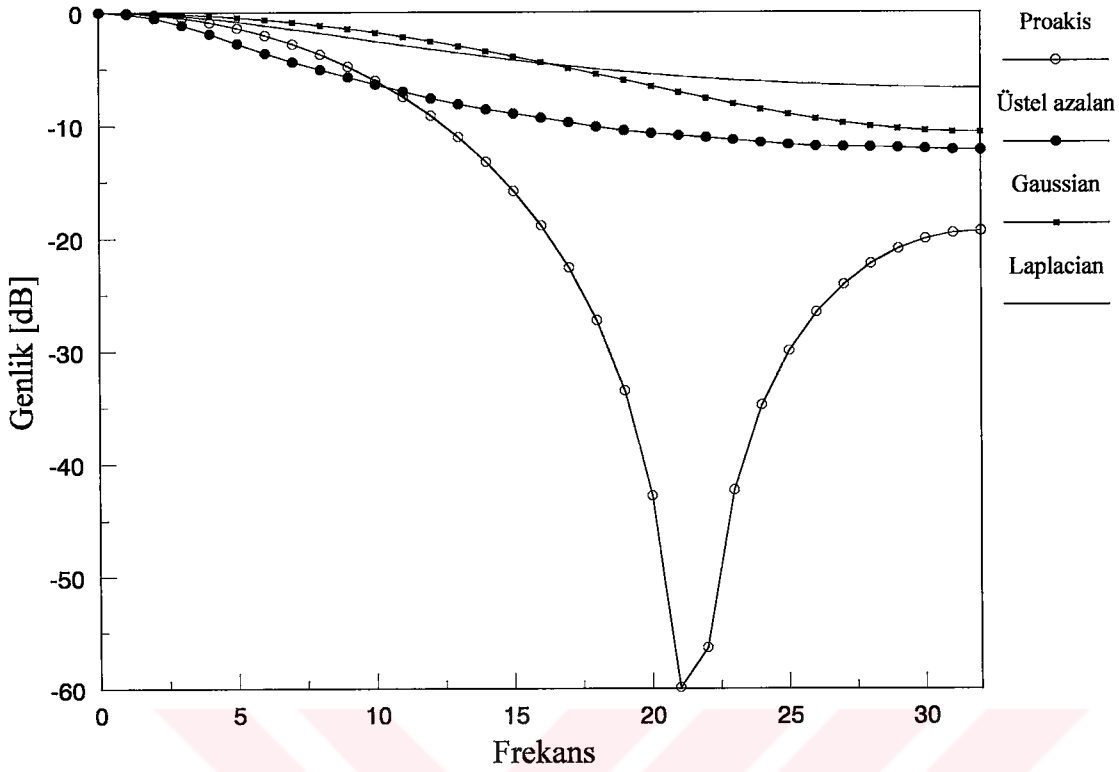


Şekil 1.21. Proakis gecikme profili ve genlik spektrumu

Gerçel ve sanal kısımları Gaussian dağılıma sahip karmaşık bir rastgele değişkenin zarfı Rayleigh dağılıma sahip olur ve aşağıdaki ifade ile verilir [34]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp(-r^2 / 2\sigma^2), & 0 \leq r \leq \infty \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (1.63)$$

Şekil 1.18, 1.19 ve 1.20’de de görüldüğü gibi, üstel azalan, Laplacian ve Gaussian tipi gecikme profiline sahip kanalların genlik spektrumları arasında çok büyük fark yoktur. Oysa, Proakis tipi gecikme profiline sahip kanalın genlik spektrumu, Şekil 1.21’de de görüldüğü gibi oldukça kötüdür. Bazı frekans bileşenlerinin aşırı zayıflamaları nedeniyle, bu kanala ait başarımlar oldukça düşük olacaktır. Bu yüzden, bu çalışmada Proakis kanal profili sistemin başarımlarını ölçmede referans olarak kullanılmıştır. Şekil 1.22’te genlik spektrumları birlikte verilmektedir. Burada verilen genlik spektrumları ilk 32 alt taşıyıcı için çizilmiştir. Gerçek dizilerin Fourier dönüşümleri merkeze göre simetrik oldukları için ikinci kısımlarının çizilmesine gerek duyulmamıştır.



Şekil 1.22. Genlik spektrumlarının beraber karşılaştırılması

1.9.2. Ricean Kanal Modeli

Rayleigh yayılımının aksine, eğer direk görüş bileşeni gibi diğer çok yollu yayılım bileşenlerine göre daha baskın bir bileşen var ise, alınan işaretin zarfı Ricean dağılıma sahip olur. Pratikte, kanalların pek çoğunda vericinin bulunduğu doğrultuda bir baskın bileşen bulunduğu için, genellikle Ricean yayılım söz konusudur. Sistemlerin bilgisayar benzetimlerinde genellikle Rayleigh yayılımın seçilmesinin nedeni, olabilecek en kötü durumları içermesidir.

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 aşağıdaki gibi verilir [4]:

$$I_k = \sum_{i=1}^N A \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B \cos \left[\varphi + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \gamma \right] \quad (1.64)$$

$$Q_k = \sum_{i=1}^N A \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B \sin \left[\varphi + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \gamma \right] \quad (1.65)$$

Ricean olasılık dağılım fonksiyonu

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp[-(r^2 + B^2)/2\sigma^2] I_0 \left(\frac{Br}{\sigma^2} \right), & B \geq 0 \text{ ve } r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (1.66)$$

ile verilir [34]. Burada B baskın bileşenin genliğini, $I_0(\cdot)$ ise sıfıncı dereceden ve birinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu göstermektedir. Ricean kanalı karakterize eden K katsayısı, baskın bileşenin gücünün diğer çok yollu yayılım bileşenlerinin güçlerinin toplamına oranı olarak tanımlandığına göre,

$$K(dB) = 10 \log_{10} \frac{B^2}{NA^2} \quad (1.67)$$

olarak elde edilir.

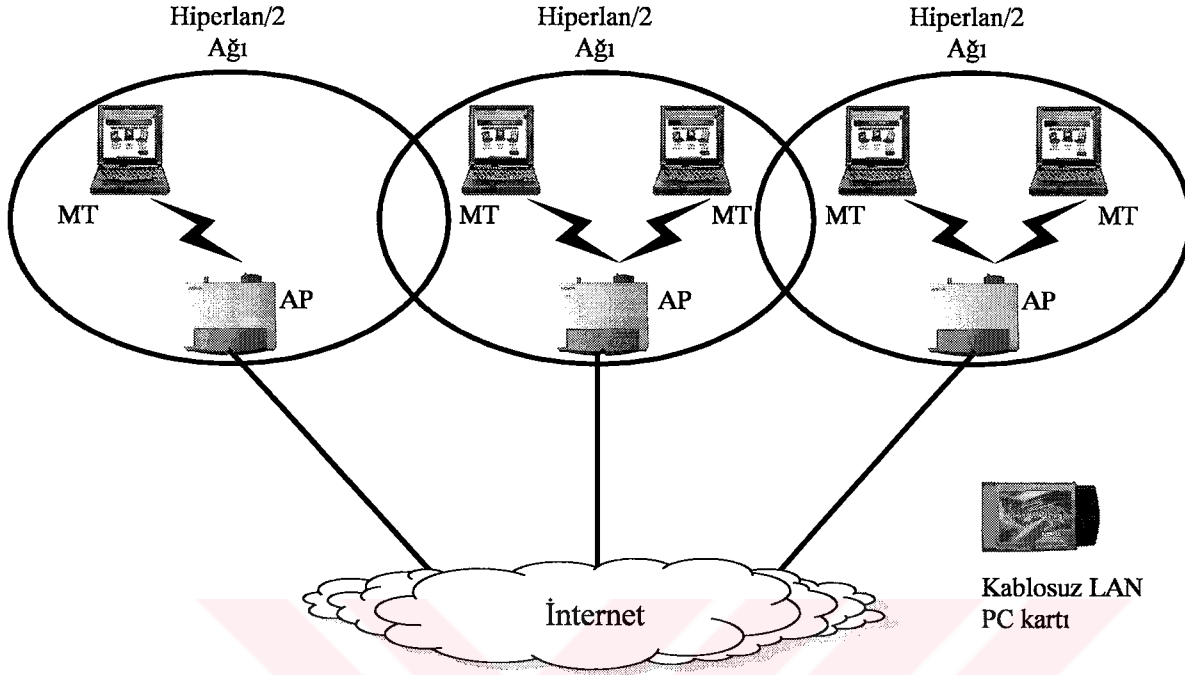
1.10. HIPERLAN/2 ve IEEE802.11a Ağı

5 GHz bandında çalışan kablosuz yerel alan ağları için iki ayrı standart yayınlanmıştır. Bunlardan biri, ETSI tarafından tanımlanan HIPERLAN/2 standardıdır. Diğeri ise, IEEE tarafından tanımlanan 802.11a standardıdır. Bu iki standart arasında çok büyük farklılıklar bulunmamakla beraber, yeri geldiğinde bu farklılıklara değinilecektir

HIPERLAN/2, 5 GHz bandında çalışan, kablosuz, geniş bantlı haberleşme teknolojisidir. Amacı, halka açık ortamlarda ve ev ortamlarında hareketli ünitelerin birbiriyle bağlantısını sağlamaktır.

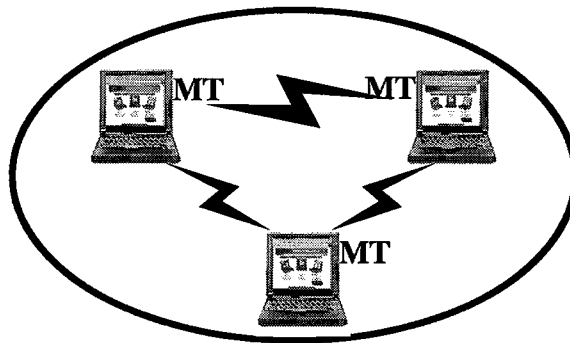
HIPERLAN/2 teknolojisini yarının haberleşme teknolojisi olarak gören bir çok şirket, bu konuda yapılan çalışmaları desteklemektedirler. Bosch, Dell, Ericsson, Nokia, Telia ve Texas Instruments şirketleri 1999 yılında HIPERLAN/2 Global Forum adıyla bir birlik kurdular. Bu birlik kurulurken, amaçları arasında 2002 yılından önce piyasaya ürün çıkarmak, evlere, işyerlerine ve kamu kuruluşlarına kablosuz ağ teknolojisini taşımak ve

“Kablosuz LAN = HIPERLAN/2” düşüncesini yerleştirmek vardı.



Şekil 1.23. HIPERLAN/2 ağ yapısı

Bir HIPERLAN/2 ağının yapısı Şekil 1.23'te basit olarak verilmiştir. Hareketli üniteler (Mobile Terminal, MT) erişim noktalarıyla (Access Point, AP) HIPERLAN/2 standardında belirtildiği gibi haberleşmektedirler. MT'lerin Şekil 1.24'te görüldüğü gibi kendi aralarında da iletişim kurmaları mümkündür (Ad-hoc network). Bu tür ağ yapısında omurga ağa bağlantı olmadığından AP'ye gerek yoktur. Herhangi bir MT iletişim kurabileceği mesafedeki diğer bir MT ile doğrudan bağlantı kurabilmektedir.



Şekil 1.24. Ad-hoc ağ yapısı

Her bir AP ve MT üzerinde birer kablosuz LAN kartı bulunur. Bu kart, AP ve MT'ler ile radyo dalgaları arasında bir arayüz görevi görür. Kablolü ağına bağılı olan AP'ler ise kablolü ağı ile kablosuz ağı arasında köprü gibi davranır. Bir MT kullanıcısı, mümkün olan en yüksek performansı elde edebileceğinden emin olarak HIPERLAN/2 ağı içerisinde istediğı gibi dolaşabilmektedir. Bir MT'nin, bağlantı kurulduktan sonra (sisteme login olduktan sonra) sadece bir AP ile iletişim kurmasına izin verilmektedir [42].

HIPERLAN/2 ev, işyerleri, tren istasyonları, havaalanları, oteller ve konferans merkezleri, büyük iş merkezleri ve kurumsal alanlar gibi çok değışik ortamlarda kullanılabilir özelliklere sahiptir. Evlerde kullanılan TV, bilgisayar, yazıcı, PDA (Personal Digital Assistant) gibi elektronik cihazların birbiriyle ve kablolü ağı ile bağlantısının sağlanmasında, halka açık olan ortamlarda omurga ağlara (backbone networks) bağlantının sağlanmasında ve kampüs gibi kurumsal alanlarda var olan kablolü ağı ile tümleşik, daha esnek ve hareketlilik kabiliyeti daha yüksek bir ağı yapısı elde etmek için, kablo döşemenin zor ve sakıncalı olduğı (özellikle tarihi binalarda) yerlerde rahatlıkla kullanılabilir.

1.10.1. HIPERLAN/2'nin Genel Özellikleri

Aşağıda HIPERLAN/2'nin genel özellikleri kısaca açıklanmaktadır [42]:

Yüksek hızlı iletişim: HIPERLAN/2, modülasyon tipine bağılı olarak 6 Mb/s ile 54 Mb/s arasında çeşitli hızlarda çalışabilmektedir. Bunu sağlayabilmek için OFDM teknolojisi kullanılmaktadır.

Bağılantı yönelimli (Connection oriented): Bir HIPERLAN/2 ağında, veri MT ile AP arasında kurulan radyo bağlantısı üzerinden iletilir. Bağlantılar zaman paylaşım çoklamalı olarak gerçekleştirilir. İki çeşit bağlantı söz konusudur. Veri akışının iki yönlü olduğı noktadan noktaya bağlantı ve sadece AP'lerin MT'lere gönderme yapabildiğı noktadan çok noktaya bağlantı.

Hizmet kalitesi desteğı (QoS): HIPERLAN/2'nin bağlantı yönelimli yapısı onu hizmet kalitesi (Quality of Service, QoS) desteğı vermeye zorlar. Her bir bağlantı için özel hizmet kalitesi desteğı verilebilir. Örnek vermek gerekirse, bir bağlantıya diğelerine göre farklı bir öncelik seviyesi verilebilir.

Otomatik frekans tahsisi: Bir HIPERLAN/2 ağında, GSM benzeri hücresele ağlarda olduğı gibi frekans planlamasına gerek yoktur. HIPERLAN/2'de AP olarak adlandırılan radyo baz istasyonları, her biri kendi kapsama alanında iletişim yapmak için uygun radyo

kanalını otomatik olarak seçme yeteneğine sahiptirler. Bir AP, komşu AP'leri ve ortamdaki diğer radyo kaynakları da dinler. Kullanılan diğer kanalları da dikkate alarak, ortamdaki girişimi (Interference) minimize edecek şekilde boş kanallardan en uygun olanını seçer.

Güvenlik desteği: HIPERLAN/2 ağı hem güvenilirlik hem de gizlilik desteği sunmaktadır. Hem AP tarafında hem de MT tarafında güvenilirlik kontrolü yapılabilmektedir. AP, ağa bağlanan kişinin yetkisinin olup olmadığını kontrol ederken, MT de ağ operatörünün güvenilirliğinden emin olabilmektedir. Ayrıca, başkalarının gizlice dinlemesini önlemek amacıyla kullanıcı trafiği şifrelenmektedir..

Hareketlilik desteği: Bir MT en yakınındaki AP'den veri alıp, bu AP'ye veri gönderebilir. Daha doğrusu, MT, en iyi işaret gürültü oranına sahip olan AP ile veri alış verişini yapar. Hareket halinde olan MT ve kullanıcısı, bağlı bulunduğu AP'den daha iyi haberleşme performansına sahip bir başka AP'nin bulunduğunu algılayabilir. Bu durumda bu AP ile bağlantı kurmak isteyecektir. Kurulu bulunan bağlantılarını yeni AP'ye taşıyacak, HIPERLAN/2 ağına bağlı kalacak ve iletişimine devam edecektir. Bu sırada bazı data paketlerinin kaybolması söz konusu olabilir. Eğer MT radyo kapsama alanı dışına çıkacak olursa, HIPERLAN/2 ağı ile işbirliği sona erer ve bütün bağlantıları kesilir.

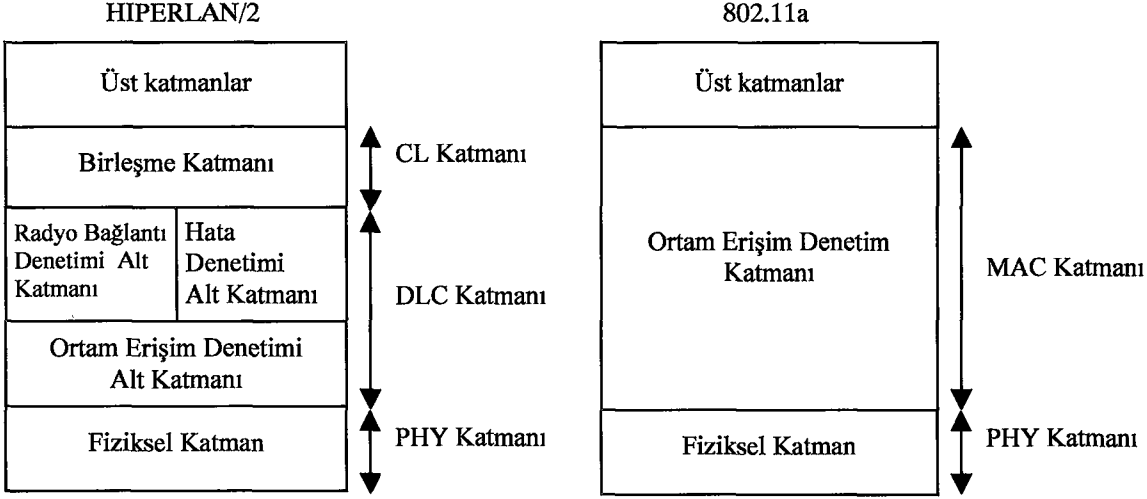
Ağ ve uygulamadan bağımsızlık: HIPERLAN/2'nin protokol yığını esnek bir yapıya sahiptir. Bu yüzden de çeşitli sabit ağlara kolayca uyum sağlayıp onlarla bütünleşebilir.

Güç tasarrufu: HIPERLAN/2'de sistem mekanizması bir MT'nin düşük güç durumuna geçerek güç tasarrufu yapabilmesi amacıyla, işi olmadığı uykuyu periyotları kullanmasına izin verir. MT herhangi bir anda düşük güç durumuna (her AP için özel bir seviye) geçmek ve özel uyku periyodu için AP'den istekte bulunur. Uyku periyodunun bitiminde MT, AP'den kendisine bir uyandırma işareti gelip gelmediğini kontrol eder. Eğer uyandırma işareti yok ise MT bir uyuma periyodu daha düşük güç durumuna geçer ve işlem böyle devam eder. Uyku periyotları çeşitli durumlar için farklılık gösterebilir.

1.10.2. Hiperlan/2 Sistem Mimarisi

Hiperlan/2 ve 802.11a sistemleri katman mimarisine sahiptirler. Her bir katman diğerlerinden bağımsız olarak çalışır ve kendisinin altındaki ve üstündeki katmanlarla iletişim kurmak için standartlarda belirtilmiş bir emir takımı kullanır. Şekil 1.25'te Hiperlan/2 ve 802.11a sistemlerinin katman mimarisi görülmektedir. Her iki standart

arasındaki en önemli farklılıklar buradadır. Katmanların görevleri Hiperlan/2 ve 802.11a sistemleri arasındaki farklılıklar da göz önüne alınarak aşağıda açıklanmaktadır.



Şekil 1.25. Hiperlan/2 ve 802.11a katman mimarisi

1.10.2.1. Hiperlan/2 Birleşme Katmanı (Convergence Layer)

Bu katmanın görevi, üst katmanlardan gelen paketleri almak ve üst katmanlara giden paketleri göndermektir. Üst katmanlardan gelen paketleri 48 baytlık sabit uzunluklu paketler haline getirir ve 12 bitlik başlık ekler. Ayrıca bu katman, fiziksel katman (Physical Layer, PHY) ve veri bağı denetim katmanının (Data Link Control Layer, DLC) omurga ağından bağımsız olmasını da sağlamaktadır [21].

1.10.2.2. Hiperlan/2 Veri Bağı Denetim Katmanı (Data Link Control Layer)

DLC katmanı üç alt-katmandan oluşmaktadır:

- Radyo bağlantı denetimi alt katmanı (Radio Link Control Sublayer, RLC),
- Hata denetimi alt katmanı (Error Control Sublayer, EC),
- Ortam erişim denetimi alt katmanı (Medium Access Control Sublayer, MAC).

Radyo bağlantı denetimi alt katmanının görevleri arasında kimlik doğrulama, şifre yönetimi, el değiştirme (handover), dinamik frekans seçimi, güç denetimi ve tasarrufu gibi işlemler sayılabilir.

Hata denetimi alt katmanı, iletişimin özelliğine göre değişik hata denetimi mekanizmaları çalıştırarak, güvenilirliği ve hızı farklı iletişim yapılmasını sağlamaktadır. Örneğin, gönderilen verinin alınıp alınmadığına bakılmaksızın birkaç kez aynı verinin gönderilmesi güvenilirliği arttırırken, gecikmeye neden olmaktadır. Diğer yandan, veri bir kez veri sürekli gönderildiğinde hiçbir gecikme olmamakla beraber, iletişimin güvenilirliği azalmaktadır. Alıcıda, gönderilen verinin hatalı olarak alındığı belirlendiğinde, vericiye gönderile “yeniden gönder” isteği ile hatalı olarak alınan verinin düzeltilmesinin sağlandığı ve otomatik tekrar isteği (Automatic Repeat Request, ARQ) olarak adlandırılan yöntem, hem güvenilirlik açısından hem de gecikme açısından ortalama bir yöntemdir.

MAC alt katmanı TDD/TDMA esasına göre çalışmaktadır. Yani, MT’den AP’ye doğru iletişim (uplink) ile AP’den MT’ye doğru iletişim (downlink) zaman paylaşımli çift yönlü, farklı AP/MT’ler arasındaki iletişim zaman paylaşımli çoklu erişim tekniği ile gerçekleştirilmektedir. 2 ms uzunluğundaki MAC çerçevesinin başında AP, MT’lerin çerçevesinin hangi noktasından itibaren veri gönderip alabileceklerini kararlaştırır ve bunu bütün MT’lere bildirir. MT’lerin veri gönderme veya alma ihtiyaçlarına göre zaman aralıkları dinamik olarak MT’lere tahsis edilir. MT’ler iletişim ihtiyaçlarını AP’ye kaynak istek denetim (Resource Request Control, RRC) işareti aracılığı ile bildirirler.

1.10.2.3. 802.11a Ortam Erişim Denetim Katmanı (MAC Layer)

MAC katmanı, omurga katmandan gelen veri trafiğini yönetmekle görevlidir. Herhangi bir bölümlenme (segmentation) yapmaksızın 4095 bayt uzunluğundaki paketleri alır ve gerekli işlemleri yerine getirir. Ayrıca, MAC katmanının hata denetimi, kimlik doğrulama, kilit yönetimi ve şifreleme gibi görevleri de vardır. Bu yüzden, 802.11a sistemi için oldukça önemli bir katmandır.

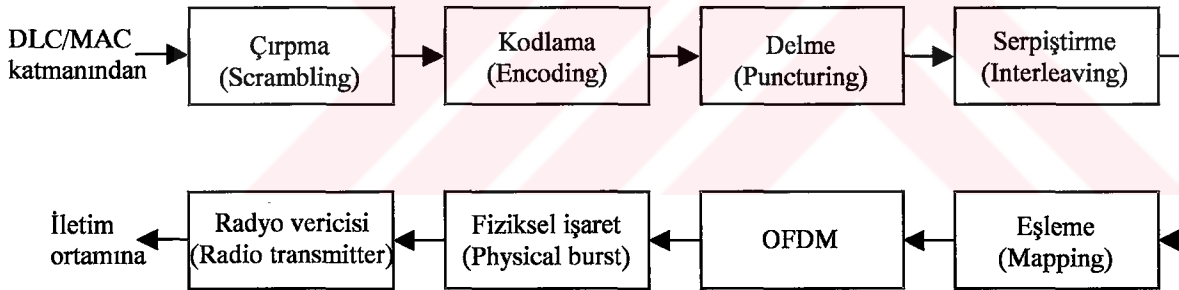
802.11a MAC katmanı, Çatışma Sakıncalı Taşıyıcı Algılamalı Çoklu Erişim (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance, CSMA/CA) esaslıdır. Gönderecek verisi olan ünite ister AP olsun ister MP olsun, gönderme yapmadan önce kanalı dinler ve belli bir süre boş olduğunu algılasa ancak gönderme yapabilir. İki farklı ünite kanala aynı anda veri gönderecek olursa çatışma meydana gelir ve her iki ünitenin de göndermek istediği veri bozulur. Bu önleme rağmen çatışma %100 engellenemez. Çatışma meydana gelirse, bütün üniteler rasgele sürelerde beklerler ve bu sürelerde gönderme yapmaya kalkışmazlar bu süre “geri çekilme süresi” (backoff time) olarak adlandırılır [43].

MAC katmanının hata denetimi, kimlik doğrulama, kilit yönetimi ve şifreleme gibi görevleri de vardır. Hata denetiminde çevrimsel fazlalık sınaması (Cyclic Redundancy Check, CRC) yöntemi kullanılmaktadır.

1.10.3. Hiperlan/2 ve 802.11a Fiziksel Katmanı (Physical Layer, PHY)

Fiziksel katman, verinin iletim ortamına aktarılması için gerekli işlemleri yerine getirir. Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarının fiziksel katmanları birbirlerine oldukça benzer ve uyumludurlar. Bu yüzden, her iki standart aynı donanım bileşenlerini kullanabilirler. Şekil 1.26'da fiziksel katman yapılandırılması görülmektedir.

Hiperlan/2 ve 802.11a fiziksel katmanı OFDM tabanlıdır. Kanalin kapasitesine bağlı olarak, değişik modülasyon seviyeleri ve kodlama oranları ile 6 Mb/s ile 54 Mb/s arasında çeşitli veri hızlarına ulaşılabilmektedir. Her iki standart arasında kodlama oranlarında bazı farklılıklar olduğundan, destekledikleri veri hızları arasında da bazı farklılıklar vardır. Hız bağımlı parametrelerin verildiği Tablo 1.5 ve 1.6'da bu farklılıklar görülebilmektedir.



Şekil 1.26. Hiperlan/2 ve 802.11a fiziksel katman fonksiyonları

Tablo 1.5. Hiperlan/2 standardı hız bağımlı parametreleri

Alt-taşıyıcı modülasyonu	Kodlama oranı, R	Veri hızı, Mb/s	Alt-taşıyıcı başına kodlanmış bit sayısı, N_{BPSC}	OFDM simgesi başına kodlanmış bit sayısı, N_{CBPS}	OFDM simgesi başına veri bit sayısı, N_{DBPS}
BPSK	1/2	6	1	48	24
BPSK	3/4	9	1	48	36
QPSK	1/2	12	2	96	48
QPSK	3/4	18	2	96	72
16QAM	9/16	27	4	192	108
16QAM	3/4	36	4	192	144
64QAM	3/4	54	6	288	216

Tablo 1.6. IEEE802.11a standardı hız bağımlı parametreleri

Alt-taşıyıcı modülasyonu	Kodlama oranı, R	Veri hızı, Mb/s	Alt-taşıyıcı başına kodlanmış bit sayısı, N_{BPSC}	OFDM simgesi başına kodlanmış bit sayısı, N_{CBPS}	OFDM simgesi başına veri bit sayısı, N_{DBPS}
BPSK	1/2	6	1	48	24
BPSK	3/4	9	1	48	36
QPSK	1/2	12	2	96	48
QPSK	3/4	18	2	96	72
16QAM	1/2	24	4	192	96
16QAM	3/4	36	4	192	144
64QAM	2/3	48	6	288	192
64QAM	3/4	54	6	288	216

Hiperlan/2 standardında 16QAM için 9/16 kodlama oranı kullanıldığında erişilen veri hızı 27 Mb/s olurken, 802.11a standardında ise 1/2 kodlama oranı kullanılarak 24 Mb/s hıza erişilmektedir. 802.11a standardında 64QAM için 2/3 kodlama oranıyla 48 Mb/s veri hızı sağlanırken Hiperlan/2 standardında böyle bir seçenek yoktur.

Fiziksel katmandaki her bir bloğun görevleri aşağıda açıklanmaktadır.

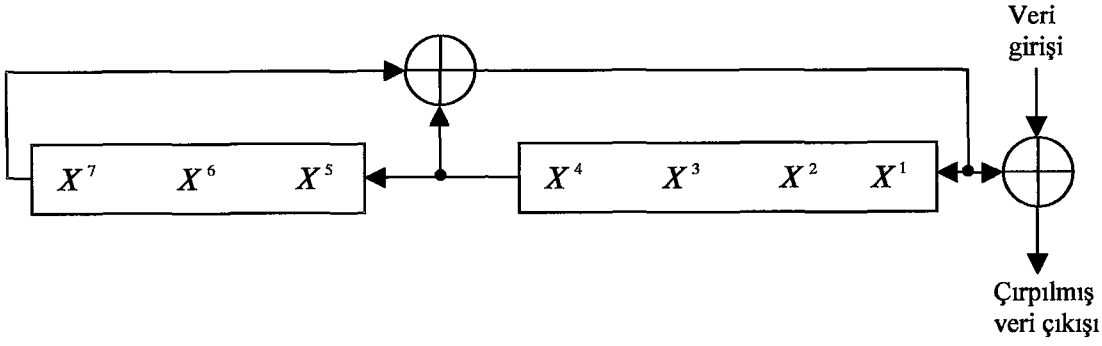
1.10.3.1. Çırpma (Scrambling)

İletilmek istenilen veri içerisinde ardışık olarak çok sayıda “1” veya “0” bulunabilir. Bu durum alıcıda bazı problemlere neden olabileceği için, “1” ve “0” dağılımlarının “rasgele” (random) olmasını sağlamak için çırpıcı kullanılır. Fiziksel katman çıkışında elde edilen paket yapısında verinin bulunduğu kısım, üretç çokterimlisi (generator polynomial) 7. dereceden olan ve aşağıda verilen çırpıcı ile çırpılır.

$$S(x) = x^7 + x^4 + 1 \quad (1.68)$$

Şekil 1.27’de blok şeması verilen çırpıcı, aynı zamanda alıcıda çırpma işlemini geri döndürmek için yani, çırpma çözücü olarak da kullanılır.

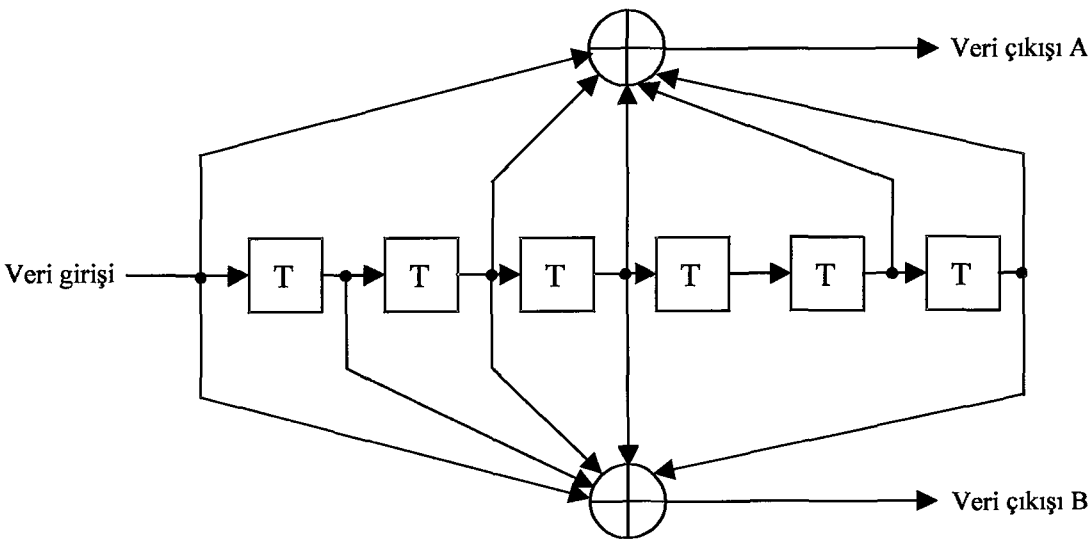
Hiperlan/2 ile 802.11a standartları arasındaki bir fark da, çırpıcının başlangıç durumunun ayarlanma şeklidir. Hiperlan/2’de $X^7 X^6 X^5 = 111$ olarak, diğer 4 bit ise veri paketi içerisinde belli noktalardaki bitlerle oluşturulmaktadır. Oysa, 802.11a’da başlangıç durumu 7 adet “1” ile oluşturulmaktadır.



Şekil 1.27. Veri çarpıcı blok şeması

1.10.3.2. Kodlama (Encoding)

İletim ortamının olumsuz etkileri nedeniyle oluşabilecek hataların alıcıda algılanıp düzeltilebilmesi amacıyla, gönderilen bilgiye çeşitli bitler eklenerek kodlanır. Her iki standartta da kısıt uzunluğu (constraint length) 7 olan katlamalı kodlayıcı (Convolutional encoder) kullanılır. Kodlama oranı normalde $1/2$ olan kodlayıcının çıkışında delme (puncturing) işlemi uygulanarak istenilen kodlama oranları elde edilmektedir. Hiperlan/2 ile 802.11a arasındaki farklardan birisi de buradadır. Hiperlan/2 standardı $1/2$, $9/16$ ve $3/4$ kodlama oranlarını, 802.11a standardı ise $1/2$, $2/3$ ve $3/4$ kodlama oranlarını desteklemektedirler. Şekil 1.28'de kısıt uzunluğu 7 olan katlamalı kodlayıcı görülmektedir.

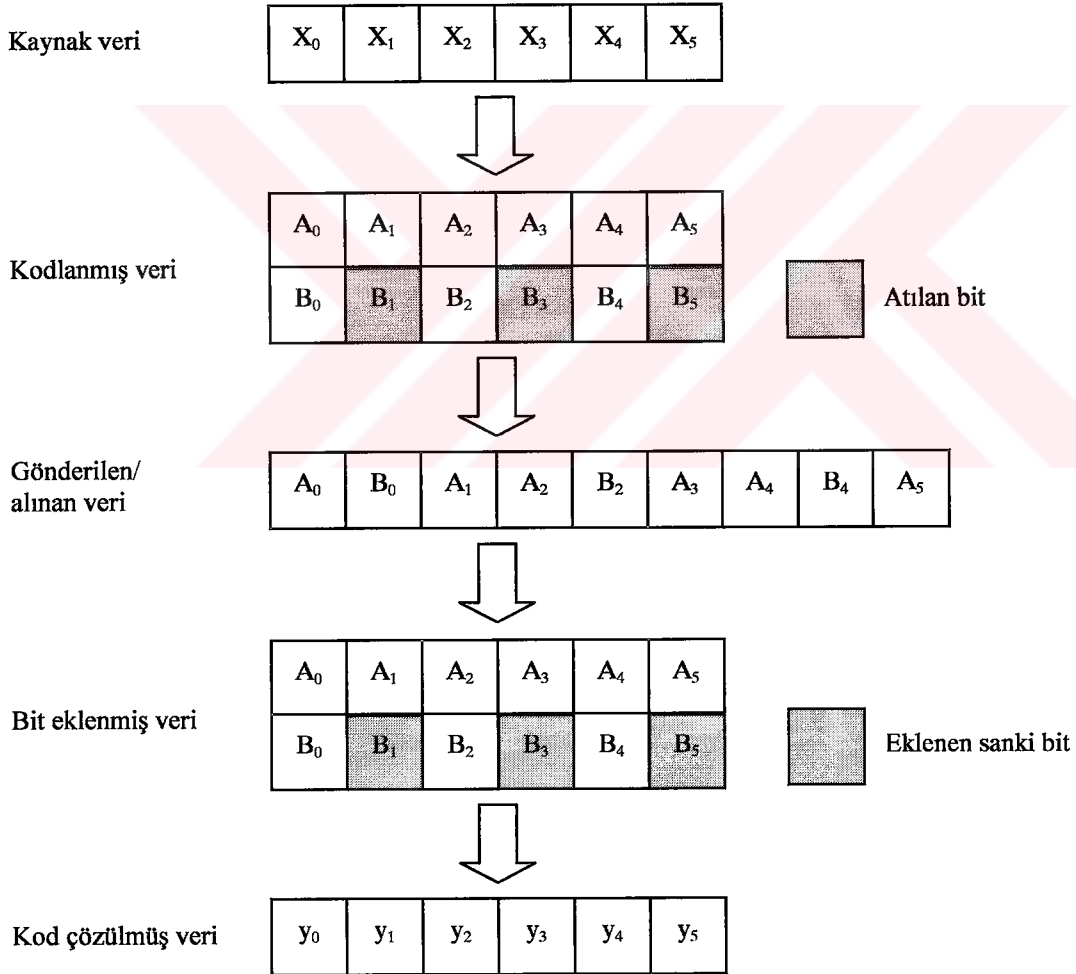


Şekil 1.28. Kodlama oranı $1/2$ ve kısıt uzunluğu 7 olan katlamalı kodlayıcı

Katlamalı kodlayıcı iki üreteç çokterimli kullanmaktadır. Veri çıkışı A için kullanılan üreteç çokterimli $g_0 = 133_8 = 1011011_2$ ve Veri çıkışı B için üreteç çokterimli $g_1 = 171_8 = 1111001_2$ olarak Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarında belirtilmiştir. Kodlayıcının A çıkışındaki bit B çıkışındaki bitten önce gönderilmektedir. Alıcıda kod çözücü (decoder) olarak Viterbi algoritmasının kullanılması standart tarafından tavsiye edilmektedir.

1.10.3.3. Delme (Puncturing)

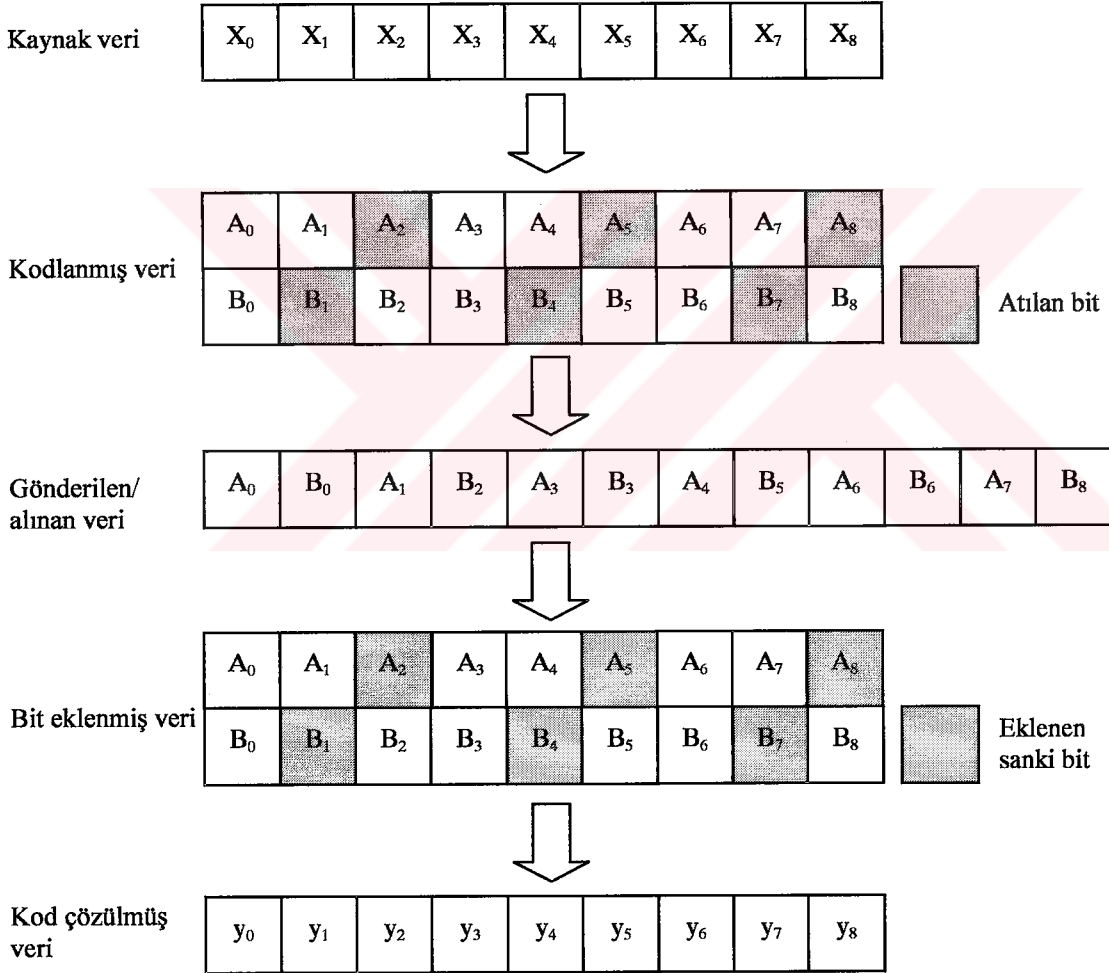
Delinmiş kodlama oranı $r = 2/3$



Şekil 1.29. Delinmiş kod oranı $2/3$ 'ün elde edilişi

Gerek Hiperlan/2 standardında olsun, gerek 802.11a standardında olsun, daha yüksek kodlama oranları kullanılabilir. Bunu sağlamak için kodlama oranı 1/2 olan katlamalı kodlayıcının çıkışında delme işlemi uygulanır. Delme işlemi aslında, kodlayıcı çıkışındaki kodlanmış bitlerden bazılarını göndermeyip, gönderilen bit sayısını azaltarak kodlama oranını yükseltme işlemidir. Alıcıda ise, atılan bitlerin yerine sözde (dummy) bitler yerleştirilerek kod çözme işlemi gerçekleştirilir. Şekil 1.29'da 2/3 ve Şekil 1.30'da 3/4 kodlama oranlarını sağlayan örüntüler (pattern) verilmektedir.

Delinmiş kodlama oranı $r = 3/4$



Şekil 1.30. Delinmiş kod oranı 3/4 'ün elde edilişi

1.10.3.4. Serpiştirme (Interleaving)

Veriye ait kodlanmış bütün bitler, blok boyutları bir OFDM simgesinde iletilen bit sayısına bağlı olan blok serpiştirici ile, ardışık hatalara karşı korunma sağlamak amacıyla serpiştirilir. Serpiştirme işlemi iki adımlı permütasyon ile tanımlanmaktadır. Birinci adımda, kodlanmış bitişik bitlerin bitişik olmayan alt-taşıyıcılara yüklenmesi sağlanmaktadır. İkinci adımda ise, kodlanmış bitişik bitlerin serpiştirme işleminden önce, işaret yıldız kümesinde buldukları simgedeki konumlarından farklı konumlara yerleştirilmesi sağlanarak, yıldız kümesinin en anlamsız bitlerinin uzun dönemde düşük güvenilirliğinden sakınılmış olmaktadır. Örneğin, 64QAM kullanılan sistemde, serpiştirme işleminden önce kodlanmış dizinin 13 numaralı elemanı olan bit, 2. simgenin 1. biti konumunda bulunmaktadır. Serpiştirmeden sonra bu bit 39. simgenin 2. biti konumuna yerleştirilmektedir. Tablo 1.7’de QPSK, 1.8’de 16QAM ve 1.9’da 64QAM için ilk 20 bitlik kodlanmış bilginin serpiştirme işleminden sonraki konumları verilmektedir. Bitlerin konumlarına ilişkin rakamlardan üstteki simge numarasını, alttaki simge içindeki kaçınıcı bit (0. bit en anlamlı bit, 5. bit en anlamsız bit) olduğunu göstermektedir.

k , birinci permütasyondan önce kodlanmış bit indisini, i birinci permütasyondan sonra ama ikinci permütasyondan önceki bit indisini, j ikinci permütasyondan sonraki bit indisini ve N_{CBPS} ise bir OFDM simgesindeki kodlanmış bit sayısını göstermek üzere ilk permütasyon aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

Tablo 1.7. QPSK için, serpiştirici çıkışında ilk 20 bitin eski ve yeni konumları

Kodlanmış bit indisi	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Eski konumu	0	0	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	7	7	8	8	9	9
Yeni konumu	0	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30	33	36	39	42	45	0	3	6	9
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

Tablo 1.8. 16QAM için, serpiştirici çıkışında ilk 20 bitin eski ve yeni konumları

Kodlanmış bit indisi	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Eski konumu	0	0	0	0	1	1	1	1	2	2	2	2	3	3	3	3	4	4	4	4
Yeni konumu	0	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30	33	36	39	42	45	0	3	6	9
	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0

Tablo 1.9. 64QAM için, serpiştirici çıkışında ilk 20 bitin eski ve yeni konumları

Kodlanmış bit indisi	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Eski konumu	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	2	2	3	3
Yeni konumu	0	3	6	9	12	15	18	21	25	27	30	33	36	39	42	45	0	3	6	9
	0	2	1	0	2	1	0	2	1	0	2	1	0	2	1	0	1	0	2	1

$$i = (N_{CBPS} / 16)(k \bmod 16) + \text{floor}(k/16) \quad k = 0,1,2,\dots,N_{CBPS} - 1 \quad (1.69)$$

Burada $\text{floor}(\cdot)$ fonksiyonu, parantez içerisindeki işlem sonucunun tamsayı kısmını almaktadır. İşlem sonucu 2.73 ise $\text{floor}(2.73) = 2$, işlem sonucu -2.73 ise $\text{floor}(2.73) = -3$ vermektedir. $(k \bmod 16)$ fonksiyonu ise, k 'nın 16'ya bölümünden kalanı vermektedir.

İkinci permütasyon ise,

$$j = s * \text{floor}(i/s) + (i + N_{CBPS} - \text{floor}(16 * i / N_{CBPS})) \bmod s \quad i = 0,1,2,\dots,N_{CBPS} - 1 \quad (1.70)$$

olarak tanımlanmaktadır. Burada, N_{BPSC} alt-taşıyıcı başına kodlanmış bit sayısını göstermek üzere,

$$s = \max(N_{BPSC} / 2, 1) \quad (1.71)$$

olarak belirlenmektedir.

Alıcıda, ters serpiştirici benzer şekilde iki adımlı permütasyon yardımıyla, serpiştiricide yapılan işlemi geri döndürecek şekilde gerçekleştirilir. j alınan bit dizisinin indisi, i ilk permütasyondan sonraki ama ikinci permütasyondan önceki indisi ve k da ikinci permütasyondan sonraki kodlanmış bit dizisi indisi olmak üzere ilk permütasyon aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$i = s * \text{floor}(j/s) + (j + \text{floor}(16 * j / N_{CBPS})) \bmod s \quad j = 0,1,2,\dots,N_{CBPS} - 1 \quad (1.72)$$

Bu permütasyon serpiştiricideki ikinci permütasyonun tersidir.

İkinci permütasyon ise,

$$k = 16 * i - (N_{CBPS} - 1) \text{floor}(16 * i / N_{CBPS}) \quad i = 0, 1, 2, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (1.73)$$

olarak tanımlanır. Bu permütasyon ise, serpiştiricideki birinci permütasyonun tersidir.

1.10.3.5. Eşleme (Mapping)

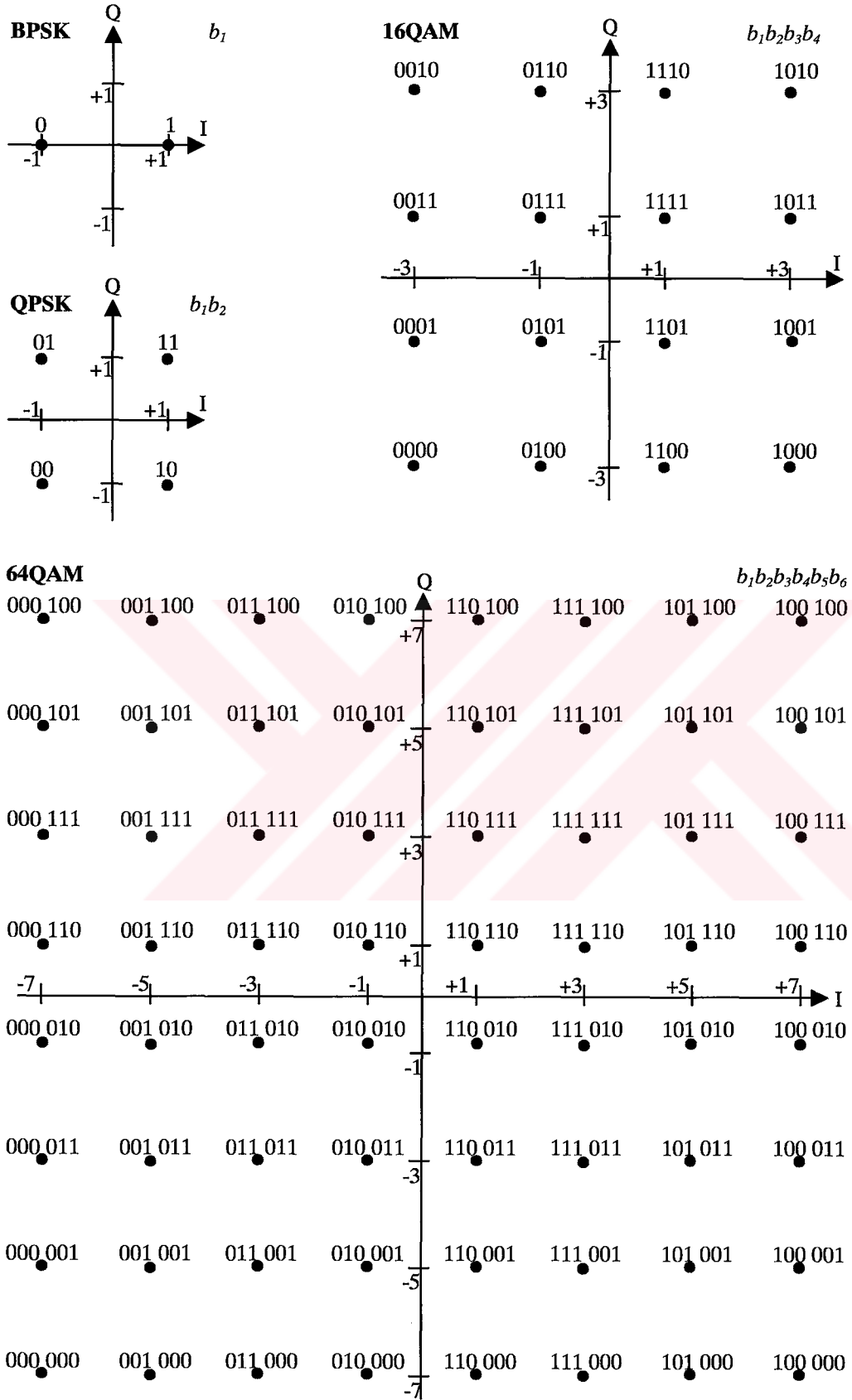
Kodlandıktan sonra serpiştirilen veri bitleri, kullanılacak alt-taşıyıcı modülasyon türüne göre alt gruplara ayrılırlar. Hem Hiperlan/2 hem de 802.11a standardında alt-taşıyıcı modülasyonu için BPSK, QPSK, 16QAM ve 64QAM kullanılması öngörülmektedir.

Alt-taşıyıcı modülasyonu olarak hangisinin kullanılacağı ise istenilen data hızına bağlıdır. N_{BPSC} , alt-taşıyıcı başına bit sayısını göstermek üzere, BPSK için $N_{BPSC} = 1$, QPSK için $N_{BPSC} = 2$, 16QAM için $N_{BPSC} = 4$ ve 64QAM için $N_{BPSC} = 6$ 'dır. Bu şekilde gruplanan bitler birer karmaşık simge ile eşleştirilirler. Olası bütün karmaşık simgelerin gösterildiği diyagrama da yıldız kümesi diyagramı (constellation diagram) denir. Yıldız kümesi eşlemesi sırasında Gray kodlama kullanılmaktadır. Gönderilen bir yıldız kümesi simgesi, kanalın bozucu etkileri nedeniyle karar sınırlarını geçerek komşu bir simgenin sınırları içerisine girecek olursa, o simgenin taşıdığı bitlerin hepsi değil, sadece bir biti hatalı alınmış olacaktır. Çünkü, iki komşu simge arasında sadece bir bit farklıdır. Şekil 1.31'de BPSK, QPSK, 16QAM ve 64QAM için yıldız kümesi eşlemesi görülmektedir.

Alt-taşıyıcı modülasyonu çıkışında, I ve Q işaret bileşenleri modülasyon türüne bağlı olarak belirlenen normalizasyon katsayısı K_{MOD} ile çarpılarak alt-taşıyıcıya yüklenecek karmaşık simge elde edilir.

$$d = (I + jQ)K_{MOD} \quad (1.74)$$

K_{MOD} katsayısı, bütün alt-taşıyıcı modülasyon türleri için aynı ortalama gücü sağlama amacıyla kullanılmaktadır. Alt-taşıyıcı modülasyon türüne göre K_{MOD} katsayısı değerleri Tablo 1.10'da verilmektedir.



Şekil 1.31. BPSK, QPSK, 16QAM ve 64QAM için yıldız kümesi diyagramları

Tablo 1.10. Modülasyon bağımlı normalizasyon katsayısı

Modülasyon türü	Normalizasyon katsayısı, K_{MOD}
BPSK	1
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16QAM	$1/\sqrt{10}$
64QAM	$1/\sqrt{42}$

1.10.4. OFDM

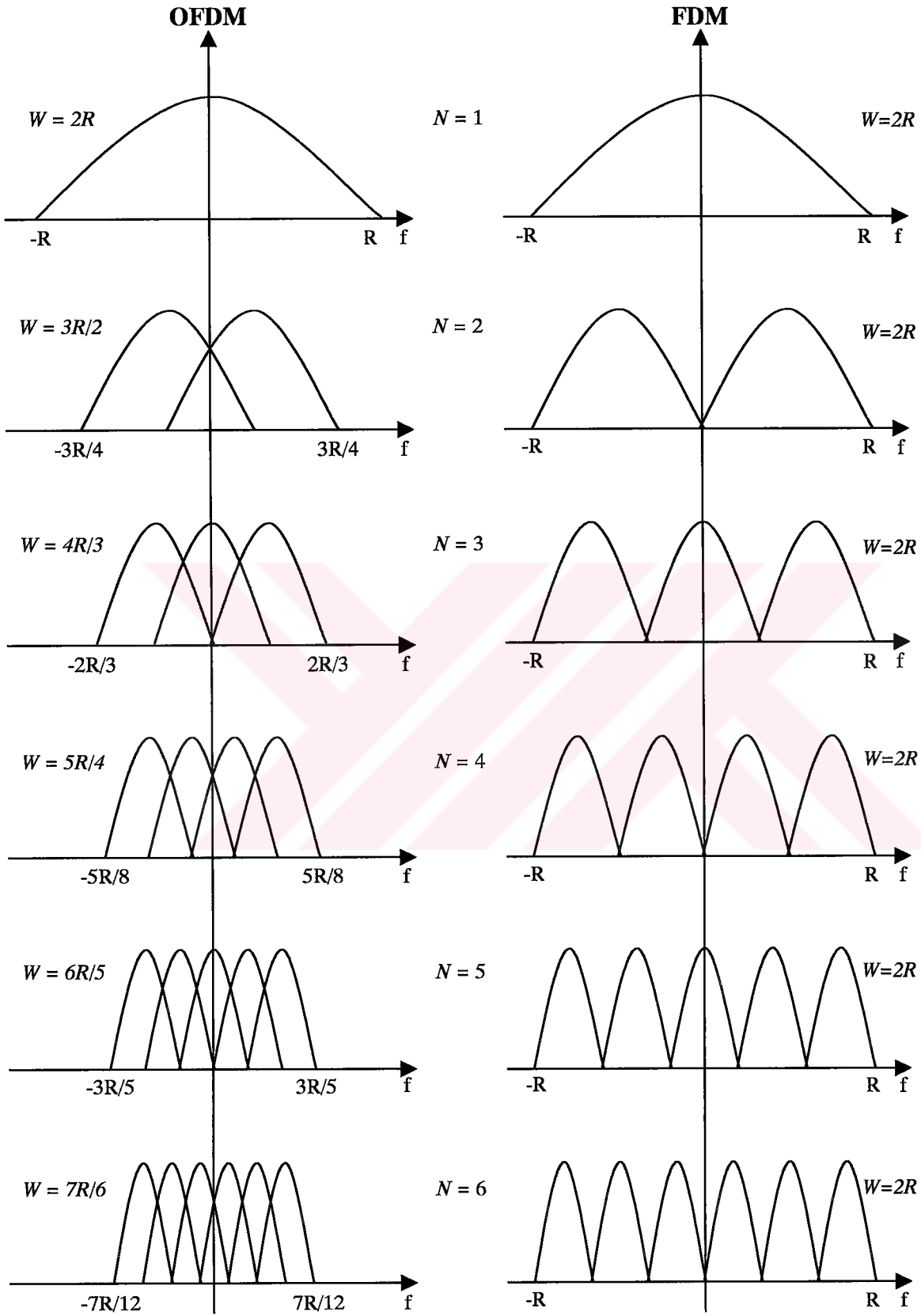
OFDM tekniği, veriyi, tahsis edilen bant genişliğini verimli kullanmak için, birbiriyle örtüşmesine izin verilen belirli sayıda farklı alt-kanaldan paralel olarak gönderme ilkesine dayanmaktadır. Her bir alt-kanal taşıyıcısı diğer taşıyıcılara dik (orthogonal) olduğundan, birbirleriyle girişim yapmamakta, böylece frekans bandı verimli kullanılmış olmaktadır. Şekil 1.32'de OFDM ile FDM'in frekans bandını nasıl kullandıkları görülmektedir. Şekil 1.32 incelendiğinde, taşıyıcı sayısının artması ile, aynı veri hızını elde edebilmek için kullanılması gereken frekans bandının OFDM için azalmakta olduğu görülecektir. N taşıyıcı sayısını, R istenen veri hızını ve W gerekli bant genişliğini göstermek üzere, OFDM kullanılması durumunda gerek duyulacak bant genişliği için

$$W = \frac{(N+1)}{N}R \quad (1.75)$$

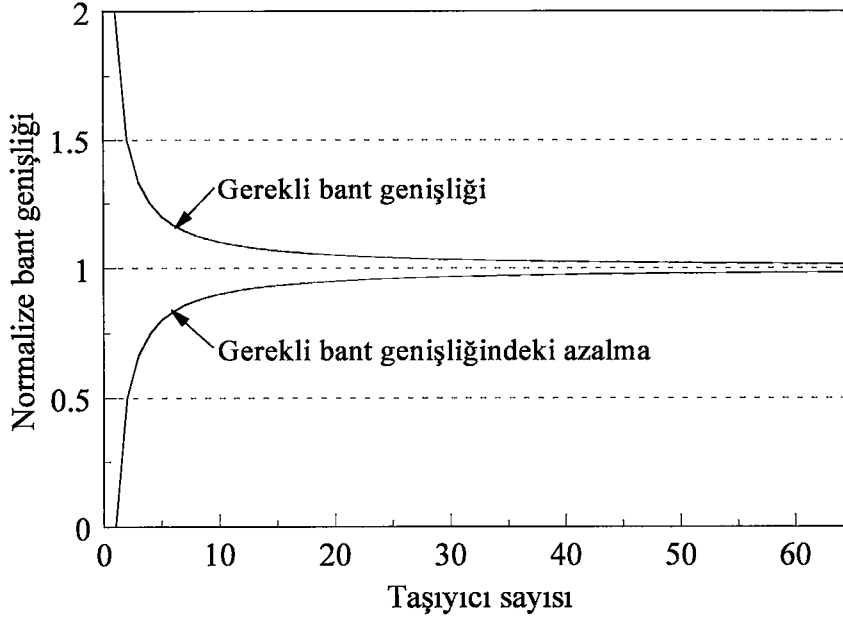
yazılabilir. Sonuçta OFDM'nin sağladığı bant tasarrufu ise

$$\begin{aligned} \Delta W &= 2R - \frac{(N+1)}{N}R \\ &= \frac{(N-1)}{N}R \end{aligned} \quad (1.76)$$

olarak elde edilir.



Şekil 1.32. OFDM'nin FDM'e göre bant verimliliği



Şekil 1.33. OFDM'nin veri hızına göre normalize edilmiş bant gereksiniminin ve bant gereksinimindeki azalmanın taşıyıcı sayısı ile değişimi

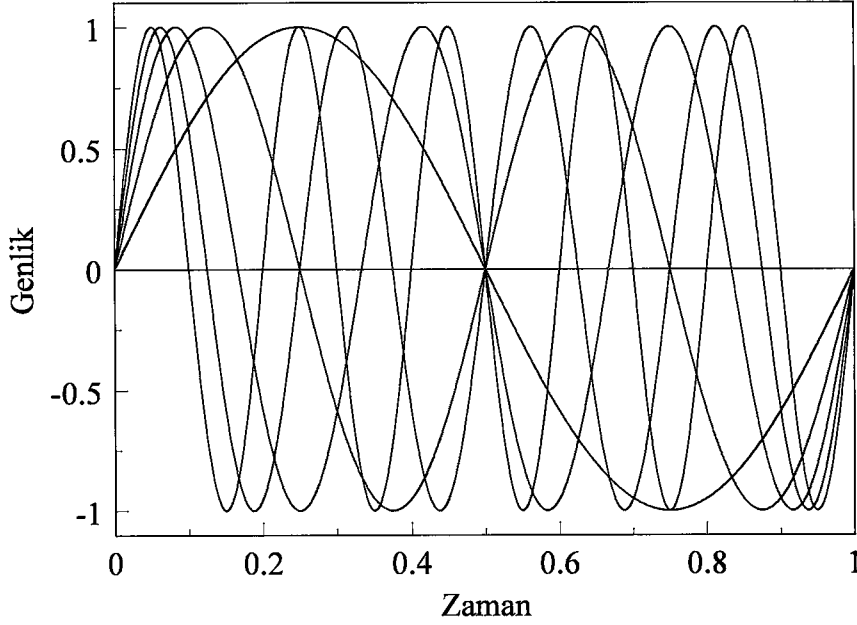
Her şeyin bir üst sınırı olduğu gibi bu bant tasarrufunun da bir üst sınırı vardır. Limit durumunda

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \Delta W = \lim_{N \rightarrow \infty} \left(\frac{(N-1)}{N} R \right) = R \quad (1.77)$$

olacaktır. Bu, OFDM'nin, üst sınırı %50'ye varan bant tasarrufu sağladığı anlamına gelmektedir. Şekil 1.33'te taşıyıcı sayısına bağlı olarak, veri hızı R 'ye göre normalize edilmiş gerekli bant genişliği ve gerekli bant genişliğindeki azalma verilmektedir. Buna göre, 64 taşıyıcılı OFDM kullanılması halinde bile, yaklaşık %50 bant tasarrufu sağlanmaktadır. Şekil 1.34'te birbiriyle ortogonal olan 5 adet OFDM alt-taşıyıcısı görülmektedir. İki işaretin birbiriyle ortogonal olma şartı

$$\int_{t=0}^{t=T} f_1(t) f_2(t) dt = 0 \quad (1.78)$$

ile verilebilir. Burada T yavaş değişen işaretin periyodunu göstermektedir.

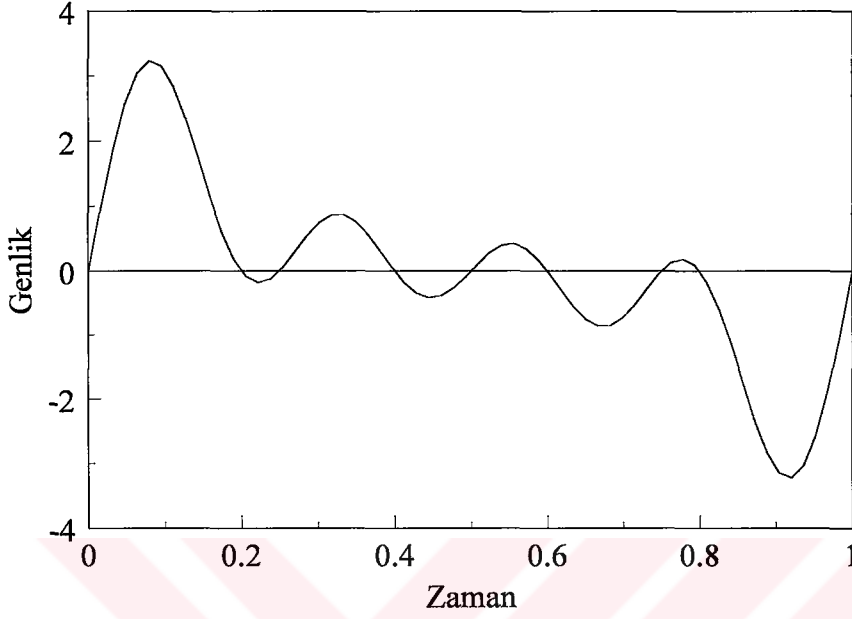


Şekil 1.34. Birbiriyle ortogonal OFDM taşıyıcıları

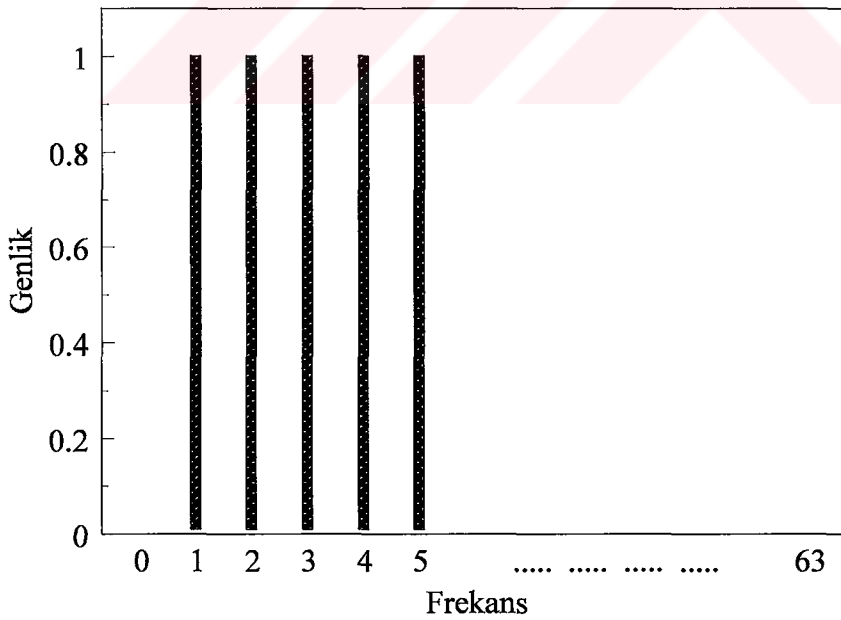
OFDM için bütün alt-taşıyıcılar ortogonallik şartını sağlamaktadır. Bir simge süresi içerisinde bütün alt-taşıyıcıların tam sayılarla ifade edilen miktarda periyodu bulunmaktadır. Bir başka deyişle, her bir alt-taşıyıcının frekansı, simge periyodunun tersinin tam katlarından oluşmaktadır. Bunun önemli bir avantajı da, ilerde değinileceği üzere, simgelerarası girişimin önlenmesi amacıyla oluşturulan çevrimsel önekin ortogonallığı bozmamasını sağlamasıdır. Alt-taşıyıcıların ortogonal olması, her bir alt-taşıyıcı ile farklı verilerin aynı kanal üzerinden iletilebilmesini sağlamaktadır. Ortogonallığın kaybolması durumunda ise, iletilmek istenen veriler birbirine karışır ve iletişim kalitesi düşer. Şekil 1.35'te birbiriyle ortogonal işaretlerin toplanması sonucu elde edilen OFDM işareti görülmektedir.

Şekil 1.35'teki OFDM işareti bir spektrum analizörde incelenecek olsaydı, bu işareti oluşturan her bir alt-taşıyıcı için frekans ekseninde bir bileşen görülecekti. Şekil 1.36'da ortogonal alt-taşıyıcıların frekans bölgesinde simgesel gösterimi verilmektedir. Her bir alt-taşıyıcı frekans bölgesinde, Şekil 1.37'deki gibi bir spektruma sahiptir. Merkezde dar bir ana kulak (lob), sağında ve solunda ise genlikleri gittikçe azalan yan kulaklar görülmektedir. Her bir alt-taşıyıcının spektrumunun tepe değeri, Şekil 1.38'de görüldüğü gibi, diğer alt-taşıyıcıların spektrumundaki sıfırlara denk gelmektedir. Eğer alıcıda örnekleme anları bu noktalara karşı düşürülebilirse, taşıyıcılar arası girişim (ICI)

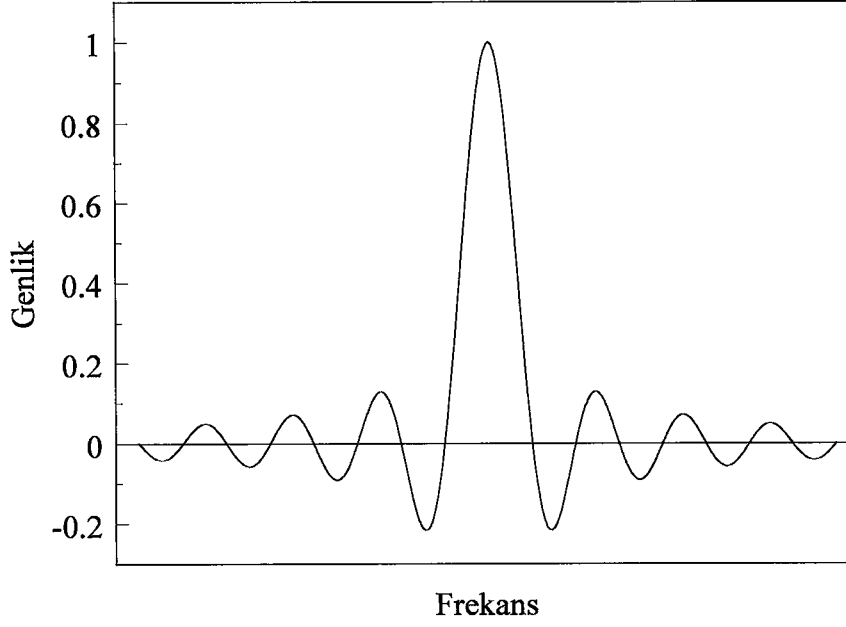
engellenmiş olur. Şekil 1.37’de bir alt-taşıyıcının spektrumu, Şekil 1.38’de ise 10 adet alt-taşıyıcının frekans bandında yerleşimi görülmektedir.



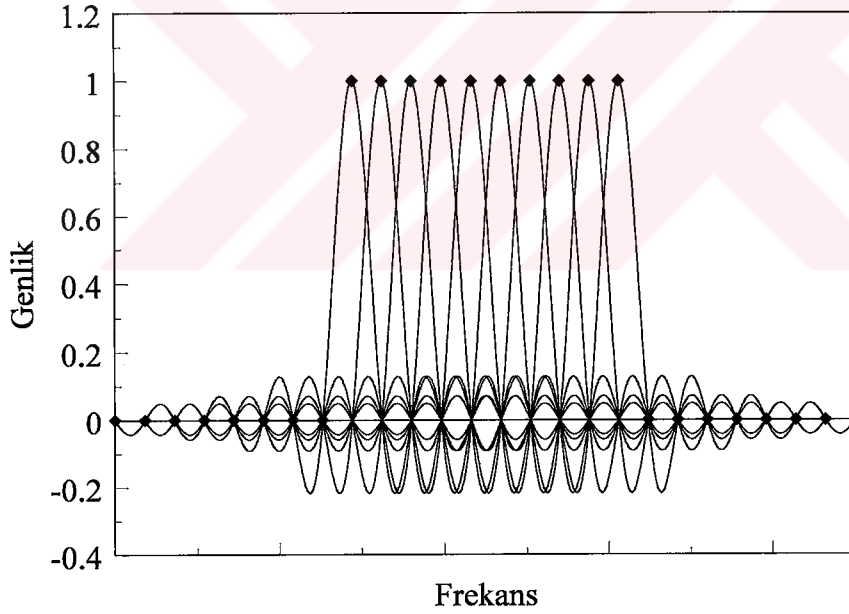
Şekil 1.35. OFDM işaretinin zaman bölgesinde oluşumu



Şekil 1.36. Alt-taşıyıcıların frekans bölgesinde simgesel gösterimi

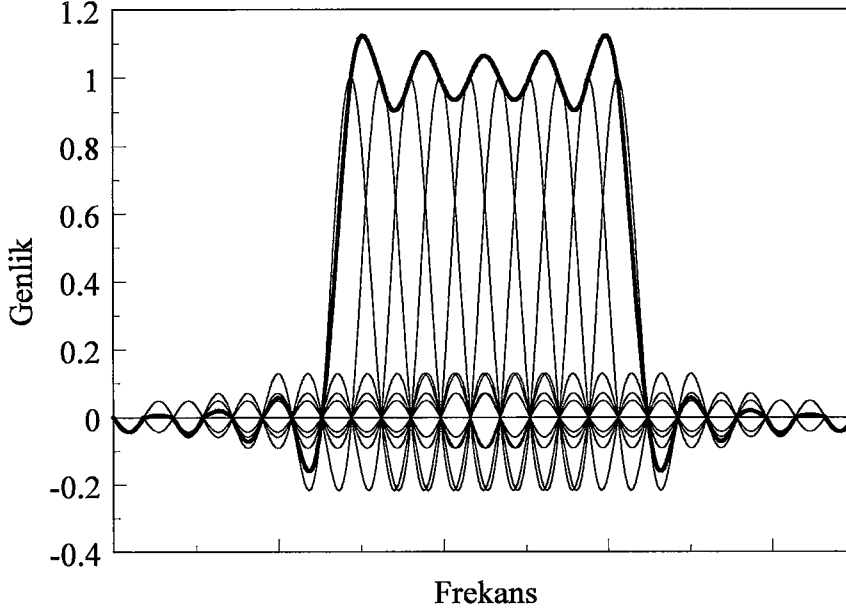


Şekil 1.37. Bir alt-taşıyıcının spektrumu



Şekil 1.38. Ortogonal alt-taşıyıcılar ve ideal örnekleme noktaları

Sonuçta, 10 adet ortogonal alt-taşıyıcıdan oluşan OFDM işaretinin spektrumu Şekil 1.39'da görülmektedir. Kalın çizgi ile gösterilen toplam spektrum, her bir alt-taşıyıcı spektrumunun maksimum olduğu noktalardan geçmektedir. Bu noktalar aynı zamanda diğer alt-taşıyıcı spektrumlarının sıfır olduğu noktalara karşı düşmektedir.



Şekil 1.39. OFDM işaretinin spektrumu

OFDM işareti N adet alt-taşıyıcı tarafından oluşturulmaktadır. Her iki alt-taşıyıcı arasındaki frekans farkı Δf olmak üzere, OFDM işaretinin kaplayacağı bant genişliği

$$B_{OFDM} = N\Delta f \quad (1.79)$$

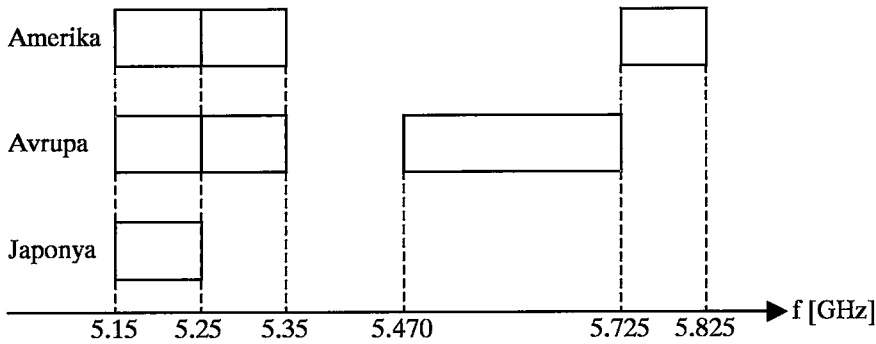
olacaktır. Ortogonallik şartının sağlanabilmesi için, bu alt-taşıyıcıların başlangıç fazlarının aynı olması yanında, frekanslarının da birbirlerinin tam katları olması gerekmektedir. Her bir alt-taşıyıcı için, diğer alt-taşıyıcılarla eş fazlı ve hassas bir osilatör gereksinimi düşünüldüğünde, vericide ve alıcıda birer büyük osilatör bankasına ihtiyaç olduğu anlaşılmaktadır. Bu durum, verici ve alıcının yapısını karmaşıklaştırırken, beraberinde başka problemler de getirmektedir. Alt-taşıyıcılar arasında eş fazlılığın sağlanması ve frekansların tam olarak tutturulması bu problemlerin başlıcalarıdır. Bunlardan kurtulmak için kullanılacak en uygun yöntem ayrık Fourier dönüşümüdür [13]. Uygulamada, DFT'nin işlem karmaşıklığından kurtulmak için ise hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) kullanılır.

Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarında, sistemin zamana bağlı temel parametreleri Tablo 1.11'de verilmektedir.

Tablo 1.11. Hiperlan/2 ve 802.11a için zamana bağlı temel parametreler [21].

Parametre	Değeri	
Örnekleme hızı, f_s	20 MHz	
Örnekleme periyodu, T_s	50 ns	
Faydalı simge süresi, T_U	$64 * T_s = 3.2 \mu s$	
Çevrimsel önek süresi, T_{CP}	$16 * T_s = 0.8 \mu s$ (Zorunlu)	$8 * T_s = 0.4 \mu s$ (Seçimlik)
Simge süresi, $T_{SYM} = T_U + T_{CP}$	$80 * T_s = 4 \mu s$	$72 * T_s = 3.6 \mu s$
Veri alt-taşıyıcı sayısı, N_{SD}	48	
Pilot alt-taşıyıcı sayısı, N_{SP}	4	
Toplam alt-taşıyıcı sayısı, $N_{ST} = N_{SD} + N_{SP}$	52	
Alt-taşıyıcı aralığı, $\Delta f = 1/T_U$	0.3125 MHz	
En uzak iki alt-taşıyıcı aralığı, $N_{ST} * \Delta f$	16.250 MHz	

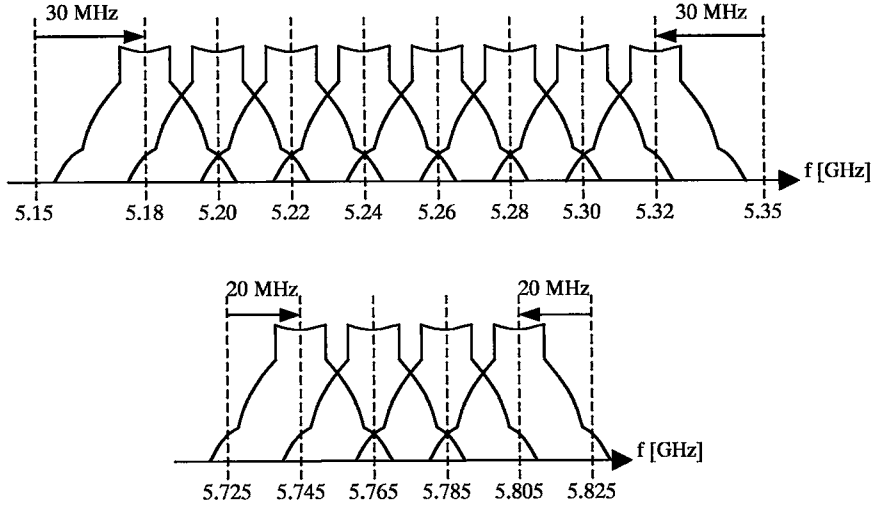
Bazı büyüklükler farklı simgelerle gösterilmelerine karşın, değerleri aynıdır. Hiperlan/2’de çevrimsel önek (cyclic prefix) süresi olarak adlandırılan büyüklük T_{CP} ile gösterilirken, 802.11a standardında güvenlik aralığı (guard interval) süresi olarak adlandırılmakta ve T_{GI} ile gösterilmektedir. Her iki standart için bu büyüklük aynı değeri alırken, 802.11a standardından farklı olarak, Hiperlan/2 için bunun bir seçimlik değeri de vardır. Benzer şekilde, Hiperlan/2’de faydalı simge süresi olarak adlandırılan büyüklük T_U ile gösterilirken, 802.11a’da IFFT/FFT periyodu olarak adlandırılmakta ve T_{FFT} ile gösterilmektedir. Hiperlan/2’de T_s ile gösterilen simge süresi 802.11a’da T_{SYM} ile gösterilmektedir.



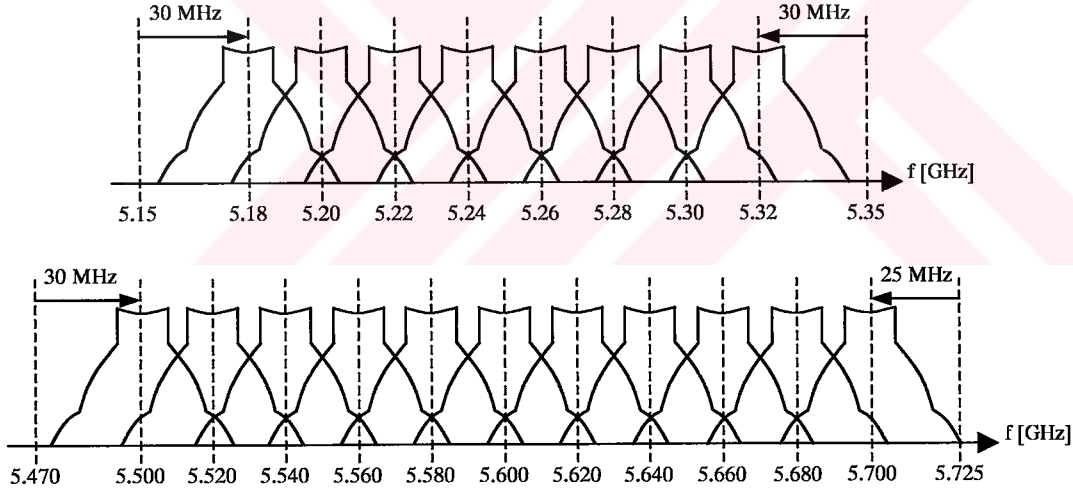
Şekil 1.40. Kablosuz ağlar için 5 GHz bandında spektrum tahsisi

Kablosuz ağlar için 5 GHz bandında Amerika’da 300 MHz, Avrupa’da 455 MHz ve Japonya’da ise 100 MHz tahsis edilmiştir. Şekil 1.40’ta 5 GHz bandında Amerika, Avrupa

ve Japonya için spektrum tahsisi görülmektedir.



Şekil 1.41. Amerika için 5 GHz kanal planı



Şekil 1.42. Avrupa için 5 GHz kanal planı

Amerika'da 5.15-5.25 GHz bandı bina içi kullanım için tahsis edilmiş ve etkin izotropik ışınma gücü 50 mW ile sınırlandırılmıştır. 5.25-5.35 GHz bandı bina dışı kullanımlar için tahsis edilmiş olup, EIRP 250 mW ile sınırlandırılmıştır. Üçüncü bant olan 5.725-5.825 GHz bandı da yine bina dışı kullanımlar için tahsis edilerek, EIRP 1 W ile sınırlandırılmıştır [20]. Avrupa'da ise 5.15-5.35 GHz bandı bina içi kullanımlar için tahsis

edilmiş, EIRP 200 mW ile sınırlandırılmıştır. Üst bant olan 5.470-5.725 GHz bandı ise bina dışı kullanımlar için tahsis edilmiş ve EIRP 1 W ile sınırlandırılmıştır [44]. Buna göre, Amerika'da 5.15-5.35 GHz bandında 8 adet ve 5.725-5.825 GHz bandında 4 adet olmak üzere, 20 MHz bant genişliğine sahip toplam 12 adet kanal bulunmaktadır. Avrupa'da ise, toplam bant genişliği 455 MHz olduğu için 19 adet kanal mevcuttur [42]. 5 GHz bandı kanal planı Amerika için Şekil 1.41'de, Avrupa için ise, Şekil 1.42'de verilmektedir [20], [21].

1.10.4.1. OFDM İşaretinin Üretilmesi

OFDM işareti birçok sinüzoidal işaretin toplamından oluşmaktadır. Her bir sinüzoidal işaret bir alt-taşıyıcıya karşı düşmektedir. Dolayısıyla her bir alt-taşıyıcı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$s_c(t) = A_c(t)e^{j[2\pi f_c t + \phi_c(t)]} \quad (1.80)$$

Burada $A_c(t)$, alt-taşıyıcının zamanla değişen genliğini ve $\phi_c(t)$ alt-taşıyıcının zamanla değişen fazını göstermektedir. f_c ise alt-taşıyıcı frekansıdır. Bu ifade karmaşık olduğundan gerçel ve sanal bileşenlere sahiptir. Alt-taşıyıcı işareti bu ifadenin gerçel kısmından oluşmaktadır. OFDM işaretinin N adet sinüzoidal işaretin toplamından oluştuğu noktasından hareketle,

$$s_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t)e^{j[2\pi f_n t + \phi_n(t)]} \quad (1.81)$$

yazılabilir. Toplam ifadesinin önündeki $1/N$ birim güç elde etmek amacıyla kullanılmaktadır. Burada,

$$f_n = f_0 + n\Delta f \quad (1.82)$$

dır. Elde edilen bu işaret, OFDM işaretinin sürekli biçimidir. İşareti oluşturan her bir alt-taşıyıcının genlik ve fazının bir simge süresince değişmediği göz önüne alınacak olursa,

$$\begin{aligned} A_n(t) &= A_n \\ \phi_n(t) &= \phi_n \end{aligned} \quad (1.83)$$

yazılabilir. Elde edilen sürekli işaret, örnekleme frekansı $f_s = 1/T_s$ ile örneklendiğinde

$$s_s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j[2\pi(f_0+n\Delta f)kT_s+\phi_n]}, \quad k = 0,1,2,\dots,N-1 \quad (1.84)$$

elde edilir. Bir simge süresince işareti ifade etmek için sürekli işaretten N adet örnek alınmaktadır. Dolayısıyla simge süresi

$$T_{SYM} = NT_s \quad (1.85)$$

olacaktır. $f_0 = 0$ alınır, örneklenmiş işaret için

$$s_s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j2\pi n\Delta f k T_s} \quad (1.86)$$

yazılabilir. Eğer,

$$\Delta f = \frac{1}{NT_s} \quad (1.87)$$

olacak şekilde seçilirse, örneklenmiş işaret

$$s_s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j2\pi n k / N} \quad (1.88)$$

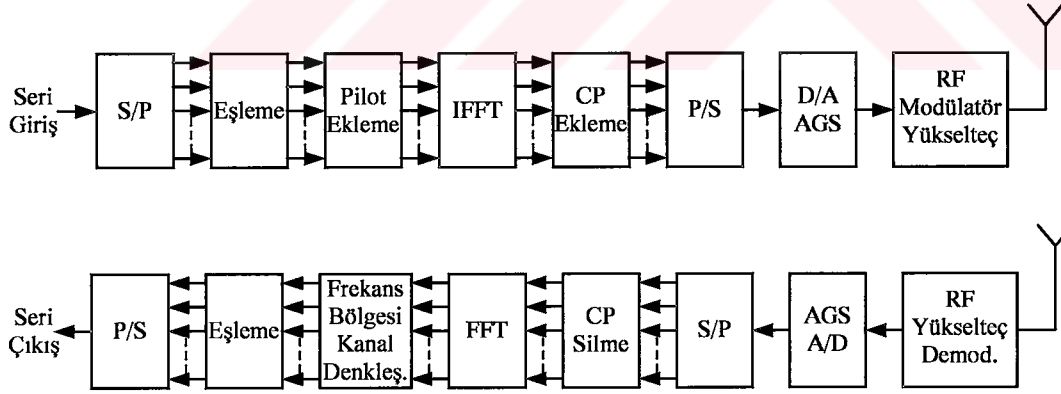
haline gelir. Bu son denklem dikkatle incelenecek olursa, bunun, N elemanlı ve elemanları $A_n e^{j\phi_n}$ olan bir dizinin ters ayrık Fourier dönüşümü (Inverse DFT, IDFT) olduğu görülecektir. Yani, gönderilecek veriler $A_n e^{j\phi_n}$ şeklinde kodlanırsa modülasyon işlemi IDFT ile gerçekleştirilebilir. Bu aynı zamanda, demodülasyon işleminin de ayrık Fourier

dönüşümü (DFT) ile gerçekleştirilebileceği anlamına gelmektedir. DFT'nin N^2 mertebesindeki işlem karmaşıklığı da, FFT kullanılarak $N \log_2 N$ düzeyine indirilebilir. Modülasyon ve demodülasyonun FFT kullanılarak gerçekleştirilebileceği görüldükten sonra sistemin işleyişine geçilebilir. Şekil 1.43'te OFDM sisteminin blok şeması görülmektedir.

OFDM sisteminde gönderilecek işaret frekans bölgesinde tanımlanmaktadır. Serpiştirici çıkışından seri olarak gelen veriye ait bitler, seri/paralel dönüştürücü ile veri alt-taşıyıcı sayısı kadar, yani $N_{SD} = 48$ hatta ayrılır. Bir OFDM simgesi için, her bir hattan gelen bit sayısı istenilen veri hızına bağlı olmak üzere, BPSK için 1, QPSK için 2, 16QAM için 4 ve 64QAM için 6 olarak belirlenir. Eşleme bloğu çıkışında alt-taşıyıcılara yüklenecek karmaşık veri dizisi elde edilir. Ortaya çıkan karmaşık veri

$$D_n = (A_n + jB_n) * K_{MOD} \quad (1.89)$$

ile gösterilecek olursa, gerçel ve sanal kısımları BPSK durumunda $A_n = \pm 1$, $B_n = 0$, QPSK durumunda $A_n = \pm 1$, $B_n = \pm 1$, 16QAM durumunda $A_n = \pm 1, \pm 3$, $B_n = \pm 1, \pm 3$ ve 64QAM durumunda $A_n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$, $B_n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ olacaktır.



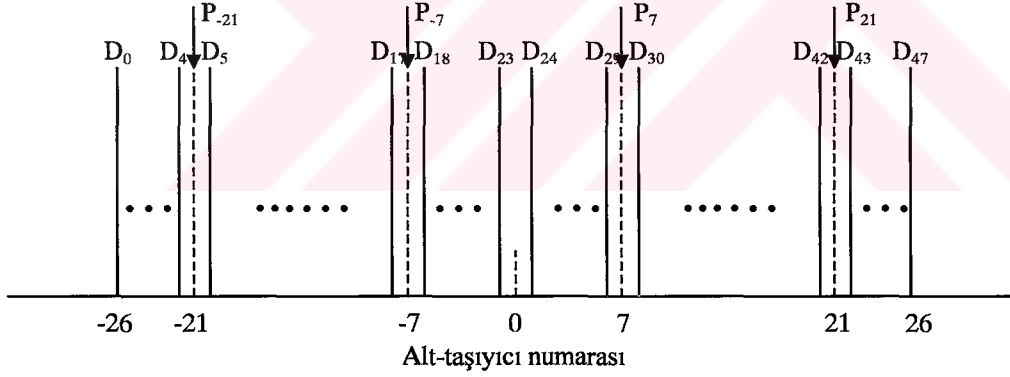
Şekil 1.43. OFDM sisteminin blok şeması

Daha sonra, alıcıda evre uyumlu işaret algılamayı ve kanal takibini sağlamak amacıyla 4 adet pilot alt-taşıyıcısı eklenir. Pilot alt-taşıyıcıları Şekil 1.44'te görüldüğü gibi -21, -7, 7 ve 21 numaralı alt-taşıyıcılardır. Pilot alt-taşıyıcılarına sırasıyla $P_{-21} = 1$, $P_{-7} = 1$, $P_7 = 1$ ve $P_{21} = -1$ yüklenmektedir. Yani BPSK modülasyona tabi tutulmaktadır. Bütün

OFDM simgeleri içerisindeki pilotlar aynı değildir. Pilotların polariteleri 127 elemanlı bir p_n dizisi ile kontrol edilir. Bu dizi aşağıda verilmektedir.

$$p_{0...126} = \{1,1,1,1, -1,-1,-1,1, -1,-1,-1,-1, 1,1,-1,1, -1,-1,1,1, -1,1,1,-1, 1,1,1,1, 1,1,-1,1, 1,1,-1,1, 1,-1,-1,1, -1,-1,-1,1, 1,-1,-1,1, 1,1,-1,1, -1,-1,-1,1, 1,-1,-1,1, -1,-1,-1,1, 1,-1,-1,1, 1,1,-1,1, -1,-1,-1,1, -1,-1,-1,-1, -1,1,-1,1, 1,-1,-1,1, 1,1,-1,1, -1,-1,-1,1, -1,-1,-1,-1, -1,1,1,1, -1,-1,-1,-1, -1,-1,-1\}$$

OFDM simgeleri içerisindeki pilotların polaritesi bu dizinin ilgili elemanı ile çarpılarak değiştirilmektedir. Dolayısıyla, iki farklı pilot seti vardır. Pilot alt-taşıyıcılarına ya $\{1,1,1,-1\}$ yada $\{-1,-1,-1,1\}$ yüklenmektedir. Bir başka deyişle, pilot taşıyıcılarının fazı 180° döndürülmektedir. Pilotlar da eklendikten sonra artık IFFT işlemi ile modülasyon gerçekleştirilebilir. Veri için 48 alt-taşıyıcı, pilotlar için 4 alt-taşıyıcı kullanılmaktadır. DC bileşen ve bandın başında ve sonunda 11 olmak üzere, toplam 12 alt-taşıyıcı boş bırakılmaktadır. Dolayısıyla 64 noktalı IFFT kullanılması gerekmektedir.

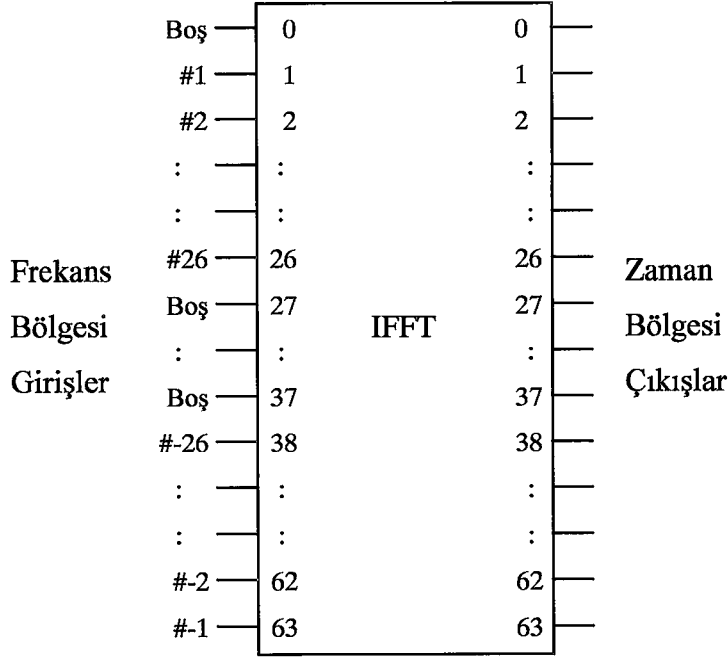


Şekil 1.44. Alt-taşıyıcıların frekans bandında yerleşimi [20], [21].

IFFT bloğu çıkışında elde edilecek işaret,

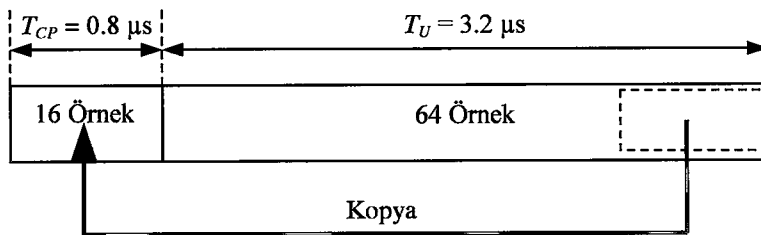
$$d_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi nk/N}, \quad k = 0,1,2,\dots,N-1 \quad (1.90)$$

şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 1.45. IFFT giriş ve çıkışları [20], [21].

Burada N , IFFT işleminin kaç noktalı gerçekleştirildiğini göstermektedir. Bu çalışma boyunca 802.11a ve Hiperlan/2 standartlarına uyulmaya çalışıldığından, aksi belirtilmedikçe, $N_{ST} = 52$ ve $N = 64$ alınmıştır. IFFT girişleri Şekil 1.45'te görüldüğü gibi, 0 numaralı girişe DC bileşene karşılık geldiği için sıfır, 1-26 numaralı girişlere D_1 - D_{26} katsayıları, 27-37 numaralı girişlere sıfır ve son olarak da 38-63 numaralı girişlere D_{-26} - D_{-1} katsayıları girilmiştir. IFFT çıkışında 64 adet zaman bölgesi örneği elde edilmiş olur. Bu 64 örnek OFDM simgesinin faydalı kısmını oluşturmaktadır. Bir OFDM simgesi 80 örnekten oluşmaktadır. Geri kalan 16 örnek ise, faydalı kısmın son 16 örneğinin kopyalanması ile oluşturulur ve simgenin başına eklenir. Bu eklenen kısım çevrimsel önek (cyclic prefix) olarak adlandırılır. Şekil 1.46'da çevrimsel önekli OFDM simgesi görülmektedir. 80 örneklilik bir OFDM simgesinin süresi $4 \mu\text{s}$ 'dir.

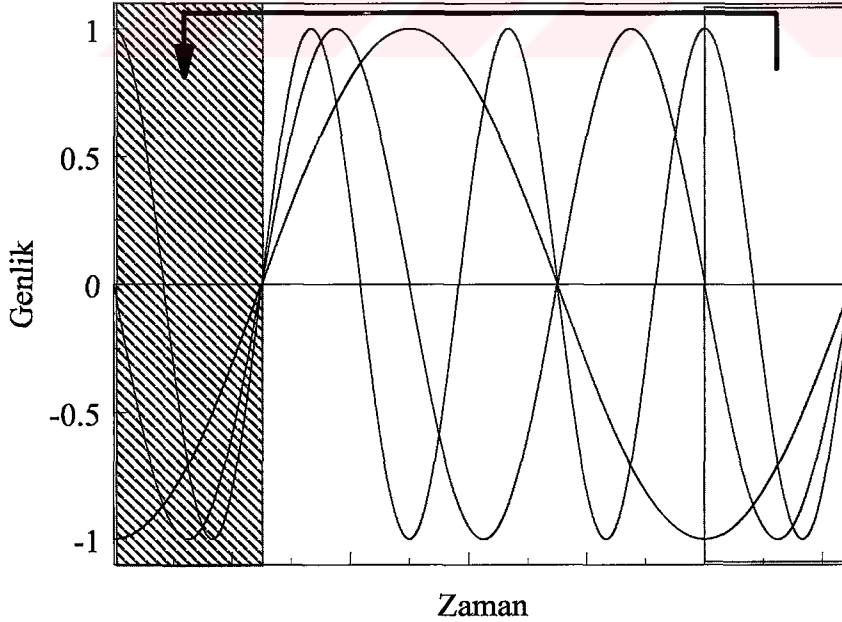


Şekil 1.46. Bir OFDM simgesi

1.10.4.2. Çevrimsel Önek

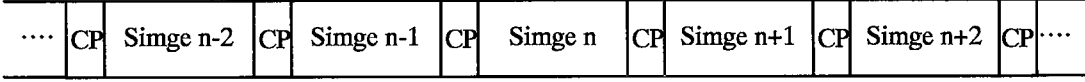
Çok yollu yayılımın bir sonucu olarak, alıcıya ilk ulaşan simgeler ile gecikerek ulaşan simgeler birbirine karışmakta ve simgelerarası girişim meydana gelmektedir. Buna bağlı olarak sistem başarımı düşmektedir. Simgelerarası girişimi ortadan kaldırmak için, en az kanalın gecikme yayılması süresi kadar bir süreye sahip çevrimsel önek kullanılmaktadır. Kullanılan çevrimsel önek, OFDM simgesinin faydalı kısmının sonundaki 16 örnekten oluşturulmaktadır. Bunun nedeni, alt-taşıyıcılar arasında ortogonalliği koruyarak alt-taşıyıcılar arası girişim oluşmasını önlemektir. Şekil 1.47’de görüldüğü gibi, çevrimsel önek simgenin sonundan alınarak baş tarafa eklendiğinde ortogonallik bozulmamakta ve dolayısıyla ICI meydana gelmemektedir. Eğer çevrimsel önek kısmı boş bırakılacak olursa ortogonallik bozulacağı için ICI kaçınılmaz olur [22].

Çevrimsel önek süresi, beklenen kanal gecikme yayılması süresinden daha uzun seçilir. Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarında bu süre 800 ns olarak belirlenmiştir. Hiperlan/2 standardında, kanal gecikme yayılmasının daha düşük olduğu bina içi ortamlarda 400 ns değeri seçimlidir. Eğer kanal gecikme yayılması çevrimsel önek süresini aşacak olursa, simgelerarası girişim kaçınılmaz olur.



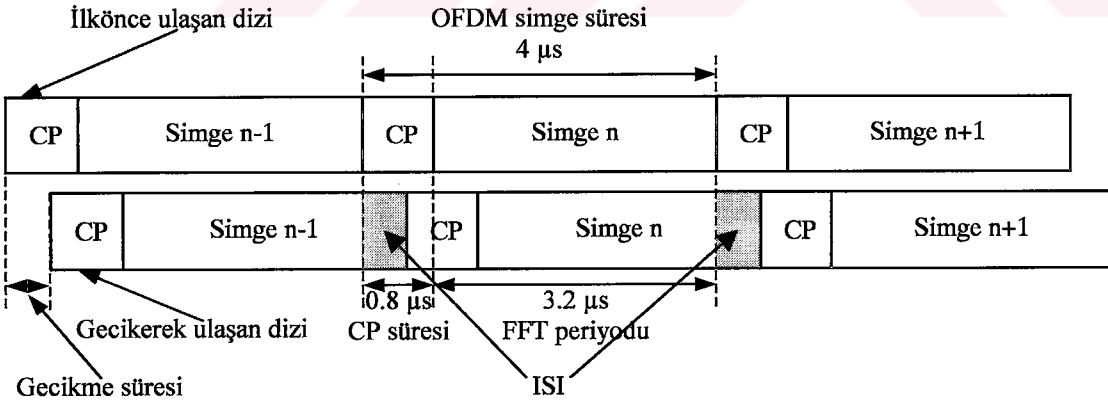
Şekil 1.47. Alt-taşıyıcılar ve çevrimsel önek

Şekil 1.48’de görüldüğü gibi, bir OFDM çerçevesi içinde pek çok OFDM simgesi yer almaktadır. Çok yollu yayılım durumunda çevrimsel önekin girişimi nasıl önlediğini görebilmek için, ilkönce ulaşan veri dizisi ile birlikte, daha uzun bir yol kat ettiği için gecikerek gelen veri dizisini incelemek gerekir. Bunun için Şekil 1.48’deki $(n-1)$., n . ve $(n+1)$. simgelere yakından bakılmalıdır.



Şekil 1.48. Çerçeve içerisinde OFDM simgeleri

Şekil 1.49’da görüldüğü gibi, iki yoldan gelen işaretler göz önüne alındığında, gecikmeden dolayı $(n-1)$. simgenin sonu ile n . simgenin başlangıcı birbirine girişmektedir. Aynı şekilde n . simgenin sonu ile $(n+1)$. simgenin başlangıcı da birbirine girişmektedir. Girişim miktarı veya gecikme süresi çevrimsel önek süresini geçmediği için, çevrimsel önek atıldığında veri kaybı olmadan girişimi ortadan kaldırmak mümkün olmaktadır. Eğer gecikme süresi çevrimsel önek süresinden büyük olsaydı, çevrimsel önek atıldığında simgelerarası girişim tamamen ortadan kaldırılamazdı.

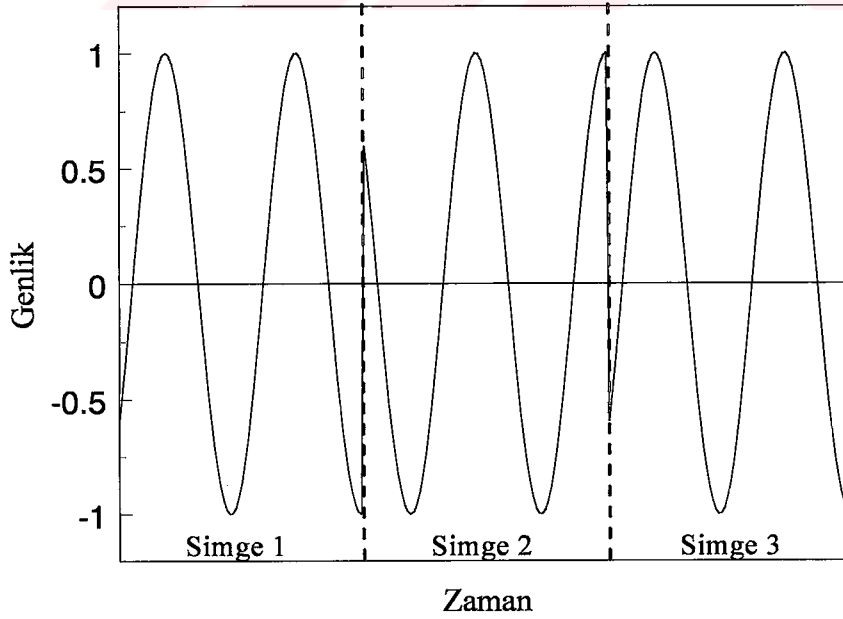


Şekil 1.49. Çevrimsel önek yardımıyla girişimin önlenmesi

1.10.4.3. Pencere Fonksiyonu

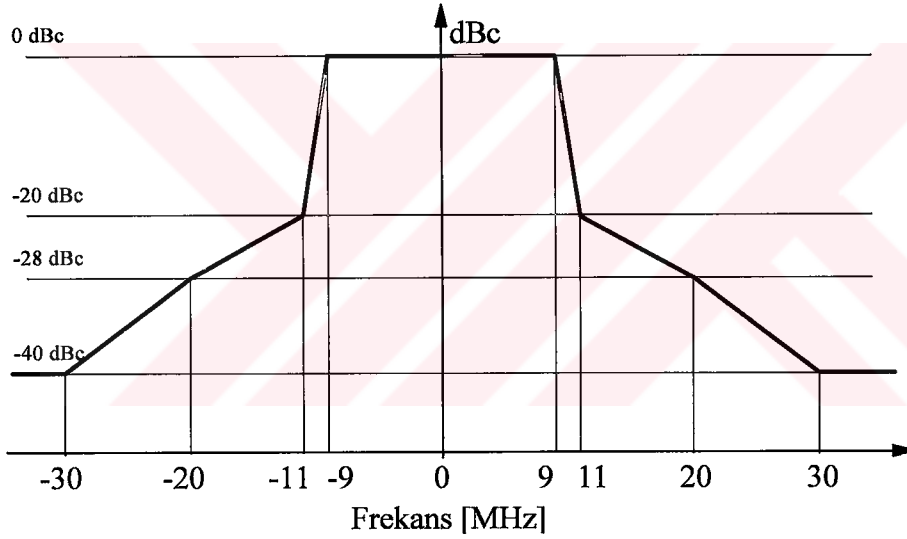
Sınırsız olan frekans bandının kullanılabilir kısmı sınırlı olduğundan ve değişik uygulamalar için belirli bantlar ayrıldığından, rasgele bir frekans bandında iletişim söz konusu değildir. Frekans spektrumunun kullanılması konusunda koyulmuş olan standartlara herkesin uyması ekonomik ve doğal kaynaklar açısından önemli olup, rekabet ortamının ancak kalite ve servislerde oluşması beklenir.

İletişim sistemlerinin kendilerine ayrılan bant dışına işaret bileşeni taşırmamaları gerekmektedir. Çünkü, hemen bitişikteki bant bir başka sistem tarafından kullanılıyor olabilir. Yan banda taşan bileşenler o bantta yapılan iletişimi olumsuz biçimde etkileyecektir. İletişim yapılacak bir kanalın sınırlı olması zorunluluğundan dolayı bu tür kanallar bant-sınırlı kanallar olarak adlandırılır. Bant-sınırlı kanallar üzerinden iletişim yapılırken, komşu bantlara taşmaların önlenmesi amacıyla, gönderilecek işaretin spektrumu belli bir kalıba oturtulur. Bu kalıp genellikle verici çıkış gücü maskesi olarak tanımlanır. Çıkış işaretinin spektrumunu oluşturan frekans bileşenlerinin ne kadar güçlü olabileceğini bu maske belirler. Çıkış işaretinin spektrumunun söz konusu maskeye uymasını sağlamak için yapılması gereken şey, zaman bölgesinde çıkış işaretini uygun şekilde biçimlendirmektir. Bunu gerçekleştirmek için de çeşitli filtreler kullanılır.



Şekil 1.50. 3 OFDM simgesi içerisindeki aynı alt-taşıyıcıya ait faz geçişleri

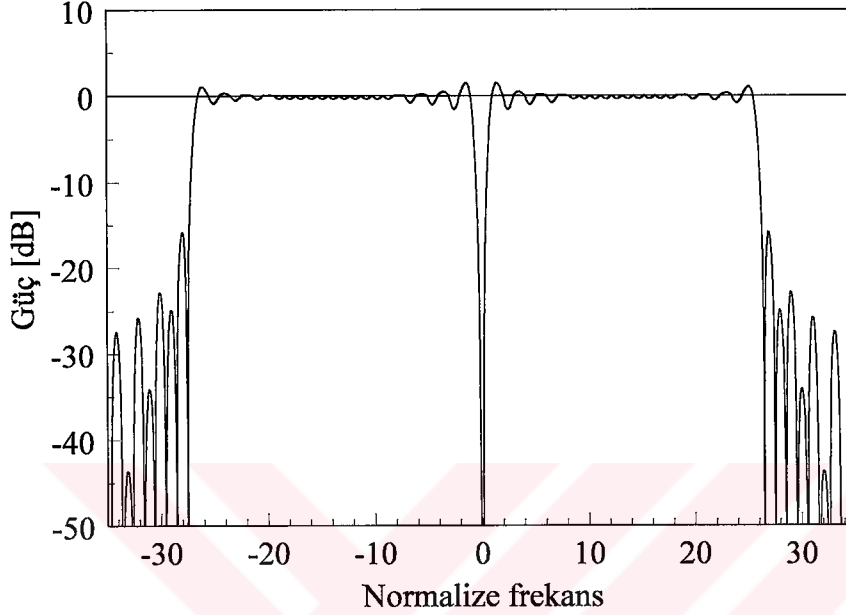
Zaman bölgesinde OFDM işareti, modüle edilmiş sinüzoidal taşıyıcıların toplamından oluşmaktadır. Bir OFDM simgesi boyunca işaretin fazı sıçrama yapmaz. Yani, ani faz değişimleri söz konusu değildir. Fakat, bir simgeden diğerine geçilirken ani faz değişimleri meydana gelebilmektedir. Zaman bölgesindeki bu ani değişimler frekans bölgesinde yüksek frekans bileşenlerinin ortaya çıkmasına neden olur. Bunu önlemek için, zaman bölgesinde işaret bir pencere fonksiyonu ile çarpılarak bu sert geçişler yumuşatılmaya çalışılır. Simgeler arasındaki sert geçişler Şekil 1.50’de görülmektedir. Burada, 3 OFDM simgesi içerisindeki, BPSK modülasyonlu aynı alt-taşıyıcıya ait faz geçişleri görülmektedir. Bütün alt-taşıyıcılar için aynı durum söz konusudur. Simgeden simgeye geçerken meydana gelen bu faz değişimleri spektrumda sıçramalara neden olacaktırlar.



Şekil 1.51. Hiperlan/2 ve 802.11a standartları için verici spektrum maskesi [20], [21].

OFDM sistemler için Hiperlan/2 ve 802.11a standartları aynı verici spektrum maskesini öngörmektedirler. Bu maske ile, tahsis edilen bandın dışına taşan bileşenlerin ne kadar zayıflatılması gerektiği açıkça belirtilmektedir. Şekil 1.51’de Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarının kullanılmasını öngördükleri maske verilmiştir. Verilen seviyeler taşıyıcı işaret seviyesine göredir. Şekil 1.52’de ise, 52 alt-taşıyıcılı OFDM işaretinin güç spektrumu verilmektedir. OFDM işaretinin spektrumu verilen maske dışına taşmayacak şekilde, zaman bölgesinde uygun pencere fonksiyonu ile çarpılır.

Her bir OFDM simgesini pencere fonksiyonu ile çarpmak simge sınırlarında yumuşak bir geçiş sağlayacaktır. Yaygın olarak kullanılan bazı pencere fonksiyonları aşağıda verilmektedir [45].



Şekil 1.52. 52 alt-taşıyıcılı OFDM işaretinin güç spektrumu

Dikdörtgen pencere (Rectangular window) fonksiyonu, N pencere genişliği olmak üzere,

$$\omega(n) = \text{rect}_N(n) = \begin{cases} 1 & |n| \leq (N-1)/2 \\ 0 & \text{Aksi halde} \end{cases} \quad (1.91)$$

ile verilmektedir. Dikdörtgen pencere fonksiyonunun normalize Fourier dönüşümü ise,

$$W(k) = \frac{\sin(\pi k)}{N \sin(\pi k / N)} = D_N(k) \quad (1.92)$$

olur. Burada, $D_N(k)$ Dirichlet çekirdeği (Dirichlet kernel) olarak adlandırılmaktadır. Elde edilen dönüşümde, en büyük genlikli yan kulak seviyesi ana kulak seviyesinden 13 dB aşağıdadır. Dönüşümün sıfırları ise, k 'nin pozitif ve negatif tam katlarına denk

gelmektedir.

Bartlett pencere fonksiyonu da denilen üçgen pencere fonksiyonu,

$$\omega(n) = (1 - 2|n|/N)rect_N(n) \quad (1.93)$$

ile verilmektedir. Üçgen pencere fonksiyonu, zaman bölgesinde $N/2$ genişlikli iki dikdörtgen pencerenin katlaması olarak düşünülebilir. Bu durumda üçgen pencere fonksiyonunun Fourier dönüşümü,

$$W(k) = [D_{N/2}(k/2)]^2 \quad (1.94)$$

olarak elde edilir. Dönüşümde en büyük genlikli yan kulak seviyesi ana kulak seviyesinden 27 dB daha aşağıdadır. Dönüşümün sıfırları ise, k 'nın pozitif ve negatif çift tam katlarına denk gelmektedir.

Hann veya Hanning pencere fonksiyonu olarak da adlandırılan yükseltilmiş kosinüs (raised-cosine) pencere fonksiyonu,

$$\omega(n) = \frac{1}{2}[1 + \cos(2\pi n/N)]rect_N(n) \quad (1.95)$$

ile verilmektedir. Bu pencere fonksiyonu, kosinüs fonksiyonuna bir sabit eklenerek yukarı kaydırıldığı için bu adı almıştır. Sabit terim ile kosinüslü terimin toplamı dikdörtgen pencere ile çarpıldığından, Fourier dönüşümü için,

$$W(k) = D_N(k) + \frac{1}{2}[D_N(k-1) + D_N(k+1)] \quad (1.96)$$

yazılabilir. Dönüşümde en büyük genlikli yan kulak seviyesi ana kulak seviyesinden 32 dB daha aşağıdadır. Dönüşümün ilk sıfırları $k = \pm 2$, takip eden sıfırları ise, k 'nın pozitif ve negatif tam katlarına denk gelmektedir.

Hamming pencere fonksiyonu ise,

$$\omega(n) = [a + b \cos(2\pi n/N)]rect_N(n) \quad (1.97)$$

ile verilmekte olup, $a = 0.5435$ ve $b = 0.4565$ 'dir. Hamming pencere fonksiyonu Dirichlet çekirdeğinin ustaca kullanılmasının bir sonucudur. Fourier dönüşümü,

$$W(k) = D_N(k) + \frac{1}{2}(b/a)[D_N(k-1) + D_N(k+1)] \quad (1.98)$$

ile verilmektedir. Bu dönüşüm diğer pencere fonksiyonu dönüşümlerinde bazı farklılıklar göstermektedir. Birincisi, ana kulağın her iki yanında, genliği diğer yan kulaklardan daha düşük olan ikişer adet kulakçık bulunmaktadır. Bu kulakçıkların genişliği diğer yan kulakların genişliğinin yarısı kadardır. İkincisi ise, dönüşümün ilk sıfırları $k = \pm 2$ 'de, $k = \pm 2.5$ 'de de birer sıfır olmak üzere, diğer sıfırlar k 'nın pozitif ve negatif tam katlarına denk gelmektedir. Ayrıca, diğer yan kulakların en yüksek genlikli olanının seviyesi, ana kulak seviyesinden 43 dB aşağıdadır.

Bunlardan başka Blackman pencere fonksiyonu, Kaiser pencere fonksiyonu ve Dolph-Chebyshev pencere fonksiyonları da uygulama alanı bulmaktadırlar.

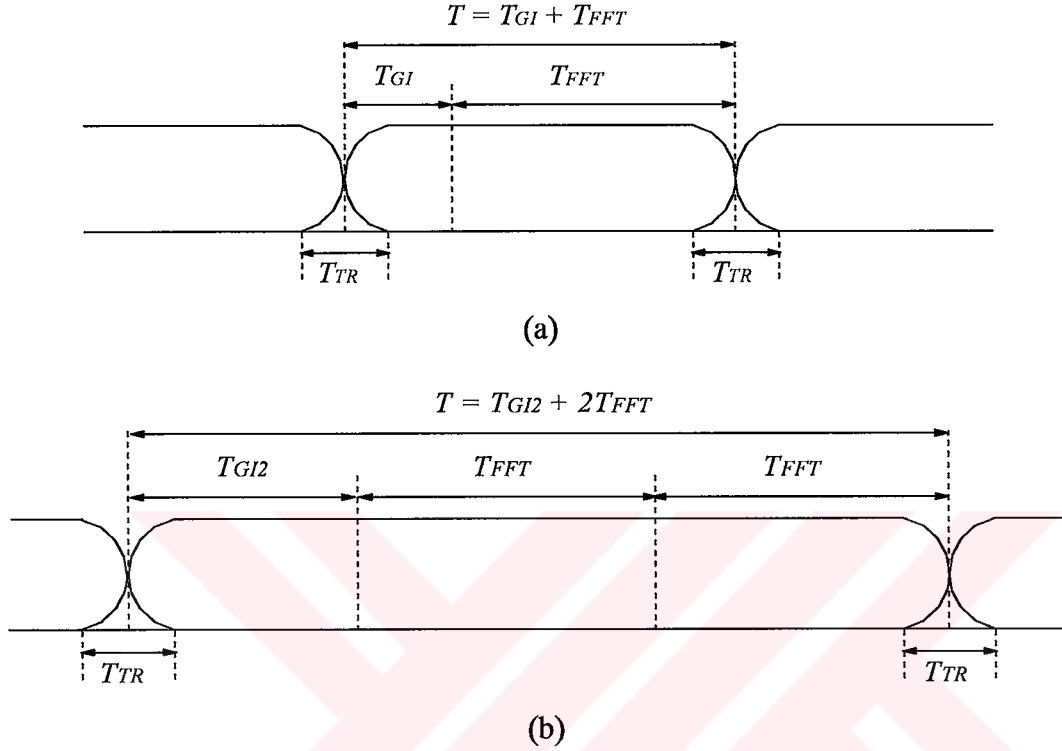
802.11a standardında, Şekil 1.53'te görüldüğü gibi, OFDM simgeleri için uzunluğu $T = T_{FFT} + T_{GI}$ olan ve işaret algılama, kaba taşıyıcı frekans kayması kestirimi ve otomatik kazanç ayarı amacıyla kullanılan iki OFDM simgesi uzunluğundaki kısa başlangıç eki (short preamble) ile taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi amacıyla kullanılan iki OFDM uzunluğundaki uzun başlangıç eki (long preamble) simgeleri için uzunluğu $T = 2T_{FFT} + T_{GI2}$ olan iki farklı uzunlukta pencere fonksiyonu kullanılması söz konusudur. 802.11a ile Hiperlan/2 arasında bazı büyüklüklerin gösteriminde farklılıklar olduğu daha önce belirtilmişti. T_{GI} , Hiperlan/2 standardında T_{CP} 'ye karşı düşmektedir. T_{GI2} ise, uzun ek için $2T_{GI}$ uzunluklu çevrimsel önek süresidir.

802.11a standardının öngördüğü sürekli pencere fonksiyonu aşağıda verilmektedir:

$$w_T(t) = \begin{cases} \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} (0.5 + t/T_{TR}) \right] & , (-T_{TR}/2 < t < T_{TR}/2) \\ 1 & , (T_{TR}/2 \leq t < T - T_{TR}/2) \\ \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} (0.5 - (t-T)/T_{TR}) \right] & , (T - T_{TR}/2 \leq t < T + T_{TR}/2) \end{cases} \quad (1.99)$$

Burada T_{TR} , pencere fonksiyonunun geçiş süresidir. Bu sürede birbirini takip eden simgeler birbiriyle örtüşmektedir. Örtüşme süresi yaklaşık 100 ns'dir. Yumuşatılmış geçişler,

gönderilen dalga biçiminin spektrumundaki yan kulakların seviyesini azaltmak için gereklidir. Bu amacı gerçekleştirmek için başka yöntemler de kullanılabilir.



Şekil 1.53. 802.11a standardı pencere fonksiyonları: (a) Tek simge için, (b) iki simge için [20].

Yukarıda verilen pencere fonksiyonları sürekli fonksiyonlardır. Bu fonksiyonların ayrık zamanlı olarak gerçekleştirilmesi gerekir. Örnekleme frekansının $f_s = 20$ MHz, OFDM simge süresinin $T = 4$ μ s ve geçiş süresinin $T_{TR} = 100$ ns olması halinde ayrık pencere fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir [20]:

$$w_T(n) = \begin{cases} 1 & , 1 \leq n \leq 79 \\ 0.5 & , n = 0, n = 80 \\ 0 & , \text{Aksi halde} \end{cases} \quad (1.100)$$

Benzer şekilde, kısa ek ve uzun ek için ayrık pencere fonksiyonu

$$w_T(n) = \begin{cases} 1 & , 1 \leq n \leq 159 \\ 0.5 & , n = 0, n = 160 \\ 0 & , \text{Aksi halde} \end{cases} \quad (1.101)$$

olarak elde edilir.

1.10.5. 802.11a ve Hiperlan/2 Çerçeve Yapıları

Her iki standartta da çerçeve iki bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm, alıcıda işaret algılama, taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi gibi çeşitli eşzamanlama işlemlerinin gerçekleştirilebilmesi için kullanılan, içeriği alıcı tarafından da bilinen başlangıç eklerinden oluşmaktadır. İkinci kısım ise, gönderilecek olan verinin taşındığı OFDM simgelerinden oluşmaktadır. Şekil 1.54'te bu genel yapı verilmektedir.



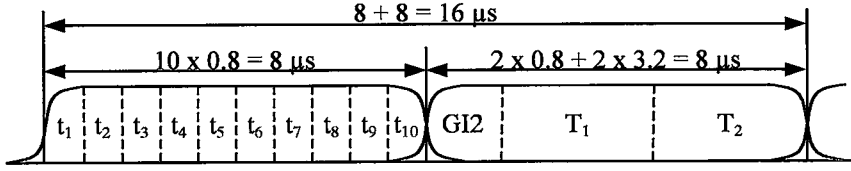
Şekil 1.54. Hiperlan/2 ve 802.11a standartları için genel çerçeve yapısı

1.10.5.1. Başlangıç Eki (Preamble)

Hiperlan/2 standardı ile 802.11a standardı arasındaki farklılıklardan biri de buradadır. 802.11a standardında tek bir başlangıç eki ve tek bir çerçeve yapısı tanımlanmıştır. Hiperlan/2 standardında ise, dört farklı başlangıç eki ve beş farklı çerçeve yapısı tanımlanmıştır. Bunların hepsine sırayla değinilecektir.

1.10.5.1.1. 802.11a Başlangıç Eki

Başlangıç eki iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısım 10 kısa OFDM simgesinden oluştuğu için kısa başlangıç eki olarak adlandırılmıştır. İkinci kısım ise, iki OFDM simgesi uzunluğunda olduğundan uzun başlangıç eki olarak adlandırılmıştır. Şekil 1.55'te 802.11a standardı için, eğitim dizisi olarak da adlandırılan başlangıç eki görülmektedir.



Şekil 1.55. 802.11a standardında başlangıç eki

Kısa başlangıç eki işaret algılama, otomatik kazanç denetimi, kaba taşıyıcı frekans kayması kestirimi ve alıcı ile verici arasında eşzamanlama amacıyla kullanılmaktadır. Kısa başlangıç ekini elde etmek için 12 alt-taşıyıcıya özel olarak hazırlanmış veri yüklenerek, 16 örneklik periyodu olan zaman bölgesi işareti elde edilir. Kısa başlangıç ekini elde etmek için frekans bölgesinde kullanılan dizi aşağıda verilmektedir:

$$S_{-26,26} = \sqrt{13/6} \times \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0\} \quad (1.102)$$

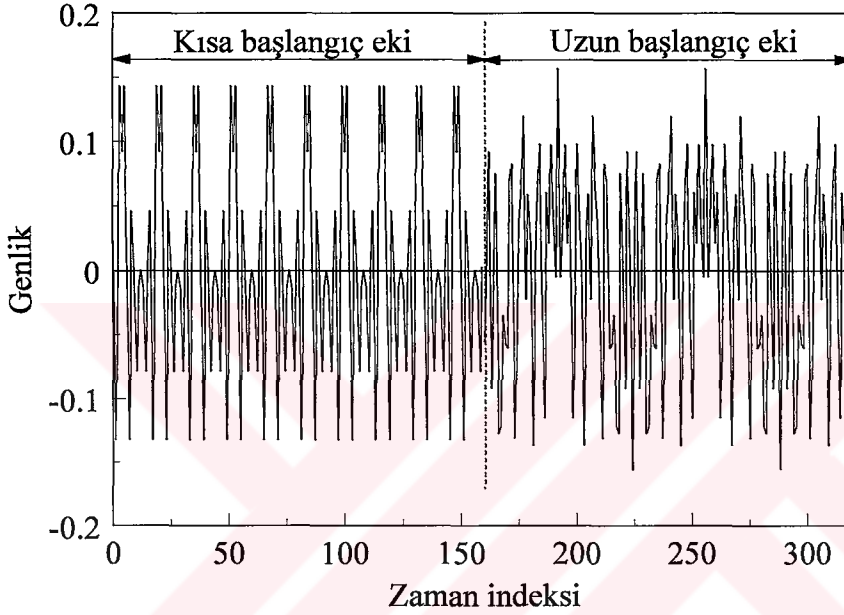
Buradaki $\sqrt{13/6}$ terimi simge içerisinde ortalama normalize güç elde edilmesini sağlamak için kullanılmaktadır. Şöyle ki; 52 alt-taşıyıcının 12 tanesi kullanılmakta ve her bir alt-taşıyıcının gücü 2 birim olduğundan, bir simgede toplam 24 birim güç yayılmaktadır. Alt-taşıyıcı başına ortalama güç 24/52 birim olur. Gücün normalize değer, yani bir birim olması için 52/24 ile çarpılması gerekir. Bunun işaretin genliğine yansması $\sqrt{52/24} = \sqrt{13/6}$ şeklinde olur.

Yukarıda verilen dizi ters FFT işlemine tabi tutulduğunda, kısa başlangıç ekinin zaman bölgesi karşılığını elde etmek için kullanılan işaret bulunmuş olur. Bu işaret incelendiğinde, içerisinde 16 örneklik periyodu olan işaretin 4 tam periyodunun olduğu görülür. Bu işaretin periyodu $T_{FFT} / 4 = 0.8 \mu s$ olacaktır. Kısa OFDM simgesi olarak adlandırılan bu işareten 10 adet kopyalanarak kısa başlangıç eki elde edilmiş olur. Kısa başlangıç ekinin süresi, $T_{SHORT} = 10 \times 0.8 = 8 \mu s$ olur. Bu işaretin gerçel kısmının zamanla değişimi Şekil 1.56'da görülmektedir.

Uzun başlangıç eki, kısa başlangıç ekinin hemen ardı sıra gelmektedir. Uzun başlangıç ekini elde etmek için kullanılan dizi aşağıda verilmektedir:

$$L_{26,26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1\} \quad (1.103)$$

Burada bütün alt-taşıyıcılar birim güç taşıdıkları için, herhangi bir katsayı ile çarpmaya gerek yoktur. Uzun başlangıç eki iki OFDM simgesi uzunluktadır ve baş tarafında iki çevrimsel önek süresi kadar süreye sahip bir çevrimsel önek bulunmaktadır. Dolayısıyla, uzun başlangıç ekinin süresi, $T_{LONG} = 2 \times (T_{FFT} + T_{GI}) = 8 \mu s$ olacaktır.



Şekil 1.56. 802.11a standardı için kısa ve uzun başlangıç eklerinin gerçel kısımlarının zamanla değişimi

Uzun başlangıç eki, alıcıda kanalın ve kısa başlangıç eki ile kaba olarak kestirilen taşıyıcı frekans kaymasının hassas olarak kestirilmesi amacıyla kullanılmaktadır. Uzun başlangıç ekini elde etmek için verilen dizi ter FFT işlemine tabi tutulduğunda, uzun başlangıç dizisini oluşturmak için kullanılan simge elde edilir. Bu simgeden iki adet kullanılarak ve sonundaki 32 örnek baş tarafına eklenerek, uzun başlangıç ekinin zaman bölgesi karşılığı bulunmuş olur. Bu işaretin zamanla değişimi Şekil 1.56'da görülmektedir.

Sonuçta, 802.11a standardı için başlangıç eki işareti

$$r_{PREMABLE}(t) = w_T(t)r_{SHORT}(t) + w_T(t)r_{LONG}(t - T_{SHORT}) \quad (1.104)$$

olarak elde edilir.

1.10.5.1.2. Hiperlan/2 Başlangıç Eki

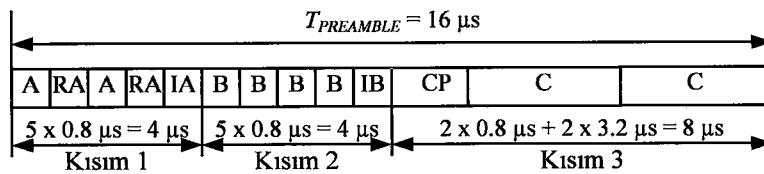
Daha önce de belirtildiği gibi, Hiperlan/2 standardında dört farklı başlangıç eki beş farklı çerçeve yapısı tanımlanmaktadır. Tanımlanan bu çerçeve yapıları

- Yayın çerçevesi (Broadcast burst),
- Erişim noktası-hareketli ünite bağlantı çerçevesi (Downlink burst),
- Kısa başlangıç ekli hareketli ünite-erişim noktası bağlantı çerçevesi (Uplink burst with short preamble),
- Uzun başlangıç ekli hareketli ünite-erişim noktası bağlantı çerçevesi (Uplink burst with long preamble),
- Doğrudan bağlantı çerçevesi (Direct link burst)

olarak adlandırılmaktadır. Bu çerçeve yapılarının 802.11a'daki çerçeve yapısından farkları, sadece kısa başlangıç eki kısmındadır. Hepsinde uzun başlangıç eki, tıpkı 802.11a'da olduğu gibidir. Aşağıda bu çerçevelere ait başlangıç ekleri hakkında ayrıntılı bilgi verilmektedir.

Yayın çerçevesi başlangıç eki: Yayın çerçevesi, 16 μ s'lik başlangıç eki ve veri kısmından oluşmaktadır. Başlangıç eki ise, kendi içerisinde üç kısma bölünmüştür. Birinci kısım, uzunluğu 16 örnek olan 5 özel kısa OFDM simgesinden oluşmaktadır. Bu simgeler Şekil 1.57'de A, RA, A, RA ve IA ile gösterilmişlerdir. İlk dört simge aşağıda verilen SA dizisine ters FFT uygulanması ile elde edilir. 5. simge ise, son 16 örneklik simgenin tekrarından ibarettir.

$$SA_{-26,26} = \sqrt{13/6} \times \{0, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0\} \quad (1.105)$$



Şekil 1.57. Yayın çerçevesi başlangıç eki

İkinci kısım yine özel 5 kısa OFDM simgesinden oluşmaktadır. Bu özel simgelerin

ilk dördü, aşağıda verilen SB dizisine ters FFT uygulanması sonucunda elde edilirler ve Şekil 1.57’de B, B, B ve B ile gösterilmişlerdir. Beşinci özel simge IB ise, bir önceki simgenin ters işaretlisine eşittir.

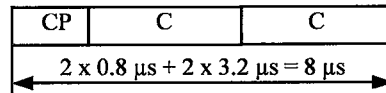
$$SB_{-26,26} = \sqrt{13/6} \times \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0\} \quad (1.106)$$

Üçüncü kısım ise, 802.11a standardında olduğu gibi, iki OFDM simgesi uzunluğundaki zaman bölgesi işaretine en sondaki 32 örneğin baş tarafına eklenmesi ile elde edilmektedir. Bu kısmı elde etmek için alt-taşıyıcılara yüklenen dizi ise,

$$SC_{-26,26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1\} \quad (1.107)$$

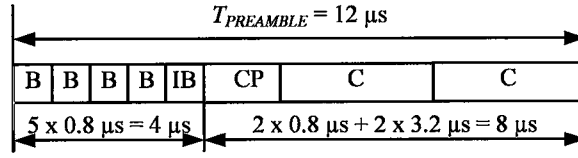
ile verilmektedir.

Erişim noktası-hareketli ünite bağlantı çerçevesi başlangıç eki: Bu durumda başlangıç eki, yayın çerçevesi başlangıç ekinin sadece üçüncü kısmından oluşmaktadır. Bu işareti elde etmek için alt-taşıyıcılara yüklenen dizi de $SC_{-26,26}$ dizisidir. Başlangıç eki süresi $8 \mu s$ ’dir. Şekil 1.58’de erişim noktası-hareketli ünite bağlantı çerçevesi başlangıç eki görülmektedir.



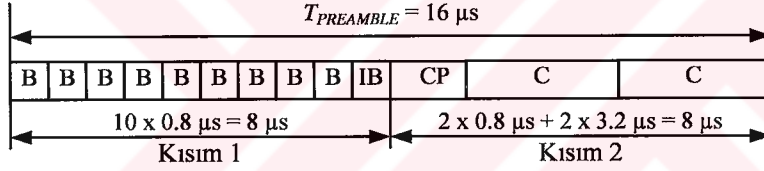
Şekil 1.58. Erişim noktası-hareketli ünite bağlantı çerçevesi başlangıç eki

Kısa başlangıç ekli hareketli ünite-erişim noktası bağlantı çerçevesi başlangıç eki: Bu durumda başlangıç eki, yayın çerçevesi başlangıç ekinin ikinci ve üçüncü kısmından oluşmaktadır. Bu işareti elde etmek için alt-taşıyıcılara yüklenen dizi ise, ikinci kısım için $SB_{-26,26}$ ve üçüncü kısım için $SC_{-26,26}$ dizisidir. Başlangıç eki süresi toplam olarak $12 \mu s$ ’dir. Başlangıç eki Şekil 1.59’da görülmektedir.



Şekil 1.59. Kısa başlangıç ekli hareketli ünite- erişim noktası bağlantı çerçevesi başlangıç eki

Uzun başlangıç ekli hareketli ünite-erişim noktası bağlantı çerçevesi başlangıç eki: Bu durumda başlangıç eki iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısım 10 adet kısa OFDM simgesinden oluşurken, ikinci kısım yayın çerçevesi başlangıç kısmının üçüncü kısmından oluşmaktadır. 10 adet kısa OFDM simgesi SB_{-26,26} dizisi kullanılarak elde edilmektedir. Şekil 1.60'ta görüldüğü gibi, ilk 9 kısa OFDM simgesi B, B, B, B, B, B, B, B, B ve 10. kısa OFDM simgesi IB = -B şeklinde oluşturulmaktadır. Başlangıç eki süresi toplam olarak 16 μs 'dir.



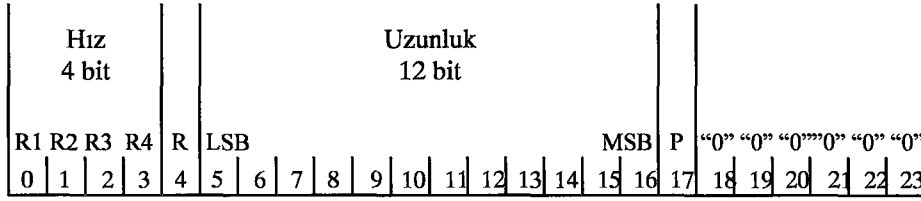
Şekil 1.60. Uzun başlangıç ekli hareketli ünite- erişim noktası bağlantı çerçevesi başlangıç eki

Doğrudan Bağlantı Çerçevesi Başlangıç Eki: Seçimlik olan bu bağlantı şeklinde başlangıç eki Şekil 1.60'taki başlangıç ekinin aynısıdır. Zaman bölgesi işaretinin üretilmesi de birebir örtüşmektedir. Bu nedenle, aynı şeylerin tekrarından kaçınmak için bu kadarla yetinilecektir.

1.10.5.1.3. Sinyal Simgesi

Kısa ve uzun başlangıç eklerinin hemen ardından, yapılan iletişim hakkında özet bilgiler içeren "Sinyal" simgesi gelir. 24 bitten oluşmaktadır. 1/2 kodlama oranı ile kodlanır ve BPSK modülasyona tabi tutulur. Yalnız çarpma işlemine tabi tutulmaz. İletişim hızı, modülasyon biçimi ve çerçevenin uzunluğu hakkında bilgi taşır. Sinyal simgesi 802.11a standardı için tanımlıdır. Hiperlan/2 standardında böyle bir simge

kullanılmamaktadır. Şekil 1.61’de Sinyal simgesindeki bitlerin dizilimi görülmektedir.



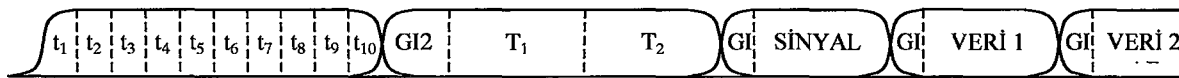
Şekil 1.61. Sinyal alanı bitlerinin yerleşimi [20].

Şekil 1.61’de de görüldüğü gibi 0-3 bitleri hızı göstermektedir. Tablo 1.12’de hıza bağlı olarak bu bitlerin aldığı değerler verilmektedir. 4 numaralı bit gelecekte kullanılmak üzere ayrılmıştır. Takip eden 5-16 bitleri ise, kaç baytlık bilginin gönderileceğini belirlemektedir. Bu değer 1-4095 arasında olabilir. 17 numaralı bit, 0-16 bitleri için çift eşlik biti (even parity) görevi görmektedir. 18-23 bitleri ise kuyruk bitleri olarak adlandırılır ve “0” değerlidirler.

Tablo 1.12. Sinyal alanındaki ilk dört bitin içeriği [20].

Hız (Mb/s)	R1-R4
6	1101
9	1111
12	0101
18	0111
24	1001
36	1011
48	0001
54	0011

Sonuç olarak, 802.11a standardında elde edilen fiziksel katman çerçeve yapısı Şekil 1.62’de verilmektedir.



Şekil 1.62. 802.11a standardı fiziksel katman çerçeve yapısı

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

2.1. Giriş

Bir sayısal iletişim sisteminde, alıcının kendisine ulaşan işaretten gönderilen bilgiyi elde edebilmesi için, bu işareti bilgiye dönüştürecek bir dizi işlem yapılır. Alıcı, öncelikle vericinin kendisine işaret göndermeye başladığını algılamalıdır. Sonra, gönderilen çerçevenin başlangıcını belirlemeli ve bazı eşzamanlama görevlerini yerine getirmelidir. En iyi örnekleme anlarının belirlenmesi ve taşıyıcı frekansındaki kaymanın belirlenerek düzeltilmesi bu görevlerdendir. Daha sonra, iletişim kanalının kestirilmesi ve olumsuz etkilerinin ortadan kaldırılması gerekmektedir. Kanalın olumsuz etkilerinin ortadan kaldırılması demek, alınan işareti kanalın tersinden tekrar geçirmek anlamına gelmektedir. Bu işlem kanal denkleştirme olarak adlandırılmaktadır. Artık bu noktadan sonra, alıcı kendisine ulaşan işaretten gönderilen veriyi çıkarabilir. Ayrıca, sistem başarımını arttırmak için çeşitli yöntemler kullanılabilir.

Bu tezde, OFDM tabanlı sistemlerle ilgili olarak yapılan çalışmalar aşağıdaki şekilde gruplandırılabilir:

- Taşıyıcı frekans kayması kestirimi konusunda yapılan çalışmalar,
- Kanal kestirimi konusunda yapılan çalışmalar,
- Kanal denkleştirme konusunda yapılan çalışmalar,
- Walsh-Hadamard dönüşümü konusunda yapılan çalışmalar.
- Çeşitleme teknikleri konusunda yapılan çalışmalar,

Yapılan çalışmaların ayrıntısına geçmeden önce, bilgisayar benzetimlerinde kullanılan OFDM sistem modeli hakkında bilgi verilmesi yararlı olacaktır.

2.2. Bilgisayar Benzetimlerinde Kullanılan OFDM Sistem Modeli

Bu tezde yapılan çalışmalar, IEEE tarafından hazırlanan 802.11a ve ETSI tarafından hazırlanan Hiperlan/2 standartlarının fiziksel katmanı üzerinde yoğunlaşmaktadır. Bu yüzden, bilgisayar benzetimlerinde kullanılan sistem modelinin olabildiğince bu iki standardın fiziksel katman özelliklerini taşımasına çaba harcanmıştır. Her iki standardın

fiziksel katmanlarında çok büyük farklılıklar olmadığı için, ağırlıklı olarak IEEE 802.11a standardına bağlı kalınmaya çalışılmıştır.

Yapılan çalışmalarda, fiziksel katmanın bileşenlerinden olan katlamalı kodlama, delme ve serpiştirmeye de yer verilmiş olup, bunların sistem başarımına olan etkileri yapılan benzetimlerde ortaya konulmuştur.

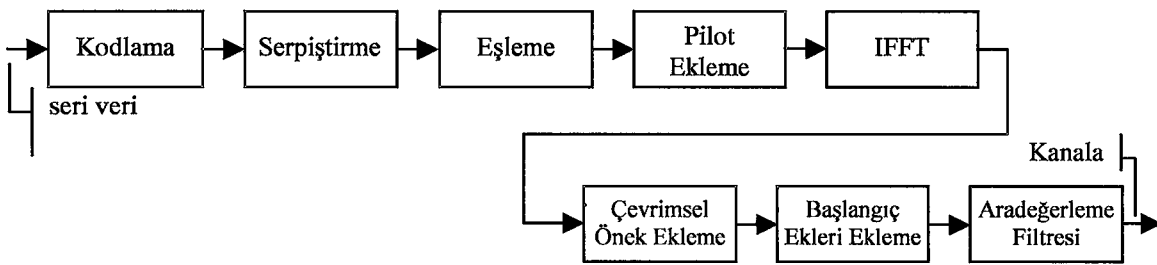
Verici ile alıcının birbirini göremediği durumları kapsayan Rayleigh sönümlenmeli kanal modeli kullanılmış olup, kanal profili olarak [33]'de verilen ve bu çalışmada "Proakis kanal profili" olarak adlandırılan profil kullanılmıştır. Bu profil,

$$\text{Ch_profile}[5]=\{0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227\} \quad (2.1)$$

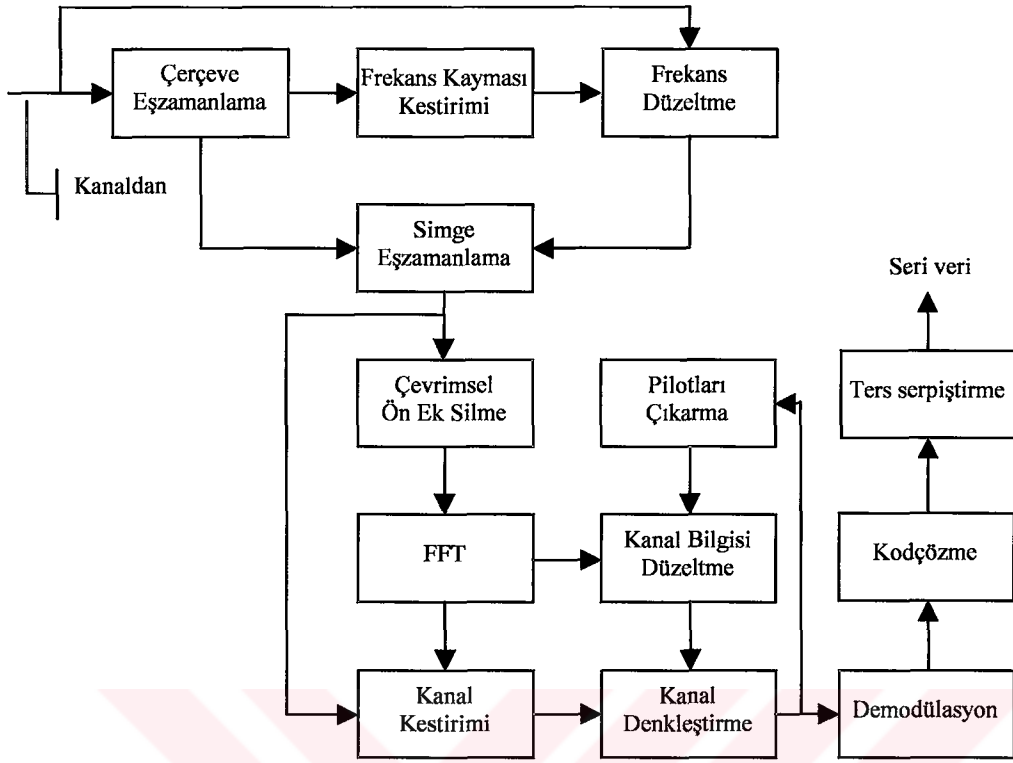
dizisi ile verilmektedir. Bu profilin seçilmesindeki amaç, oldukça kötü bir spektral karakteristiğe sahip olmasıdır [33]. Yapılan çalışmaların genelinde bu profil kullanılmış olmakla beraber, [38]'de Hiperlan/2 için verilen farklı bina içi kanal modellerinin kullanıldığı durumlarda farklılık belirtilmiştir.

Benzetim çalışmalarında 802.11a standardının çerçeve yapısı kullanılmıştır. 10 adet kısa OFDM simgesinin ardından 2 adet uzun OFDM simgesi ile zamandaşlama ekleri oluşturulmuş, ardından 20 adet OFDM simgesi ile çerçeve tamamlanmıştır. Her taşıyıcıya 2 bitlik bilgi (QPSK modülasyon) yüklenmiştir. Bilgisayar benzetimleri için Monte Carlo yöntemi kullanılmıştır. Oluşturulan çerçeve birbirinden farklı 500 kanaldan gönderilmiş ve bu işlem farklı SNR değerlerinde tekrarlanarak sistemin BER başarımı elde edilmiştir. Sistemin bilgisayar benzetimi Microsoft Visual C ++ 6.0 ortamında gerçekleştirilmiştir.

Bilgisayar benzetimlerinde kullanılan verici ve alıcı sistem modelleri, sırasıyla Şekil 2.1 ve Şekil 2.2'de verilmektedir.



Şekil 2.1. Bilgisayar benzetimlerinde kullanılan verici modeli



Şekil 2.2. Bilgisayar benzetimlerinde kullanılan alıcı modeli

Daha önceki bölümlerde Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarının fiziksel katmanı ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Burada verici modeli üzerinde fazla durulmayacaktır. Şekil 2.1 ile Şekil 2.2 birlikte incelenecek olursa, asıl yükün vericide değil alıcıda olduğu görülecektir.

2.3. Eşzamanlama

OFDM sistemlerde zamana bağlı değişkenlerin kestirilmesi demek, aslında, vericiden gönderilen çerçevenin algılanması, başlangıcının bulunması ve simge sınırlarının belirlenmesi anlamına gelmektedir. Çerçevenin başlangıç anı alıcı tarafından bilinmediğinden, ilk iş olarak gelen çerçevenin başlangıcı belirlenmelidir.

2.3.1. Çerçeve Algılama

Alıcıya ulaşan çerçevenin başında bulunan başlangıç ekinin algılanması, aynı zamanda çerçevenin algılanması demektir. Çerçevenin algılanması için, her $t = nT_s$ anı için

tanımlı M_n gibi bir karar değişkeni kullanılır. Bu karar değişkeninin, önceden belirlenmiş bir Th eşik değerden büyük veya küçük olmasına bağlı olarak çerçevenin varlığına veya yokluğuna karar verilir [46]. Yani,

$$\begin{aligned} M_n < Th &\Rightarrow \text{Çerçeve yok} \\ M_n \geq Th &\Rightarrow \text{Çerçeve var} \end{aligned} \quad (2.2)$$

önermesi ile ifade edilebilir.

Çerçeve algılama algoritması sistemin başarımını doğrudan ilgilendirdiği için oldukça önemlidir. Çerçevenin varlığı ve yokluğu durumunda karar değişkeni M_n 'in alabileceği iki durum vardır. Tablo 2.1'de bu durumlar özetlenmektedir.

Tablo 2.1. Çerçeve algılama algoritması

	Çerçeve	
	Var	Yok
$M_n < Th$	Yanlış karar	Doğru karar
$M_n \geq Th$	Doğru karar	Yanlış karar

Çerçeve yokken algoritmanın çerçeve algılaması, ve çerçeve varken algoritmanın bunu algılayamaması yanlış karar olacaktır. Her iki durumda da verilen karar yanlış olmasına rağmen, çerçeve yokken verilen yanlış karar çerçeve varken verilen yanlış karardan daha iyidir. Çünkü, birinci durumda henüz çerçeve alınmaya başlamamıştır ve hala yakalanma olasılığı vardır. İkinci durumda ise var olan çerçeve yakalanamamış ve çerçeve kaybedilmiştir. Th eşik değerinin düşük seçilmesi, özellikle düşük işaret gürültü oranlarında birinci durumdaki yanlış karara neden olurken, yüksek seçilmesi ise ikinci durumdaki yanlış karara neden olmaktadır. Bu yüzden Th eşik değeri belirlenirken çok dikkat etmek gerekmektedir.

2.3.1.1. Enerji Seviyesi Yardımıyla Çerçeve Algılama

Gelen çerçeveyi algılamak için kullanılan en basit yöntemlerden biridir. Çerçeve yokken alınan işaret sadece gürültüden oluşacaktır. Çerçeve gelmeye başlayınca, alınan işaretin enerji seviyesi de yükselmeye başlayacaktır. Alınan işaretin enerji seviyesindeki değişim yardımıyla çerçevenin başı belirlenebilir. Karar değişkeni M_n belirli bir genişlikteki penceredeki toplam enerji olarak alınabilir [46]. D pencere genişliğini ve n zaman indisini göstermek üzere, karar değişkeni

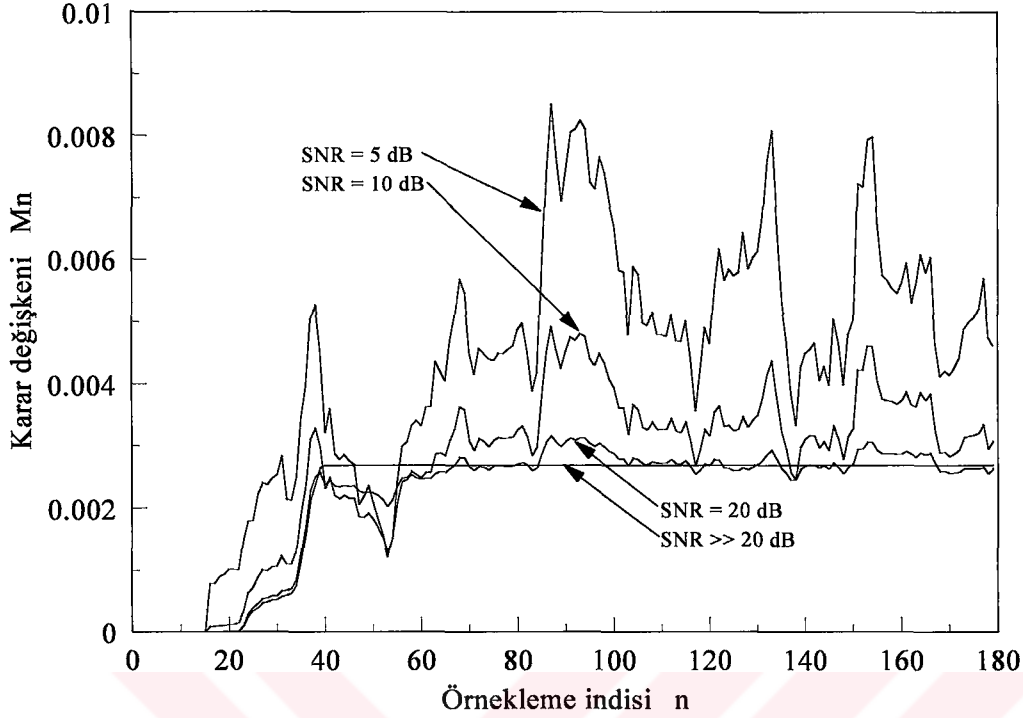
$$M_n = \sum_{k=0}^{D-1} r_{n-k} r_{n-k}^* = \sum_{k=0}^{D-1} |r_{n-k}|^2 \quad (2.3)$$

olarak hesaplanabilir. Burada, r_n alınan işareti göstermektedir. Kayan pencere kullanılması durumunda, her bir yeni adımda pencereye yeni bir örnek girerken en eski örnek pencere dışında kalacaktır. Dolayısıyla, karar değişkeni M_n yinelemeli olarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$M_{n+1} = M_n + |r_{n+1}|^2 - |r_{n-D+1}|^2 \quad (2.4)$$

Bu yöntem basit olmasına karşın, sakıncalı bir yönü bulunmaktadır. Yukarıdaki ifadeden de anlaşılacağı gibi, karar değişkeni M_n alınan işaretin gücüne bağlıdır. Dolayısıyla, farklı işaret gürültü oranlarında farklı M_n değerleri elde edilecektir. Bu da, Th eşik değerinin işaret gürültü oranına bağlı olması anlamına gelmektedir. Bu durum Şekil 2.3'te de açıkça görülmektedir. Şekil 2.3'te, kayan pencere genişliği $D = 16$ alınarak, IEEE 802.11a standart çerçeve yapısı için farklı SNR değerlerinde karar değişkeni M_n 'in değişimi görülmektedir.

Alıcı girişindeki işaretin gücü, verici çıkış gücüne ve verici ile alıcı arasındaki toplam yol kaybına bağlıdır. Gürültü gücü ise, çok daha fazla etkene bağlı olduğundan genellikle seviyesi bilinemez. Bütün bu nedenlerden dolayı, çerçevenin başlangıcını bulmak amacıyla kullanılmak üzere, sabit bir eşik değeri belirlenmesi oldukça zordur. Bunun yerine, alıcıdaki SNR değerinin bilinmesine gerek duymayan ve hatta SNR'yi belirlemeye de yarayan iki kayan pencereli çerçeve algılama yöntemi geliştirilmiştir [46].

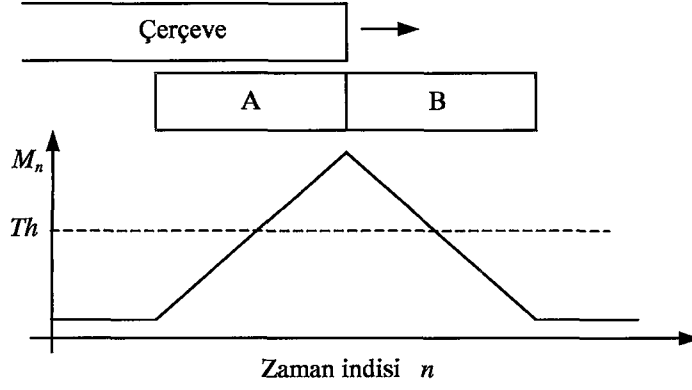


Şekil 2.3. Farklı SNR değerlerinde M_n 'in değişimi

2.3.1.2. Çift Kayan Pencere Yardımıyla Çerçeve Algılama

Bu algoritmanın temeli, aynı genişliğe sahip iki adet kayan pencere kullanılmasına dayanmaktadır. Her iki pencerenin içerdiği toplam enerjinin birbirine oranı karar değişkenini belirlemektedir. Algoritmanın prensip şeması Şekil 2.4'te görülmektedir. Çerçeve yokken, her iki pencere de gürültüye ait örnekler tarafından doldurulmuş olacağından, enerji seviyeleri yaklaşık aynı olacak ve oranları 1'e yakın olacaktır. Çerçeve gelmeye başlayınca, A penceresinin enerji seviyesi yükselmeye başlayacak ve B penceresinin enerji seviyesinden daha yüksek olacaktır. Böylece karar değişkeni 1'den büyük değerler almaya başlayacaktır.

Gelen çerçeve A penceresini tam olarak doldurduğu anda, iki pencerenin taşıdığı enerji seviyelerinin oranı maksimum olacaktır. Çerçeve B penceresini de doldurmaya başladığında, bu pencerenin enerji seviyesi artmaya başlayacak ve oran düşecektir. B penceresi de çerçeve tarafından tam olarak doldurulduğunda, enerji seviyeleri tekrar eşitlenmiş olacağından karar değişkeni yeniden 1 seviyesine inmiş olacaktır. Karar değişkeninin maksimum olduğu nokta çerçevenin başlangıcını işaret edecektir.

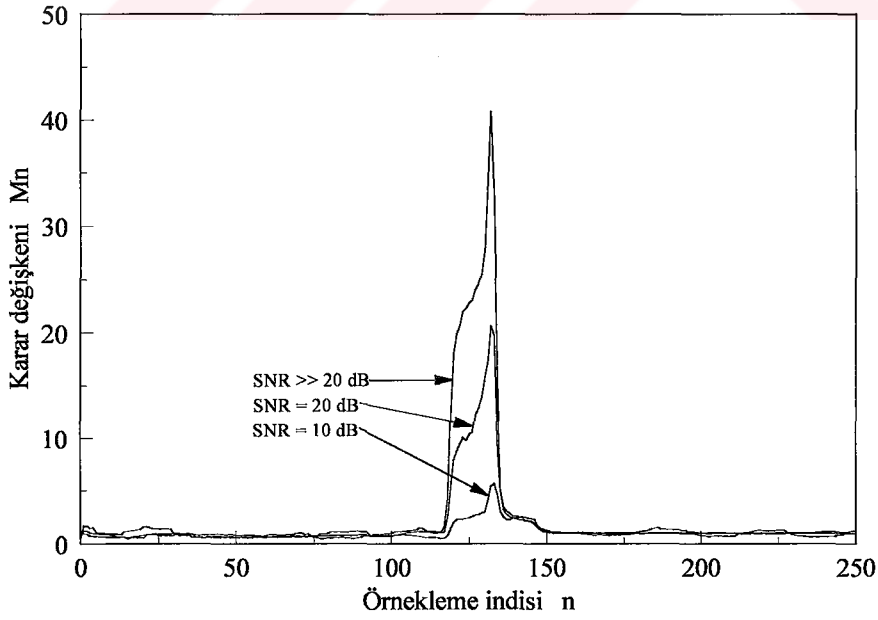


Şekil 2.4. İki kayan pencere ile çerçeve algılama

A ve B kayan pencerelerinin çıkışındaki toplam enerji

$$a_n = \sum_{k=0}^{D-1} r_{n-k} r_{n-k}^* = \sum_{k=0}^{D-1} |r_{n-k}|^2 \quad (2.5)$$

$$b_n = \sum_{l=0}^{D-1} r_{n-D-l} r_{n-D-l}^* = \sum_{l=0}^{D-1} |r_{n-D-l}|^2 \quad (2.6)$$



Şekil 2.5. İki kayan pencereli çerçeve algılama algoritması için farklı SNR değerlerinde karar değişkeni M_n 'in değişimi

olarak hesaplanabilir. Buna bağlı olarak karar değişkeni ise,

$$M_n = \frac{a_n}{b_n} \quad (2.7)$$

olarak elde edilir [46].

Şekil 2.5'te, kayan pencerelerin genişliği $D = 16$ alınarak, IEEE 802.11a standart çerçeve yapısı için farklı SNR değerlerinde karar değişkeni M_n 'in değişimi görülmektedir. Çerçevenin algılandığına karar verilebilmesi için karar değişkeninin belli bir eşik değere ulaşması gerekmektedir. Şekil 2.5 incelendiğinde, karar değişkeninin maksimum noktasının SNR'ye bağlı olduğu görülecektir. Ayrıca, çerçeve pencereleri doldurmaya başlamadan önce ve tamamen doldurduktan sonra, karar değişkeni ≈ 1 seviyesinde kalmaktadır. Bu yüzden, SNR'den kısmen de olsa bağımsız bir çıkış vermektedir. Çok yüksek eşik seviyesi kullanmayı gerektirmemektedir. Düşük eşik değerlerinde de çerçeveyi algılamayı sağlamaktadır.

Karar değişkeni M_n 'in maksimum olduğu noktada, A penceresindeki toplam enerji işaret ve gürültünün enerjilerinin toplamıdır. B penceresindeki enerji ise sadece gürültünün enerjisinden oluşmaktadır. Bu durumda, S işaretin gücünü ve N gürültünün gücünü göstermek üzere, aynı uzunluktaki pencerelerdeki enerjilerin oranı güçlerin oranına eşit olacağından;

$$\begin{aligned} a_n &= S + N \\ b_n &= N \end{aligned} \quad (2.8)$$

yazılabilir. Karar değişkeninin maksimum değeri M_{nmax} ile gösterilecek olursa,

$$M_{nmax} = \frac{S + N}{N} = \frac{S}{N} + 1 \quad (2.9)$$

olacaktır. Alıcı girişindeki işaret gürültü oranı

$$\hat{SNR} = \frac{S}{N} \quad (2.10)$$

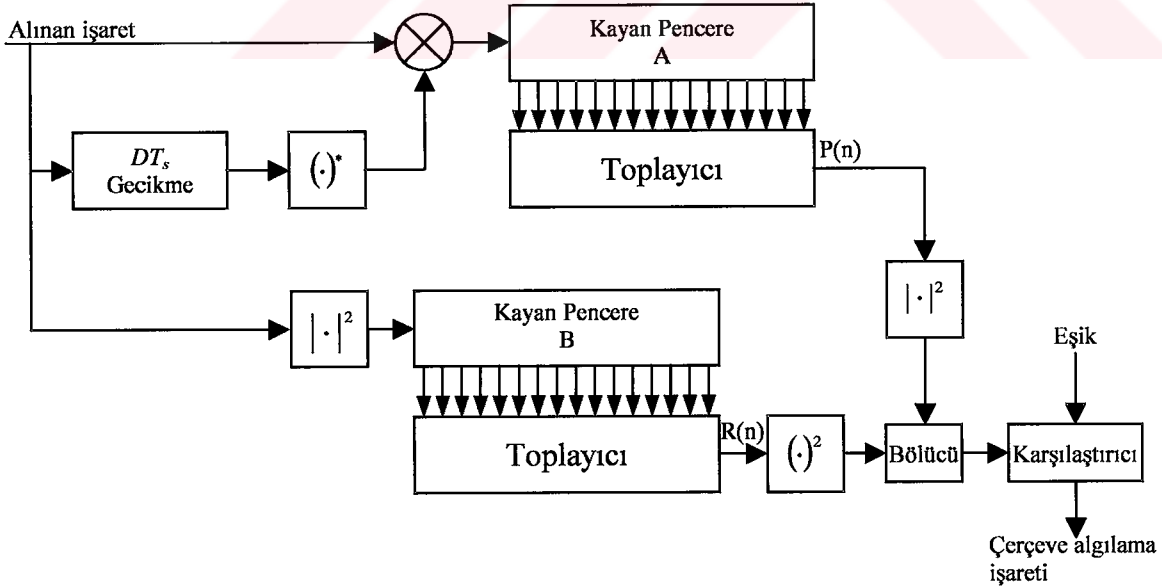
olduğuna göre,

$$\hat{SNR} = M_{n \max} - 1 \quad (2.11)$$

olarak elde edilir [46].

2.3.1.3. Başlangıç Ekinin Kullanarak ereve Algılama

Schmidl ve Cox tarafından sunulan bu yöntem, başlangıç ekinin, birbirinin tekrarı olan iki yarıdan oluşması prensibini temel almaktadır [47], [48]. Yöntemin blok şeması şekil 2.6'da verilmektedir. Burada da iki adet kayan pencere kullanılmaktadır. Pencereleerin genişliği başlangıç ekinin yarısı kadardır. Burada, alınan işaret ile başka bir hat üzerinden D örnekleme periyodu geciktirilmiş ve eşleniği alınmış işaret çarpılarak, A penceresi çıkışındaki enerji hesaplanmaktadır. Gürültü olmaması durumunda, korelatorun çıkışı işaretin anlık gucunu verecektir. Sadece gürültü olması durumunda ise, gürültü ornekleeri arasında ilinti olmadığı kabul edilerek, korelatör çıkışında yine gürültü olacaktır.



şekil 2.6. ereve eşzamanlama birimi

Çerçeve gelmeye başlar başlamaz korelatör çıkışı yükselmeye başlayacaktır. Fakat, çerçevenin gelmeye başladığına karar verebilmek için bu yükselmenin ne kadar olması gerektiğini belirlemek gerekmektedir. Alınan işaretin gücü bilinmediğinden buna karar vermek zordur. Bu kararı kolaylaştırmak için D örneklilik B kayan penceresi yardımıyla alınan işaretin gücü hesaplanır ve korelatörün çıkışını normalize etmek için kullanılır. Böylece bölücünün çıkışı 0 ile 1 arasında değişen değerler alacaktır. Eğer bu değer eşik değer üzerindeyse çerçeve algılama işareti aktif olacaktır. Sadece gürültü olması halinde bölücü çıkışı eşik değer altında kalacağı için çerçeve algılama işareti pasif olacaktır.

Alınan işaret r_n ve başlangıç eki örnek sayısı $2D$ olmak üzere, A kayan penceresi çıkışındaki enerji

$$P_n = \sum_{k=0}^{D-1} r_{n-k} r_{n-k-D}^* \quad (2.12)$$

olacaktır. B kayan penceresi çıkışındaki enerji ise

$$R_n = \sum_{k=0}^{D-1} r_{n-k} r_{n-k}^* = \sum_{k=0}^{D-1} |r_{n-k}|^2 \quad (2.13)$$

olarak hesaplanır. Bu iki değer yardımıyla çerçevenin algılanmasında kullanılacak karar değişkeni ise,

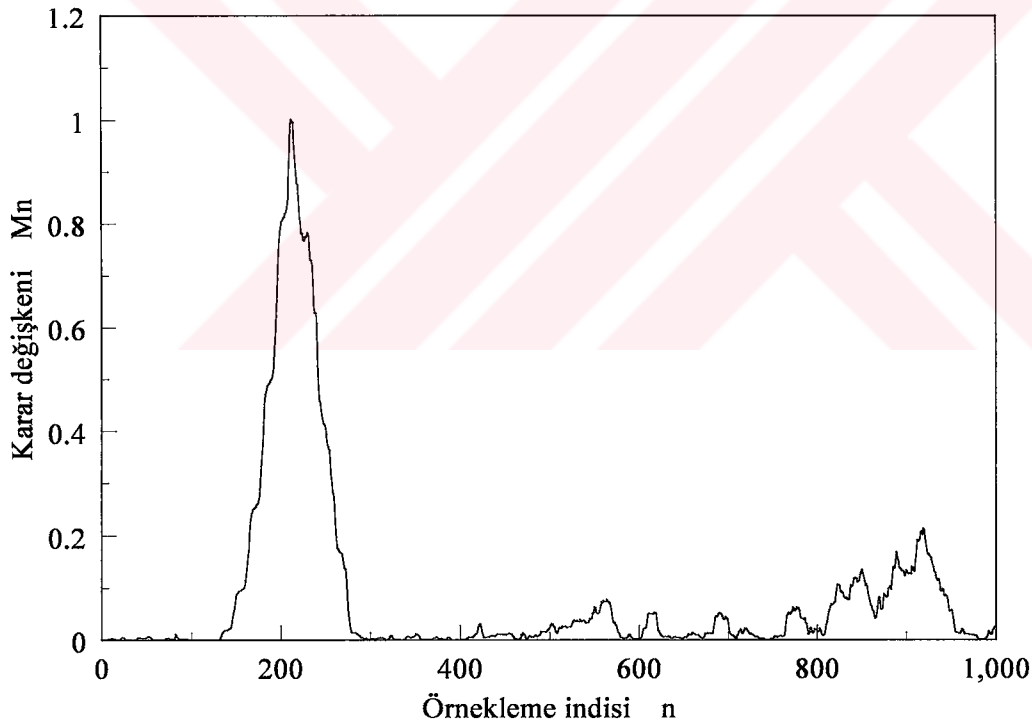
$$M_n = \frac{|P_n|^2}{(R_n)^2} \quad (2.14)$$

olarak tanımlanabilir [47], [48]. Elde edilen bu katsayı eşik değerden büyük olduğunda çerçevenin gelmeye başladığı algılanmış olacaktır. Karar değişkeninin maksimum olduğu noktada, başlangıç ekinin her iki yarısı kayan pencereleri tam olarak doldurmuş olacağından, pencerelerin çıkışındaki toplam enerjilerin oranı 1 olacaktır. Bu noktadan sonra iletilmek istenen veri başladığından, karar değişkeninin değeri aşağıya doğru düşecektir.

Bu yöntemin iyi çalışabilmesi için başlangıç eki sadece iki yarımdan oluşmalıdır. 802.11a standardında olduğu gibi 10 adet kısa OFDM simgesi ve iki adet uzun OFDM

simgesinden oluşuyorsa, uzunlukları eşit ve birbirinin tekrarı olacak şekilde başlangıç eki dikkate alınmalıdır. Şekil 2.7’de 802.11a standardının çerçeve yapısında, 10 kısa OFDM simgesinden oluşan kısa başlangıç ekinin 80 örneklilik iki yarımdan oluştuğu düşünülerek, karar değişkeninin $SNR = 20$ dB için değişimi elde edilmiştir. Eğer 16 örneklilik kısa OFDM simgeleri dikkate alınarak işlem yapılsaydı, karar değişkeni uzun bir süre 1 seviyesinde kalacak ve daha sonra aşağıya düşecekti. Çerçevenin başlangıcı karar değişkeninin tepe değerini aldığı noktadan $2D$ örnek soldadır. Yani, $n = 210 - 160 = 50$ çerçevenin başlangıcıdır.

Bu yöntem SNR ’den bağımsız bir karar değişkeni sağlamaktadır. Daha düşük SNR değerlerinde karar değişkeninin tepe değeri değişmeyecek, gürültünün gücü artmış olacağı için etekler biraz yukarı doğru kalkmış olacaktır.



Şekil 2.7. $SNR = 20$ dB ve $D = 80$ için karar değişkeninin değişimi

2.3.2. Simge Eşzamanlama

OFDM tabanlı sistemlerde simge eşzamanlamasının yapılması, tek taşıyıcılı sistemlere göre oldukça farklıdır. Tek taşıyıcılı sistemlerde olduğu gibi, en iyi örnekleme

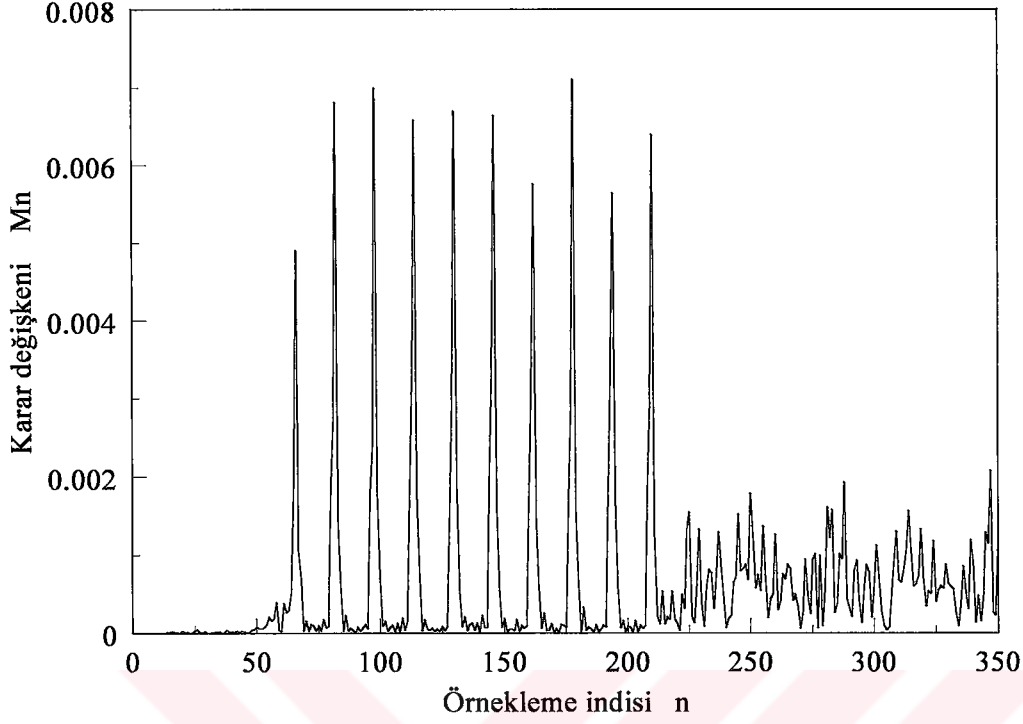
anını veren göz diyagramı (eye diagram) burada mevcut değildir. Simge eşzamanlamasının yapılması, simgenin nerede başlayıp nerede bittiğinin belirlenmesi ile eş anlamlıdır. Bu işlem ile, aynı zamanda FFT penceresinin sınırları da belirleneceği için, sistemin başarımı açısından oldukça önemlidir. Kanal kestirimi işleminden önce yapılmalıdır ki, kanal kestiriminin doğruluğu yüksek olsun. Bu yüzden, IEEE 802.11a ve Hiperlan/2 standartlarında, kanal kestirimi için kullanılan uzun başlangıç eklerinden önce, taşıyıcı frekans kaymasını ve simge sınırlarını belirlemek için kullanılmak üzere kısa başlangıç eki kullanılmaktadır.

Alıcı, öncelikle simge sınırlarını ve örnekleme anlarını iyi bir şekilde belirlemelidir. Aksi takdirde alt-taşıyıcılar arası girişim ve simgeler arası girişim kaçınılmaz olur [22]. Bunların sonucunda da sistem başarımı düşer. Çerçevenin gelmeye başladığı algılandıktan sonra, simge sınırlarının hassas bir şekilde belirlenmesi gerekir. Bunu sağlamak için, gelen işaret ile alıcı tarafından da bilinen ve kısa OFDM simgesi olarak adlandırılan işaretin çapraz ilintisine bakılmaktadır. Bu çapraz ilintinin genliğinin maksimum olduğu nokta, gelen işaret içerisinde kısa OFDM simgesinin varlığını ve bitiş noktasını verecektir. Çünkü, ilk maksimumun oluşması için çerçevenin ilk 16 örneğinin alınmış olması gerekmektedir. Buna göre, kısa OFDM simgesinin bitiş anı,

$$\hat{t}_s = \max \left(\left| \sum_{k=0}^{D-1} r_{n+k} sp_k^* \right|^2 \right) \quad (2.15)$$

olarak belirlenir. Burada sp , alıcı tarafından da bilinen kısa OFDM simgesi örnekleridir.

Şekil 2.8'de, IEEE 802.11a standardı çerçeve yapısında yer alan 16 örneklilik kısa OFDM simgesinin referans işaret olarak kullanılması durumunda, ilk kısa OFDM simgesinin tam bitiş anı ($\hat{t}_s = 66$) açık bir şekilde görülmektedir. Bu da demektir ki, çerçevenin başlangıç anı, $n = 50$ olduğu andır. Bu ilk tepeli takip eden diğer tepeler ise birinci tepeden 16'şar örnek aralıklarla yer almaktadırlar. Son tepe algılandığı andan itibaren, artık uzun başlangıç ekinin 32 örneklilik çevrimsel öneki başlamış demektir. Bu noktadan 32 örnek sonra, alınan işaret işlenerek taşıyıcı frekans kayması ve kanal kestirimi işlemleri gerçekleştirilmeye başlanabilir.



Şekil 2.8. SNR = 20 dB için referans kısa OFDM ile alınan işaretin çapraz ilişkisi

2.4. Taşıyıcı Frekans Kayması Kestirimi

Tek taşıyıcılı sistemlerde olduğu gibi, OFDM tabanlı sistemlerde de eşzamanlama sağlanmadan demodülasyon işlemine geçilemez. Eşzamanlamanın sağlanmış olması, simgenin başladığı anın ve taşıyıcı frekans kaymasının (carrier frequency offset, CFO) kestirilmesi ve düzeltilmesi anlamına gelmektedir.

Taşıyıcı frekans kaymasının kestirilmesi konusunda yapılan çalışmaların bir kısmı, çevrimsel önekin OFDM simgesinin son tarafı ile aynı olması özelliğine dayanmaktadır [50], [51]. Bu kısımların ilintisine bakılarak CFO kestirilmeye çalışılmaktadır. Fakat, kanalın gecikme yayılması nedeniyle CP içerisindeki örnekler bozulmaktadır. ISI'ın engellenmesi amacıyla oluşturulan CP'nin bu amaçla kullanılması doğru değildir. Taşıyıcı frekans kaymasının daha doğru ve daha büyük değerlerinin kestirilmesi için özel eğitim dizileri kullanılmasını öngören çalışmalar da vardır [49], [52].

IEEE 802.11a ve Hiperlan/2 standartlarında, her çerçevenin başına konulmuş olan başlangıç eki içerisinde, CFO'nun kabaca kestirilmesi için ayrılmış özel bir işaret bulunmaktadır [20], [21]. 10 tane kısa OFDM simgesinden oluşan bu işaret yardımıyla

CFO kestirimi yapılabilir. Ayrıca, kanal kestirimi amacıyla kullanılan, iki OFDM simgesi uzunluğundaki uzun başlangıç eki yardımıyla da, kabaca kestirilen CFO daha hassas bir şekilde düzeltilir. P.H. Moose, bir OFDM simgesi uzunluğunda ve çerçeve içerisinde tekrar eden eğitim dizisi kullanılarak, üst sınırı $\pm 0.5\Delta f$ (Δf , iki alt-taşıyıcı arasındaki frekans farkı) olan bir frekans bölgesi CFO kestirim yöntemi vermiş, daha yüksek değerli CFO kestirimi için ise, daha kısa süreli eğitim dizilerinin kullanılması gerektiğini belirtmiştir [52].

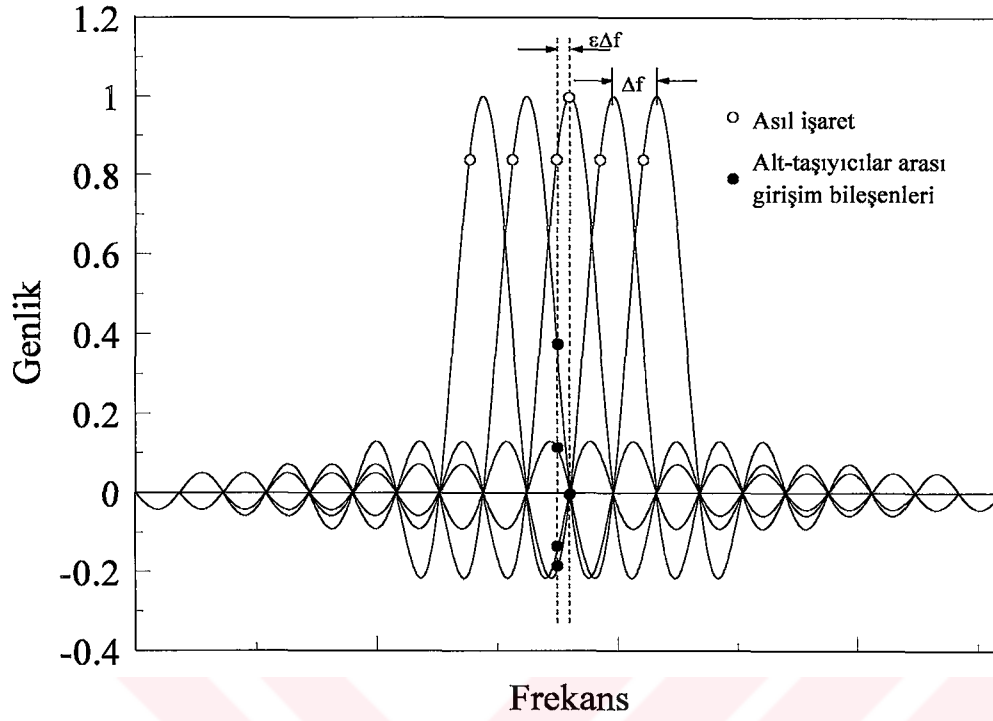
OFDM tabanlı sistemlerde kanal kestirimi frekans bölgesinde yapılabildiği gibi zaman bölgesinde de yapılabilir. CFO ve kanal kestirimi birbirini takip eden işlemlerdir. Zaman bölgesinde alıcıya ulaşan işaret, frekans bölgesine geçmek gibi ilave bir işlem yükü gerektirmeden yine zaman bölgesinde işlenerek CFO kestirimi ve hemen ardından kanal kestirimi gerçekleştirilebilir.

2.4.1. Taşıyıcı Frekans Kaymasının Etkileri

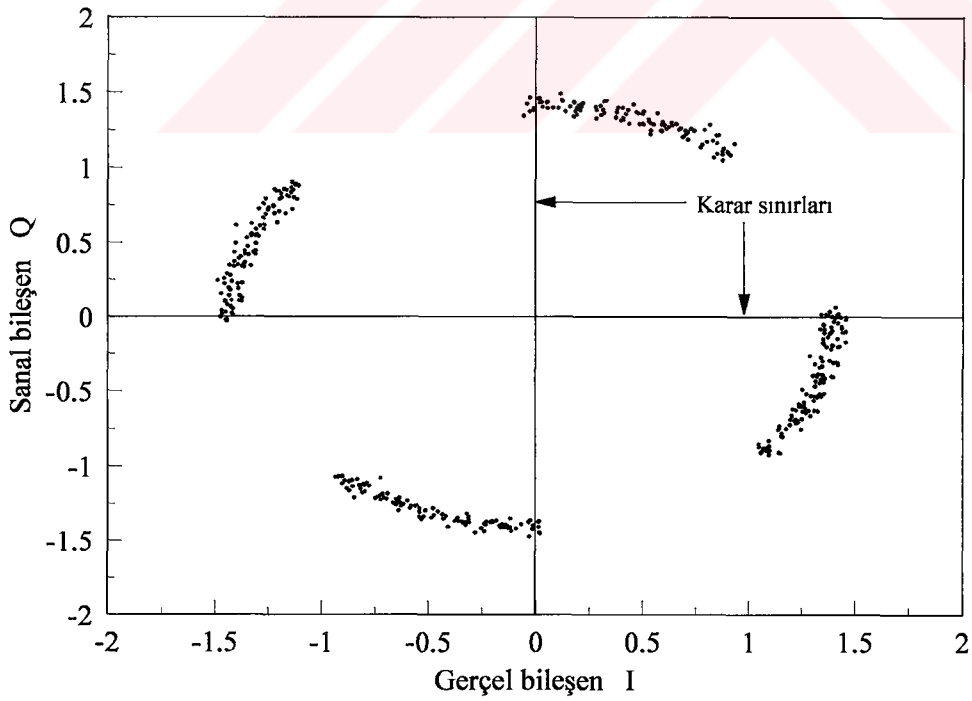
Taşıyıcı frekans kaymasına olan aşırı duyarlılığı, OFDM tabanlı sistemlerin en önemli dezavantajlarından biridir. Frekans kaymasının çeşitli nedenleri vardır. Verici ve alıcıdaki taşıyıcı işaret üreteçlerinin farklılıkları yanında, faz gürültüsü ve Doppler kayması gibi doğrusal olmayan kanal etkileri de frekans kaymasına neden olmaktadır. Bunun sonucunda da alt-taşıyıcıların ortogonalitesi bozulduğu için, taşıyıcılar arası girişim ve örneklenmiş işaretin genliğinde düşme meydana gelmektedir. Bu iki olumsuzluk da sistemin başarımını düşürmektedir. Şekil 2.9'da bu durum açık olarak görülmektedir.

Şekil 2.9'da da görüldüğü gibi, frekans kayması olmadığı durumda örneklenen noktada hem işaret maksimum, hem de diğer alt-taşıyıcıların genliği sıfırdır. Dolayısıyla, alt-taşıyıcılar arası girişim söz konusu değildir. f_0 kadar bir frekans kayması hem işaretin genliğini düşürmekte, hem de örnekleme anında diğer alt-taşıyıcıların genliği sıfır olmadığı için girişim meydana getirmektedir.

Şekil 2.10 ve Şekil 2.11'de farklı frekans kaymaları durumunda yıldız kümesi diyagramı görülmektedir. Her iki şekilden de görüldüğü gibi, meydana gelen dönme, işaretin karar sınırlarını aşmasına ve yanlış karar verilmesine neden olmaktadır. Sonuç olarak sistemin başarımı düşmektedir.

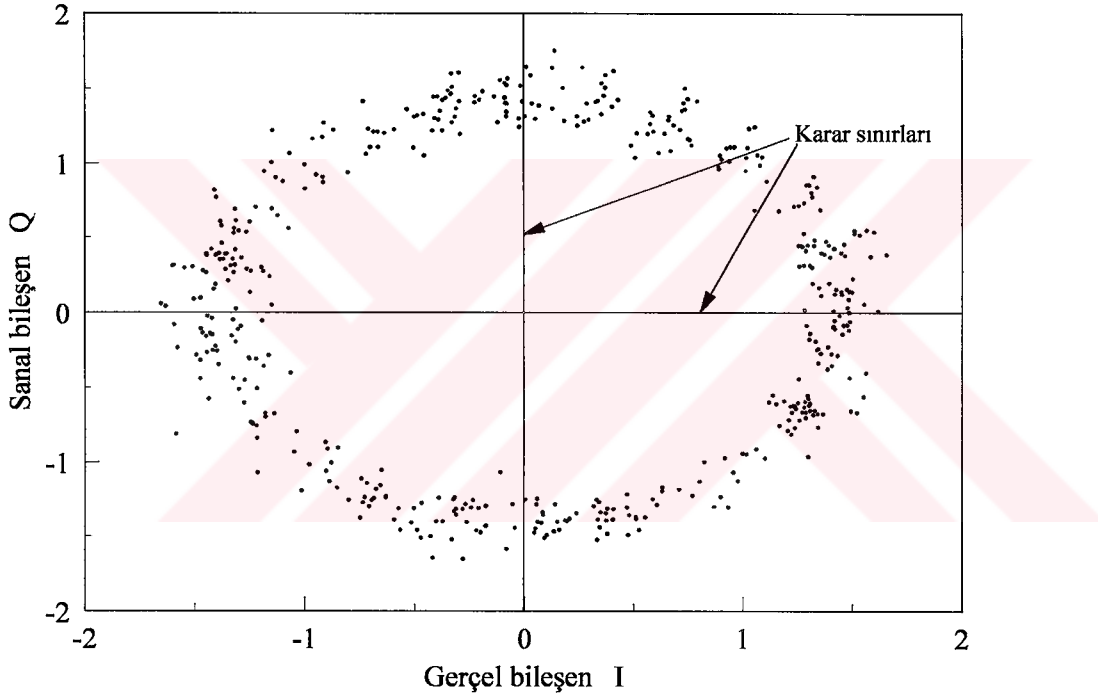


Şekil 2.9. Frekans kaymasının etkisi



Şekil 2.10. Frekans kayması $f_o = 3$ kHz ve çerçevede 10 OFDM simgesi gönderilmesi durumu için yıldız kümesi diyagramı

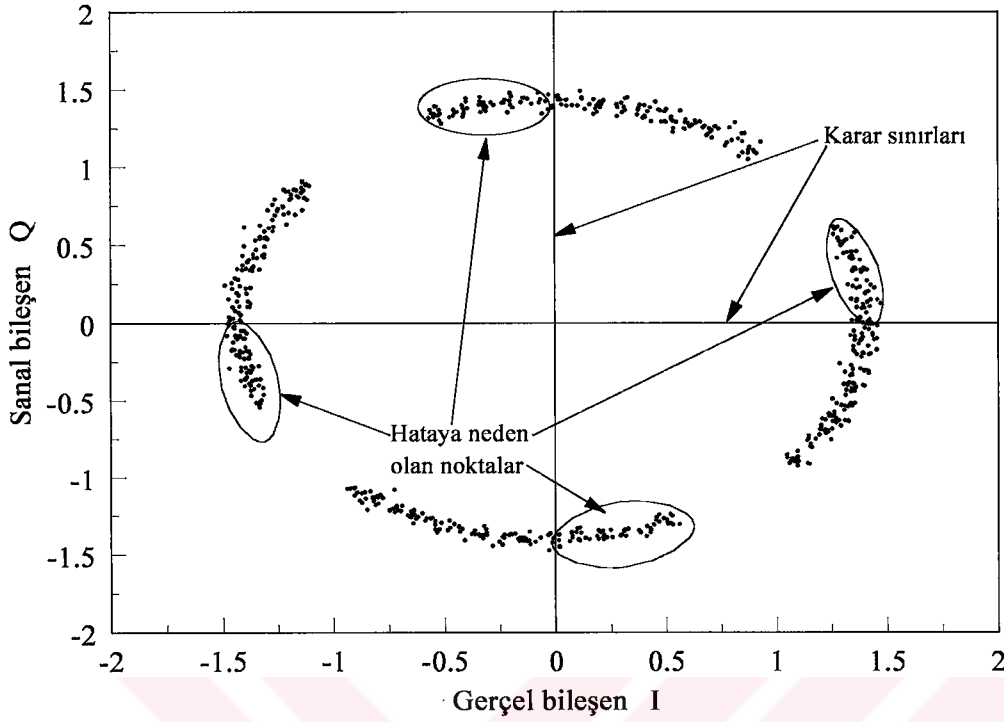
Şekil 2.10'da, frekans kayması 3 kHz ve bir çerçevede gönderilen OFDM simge sayısı 10 iken elde edilen yıldız kümesi diyagramı görülmektedir. Frekans kayması düşük olmasına rağmen, çerçevenin sonundaki simgelere ait bitler karar sınırlarını geçtiğinden hatalar ortaya çıkmaktadır. Eğer çerçevede gönderilen simge sayısı daha büyük olsaydı (genelde büyüktür), yıldız kümesi diyagramında karar sınırlarını aşan noktaların sayısı daha fazla olacaktı. Bu durum Şekil 2.12'de görülmektedir. Çerçevede gönderilen OFDM simge sayısının 15'e çıkarılması halinde, karar sınırlarını aşarak hataya neden olan noktaların sayısı, frekans kayması 3 kHz olsa bile oldukça fazladır.



Şekil 2.11. Frekans kayması $f_o = 10$ kHz ve çerçevede 10 OFDM simgesi gönderilmesi durumu için yıldız kümesi diyagramı

Şekil 2.11'de ise, frekans kaymasının 10 kHz ve çerçevede gönderilen OFDM simge sayısının 10 olması durumunda, alınan işaretin yıldız kümesi diyagramı görülmektedir. Karar sınırlarını geçen ve hataya neden olan nokta sayısının çok olduğu görülmektedir.

Frekans kaymasının negatif olması durumunda ise yıldız kümesi diyagramındaki noktalar saat yönünde kayarak karar sınırlarını aşmaktadırlar.

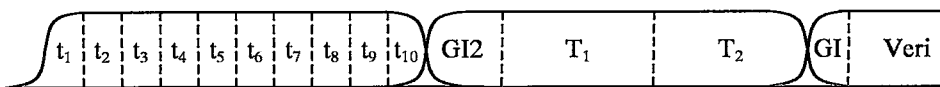


Şekil 2.12. Frekans kayması $f_o = 3$ kHz ve çerçevede 15 OFDM simgesi gönderilmesi durumu için yıldız kümesi diyagramı

2.4.2. Taşıyıcı Frekans Kayması Kestirim Yöntemi

2.4.2.1. Taşıyıcı Frekans Kaymasının Zaman Bölgesinde Kestirimi

Taşıyıcı frekans kaymasını kestirmek için, Hiperlan/2 ve IEEE 802.11a standartlarının çerçevelerinin başında yer alan kısa başlangıç eki içerisindeki $D = 16$ örnek uzunluğundaki ve birbirlerinin tekrarı olan kısa OFDM simgelerinden yararlanılmaktadır. Bu çalışmada da, aynı esasa dayalı kestirim yapılmıştır.



Şekil 2.13. IEEE 802.11a kısa ve uzun başlangıç ekleri

Şekil 2.13'te verilen kısa başlangıç ekinin yapısı hakkında ayrıntılı bilgi önceki bölümlerde verilmişti. Kısa başlangıç eki içerisinde, periyodu $16T_s$ olan ve 10 kez

tekrarlanan bir işaret gönderilmektedir. Bu özellik kullanılarak frekans kayması kestirilmiştir. Kısa başlangıç eki süresi içerisinde alıcıda gözlenecek işaret r_n ile gösterilsin. $D = 16$ örnekleme süresi sonra gözlenecek işaret r_{n+D} olacaktır. Verici ile alıcının taşıyıcı frekanslarının aynı olması durumunda, gürültünün etkisi de göz ardı edilirse,

$$r_n = r_{n+D} \quad (2.16)$$

olacaktır. Taşıyıcı frekansları f_o kadar farklı ise,

$$r_{n+D} = r_n e^{j2\pi f_o D T_s} \quad (2.17)$$

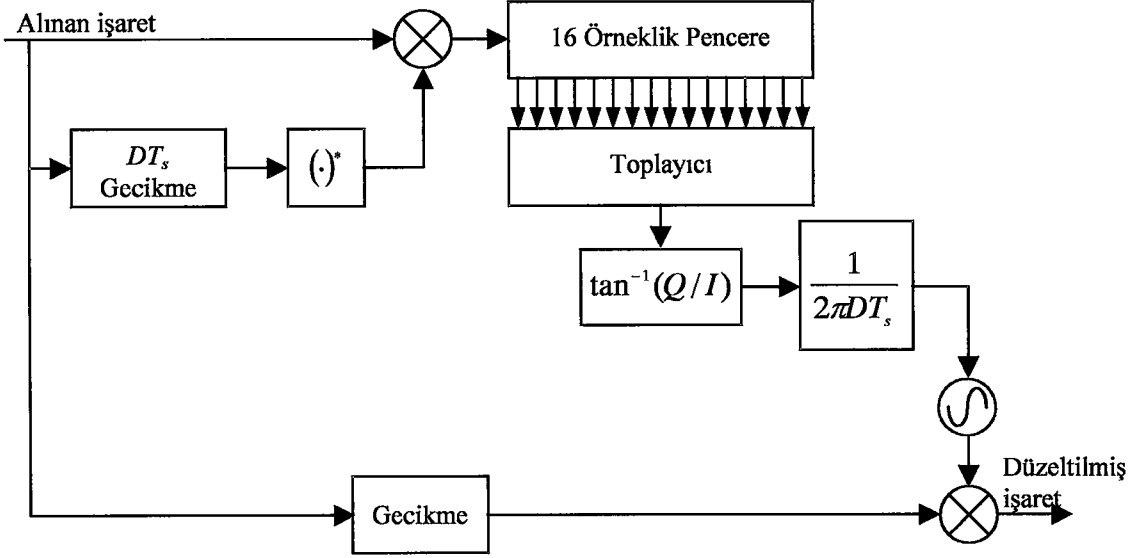
olacaktır. Burada gürültünün etkisi yine göz ardı edilmiştir. Alınan bu iki örnek arasındaki faz farkı frekans kayması ile orantılıdır. Dolayısıyla, eğer faz farkı elde edilirse, taşıyıcı frekans kayması da bulunabilir. İki örnek arasındaki faz farkını bulmak için, örneklerden birinin eşleniğini alarak diğeriyle çarpmak yeterli olacaktır. Elde edilen ara değişkenin açısı bu faz farkını verecektir.

$$\begin{aligned} z &= \sum_{n=0}^{D-1} r_n r_{n+D}^* \\ &= \sum_{n=0}^{D-1} r_n (r_n e^{j2\pi f_o D T_s})^* \\ &= \sum_{n=0}^{D-1} r_n r_n^* e^{-j2\pi f_o D T_s} \\ &= e^{-j2\pi f_o D T_s} \sum_{n=0}^{D-1} |r_n|^2 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Buradan,

$$\begin{aligned} \varphi &= \arg(z) \\ &= -2\pi f_o D T_s \end{aligned} \quad (2.19)$$

olarak elde edilir. Burada $\arg(\cdot)$ fonksiyonu karmaşık değişkenin açısını vermektedir.



Şekil 2.14. Frekans kayması kestirimi ve düzeltilmesi

Buradan frekans kayması

$$\hat{f}_o = -\frac{\varphi}{2\pi DT_s} \quad (2.20)$$

olarak kestirilmiş olur. Frekans kayması kestirildikten sonra, alınan işaret, frekans kaymasının neden olduğu dönme kadar ters yönde döndürülerek düzeltilir. Kanal kestirimi de ancak bu adım gerçekleştirildikten sonra yapılabilir. Şekil 2.14'te frekans kayması kestirimi ve düzeltilmesine ait blok diyagram görülmektedir.

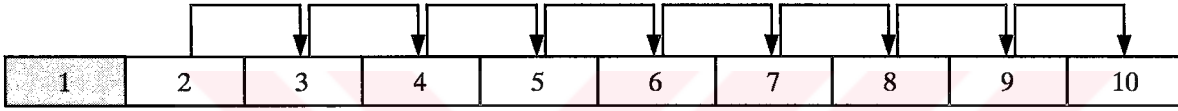
(2.19) ve (2.20) numaralı eşitliklere dikkatle bakılacak olursa, ara değişken z 'nin açısı φ ve frekans kayması f_o 'nun, başlangıç eki içerisinde tekrar eden simgenin uzunluğuna bağlı olduğu görülecektir. φ 'nin değişim aralığı $|\varphi| \leq \pi$ olmak zorundadır. Daha büyük değerler için frekans kayması düzeltilemez. Bu noktadan hareketle, kestirilebilecek en büyük frekans kayması

$$|\hat{f}_{o \max}| = \frac{\pi}{2\pi DT_s} = \frac{1}{2DT_s} \quad (2.21)$$

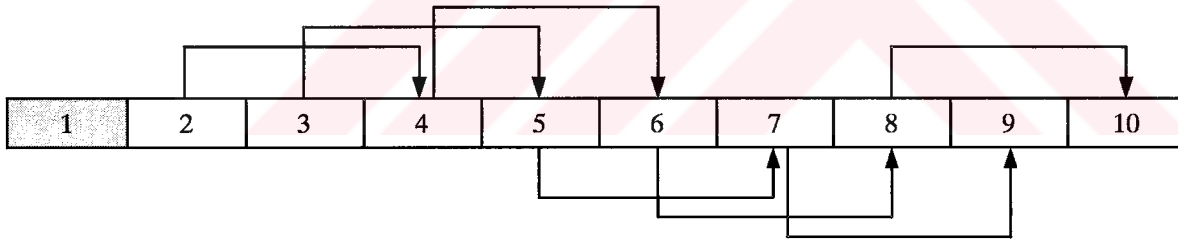
olarak belirlenir. $D = 16$ ve $T_s = 50$ ns için $f_{o \max} = 625$ kHz olacaktır. Bu değer $2\Delta f$ 'e

karşılık gelmektedir. Eğer, D daha büyük seçilirse (Moose'nin yönteminde bir OFDM simge süresi), kestirilebilecek maksimum frekans kayması D ile ters orantılı olarak düşecektir. $D = 32$ için $f_{\max} = 312.5$ kHz ve $D = 64$ için $f_{\max} = 156.25$ kHz olacaktır.

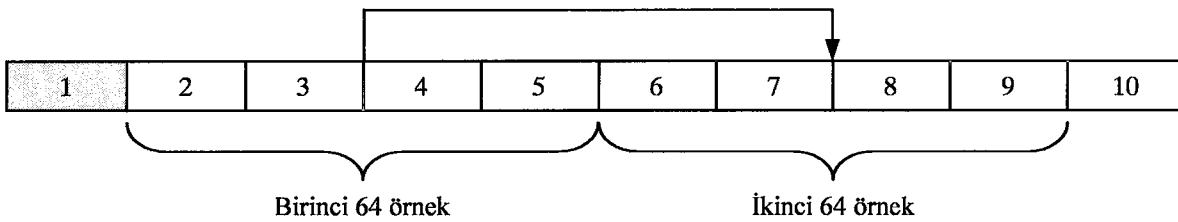
Kısa başlangıç eki, 10 kez tekrar eden 16 örnek uzunluğunda bir simgeden oluşmaktadır. Bu özellik kullanılarak frekans kayması kestirim algoritmasının doğruluğu artırılabilir. Çerçevenin hemen başındaki ilk kısa OFDM simgesinin bir şekilde kaybedildiği düşüncesiyle ikinci kısa OFDM simgesiyle işe başlansın. İkinci kısa OFDM simgesi ile üçüncünün korelasyonu frekans kaymasını kabaca verecektir. Aynı şey, üçüncü kısa OFDM simgesi ile dördüncüsü arasında da geçerlidir. Bu şekilde kısa başlangıç eki sonuna kadar gidilebilir. Bu durum Şekil 2.15'te görülmektedir.



Şekil 2.15. Kısa başlangıç eki içerisindeki simgeler yardımıyla frekans kaymasının daha büyük değerlerinin kestirilmesi



Şekil 2.16. $D = 32$ için frekans kayması kestiriminde kullanılan simgeler



Şekil 2.17. $D = 64$ için frekans kayması kestiriminde kullanılan simgeler

Gürültü örnekleri arasında ilinti olmadığı düşünülürse, elde edilen bu kaba frekans kayması kestirim sonuçlarının ortalaması alındığında, gürültünün etkisi en aza indirilmiş

olacağından, her bir kestirim sonucundan daha doğru bir sonuç elde edilecektir. En büyük olasılırlık kestirimi (Maximum Likelihood Estimation, MLE) olarak adlandırılan yöntem de aslında budur.

Şekil 2.15'te tekrar eden simge uzunluğu 16 iken kestirilebilen en büyük frekans kayması değeri $2\Delta f$, yani 625 kHz olmaktadır. Tekrar eden simge uzunluğu iki katına çıkarıldığında veya Şekil 2.16'da olduğu gibi, bitişik simgeyle değil de bir sonraki simgeyle korelasyon yapıldığında, kestirilebilen en büyük frekans kayması Δf , yani 312.5 kHz olmaktadır. Şekil 2.17'de görüldüğü gibi, tekrar eden simge uzunluğu bir OFDM simge uzunluğuna, yani 64 örneğe çıkarıldığında ise, kestirilebilen en büyük frekans kayması değeri $\Delta f/2$, yani 156.25 kHz'e düşmektedir.

Frekans kayması kestirimi için, kısa OFDM simgelerinin kullanımını öngören daha farklı senaryolar da üretilebilir.

2.4.2.2. Taşıyıcı Frekans Kaymasının Frekans Bölgesinde Kestirimi

Frekans kaymasının frekans bölgesinde kestirilmesi yöntemi ilk kez P.H. Moose tarafından sunulmuştur [52]. Bu yöntem de, çerçeve içerisinde tekrar eden simgelere dayanmaktadır. N alt-taşıyıcılı bir sistemde, alıcıya herhangi bir anda ulaşan işaret, gürültü göz ardı edildiğinde,

$$r_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N}, \quad n = 0,1,2,\dots,N-1 \quad (2.22)$$

olarak yazılabilir. Burada ε , normalize edilmiş frekans kaymasını göstermektedir. Buna göre, alıcıya ulaşan $2N$ adet zaman bölgesi örneğinden ilk N tanesinin N noktalı DFT'si alındığında, elde edilecek olan k . frekans bölgesi örneği için,

$$R_{1,k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0,1,2,\dots,N-1 \quad (2.23)$$

yazılabilir. Benzer şekilde, ikinci N adet zaman bölgesi örneğinin N noktalı DFT'si alındığında, elde edilecek olan k . frekans bölgesi örneği,

$$\begin{aligned}
R_{2,k} &= \sum_{n=N}^{2N-1} r_n e^{-j2\pi kn/N} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} r_{n+N} e^{-j2\pi kn/N}
\end{aligned}
, \quad k = 0,1,2,\dots,N-1 \quad (2.24)$$

olacaktır. Burada,

$$\begin{aligned}
r_{n+N} &= \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{j2\pi(n+N)(k+\varepsilon)/N} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N} e^{j2\pi(k+\varepsilon)} , \quad n = 0,1,2,\dots,N-1 \\
&= \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N} e^{j2\pi\varepsilon}
\end{aligned} \quad (2.25)$$

Sonuç olarak

$$r_{n+N} = r_n e^{j2\pi\varepsilon} \quad (2.26)$$

olarak elde edilir. (2.24) ve (2.26) numaralı eşitlikler yardımıyla

$$R_{2,k} = R_{1,k} e^{j2\pi\varepsilon} \quad (2.27)$$

yazılabilir. Bu son ifade, frekans bölgesi örnekleri arasındaki faz kaymasının frekans kaymasına bağlı ve hepsi için eşit olduğunu göstermektedir. Öyleyse, zaman bölgesi frekans kayması kestirim yöntemine benzer şekilde, frekans bölgesi örneklerinin korelasyonu ile faz kayması elde edilebilir. Gürültünün etkisi de göz önüne alınırsa,

$$\begin{aligned}
Y_{1,k} &= R_{1,k} + W_{1,k} \\
Y_{2,k} &= R_{2,k} + W_{2,k} = R_{1,k} e^{j2\pi\varepsilon} + W_{2,k}
\end{aligned}
, \quad k = 0,1,2,\dots,N-1 \quad (2.28)$$

elde edilir. z bir ara değişken olmak üzere,

$$z = \sum_{k=-K}^K Y_{2,k} Y_{1,k}^* \quad (2.29)$$

elde edilir. Gürültünün göz ardı edilmesi durumunda, $Y_{2,k} = Y_{1,k} e^{j2\pi\epsilon}$ olacağından,

$$\begin{aligned} z &= \sum_{k=-K}^K Y_{1,k} Y_{1,k}^* e^{-j2\pi\epsilon} \\ &= e^{-j2\pi\epsilon} \sum_{k=-K}^K |Y_{1,k}|^2 \end{aligned} \quad (2.30)$$

elde edilir. Bu durumda, z 'nin açısı normalize frekans kaymasıyla orantılı olduğundan,

$$\begin{aligned} \varphi &= \arg(z) \\ &= -2\pi\epsilon \end{aligned} \quad (2.31)$$

Buradan da,

$$\hat{\epsilon} = -\frac{\varphi}{2\pi} \quad (2.32)$$

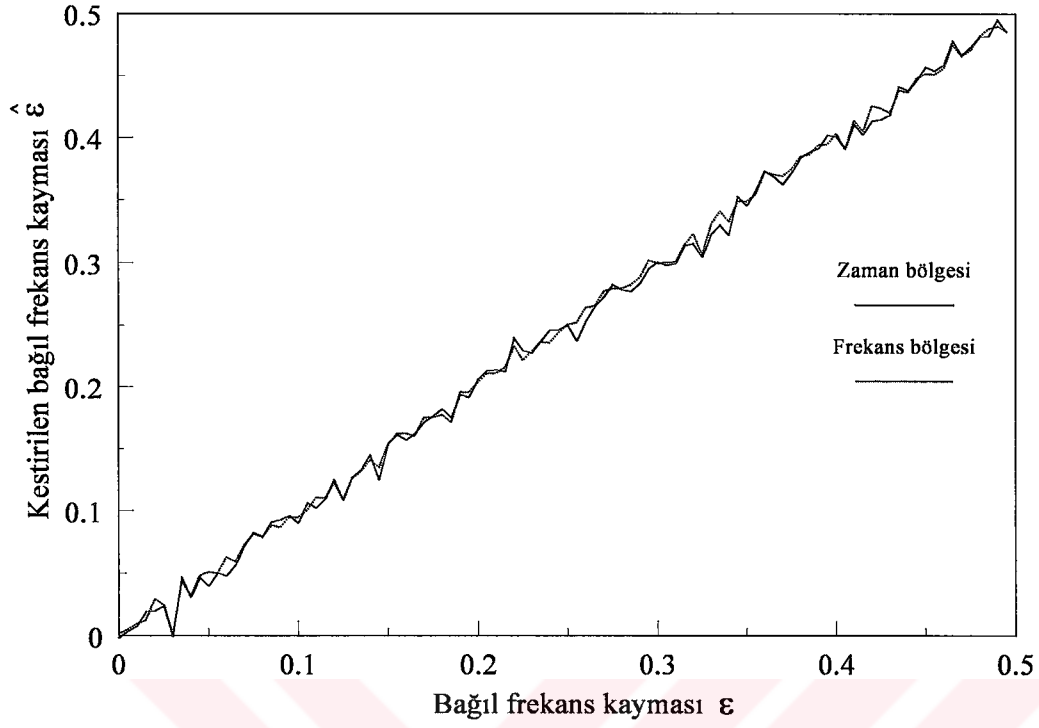
olarak elde edilir. $|\varphi| \leq \pi$ sınırlaması burada da geçerli olduğuna göre, bu yöntemle kestirilebilecek en büyük bağıl frekans kayması değeri,

$$|\hat{\epsilon}_{\max}| = \frac{\pi}{2\pi} = \frac{1}{2} \quad (2.33)$$

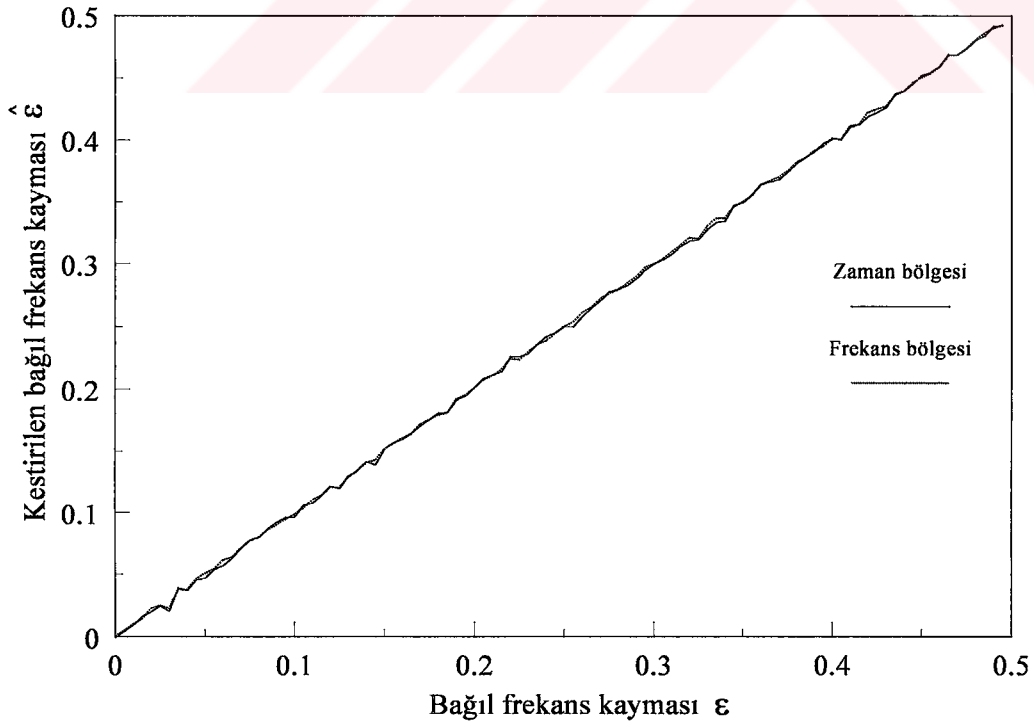
olacaktır. Dolayısıyla, kestirilebilecek en büyük frekans kayması

$$\begin{aligned} |\hat{f}_{o\max}| &= \frac{1}{2} \Delta f \\ &= 156.25 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (2.34)$$

olarak bulunur.



Şekil 2.18. SNR = 10 dB için frekans ve zaman bölgesi frekans kayması kestirim sonuçları ($0 \leq |\epsilon| < 0.5$)



Şekil 2.19. SNR = 20 dB için frekans ve zaman bölgesi frekans kayması kestirim sonuçları ($0 \leq |\epsilon| < 0.5$)

Bu yöntemle daha yüksek frekans kaymalarının kestirilebilmesi için, tekrar eden simgenin süresini kısaltmak gerekmektedir. Eğer, tekrar eden simgenin süresi yarıya indirilecek olursa, kestirilebilecek maksimum frekans kayması iki katına, simge süresi 1/4'üne indirilecek olursa, kestirilebilecek maksimum frekans kayması dört katına çıkarılabilecektir.

Şekil 2.18'de, SNR = 10 dB için ve frekans kaymasının $0 - 0.5 \Delta f$ aralığında değişmesi halinde, frekans ve zaman bölgesi frekans kayması kestirim sonuçları görülmektedir. Her iki yöntemde de kestirim sonuçları birbirine oldukça yakın görülmektedir. Şekil 2.19'da ise, SNR = 20 dB için aynı frekans kayması aralığında frekans ve zaman bölgesi frekans kayması kestirim sonuçları görülmektedir. Bu durumda da yöntemlerin başarımı arasında önemli bir farklılık görülmemektedir.

Bu iki yöntemi birbiriyle kıyaslayabilmek için, normalize kestirim hatasının standart sapması kullanılabilir. Şekil 2.20'de, $0 \leq |\varepsilon| < 0.5$ için her iki yöntemde yapılan hatanın standart sapmasının SNR ile değişimi verilmektedir. Şekil 2.20 incelendiğinde, SNR'nin 0-10 dB arasında olduğu bölgede, zaman bölgesi frekans kayması kestirim yönteminde yapılan hatanın standart sapmasının, frekans bölgesi frekans kayması kestirim yönteminde yapılan hatanın standart sapmasından daha küçük olduğu, SNR arttıkça her iki yöntemde yapılan normalize hatanın standart sapmasının birbirine oldukça yaklaştığı görülmektedir.

Normalize hata, belli bir frekans kayması durumunda yapılan hatanın, yapılabilecek en büyük hataya oranı olarak tanımlanacak olursa,

$$e_{norm} = \frac{e}{|e_{max}|} \quad (2.35)$$

ile verilebilir.

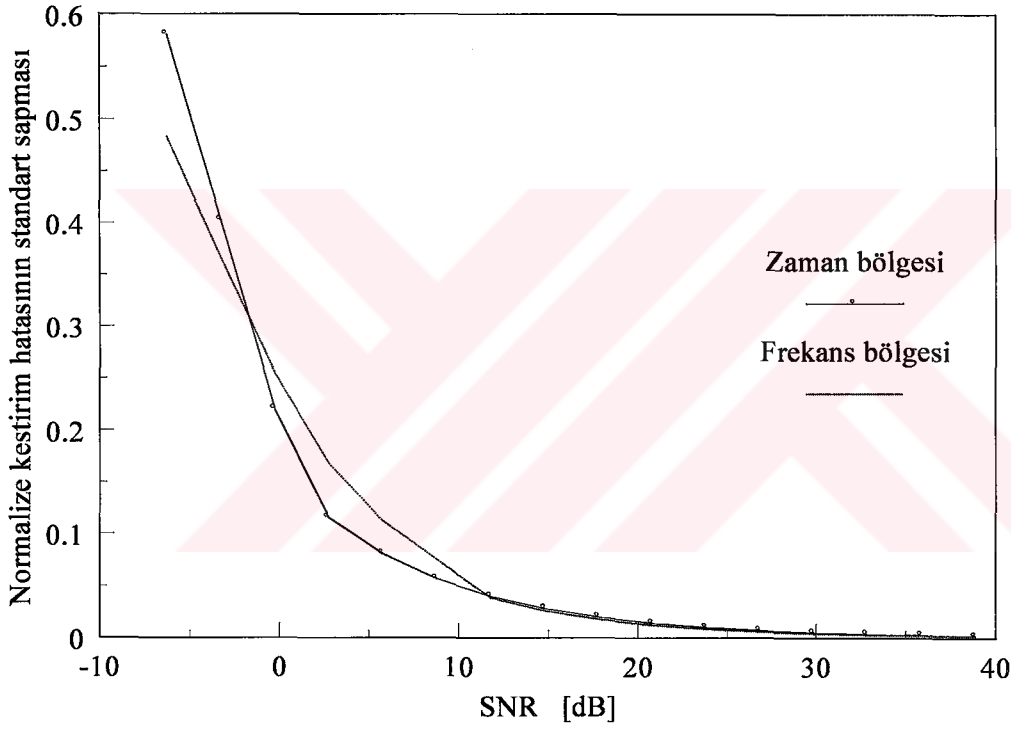
$$\begin{aligned} e_{norm} &= \frac{f_o - \hat{f}_o}{2|f_o|} = \frac{\varepsilon \Delta f - \hat{\varepsilon} \Delta f}{2|\varepsilon \Delta f|} \\ &= \frac{\varepsilon - \hat{\varepsilon}}{2|\varepsilon|} \end{aligned} \quad (2.36)$$

olarak elde edilir. $0 - \Delta f/2$ aralığı $M = 100$ 'e bölünerek benzetim gerçekleştirildiğinden,

e_{norm} değişkeninin 100 değeri üzerinden standart sapma hesaplanmıştır. Buna göre, normalize hatanın standart sapması

$$s_d = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} (e_{norm,i} - \bar{e}_{norm})^2} \quad (2.36)$$

olarak elde edilir. Burada \bar{e}_{norm} , normalize hatanın ortalamasını göstermektedir.



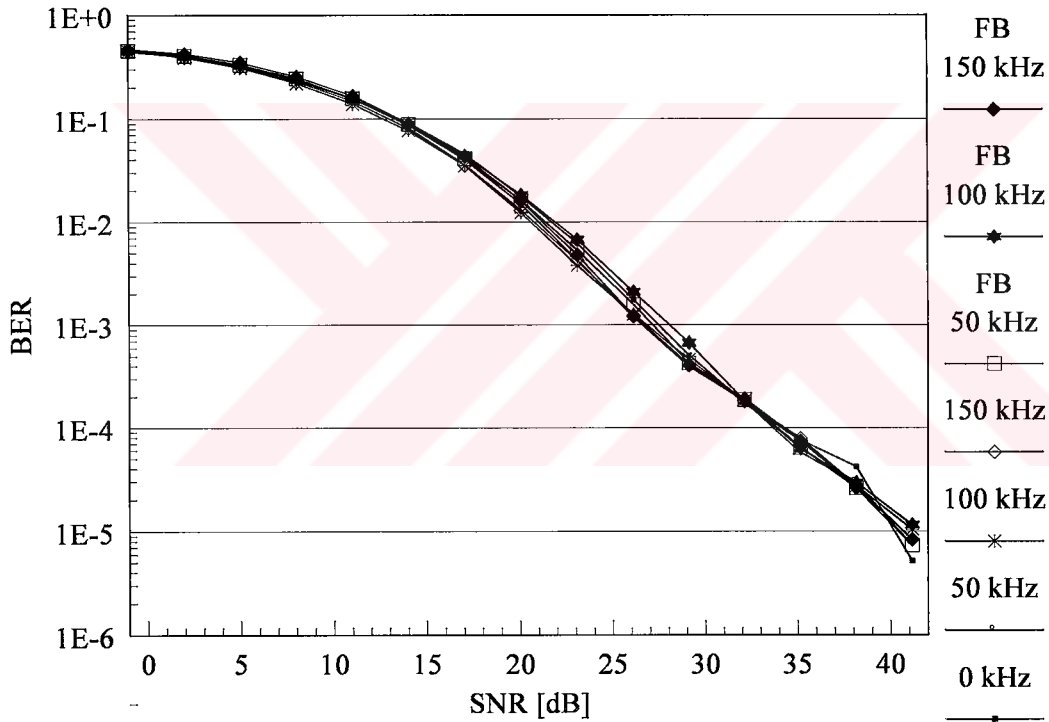
Şekil 2.20. Frekans kayması kestirimi sırasında yapılan hatanın standart sapmasının SNR ile değişimi ($0 \leq |\varepsilon| < 0.5$)

Frekans kaymasının sistemin BER başarımı üzerindeki etkisi ise Şekil 2.21'de görülmektedir. Normalize frekans kaymasının ($0 \leq |\varepsilon| < 0.5$) aralığında olduğu durumda, gerek zaman ve gerekse frekans bölgesi kestirim yöntemi kullanılması halinde sistemin başarımının çok değişmediği gözlenmektedir. Fakat, normalize frekans kaymasının 0.5'den büyük değerler alması halinde, frekans bölgesi kestirim yöntemi etkili olamamaktadır.

Şekil 2.22'de SNR = 10 dB ve SNR = 20 dB olduğu durumlarda, frekans kaymasının

$0 - 2\Delta f$ aralığında değişmesi halinde, zaman bölgesi frekans kayması kestirim yöntemi ile elde edilen sonuçlar görülmektedir. Bağlı frekans kayması değerinin 2'ye yaklaştığı durumlarda, faz değişimleri gürültünün de etkisiyle $\pm\pi$ değerlerini geçtiği için frekans kayması kestiriminde hata meydana gelmektedir.

Şekil 2.23'de çeşitli frekans kaymaları durumunda OFDM sisteminin BER başarımı verilmektedir. Görüldüğü gibi, frekans kaymasının değişik değerleri için elde edilen başarım çok fazla değişmemektedir. Frekans kaymasının 600 kHz olduğu durum için, SNR'nin düşük değerlerinde faz değişimleri $\pm\pi$ değerini geçtiği için başarım biraz daha düşük görünmesine rağmen, SNR yükseldikçe başarım da yükselmektedir.

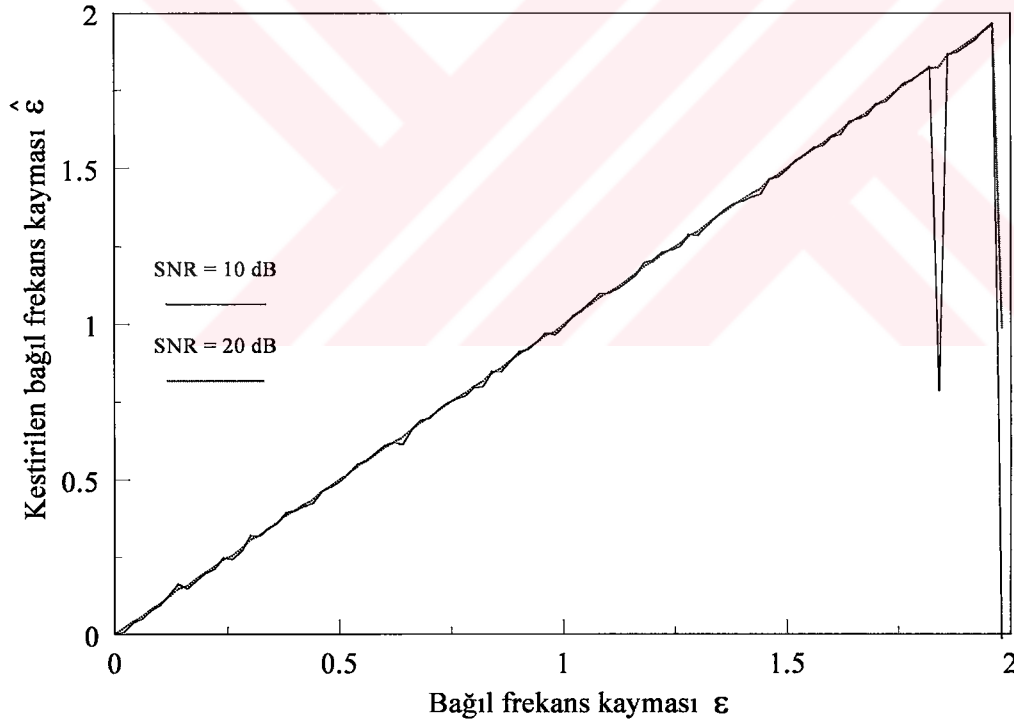


Şekil 2.21. Frekans kaymasının zaman ve frekans bölgesinde kestirilmesi durumunda, değişik frekans kayması değerleri için sistemin BER başarımı ($0 \leq |\varepsilon| < 0.5$)

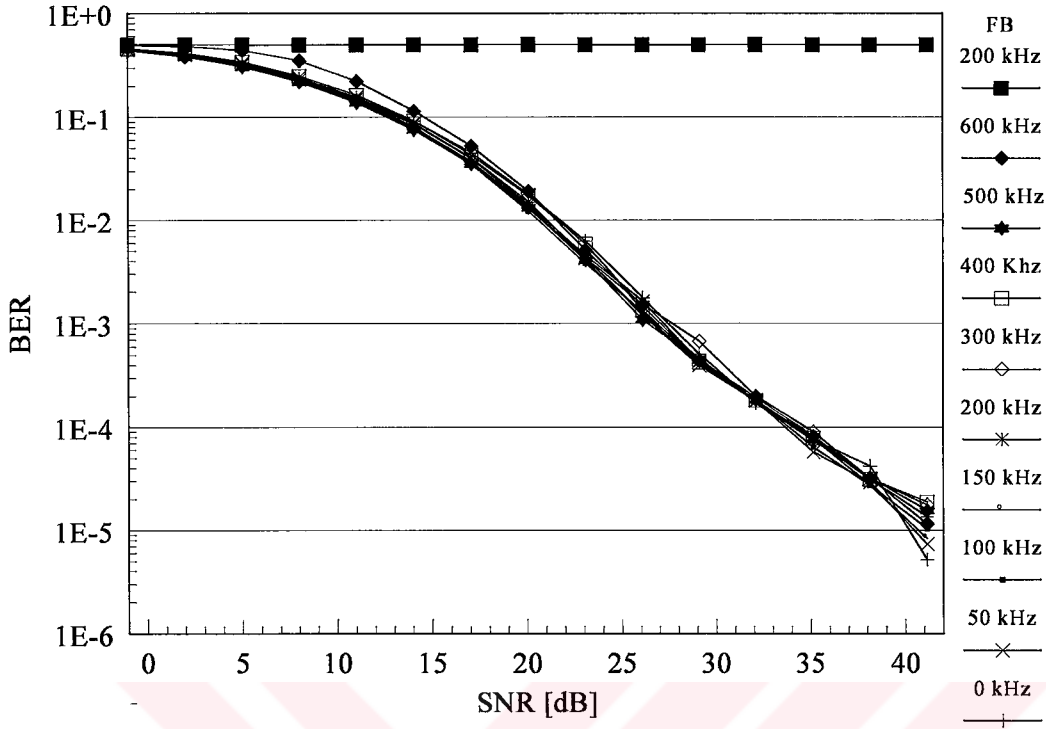
$0 \leq |\varepsilon| < 0.5$ olmak koşuluyla, frekans kaymasının zaman bölgesinde veya frekans bölgesinde kestirilmesinin başarım açısından fazla bir etkisinin olmadığını elde edilen sonuçlar göstermektedir. Frekans kaymasının frekans bölgesinde kestirilebilmesi için, alınan işaretin öncelikle FFT'sinin alınması gerekmektedir. Ondan sonra ancak frekans

kayması kestirilebilmektedir. Oysa, frekans kaymasının zaman bölgesinde kestirilmesi için böyle bir gereksinim yoktur. Hem FFT almak için gerekli süre kadar bir gecikmeden, hem de FFT'nin getirdiği işlem karmaşıklığından kurtulmayı sağlamaktadır.

Frekans kaymasının daha büyük değerler ($0.5 \leq |\varepsilon| < 2$) alması halinde ise, frekans bölgesi kestirim yöntemi zaten çalışmamaktadır. Frekans bölgesinde daha büyük değerli frekans kaymalarının kestirilebilmesi için, daha düşük periyotlu frekans bölgesi simgeleri kullanılması gerekmektedir. Bunun için de, örnek sayısı daha düşük IFFT/FFT işlemleri gerekecektir. Bu da sisteme ilave karmaşıklık getirecektir. Zaman bölgesi kestirim yönteminde ise böyle bir sorun yoktur. Aynı yöntem hem düşük değerli frekans kaymalarının kestiriminde, hem de büyük değerli frekans kaymalarının kestiriminde ek donanım ve işlem yükü gerektirmeden kullanılabilir.



Şekil 2.22. SNR = 10 dB ve SNR = 20 dB için zaman bölgesi frekans kayması kestirim sonuçları ($0 \leq |\varepsilon| < 2$)



Şekil 2.23. Frekans kaymasının zaman bölgesinde kestirilmesi durumunda, değişik frekans kayması değerleri için sistemin BER başarımı ($0 \leq |\varepsilon| < 2$)

2.5. Kanal Kestirimi ve Kanal Denkleştirme

Geniş bantlı iletişim sistemlerinde karşılaşılan sorunların büyük bir kısmının kaynağı iletişim kanalıdır. Zamanda yayılmış, çok yollu, bant sınırlı kanalların neden olduğu simgeler arası girişim, alıcıda bit hatalarına neden olur. Gezgin radyo kanalları üzerinden yüksek hızlı veri haberleşmesinin önündeki en büyük engel olarak simgeler arası girişim gösterilmektedir [34]. Sistem başarımını büyük oranda düşüren olumsuz kanal etkilerinin alıcıda bir şekilde giderilmesi gerekmektedir. Bu işlem kanal denkleştirme (Channel Equalization) olarak adlandırılır. Kanal denkleştirme işlemi, aslında alınan işaretin kanalın tersinden tekrar geçirilmesi demektir. Bunun gerçekleştirilebilmesi için, alıcıda kanal bilgisinin yada, doğrudan tersinin elde edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla, kanal veya kanalın tersini (kanal denkleştirici) kestirmek için çeşitli algoritmalar kullanılmaktadır. İletişim kanalının zamanla değişmesi durumunda, kanal denkleştiricinin kanaldaki değişimleri takip edebilmesi gerekmektedir. Bu tür kanal denkleştiriciler, “uyarlanabilir kanal denkleştiriciler” olarak adlandırılırlar.

İletişim sisteminde evre uyumlu (coherent) bir modülasyon biçimi kullanılıyorsa, alıcıda kanalın kestirilmesi ve kanal denkleştirme yapılması gerekmektedir. Eğer farksal (differential) bir modülasyon biçimi kullanılıyorsa, alıcıda kanal denkleştirme yapılmayacağından, kanalın bilinmesine gerek duyulmaz. Bu yüzden kestirilmesi de gerekmemektedir. Dolayısıyla, alıcı daha basit bir yapıya kavuştuğu gibi, maliyeti ve enerji tüketimi de düşmektedir. Bu yüzden, kablosuz iletişim sistemlerinde bu yöntem oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır [34]. ETSI'nin DAB standardında da farksal modülasyon kullanılmaktadır [18]. Evre uyumlu modülasyonla karşılaştırıldığında, 3 dB daha fazla SNR gerektirmesi ve yüksek seviyeli karesel genlik modülasyonları için uygun olmaması olumsuz yönleridir [33].

Düşük enerji tüketimi, yüksek BER başarımı ve yüksek veri hızı gerektiren iletişim sistemlerinde (DVB gibi) ise evre uyumlu modülasyon kullanmak daha uygun bir seçim olmaktadır. Bu durumda, kanalın denkleştirilebilmesi için alıcıda kanal bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Kanal kestirim ve kanal denkleştirme algoritmalarının alıcıya getireceği ek karmaşıklık ve maliyet artışı olumsuz yönleridir.

Kanal denkleştiriciler genelde “eğitim” ve “takip” olmak üzere iki modda çalıştırılırlar. Önce, vericiden, alıcı tarafından da bilinen, sabit uzunluklu bir eğitim dizisi gönderilerek kanal katsayıları kestirilir veya kanal denkleştirici katsayıları uygun şekilde ayarlanır. Ardından kullanıcıya ait bilgi işareti gönderilir. Alınan bilgi işareti, katsayıları kanalın olumsuz etkilerini düzeltmek için, yinelemeli (recursive) bir algoritma ile uygun şekilde ayarlanmış olan kanal denkleştirici tarafından düzeltilir.

Kanal veya kanal denkleştirici katsayılarını belirlemede kullanılan eğitim dizisinin, en kötü kanal durumunda bile, kullanılan algoritmaya söz konusu katsayıları uygun şekilde ayarlama olanağı tanınması gerekmektedir. Eğitim modu tamamlandığında, kanal veya kanal denkleştirici katsayıları optimal katsayılara yakın olmalıdır.

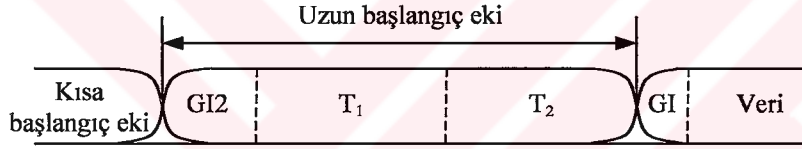
Kullanıcıya ait verinin, kısa zaman aralıklarını dolduracak şekilde paketler halinde gönderildiği sayısal iletişim sistemlerinde, kanal denkleştiricilerin belirli aralıklarla yeniden eğitilmeleri gerekir. Bunun için, gönderilecek veri sabit uzunluklu bloklara ayrılır ve her bloğun başında aynı eğitim dizisi gönderilir. Böylece, her blok başındaki eğitim dizisi yardımıyla kanal denkleştirici yeniden eğitilir.

IEEE 802.11a ve Hiperlan/2 standartlarında kanal kestirimi için pilot simge ve pilot alt-taşıyıcılar kullanılmaktadır. Çerçevenin başındaki pilot simgeler yardımıyla kanal kestirilmekte, pilot alt-taşıyıcılar yardımıyla da kanalın değişimi takip edilmektedir. Bu

çalışmada kanal kestirimi hem zaman, hem de frekans bölgesinde yapılmış olup, yine zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştirme yapılarak elde edilen sonuçlar verilmiştir.

2.5.1. Frekans Bölgesi Kanal Kestirimi ve Frekans Bölgesi Kanal Denkleştirme

Çerçevenin başında kısa başlangıç ekinde sonra yer alan ve uzun başlangıç eki olarak adlandırılan iki adet pilot simge, kanalın frekans bölgesinde kestirilebilmesi için gerekli olanağı sağlamaktadır. Bu iki pilot simge, kanal kestiriminde kullanıldıkları için, sistemin BER başarımı üzerinde oldukça etkindirler. Bu yüzden, 32 örnekten oluşan bir çevrimsel önek yardımıyla korunmaktadır. Şekil 2.24'te kanal kestiriminde kullanılan ve 2 pilot simgeden oluşan uzun başlangıç eki görülmektedir.



Şekil 2.24. Kanal kestirimi için kullanılan uzun başlangıç eki

Şekil 2.24'te verilen uzun başlangıç eki içerisindeki T_1 ve T_2 pilot simgeleri birbirleriyle özdeş ve her biri 64 örnek uzunluğundadır. Alıcıda, FFT işleminden sonra bu pilot simgelere ait alınan işaret

$$\begin{aligned} R_{T1,k} &= H_k X_k + W_{1,k} \\ R_{T2,k} &= H_k X_k + W_{2,k} \end{aligned} \quad (2.37)$$

ile verilebilir. Burada, H_k kanalın k . alt-taşıyıcıya karşı gelen frekans tepkesini, X_k vericiden gönderilen frekans bölgesi pilot simge örneğini ve $W_{l,k}$ ise toplanır beyaz Gauss gürültüsünün frekans bölgesi örneğini göstermektedir. Buradan, kanalın kestirilmiş k . alt-taşıyıcı frekans tepkesi değeri

$$\begin{aligned}
\hat{H}_k &= \frac{R_{T1,k}}{X_k} \\
&= \frac{H_k X_k + W_{1,k}}{X_k} \\
&= H_k + W_{1,k} X_k^*
\end{aligned} \tag{2.38}$$

olarak elde edilir. Burada karmaşık bölme işleminden kurtulmak amacıyla, gönderilen işaretin eşleniği ile çarpma yoluna gidilmiştir. Her iki pilot simge birbiriyle özdeş olduklarına göre, yapılan kestirimin doğruluğunu arttırmak için bu özellikten yararlanılabilir. Benzer şekilde, 2. pilot simge yardımıyla da

$$\begin{aligned}
\hat{H}_k &= \frac{R_{T2,k}}{X_k} \\
&= \frac{H_k X_k + W_{2,k}}{X_k} \\
&= H_k + W_{2,k} X_k^*
\end{aligned} \tag{2.39}$$

olarak elde edilir. Aynı değişkene ait bu iki farklı değer kullanılarak ikisinden de daha doğru bir sonuç elde edilebilir. Bu iki değer ortalamasından

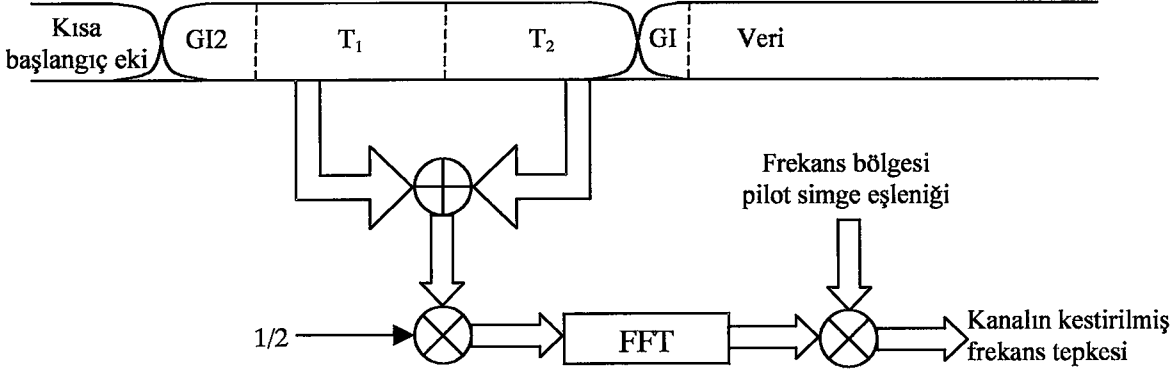
$$\hat{H}_k = H_k + \frac{1}{2}(W_{1,k} + W_{2,k})X_k^* \tag{2.40}$$

elde edilir. Gürültü örnekleri arasında korelasyon olmadığı kabul edilecek olursa, son denklemden, gürültünün etkisinin yarı yarıya azaltıldığı söylenebilir.

Her iki pilot simge yardımıyla elde edilen kestirim sonuçlarının ortalamasının alınması yerine, kestirim işlemi teke indirmek için, pilot simgelerin ortalaması üzerinden kestirim yapılması da aynı sonucu verecektir. Yani,

$$\begin{aligned}
\hat{H}_k &= \frac{1}{2}(R_{T1} + R_{T2})X_k^* \\
&= \frac{1}{2}(H_k X_k + W_{1,k} + H_k X_k + W_{2,k})X_k^* \\
&= H_k + \frac{1}{2}(W_{1,k} + W_{2,k})X_k^*
\end{aligned} \tag{2.41}$$

olarak elde edilir.

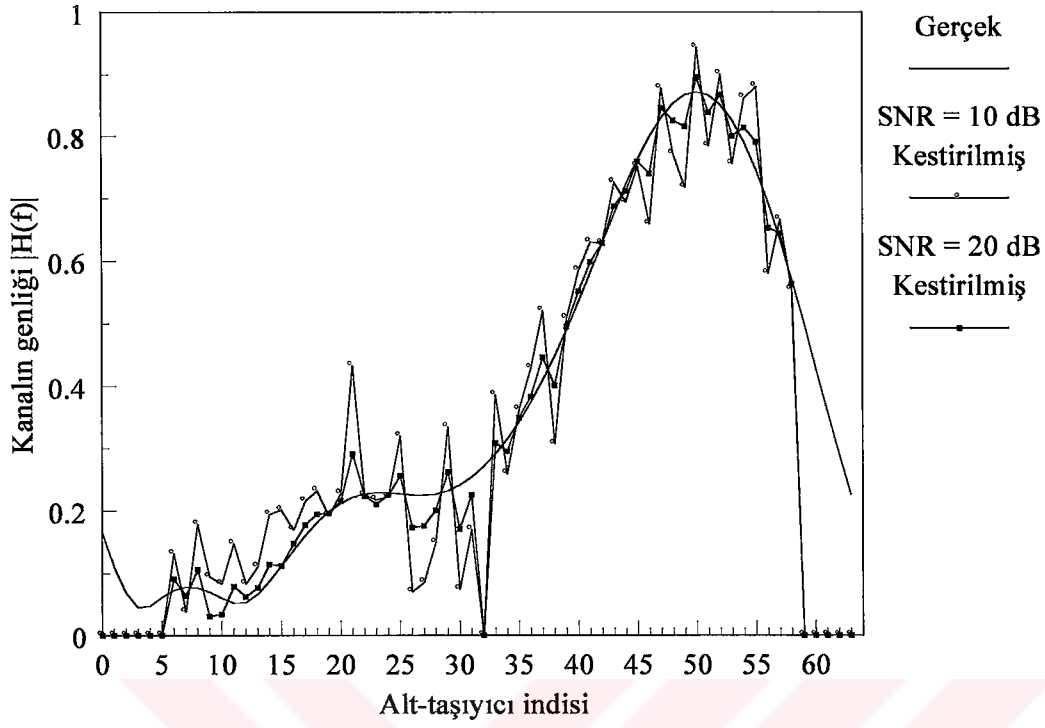


Şekil 2.25. Frekans bölgesi kanal kestirimcisinin blok şeması

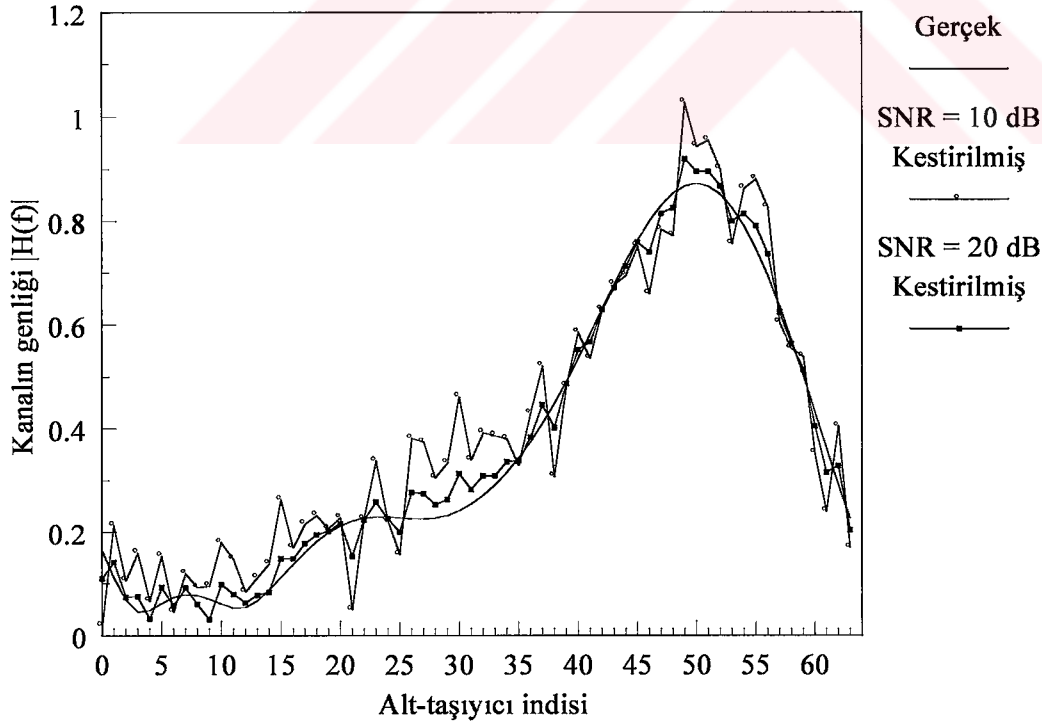
Burada kestirim işlemi bir kez yapıldığından, daha düşük işlem karmaşıklığı söz konusudur. Bu yüzden tercih edilmesi gerekir. FFT işlemi bir kez yapmak için, pilot simgelerin zaman bölgesinde ortalamaları alınarak kestirim yapılabilir. Bu şekilde de aynı sonuca ulaşılabilecektir. Buna göre, frekans bölgesi kanal kestirimcisi Şekil 2.25'te verildiği gibi olacaktır. Öncelikle zaman bölgesinde iki pilot simge toplanıp ortalaması alınacak, ardından elde edilen ortalama pilot simgenin FFT'si alınarak frekans bölgesi örnekler elde edilecek ve son olarak da vericiden gönderilen frekans bölgesi pilot simge örneklerinin eşleniği ile çarpılarak, frekans bölgesi kanal katsayılarının kestirim değerleri elde edilecektir.

Şekil 2.26'da, SNR = 10 dB, SNR = 20 dB için kestirilmiş kanal genliğinin ve gerçek kanal genliğinin alt-taşıyıcı frekansına göre değişimi verilmektedir. Şekil 2.26 dikkatle incelendiğinde, 0-5 alt-taşıyıcıları, 59-63 alt-taşıyıcıları ve 32 alt-taşıyıcısı için kestirilen kanal genliğinin sıfır olduğu görülmektedir. Bunun nedeni, söz konusu alt-taşıyıcıların kullanılmıyor olmasıdır. 0. alt-taşıyıcı da DC bileşene karşı gelmektedir. Kanal kestirimi amacıyla gönderilen standart pilot simgesi

$$\begin{aligned}
 L_{32,31} = \{ & 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, \\
 & -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, \\
 & -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0 \}
 \end{aligned} \tag{2.42}$$



Şekil 2.26. Kanalın frekans bölgesinde standart pilot simge ile kestirimi

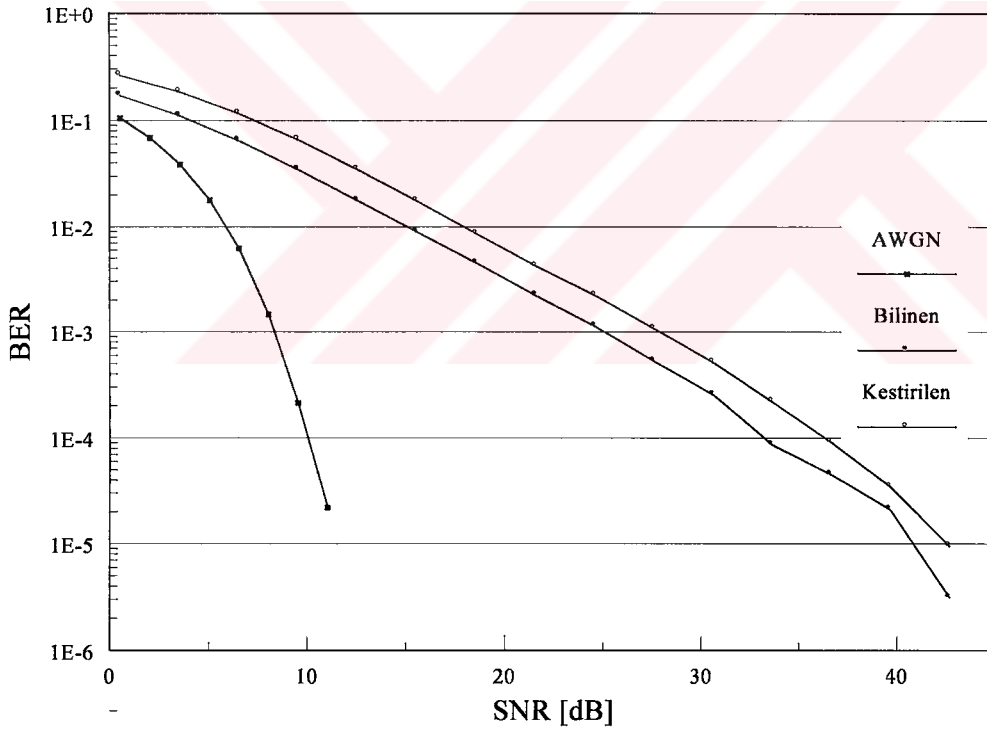


Şekil 2.27. Kanalın frekans bölgesinde standart dışı bir pilot simge ile kestirimi

olduğundan, söz konusu alt-taşıyıcılar için kestirilmiş kanal katsayılarının genliği sıfır olmaktadır. Eğer standart pilot simge değil de, 64 alt-taşıyıcı için sıfırdan farklı bir dizi kullanılacak olursa, Şekil 2.27’de verilen kestirim sonucu elde edilecektir. Bu sonucu elde etmek için pilot simge olarak gönderilen dizi

$$\begin{aligned} \text{PN}[64] = \{ & 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, \\ & 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, \\ & -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1 \} \end{aligned} \quad (2.43)$$

ile verilmiştir. Bu dizi, 63 bitlik bir sözde gürültü (Pseudo noise, PN) dizisine, 1 ve -1 sayıları eşit olacak bir bit eklenerek oluşturulmuştur.



Şekil 2.28. Kanal katsayılarının frekans bölgesinde kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması halinde OFDM sisteminin BER başarımı

Şekil 2.28’de, kanal katsayılarının frekans bölgesinde kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması halinde OFDM sisteminin BER başarımı, kanal katsayılarının bilindiği durum ve AWGN kanal başarımı ile karşılaştırmalı olarak

verilmektedir. Sistem AWGN kanalda 10^{-3} bit hata oranını yaklaşık 8 dB'lik işaret gürültü oranında yakalarken, frekans seçici Rayleigh sönümlenmeli, Proakis güç gecikme profiline sahip geniş bantlı kanalda, kanal katsayılarının bilindiği ve buna bağlı olarak frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanıldığı durumda 25 dB'de yakalamaktadır. Kanal katsayılarının frekans bölgesinde kestirildiği ve yine frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda ise aynı başarıyı ancak 28 dB civarında yakalayabilmektedir. Buradan, OFDM sisteminin geniş bantlı Rayleigh sönümlenmeli kanallarda yüksek işaret gürültü oranına ihtiyaç duyduğu sonucuna varılabilir. Bu yüzden, alıcıda işaret gürültü oranını artırıcı yöntemlere gerek duyulmaktadır.

2.5.2. Zaman Bölgesi Kanal Kestirimi ve Zaman Bölgesi Kanal Denkleştirme

Frekans bölgesi kanal denkleştirici, her bir alt-taşıyıcı için genlik ve fazın düzeltilmesini sağlayan birer katsayıdan oluştuğu için, oldukça basit bir yapıya sahiptir. Frekans bölgesinde kanal kestirildikten sonra, alınan işaret kestirilen kanal katsayılarına bölünerek (veya eşleniği ile çarpılarak) denkleştirme işlemi gerçekleştirilmiş olur. Oysa, zaman bölgesinde alınan işaret, gönderilen işaret ile kanalın vuruş tepkesinin katlanması ve gürültünün toplamından oluşmaktadır. Dolayısıyla, denkleştirme işlemi aslında bir ters katlamayı veya kanalın tersi ile katlamayı gerektirmektedir. Bu yüzden, zaman bölgesinde kanal denkleştirme yapılabilmesi için, alıcıda kanalın veya tersinin bilinmesine gerek duyulmaktadır. Kanal denkleştirici katsayıları doğrudan kestirilebileceği gibi, kanal katsayıları kestirildikten sonra da hesaplanabilirler. Daha sonraki kısımlarda bu konular ayrıntılı olarak işlenecektir.

Frekans bölgesinde kanal denkleştirme zaman bölgesinde kanal denkleştirmeye göre daha kolay olduğu halde, zaman bölgesinde kanal denkleştirme ile uğraşılmasının nedeni şöyle açıklanabilir: Alıcıya farklı yollardan ulaşan bütün işaretler enerji taşımaktadırlar ve vericiden gönderilen veriye ait bilgi içermektedirler. Alıcıda işaret gürültü oranını en büyük yapmak için bütün bu işaretlerin olabildiğince değerlendirilmesi gerekmektedir. Bunu gerçekleştirecek alıcı yapısı, kanal uyumlu filtre (Channel Matched Filter, CMF) ve karar geri-beslemeli denkleştirici (Decision-Feedback Equalizer, DFE) içeren yapı olacaktır [4], [53].

Gerek kanal katsayılarının ve gerekse kanal denkleştirici katsayılarının zaman bölgesinde kestirilmesinde kullanılan yöntemler, zaman bölgesinde denkleştirme yapılması

halinde elde edilen sonuçlar, kanal katsayılarının frekans bölgesinde kestirilip, kanal denkleştirme işleminin zaman bölgesinde yapılması durumunda elde edilen sonuçlar ileri kısımlarda verilecektir.

2.5.2.1. Kanal Uyumlu Filtre (CMF)

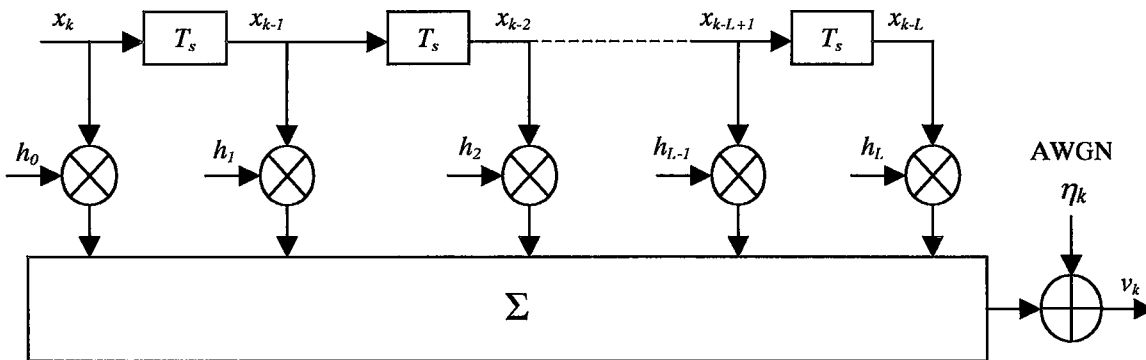
Çok yollu yayılımda alıcıya ilk önce ulaşan işaretin en kısa yolu kat ederek geldiği varsayılarak, en az zayıflamaya uğradığı ve dolayısıyla da en fazla enerjiye sahip olduğu, diğerlerinin genliklerinin ise üstel olarak azaldığı tespit edilmiştir [54]. Böyle bir iletişim kanalı dallı gecikme hattı filtre ile modellenenabilir [40]. Şekil 2.29'da $L+1$ dallı iletişim kanalının TDL filtre modeli görülmektedir. Burada, x gönderilen data dizisini, h kanal katsayılarını, v alınan data dizisini, η toplanır beyaz Gauss gürültüsünü, T_s örnekleme periyodunu göstermektedir. Alıcı girişindeki işaret için

$$v_k = h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + \dots + h_{L-1} x_{k-L+1} + h_L x_{k-L} + \eta_k \quad (2.44)$$

yazılabilir. Bu ifade toplam olarak yazılırsa

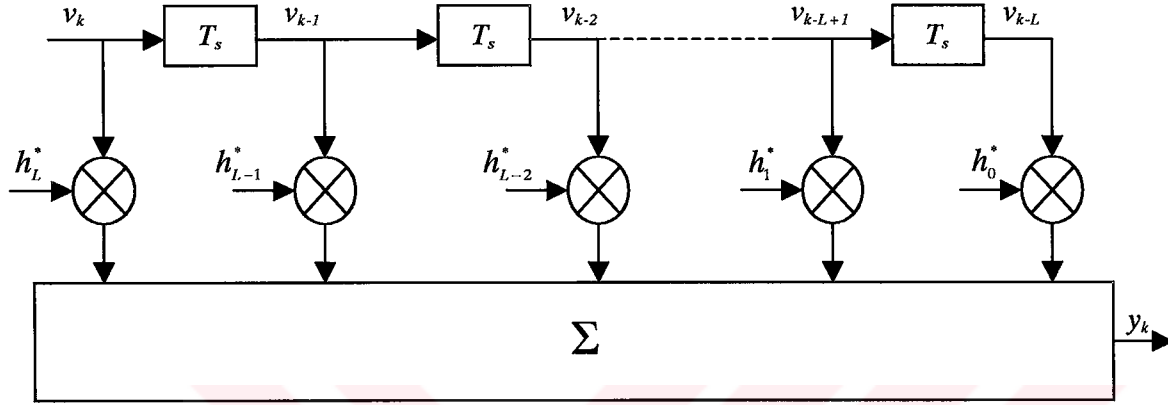
$$v_k = \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (2.45)$$

elde edilir.



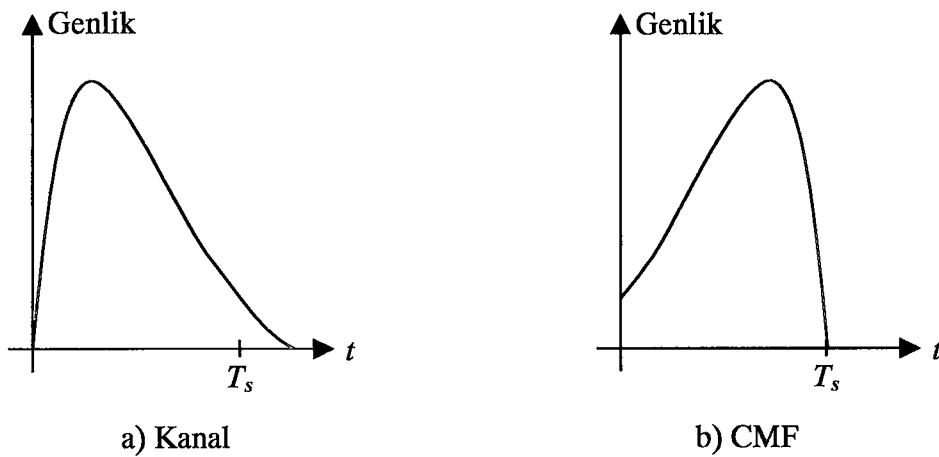
Şekil 2.29. $L+1$ dallı iletişim kanalının TDL filtre modeli

Kanal uyumlu filtre, kanalın TDL filtre modelinin aynadaki aksi ve katsayıları da kanal katsayılarının karmaşık eşleniğidir. Şekil 2.29’da TDL modeli verilen kanalın kanal uyumlu filtresi Şekil 2.30’da görüldüğü gibidir. Kanalın vuruş tepkisi ile CMF’in vuruş tepkisi Şekil 2.31’de verilmektedir.

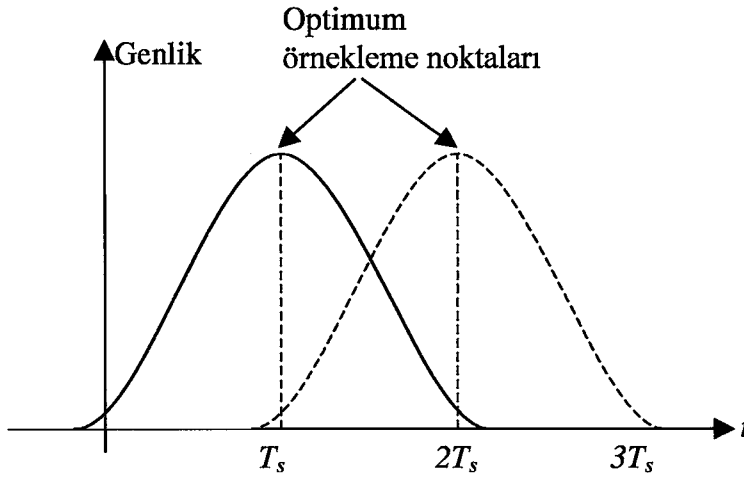


Şekil 2.30. Şekil 2.29’da verilen $L+1$ dallı iletişim kanalının kanal uyumlu filtresi

Kanaldan gönderilen işaret, alıcıda CMF’den de geçirildikten sonra simgeler arası girişimi ortadan kaldırmak için kanal denkleştirici kısma uygulanır. Ardışık iki filtreden geçen işaretin profili Şekil 2.32’de görülmektedir.



Şekil 2.31. Kanalın vuruş tepkesinin genliği ve CMF’in vuruş tepkesinin genliği



Şekil 2.32. CMF çıkışındaki işaretin profili

CMF çıkışındaki işaret için

$$y_k = h_L^* v_k + h_{L-1}^* v_{k-1} + h_{L-2}^* v_{k-2} + \dots + h_1^* v_{k-L+1} + h_0^* v_{k-L} \quad (2.46)$$

yazılabilir. (2.46) eşitliği aşağıdaki gibi toplam şeklinde yazılabilir:

$$y_k = \sum_{i=0}^L h_i^* v_{k-L+i} \quad (2.47)$$

Anlaşılabilirliği arttırmak ve işlemleri kolaylaştırmak açısından, 5 dallı bir kanal ele alınır ve CMF çıkışındaki işaret hesaplanacak olursa

$$\begin{aligned} y_k &= h_4^* v_k + h_3^* v_{k-1} + h_2^* v_{k-2} + h_1^* v_{k-3} + h_0^* v_{k-4} \\ &= h_4^* (h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + h_3 x_{k-3} + h_4 x_{k-4} + \eta_k) \\ &\quad + h_3^* (h_0 x_{k-1} + h_1 x_{k-2} + h_2 x_{k-3} + h_3 x_{k-4} + h_4 x_{k-5} + \eta_{k-1}) \\ &\quad + h_2^* (h_0 x_{k-2} + h_1 x_{k-3} + h_2 x_{k-4} + h_3 x_{k-5} + h_4 x_{k-6} + \eta_{k-2}) \\ &\quad + h_1^* (h_0 x_{k-3} + h_1 x_{k-4} + h_2 x_{k-5} + h_3 x_{k-6} + h_4 x_{k-7} + \eta_{k-3}) \\ &\quad + h_0^* (h_0 x_{k-4} + h_1 x_{k-5} + h_2 x_{k-6} + h_3 x_{k-7} + h_4 x_{k-8} + \eta_{k-4}) \end{aligned} \quad (2.48)$$

elde edilir. Bu son denklem düzenlenecek olursa

$$\begin{aligned}
y_k &= h_4^* h_0 x_k \\
&+ (h_4^* h_1 + h_3^* h_0) x_{k-1} \\
&+ (h_4^* h_2 + h_3^* h_1 + h_2^* h_0) x_{k-2} \\
&+ (h_4^* h_3 + h_3^* h_2 + h_2^* h_1 + h_1^* h_0) x_{k-3} \\
&+ (h_4^* h_4 + h_3^* h_3 + h_2^* h_2 + h_1^* h_1 + h_0^* h_0) x_{k-4} \\
&+ (h_3^* h_4 + h_2^* h_3 + h_1^* h_2 + h_0^* h_1) x_{k-5} \\
&+ (h_2^* h_4 + h_1^* h_3 + h_0^* h_2) x_{k-6} \\
&+ (h_1^* h_4 + h_0^* h_3) x_{k-7} \\
&+ h_0^* h_4 x_{k-8} \\
&+ h_4^* \eta_k + h_3^* \eta_{k-1} + h_2^* \eta_{k-2} + h_1^* \eta_{k-3} + h_0^* \eta_{k-4}
\end{aligned} \tag{2.49}$$

elde edilecektir. (2.49) denklemi dikkatle incelenecek olursa, x_{k-4} teriminin çarpanının gerçel olduğu, sanal kısmının bulunmadığı görülecektir. Bu, eşzamanlamanın x_{k-4} simgesine yapılması halinde, CMF'in çıkışında bu simgenin fazı düzeltilmiş olarak elde edilebileceği anlamına gelmektedir. Bu durumda diğer bileşenler ISI bileşenleri olacaktır. Eğer bu ISI bileşenleri ortadan kaldırılabilirse geriye elde edilmek istenen simgeye ait işaret kalacaktır. x_{k-4} simgesinin katsayısının genliği diğer simgelerin katsayılarının genliğinden hem daha büyük, hem de gerçel değerlidir. x_{k-4} simgesine ait bütün dallardan gelen enerji toplanmış olmaktadır. Ayrıca, ISI bileşenlerinden x_k ile x_{k-8} 'in, x_{k-1} ile x_{k-7} 'nin, x_{k-2} ile x_{k-6} 'nın ve x_{k-3} ile x_{k-5} 'in katsayıları birbirlerinin karmaşık eşlenikleridir. Yani, genlikleri eşit fakat açıları ters işaretlidir. CMF'in bir özelliği de en iyi örnekleme noktasını sağlıyor olmasıdır. Şekil 2.32'de bu durum açık olarak görülebilmektedir.

Yine işlemleri basitleştirmek için yeni bir katsayı takımı tanımlanarak,

$$\begin{aligned}
d_{-4} &= h_4^* h_0 \\
d_{-3} &= h_4^* h_1 + h_3^* h_0 \\
d_{-2} &= h_4^* h_2 + h_3^* h_1 + h_2^* h_0 \\
d_{-1} &= h_4^* h_3 + h_3^* h_2 + h_2^* h_1 + h_1^* h_0 \\
d_0 &= h_4^* h_4 + h_3^* h_3 + h_2^* h_2 + h_1^* h_1 + h_0^* h_0 \\
d_1 &= h_3^* h_4 + h_2^* h_3 + h_1^* h_2 + h_0^* h_1 \\
d_2 &= h_2^* h_4 + h_1^* h_3 + h_0^* h_2 \\
d_3 &= h_1^* h_4 + h_0^* h_3 \\
d_4 &= h_0^* h_4
\end{aligned} \tag{2.50}$$

$$\begin{aligned}
y_k &= d_{-4} x_k \\
&+ d_{-3} x_{k-1} \\
&+ d_{-2} x_{k-2} \\
&+ d_{-1} x_{k-3} \\
&+ d_0 x_{k-4} \\
&+ d_1 x_{k-5} \\
&+ d_2 x_{k-6} \\
&+ d_3 x_{k-7} \\
&+ d_4 x_{k-8} \\
&+ h_4^* \eta_k + h_3^* \eta_{k-1} + h_2^* \eta_{k-2} + h_1^* \eta_{k-3} + h_0^* \eta_{k-4}
\end{aligned} \tag{2.51}$$

olarak elde edilir. Buradan genel ifade

$$y_k = \sum_{i=-L}^L d_i x_{k-i-L} + \sum_{j=0}^L h_j^* \eta_{k+j-L} \tag{2.52}$$

olarak çıkarılabilir. (2.52) eşitliğinin sağ tarafındaki birinci kısım, CMF çıkışında, gönderilen işarete ait bileşeni, ikinci kısım ise, yine CMF çıkışında, gürültüye ait bileşeni göstermektedir. Buradan hareketle, CMF çıkışındaki işaret gürültü oranı hesaplanabilir.

γ_{CMF} CMF çıkışındaki işaret gürültü oranını göstermek üzere

$$\gamma_{CMF} = 10 \log_{10} \frac{E \left\{ \left| \sum_{i=-L}^L d_i x_{k-i-L} \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \sum_{j=0}^L h_j^* \eta_{k+j-L} \right|^2 \right\}} \quad (2.53)$$

olarak elde edilir. Burada $E\{\cdot\}$, uzun dönem ortalaması veya beklenen değer fonksiyonudur. Benzer şekilde kanalın çıkışındaki veya alıcının girişindeki işaret gürültü oranı γ_{CH} ,

$$\gamma_{CH} = 10 \log_{10} \frac{E \left\{ \left| \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} \right|^2 \right\}}{E \left\{ |\eta_k|^2 \right\}} \quad (2.54)$$

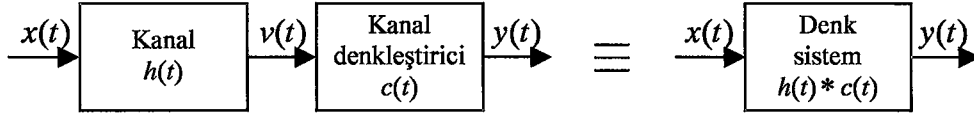
olarak yazılabilir. CMF yardımıyla simge eşzamanlaması yapma ve alıcıda işaret gürültü oranını iyileştirme konusunda çalışmalar bulunmaktadır [55]. [4] ile verilen çalışmada, CMF'in kanalın girişindeki işaret gürültü oranına göre 3 dB kazanç sağladığı gösterilmiştir.

2.5.2.2. Doğrusal Enine Kanal Denkleştirici (Linear Transversal Equalizer)

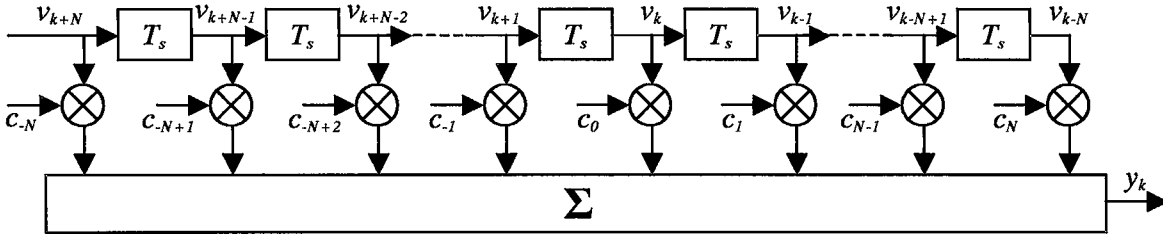
İletişim sisteminin başarımını düşüren en büyük etken ISI'dır. Dolayısıyla, sistem başarımını arttırmanın yolu ISI gidermeden, yani kanal denkleştirmeden geçmektedir. Kanal ve kanal denkleştirici ardışık bağlı iki filtredir. Şekil 2.33'te gösterilen bu iki filtrenin oluşturduğu yeni filtrenin vuruş tepkisi, sistemdeki ISI'nın ne kadar giderilebileceğini belirlemektedir. Kanal filtresi ile kanal denkleştirici filtresi birbirlerinin tersi filtrelerdir. Kanal filtresi sonlu olduğundan, bunun tersi olan kanal denkleştirici filtresi sonsuz uzunlukta olacaktır. Bu yüzden ISI'nın tamamen ortadan kaldırılması söz konusu değildir. Arzulanan iletişim kalitesini sağlayacak sınırlar içerisinde çekilmesi asıl amaçtır.

Dalı gecikme hattı filtre ile modellenebilen ve basit bir yapıya sahip olan, $2N+1$ uzunluklu doğrusal enine kanal denkleştiricinin (Linear Transversal Equalizer, LTE) yapısı

Şekil 2.34'te görülmektedir.



Şekil 2.33. Kanal, kanal denkleştirici ve denk sistem



Şekil 2.34. Doğrusal enine denkleştiricinin TDL filtre modeli

Kanal denkleştiricinin çıkışındaki işaret

$$y_k = \sum_{i=-N}^N c_i v_{k-i} \quad (2.55)$$

olarak yazılabilir. Burada, c_i kanal denkleştirici katsayılarını, v_k alıcı girişindeki işareti göstermektedir. $p(t)$ denk sistemin vuruş tepkisini göstermek üzere

$$p(t) = h(t) * c(t) \quad (2.56)$$

olacaktır. Burada, $*$ katlama operatörüdür. Kanal denkleştiricinin vuruş tepkisi

$$c(t) = \sum_{k=-N}^N c_k \delta(t - kT_s) \quad (57)$$

olarak ifade edilebilir. Burada, $\delta(t)$ Dirac delta fonksiyonudur. Buna göre,

$$p(t) = h(t) * \sum_{k=-N}^N c_k \delta(t - kT_s) \quad (2.58)$$

yazılabilir. Katlama ile toplamının sırası değiştirilirse,

$$\begin{aligned} p(t) &= \sum_{k=-N}^N c_k h(t) * \delta(t - kT_s) \\ &= \sum_{k=-N}^N c_k h(t - kT_s) \end{aligned} \quad (2.59)$$

elde edilecektir. $p(t)$ 'nin ayrık değerlerinin elde edilmesi için $t = nT_s$ konulursa,

$$p(nT_s) = \sum_{k=-N}^N c_k h((n-k)T_s) \quad (2.60)$$

olacaktır. ISI'nın giderilebilmesi için, Nyquist kriterinin sağlanması gerekir. Nyquist kriteri, denk sistemin vuruş tepkesinde birinci örnekleme noktası hariç, diğer örnekleme noktalarının sıfır geçişlerine denk gelmesi anlamına gelmektedir. Yani,

$$p(nT_s) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} \quad (2.61)$$

koşulunun sağlanması gerekmektedir. $p(nT_s)$ 'nin, $p(0) = 1$ olacak şekilde normalize edilmiş olduğu kabul edilmektedir. Kanal denkleştiricinin $2N+1$ katsayısı olduğundan, bu koşul

$$p(nT_s) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm N \end{cases} \quad (2.62)$$

haline gelecektir. Kanalın vuruş tepkisi $h(t)$ 'nin örneklenmiş değerleri

$$h_n = h(nT_s) \quad (2.63)$$

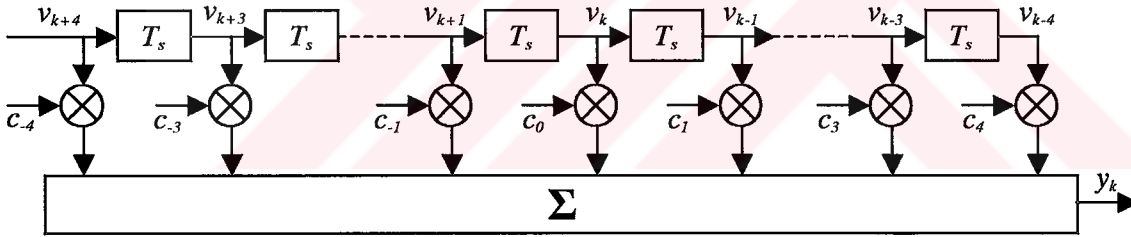
olarak yazılırsa, Nyquist kriteri sonucunda $2N+1$ denklemden oluşan bir set elde edilir. Bu set,

$$\sum_{k=-N}^N c_k h_{n-k} = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm N \end{cases} \quad (2.64)$$

olacaktır. $2N+1$ denklemden oluşan bu set matris biçiminde yazılacak olursa,

$$\begin{bmatrix} h_0 & \cdots & h_{-N+1} & h_{-N} & h_{-N-1} & \cdots & h_{-2N} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{N-1} & \cdots & h_0 & h_{-1} & h_{-2} & \cdots & h_{-N-1} \\ h_N & \cdots & h_1 & h_0 & h_{-1} & \cdots & h_{-N} \\ h_{N+1} & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & \cdots & h_{-N+1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{2N} & \cdots & h_{N+1} & h_N & h_{N-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \vdots \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

elde edilir [39]. 5 dallı kanal için 9 dallı kanal denkleştirici yapısı Şekil 2.35'te verilmektedir.



Şekil 2.35. 9 dallı doğrusal enine kanal denkleştirici

Kanal denkleştirici çıkışındaki işaret,

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{i=-4}^4 c_i v_{k-i} \\ &= c_{-4} v_{k+4} + c_{-3} v_{k+3} + c_{-2} v_{k+2} + c_{-1} v_{k+1} + c_0 v_k + c_1 v_{k-1} + c_2 v_{k-2} + c_3 v_{k-3} + c_4 v_{k-4} \end{aligned} \quad (2.66)$$

olarak elde edilir. Bu denklemde v_{k+i} ($i = 0, \pm 1, \dots, \pm 4$) yerlerine yazılırsa,

$$\begin{aligned}
y_k = & c_{-4}(h_0x_{k+4} + h_1x_{k+3} + h_2x_{k+2} + h_3x_{k+1} + h_4x_k + \eta_{k+4}) \\
& + c_{-3}(h_0x_{k+3} + h_1x_{k+2} + h_2x_{k+1} + h_3x_k + h_4x_{k-1} + \eta_{k+3}) \\
& + c_{-2}(h_0x_{k+2} + h_1x_{k+1} + h_2x_k + h_3x_{k-1} + h_4x_{k-2} + \eta_{k+2}) \\
& + c_{-1}(h_0x_{k+1} + h_1x_k + h_2x_{k-1} + h_3x_{k-2} + h_4x_{k-3} + \eta_{k+1}) \\
& + c_0(h_0x_k + h_1x_{k-1} + h_2x_{k-2} + h_3x_{k-3} + h_4x_{k-4} + \eta_k) \\
& + c_1(h_0x_{k-1} + h_1x_{k-2} + h_2x_{k-3} + h_3x_{k-4} + h_4x_{k-5} + \eta_{k-1}) \\
& + c_2(h_0x_{k-2} + h_1x_{k-3} + h_2x_{k-4} + h_3x_{k-5} + h_4x_{k-6} + \eta_{k-2}) \\
& + c_3(h_0x_{k-3} + h_1x_{k-4} + h_2x_{k-5} + h_3x_{k-6} + h_4x_{k-7} + \eta_{k-3}) \\
& + c_4(h_0x_{k-4} + h_1x_{k-5} + h_2x_{k-6} + h_3x_{k-7} + h_4x_{k-8} + \eta_{k-4})
\end{aligned} \tag{2.67}$$

elde edilir. Bu son denklem düzenlenecek olursa,

$$\begin{aligned}
y_k = & (c_{-4}h_0)x_{k+4} \\
& + (c_{-4}h_1 + c_{-3}h_0)x_{k+3} \\
& + (c_{-4}h_2 + c_{-3}h_1 + c_{-2}h_0)x_{k+2} \\
& + (c_{-4}h_3 + c_{-3}h_2 + c_{-2}h_1 + c_{-1}h_0)x_{k+1} \\
& + (c_{-4}h_4 + c_{-3}h_3 + c_{-2}h_2 + c_{-1}h_1)x_k \\
& + (c_{-3}h_4 + c_{-2}h_3 + c_{-1}h_2 + c_0h_1 + c_1h_0)x_{k-1} \\
& + (c_{-2}h_4 + c_{-1}h_3 + c_0h_2 + c_1h_1 + c_2h_0)x_{k-2} \\
& + (c_{-1}h_4 + c_0h_3 + c_1h_2 + c_2h_1 + c_3h_0)x_{k-3} \\
& + (c_0h_4 + c_1h_3 + c_2h_2 + c_3h_1 + c_4h_0)x_{k-4} \\
& + (c_1h_4 + c_2h_3 + c_3h_2 + c_4h_1)x_{k-5} \\
& + (c_2h_4 + c_3h_3 + c_4h_2)x_{k-6} \\
& + (c_3h_4 + c_4h_3)x_{k-7} \\
& + (c_4h_4)x_{k-8} \\
& + c_{-4}\eta_{k+4} + c_{-3}\eta_{k+3} + c_{-2}\eta_{k+2} + c_{-1}\eta_{k+1} + c_0\eta_k + c_1\eta_{k-1} + c_2\eta_{k-2} + c_3\eta_{k-3} + c_4\eta_{k-4}
\end{aligned} \tag{2.68}$$

elde edilir. Burada gürültü bileşenleri göz ardı edilirse, geriye 13 simgeye ait işaretler kalmaktadır. Kanal denkleştiricinin çıkışında tek bir simgeye ait işaretin kalması istendiğine göre, 12 simgeye ait işaretler ISI bileşeni olduğundan, bunların katsayılarının sıfıra zorlanması gerekmektedir. Kanal denkleştirici 9 dallı olduğundan en fazla 8 ISI bileşenini ortadan kaldırabilir. Bu durumda, eşzamanlamanın merkezde bulunan x_{k-2} simgesine yapılması ve bunun sağında ve solunda bulunan 4'er adet ISI bileşeninin kaldırılması en uygun çözüm olacaktır. Sonuçta, en sağdaki ve en soldaki 2'şer adet ISI bileşeni kalacaktır. Kalan girişim (remaining ISI) olarak adlandırılan bu bileşenler,

sistemin BER başarımında hata eşiği oluştururlar.

Gürültü göz ardı edilerek, 8 ISI bileşenini ortadan kaldıracak 9 dallı kanal denkleştirici katsayılarını elde etmek için, (2.68) denklemi kullanılarak aşağıdaki denklem takımı elde edilir:

$$\begin{bmatrix} h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

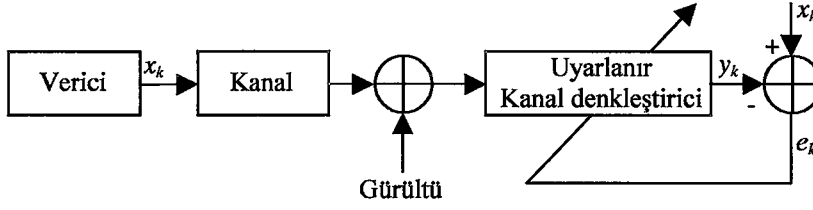
Kanal katsayılarının bilinmesi halinde, katsayılar matrisinin tersi alınarak veya matris tersi almadan kanal denkleştirici katsayıları elde edilebilir. ISI bileşenlerine ait katsayılar sifıra zorlandığı için, sifıra zorlamalı doğrusal enine kanal denkleştirici (Zero-forcing LTE, ZF-LTE) olarak adlandırılan bu yöntem, gerçekleştirilmesinin kolay olması yanında, denkleştirici boyu uzatıldıkça ISI'nın olmadığı ideal duruma daha çok yaklaşmayı sağlamaktadır [39].

(2.69) denklem takımının çözümü kanal denkleştirici katsayılarını verecektir. Bu katsayılar kullanılarak, alınan işareten gönderilen veri çıkarılabilir. Fakat, iletişim sistemlerinde kanal zamanla değişken olduğundan, sabit bir kanal denkleştirici yapısı arzulan başarıyı sağlayamaz. Kanal denkleştiricinin kanaldaki değişimlere göre ayarlanabilir, bir başka deyişle uyarlanır (adaptive) olması gerekir.

2.6. Uyarlanır Kanal Denkleştirme

Kanal denkleştiriminin uyarlanır olarak gerçekleştirilebilmesi için, kanal denkleştirici katsayılarının veya kanal katsayıları kullanılarak kanal denkleştirici katsayıları hesaplanıyorsa kanal katsayılarının, alıcı tarafından da bilinen bir öğrenme dizisi yardımıyla güncellenmesi gerekmektedir. Bunun için uyarlanır bir algoritmanın

kullanılması gerekir. Şekil 2.36’da uyarlanır kanal denkleştirici blok şeması görülmektedir.



Şekil 2.36. Uyarlanır kanal denkleştirici blok şeması

Uyarlanır algoritmalarından, işlem karmaşıklığı düşük ve gerçekleşmesi kolay olduğundan, çok yaygın olarak kullanılan en küçük kareler (Least Mean Square, LMS) ve işlem karmaşıklığı LMS algoritmasına göre daha fazla olmakla beraber başarımı daha yüksek olan yinelemeli en küçük kareler (Recursive Least Squares, RLS) algoritmaları dikkate alınmıştır.

2.6.1. LMS Algoritması

Şekil 2.34 ile verilen doğrusal kanal denkleştiricinin çıkışı

$$y_k = \sum_{i=-N}^N c_i v_{k-i} \quad (2.70)$$

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

$$e_k = x_k - y_k \quad (2.71)$$

olarak hesaplanır. Burada, x_k vericiden gönderilen ve alıcı tarafından da bilinen işareti, y_k kanal denkleştirici çıkışındaki işareti göstermektedir. Katsayıların uyarlanmasında amaç fonksiyonu olarak ortalama karesel hata (Mean-square error, MSE) kullanılabilir [39]. Buna göre amaç fonksiyonu

$$J = E\{e_k^2\} \quad (2.72)$$

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 (extremum) değeri için, kanal denkleştirici katsayılarına göre kısmi türevinin alınıp, sıfıra eşitlenmesi gerekecektir. Buna göre amaç fonksiyonunun kanal denkleştirici katsayılarına göre kısmi türevi,

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial c_i} &= \frac{\partial E\{e_k^2\}}{\partial c_i} \\ &= 2E\left\{e_k \frac{\partial e_k}{\partial c_i}\right\} \end{aligned} \quad (2.73)$$

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

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial c_i} &= 2E\left\{e_k \frac{\partial(x_k - y_k)}{\partial c_i}\right\} \\ &= 2E\left\{e_k \left(\frac{\partial x_k}{\partial c_i} - \frac{\partial y_k}{\partial c_i}\right)\right\} \\ &= -2E\left\{e_k \frac{\partial y_k}{\partial c_i}\right\} \\ &= -2E\{e_k x_{k-i}\} \end{aligned} \quad (2.74)$$

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 [39]:

$$R_{ex}(i) = E\{e_k x_{k-i}\} \quad (2.75)$$

Buna göre,

$$\frac{\partial J}{\partial c_i} = -2R_{ex}(i) \quad (2.76)$$

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

$$\frac{\partial J}{\partial c_i} = 0 \quad (i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N) \quad (2.77)$$

olur. Bunun sonucu olarak da,

$$R_{ex}(i) = 0 \quad (i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N) \quad (2.78)$$

elde edilir. Bu son eşitlik, $2N+1$ elemandan oluşan $\{e_k\}$ ve $\{x_k\}$ dizilerinin birbirleriyle ortogonal (dik) olma koşuludur [39].

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

$$c_i(k+1) = c_i(k) - \frac{1}{2} \mu \frac{\partial J}{\partial c_i} \quad i = 0, \pm 1, \mp 2, \dots, \pm N \quad (2.79)$$

ile verilmektedir [39]. Burada, μ adım büyüklüğünü göstermektedir. $1/2$ katsayısı ise, kısmi türev nedeniyle ortaya çıkan 2 katsayısını gidermek için kullanılmaktadır. (2.76) eşitliği (2.79) eşitliğinde yazılacak olursa,

$$c_i(k+1) = c_i(k) + \mu R_{ex}(i) \quad i = 0, \pm 1, \mp 2, \dots, \pm N \quad (2.80)$$

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

$$\hat{R}_{ex}(i) = e_k x_{k-i} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (2.81)$$

ile verilir. Bu durumda, katsayıların güncellendiği bağıntı artık eğim 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

$$\hat{c}_i(k+1) = \hat{c}_i(k) + \mu e_k x_{k-i} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (2.82)$$

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

LMS algoritması basit olarak 4 adımla özetlenebilir:

- 1- Bütün katsayılar bir başlangıç değere ayarlanırlar (Başlangıç değeri sıfır olabilir.),
- 2- Mevcut katsayılar kullanılarak filtre çıkışı hesaplanır,

$$y_k = \sum_{i=-N}^N c_i v_{k-i}$$

- 3- Kestirim hatası hesaplanır,

$$e_k = x_k - y_k$$

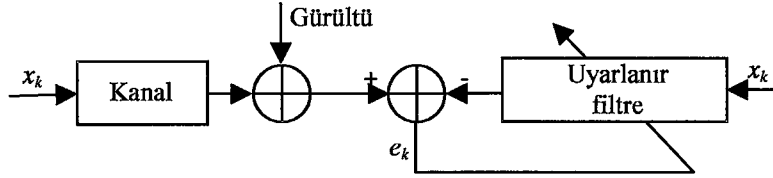
- 4- Katsayılar güncellenir.

$$\hat{c}_i(k+1) = \hat{c}_i(k) + \mu e_k x_{k-i}$$

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 [56]. Benzer şekilde ara işlemler yapıldığında LMS algoritmasının karmaşık biçimi için güncelleme bağıntısı

$$\hat{c}_i(k+1) = \hat{c}_i(k) + \mu e_k x_{k-i}^* \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (2.83)$$

olarak elde edilir.



Şekil 2.37. Uyarlanir algoritma yardımıyla kanal kestirimi

LMS algoritması yardımıyla kanal denkleştirici katsayıları doğrudan kestirilebileceği gibi, yine LMS algoritması ile kanal katsayıları kestirildikten sonra (2.69) denklem sistemi yardımıyla hesaplanarak dolaylı olarak da kestirilebilir. Kanal katsayılarının kestirilmesine ilişkin blok şema Şekil 2.37’de verilmektedir. Uyarlanir filtre çıkışı ile alıcı girişindeki işaretler arasındaki hata kullanılarak uyarlanir filtre katsayıları güncellenir. Hata sıfırlandığında, uyarlanir filtre katsayıları kanal katsayılarına eşitlenmiş olacaktır.

Kanal denkleştirici katsayılarının doğrudan ve dolaylı olarak kestirilmesi durumda elde edilen sonuçlar ilerleyen kısımlarda verilecektir.

2.6.2. RLS Algoritması

LMS algoritması basit ve kolay gerçekleştirilebilir olmasına rağmen, yakınsama hızı oldukça düşüktür [34]. Adım büyüklüğünün seçilmesi yakınsama hızını oldukça etkilemektedir. Eğer adım büyüklüğü küçük seçilirse yakınsama süresi uzamakta, büyük seçilirse algoritma kararsız olabilmektedir. Algoritmanın yakınsama koşulu

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (2.84)$$

ile verilmektedir [57]. Burada, λ_{\max} giriş işareti öz-ilişki matrisinin en büyük özdeğeridir.

Bu koşul bazı kaynaklarda

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (2.85)$$

ile [56], bazı kaynaklarda ise,

$$0 < \mu < 2 / \sum_{i=1}^{2N+1} \lambda_i \quad (2.86)$$

ile verilmektedir [34]. Dolayısıyla, adım büyüklüğünün giriş işaretine göre değiştirilebilmesi gerekmektedir. LMS algoritmasının basitliğinden vazgeçmeden, adım büyüklüğünü değişken kılmaya yönelik çalışmalar literatürde yer almaktadır. LMS'in işlem karmaşıklığını %15 artırma pahasına, [58] ile verilen çalışmada elde edilen sonuçlar kayda değerdir.

Kalman algoritması olarak da bilinen RLS algoritması, oldukça yaygın kullanım alanına sahiptir. Yüksek yakınsama hızına ihtiyaç duyulan uygulamalarda parametre kestirimi amacıyla kullanılmaktadır. İletişim sistemlerinde hem yüksek doğruluk, hem de hızlı yakınsama gerektiği için, özellikle kanal denkleştirici filtre katsayılarının kestirilmesinde sıkça kullanılmaktadır.

Eğim düşümü veya LMS algoritmasında ortalama karesel hatanın en küçük yapılması amaç fonksiyonunu oluşturmaktaydı. Eğim düşümü yöntemi, giriş işaretinin öz-ilişki matrisinin ve giriş işareti ile çıkış işareti arasındaki çapraz ilişki vektörünün bilinmesine gerek duymaktaydı [56]. LMS algoritmasında bunların yerine anlık değerlerinin kestirimi kullanılarak yinelemeli bir katsayı güncelleme bağıntısı elde edilmekteydi. Onun da yakınsama hızı düşük ve adım büyüklüğünün sabit olması, özellikle yüksek hız gerektiren gerçek zamanlı uygulamalarda kullanımını sınırlamaktadır. RLS algoritması ortalama karesel hatayı en küçük yapmak yerine, $J(n)$ ağırlıklı karesel hatayı en küçük yapmayı amaç fonksiyonu kabul etmektedir. Bu amaç fonksiyonu k anı için

$$J(k) = \sum_{n=0}^k \lambda^{k-n} e_{nk}^* e_{nk} \quad (2.87)$$

ile verilmektedir [56]. Burada, λ ağırlık katsayısıdır (unutma katsayısı olarak da adlandırılır). e_{nk} hata ve e_{nk}^* hatanın eşleniğidir. Hata, istenilen çıkış x_k ile filtre çıkışı \hat{d}_k

arasındaki fark olarak hesaplanmaktadır. Filtrenin uzunluğu N , filtre katsayıları vektörü \mathbf{c}_k , giriş vektörü \mathbf{v}_k ve skalar çıkışı \hat{d}_k ,

$$\mathbf{c}_k = [c_{0k} \quad c_{1k} \quad c_{2k} \quad \cdots \quad c_{Nk}]^T \quad (2.88)$$

$$\mathbf{v}_k = [v_k \quad v_{k-1} \quad v_{k-2} \quad \cdots \quad v_{k-N}]^T \quad (2.89)$$

$$\hat{d}_k = \sum_{n=0}^N c_{nk} v_{k-n} \quad (2.90)$$

olduğuna göre,

$$\begin{aligned} e_{nk} &= x_k - \hat{d}_k \\ &= x_k - \mathbf{v}_k^T \mathbf{c}_k \end{aligned} \quad (2.91)$$

olacaktır. RLS algoritması $J(k)$ karesel hataların toplamını en küçük yapacak şekilde filtre katsayılar vektörünü belirleyecektir. Amaç fonksiyonunun en küçük değerini belirlemek için türevinin sıfır olduğu nokta aranır.

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \mathbf{c}_k} = 0 \quad (2.92)$$

$$\mathbf{R}_{NN}(k) = \sum_{n=1}^k \lambda^{k-n} \mathbf{v}_k^* \mathbf{v}_k^T \quad (2.93)$$

ve

$$\mathbf{P}_N(k) = \sum_{n=1}^k \lambda^{k-n} x_k^* \mathbf{v}_k \quad (2.94)$$

olmak üzere, ara işlemler yapıldığında

$$\mathbf{R}_{NN}(k) \hat{\mathbf{c}}_k = \mathbf{P}_N(k) \quad (2.95)$$

elde edilir. Burada, $\hat{\mathbf{c}}_k$ optimum filtre katsayılar vektörüdür.

$$\hat{\mathbf{c}}_k = [\hat{c}_{0k} \quad \hat{c}_{1k} \quad \hat{c}_{2k} \quad \cdots \quad \hat{c}_{Nk}]^T \quad (2.96)$$

$\mathbf{R}_{NN}(k)$ giriş vektörü belirli öz-ilişki matrisi, $\mathbf{P}_N(k)$ ise giriş vektörü ile istenen çıkış arasındaki belirli çapraz ilişki vektörüdür. (2.95) denkleminde optimum filtre katsayıları

$$\hat{\mathbf{c}}_k = \mathbf{R}_{NN}^{-1}(k) \mathbf{P}_N(k) \quad (2.97)$$

olarak elde edilebilir. Bunun için $\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k)$ matrisinin hesaplanması gerekir. Her bir adımda bu matrisin tersini hesaplamak yerine, başlangıçta bir matris tanımlayarak bunu yinelemeli olarak güncellemek daha kolay olacaktır. (2.93) denkleminde hareketle, $\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k)$ matrisi $\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1)$ matrisine bağlı olarak

$$\mathbf{R}_{NN}(k) = \lambda \mathbf{R}_{NN}(k-1) + \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T \quad (2.98)$$

şeklinde yinelemeli olarak hesaplanır. Burada Woodbury özdeşliği (Woodbury's Identity) kullanılarak $\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k)$ matrisi yinelemeli olarak elde edilebilir [56]. Woodbury özdeşliği

$$(\mathbf{A} + \mathbf{u} \mathbf{v}^H)^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \frac{\mathbf{A}^{-1} \mathbf{u} \mathbf{v}^H \mathbf{A}^{-1}}{1 + \mathbf{v}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{u}} \quad (2.99)$$

ile verilmektedir. Bu özdeşlik (2.98) denkleminde uyarlanacak olursa,

$$\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k) = \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1) - \frac{\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1) \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T \mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1)}{\lambda + \mu(k)} \right] \quad (2.100)$$

elde edilir. Burada,

$$\mu(k) = \mathbf{v}_k^T \mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1) \mathbf{v}_k \quad (2.101)$$

Bu denklemlerin sonucunda RLS'in güncelleme eşitliği

$$\hat{\mathbf{c}}_k = \hat{\mathbf{c}}_{k-1} + \mathbf{q}(k)e_{nk}^* \quad (2.102)$$

olarak elde edilir. Burada,

$$\mathbf{q}(k) = \frac{\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1)\mathbf{v}_k}{\lambda + \mu(k)} \quad (2.103)$$

RLS algoritmasını özetlemek gerekirse;

1- Aşağıdaki başlangıç değerleri ayarlanır.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{c}}_0 &= \mathbf{0} \\ \mathbf{q}(0) &= \mathbf{0} \\ x_0 &= 0 \\ \mathbf{R}_{NN}^{-1}(0) &= \delta \mathbf{I}_{NN} \end{aligned} \quad (2.104)$$

Burada, \mathbf{I}_{NN} $N \times N$ boyutlu birim matris ve δ pozitif sabit sayıdır.

2- Filtre çıkışı hesaplanır.

$$\hat{d}(k) = \hat{\mathbf{c}}_{k-1} \mathbf{v}_k \quad (2.105)$$

3- Hata hesaplanır.

$$e_k = x_k - \hat{d}_k \quad (2.106)$$

4- $\mathbf{q}(k)$ hesaplanır.

$$\mathbf{q}(k) = \frac{\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1)\mathbf{v}_k}{\lambda + \mathbf{v}_k^T \mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1)\mathbf{v}_k} \quad (2.107)$$

5- $\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k)$ hesaplanır.

$$\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k) = \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1) - \mathbf{q}(k) \mathbf{v}_k^T \mathbf{R}_{NN}^{-1}(k-1) \right] \quad (2.108)$$

6- Filtre katsayıları güncellenir.

$$\hat{\mathbf{c}}_k = \hat{\mathbf{c}}_{k-1} + \mathbf{q}(k) e_k^* \quad (2.109)$$

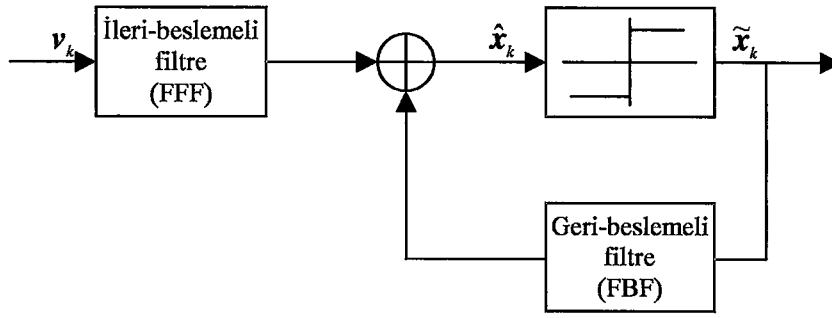
2.7. Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici (Decision-Feedback Equalizer)

Karar geri-beslemeli kanal denkleştiricinin (temelindeki mantık, daha önce karar verilmiş simgelerin kendilerinden sonraki simgelerle oluşturacağı girişimin kestirilerek, karar verilmeden önce bu simgelerden çıkarılmasına dayanmaktadır. Şekil 2.38’de görüldüğü gibi, DFE ileri-beslemeli filtre (Feedforward fitler, FFF) ve geri-beslemeli filtre (Feedback fitler, FBF) olmak üzere iki kısımdan meydana gelmektedir. Birinci kısım, doğrusal enine kanal denkleştirici yapısında olan ve girişine \mathbf{v}_k vektörü ile gösterilen, CMF’den veya kanalın çıkışından gelen işaret uygulanan ileri-beslemeli filtredir. İkinci kısım ise, girişine daha önce karar verilmiş olan ve $\tilde{\mathbf{x}}_k$ vektörü ile gösterilen simgeler uygulanan geri-beslemeli filtredir. Bu filtrenin görevi, daha önce karar verilmiş simgelerin, karar verilecek olan simge üzerinde oluşturdukları girişimi ortadan kaldırmaktır.

Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici çıkışı

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i \mathbf{v}_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{\mathbf{x}}_{k-i} \quad (2.110)$$

ile hesaplanabilir. Burada, $(L_f + 1)$ ileri-beslemeli filtrenin dal sayısı, L_b ise geri-beslemeli filtrenin dal sayısıdır. DFE’nin toplam dal sayısı $(L_f + L_b + 1)$ olmaktadır. Kanal denkleştiricinin sahip olduğu geri-besleme çevrimi, DFE’yi doğrusal olmayan bir yapıya götürmekte ve bu da LTE kadar kolay analiz edilmesini engellemektedir. Buna rağmen, DFE katsayılarının optimum yapılmasında ortalama karesel hata kriteri kullanılabilir [33], [39].



Şekil 2.38. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici blok yapısı

2.7.1. Sıfıra Zorlamalı Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici (ZF-DFE)

Şekil 2.39 ile verilen DFE filtresinin vuruş tepkesine Nyquist kriteri uygulandığında,

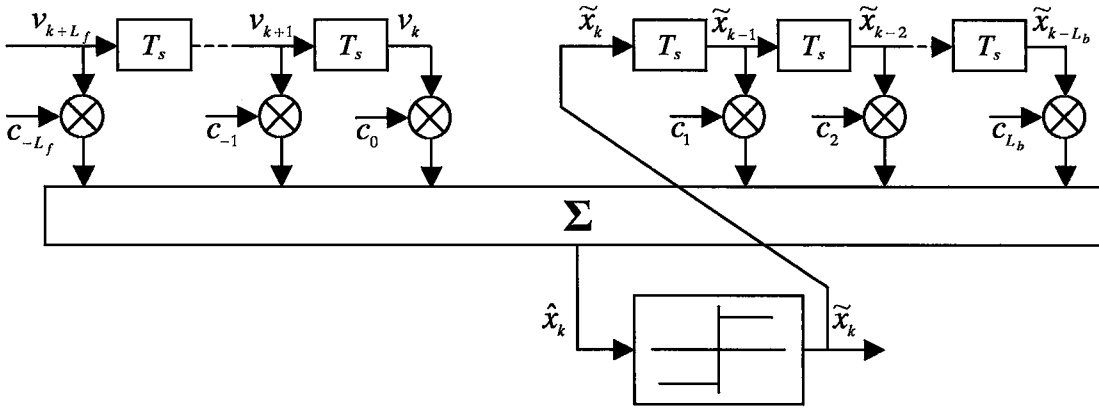
$$\sum_{k=-L_f}^0 c_k h_{n-k} = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = -L_f, -L_f + 1, -L_f + 2, \dots, -1 \end{cases} \quad (2.111)$$

$$\sum_{k=n}^0 c_{n-k} h_{k-n} + c_n = 0, \quad n = 1, 2, 3, \dots, L_b \quad (2.112)$$

elde edilir [4]. Bu denklem takımı 5 dallı kanal, $L_f = L_b = 4$ olan DFE için elde edilmeye çalışılırsa,

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= \sum_{i=-L_f}^0 c_i v_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \\ &= c_{-4} v_{k+4} + c_{-3} v_{k+3} + c_{-2} v_{k+2} + c_{-1} v_{k+1} + c_0 v_k + c_1 \tilde{x}_{k-1} + c_2 \tilde{x}_{k-2} + c_3 \tilde{x}_{k-3} + c_4 \tilde{x}_{k-4} \end{aligned} \quad (2.113)$$

olacaktır. Burada v_{k+i} ($i = 0, \pm 1, \dots, \pm 4$) yerlerine yazılırsa,



Şekil 2.39. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici filtresi

$$\begin{aligned}
 \hat{x}_k = & c_{-4}(h_0 x_{k+4} + h_1 x_{k+3} + h_2 x_{k+2} + h_3 x_{k+1} + h_4 x_k + \eta_{k+4}) \\
 & + c_{-3}(h_0 x_{k+3} + h_1 x_{k+2} + h_2 x_{k+1} + h_3 x_k + h_4 x_{k-1} + \eta_{k+3}) \\
 & + c_{-2}(h_0 x_{k+2} + h_1 x_{k+1} + h_2 x_k + h_3 x_{k-1} + h_4 x_{k-2} + \eta_{k+2}) \\
 & + c_{-1}(h_0 x_{k+1} + h_1 x_k + h_2 x_{k-1} + h_3 x_{k-2} + h_4 x_{k-3} + \eta_{k+1}) \\
 & + c_0(h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + h_3 x_{k-3} + h_4 x_{k-4} + \eta_k) \\
 & + c_1 \tilde{x}_{k-1} \\
 & + c_2 \tilde{x}_{k-2} \\
 & + c_3 \tilde{x}_{k-3} \\
 & + c_4 \tilde{x}_{k-4} \\
 & + c_{-4} \eta_{k+4} + c_{-3} \eta_{k+3} + c_{-2} \eta_{k+2} + c_{-1} \eta_{k+1} + c_{-0} \eta_k
 \end{aligned} \tag{2.114}$$

elde edilir. Önceki simgeler için doğru karar verildiği kabul edilerek ve gürültü göz ardı edilerek bu denklem yeniden düzenlenecek olursa,

$$\begin{aligned}
\hat{x}_k &= (c_{-4}h_0)x_{k+4} \\
&+ (c_{-4}h_1 + c_{-3}h_0)x_{k+3} \\
&+ (c_{-4}h_2 + c_{-3}h_1 + c_{-2}h_0)x_{k+2} \\
&+ (c_{-4}h_3 + c_{-3}h_2 + c_{-2}h_1 + c_{-1}h_0)x_{k+1} \\
&+ (c_{-4}h_4 + c_{-3}h_3 + c_{-2}h_2 + c_{-1}h_1 + c_0h_0)x_k \\
&+ (c_{-3}h_4 + c_{-2}h_3 + c_{-1}h_2 + c_0h_1)x_{k-1} \\
&+ (c_{-2}h_4 + c_{-1}h_3 + c_0h_2)x_{k-2} \\
&+ (c_{-1}h_4 + c_0h_3)x_{k-3} \\
&+ (c_0h_4)x_{k-4} \\
&+ c_1\tilde{x}_{k-1} \\
&+ c_2\tilde{x}_{k-2} \\
&+ c_3\tilde{x}_{k-3} \\
&+ c_4\tilde{x}_{k-4}
\end{aligned} \tag{2.115}$$

elde edilir. Kanal denkleştiricinin ileri-besleme kısmının, gelecek 4 simgenin oluşturacağı ISI'yi ortadan kaldıracığı noktasından hareketle, eşzamanlamanın da x_{k-1} simgesine yapıldığı düşünüldüğünde, diğer katsayıların sıfır olması gereği ortaya çıkar. Buna göre,

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{2.116}$$

elde edilir. Bu denklem takımı yardımıyla kanal denkleştiricinin ileri-besleme kısmının katsayıları bulunur. Eşzamanlama x_{k-1} simgesine yapıldığı için, daha önce karar verilmiş simgeler \tilde{x}_{k-2} , \tilde{x}_{k-3} , \tilde{x}_{k-4} ve \tilde{x}_{k-5} olur. Ayrıca,

$$\begin{aligned}
x_{k-2} &= \tilde{x}_{k-2} \\
x_{k-3} &= \tilde{x}_{k-3} \\
x_{k-4} &= \tilde{x}_{k-4} \\
x_{k-5} &= \tilde{x}_{k-5}
\end{aligned} \tag{2.117}$$

..... olması beklenir. x_{k-5} simgesi (2.115) denkleminde gözükmediği için katsayısı, $c_4 = 0$

olacaktır. Bu özellikler kullanıldığında,

$$\begin{aligned}
 c_1 &= -(c_{-2}h_4 + c_{-1}h_3 + c_0h_2) \\
 c_2 &= -(c_{-1}h_4 + c_0h_3) \\
 c_3 &= -(c_0h_4) \\
 c_4 &= 0
 \end{aligned} \tag{2.118}$$

olarak elde edilir. Böylece ZF-DFE katsayılarının hepsi belirlenmiş olur. ZF-DFE'nin bütün katsayılarını içeren denklem takımı ise,

$$\begin{bmatrix}
 h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 c_{-4} \\
 c_{-3} \\
 c_{-2} \\
 c_{-1} \\
 c_0 \\
 c_1 \\
 c_2 \\
 c_3 \\
 c_4
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 1 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{bmatrix} \tag{2.119}$$

olacaktır.

2.7.2. En Küçük Ortalama Karesel Hata DFE (MMSE-DFE)

Karar geri-beslemeli kanal denkleştiricinin katsayılarının MSE kriterine göre elde edilmesiyle ortaya çıkan kanal denkleştiricidir. Daha önce karar verilen simgelerin doğru olduğu kabulüyle MSE'nin en küçük yapılmasına çalışılır. Kanal denkleştirici iki kısımdan oluştuğu için MSE aşağıdaki gibi tanımlanır [33]:

$$J(L_f, L_b) = E\{|e_k|^2\} \tag{2.120}$$

Burada, L_f+1 ve L_b sırasıyla kanal denkleştiricinin ileri-besleme ve geri-besleme filtre dal sayılarını, $E\{.\}$ ise beklenen değer (uzun dönem ortalaması) operatörüdür. Hata işareti

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (2.121)$$

olarak, vericiden gönderilen simge ile kanal denkleştiricinin çıkışındaki simge arasındaki fark olarak hesaplanır. Kanal denkleştiricinin çıkış ifadesi hatanın hesaplanmasında kullanılırsa,

$$e_k = x_k - \mathbf{v}_k \mathbf{c}_k^T \quad (2.122)$$

elde edilir. Burada, \mathbf{c}_k k anındaki kanal denkleştirici katsayıları vektörünü, \mathbf{v}_k yine k anındaki kanal denkleştirici giriş işareti vektörünü göstermektedir. Hata ile kanal denkleştirici giriş vektörünün ortogonal olma koşulu [59] kullanılırsa,

$$E\{e_k \mathbf{v}_k\} = E\{x_k \mathbf{v}_k^* - \mathbf{v}_k^{*T} \mathbf{v}_k \mathbf{c}_k^T\} = 0 \quad (2.123)$$

elde edilir. Buradan da,

$$E\{x_k \mathbf{v}_k^*\} = E\{\mathbf{v}_k^{*T} \mathbf{v}_k \mathbf{c}_k^T\} \quad (2.124)$$

elde edilir. Bu ifade matris biçiminde yazılacak olursa,

$$E\left\{x_k \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k+L_f}^* \\ \mathbf{v}_{k+L_f-1}^* \\ \vdots \\ \mathbf{v}_k^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-1}^* \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_b+1}^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_b}^* \end{bmatrix}\right\} = E\left\{\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k+L_f}^* \\ \mathbf{v}_{k+L_f-1}^* \\ \vdots \\ \mathbf{v}_k^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-1}^* \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_b+1}^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_b}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k+L_f} & \mathbf{v}_{k+L_f-1} & \cdots & \mathbf{v}_k & \tilde{\mathbf{x}}_{k-1} & \cdots & \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_b+1} & \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{-L_f} \\ \mathbf{c}_{-L_f+1} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_0 \\ \mathbf{c}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{L_b-1} \\ \mathbf{c}_{L_b} \end{bmatrix}\right\} \quad (2.125)$$

elde edilir. Bu genel ifade, kanalın 5 dallı, kanal denkleştiricinin 5 dallı ileri-beslemeli ve 4 dallı geri-beslemeli filtreden oluşması halinde aşağıdaki şekli alır:

$$E \left\{ \begin{bmatrix} x_k v_{k+4}^* \\ x_k v_{k+3}^* \\ x_k v_{k+2}^* \\ x_k v_{k+1}^* \\ x_k v_k^* \\ x_k \tilde{x}_{k-1}^* \\ x_k \tilde{x}_{k-2}^* \\ x_k \tilde{x}_{k-3}^* \\ x_k \tilde{x}_{k-4}^* \end{bmatrix} \right\} = E \left\{ \begin{bmatrix} v_{k+4}^* v_{k+4} & v_{k+4}^* v_{k+3} & \cdots & v_{k+4}^* v_k & v_{k+4}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_{k+4}^* \tilde{x}_{k-4} \\ v_{k+3}^* v_{k+4} & v_{k+3}^* v_{k+3} & \cdots & v_{k+3}^* v_k & v_{k+3}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_{k+3}^* \tilde{x}_{k-4} \\ v_{k+2}^* v_{k+4} & v_{k+2}^* v_{k+3} & \cdots & v_{k+2}^* v_k & v_{k+2}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_{k+2}^* \tilde{x}_{k-4} \\ v_{k+1}^* v_{k+4} & v_{k+1}^* v_{k+3} & \cdots & v_{k+1}^* v_k & v_{k+1}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_{k+1}^* \tilde{x}_{k-4} \\ v_k^* v_{k+4} & v_k^* v_{k+3} & \cdots & v_k^* v_k & v_k^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_k^* \tilde{x}_{k-4} \\ \tilde{x}_{k-1}^* v_{k+4} & \tilde{x}_{k-1}^* v_{k+3} & \cdots & \tilde{x}_{k-1}^* v_k & \tilde{x}_{k-1}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & \tilde{x}_{k-1}^* \tilde{x}_{k-4} \\ \tilde{x}_{k-2}^* v_{k+4} & \tilde{x}_{k-2}^* v_{k+3} & \cdots & \tilde{x}_{k-2}^* v_k & \tilde{x}_{k-2}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & \tilde{x}_{k-2}^* \tilde{x}_{k-4} \\ \tilde{x}_{k-3}^* v_{k+4} & \tilde{x}_{k-3}^* v_{k+3} & \cdots & \tilde{x}_{k-3}^* v_k & \tilde{x}_{k-3}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & \tilde{x}_{k-3}^* \tilde{x}_{k-4} \\ \tilde{x}_{k-4}^* v_{k+4} & \tilde{x}_{k-4}^* v_{k+3} & \cdots & \tilde{x}_{k-4}^* v_k & \tilde{x}_{k-4}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & \tilde{x}_{k-4}^* \tilde{x}_{k-4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \right\} \quad (2.126)$$

Elde edilen son denklemde, gürültüsüz durumda beklenen değer operatörü birbiri ile ilişkisi olmayan çarpımları sıfıra, ilişkili olanları da katsayılarının çarpımına zorlayacaktır.

$$\begin{aligned} E\{x_k v_{k+i}^*\} &= h_i^*, \quad E\{x_k \tilde{x}_{k-i}^*\} = 0, \\ E\{\tilde{x}_{k-i}^* \tilde{x}_{k-i}^*\} &= 1, \quad E\{\tilde{x}_{k-i}^* v_k\} = h_i, \\ E\{v_k^* v_k\} &= h_0^* h_0 + h_1^* h_1 + h_2^* h_2 + h_3^* h_3 + h_4^* h_4 = d_0, \\ E\{v_k^* v_{k+i}\} &= d_i, \quad E\{v_k v_{k+i}^*\} = d_i^* \end{aligned} \quad (2.127)$$

olacaktır. Burada,

$$d_i = \sum_{n=0}^{L-i} h_n^* h_{n+i}, \quad i = 0, 1, \dots, L \quad (2.128)$$

ile verilir. Verilen bu özellikler (2.126) denklemde kullanılacak olursa,

$$\begin{bmatrix} d_0 + \sigma_0 \delta_{00} & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_1^* & d_0 + \sigma_0 \delta_{11} & d_1 & d_2 & d_3 & h_4^* & 0 & 0 & 0 \\ d_2^* & d_1^* & d_0 + \sigma_0 \delta_{22} & d_1 & d_2 & h_3^* & h_3^* & 0 & 0 \\ d_3^* & d_2^* & d_1^* & d_0 + \sigma_0 \delta_{33} & d_1 & h_2^* & h_2^* & h_2^* & 0 \\ d_4^* & d_3^* & d_2^* & d_1^* & d_0 + \sigma_0 \delta_{44} & h_1^* & h_1^* & h_1^* & h_1^* \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_4^* \\ h_3^* \\ h_2^* \\ h_1^* \\ h_0^* \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.129)$$

denklem takımı elde edilir. Çeşitli matris tersi algoritmalarından biri kullanılarak

denkleştirici katsayıları elde edilir. ZF-DFE’de ileri-beslemeli filtre kısmı katsayıları geri-beslemeli filtre kısmı katsayılarına bağlı olmadığı için katsayılar matrisi iki parçaya ayrılıp, ileri-beslemeli filtre kısmı katsayıları elde edildikten sonra, bunlara bağlı olarak geri-beslemeli filtre kısmı katsayıları hesaplanmaktadır. MMSE-DFE’de ileri-beslemeli ve geri-beslemeli kısımların katsayıları birbirlerine bağlı olduğundan, katsayılar matrisi ikiye bölünmemektedir. Dolayısıyla, matrisin tamamının tersinin alınması gerekmektedir.

2.7.3. LMS-DFE ve RLS-DFE

Karar geri-beslemeli kanal denkleştiricinin katsayılarının LMS algoritması ile uyarlanması halinde ortaya çıkan yapı LMS-DFE, RLS algoritması ile uyarlanması halinde ortaya çıkan yapı RLS-DFE olarak adlandırılmaktadır. Kanal denkleştirici katsayılar vektörü,

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_k &= [c_{-L_f} \quad c_{-L_f+1} \quad \cdots \quad c_0 \quad c_1 \quad \cdots \quad c_{L_b-1} \quad c_{L_b}]^T \\ &= [\mathbf{c}_k^1 \quad \mathbf{c}_k^2]^T \end{aligned} \quad (2.130)$$

olmak üzere, $\mathbf{c}_k^1 = \{c_{-i}\} (i = -L_f, -L_f + 1, \dots, 0)$ ileri-beslemeli filtre katsayılarını ve $\mathbf{c}_k^2 = \{c_i\} (i = 1, 2, \dots, L_b)$ geri-beslemeli filtre katsayılarını göstermektedir. Kanal denkleştiricinin giriş vektörü,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_k &= [v_{k+L_f} \quad v_{k+L_f-1} \quad \cdots \quad v_k \quad \tilde{x}_{k-1} \quad \cdots \quad \tilde{x}_{k-L_b+1} \quad \tilde{x}_{k-L_b}]^T \\ &= [\mathbf{v}_k^1 \quad \mathbf{v}_k^2]^T \end{aligned} \quad (2.131)$$

olmak üzere, $\mathbf{v}_k^1 = \{v_{k+i}\} (i = L_f, L_f - 1, \dots, 0)$ ileri-beslemeli kısmın dal girişlerini ve $\mathbf{v}_k^2 = \{\tilde{x}_{k-i}\} (i = 1, 2, \dots, L_b)$ geri-beslemeli kısmın dal girişlerini (daha önce karar verilmiş simgeler) göstermektedir. LMS veya RLS algoritmaları tarafından kullanılacak hata,

$$\mathbf{e}_k = x_k - \mathbf{c}_k^T \mathbf{v}_k \quad (2.132)$$

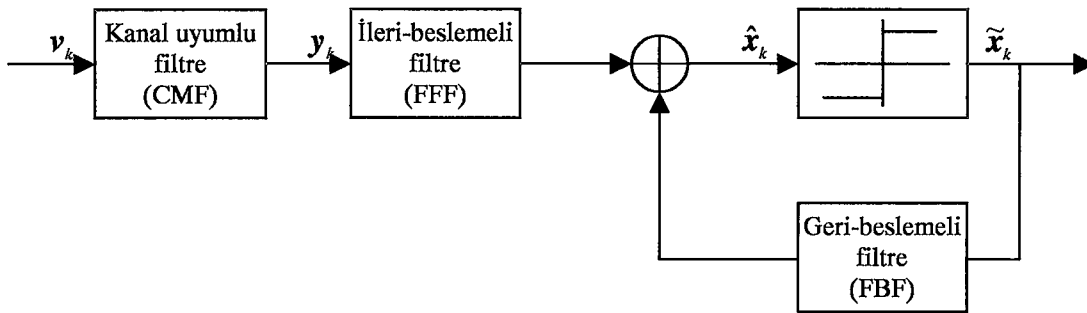
ile verilir. Kanal denkleştirici katsayılarının LMS algoritması ile güncellenmesi halinde,

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_{k+1}^1 &= \mathbf{c}_k^1 + \mu_1 e_k \mathbf{v}_k^1 \\ \mathbf{c}_{k+1}^2 &= \mathbf{c}_k^2 + \mu_2 e_k \mathbf{v}_k^2 \end{aligned} \quad (2.133)$$

eşitlikleri elde edilir. Burada μ_1, μ_2 ileri-besleme ve geri-besleme kısımları için adım büyüklükleridir. Böylece LMS-DFE kanal denkleştiricinin katsayıları elde edilmiş olur. Bu katsayıların optimum değerlere yaklaşması için eğitim süresinin yeterince uzun tutulması gerekmektedir. Daha önceki kısımlarda anlatıldığı gibi, RLS algoritması da uyarlama algoritması olarak kullanılıp, RLS-DFE elde edilir. RLS-DFE için eğitim süresi, RLS'in yakınsama hızı LMS'in yakınsama hızından daha yüksek olduğu için, LMS-DFE'den daha kısa tutulabilir.

2.8. 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. CMF-DFE'nin blok yapısı ve sistem içerisinde kullanılışı Şekil 2.40'ta görülmektedir. Kanal denkleştirici çıkışındaki işaret,



Şekil 2.40. CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i y_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (2.134)$$

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 (2.134) eşitliğinde kullanılacak olursa,

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i \left(\sum_{j=-L}^{L_f} d_j x_{k-i-j} + \sum_{j=-L}^0 h_{L-j}^* \eta_{k-i-j} \right) + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (2.135)$$

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

$$\begin{aligned} \hat{x}_k = & c_{-4} (d_{-4} x_{k+8} + d_{-3} x_{k+7} + d_{-2} x_{k+6} + d_{-1} x_{k+5} + d_0 x_{k+4} + d_1 x_{k+3} + d_2 x_{k+2} + d_3 x_{k+1} + d_4 x_k) \\ & + c_{-3} (d_{-4} x_{k+7} + d_{-3} x_{k+6} + d_{-2} x_{k+5} + d_{-1} x_{k+4} + d_0 x_{k+3} + d_1 x_{k+2} + d_2 x_{k+1} + d_3 x_k + d_4 x_{k-1}) \\ & + c_{-2} (d_{-4} x_{k+6} + d_{-3} x_{k+5} + d_{-2} x_{k+4} + d_{-1} x_{k+3} + d_0 x_{k+2} + d_1 x_{k+1} + d_2 x_k + d_3 x_{k-1} + d_4 x_{k-2}) \\ & + c_{-1} (d_{-4} x_{k+5} + d_{-3} x_{k+4} + d_{-2} x_{k+3} + d_{-1} x_{k+2} + d_0 x_{k+1} + d_1 x_k + d_2 x_{k-1} + d_3 x_{k-2} + d_4 x_{k-3}) \\ & + c_0 (d_{-4} x_{k+4} + d_{-3} x_{k+3} + d_{-2} x_{k+2} + d_{-1} x_{k+1} + d_0 x_k + d_1 x_{k-1} + d_2 x_{k-2} + d_3 x_{k-3} + d_4 x_{k-4}) \\ & + c_1 \tilde{x}_{k-1} \\ & + c_2 \tilde{x}_{k-2} \\ & + c_3 \tilde{x}_{k-3} \\ & + c_4 \tilde{x}_{k-4} \\ & + c_{-4} (h_4^* \eta_{k+8} + h_3^* \eta_{k+7} + h_2^* \eta_{k+6} + h_1^* \eta_{k+5} + h_0^* \eta_{k+4}) \\ & + c_{-3} (h_4^* \eta_{k+7} + h_3^* \eta_{k+6} + h_2^* \eta_{k+5} + h_1^* \eta_{k+4} + h_0^* \eta_{k+3}) \\ & + c_{-2} (h_4^* \eta_{k+6} + h_3^* \eta_{k+5} + h_2^* \eta_{k+4} + h_1^* \eta_{k+3} + h_0^* \eta_{k+2}) \\ & + c_{-1} (h_4^* \eta_{k+5} + h_3^* \eta_{k+4} + h_2^* \eta_{k+3} + h_1^* \eta_{k+2} + h_0^* \eta_{k+1}) \\ & + c_0 (h_4^* \eta_{k+4} + h_3^* \eta_{k+3} + h_2^* \eta_{k+2} + h_1^* \eta_{k+1} + h_0^* \eta_{k+0}) \end{aligned} \quad (2.136)$$

elde edilir. Bu eşitlik tekrar düzenlenecek olursa,

$$\begin{aligned}
\hat{x}_k = & (c_{-4}d_{-4})x_{k+8} \\
& + (c_{-4}d_{-3} + c_{-3}d_{-4})x_{k+7} \\
& + (c_{-4}d_{-2} + c_{-3}d_{-3} + c_{-2}d_{-4})x_{k+6} \\
& + (c_{-4}d_{-1} + c_{-3}d_{-2} + c_{-2}d_{-3} + c_{-1}d_{-4})x_{k+5} \\
& + (c_{-4}d_0 + c_{-3}d_{-1} + c_{-2}d_{-2} + c_{-1}d_{-3} + c_0d_{-4})x_{k+4} \\
& + (c_{-4}d_1 + c_{-3}d_0 + c_{-2}d_{-1} + c_{-1}d_{-2} + c_0d_{-3})x_{k+3} \\
& + (c_{-4}d_2 + c_{-3}d_1 + c_{-2}d_0 + c_{-1}d_{-1} + c_0d_{-2})x_{k+2} \\
& + (c_{-4}d_3 + c_{-3}d_2 + c_{-2}d_1 + c_{-1}d_0 + c_0d_{-1})x_{k+1} \\
& + (c_{-4}d_4 + c_{-3}d_3 + c_{-2}d_2 + c_{-1}d_1 + c_0d_0)x_k \\
& + (c_{-3}d_4 + c_{-2}d_3 + c_{-1}d_2 + c_0d_1)\tilde{x}_{k-1} \\
& + (c_{-2}d_4 + c_{-1}d_3 + c_0d_2)\tilde{x}_{k-2} \\
& + (c_{-1}d_4 + c_0d_3)\tilde{x}_{k-3} \\
& + (c_0d_4)\tilde{x}_{k-4} \\
& + (c_{-4}h_4^*)\eta_{k+8} \\
& + (c_{-4}h_3^* + c_{-3}h_4^*)\eta_{k+7} \\
& + (c_{-4}h_2^* + c_{-3}h_3^* + c_{-2}h_4^*)\eta_{k+6} \\
& + (c_{-4}h_1^* + c_{-3}h_2^* + c_{-2}h_3^* + c_{-1}h_4^*)\eta_{k+5} \\
& + (c_{-4}h_0^* + c_{-3}h_1^* + c_{-2}h_2^* + c_{-1}h_3^* + c_0h_4^*)\eta_{k+4} \\
& + (c_{-3}h_0^* + c_{-2}h_1^* + c_{-1}h_2^* + c_0h_3^*)\eta_{k+3} \\
& + (c_{-2}h_0^* + c_{-1}h_1^* + c_0h_2^*)\eta_{k+2} \\
& + (c_{-1}h_0^* + c_0h_1^*)\eta_{k+1} \\
& + (c_0h_0^*)\eta_k
\end{aligned} \tag{2.137}$$

elde edilecektir. 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 kaldırılabileceği için, x_k simgesinden sonraki $\{x_{k+1}, x_{k+2}, x_{k+3}, x_{k+4}\}$ 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:

$$\begin{bmatrix} d_0 & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{-1} & d_0 & d_1 & d_2 & d_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{-2} & d_{-1} & d_0 & d_1 & d_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & d_0 & d_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & d_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{-4} & d_{-3} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_{-4} & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.138)$$

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 da göz önünde bulundurulduğunda,

$$\begin{bmatrix} d_0 & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 \\ d_1^* & d_0 & d_1 & d_2 & d_3 \\ d_2^* & d_1^* & d_0 & d_1 & d_2 \\ d_3^* & d_2^* & d_1^* & d_0 & d_1 \\ d_4^* & d_3^* & d_2^* & d_1^* & d_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.139)$$

elde edilir. Katsayılar matrisi Hermitian-Toeplitz yapıya sahip olan bu denklem takımı, çeşitli algoritmalar kullanılarak (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:

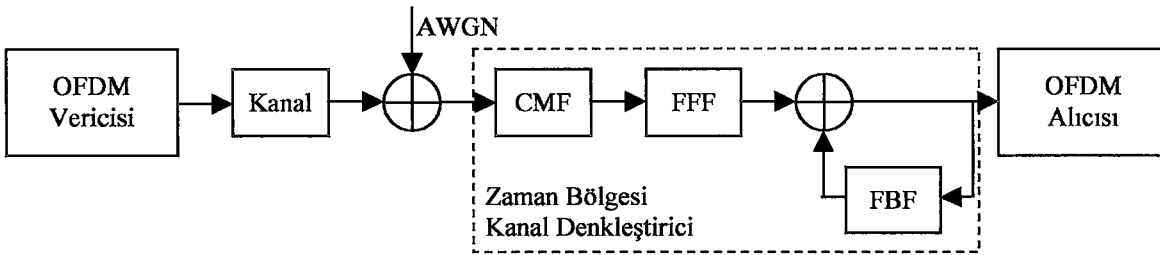
$$\begin{aligned} c_1 &= -d_1^* c_0 - d_2^* c_{-1} - d_3^* c_{-2} - d_4^* c_{-3} \\ c_3 &= -d_2^* c_0 - d_3^* c_{-1} - d_4^* c_{-2} \\ c_2 &= -d_3^* c_0 - d_4^* c_{-1} \\ c_4 &= -d_4^* c_0 \end{aligned} \quad (2.140)$$

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 hatırlanmalıdır. 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. CMF'in açıklandığı kısımda, merkez dalın katsayısının gerçel en büyük genliğe sahip olduğu belirtilmişti. Bu durumda (2.139) eşitliği ile verilen denklem takımında katsayılar matrisinin köşegeni üzerindeki bütün elemanlar gerçel olmakta ve katsayılar matrisinin Hermitan-Toeplitz yapıya kavuşması sağlanmaktadır. Bu da, matris tersi alınırken kolaylık sağlamaktadır.

2.8.1. OFDM Sistemlerde Zaman Bölgesinde Kanal Denkleştirme

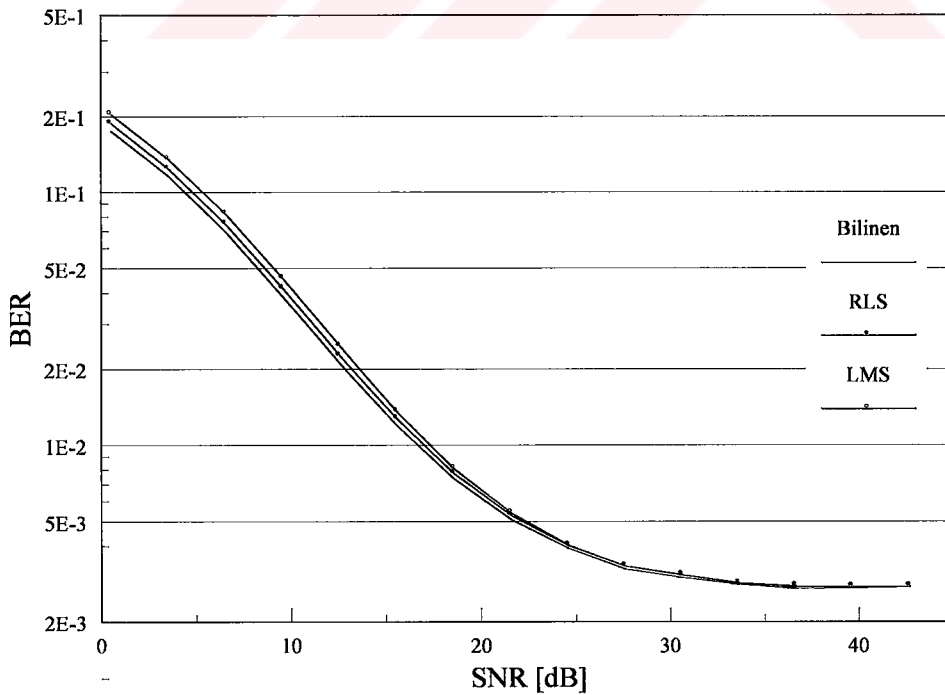
OFDM sistemler FFT tabanlı sistemler olduklarından, işaretlerin işlenmesi genellikle frekans bölgesinde yapılmaktadır. Alıcıya işaret ulaşmaya başladıktan sonra taşıyıcı frekans kaymasının kestirimi, kanal kestirimi ve kanal denkleştirme gibi işlemlerin hepsi frekans bölgesinde yapılabilmektedir. Bu çalışmada, özellikle kanaldan gelen bütün enerjiyi toplamak, alıcıda işaret gürültü oranını en büyük yapmak için zaman bölgesinde kanal denkleştirme yapılmak istenmektedir. OFDM sistemler için diğer eşzamanlama ve kestirim işlemlerinin de zaman bölgesinde yapılabileceği bu çalışmada gösterilmiştir.



Şekil 2.41. Zaman bölgesi kanal denkleştirici CMF-DFE'nin OFDM sisteminde kullanılışı

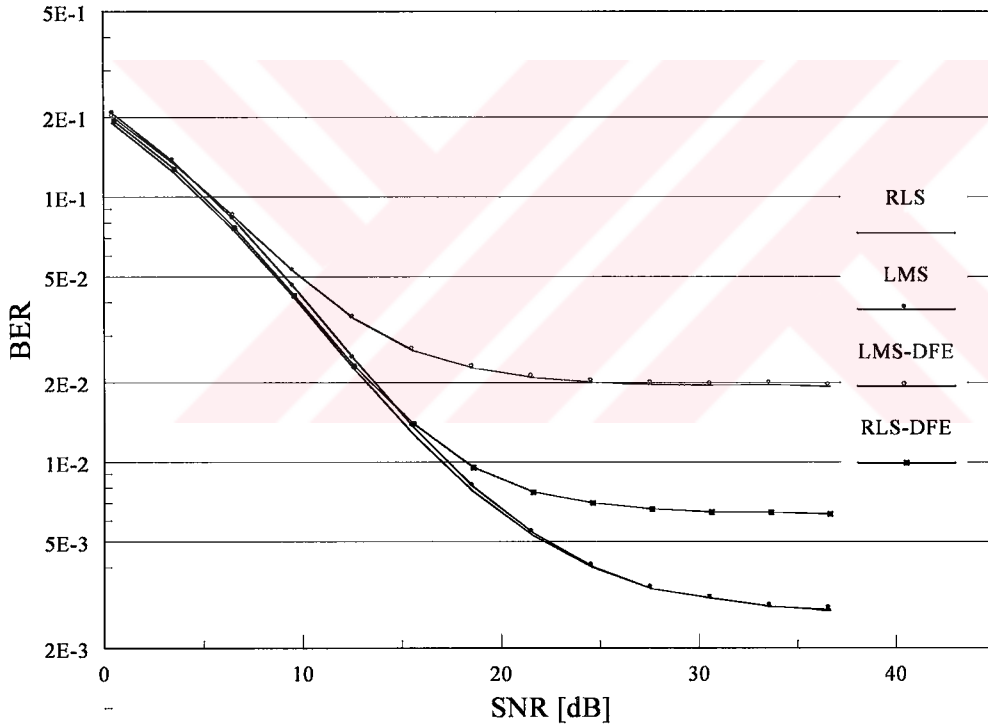
CMF-DFE kanal denkleştirici kullanılan OFDM sisteminin blok şeması Şekil 2.41’de verilmektedir. OFDM sisteminde simgeye karar verilmesi işlemi frekans bölgesinde yapıldığından, CMF-DFE’de karar mekanizması yer almamaktadır. Bu durumda CMF-DFE için “yumuşak (soft) karar geri-beslemeli DFE” adı kullanılabilir. Kanaldan gönderilen OFDM işareti kanal uyumlu filtreden geçirildikten sonra, kanal denkleştiricinin ileri-beslemeli kısmından geçirilir. Kanal denkleştiricinin çıkışındaki yumuşak işaret geri-besleme kısmından da geçirildikten sonra denkleştirici çıkışı ile toplanarak OFDM alıcı girişine uygulanır. OFDM alıcısında artık frekans bölgesi kanal denkleştiriciye ihtiyaç duyulmadan, FFT işleminin ardından simge için karar verilir.

Şekil 2.42’de CMF-DFE kanal denkleştiricinin OFDM sistemlerde başarımı görülmektedir. Kanal katsayılarının bilindiği varsayılarak, kanal katsayılarının LMS ve RLS algoritmaları yardımıyla zaman bölgesinde kestirilerek, gerek CMF ve gerekse DFE katsayılarının kanal katsayılarına bağlı olarak elde edildiği durumlar için sistemin BER başarımı verilmektedir. Kullanılan kanal denkleştirici 9 ileri-besleme ve 4 geri-besleme dallı filtre yapısına sahiptir. Kanal katsayılarının LMS algoritması ile kestirilmesi durumunda adım büyüklüğü $\Delta = 0.045$, RLS algoritması ile kestirilmesi durumunda unutmama katsayısı $\lambda = 0.99$ olarak alınmıştır.



Şekil 2.42. CMF-DFE kanal denkleştiricinin OFDM sistemlerde BER başarımı

Şekil 2.42’de de görüldüğü gibi, zaman bölgesi kanal denkleştirici CMF-DFE’nin bir hata eşiği bulunmaktadır ve kanal katsayılarının bilinmesi durumunda bile bu hata eşiğinin altına inilememektedir. Hata eşiğinin nedeni kalıcı ISI’dır. Daha önceki kısımlarda anlatıldığı gibi, CMF-DFE’nin girişindeki ISI bileşenlerinin hepsinin yok edilmesi olanaksızdır. Bunun için ileri-besleme filtre kısmının sonsuz uzunlukta olması gerekmektedir. Kanal katsayılarının LMS ve RLS algoritmaları ile kestirilmesi halinde elde edilen başarımlar, kanal katsayılarının bilindiği duruma oldukça yakındır. Gürültünün etkin olduğu bölgede RLS algoritmasının LMS algoritmasından biraz daha iyi sonuç verdiği, ISI’nın etkin olduğu bölgede ise, her iki algoritmanın birbirine oldukça yakın sonuç verdiği görülmektedir.

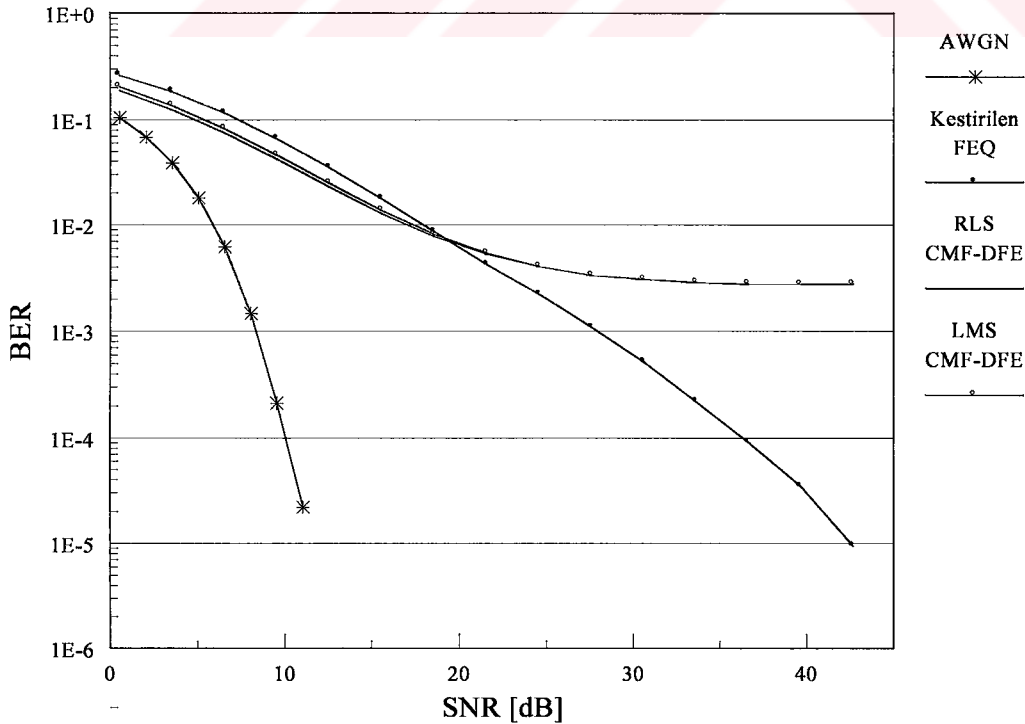


Şekil 2.43. CMF-DFE ile LMS-DFE ve RLS-DFE kanal denkleştiricilerin BER başarımları

Kanal katsayıları kestirilmeden, doğrudan kanal denkleştirici katsayılarının kestirilmesi halinde elde edilen başarımlar, kanal katsayılarının zaman bölgesinde kestirilmesinin ardından kanal denkleştirici katsayılarının hesaplanması durumunda elde edilen başarımla karşılaştırılmalı olarak Şekil 2.43'te verilmektedir. Kanal katsayılarının

zaman bölgesinde LMS ve RLS ile kestirilerek CMF-DFE kanal denkleştiricinin kullanılması durumunda elde edilen başarımlar, kanal denkleştirici katsayılarının LMS ve RLS algoritmaları ile doğrudan kestirildiği durumda elde edilen başarımdan daha yüksek olduğu açıkça görülmektedir. Kanal denkleştirici katsayılarının doğrudan hesaplandığı durumlarda, kestirim algoritmasına bağlı olarak, RLS-DFE veya LMS-DFE olarak adlandırılan kanal denkleştiricilerde, kanal katsayıları bilinmediğinden CMF bulunmamaktadır. Aradaki başarımların farkı da buradan kaynaklanmaktadır. CMF, kanaldan gelen enerjiyi merkez dala toplayarak güç kazancı sağlamaktaydı. Ayrıca, merkez daldaki bileşen gerçel olduğundan, işaretin fazını da düzeltmekteydi. Kullanılmaması durumunda bu avantajlardan vazgeçilmiş olmakta ve başarımlar düşmektedir.

LMS algoritmasının kanal katsayılarının kestirimindeki başarımları, kanal denkleştirici katsayılarının kestiriminde tekrarlayamadığı da Şekil 2.43'te görülmektedir. Gerek kanal katsayıları kestiriminde ve gerekse kanal denkleştirici katsayıları kestiriminde, algoritmaların eğitim süreleri aynıdır. LMS algoritmasının yakınsama hızı RLS algoritmasından daha düşük olduğundan, LMS-DFE ile RLS-DFE arasında şekildeki başarımların farkı ortaya çıkmıştır. Eğer eğitim süresi daha uzun tutulabilseydi, LMS-DFE'nin başarımlarını biraz daha arttırılabilirdi.

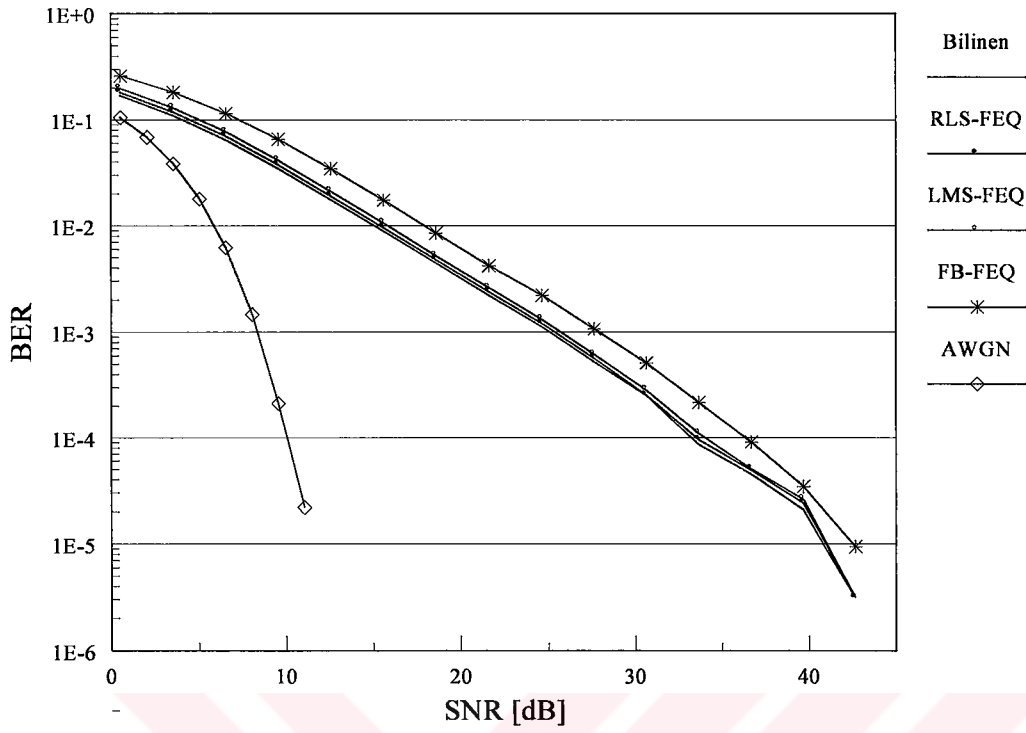


Şekil 2.44. Zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricilerin BER başarımları

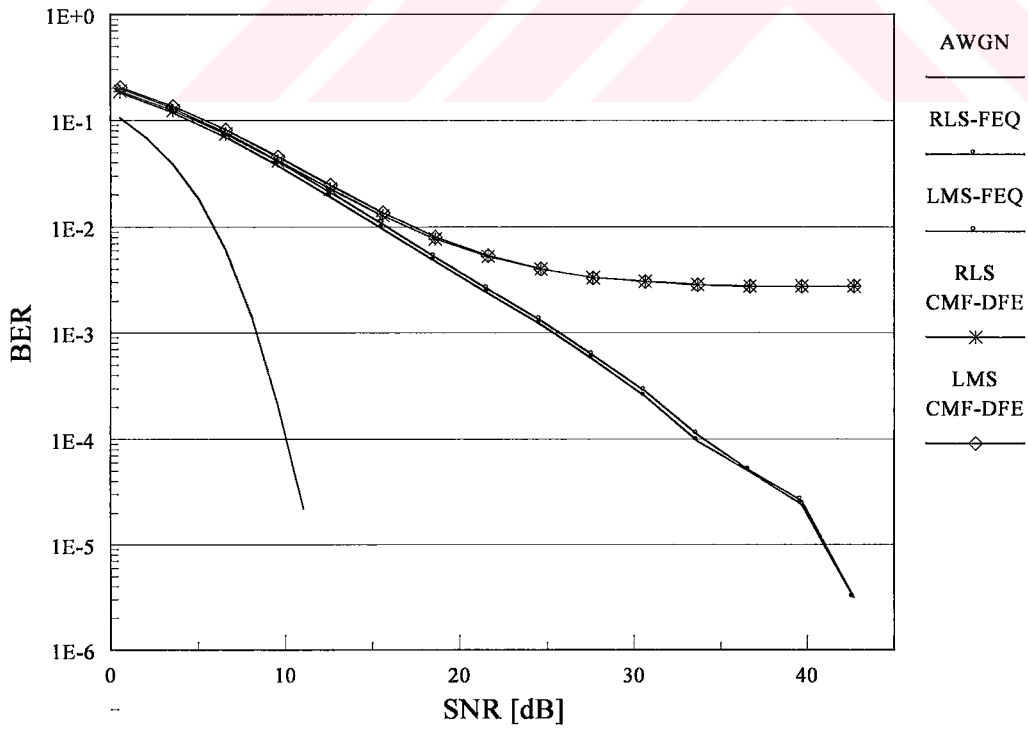
Kanal kestirimi ve kanal denkleştirme işlemlerinin frekans veya zaman bölgesinde yapılmasının başarımı nasıl etkilediğini görmek için, her iki durum için elde edilen BER başarımlarının beraber incelenmesi gerekir. Şekil 2.44'te zaman ve frekans bölgesi kanal kestirimi ve denkleştirme yapılması halinde elde edilen başarımlar verilmektedir. Kanal katsayılarının zaman bölgesinde kestirilmesi ve CM-DFE kanal denkleştirici kullanılması halinde elde edilen başarımlar, özellikle gürültünün etkin olduğu bölgede, kanal katsayılarının frekans bölgesinde kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici (FEQ) kullanılması durumunda elde edilen başarımdan daha yüksek olduğu görülmektedir. CMF-DFE'nin hata eşiğinden dolayı, ISI'nın etkin olduğu bölgede, frekans bölgesi kanal denkleştiricinin başarımı zaman bölgesi kanal denkleştiricinin başarımını geçmektedir. AWGN kanal başarımı dikkate alındığında, hem zaman bölgesi hem de frekans bölgesi kanal denkleştirme işlemlerinin daha da geliştirilmesi gereği ortaya çıkmaktadır. Arada kapatılması gereken büyük bir mesafe bulunmaktadır.

2.9. Zaman Bölgesi Kanal Kestirimi - Frekans Bölgesi Kanal Denkleştirme

Şekil 2.44'te, kanal katsayılarının zaman bölgesinde kestirilmesi halinde (gürültünün etkin olduğu bölgede), başarımın frekans bölgesi başarımına göre daha iyi olduğu görülmektedir. ISI'nın etkin olduğu bölgede ise, frekans bölgesi başarımın daha yüksek olduğu açıktır. Gürültünün etkin olduğu bölgede zaman bölgesi kanal kestirimin avantajını ve ISI'nın etkin olduğu bölgede frekans bölgesi kanal denkleştiricinin avantajını kullanmak için, kanal kestiriminin zaman bölgesinde yapılıp, kanalın frekans tepkesi elde edilerek, frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması düşünülmüştür. Şekil 2.45'te, kanal katsayılarının LMS ve RLS algoritmaları kullanılarak frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda sistemin BER başarımı verilmektedir. Kanal katsayılarının zaman bölgesinde kestirilerek frekans bölgesi kanal denkleştirici (LMS-FEQ ve RLS-FEQ) kullanılması durumunda elde edilen başarımın, kanal katsayılarının frekans bölgesinde kestirilerek frekans bölgesi kanal denkleştirici (FB-FEQ) kullanılması durumunda elde edilen başarımdan daha yüksek olduğu (10^{-3} hata sınırı için yaklaşık 2.5 dB) açıkça görülmektedir. Böylece, frekans bölgesi kanal denkleştirici için AWGN kanal durumundaki başarıma biraz daha yaklaşmış olmaktadır. Bu durumda, zaman bölgesi kanal denkleştiricinin gürültünün etkin olduğu bölgede frekans bölgesi kanal denkleştiriciye olan üstünlüğünün sona erdiği de Şekil 2.46'da görülmektedir.



Şekil 2.45. Zaman bölgesi kanal kestirimcili frekans bölgesi kanal denkleştiricinin BER başarımı



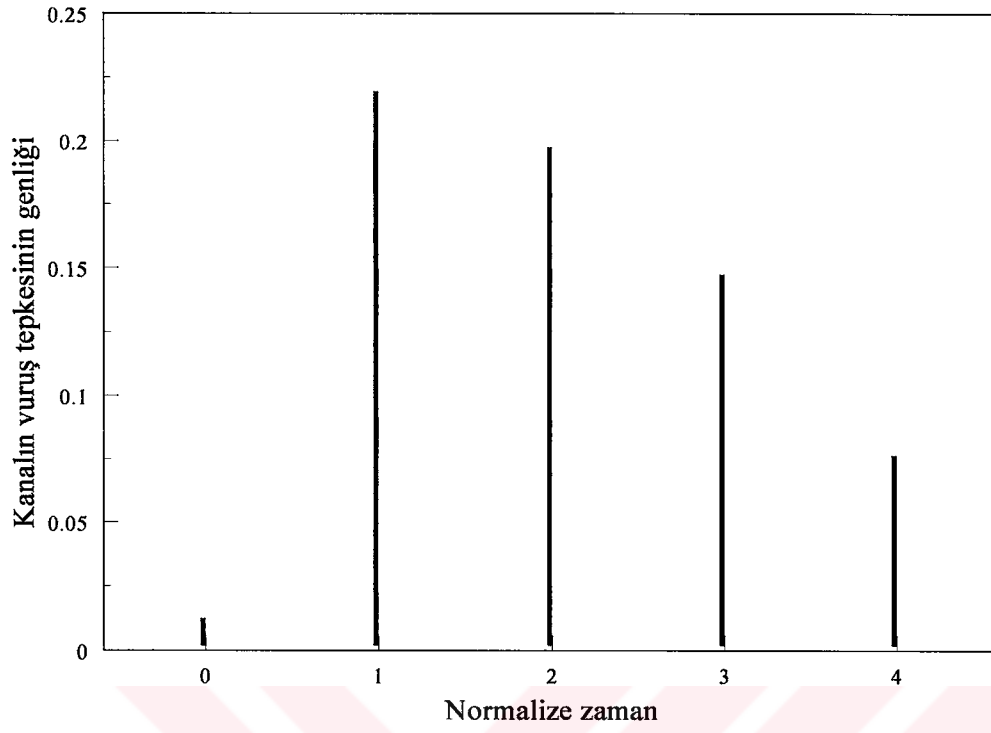
Şekil 2.46. Zaman bölgesi kanal kestirimcili frekans bölgesi ve zaman bölgesi kanal denkleştiricilerin karşılaştırmalı BER başarımları

2.10. Sistem Başarımını Arttırmaya Yönelik Çalışmalar

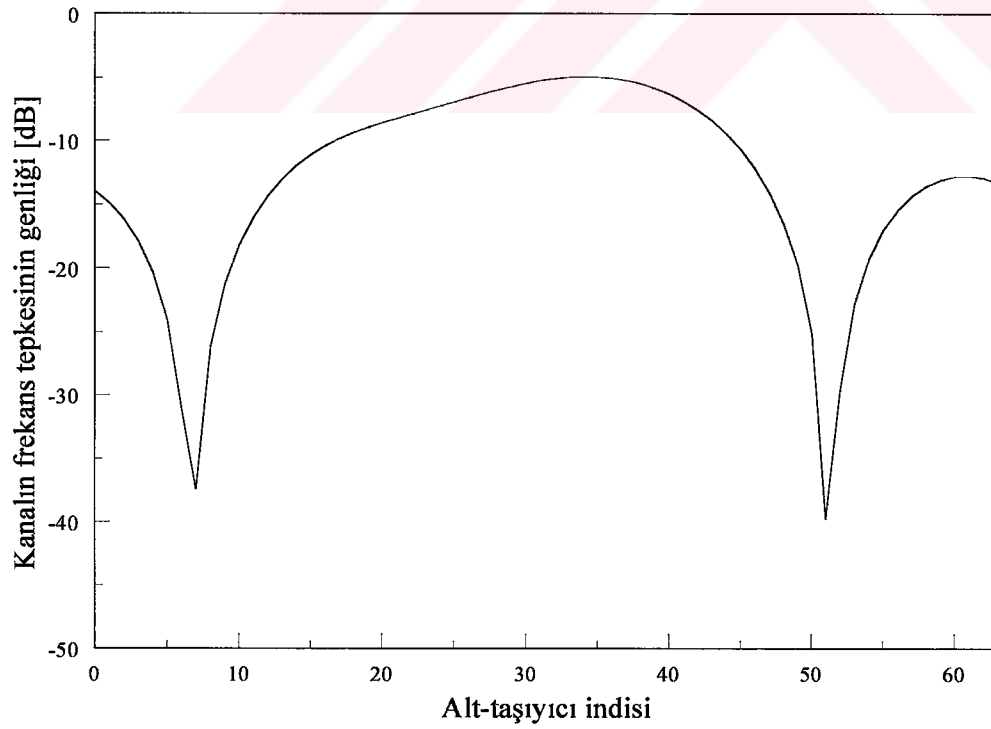
Bu noktaya gelinceye kadar elde edilen sonuçlar, zaman bölgesi kanal denkleştirici 10^{-3} hata sınırını dahi yakalayamadığını, frekans bölgesi kanal denkleştiricinin ise aynı sınırı yakalayabilmek için alıcıda 25 dB işaret gürültü oranına ihtiyaç duyduğunu göstermektedir. Sistemin gerçekleştirilmesi aşamasında da meydana gelecek kayıplar dikkate alındığında, 10^{-3} hata sınırının ancak 30 dB'lik işaret gürültü oranında elde edilebileceği anlaşılmaktadır. Kablosuz iletişim kanalında 30 dB'lik işaret gürültü oranına her zaman erişmek olası değildir. Dolayısıyla, sistem başarımının daha da iyileştirilmesi gerekmektedir. İlerleyen kısımlarda OFDM sisteminin başarımını arttırmak için yapılan çalışmalar hakkında bilgi verilmektedir.

2.10.1. Walsh-Hadamard Dönüşümü (WHT)

Çok yollu yayılım nedeniyle alınan işaretle çok derin sönümlenmeler meydana gelebilmektedir. Bu derin sönümlenmeler tek taşıyıcı sistemlerde iletişimin kesilmesine neden olabilmektedir. Oysa, OFDM sisteminde birkaç alt-taşıyıcının sönümlenmeye uğraması durumunda iletişim sürdürülebilmektedir. Özellikle işaret gürültü oranının yüksek olduğu durumlarda sistemin başarımını belirleyen en büyük etken, kanalda derin sönümlenmeye uğrayan alt-taşıyıcılardır. Şekil 2.47'de bir iletişim kanalının vuruş tepkisi görülmektedir. Söz konusu problem burada açık bir şekilde görülememektedir. Aynı kanalın Şekil 2.48'de verilen frekans tepkisi incelenecek olursa, bazı alt-taşıyıcıların çok fazla zayıfladıkları görülecektir. Alıcıda bu alt-taşıyıcılar kurtarılamamakta ve dolayısıyla da taşıdıkları bilgi kaybolmaktadır. Bunun sonucunda da sistemin başarımı düşmektedir. Özellikle 5., 6., 51 ve 52. alt-taşıyıcılar 30-40 dB arasında zayıflamış ve bunlara yüklenmiş olan bilginin alıcıda hatalı algılanma olasılığı oldukça artmıştır. Her bir alt-taşıyıcı ile iki bit iletildiği düşünülürse, alıcıda bir OFDM simgesinde 8 bit hatalı alınacak demektir. Kanalın bir çerçeve süresince değişmediği kabul edilerek, iletilen toplam bit sayısı $48 \times 2 \times 20 = 1920$ bit olarak elde edilir. Bu durumda $20 \times 8 / 1920 = 0.0833$ bit hata oranı ortaya çıkacaktır. Bu kanal için bundan daha yüksek bir başarımla elde edilemez. Başarımı daha yüksek yapmak için kaybedilen bilginin bir şekilde geri kazanılması gerekmektedir.



Şekil 2.47. 5 dallı iletişim kanalının vuruş tepkesi



Şekil 2.48. Şekil 2.50 ile vuruş tepkesi verilen kanalın frekans tepkesi

Kodlama yapmadan, çeşitleme tekniklerine başvurmadan, bazı alt-taşıyıcılar tamamen kaybedilse bile taşıdıkları bilgiyi tekrar elde edebilmek için yapılması gereken şey, alıcıya gönderilmek istenen her bir bitlik bilginin bütün alt-taşıyıcılara değişik oranlarda yüklenmesidir. Böylece, bazı alt-taşıyıcılar tamamen kaybedilse bile, bunların taşıdığı bilgi diğer taşıyıcılara da kısmen yüklenmiş olduğundan geri kazanılması mümkün olacaktır. Bunu gerçekleştirmenin yolu, ortogonal bir dönüşüm olan Walsh-Hadamard Dönüşümü (Walsh-Hadamard Transform, WHT) kullanmaktır [60], [61].

Farklı ortogonal dönüşümler olmasına rağmen bu çalışmada Walsh-Hadamard Dönüşümü kullanılmıştır. WHT'nin kullanılmasının bazı önemli nedenleri bulunmaktadır:

- Ortogonal bir dönüşümdür,
- Dönüşüm matrisi kare matris olup, boyutları 2^P ($P = 0, 1, 2, \dots$) şeklindedir,
- Dönüşüm matrisi özyinelemeli (recursively) olarak istenilen boyutta tanımlanabilir,
- Matris elemanları 1 ve -1 'lerden oluştuğu için dönüşüm işlemi çarpma işlemine dahi gerek olmadan, sadece toplama ve çıkarma ile gerçekleştirilebilmektedir,
- Dönüşüm matrisinin herhangi iki satırı veya herhangi iki sütunu arasında ilişki olmadığı için alt-taşıyıcılara yüklenen bilgi de birbirlerinden farklı olmaktadır,
- OFDM sisteminde kullanılan alt-taşıyıcı sayısı $2^6 = 64$ olduğundan, sisteme kolaylıkla uygulanabilmektedir.

Walsh-Hadamard dönüşüm matrisi,

$$W_{1 \times 1} = [1] \quad (2.141)$$

olmak üzere

$$W_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} W_{1 \times 1} & W_{1 \times 1} \\ W_{1 \times 1} & -W_{1 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.142)$$

ve

$$W_{2N \times 2N} = \begin{bmatrix} W_N & W_N \\ W_N & -W_N \end{bmatrix} \quad (2.143)$$

olarak istenilen boyutta elde edilebilir.

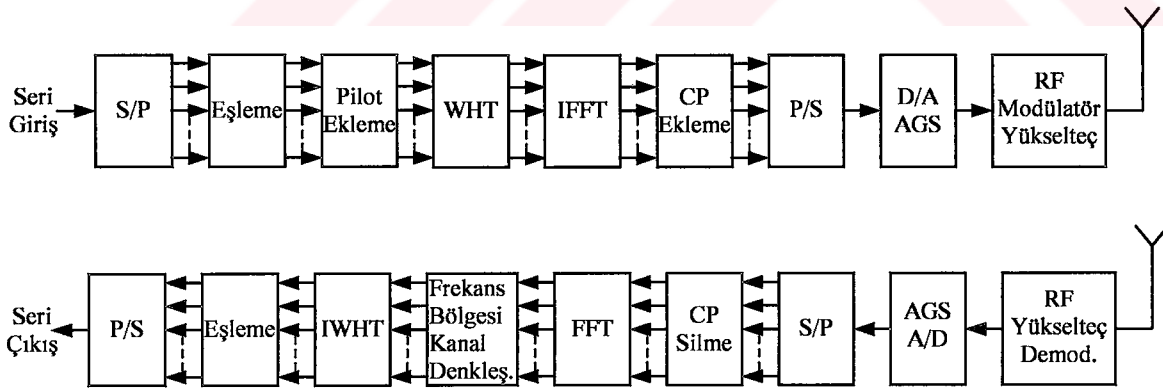
N örnekten meydana gelen bir $\{x(n)\}$ dizisinin Walsh-Hadamard Dönüşümü aşağıdaki denklemle verilebilir [45]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W(n,k), \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (2.144)$$

Benzer şekilde ters Walsh-Hadamard Dönüşümü (Inverse Walsh-Hadamard Transform, IWHT) de verilebilir:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W(n,k), \quad (n = 0, 1, \dots, N-1) \quad (2.145)$$

OFDM sistemi içerisinde WHT frekans bölgesinde yapılmaktadır. Gönderilecek olan veri, IFFT işleminden önce WHT işlemi ile bütün alt-taşıyıcılara yayılır. Alıcıda ise, FFT ve kanal denkleştirme işleminden sonra IWHT işlemi ile alt-taşıyıcılara yayılmış olan veri toplanır. Şekil 2.49'da frekans bölgesi kanal denkleştiricili, Walsh-Hadamard Dönüşümü kullanılan sistem yapısı görülmektedir.



Şekil 2.49. Walsh-Hadamard Dönüşümü kullanılan OFDM sisteminin blok şeması

Bir OFDM simgesinde gönderilecek olan veri dizisi

$$D = [D_0 \ D_1 \ \dots \ D_{62} \ D_{63}] \quad (2.146)$$

ve 64x64 boyutlu WHT matrisi

$$W = \begin{bmatrix} w_{0,0} & w_{0,1} & \cdots & w_{0,62} & w_{0,63} \\ w_{1,0} & w_{1,1} & \cdots & w_{1,62} & w_{1,63} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ w_{62,0} & w_{62,1} & \cdots & w_{62,62} & w_{62,63} \\ w_{63,0} & w_{63,1} & \cdots & w_{63,62} & w_{63,63} \end{bmatrix} \quad (2.147)$$

olmak üzere, WHT işlemi sonunda elde edilecek olan dizi,

$$D' = DW \quad (2.148)$$

ile verilebilir. Açık ifade etmek gerekirse,

$$\begin{bmatrix} D'_0 \\ D'_1 \\ \vdots \\ D'_{62} \\ D'_{63} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} D_0 \\ D_1 \\ \vdots \\ D_{62} \\ D_{63} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} w_{0,0} & w_{0,1} & \cdots & w_{0,62} & w_{0,63} \\ w_{1,0} & w_{1,1} & \cdots & w_{1,62} & w_{1,63} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ w_{62,0} & w_{62,1} & \cdots & w_{62,62} & w_{62,63} \\ w_{63,0} & w_{63,1} & \cdots & w_{63,62} & w_{63,63} \end{bmatrix} \quad (2.149)$$

elde edilir. Elde edilen bu yeni dizinin her bir elemanının içerisinde ilk dizinin bütün elemanlarından birer parça vardır. Bu yüzden, yeni dizinin bazı elemanları kanalda meydana gelen derin sönümlenmeler nedeniyle tamamen kaybolursa dahi, eski dizinin bütün elemanlarını yeniden elde etmek mümkün olabilecektir.

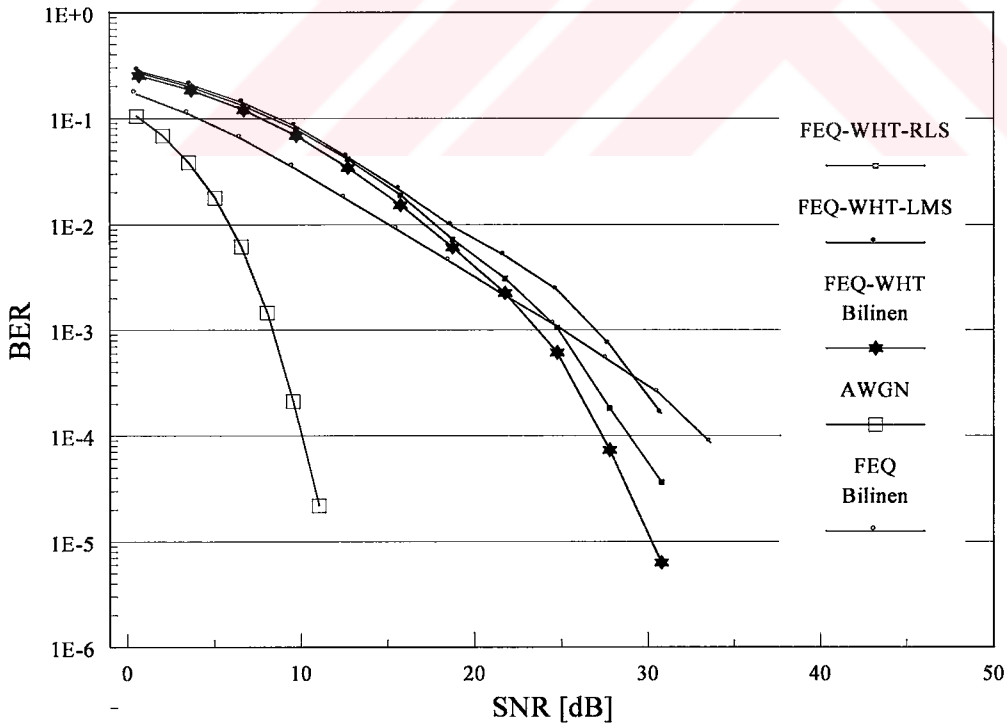
Alıcıda, frekans bölgesi kanal denkleştirici çıkışındaki veri dizisi \tilde{D}' vektörü ile gösterilecek olursa, IWHT çıkışındaki veri dizisi

$$\hat{D} = \frac{1}{64} \tilde{D}' W \quad (2.150)$$

olarak elde edilir. Daha açık bir ifadeyle,

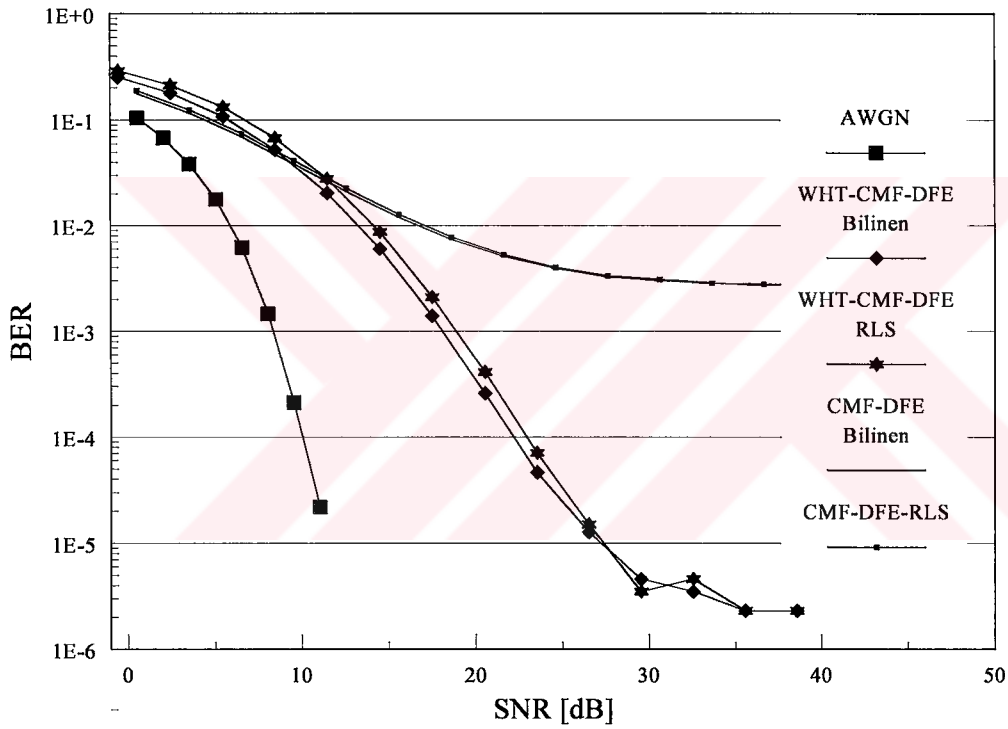
$$\begin{bmatrix} \hat{D}_0 \\ \hat{D}_1 \\ \vdots \\ \hat{D}_{62} \\ \hat{D}_{63} \end{bmatrix}^T = \frac{1}{64} \begin{bmatrix} \tilde{D}'_0 \\ \tilde{D}'_1 \\ \vdots \\ \tilde{D}'_{62} \\ \tilde{D}'_{63} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} w_{0,0} & w_{0,1} & \cdots & w_{0,62} & w_{0,63} \\ w_{1,0} & w_{1,1} & \cdots & w_{1,62} & w_{1,63} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ w_{62,0} & w_{62,1} & \cdots & w_{62,62} & w_{62,63} \\ w_{63,0} & w_{63,1} & \cdots & w_{63,62} & w_{63,63} \end{bmatrix} \quad (2.151)$$

olacaktır. WHT uygulanmış OFDM sisteminde frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması halinde elde edilen başarımların sonuçları Şekil 2.50'de verilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, gürültünün etkin olduğu bölgede WHT'li sistem (FEQ-WHT bilinen) başarımı WHT'siz sistem (FEQ bilinen) başarımından daha düşüktür. Fakat, SNR arttıkça WHT'li sistem başarımı WHT'siz sistem başarımını yakalamakta ve geçmektedir. Kanal katsayılarının zaman bölgesinde kestirildiği WHT'li sistem (FEQ-WHT-RLS ve FEQ-WHT-LMS) başarımları da, kanal katsayılarının bilindiği WHT'siz sistem başarımını geçmektedir. Dolayısıyla, WHT'nin frekans bölgesi kanal denkleştirici ile birlikte kullanılması halinde daha yüksek başarıma sahip bir sistem yapısı elde edilmektedir.



Şekil 2.50. WHT uygulanmış sistemde frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması halinde elde edilen BER başarımları

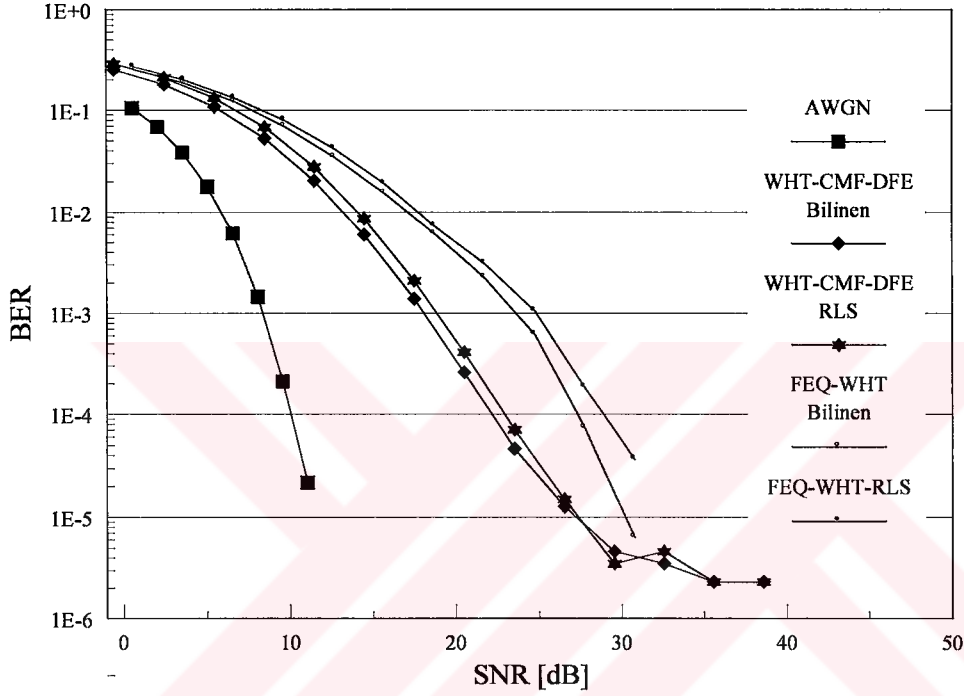
Zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemde WHT kullanılması durumunda elde edilen başarımlar Şekil 2.51’de verilmektedir. Kanal katsayılarının bilindiği durumda ve RLS algoritması ile kestirildiği durumda WHT’siz sistem (CMF-DFE bilinen ve CMF-DFE-RLS) başarımları, kanal katsayılarının bilindiği durumda ve RLS algoritması ile kestirildiği durumda WHT’li sistem (WHT-CMF-DFE bilinen ve WHT-CMF-DFE-RLS) başarımlarının çok gerisinde kalmaktadır. WHT’siz sistemin hata eşiği 10^{-3} mertebelerindeyken, WHT’li sistemin hata eşiği 10^{-6} mertebelerine kadar inmektedir. WHT’li sistem başarımları, 10 dB’lik işaret gürültü oranından sonra WHT’siz sistem başarımlarını yakalamakta ve geçmektedir.



Şekil 2.51. WHT uygulanmış sistemde zaman bölgesi kanal denkleştiricisi kullanılması halinde elde edilen BER başarımları

WHT'nin gerek frekans ve gerekse zaman bölgesinde WHT'siz sisteme göre daha yüksek başarımlar sağladığı elde edilen sonuçlardan anlaşılmaktadır. WHT'nin zaman bölgesinde mi yoksa, frekans bölgesinde mi daha yüksek başarımlar sağladığının görülebilmesi için, her iki durumda elde edilen BER başarımlarının birlikte incelenmesi gerekmektedir. Şekil 2.52'de WHT'li sistemin frekans bölgesi ve zaman bölgesi kanal denkleştiricisi kullanılması durumunda BER başarımları karşılaştırılmalı

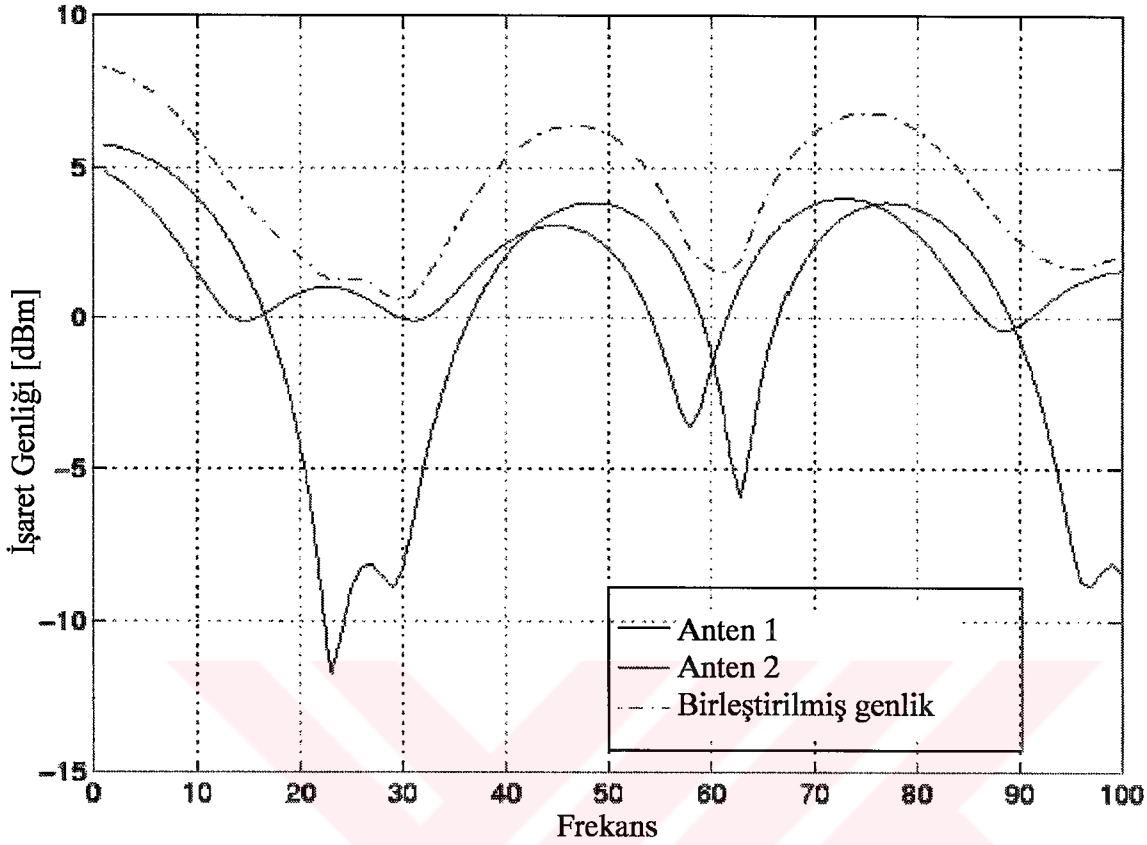
olarak verilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, WHT zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması durumunda daha fazla kazanç sağlamaktadır. İşaret gürültü oranı 30 dB'nin üzerine çıktığında, frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistem ancak zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemi yakalayıp geçebilmektedir. Bunun nedeni de zaman bölgesi kanal denkleştiricinin hata eşiğidir.



Şekil 2.52. WHT uygulanmış sistemde zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması halinde elde edilen BER başarımları

2.10.2. Anten Çeşitlemesi (Antenna Diversity)

Çok yönlü yayılımın doğal sonucu olan derin sönmümlenmeler iletişim sistemlerinin başarımını önemli ölçüde düşürmektedir. Çeşitleme (Diversity), bu sorunun üstesinden gelmek için kullanılan bir tekniktir. Bir çok çeşitleme tekniği olmasına rağmen, bu çalışmada anten çeşitlemesi üzerinde durulmuştur. Alamouti'nin 1998 yılında yayınladığı çalışması, alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanılması halinde sistem başarımının oldukça yükseltilebileceğini göstermesi açısından önemlidir [62].

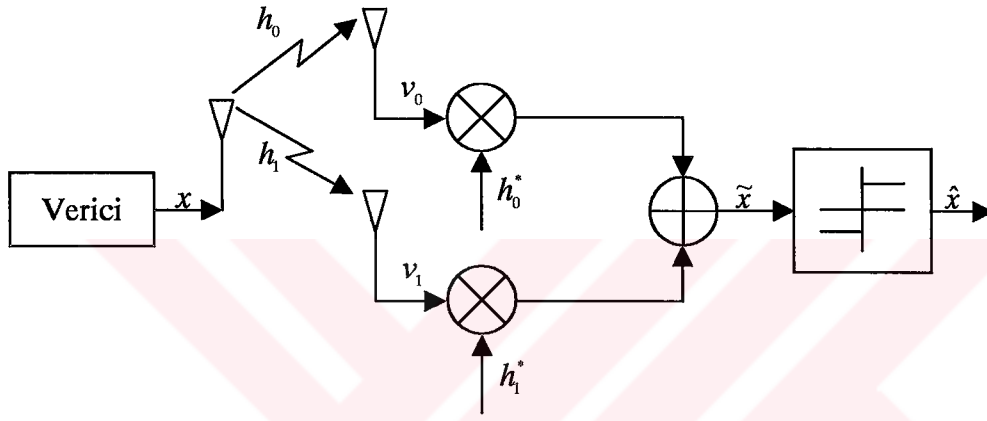


Şekil 2.53. İki antenle alınan işaretlerin ve bu işaretlerin birleşiminden oluşan işaretin seviyesinin değişimi [63].

Anten çeşitlemesi tekniğinin temeli, birbirinden bağımsız iki farklı kanaldan alınan işaretlerin aynı anda derin sönümlenmeye uğrama olasılığının çok çok düşük olmasına dayanır. Kanalda derin sönümlenme meydana gelme olasılığı 0.001 ve kanallar birbirinden bağımsız ise, diğer kanalda derin sönümlenme meydana gelme olasılığı da 0.001 olacaktır. Fakat, iki kanalda aynı anda derin sönümlenme meydana gelme olasılığı, olasılıkların çarpımı, yani $0.001 \times 0.001 = 0.000001 = 10^{-6}$ olacaktır. Şekil 2.53'te iki antenden alınan işaretlerin ve bu işaretlerin birleştirilmesi ile elde edilen işaretin seviyelerinin değişimi görülmektedir. Her bir antenden alınan işaretin seviyesinde derin sönümlenmeler varken, iki antenden alınan işaretlerin birleştirilmesi sonucu elde edilen işaretin seviyesinde çok derin sönümlenmeler görülmemektedir.

Anten çeşitlemesinde, verici çıkışındaki işaret bir bölücü yardımıyla ikiye bölünerek iki antene verilir. Alıcıda ise tek antenle alınır. Bu senaryonun tersi de mümkündür. Yani, bir antenden gönderilen işaret alıcıda iki anten ile alınır ve uygun şekilde birleştirilir.

Hareketli ünitenin hafif, az enerji tüketen ve küçük boyutlu olması istendiğinden tek antenli olması daha uygundur. Sabit istasyonun enerji kısıtlaması ve fiziksel alan problemi olmadığından çoklu anten sistemi genellikle buraya konulur. Artık iletişim sistemleri hem alma hem de gönderme yapabildiklerinden, çoklu anten sisteminin alıcıya veya vericiye konulması önemli değildir. Şekil 2.54'te basit bir anten çeşitlemeli sistem görülmektedir. Kanallar arasında ilişki olmadığı varsayımı ile anten çeşitlemesinin sağlayacağı kazanç elde edilebilir. Kanalın dar bantlı olduğu kabul edilerek,



Şekil 2.54. Bir verici iki alıcı anteni bulunan basit bir anten çeşitlemeli sistem

$$\begin{aligned} v_0 &= h_0 x + \eta_0 \\ v_1 &= h_1 x + \eta_1 \end{aligned} \quad (2.152)$$

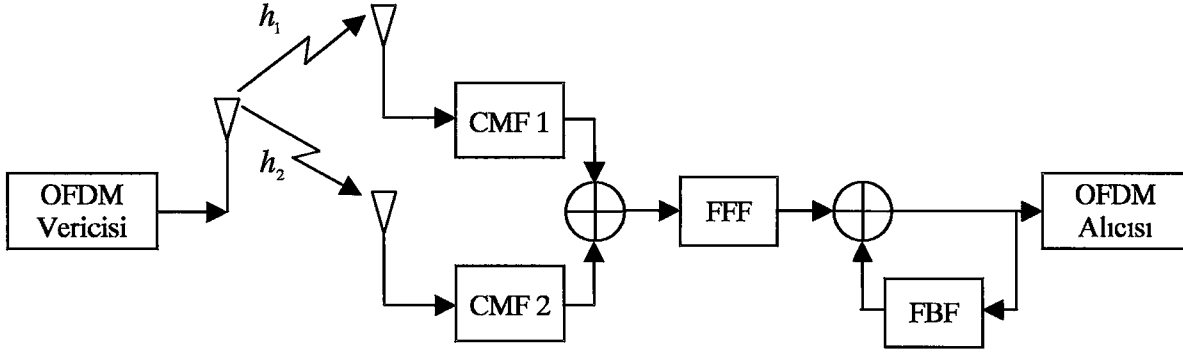
Burada, η_0 ve η_1 gürültü bileşenleridir.

$$\begin{aligned} \tilde{x} &= h_0^* v_0 + h_1^* v_1 \\ &= h_0^* (h_0 x + \eta_0) + h_1^* (h_1 x + \eta_1) \\ &= (|h_0|^2 + |h_1|^2) x + h_0^* \eta_0 + h_1^* \eta_1 \end{aligned} \quad (2.153)$$

elde edilir. Bu son eşitliğe dikkat edilecek olursa, işaretin genliğinin iki katına çıkabileceği (bu 4 kat, 6 dB güç kazancına karşı gelmektedir), gürültü gücünün ise aynı kalacağı (aynı varyanslı iki gürültünün toplamı yine aynı varyanslı bir gürültüdür) görülecektir.

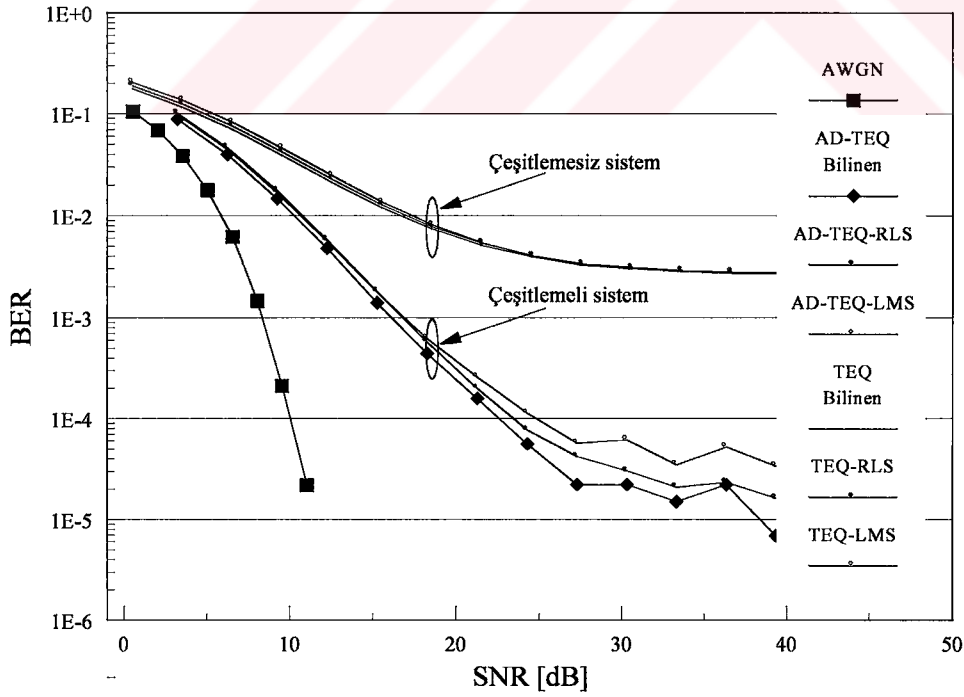
— Dolayısıyla, iki antenle yapılan anten çeşitlemesi, tek antenli sisteme göre 6 dB kazanç

sağlayabilmektedir.



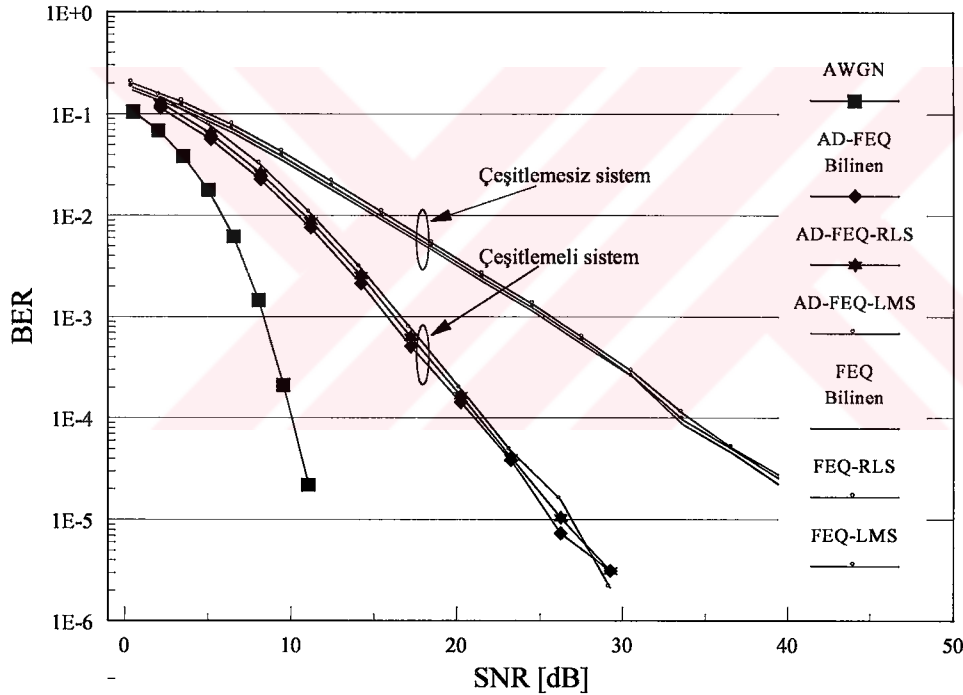
Şekil 2.55. Zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılan anten çeşitlemeli sistem yapısı

Şekil 2.55'te anten çeşitlemeli OFDM sisteminin blok şeması görülmektedir. Alıcıda iki anten olduğu ve zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanıldığı düşünülerek sistem yapısı verilmiştir.



Şekil 2.56. Zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemde anten çeşitlenmesi kullanılması durumunda elde edilen BER başarımı

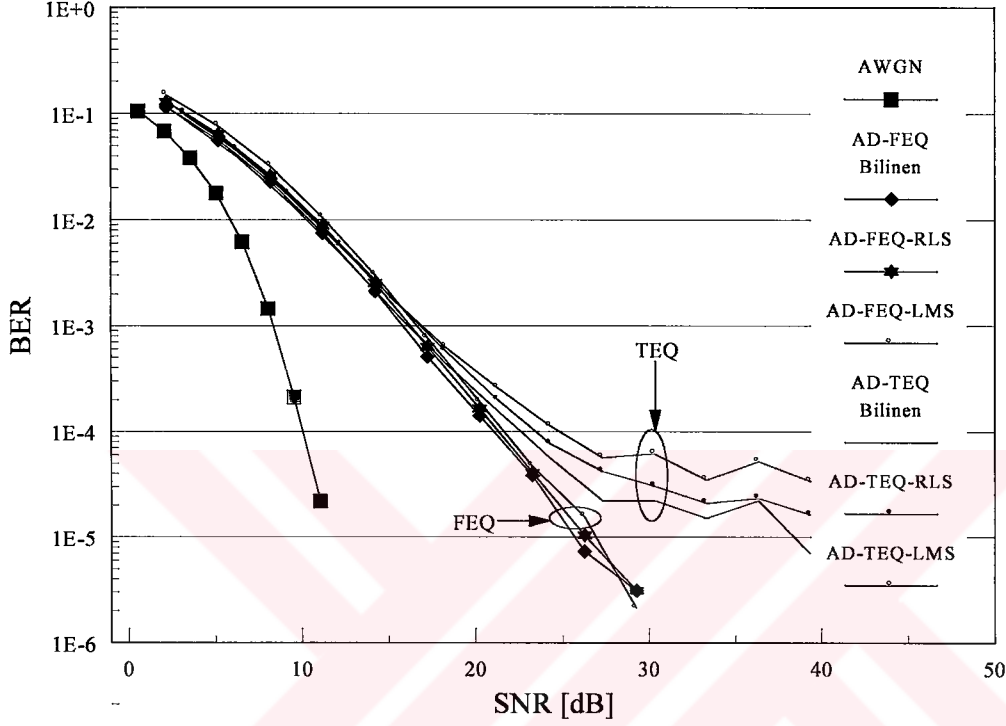
Şekil 2.56'da normal ve anten çeşitlemeli OFDM sisteminin BER başarımları karşılaştırmalı olarak verilmektedir. Anten çeşitlemesi kullanılmayan sistemde (TEQ bilinen, TEQ-LMS ve TEQ-RLS) hata eşiği 10^{-3} mertebelerindeyken, anten çeşitlemesi kullanılan sistemde (AD-TEQ bilinen, AD-TEQ-LMS ve AD-TEQ-RLS) ise hata eşiği 10^{-5} mertebelerine inmektedir. Benzer şekilde, frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılan sistemde anten çeşitlemesi gerçekleştirilebilir. Bu durumda elde edilen BER başarımları Şekil 2.57'de görülmektedir. Anten çeşitlemesi kullanılmayan sistem 10^{-3} hata sınırını ancak 25 dB işaret gürültü oranında yakalarken, anten çeşitlemesi kullanılan sistem aynı hata sınırını yaklaşık 16 dB işaret gürültü oranında yakalamaktadır. SNR yükseldikçe anten çeşitlemesinin sağladığı kazanç da artmaktadır.



Şekil 2.57. Frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemde anten çeşitlemesi kullanılması durumunda elde edilen BER başarımları

Bu sonuçların ardından, frekans ve zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerin anten çeşitlemesi kullanıldığında başarımlarının karşılaştırması açısından Şekil 2.58'in incelenmesi yararlı olacaktır. Şekilden de görüldüğü gibi, birbirine oldukça yakın başarımlara sahip olan sistemler, SNR arttıkça birbirlerinden ayrılmaya başlamaktadırlar. Frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemde BER azalmasına rağmen, zaman bölgesi kanal

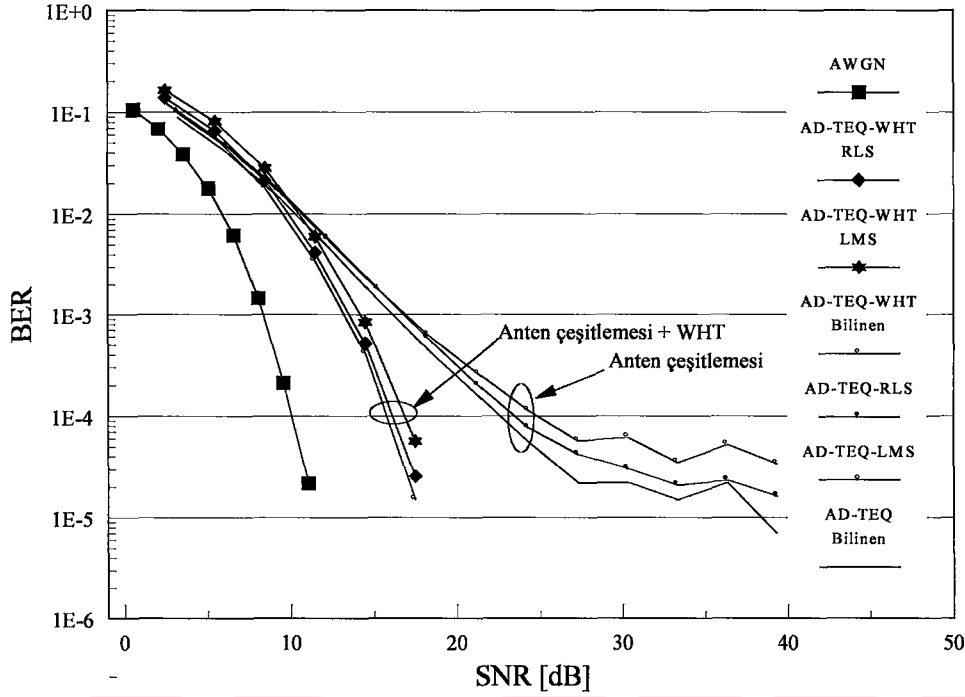
denkleştirici kullanılan sistemde hata eşiği nedeniyle BER 10^{-5} mertebelerinde kalmaktadır. Anten çeşitlemesi, sistemin BER başarımını arttırmasına ve hata eşiğini aşağı çekmesine rağmen ortadan kaldıramamaktadır.



Şekil 2.58. Frekans ve zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemde anten çeşitlemesi kullanılması durumunda elde edilen BER başarımı

2.10.3. Anten Çeşitlemesi ve Walsh-Hadamard Dönüşümü

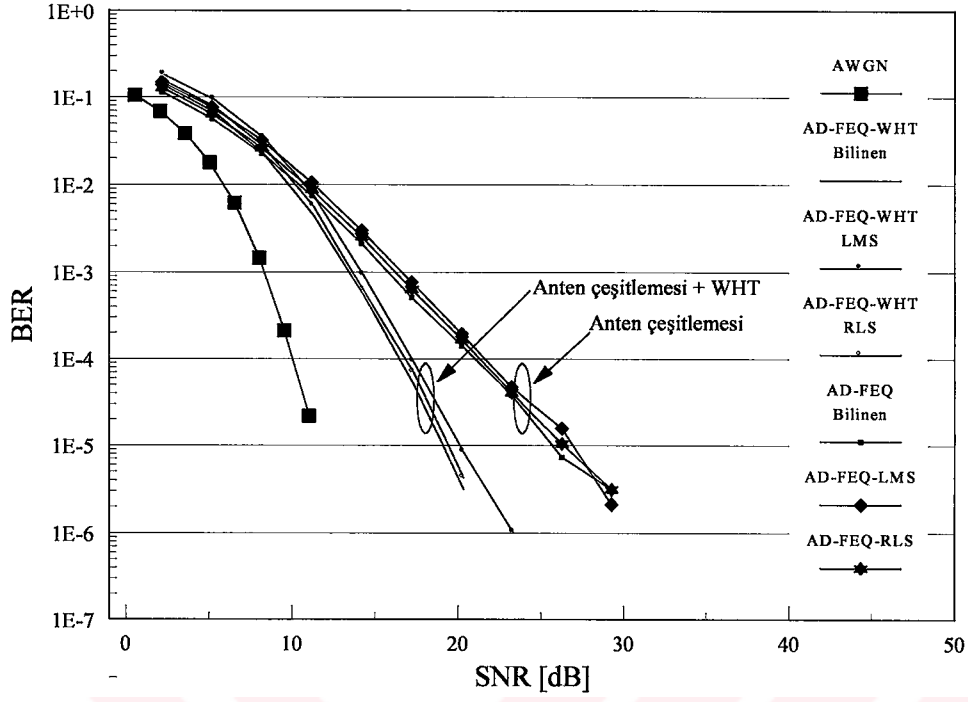
Anten çeşitlemesi ve Walsh-Hadamard dönüşümünün sistem başarımını oldukça yükselttikleri önceki kısımda verilen sonuçlarla tespit edilmiştir. Şekil 2.59'da, zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistem için, anten çeşitlemesi ve WHT uygulandığında elde edilen başarımla, sadece anten çeşitlemeli sistemin başarımını karşılaştırmalı olarak verilmektedir. Şekil dikkatle incelendiğinde, anten çeşitlemesi ve WHT'nin birlikte kullanılması halinde, zaman bölgesi kanal denkleştiricinin hata eşiğinin ortadan kalktığı görülecektir. Bu arada, AWGN kanal durumundaki başarımla aradaki fark 6-7 dB civarına düşmüş bulunmaktadır.



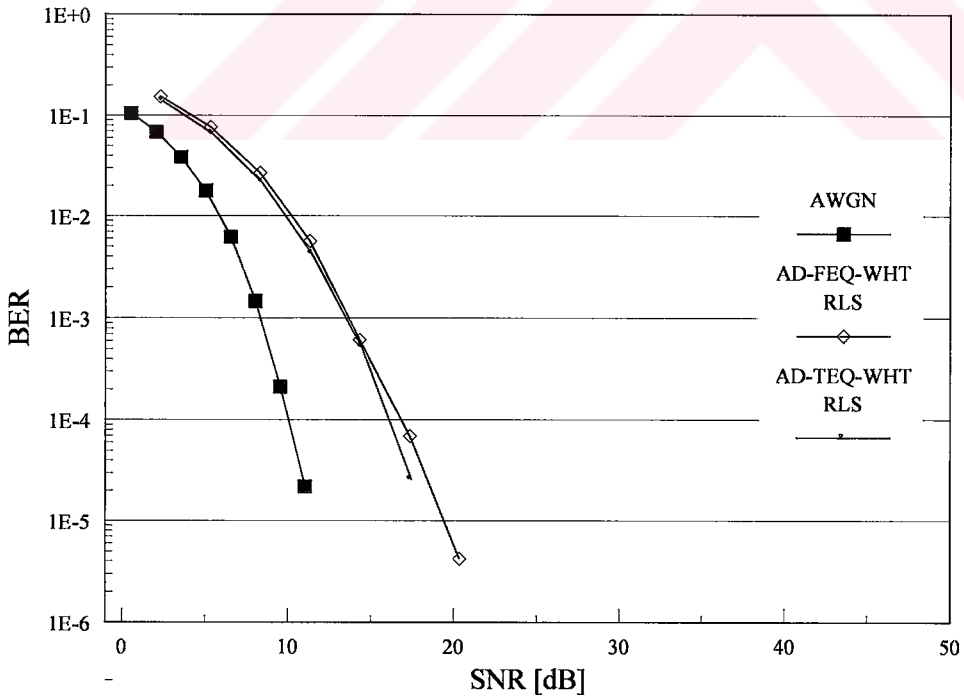
Şekil 2.59. Zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılan sistemin anten çeşitlemesi ve anten çeşitlemesi + WHT durumunda BER başarımı

Frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılan sistem için, anten çeşitlemesi ve WHT uygulandığında elde edilen başarımla, sadece anten çeşitlemeli sistemin başarımla karşılaştırılmalı olarak Şekil 2.6'ta verilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, WHT, anten çeşitlemeli sistemin başarımlarını oldukça arttırmaktadır. Bu artış yüksek SNR değerlerinde daha da büyümektedir.

Zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerin anten çeşitlemesi + WHT uygulanması durumundaki başarımlarını karşılaştırma amacıyla Şekil 2.61 incelenecek olursa, zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılan ve kanal katsayılarının zaman bölgesinde RLS algoritması ile kestirildiği durumda, anten çeşitlemesi + WHT kullanılan sistemin BER başarımının, frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılan ve kanal katsayılarının yine zaman bölgesinde RLS algoritması ile kestirildiği durumda, anten çeşitlemesi + WHT kullanılan sistemin BER başarımından az da olsa yüksek olduğu görülecektir. Daha önce verilen sonuçlar dikkate alındığında, eğer frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemin kanal katsayıları frekans bölgesinde kestirilmiş olsaydı, başarımının bu kadar yüksek olamayacağı açıktır.



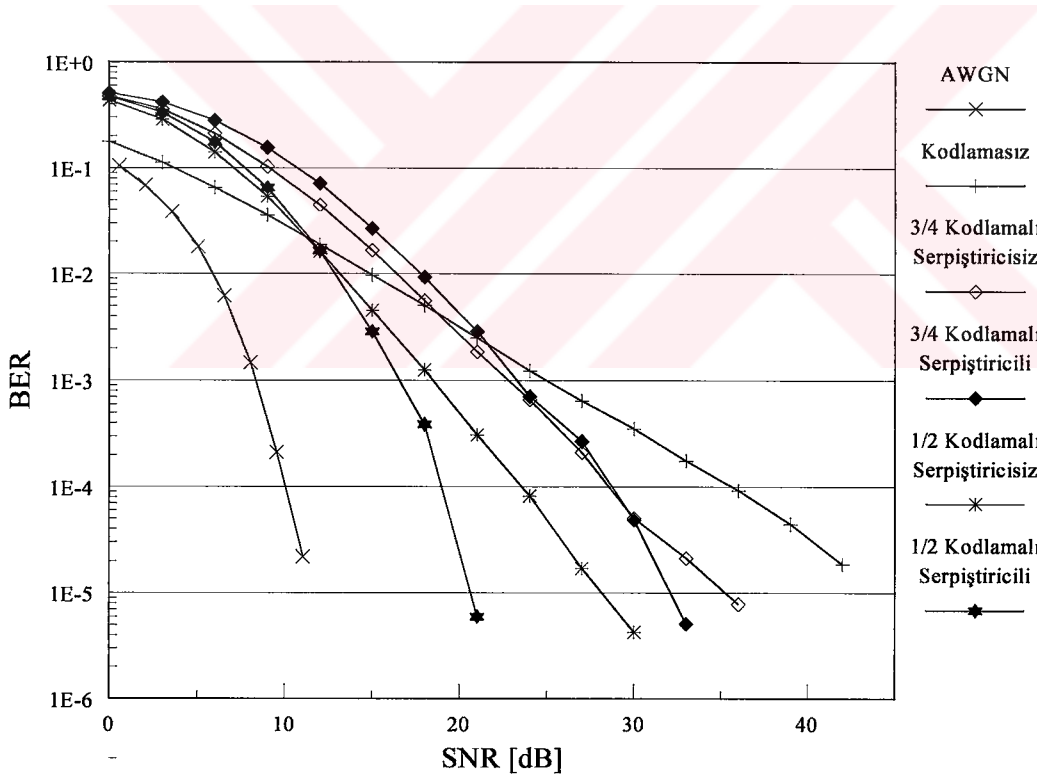
Şekil 2.60. Frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılan sistemin anten çeşitlemesi ve anten çeşitlemesi + WHT durumunda BER başarımı



Şekil 2.61. Zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerin anten çeşitlemesi + WHT uygulanması durumunda BER başarımları

2.10.4. Kodlama ve Serpiştirme

Kodlamasız OFDM sistem başarımının 10^{-3} hatalı bit oranına ancak 25 dB'lik işaret gürültü oranında ulaşabildiği elde edilen sonuçlardan görülmektedir. IEEE802.11a ve Hiperlan/2 standartlarında öngörülen katlamalı kodlayıcının ve serpiştiricinin sisteme eklenmesiyle elde edilen başarımlar, Şekil 2.62'de kodlamasız sistem başarımıyla karşılaştırmalı olarak verilmektedir. Her iki durumda da frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılmıştır. Katlamalı kodlayıcının kısıt uzunluğu $K=7$ ve kodlama oranı $R=1/2$, ve $R=3/4$ için sonuçlar elde edilmiştir. Bilgisayar benzetimi 500 kanal üzerinden gerçekleştirilmiş olup, diğer parametreler Kısım 2.2'de belirtildiği gibidir. Kullanılan Viterbi kod çözme algoritması, [64]'te verilen MATLAB kodun Visual C'ye uyarlanmış biçimidir.

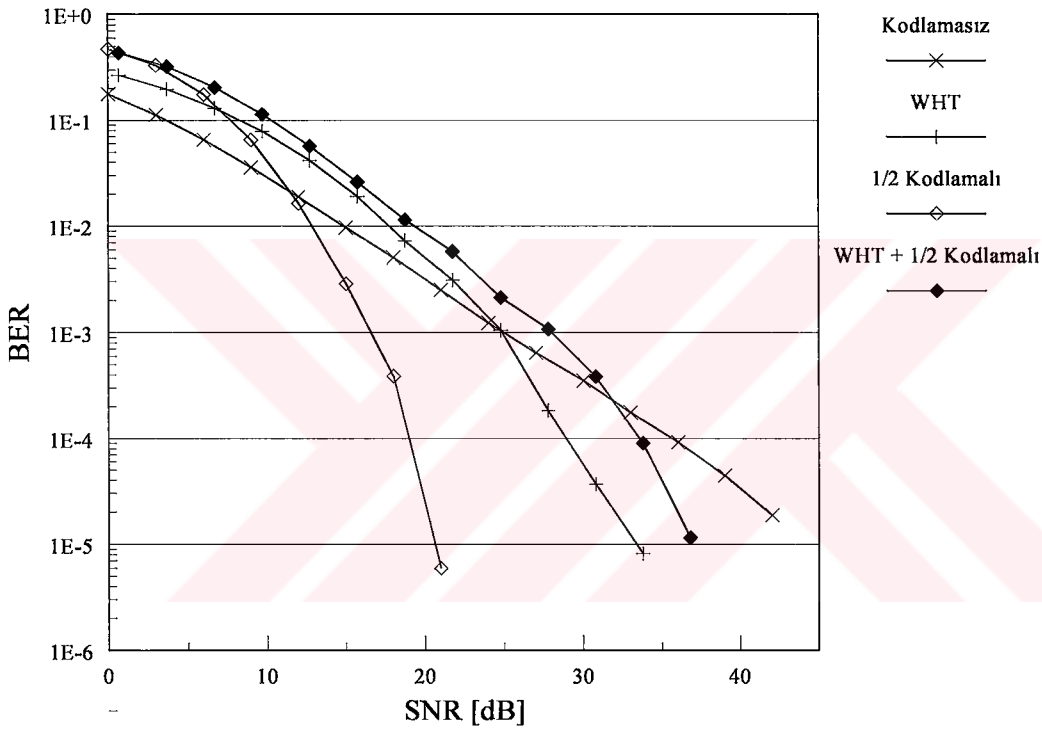


Şekil 2.62. Frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemin kodlamasız, kodlamalı ve serpiştirici + kodlamalı BER başarımları

Şekil 2.62'de de görüldüğü gibi, 3/4 serpiştiricisiz kodlayıcı sistem başarımını önemli ölçüde artırırken, 1/2 serpiştiricisiz kodlayıcı ile çok daha iyi bir sonuç elde

edilmektedir. 10^{-4} bit hata oranı yaklaşık 24 dB işaret gürültü oranında elde edilmiştir.

Gönderilen bit dizisi içerisinde, birbirinden uzak bitlerde meydana gelebilecek hatalara karşı başarımı yüksek olan kodlayıcıların, kanalda meydana gelebilecek derin sönümlenmeler nedeniyle, dizi içerisinde ardışıl bitlerde meydana gelebilecek hata patlamaları karşısında başarımları düşmektedir [32]. Sisteme blok serpiştirici eklendiğinde, özellikle 1/2 kodlayıcının başarımında daha büyük bir artış olmuş ve 10^{-4} bit hata oranı 19 dB işaret gürültü oranında yakalanmıştır.

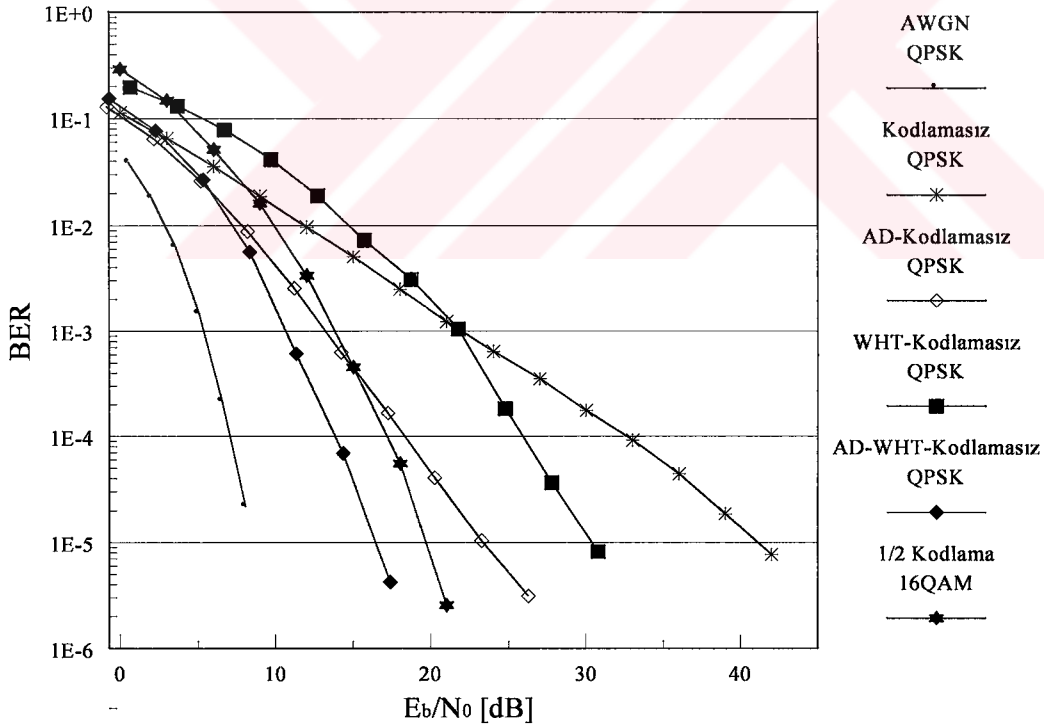


Şekil 2.63. Frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemin kodlamasız, WHT'li, 1/2 kodlamalı ve WHT + 1/2 kodlamalı BER başarımları

Katlamalı kodlayıcı ile WHT'nin birlikte kullanılması halinde, elde edilecek sistem başarımının AWGN kanal başarımına çok daha fazla yaklaşacağı yönündeki beklenti gerçekleşmemiştir. Kanalın frekans seçiciliğinden dolayı, genliği aşırı zayıflamış olarak alıcıya ulaşan alt-taşıyıcılar için elde edilen kanal denkleştirme katsayısı aşırı büyümekte ve bu durum gürültüyü kuvvetlendirmektedir. WHT bunu bütün alt-taşıyıcılara yaydığı için sonuçta sistem başarımı düşmektedir. [65] ile verilen çalışmada, WHT'li sistem ile Turbo kodlayıcı birlikte kullanılmış, benzeri sonuçlar elde edilince alt-taşıyıcıların zayıflaması

sınırlandırılarak sistemin başarımı artırılma yoluna gidilmiştir. Şekil 2.63'te frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemin kodlamasız, kodlamalı, WHT'li ve WHT+kodlamalı başarımları görülmektedir. Şekil dikkatle incelendiğinde, kodlama ile WHT birlikte kullanıldıklarında sistem başarımını arttırmak bir yana, başarım düşüşüne neden oldukları görülmektedir. İşaret gürültü oranının 34 dB olduğu andan itibaren kodlamasız sisteme göre bir miktar kazanç sağlayabilmektedir.

Kodlayıcı ve serpiştiricinin sisteme eklenmesiyle elde edilen başarımların artışı, veri hızının yarıya düşmesine karşılık elde edilmektedir. Kodlayıcı sistemde aynı veri hızına çıkılabilmesi için, modülasyon derinliğinin artırılarak QPSK'den 16QAM'e çıkarılması gerekmektedir. Şekil 2.64'te, aynı veri hızına sahip, frekans bölgesi kanal denkleştiricili farklı sistemlerin başarımları verilmektedir. QPSK ve 16QAM modülasyonlarında bir simgede iletilen bit sayısı farklı olduğundan, BER başarımları SNR değerine göre değil de, E_b/N_0 değerine göre verilerle daha sağlıklı bir değerlendirme yapılması amaçlanmıştır.



Şekil 2.64. Aynı veri hızına sahip, frekans bölgesi kanal denkleştiricili farklı sistemlerin karşılaştırmalı BER başarımları

Şekil 2.64'te, kodlamasız sistemin başarımının diğerlerine göre oldukça düşük olduğu, 10^{-4} bit hata oranını $E_b/N_0 = 32$ dB civarında yakalayabildiği görülmektedir. Kodlamasız WHT'li sistem aynı sınırı $E_b/N_0 = 26$ dB civarında yakalarken, kodlamasız anten çeşitlemeli sistemin aynı bit hata oranını $E_b/N_0 = 18$ dB civarında yakaladığı görülmektedir. 1/2 kodlamalı 16QAM sistem ise, $E_b/N_0 = 15$ dB'de kodlamasız anten çeşitlemeli sistem başarımını geçmekte ve 10^{-4} bit hata oranına $E_b/N_0 = 17$ dB'de ulaşmaktadır. İşaret gürültü oranı yükseldikçe, 1/2 kodlamalı 16QAM sistem ile kodlamasız anten çeşitlemeli sistem arasındaki başarımların farkı da artmaktadır. Fakat, kodlamasız anten çeşitlemeli sisteme WHT eklendiğinde, 10^{-4} bit hata oranına $E_b/N_0 = 14$ dB'de eriştiği, 1/2 kodlamalı 16QAM sisteminden 3 dB daha yüksek başarıma sahip olduğu görülmektedir.

Aynı veri hızını destekleyen, biri yazılım yoluyla sisteme ek işlem karmaşıklığı getiren (1/2 kodlamalı, serpiştiricili 16QAM sistem), diğeri ise ek karmaşıklığı biraz donanım ve biraz da yazılıma dağıtan (WHT'li ve anten çeşitlemeli sistem) iki sistemin başarımlarının karşılaştırılmasından, ikincisinin 3 dB kazançlı çıktığı görülmektedir.

Frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemler ile aynı özelliklere sahip zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerin karşılaştırılması daha önceki kısımlarda yapılmıştı. Zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerde kodlama kullanılması halinde, frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerde ulaşılan başarıma yakın bir başarımlar elde edileceği düşünülmektedir. Kodlamaya ihtiyaç duyulmayacak, çok yüksek doğruluk gerektirmeyen sistemlerde Walsh-Hadamard Dönüşümü kazanç sağlaması açısından kullanılabilir. Fakat, yüksek doğruluğa ihtiyaç duyulan sistemlerde kodlama yapmak kaçınılmazdır ve dönüşümlerden daha önemlidir. Kodlamanın neden olduğu veri hızındaki düşme de, standartlar zorlanarak da olsa, alt-taşıyıcı sayısı artırılarak belli bir miktar azaltılabilir.

3. TARTIŞMA

Diğer iletişim sistemlerinde olduğu gibi, OFDM tabanlı sistemlerde de çerçeve eşzamanlama oldukça önemli bir işlemdir. Ancak, OFDM sisteminde kullanılan çevrimsel önekten dolayı, sistemin örnekleme dizisinde % 4-5'lere varan bir eşzamanlama esnekliği vardır. Bu yüzden eşzamanlama hataları sistem başarımını çok fazla etkilemez. Çerçevenin algılanmasında alınan işaretin enerji seviyesi eskiden beri belirleyici etken olarak ortaya çıkmıştır. Simge eşzamanlaması ise, OFDM çerçevesi içerisinde yer alan ve 16 örneğin tekrarlarından oluşan kısa başlangıç eki yardımıyla başarılı bir şekilde yapılmıştır.

OFDM tabanlı sistemlerde, çerçeve ve örnekleme eşzamanlaması esnekliğinin aksine, verici ve alıcıdaki taşıyıcı frekans farklılıkları önemli bir problemdir ve alıcıda düzeltilmesi gerekmektedir. İşaret gürültü oranı yüksek dahi olsa, taşıyıcı frekanslarındaki farklılıklar işaret yıldız kümesinin dönmesine ve dolayısıyla da simgeye karar verilirken hataların ortaya çıkmasına neden olmaktadır. CFO'nun kestirilmesi ve alınan işaretin ters yönde, kayma miktarı kadar döndürülerek düzeltilmesi gerekmektedir. Düzeltme işlemi frekans bölgesinde yapılabileceği gibi, zaman bölgesinde de yapılabilmektedir. Bu çalışmada, CFO'nun zaman bölgesinde ve kademeli olarak kestirilmesi önerilmiş, elde edilen başarımın, P.H. Moose tarafından önerilen, frekans bölgesi CFO kestirim yöntemi başarımıyla karşılaştırılabilir olduğu gösterilmiştir. Fourier dönüşümü almaya gerek duymaması ve P.H. Moose'nin yöntemine göre çok daha yüksek CFO kestirim olanağı sağlaması, zaman bölgesi CFO kestirim yönteminin frekans bölgesi CFO kestirim yöntemine üstünlüğü olarak ortaya çıkmıştır.

Kanal katsayılarının (veya kanal denkleştirici katsayılarının) kestirilmesi ve kanalın denkleştirilmesi, sistem başarımını doğrudan etkileyen önemli bir faktördür. Kanal katsayılarının frekans bölgesinde kestirilmesi ve frekans bölgesi kanal denkleştirici kullanılması OFDM sistemler için genellikle tercih edilen yoldur. Fakat, özellikle gürültünün etkin olduğu bölgede frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemin başarımı düşük çıkmaktadır. Zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemin başarımı ise, gürültünün etkin olduğu bölgede frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistem başarımından daha yüksek, girişimin etkin olduğu bölgede ise, hata tabanının olmasından dolayı daha düşüktür. Yapılan benzetim çalışmaları, kanalın frekans bölgesi yerine zaman bölgesinde kestirilmesinin avantaj sağlayacağını göstermiştir. Bu avantajı kullanabilmek için, kanal

katsayıları zaman bölgesinde kestirilmiş ve Fourier dönüşümü kullanılarak frekans bölgesi kanal denkleştirici elde edilmiştir. Buna rağmen frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistem başarımı arzulanan seviyeye gelememiştir. Zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemde, kanaldaki enerji toplanabilmekte fakat, kalıcı ISI ve hata eşiğinden dolayı bit hata oranı belli bir seviyenin altına düşmemektedir. Hata eşiğinin olmadığı düşünülürse, SNR-BER eğrisindeki negatif eğim çok daha aşağılara inilebileceğini işaret etmektedir ve bu karakteristik frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemde görülmemektedir.

OFDM sisteminin başarımını arttırmak için zaman bölgesi kanal denkleştirici kullanılması öngörülürken, gürültünün etkin olduğu bölgede başarımı yüksek olmasına rağmen, girişimin etkin olduğu bölgede hata eşiğinden dolayı başarımının düşmesi zaman bölgesi kanal denkleştiricinin dezavantajı olarak ortaya çıkmıştır. Zaman bölgesi kanal denkleştiricinin hata eşiğini aşağı çekebilmek için WHT ve anten çeşitlemesi teknikleri denendi.

Kanalın frekans seçiciliğinden dolayı aşırı derecede zayıflayan bazı alt-taşıyıcıların taşıdığı bilgi tamamen kaybolmaktadır. Bu durum, hem zaman hem de frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerin başarımını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu olumsuzluğu gidermek için, gönderilen bilginin bütün alt-taşıyıcılara değişik oranlarda yüklenmesi ve bazı alt-taşıyıcılar tamamen kaybedilse bile, bilginin geri kazanılmasını sağlamak üzere WHT kullanıldı. Yapılan benzetim çalışmaları, WHT'nin sistem başarımını önemli ölçüde arttırdığını, zaman bölgesi kanal denkleştiricinin hata eşiğini oldukça aşağı çektiğini fakat, ortadan kaldıramadığını göstermiştir.

Sistem başarımını arttırmaya yönelik çalışmalardan biri de, anten çeşitlemesi ile derin sönümlenmelerin etkisinin azaltılmasına yönelik çalışma oldu. Vericiden aynı işaretin, birbiriyle ilişkisi olmayan iki farklı kanal üzerinden alınması halinde elde edilen kazanç kayda değer bulunmuştur. Anten çeşitlemesi, hem zaman hem de frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistem başarımını arttırdığı halde, zaman bölgesi kanal denkleştiricinin hata eşiğini ortadan kaldıramamıştır.

Anten çeşitlemesiyle birlikte Walsh-Hadamard dönüşümünün kullanılması durumunda ise, her iki yöntemin getirdiği avantajın birleştirilmesi sağlanmış ve zaman bölgesi kanal denkleştiricinin hata eşiği ortadan kalkmıştır. Aynı koşullar altında gerçekleştirilen zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistem benzetimleri sonucunda da, zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemin, frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemden daha yüksek başarıma sahip olduğu görülmüştür.

Yüksek işaret gürültü oranı gerektiren OFDM sistemine, standartlarda öngörülen kodlama tekniği olan $K = 7$ kısıt uzunluklu, 1/2 ve 3/4 kodlama oranlı katlamalı kodlayıcı eklenmiş, serpiştiricisiz ve serpiştiricili başarımlar eğrileri elde edilmiştir. Özellikle, serpiştirici kullanılan 1/2 kodlayıcı durumunda elde edilen başarımın oldukça iyi olduğu gözlenmiştir. Bunun karşılığında veri hızının yarıya düşmesi kodlamalı sistemin dezavantajı olarak ortaya çıkmıştır.

Kodlama ile WHT'nin birlikte kullanılması halinde elde edilen başarımlar, beklenen düzeyde olmamıştır. Bunda, frekans bölgesinde kanalın tersi alındığında ortaya çıkan büyük genlikli kanal denkleştirici katsayılarının gürültüyü kuvvetlendirmesi ve WHT'nin bunu bütün alt-taşıyıcılara yaymasının etkisi büyüktür. Sonuçta işaret gürültü oranı düşmekte ve kodlayıcılı sistemin düşük işaret gürültü oranlarında başarımı iyi olmadığından, sistemin başarımı da olumsuz yönde etkilenmektedir.

Kodlamalı sistemde veri hızının düşmesi kaçınılmaz bir sonuçtur. Kodlamasız sistemin veri hızının elde edilebilmesi için, kodlamalı sistemde modülasyon derinliğinin artırılması gerekmektedir. Bu durumda ise, aynı bit hata oranını elde edebilmek için gerekli olan işaret gürültü oranını artmaktadır. 1/2 kodlamalı 16QAM sistem başarımının, WHT'li anten çeşitlemeli sistem başarımından 3 dB daha düşük çıkması bunun göstergesidir.

4. SONUÇLAR

Frekans kaymasına karşı oldukça hassas olan OFDM tabanlı sistemler için, kısa başlangıç eki içerisindeki 10 kısa OFDM simgesi kullanarak, kademeli olarak taşıyıcı frekans kaymasını (CFO) zaman bölgesinde kestiren bir yöntem önerilmiştir. Elde edilen sonuçlar, P.H. Moose tarafından verilen, frekans bölgesi CFO kestirim yöntemi sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bağlı frekans kaymasının $0 \leq |\varepsilon| < 0.5$ aralığında olması halinde, her iki yöntemin birbirine yakın sonuç verdiği, $0.5 \leq |\varepsilon| < 2$ aralığında olması halinde ise Moose'nin yönteminin yetersiz kaldığı, geliştirilmeye ihtiyaç duyduğu görülmüştür. Oysa, önerilen yöntem oldukça iyi sonuç vermiştir.

- ***Hem daha büyük değerli CFO kestirimini olanaklı kılması, hem de FFT işlemine gerek duymaması önerilen yöntemin avantajı olarak ortaya çıkmıştır.***

Kanal kestirimi, alıcı tarafından da bilinen ve iki OFDM simgesi uzunluğundaki uzun başlangıç eki kullanılarak hem zaman bölgesinde, hem de frekans bölgesinde gerçekleştirilmiştir. Frekans bölgesi kanal denkleştirici (FEQ) olarak, her bir alt-taşıyıcı için genlik ve fazı düzelten tek dallı 64 adet kanal denkleştirici kullanılmıştır.

- ***Kanalın zaman bölgesinde kestirilmesi halinde, frekans bölgesi kestirimine göre yaklaşık 3 dB daha iyi başarımlar sağladığı belirlenmiştir.***

Zaman bölgesi kanal denkleştirici olarak CMF-DFE kullanılması önerilmiştir. Kanaldaki enerjiyi toplayarak, alıcıda işaret gürültü oranını maksimum yapmak ve sistem başarımını arttırmak amacıyla kullanılan CMF-DFE'nin 10^{-3} mertebesindeki hata eşiği, özellikle yüksek işaret gürültü oranlarında yüksek başarımın önündeki engel olarak ortaya çıkmıştır. Gürültünün etkin olduğu bölgede CMF-DFE başarımı FEQ başarımından biraz daha iyi olduğu halde, SNR'nin yüksek olduğu ($SNR > 20$ dB) bölgede FEQ başarımının CMF-DFE başarımını geçtiği görülmüştür. CMF'in kullanılmadığı ve kanal denkleştirici katsayılarının LMS, RLS ile kestirildiği durumda (LMS-DFE, RLS-DFE) elde edilen başarımın CMF-DFE başarımından daha düşük olduğu tespit edilmiştir. Bu, CMF'in kanaldaki enerjiyi toplayarak çok yönlü yayılım çeşitlemesi sağladığının bir göstergesidir.

- ***CMF-DFE kanal denkleştiricinin kanaldaki enerjiyi topladığı, gürültünün etkin olduğu bölgede frekans bölgesi kanal denkleştiriciden daha yüksek başarımlara sahip olduğu ve hata eşiği nedeniyle girişimin etkin olduğu bölgede başarımının***

düştüğü belirlenmiştir.

Zaman bölgesinde yapılan kanal kestiriminin sağladığı avantaj FEQ başarımı ile birleştirilince, kanalın bilindiği durumdaki FEQ başarımı yakalanmış oldu. LMS-FEQ ve RLS-FEQ başarımlarının, gürültünün etkin olduğu bölgede CMF-DFE başarımına ulaştığı görüldü.

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 uygulanan WHT'nin, hem frekans hem de zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistem başarımlarını önemli ölçüde arttırdığı gözlenmiştir. FEQ kullanıldığı durumda, SNR'nin düşük olduğu bölgede başarımlar kötü iken, SNR > 20 dB bölgesinde ise WHT'li, FEQ'li sistemin başarımı, WHT'siz ve kanal katsayılarının bilindiği FEQ'li sistem başarımını geçmiştir. Benzer şekilde, WHT'li, CMF-DFE'li sistem başarımı SNR > 10 dB bölgesinde WHT'siz, CMF-DFE'li sistem başarımını geçmiştir. Üstelik, CMF-DFE'nin hata eşiğini de 10^{-3} 'ler mertebesinde 10^{-6} 'lar mertebesine indirmiştir. WHT'nin zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemde daha iyi sonuç verdiği, fakat, hata eşiğinden dolayı frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemin SNR > 30 dB'den sonra zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemi geçtiği görülmüştür. SNR'nin 20-30 dB arasında olduğu bölgede, zaman bölgesi kanal denkleştiricili sistemin frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemden yaklaşık 5 dB daha az SNR gerektirdiği görülmüştür.

- ***Walsh-Hadamard Dönüşümünün, özellikle kodlama kullanmaya gerek duyulmayacak, çok yüksek doğruluk gerektirmeyen sistemlerde başarımların artışı sağladığı tespit edilmiştir.***

WHT uygulanmasına rağmen, zaman ve frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerin başarımının AWGN kanal başarımından çok uzak olduğu elde edilen sonuçlardan görülmektedir. Sistem başarımını daha da arttırmak için anten çeşitlemesi yöntemi kullanılmıştır. Gerek zaman ve gerekse frekans bölgesi kanal denkleştiricili sistemlerde WHT başarımına yakın bir başarımlar elde edilmiştir. Anten çeşitlemesi CMF-DFE'nin hata eşiğini 10^{-5} 'ler mertebesine indirmiş fakat, FEQ'li sisteme karşı bir üstünlük sağlayamamıştır.

Anten çeşitlemesi ve WHT'nin birlikte kullanılması durumunda ise, oldukça önemli bir sonuç elde edilmiş, CMF-DFE'nin hata eşiği ortadan kaldırılmıştır. AWGN kanal başarımı ile aradaki fark 6-7 dB'ye kadar indirilmiştir. Öte yandan, CMF-DFE kanal

denkleştiricili sistem başarımının FEQ'li sistem başarımından biraz daha yüksek olduğu da görülmüştür.

- ***WHT anten çeşitlemesiyle beraber kullanıldığında, zaman bölgesi kanal denkleştirici CMF-DFE'nin başarımını önemli ölçüde arttırdığı ve hata eşliğini ortadan kaldırdığı tespit edilmiştir.***

Standartların öngördüğü katlamalı kodlayıcının, veri hızını düşürmesi karşılığında sistem başarımını önemli ölçüde arttırdığı tespit edilmiştir. Kodlamasız olarak 10^{-4} bit hata oranını ancak 35 dB civarında yakalayabilen sistem, kodlama eklenmesiyle aynı sınırı yaklaşık 24 dB civarında yakalamıştır. Blok serpiştirici eklenmesiyle de kodlayıcı sistemin başarımı daha da yükselmiş, aynı sınırı yaklaşık 19 dB civarında yakaladığı görülmüştür.

Gerek kodlama ve gerekse WHT'nin, sistem başarımını arttırmada etkili oldukları açık olarak görülmüştür. Beklentiler, her ikisinin birlikte kullanılması halinde sistem başarımının, AWGN kanal başarımına çok daha yaklaşacağı yönündeydi. Fakat, kanalın frekans tepkesinden dolayı, genliği aşırı zayıflamış olarak alıcıya ulaşan alt-taşıyıcılar için elde edilen kanal denkleştirme katsayısı aşırı büyümektedir. Bu durum gürültüyü kuvvetlendirmekte ve WHT bunu bütün alt-taşıyıcılara yaymaktadır. Sonuçta sistem başarımı düşmektedir.

- ***Kodlama teknikleri, veri hızını düşürmelerine rağmen, WHT gibi dönüşümlerin sağladığı kazanç ve serpiştirme işlemlerini de içerdiklerinden bu dönüşümlerin kullanımını gereksiz kılarlar.***
- ***Kodlamanın hiç kullanılmayacağı sistemlerde, WHT veri hızını düşürmeden başarımlarını artışı sağladığı gözlenmiştir.***

OFDM sistemler konusunda çalışan insanların büyük bir kısmı, bu sistemlerin gerektirdiği işaret işlemenin frekans bölgesinde yapılacağını, taşıyıcı frekans kaymasının kestirimi, kanal katsayılarının kestirimi ve kanal denkleştirme işlemlerinin hepsinin frekans bölgesinde gerçekleştirilmesi gerektiğini düşünmüşlerdir. Bu çalışma, modülasyon ve demodülasyon işlemleri hariç, diğer bütün işaret işleme kısmının zaman bölgesinde de yapılabileceğini göstermesi açısından önemlidir.

5. ÖNERİLER

Yapılan bu çalışmada, 5 GHz bandında çalışan OFDM tabanlı kablosuz ağ standartları (Hiperlan/2 ve IEEE802.11a) esas alınmıştır. Bu standartların fiziksel katman bileşenleri üzerinde araştırmalar yoğunlaştırılmış, serpiştirici ve kodlayıcı konularına da girilmiştir. Blok serpiştirici ve katlamalı kodlama dışında diğer tekniklerin ve özellikle Turbo kodlama tekniğinin sisteme sağlayacağı başarımların artışı önemli olacaktır.

WHT ile kodlamanın birlikte kullanıldığı durumda, daha yüksek başarımların sağlanması amacıyla, belirli bir eşik altında zayıflayan alt-taşıyıcıların genliğinin suni olarak kuvvetlendirilmesi veya tamamen devre dışı bırakılmaları, sisteme bir hata eşik getirme pahasına da olsa denenebilir[61], [65]. Kodlayıcı sistemde yüksek başarımın bedeli, kodlama oranına bağlı olarak veri hızının düşmesidir. Kodlayıcı sistemde veri hızını düşürmeden sistem başarımını arttırmak için, alt-taşıyıcı sayısının artırılması düşünülebilir. Bunun yapılabilmesi için konulmuş olan standartların zorlanması gerekmektedir.

Verici veya alıcıdan herhangi birinin veya her ikisinin hareketli olması halinde Doppler etkisi sistem başarımını olumsuz yönde etkilemektedir. Zaman veya frekans bölgesinde kanalı takipte etkili ve aynı zamanda gerçel zamanlı olarak uygulanabilecek bir yöntemin geliştirilmesine ihtiyaç duyulmaktadır.

Anten çeşitlemesinin sistem başarımını oldukça arttırdığı bu çalışmayla da tespit edilmiştir. Vericide ve alıcıda çoklu anten kullanılması (Multiple Input Multiple Output, MIMO) hem başarımı hem de veri hızını arttıracak bir teknik olarak görülmektedir. MIMO konusunda çalışmaların arttığı şu günlerde, MIMO-OFDM üzerinde de araştırmalar yapılması gerekmektedir. Özellikle, antenler arasındaki öz-ilişkinin azaltılması ile elde edilen kanal kapasitesindeki artış, frekans seçici kanallarda OFDM sistemlerinin başarımı ve işlem kolaylığı son dönemde radar uygulamalarında ele alınmaya başlanmıştır [66].

Yüksek tepe/ortalama güç oranına sahip olan OFDM sisteminde, bu oranın aşağı çekilmesi özellikle RF güç yükselteçleri açısından büyük önem taşımaktadır.

Bütün bunlara ek olarak, diğer çeşitleme teknikleri (frekans çeşitlemesi, zaman çeşitlemesi, aşırı örnekleme çeşitlemesi gibi), yüksek frekans güç yükselteç doğrusallaştırma konularında ve özellikle temel bant (baseband) modeli gerçekleştirilen sistemlerin denenebilmesi için, 5 GHz'de çalışan radyo vericilerinin tasarlanması konusunda çalışmaların yapılmasına gerek vardır.

6. KAYNAKLAR

1. Balaban, P. ve Salz, J., Optimum Diversity Combining and Equalisation in Digital Data Transmission with Applications to Cellular Mobile Radio- Part I: Theoretical Considerations and Part II: Numerical Results, IEEE Transactions on Communications, 40, 5, (1992), 885-907.
2. Adachi, F., Multi-rate Wideband DS-SS: Promising Radio Access Technology for Wireless Multimedia Communications, Proceedings of the IRCTR Colloquium on Indoor Com., Delft, Netherlands, 24 Oct. 1997, 17-25.
3. Ungerboeck, G., Channel Coding with Multilevel/Phase Signals, IEEE Transactions on Information Theory, 28, 1, (1982), 55-67.
4. Kaya, İ., 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, April 1998.
5. Harashima, H. ve Miyakawa, H., Matched-Transmission Technique for Channels with Inter-Symbol-Interference, IEEE Trans. on Communications, 20, (1972), 774-780.
6. Doelz, M.L., Heald, E.T. ve Martin, D.L., Binary Data Transmission Techniques for Linear Systems, Proc. IRE, 45, (1957), 656-661.
7. Porter, G.C., Error Distribution and Diversity Performance of A Frequency-Differential PSK HF Modem, IEEE Trans. on Commun. Technol. 16, (1968), 567-575.
8. Zimmerman, M.S. ve Kirsch, A.L., The AN/GSC-10 (KATHRYN) Variable Rate Data Modem for HF Radio, IEEE Trans. on Commun. Technol. 15, (1967), 197-205.
9. Bello, P.A., Selective Fading Limitations of The Kathryn Modem and Some System Design Considerations, IEEE Trans. on Commun. Technol. 13, (1965), 320-333.
10. Chang, R.W., Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission, Bell Syst. Tech. J., 45, (1966), 1775-1796.
11. Saltzberg, B.R., Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System, IEEE Trans. Commun. Tech., 15, (1967), 805-811.
12. Chang, R.W., Orthogonal Frequency Multiplex Data Transmission System, U. S. Patent 3 488 445, filed Nov. 14, 1966, issued Jan. 6, 1970.

13. Weinstein, S.B. ve Ebert, P.M., Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform, IEEE Trans. Commun. Tech., 19, (1971), 628-634.
14. Peled, A. ve Ruiz, A., Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms, In Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Denver, CO, 1980, 964-967.
15. Cimini, L.J., Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing, IEEE Transactions on Communications, 33, 7, (1985), 665-675.
16. Alard, M. ve Lassalle, R., Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers, EBU Review-Technical, (224), (1987), 168-190.
17. Chow, J., Tu, J. ve Cioffi, J., A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Applications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 9, 6, (1991), 895-908.
18. ETSI, ETS300 401, Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers, Valbonne, France, Feb. 1995.
19. ETSI, ETS300 744, Digital Video Broadcasting: Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television, Valbonne, France, Aug. 1997.
20. IEEE, Std 802.11a, Supplement to IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements- Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band, New York, 1999.
21. ETSI, DTS/BRAN-0023003, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Technical Specifications; Physical (PHY) Layer, Sophia Antipolis Cedex, 1999.
22. Nee, R.V. ve Prasad, R., OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artec House, London, 2000.
23. Wesel, E.K., Wireless Multimedia Communications, Addison-Wesley, Massachusetts, 1998.
24. Comeford, R., Interactive Media: An Internet Reality, IEEE Spectrum, April 1996, 29-32.
25. Reininger, D., Izmailov, R., Rajagopalan, B., Ott, M. ve Raychaudhuri, D., Soft QoS Control in the WATMnet Broadband Wireless System, IEEE Personal Communications, 6, 1, (1999), 34-43.

26. Scott, K. ve Bambos, N., The Self-organizing Wireless Network (SWAN) Protocol for Communication Among Mobile Users, Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, November 1995, 1, 355-359.
27. Eng, K.Y., Karol, M.J., Veeraraghavan, M., Ayanoglu, E., Woodworth, C.B., Pancha, P. ve Valenzuela, R.A., BAHAMA: A Broadband Ad-Hoc Wireless ATM Local-Area Network, Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, June 1995, 2, 1216-1223.
28. Wu, G., Hase, Y., Taira, K., ve Iwasaki, K., A wireless ATM Oriented MAC Protocol for High-speed Wireless LAN, Proc. PIMRC'97, September 1997, Helsinki, Finland, 199-203.
29. Casal, C.R., Schoute, F. ve Prasad R., A Novel Concept for Fourth Generation Mobile Multimedia Communication, Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, 1999, 1, 381-385.
30. IEEE, Std 802.11, Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements- Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, New York, 1997.
31. IEEE, Std 802.11b, Supplement to IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements- Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band, New York, 1999.
32. Sklar, B., Digital Communications, Second Edition, Prentice Hall P T R, New Jersey, 2001.
33. Proakis, J.G., Digital Communications, Fourth Edition, McGraw-Hill Co., Singapore, 2001.
34. Rappaport, T.S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, Inc., New Jersey, USA, 1996.
35. Shannon, C.E., A Mathematical Theory of Communications, Bell System Technical Journal, 27, (1948), 623-656.
36. Nix, A.R., Fundamental Investigation into Short Range High Capacity Mobile Data Transmission, Ph.D. Thesis, University of Bristol, England, September 1993.
37. Dettmar, U., Khun-Jush, J., Schramm, P., Thielecke, J. ve Wachsmann, U., Modulation for HIPERLAN Type 2, Proceedings of the IEEE 49th Vehicular Technology Conf., May 1999, Houston-Texas, USA, 2, 1094-1100.
38. Medbo, J. ve Schramm P., Channel Models for HIPERLAN 2, ETSI/BRAN

Document No: 3ERI085B, 30 March 1998.

39. Haykin, S., Communication Systems, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., Singapore, 1994.
40. Turin, G.L., Clapp, F.D., Johnston, T.L., Fine, S.B. ve Lavry, D., A Statistical Model of Urban Multipath Propagation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 21, 1, (1972), 1-9.
41. Peebles, P.Z., Probability, Random Variables and Random Signal Principles, McGraw-Hill Book Company, New York, 1980.
42. Johnsson, M., Hiperlan/2-The Broadband Radio Transmission Technology Operating in the 5 GHz Frequency Band, Whitepaper, Hiperlan/2 Global Forum, 1999.
43. Çölkesen, R. ve Örencik, B., Bilgisayar Haberleşmesi ve Ağ Teknolojileri, 3. Basım, Papatya Yayıncılık, İstanbul, 2002.
44. Hannikainen, M., Design of Quality of Service Support for Wireless Local Area Networks, Ph.D. Thesis, Tampere University of Technology, Finland, November 2002.
45. Haddad, R. A. ve Parsons, T. W., Digital Signal Processing: Theory, Applications and Hardware, Computer Science Press, New York, 1991.
46. Heiskala, J. ve Terry, J., OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide, Second Edition, Sams Publishing, Indianapolis, 2001.
47. Schmidl, T.M. ve Cox, D.C., Low-Overhead, Low-Complexity [Burst] Synchronization for OFDM, Proceedings of the IEEE International Conference on Communications, June 1996, 3, 1301-1306.
48. Schmidl, T. M., Synchronization Algorithms for Wireless Data Transmission Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Ph.D. Thesis, Stanford University, USA, June 1997.
49. Schmidl, T.M. ve Cox, D.C., Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM, IEEE Transactions on Communications, 45, 12, (1997), 1613-1621.
50. Van de Beek, J.J., Sandell, M., Isaksson, M. ve Börjesson, P.O., Low-Complex Frame Synchronization in OFDM Systems, Proceedings of The IEEE International Conference on Universal Personal Communication ICUPC'95, November 1995, Tokyo, Japan, 982-986.
51. Sandell, M., Van de Beek, J.J., ve Börjesson, P.O., Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix, Proceedings of International Symposium on Synchronization, December 1995, Essen, Germany, 16-19.

52. Moose P.H., A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction, IEEE Transactions on Communications, 42, 10, (1994), 2908-2914.
53. Baltaci, Y., Kaya, I. ve Nix, A.R., Implementation of a HIPERLAN/1 Compatible CMF-DFE Equaliser, VTC 2000, IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000, Tokyo, 1884-1888.
54. Pedersen, K.I., Mogensen, P.E., Fleury, B.H., Frederiksen, F., Olesen, K. ve Larsen, S.L., Analysis of Time, Azimuth and Doppler Dispersion in Outdoor Radio Channels, ACTS Mobile Communication Submit'97, October 1997, Aalborg, Denmark, 308-313.
55. Qureshi, S.U.H., Adjustment of the Position of the Reference Tap of an Adaptive Equalizer, IEEE Transactions on Communications, 21, 9, (1973), 1046-1051.
56. Hayes, M.H., Statistical Digital Signal Processing and Modeling, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1996.
57. Ifeachor, E.C. ve Jervis, B.W., Digital Signal Processing: A Practical Approach, Addison-Wesley, USA, 1994.
58. Haris, R.W., Chabries, D.M. ve Bishop, F.A., A Variable Step (VS) Adaptive Filter Algorithm, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 34, 2, (1986), 309-316.
59. Al-Dhahir, N. ve Cioffi, J.M., MMSE Decision-Feedback Equalizers: Finite-Length Results, IEEE Transactions on Information Theory, 41, 4, (1995), 961-975.
60. Dlugaszewski, Z. ve Wesolowski, K., WHT/OFDM - An Improved OFDM Transmission Method for Selective Fading Channels, SCVT-2000, Symposium on Communications and Vehicular Technology Proceedings, Oct. 2000, Belgium, 144-149.
61. Hamaguchi, K. ve Hanzo, L., Time-Frequency Spread OFDM/FHMA, VTC2003-Spring, The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference Proceedings, April 2003, Jeju, South Korea, 1248-1252.
62. Alamouti, S.M., A Simple Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16, 8, (1998), 1451-1458.
63. King, N., Broadband Business and Residential Radio Access, Printed and Published by the IEE, Savoy Place, October 2000, London, UK.
64. Proakis, J.G., Salehi, M. ve Bauch, G., Contemporary Communication Systems Using MATLAB, 2nd Edition, Brooks/Cole Publishing Company, 2004.
65. Dlugaszewski, Z., Tyczka, P. ve Wesolowski, K., Comparison of Several Turbo

Coded OFDM Systems in the Indoor Radio Channels, Proc. of IST Mobile Communications Summit 2001, September 2001, Sitges, Barcelona, Spain, 498-503.

66. Levanon, N., Multifrequency Complementary Phase-Coded Radar Signal, IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 146, 7, (2000), 276-284.



ÖZGEÇMİŞ

01.02.1966 tarihinde Bayburt'ta doğdu. İlk öğrenimini Yelþınar Köyü'nde, orta ve lise öğrenimini ise İstanbul'da tamamladı. 1989 yılında, Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Elektronik Mühendisi ünvanı ile mezun oldu. Aynı yıl, burslu olduğu PTT Genel Müdürlüğü Erzurum Başmüdürlüğü bünyesinde K/P Mühendisi olarak çalışmaya başladı. 30 Kasım 1989 – 31 Temmuz 1990 tarihleri arasında askerlik görevini Etimesgut Zırhlı Birlikler Okulu ve Genelkurmay Karargahı'nda kısa dönem erbaş olarak tamamladı. Askerlik dönüşü tekrar aynı göreve atandı. Erzurum, ilçeleri ve 150'ye yakın köyündeki analog, sayısal çoklama sistemlerinin, 3 ve 12 kanal köy sistemlerinin bakım, arıza, montaj ve demontaj işlerinde çalıştı. PTT, TELETAS ve SİMKO'da çeşitli eğitimlere katıldı. 1994 yılının sonunda, Atatürk Üniversitesinin açtığı bir sınavı kazanarak, Atatürk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'ne araştırma görevlisi olarak atandı. 1998 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimini tamamlayarak Elektronik Yüksek Mühendisi ünvanını aldı. Aynı yıl, açılan doktora sınavını kazanarak, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora öğrenimine başladı. 1999 yılında 2547 sayılı Yükseköğretim Kanunu'nun 35. maddesi gereğince aynı enstitüde araştırma görevlisi kadrosuna atandı. Doktora çalışmalarını Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Telekomünikasyon Anabilim Dalı'nda, Yrd.Doç.Dr. İsmail KAYA'nın danışmanlığında sürdürmekte olan Birol Soysal, evli ve iki çocuk babası olup, İngilizce bilmektedir.