

120 P84

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**SAYISAL HABERLEŞME KANALLARINDA HIZLI PARAMETRE KESTİRİM
YÖNTEMLERİ İÇİN BULANIK MANTIK ESASLI BİR DİŞ ÇEVİRİM
DENETLEYİCİSİ İLE HIZ VE BAŞARIM ARTIRIMI**

Elektrik Yük. Müh. Ali ÖZEN

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“Doktor”
Ünvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 27.04.2005
Tezin Savunma Tarihi : 01.07.2005**

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA

Jüri Üyesi : Prof. Dr. Buyurman BAYKAL

Jüri Üyesi : Doç. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Cemal KÖSE

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2005

ÖNSÖZ

Bu tezde, 5 GHz bandında çalışan HIPERLAN/1 ve HIPERLAN/2 (IEEE802.11a) kablosuz ağ standartları için, yüksek veri hızlarında yüksek başarıma sahip yeni öğrenme algoritmaları ve denkleştirme yöntemleri üzerine çalışıldı ve yüksek başarılı bir algoritma geliştirildi. Bu çalışmanın, ileride konuyla ilgili yapılacak olan çalışmalara bir basamak oluşturacağını düşünüyorum 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.

Doktora öğrenimim boyunca birlikte çalıştığımız Atatürk Üniversitesi öğretim elemanı Arş.Gör.Dr. Birol SOYSAL'a, çalışmalarımı yürüttüğüm KTÜ-TI DSP Laboratuvarı çalışanlarından doktora öğrencisi Salim KAHVECİ'ye ve Öğr.Gör. Kadir TÜRK'e, KTÜ Enformatik Bölümünde görevli Öğr.Gör. Şevket GÖĞÜSDERE'ye tartışma imkânı sağladıkları için teşekkür ediyorum. 1988 yılından bu yana bilgilerinden yararlandığım, benden desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen KTÜ'deki bütün hocalarıma, araştırma görevlisi arkadaşlarıma, bölüm sekreteri, teknisyenleri ve diğer çalışanlarına ayrı ayrı şükranlarımı sunuyorum.

Gösterdikleri özveri ve sabır için, oğlum Abdullah Taha'ya ve kızım Bilge Hüma'ya teşekkür ediyorum.

Ali ÖZEN

Nisan-2005

TRABZON

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET.....	VI
SUMMARY.....	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VIII
TABLolar DİZİNİ.....	XII
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XIII
KISALTMALAR DİZİNİ.....	XVII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.1.1. Tezin Özeti.....	4
1.2. Kablosuz Haberleşme Kanalı.....	4
1.2.1. Çok Yollu Yayılım.....	4
1.2.2. Gezgin Radyo Kanalının İstatistiksel Modeli.....	6
1.2.2.1. Rayleigh Kanal Modeli.....	6
1.2.2.2. Ricean Kanal Modeli.....	9
1.2.2.3. Kanalın Vuruş Tepkisi.....	10
1.2.2.4. Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanal.....	11
1.2.2.5. Çok Yollu Kanal.....	12
1.2.2.6. Evreuyumlu Bandgenişliği (Coherence Bandwidth).....	14
1.2.2.7. Doppler Kayması.....	16
1.2.2.8. Taşıyıcı Frekans Kayması (Carrier Frequency Offset, CFO).....	18
1.3. Öğrenme Dizisi Esaslı Parametre Kestirimi ve Kanal Denkleştirme.....	20
1.3.1. Doğrusal Denkleştiriciler.....	22
1.3.2. Doğrusal Olmayan Denkleştirme.....	22
1.3.2.1. Enbüyük Olabilirlik Dizi Kestirimi (MLSE) Denkleştirici.....	22
1.3.3. Zaman Bölgesi Kanal Kestirimi ve Zaman Bölgesi Kanal Denkleştirme.....	23
1.3.3.1. Kanal Uyumlu Filtre (CMF).....	24
1.3.3.2. Doğrusal Enine Kanal Denkleştirici (Linear Transversal Equalizer).....	29

1.3.4.	Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici.....	34
1.3.4.1.	Sıfıra Zorlamalı Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici.....	35
1.3.4.2.	Enküçük Ortalama Karesel Hata DFE (MMSE-DFE).....	38
1.3.4.3.	LMS-DFE ve RLS-DFE	41
1.3.5.	Uyarlanır Kanal Denkleştirme İçin Algoritmalar	42
1.3.6.	Kanal Uyumlu Filtre Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici	44
1.3.7.	Algoritmaların Özeti	46
1.3.8.	Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Data Paketleri	47
1.3.8.1.	HIPERLAN/1 Standardı	47
1.3.8.2.	HIPERLAN/2 ve IEEE 802.11a Standardı	48
1.4.	Kör Kanal Kestirimi/Denkletirme.....	50
1.4.1.	Kör Algoritmaların Gözden Geçirilmesi ve Sınıflaması	51
1.4.2.	Kör Kanal Belirleme İçin Önceki Çalışmalar	52
1.4.3.	Uyarlanır Kör Kanal Denkleştiriciler	54
1.4.3.1.	Constant Modulus (Godard) Algoritması (CMA)	55
1.5.	Bulanık Mantık Denetleyici.....	57
1.5.1.	Kural Atama Tablosunun Elde Edilmesi	63
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA	68
2.1.	Giriş	68
2.2.	Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Bulanık Mantık Esaslı LMS..... Algoritması ile Kanal Denkleştirme Sistem Modeli.....	68
2.2.1.	LMS Algoritmasını Geliştirmek İçin Yapılan Önceki Çalışmalar	70
2.2.2.	Benzetim Çalışmalarında F-LMS Algoritması ile Karşılaştırılan LMS	72
	Esaslı Öğrenme Algoritmaları	72
2.2.2.1.	Klasik LMS Algoritması.....	72
2.2.2.2.	Normalize Edilmiş LMS Algoritması.....	72
2.2.2.3.	Değiştirilmiş LMS Algoritması	73
2.2.2.4.	Değişken Adım Büyüklüklü LMS Algoritması.....	73
2.2.2.5.	Değişken Adım Büyüklüklü LMS Algoritması-2.....	73
2.2.2.6.	Bulanık LMS (F-LMS) Algoritması	74
2.2.2.7.	Bulanık LMS (F-LMS) Algoritması-2.....	74
2.2.3.	Hesaplama Karmaşıklığı.....	74
2.2.3.1.	F-LMS Algoritmasının Hesaplama Karmaşıklığı.....	77
2.2.4.	Benzetim Ortamı.....	79
2.2.5.	HIPERLAN/1 Tabanlı Sistemlere Ait Elde Edilen Sonuçlar	79

2.2.5.1.	Farklı Üyelik Fonksiyonları İle Kanal Denkleştirmeye İlişkin Elde Edilen Sonuçlar	79
2.2.5.2.	Kanal Kestirimi Konusunda Elde Edilen Sonuçlar	88
2.2.5.3.	Kanal Denkleştirme Konusunda Elde Edilen Sonuçlar	89
2.2.5.4.	HİPERLAN/1 Sisteminin Başarımında CFO'nun Etkisinin İncelenmesi	95
2.2.5.5.	Doppler Frekansını İzleme Konusunda Elde Edilen Sonuçlar	99
2.2.6.	HİPERLAN/2 Tabanlı Sistemlere Ait Elde Edilen Sonuçlar	103
2.2.6.1.	Kanal Kestirimi Konusunda Elde Edilen Sonuçlar	104
2.2.6.2.	Kanal Denkleştirme Konusunda Elde Edilen Sonuçlar	105
2.2.6.3.	OFDM Sisteminin Başarımında CFO'nun Etkisinin İncelenmesi	108
2.3.	Kör Kanal Denkleştirme Konusunda Yapılan Çalışmalar	113
2.3.1.	Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Bulanık Mantık Esaslı Kör Kanal Denkleştirme Sistem Modeli	113
2.3.2.	CMA Algoritmasını Geliştirmek İçin Yapılan Önceki Çalışmalar	114
2.3.3.	Benzetim Çalışmalarında F-CMA Algoritması ile Karşılaştırılan CMA Algoritmasının Çeşitli Versiyonları	115
2.3.3.1.	Klasik CMA Algoritması	115
2.3.3.2.	Normalize Edilmiş CMA Algoritması	115
2.3.3.3.	Değiştirilmiş CMA Algoritması	116
2.3.3.4.	CMA-SDD (Soft Decision Directed) Algoritması	116
2.3.4.	Kör Kanal Denkleştirmeye Ait Elde Edilen Sonuçlar	119
2.3.4.1.	Sabit Kanallar Üzerinden Elde Edilen Sonuçlar	119
2.3.4.2.	Rayleigh Sönümlü Kanallar Üzerinden Elde Edilen Sonuçlar	120
3.	SONUÇLAR	128
4.	ÖNERİLER	131
5.	KAYNAKLAR	132
	ÖZGEÇMİŞ	138

ÖZET

Bu tezde, sayısal haberleşme sistemlerinin en önemli problemlerinden ikisi, uyarlanırlar parametre kestirim tekniklerinin öğrenme hızı ve başarımları konu edinilmiştir. Sayısal haberleşme sistemleri bütün alanlarda ilerlemesine rağmen, kanal parametre kestirim algoritmalarının hızı ve doğruluğu haberleşme standartlarının fiziksel katmanını biçimleyen temel kısıtlamalardır. Bu yüzden, uyarlanırlar öğrenme algoritmalarının başarımlarını ve yakınsama hızını geliştirmek için bu tez, uyarlanırlar öğrenme algoritmalarının hata yörüngelerini kontrol etmek için bulanık mantık esaslı bir dış çevrim denetleyicisini gerçekleştirmeye adanmıştır. Bunun için iki önemli algoritma seçilmiştir. Bunlar, her ikisi de yavaş yakınsama probleminden dolayı düşük başarımlar sergileyen algoritmalar klasik LMS ve iyi bilinen kör denkleştirme tekniği olan CMA algoritmalarıdır. Tezin esas amacı, önerilen bulanık mantık esaslı bir dış çevrim denetleyicisi ile, RLS algoritmasıyla karşılaştırılabilir derecede LMS algoritmasının başarımlarını arttırmayı ve kör denkleştirmede kullanılan CMA algoritmasının yakınsama özelliklerini önemli derecede geliştirmeyi başarmaktır.

Böylece, tez, yakınsama hızını arttırmak, hata fonksiyonunu kontrol etmek ve hata tabanını azaltmak için haberleşmenin istatistiksel işaret işleme araçları için deneyim tabanlı bulanık dış çevrim denetleyicisini önerir. Bu yüzden, klasik kanal ve denkleştirici kestirim yöntemleri çalışılmış ve adım büyüklüğü parametresi önerilen bulanık dış çevrim denetleyicisi tarafından kontrol edilmiş ve sonuçlar klasik LMS algoritması sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Başarımlar karşılaştırmaları için, benzetim çalışmalarında HIPERLAN/1 (QPSK) ve HIPERLAN/2 (OFDM) standartları çalışma ortamı olarak kullanılmıştır. İkinci olarak, tez, temel kör öğrenme teknikleri ve önerilen Bulanık-CMA algoritmasıyla karşılaştırılan başarımları üzerine yoğunlaşmıştır. Dış çevrim denetleyicisi için gereken hesaplama karmaşıklığı basit LMS algoritmasından daha yüksek değildir. Bu tezde, kablosuz haberleşme sistemlerinin iyi bilinen özelliklerinden olan kanalda taşıyıcı frekans kayması ve doppler frekans kayması olduğunda uyarlanırlar öğrenme sistemlerinin davranışları da analizlere dahil edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kanal Kestirimi, Kanal Denkleştirme, Kör Kanal Denkleştirme, CMF-DFE, MMSE-DFE, Bulanık Dış Çevrim Denetleyicisi, CFO, Doppler, Hesaplama Karmaşıklığı

SUMMARY

A Fuzzy Based Outer Loop Controller Design Improving the Performance and Convergence Speed in High Data Rate Digital Communication Receivers

Two of the most important physical layer problems of digital communication systems, the convergence speed and performance of adaptive training algorithms are subjected in this thesis. Although digital communication systems have been advanced in all senses, the speed of channel parameter estimation algorithms and its accuracy are found the main limitations forming the physical layer of the communication standards. Therefore, in an attempt to improve the performance and convergence speed of adaptive training algorithms, this thesis is dedicated to implement a fuzzy outer loop controller in order to control the error trajectories of adaptive training algorithms. Two important algorithms are chosen for this reason. These are the conventional LMS and the well known blind technique, the CMA, algorithms, since both algorithms suffer from slow convergence. The essential aim of the thesis has been achieved when the performance of the LMS is increased becoming comparable to those using the RLS algorithm, and also the convergence features of the blind CMA algorithm has also been significantly improved with the proposed fuzzy outer loop controller.

Thus, the thesis proposes an experience based fuzzy outer loop controller for the stochastic signal processing tools of communications, in order to increase the convergence speed, control the error function and decrease the error floor. Therefore, the major conventional channel and equalizer estimation methods are studied and compared with the LMS when its step size parameter is controlled by the proposed fuzzy outer loop controller. For performance comparisons, the HIPERLAN/1 (QPSK) and HIPERLAN/2 (OFDM) standards are used as the working platforms during simulations. Secondly the thesis concentrates on the major blind training techniques and their performances are compared with the proposed Fuzzy-CMA algorithm. The required computational complexity of the outer loop controller is not higher than the simple LMS algorithm. The thesis also includes the subjects' adaptive training while carrier frequency offset (CFO) and Doppler presents in the channel, which are well known features of wireless communications.

Key Words: Channel Estimation, Channel Equalization, Blind Channel Equalization, CMF-DFE, MMSE-DFE, Fuzzy Outer Loop Controller, CFO, Doppler, Computational Complexity

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Çok yollu yayılımın meydana gelişi [28].	5
Şekil 1.2. 8 ve 16 ışınlı Rayleigh modeller	7
Şekil 1.3. Proakis gecikme profili ve genlik spektrumu	8
Şekil 1.4. AWGN kanalın gösterimi	11
Şekil 1.5. Doppler kaymasının meydana gelişi [28].	16
Şekil 1.6. Alıcının 100 km/saat hızla hareket etmesi durumunda, Rayleigh kanal için..... alınan işaretin zarfının zamanla değişimi	18
Şekil 1.7. Evreuyumlu QPSK için faz ve frekans hataları	20
Şekil 1.8. Uyarlanı uyumlu filtre ile enbüyük olabilirlik dizi kestirimcinin yapısı	23
Şekil 1.9. L+1 dallı iletişim kanalının TDL filtre modeli	25
Şekil 1.10. Şekil 1.9’da verilen L+1 dallı iletişim kanalının kanal uyumlu filtresi	25
Şekil 1.11. CMF çıkışındaki işaret	28
Şekil 1.12. Kanal, kanal denkleştirici ve denk sistem [28].	29
Şekil 1.13. Doğrusal enine denkleştiricinin TDL filtre modeli	29
Şekil 1.14. 9 dallı doğrusal enine kanal denkleştirici	32
Şekil 1.15. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici blok yapısı	35
Şekil 1.16. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici filtresi	35
Şekil 1.17. Uyarlanı kanal denkleştirici blok şeması	43
Şekil 1.18. CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması	44
Şekil 1.19. 24 Mb/s veri hızı için önerilen HIPERLAN/1 paketi	47
Şekil 1.20. Benzetimlerde kullanılan 63 sembol ikili PN dizisi	47
Şekil 1.21. OFDM modülasyonu kullanılan HIPERLAN/2 ve IEEE 802.11a..... standardının paket yapısı	48
Şekil 1.22. Benzetimlerde kullanılan 64 sembol ikili PN dizisi	49
Şekil 1.23. Doğrusal uyarlanı kör denkleştirme sistemi	55
Şekil 1.24. Bulanık mantık tabanlı bir denetleyicinin genel yapısı	58
Şekil 1.25. Hata (e) için tanımlanan gaussian üyelik fonksiyonları	58
Şekil 1.26. Hatanın değişimi (de) için tanımlanan gaussian üyelik fonksiyonları	59
Şekil 1.27. Hata (e) için tanımlanan üçgen üyelik fonksiyonları	59

Şekil 1.28. Hatanın değişimi (de) için tanımlanan üçgen üyelik fonksiyonları	60
Şekil 1.29. Hata (e) için tanımlanan yamuk üyelik fonksiyonları	60
Şekil 1.30. Hatanın değişimi (de) için tanımlanan yamuk üyelik fonksiyonları.....	61
Şekil 1.31. Hata (e) için tanımlanan sinüs üyelik fonksiyonları	61
Şekil 1.32. Hatanın değişimi (de) için tanımlanan sinüs üyelik fonksiyonları	62
Şekil 1.33. Kural atama tablosunun elde edilmesi için kullanılan MSE eğrisi.....	63
Şekil 2.1. Bulanık mantık esaslı LMS algoritmasının blok diyagramı	69
Şekil 2.2. 15 dB'lik SNR değerinde 9, 25 ve 49 kurallı gaussian üyelik..... fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları..... ile elde edilen MSE başarımları	80
Şekil 2.3. 9, 25 ve 49 kurallı gaussian üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı..... F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları.....	81
Şekil 2.4. 15 dB'lik SNR değerinde 9, 25 ve 49 kurallı üçgen üyelik..... fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları..... ile elde edilen MSE başarımları	82
Şekil 2.5. 9, 25 ve 49 kurallı üçgen üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı..... F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları.....	82
Şekil 2.6. 15 dB'lik SNR değerinde 9, 25 ve 49 kurallı sinüs üyelik..... fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları..... ile elde edilen MSE başarımları	83
Şekil 2.7. 9, 25 ve 49 kurallı sinüs üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı..... F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları.....	84
Şekil 2.8. 15 dB'lik SNR değerinde 9, 25 ve 49 kurallı yamuk üyelik..... fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları..... ile elde edilen MSE başarımları	85
Şekil 2.9. 9, 25 ve 49 kurallı yamuk üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı..... F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları.....	85
Şekil 2.10. 15 dB'lik SNR değerinde diğer F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları ve..... geliştirilen algoritma ile elde edilen MSE başarımlarının karşılaştırılması.....	86
Şekil 2.11. Diğer F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları ve geliştirilen algoritma ile..... elde edilen BER başarımlarının karşılaştırılması.....	87
Şekil 2.12. 20 dB'lik SNR değerinde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS	88
ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları.....	
Şekil 2.13. 15 dB'lik SNR değerinde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS ve F-LMS	89
DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları.....	
Şekil 2.14. K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4)	91
algoritmaları ile elde edilen BER başarımları.....	
Şekil 2.15. Kanal K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ..	92
ile kestirilip CMF-DFE ile elde edilen BER başarımları.....	

Şekil 2.16. Kanal K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları .. ile kestirilip MMSE-DFE ile elde edilen BER başarımları	93
Şekil 2.17. K-LMS, MMSE, K-RLS, CMF ve F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları	94
Şekil 2.18. 20 dB'lik SNR'de 15 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	95
Şekil 2.19. 20 dB'lik SNR'de 30 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	96
Şekil 2.20. 20 dB'lik SNR'de 50 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	96
Şekil 2.21. 15 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları	98
Şekil 2.22. 30 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları	98
Şekil 2.23. 50 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları	99
Şekil 2.24. 26 dB'lik SNR'de gezgin araç hızına karşı K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve OFDM-FDE ile elde edilen BER başarımları	100
Şekil 2.25. Gezgin araç hızı 50 km/h iken K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve OFDM-FDE ile elde edilen BER başarımları	101
Şekil 2.26. Gezgin araç hızı 100 km/h iken K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve OFDM-FDE ile elde edilen BER başarımları	102
Şekil 2.27. Gezgin araç hızı 200 km/h iken K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve OFDM-FDE ile elde edilen BER başarımları	102
Şekil 2.28. Frekans bölgesi ve zaman bölgesi LMS esaslı kanal kestirimine ait BER başarımları	104
Şekil 2.29. OFDM sisteminde 25 dB'lik SNR değerinde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	105
Şekil 2.30. OFDM sisteminde kanal K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kestirilip CMF-DFE (9-4) ile elde edilen BER başarımları	106

Şekil 2.31. OFDM sisteminde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS ... DFE (9-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları	107
Şekil 2.32. 20 dB'lik SNR'de 15 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	109
Şekil 2.33. 20 dB'lik SNR'de 30 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	109
Şekil 2.34. 20 dB'lik SNR'de 50 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları.....	110
Şekil 2.35. OFDM sisteminde 15 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirilip FDE denkleştirici	111
Şekil 2.36. OFDM sisteminde 30 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirilip FDE denkleştirici	111
Şekil 2.37. OFDM sisteminde 50 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirilip FDE denkleştirici	112
Şekil 2.38. Bulanık mantık esaslı CMA algoritmasının blok diyagramı	113
Şekil 2.39. Soft decision-directed uyarılama için yerel karar bölgelerinin gösterimi.....	118
Şekil 2.40. A kanalı için 30 dB'de K-CMA, N-CMA, M-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	120
Şekil 2.41. B kanalı için 30 dB'de K-CMA, N-CMA, M-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	121
Şekil 2.42. C kanalı için 30 dB'de K-CMA, N-CMA, M-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	121
Şekil 2.43. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde kanal çıkışının işaret yıldız kümesi .	123
Şekil 2.44. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde K-CMA LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi	123
Şekil 2.45. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde N-CMA LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi	124
Şekil 2.46. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde M-CMA LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi	124
Şekil 2.47. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde CMA-SDD LTE algoritması ile elde ... edilen işaret yıldız kümesi	125
Şekil 2.48. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde F-CMA LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi	125
Şekil 2.49. Rayleigh sönümlü kanallar için 30 dB'de K-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları	126

TABLolar DİZİNİ

Sayfa No

Tablo 1.1.	BRAN kanal modelleri [32].	14
Tablo 1.2.	Çeşitli frekans ve hızlarda maksimum Doppler frekansı değerleri	18
Tablo 1.3.	UyarlanıR denkleştirme için çeşitli algoritmaların karşılaştırılması [34].	46
Tablo 1.4.	HIPERLAN/2 ve IEEE802.11a için zamana bağlı temel parametreler [42].	49
Tablo 1.5.	du'yu belirlemek için kullanılan hata ve hatanın değişimi	63
Tablo 1.6.	Hata ve hatanın değişiminin durum planı	64
Tablo 1.7.	Bulanık kural kümelerinin işareti	64
Tablo 1.8.	9 kurallı kural atama tablosu	65
Tablo 1.9.	25 kurallı kural atama tablosu	65
Tablo 1.10.	49 kurallı kural atama tablosu	65
Tablo 2.1.	Çeşitli işlemlerin kayan noktalı işlem sayısı [66, 67].	76
Tablo 2.2.	LMS algoritmasının hesaplama karmaşıklığı [67].	76
Tablo 2.3.	RLS algoritmasının hesaplama karmaşıklığı [67].	77
Tablo 2.4.	M dallı uyarlanıR filtre için F-LMS Algoritmasının hesaplama karmaşıklığı	78
Tablo 2.5.	K-LMS, K-RLS ve F-LMS-DFE Algoritmasının hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması	78
Tablo 2.6.	K-CMA, CMA-SDD ve F-CMA Algoritmasının hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması	114
Tablo 2.7.	5 dallı A kanalının kanal vuruş tepkesi [70].	119
Tablo 2.8.	22 dallı B kanalının kanal vuruş tepkesi [70].	119
Tablo 2.9.	13 dallı C kanalının kanal vuruş tepkesi [20].	119

SEMBOLLER DİZİNİ

A	: Bulanık küme
B	: Bant genişliği
B_c	: Evreuyumlu bant genişliği
B_D	: Doppler yayılması
c	: Işık hızı
C	: Kanal kapasitesi
$c(t)$: Kanal denkleştirici filtresinin vuruş tepkisi
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
$de(t)$: Hata işaretinin değişimi
$du(t)$: Denetim işareti
D_n	: n . alt-taşıyıcıya yüklenecek karmaşık veri
$e(t)$: 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_{dmax}	: Maksimum Doppler frekansı
f_m	: Kaynak işaretinin en yüksek frekanslı bileşeni
f_s	: Örnekleme frekansı
$H(f)$: Kanalın frekans tepkisi
$h(t)$: Kanalın birim vuruş tpkesi
I_k	: Kanal modelinin k . örnekleme anındaki eşvreli bileşeni

J	: Amaç fonksiyonu
K	: Ricean kanal K katsayısı
K_{MOD}	: Modülasyon biçimine bağlı normalizasyon katsayısı
K_s	: Kanal girişinin savrukluğu
K_y	: Denkleştiricinin çıkış işareti savrukluğu
$L+1$: Çok yollu kanalın dal sayısı
L_b	: DFE'nin geri-beslemeli filtre dal sayısı
L_f+1	: DFE'nin ileri-beslemeli filtre dal sayısı
n	: Yol kaybı üssü
N	: Ortalama gürültü gücü
N_0	: Gürültünün spektral yoğunluğu
NB	: Negatif büyük
NO	: Negatif orta
$n(t)$: Gürültü işareti
P_B	: Bit hata olasılığı
PB	: Pozitif büyük
PO	: Pozitif orta
R	: Veri hızı
R_1, R_2	: Sabit genlikli kanal giriş işareti
R_{ex}	: Hata ile giriş işareti arasındaki çapraz ilişki fonksiyonu
r_n	: Alınan zaman bölgesi örneği
\mathbf{R}_{NN}	: Giriş işareti öz-ilişki matrisi
S	: Alınan işaretin ortalama gücü
s_d	: Normalize hatanın standart sapması
\hat{SNR}	: SNR'nin kestirilmiş değeri
SS	: sıfır
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 değer
T_{SYM}	: OFDM simge süresi
T_U	: Faydalı simge süresi
$x(t)$: 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
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
γ	: Karar eşik değeri

- γ_{CMF} : CMF çıkışındaki işaret gürültü oranı
 γ_{CH} : Kanal çıkışındaki işaret gürültü oranı
 μ : LMS ve CMA algoritmasının adım büyüklüğü
 $\mu_A(x)$: x kesin sayılarının A bulanık kümesindeki üyelik derecesi
 $\psi(y)$: Hata fonksiyonu



KISALTMALAR DİZİNİ

ACTS	: Advanced Communication Technologies and Services
ADC	: Analog to Digital Converter
AP	: Access Point
AR	: Auto Regressive
ARQ	: Automatic Repeat Request
ASCII	: American Standard Code for Information Interchange
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
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 Divison Multiplexing
CDMA	: Code Divison Multiple Access
CFO	: Carrier Frequency Ofset
CMF	: Channel Matched Filtler
CMA	: Constant Modulus Algorithm
CMA-SDD	: CMA-Soft Decision Directed
CMF-DFE	: Channel Matched Filter DFE
COA	: Center of Area
CP	: Cyclic Prefix
CRC	: Cyclic Redundancy Check
DAB	: Digital Audio Broadcasting
DAC	: Digital to Analog Converter
DFE	: Decision-Feedback Equalizer
DFT	: Discrete Fourier Transform
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
F-CMA	: Fuzzy Constant Modulus Algorithm
FDD	: Frequency Division Duplex
FDM	: Frequency Division Multiplexing
FEQ	: Frequency Domain Equalizer
FFF	: Feedforward Filter
FIR	: Finite Impulse Response
FLC	: Fuzzy Logic Controller
F-LMS	: Fuzzy-LMS
FSK	: Frequency Shift Keying
GPS	: Global Positioning System
GSM	: Global System for Mobile
HF	: High Frequency
HIPERLAN	: High Performance Radio Local Area Network
HOS	: Higher Order Statistics
ICI	: Inter-Carrier-Interference
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIR	: Infinite Impulse Response
ISI	: Inter-Symbol-Interference
LAN	: Local Area Network
LMS	: Least Mean Squares
LMS-DFE	: Least Mean Squares DFE
LOS	: Line of Sight
LTE	: Linear Transversal Equalizer
MA	: Moving Average
MAC	: Medium Access Control Layer
MBS	: Mobile Broadband Systems

MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MLSE	: Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMAC	: Multimedia Mobile Access Communication
MMC	: Mobile Multimedia Communication
MMSE	: Minimum MSE
MMSE-DFE	: Minimum Mean-Square Error DFE
MOM	: Mean of Maximum
MSE	: Mean-Square Error
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	: Pulse Amplitude Modulation
PCM	: Pulse Code Modulation
PDA	: Personal Digital Assistant
PN	: Pseudo Noise
PSK	: Phase Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	: Quadrature (Quaternary) Phase Shift Keying
RF	: Radio Frequency
RLC	: Radio Link Control
RLS	: Recursive Least Squares
RLS-DFE	: Recursive Least Squares DFE
SIMO	: Single Input Multiple Output
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
SOS	: Second Order Statistics
TDD	: Time Division Duplex
TDL	: Tapped Delay Line
TDM	: Time Division Multiplexing
TDMA	: Time Division Multiple Access
TEQ	: Time Domain Equalizer
WCDMA	: Wideband Code Division Multiple Access
WLAN	: Wireless LAN
ZF-DFE	: Zero Forcing DFE
ZF-LTE	: Zero Forcing LTE

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Kablosuz iletişim sistemlerinde güvenilir sayısal haberleşmeye başlıca engel verici ile alıcı arasındaki çok yollu kanaldır. Bu ortamda, işaret, farklı gecikmelere sahip zamanla değişen çoklu yollar üzerinden alıcıya ulaşır. Kanal özellikleri, alınan işaretin genliğinde, frekans bileşenlerinde ve varış açısında çok yollu sönümlenme nedeniyle dalgalanmalara neden olur.

Gürültü ve semboller arası girişim (Inter-Symbol-Interference, ISI), sayısal haberleşme sistemlerinin başarımını kötü yönde etkileyen ana faktörlerden ikisidir. Bu etkileri azaltmak için, son 30 yıldır çeşitli kanal denkleştirme yöntemleri geliştirilmektedir. Bu etkileri azaltmanın en iyi yolu, çok yol enerjisini birleştirirken ISI'yı gideren denkleştirici filtrenin kullanılmasıdır. Alınan işaretle belirlenen denkleştirici doğrudan tasarlanabilir ya da ilk önce kanal kestirilebilir, ondan sonra kestirilen kanal üzerine kurulan denkleştirici tasarlanabilir. Bu amaç için doğrusal ve karar geri beslemeli denkleştiriciler (Decision Feedback Equalizer, DFE) en yaygın olarak kullanılan yapılardır. Bu tezde, yüksek bit hızında uyarlanabilir denkleştirici tasarlamak ve kurmak için etkili yöntemler araştırıldı.

Optimum denkleştirici filtreleri türetmek için geliştirilen 3 başarımlı kriteri vardır:

- a. Bütün ISI bileşenlerini gidermeyi amaçlayan sıfıra-zorlamalı denkleştirici filtreyi elde etmek için tepe bozulmasını minimize etmek.
- b. Gerçek sembol ve kestirilen sembol arasındaki farkın minimizasyonu üzerine kurulan ortalama karesel hatayı (Mean Square Error, MSE) minimize etmek.
- c. Hata olasılığını (P_e) minimize etmek.

Öte yandan, denkleştirici filtre teknikleri, yakınsama hızı ve uygulama güçlükleri nedeniyle önemli zorluklara sahiptir. Telekomünikasyon endüstrisinde, denkleştiriciler sistem için ekstra maliyet olarak düşünülür, dolayısıyla mimarisi en basit, öğrenme hızı olabildiğince iyi, fakat az karmaşıklık gerektiren öğrenme algoritması seçilir. Bu yüzden, kablolu ağlarda ISI kanallarda enerji dağılımını giderme, gezgin haberleşme kanalları, uydu kanalları ve TV yayınında yankı giderme ve ses sistemleri gibi çoğu uygulama alanlarında en basit algoritma, en küçük ortalama kareler (Least Mean Square, LMS)

algoritması kullanılmaktadır [1]. Bununla birlikte, LMS algoritmasının başarımı düşüktür ve öğrenme için çok fazla yineleme gerektirir, bu nedenle ortaya çıkan ek işlem yükü, doğrudan katsayı hesaplama gibi diğer yöntemlerinden daha yüksektir [2].

1970'li yılların başlarında telekomünikasyon endüstrisinde ISI kanallar ortaya çıktığında, araştırmacılar, öğrenme ve denkleştirici için, özyinelemeli en küçük kareler (Recursive Least Square, RLS) algoritması gibi doğrusal olmayan yakınsama yöntemleri üzerine yoğunlaştılar. Kalman algoritması olarak da bilinen RLS algoritması, kısa öğrenme periyodunda yüksek başarımlı sağlayabilen çok yüksek yakınsama hızına sahip bir öğrenme algoritmasıdır. LMS algoritmasındaki gibi tek değişken (adım büyüklüğü) kullanma yerine, RLS algoritması katsayıları kestirmek/ayarlamak için kovaryans matrisini hesaplar, bu yüzden tabii olarak yüksek doğruluklu ve daha verimlidir. Literatürde, RLS algoritması optimum öğrenme algoritması olarak takdim edilir, ama uygulamasının çok karmaşık olduğu düşünülür ve genellikle çoğu uygulamalar için basitleştirilmiş versiyonları geliştirilir. RLS algoritması, herhangi bir parametre kestirimini gerçekleştirmeye ya da minimum ortalama karesel hata (MMSE) kriterini gerçekleştirmek için kullanılan denkleştirmedeki gibi minimizasyon kriterini gerçekleştirmeye uygulanabilir. Bununla birlikte, RLS'in basitleştirilmiş ve hızlı versiyonları dahi yüksek hızlı veri uygulamaları için çok karmaşıktır ve örneğin HIPERLAN/1 gibi bir sistem mevcut teknoloji ile hesaplama karmaşıklığını karşılamakta zorlanmaktadır. RLS algoritmasının basitleştirilmiş versiyonlarına doğru gidildiğinde ise hesaplama karmaşıklığı azalmakta ama başarımları da önemli miktarda düşmektedir. Bu yüzden, yüksek veri hızlı uygulamalarda denkleştiriciler ya basit LMS algoritması ile ya da ZF-DFE [3, 4], MMSE-DFE [4, 5] ve CMF-DFE [6] gibi doğrudan katsayı hesaplama algoritmaları ile gerçekleştirilir. Dolayısıyla bu doktora çalışmasının amaçlarından birisi, LMS kadar basit RLS kadar güçlü bir algoritma geliştirmektir.

Sistemlerin doğasına göre gereken öğrenme adımı sayısı değişebilir. Klasik LMS algoritması ile kanal parametre kestirimi için 90-200 öğrenme adımı gerekirken kanal denkleştirici için en az 300-450 öğrenme adımı gerekmektedir. Bununla birlikte, sistem içindeki değişimler nedeniyle uyarlama profili ve öğrenme doğruluğu değişebilir, örneğin, kısa zaman periyodunda kanal değişebilir ya da sistem parametreleri zamanla değişebilir. Dolayısıyla her bir parametre kestirimi ya da öğrenme farklı davranışa sahip olabilir. Böylece, farklı öğrenme özelliklerine sahip sistemlerin uygun öğrenme adım büyüklüğü ayarlaması LMS algoritmasının öğrenme doğruluğunu ve yakınsama hızını artırabilir.

Sonuçta, doğruluğu artırmak şartıyla çoğu sistemde kaba ayardan sonra ince ayar yapılması çok yararlıdır.

Haberleşme sistemlerinde kötü haberleşme kanalları nedeniyle iletim sırasında veriler sık sık bozulur. Kanal karakteristikleri zamanla değişebildiğinden ya da önceki veri iletimi bilinmediğinden kötü kanalların bozucu etkilerini azaltmak için alıcıda tipik olarak uyarlanır denkleştiriciler kullanılır. Klasik denkleştiriciler uygun düzeltmeyi yapmak için öğrenme dizisi kullanılır. Kör denkleştirme yöntemleri öğrenme dizisinin kullanımına ihtiyaç duymaz, ama bunun yerine gönderilen işaretin bilinen bazı özelliklerinden faydalanarak alınan verilerdeki bozulmaları onarmaya çalışır. Constant Modulus Algoritması (CMA) [7, 8], Sato Algoritması [8, 9], Godard Algoritması [8, 10] ve diğer benzeri algoritmalar, belirli haberleşme işaretlerini (örneğin, BPSK, QPSK, QAM ve FM) denkleştirmek için kullanılabilen kör denkleştirme teknikleridir. Bununla birlikte, kör denkleştiricilerin en büyük dezavantajlarından birisi yavaş yaklaşım göstermeleridir.

Gerek HIPERLAN/1 standardını gerekse HIPERLAN/2 standardını kullanan haberleşme sistemlerinde, kanalı kestirmek ya da denkleştirmek için basit yapıda olması nedeniyle LMS algoritmasının kullanılması tercih edilmektedir. Kör denkleştirmede de LMS'e benzer yapıda olduğundan CMA algoritması kullanılmaktadır. LMS ve CMA algoritmalarında kullanılan adım büyüklüğü parametreleri sabit olup küçük değerli olduklarında algoritmalar kararlı duruma daha yavaş ulaşır, büyük olduklarında ise karasızlığa neden olurlar. Bu nedenle her adımda hata değişimi dikkate alınarak adım büyüklüğünün sürekli olarak değiştirilmesi sistemin davranışını iyileştireceğini ortaya çıkarmaktadır. Bu problemi çözmek için literatürde, son yirmi yıldır normalize edilmiş LMS (Normalized LMS, N-LMS) [11, 12], normalize edilmiş CMA (Normalized CMA, N-CMA) [13], değiştirilmiş LMS (Modified LMS, M-LMS) [14], değiştirilmiş CMA (Modified CMA, M-CMA) [15], değişken adım büyüklüklü LMS (Variable Step Size LMS, VSS-LMS) [16, 17, 18, 19], değişken adım büyüklüklü CMA (Variable Step Size CMA, VSS-CMA) [20] ve bulanık mantık esaslı LMS (Fuzzy LMS, F-LMS) [21, 22, 23, 24, 25, 26] gibi pek çok LMS esaslı algoritma sayısal aritmetik işlemleri azaltmak ve yaklaşımları düzeltmek için önerildi. Bundan dolayı, bu tezde, yavaş yaklaşım problemini düzeltmede, LMS ve CMA algoritmasında kullanılan adım büyüklüğünü değiştiren daha önceki LMS, CMA ve bulanık mantık esaslı algoritmalara alternatif olarak LMS ve CMA algoritmasında kullanılan adım büyüklüğünü uygun şekilde elde etmek için Bulanık Mantık esaslı bir dış çevrim denetleyicisi ile hata denetimi yapmak ana konu olarak

belirlenmiştir.

1.1.1. Tezin Özeti

Bu tez, geniş band gezgin radyo haberleşmesi için bulanık mantık esaslı bir dış çevrim denetleyicisi ile yüksek başarılı ve yüksek hızlı parametre kestirim ve denkleştirici algoritmalarının uyarlanır bir çalışmasını sunar.

Bölüm 1’de, geniş band kanalın özellikleri araştırıldı, klasik denkleştirme teknikleri incelendi. Bununla birlikte, LMS, LMS’in türevleri ve RLS gibi uyarlanır öğrenme algoritmaları araştırıldı. ZF-DFE, MMSE-DFE ve CMF-DFE denkleştirici gibi doğrudan katsayı hesaplama yöntemleri analiz edildi ve HIPERLAN/1 standardını kullanan mümkün uygulamalar için benzetimi yapıldı. Ayrıca kör kanal denkleştirmede kullanılan CMA, CMA’nın türevleri ve CMA-SDD doğrusal denkleştiricileri incelendi. Son olarak bulanık mantık denetleyici geniş bir şekilde incelenerek, LMS ve CMA algoritmalarına uyarlandı.

Bölüm 2’de hesaplama karmaşıklığı hakkında bilgi verilerek, LMS, RLS ve önerilen F-LMS ve F-CMA algoritmalarının hesaplama karmaşıklığı çıkarıldı. HIPERLAN/1 ve HIPERLAN/2 standartlarını kullanan sistemlerde kanal kestirimi, kanal denkleştirme, CFO izleme ve Doppler izleme ile ilgili benzetim çalışmaları yapıldı. Ayrıca kör kanal denkleştirme içinde sabit ve Rayleigh sönümlü kanallar üzerinden benzetim çalışmaları gerçekleştirildi. Farklı algoritmalarla elde edilen sonuçlar karşılaştırıldı.

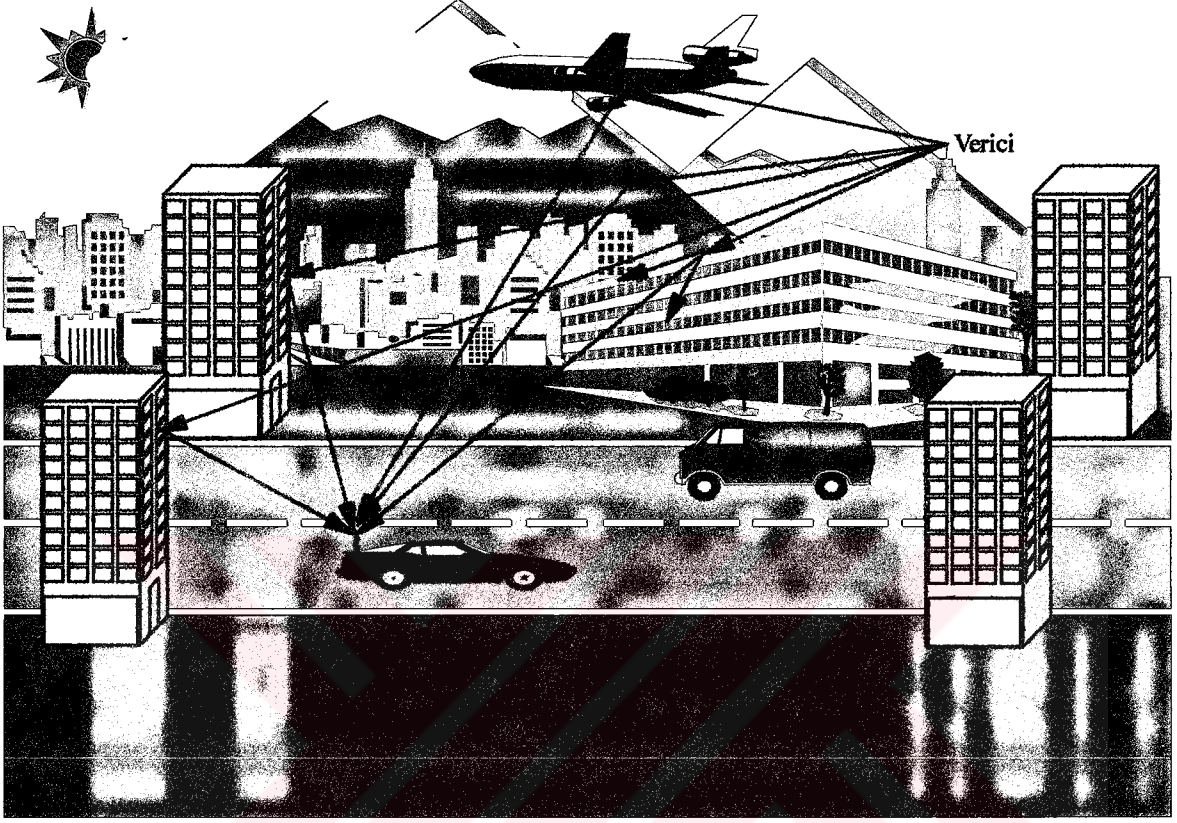
Bölüm 3’te sonuçlar irdelendi. Bölüm 4’te ise gelecek çalışmalar için öneriler verildi.

1.2. Kablosuz Haberleşme Kanalı

1.2.1. Çok Yollu Yayılım

İletim ortamının özelliklerine bağlı olarak, gönderilen işaretin iki veya daha fazla kopyası alıcıya farklı zamanlarda ulaşırlar. Dolayısıyla, iletim ortamında aynı anda birden çok simgeye ait işaret bulunur ve bu işaretler alıcıya aynı anda ulaşırlar. 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 [27]. Şekil 1.1’de çok yollu yayılımın meydana gelişi görülmektedir.



Şekil 1.1. Çok yollu yayılımın meydana gelişi [28]

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 modellenebilir [28]. 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:

$$K = 10 \log_{10} \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (1.1)$$

Burada, A^2 direk görüş bileşenine ait gücü, σ^2 ise çok yollu yayılım bileşenlerine ait gücü göstermektedir. Verici ile alıcının birbirini göremediği durumda, yani direk görüş yokken, alınan işaretin zarfındaki değişimler Rayleigh dağılım fonksiyonu ile modellenabilir ve bu tür kanallar “Rayleigh kanal” olarak adlandırılır [28]. Rayleigh kanallar için alıcıdaki işaretin genlik ve fazında Ricean kanallara oranla daha büyük değişimler meydana gelir.

1.2.2. Gezgin Radyo Kanalının İstatistiksel Modeli

1.2.2.1. Rayleigh Kanal Modeli

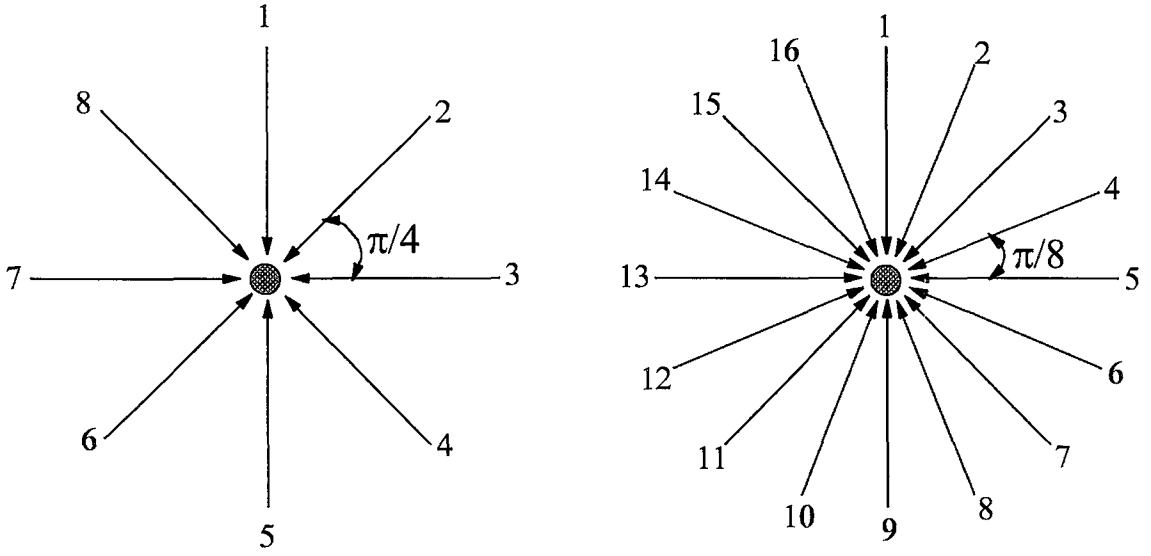
Çok yollu yayılımda alıcıya ulaşan işaretin çeşitli nesnelere yansıtılarak, kırınım ve saçınım uğrayarak gelen, birbirinden bağımsız ve birbirine özdeş dalgaların toplamından oluştuğu kabul edilmektedir [27]. Bu işaretlerin genliklerinin eşit, varış açılarının ise $0-2\pi$ arasında düzgün dağılıma sahip 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 [1]. Fakat, uygulamada sonsuz sayıda ışın almak mümkün olmadığından, Şekil 1.2’de verilen 8 veya 16 ışınlı modeller kullanılmaktadır [3]. 6’dan çok ışın alınarak yapılan benzetimle elde edilen dağılım ile gerçek dağılım arasındaki hata oldukça küçüktür [27]. Şekil 1.2’de görüldüğü gibi, N ışınlı modelde i . ışın için varış açısı

$$\theta_i = 2\pi(i-1)/N, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (1.2)$$

olarak hesaplanabilir. Kanal modelinin eşvrelili I ve dikevrelili Q bileşenleri matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir [3]:

$$I_k = \sum_{i=1}^N A \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (1.3)$$

$$Q_k = \sum_{i=1}^N A \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (1.4)$$



Şekil 1.2. 8 ve 16 ışınlı Rayleigh modeller

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

$$h(kT_s) = I_k + jQ_k \quad (1.5)$$

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 [29], [1]. Doğrusal filtrenin her bir katsayısı, dar bantlı kanal katsayısının hesaplandığı gibi hesaplanır.

İletişim kanalı, dallı gecikme hattı (tapped delay line, TDL) filtre modeli ile temsil edilebilmektedir [30]. 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 [3].

Üstel azalan yoğunluk fonksiyonu

$$f_x(x) = \begin{cases} \frac{1}{b} \exp[-(x-a)/b], & x > a \\ 0, & x < a \end{cases} \quad (1.6)$$

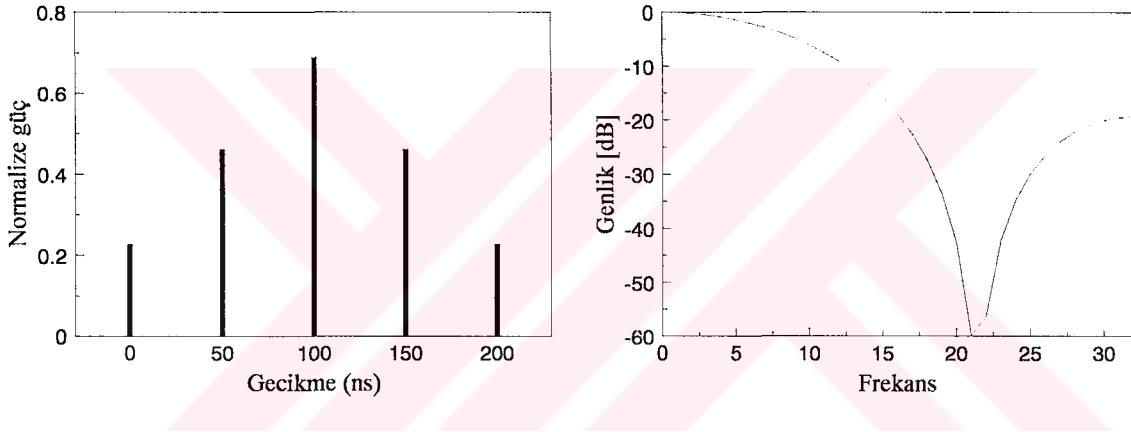
ile, Laplacian yoğunluk fonksiyonu

$$f_x(x) = a \exp[-|x - m|/b] \quad (1.7)$$

ile ve Gaussian yoğunluk fonksiyonu ise

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp[-(x - a_x)^2 / 2\sigma_x^2] \quad (1.8)$$

ile verilmektedir [71].



Şekil 1.3. 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 [28]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp(-r^2 / 2\sigma^2) & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & , \quad r < 0 \end{cases} \quad (1.9)$$

Proakis tipi gecikme profiline sahip kanalın genlik spektrumu, Şekil 1.3'te 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. Burada verilen genlik

spektrumları ilk 32 alt taşıyıcı için çizilmiştir. Gerçek dizilerin Fourier dönüşümleri merkeze göre simetrik oldukları için ikinci kısımlarının çizilmesine gerek duyulmamıştır.

1.2.2.2. 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 [3]:

$$I_k = \sum_{i=1}^N A \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B \cos \left[\varphi + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \gamma \right] \quad (1.10)$$

$$Q_k = \sum_{i=1}^N A \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B \sin \left[\varphi + \frac{2\pi\nu k T_s}{\lambda} \cos \gamma \right] \quad (1.11)$$

Ricean olasılık dağılım fonksiyonu

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp \left[- (r^2 + B^2) / 2\sigma^2 \right] I_0 \left(\frac{Br}{\sigma^2} \right), & B \geq 0 \text{ ve } r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (1.12)$$

ile verilir [3]. Burada B baskın bileşenin genliğini, $I_0(\cdot)$ ise sıfırıncı 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,

$$K(dB) = 10 \log_{10} \frac{B^2}{NA^2} \quad (1.13)$$

olarak elde edilir.

1.2.2.3. Kanalin Vuruş Tepkisi

Vuruş tepkisi (impulse response), bütün sistemlerde olduğu gibi kanalın analizi açısından gerekli olan bilgileri bünyesinde taşır. Alınan işaret ile kanalın vuruş tepkisi birbiriyle doğrudan ilişkilidir. Gezgin radyo kanalı, vuruş tepkisi zamanla değişen doğrusal bir filtre olarak modellenenir [28]. 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 modellenenir. Sonuç olarak kanalın vuruş tepkesinin konuma ve zamana bağlı olarak değiştiği söylenebilir. Böyle bir kanal için vuruş tepkisi $h(d,t)$ 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

$$y(d,t) = x(t) * h(d,t) \quad (1.14)$$

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

$$y(t) = x(t) * h(d,t) \quad (1.15)$$

olacaktır. Katlama işlemi de integral işlemi ile değiştirilecek olursa

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(vt, t - \tau) d\tau \quad (1.16)$$

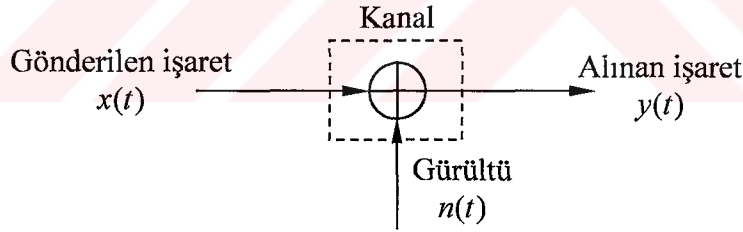
olarak yazılabilir. Burada v alıcının hızını göstermektedir. Nedensel bir sistem olarak kanal için, eğer $t < 0$ ise, $h(vt, t) = 0$ yazılabilir. Bu durumda aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau)h(vt, t - \tau)d\tau \quad (1.17)$$

1.2.2.4. 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 1.4’te AWGN kanal yapısı verilmektedir. Özellikle gezgin iletişim söz konusu olduğunda kanalın çok yollu 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 kanaldır. Toplanır beyaz Gauss gürültüsüyle bozulmuş kanalda bit hata olasılığı farklı iletişim biçimleri için karşılaştırma ölçütü olarak kabul edilmektedir [27].



Şekil 1.4. AWGN kanalın gösterimi

AWGN kanal çıkışındaki işaret

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t) + n(t) \\ &= x(t) + n(t) \end{aligned} \quad (1.18)$$

olarak yazılabilir. Burada $n(t)$ güç spektrum yoğunluğu $N_0/2$ olan toplanır beyaz Gauss gürültüsüdür. Ayrıca $h(t) = \delta(t)$ ’dir.

1.2.2.5. Çok Yollu Kanal

İletişim sistemlerinin çoğunda kanal çok yolludur. Yani, alıcıya değişik yolları takip ederek gönderilen işaretin birçok 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 [28]:

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta(t - \tau_n) \quad (1.19)$$

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

$$H(f) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(-j2\pi f \tau_n) \quad (1.20)$$

olacaktır. Kanal çıkışındaki işaret, gürültü göz ardı edilerek,

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n x(t - \tau_n) \quad (1.21)$$

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:

$$\tau_l = \max(\tau_n) - \min(\tau_n) \quad (1.22)$$

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 [28].

Kanalın ortalama gecikme aşımı güç gecikme profilinin birinci momentidir ve aşağıdaki gibi tanımlanır [28]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 \tau_n}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad (1.23)$$

Etkin gecikme yayılması τ_{rms} ise güç gecikme profilinin ikinci merkezi momentinin kareköküdür ve aşağıdaki gibi tanımlanır [28]:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (1.24)$$

Burada

$$\tau^2 = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 \tau_n^2}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad (1.25)$$

Tablo 1.1’de, 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 [31].

Tablo 1.1. BRAN kanal modelleri [32].

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

1.2.2.6. Evreuyumlu Bantgenişliği (Coherence Bandwidth)

Evreuyumlu 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 evreuyumlu bantgenişliği içerisinde denilebilir. Böyle bir durumda, simgeler arası girişim meydana gelmeyeceği için, kanal denkleştirici kullanılmadan iletişim yapılabilir demektir. Evreuyumlu bantgenişliği ile etkin gecikme yayılması arasında sıkı bir ilişki vardır. Frekans ilintisinin %90'ın üzerinde olduğu evreuyumlu bantgenişliği

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad (1.26)$$

olarak verilmektedir. Frekans ilintisi %50 olan evreuyumlu bantgenişliği ise aşağıdaki denklem ile verilir [5]:

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad (1.27)$$

Kanal hakkında önemli bilgiler veren iki parametre daha vardır. Bunlar Doppler yayılması (Doppler spread) B_D ve evreuyumlu 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 taşıyıcılı sistem için, $f_c - f_d$ ile $f_c + f_d$ arasında olmak üzere genişlemektedir. Doppler

yayılması

$$B_D = f_c + f_d - (f_c - f_d) = 2f_d \quad (1.28)$$

olarak hesaplanabilir. Eğer tabanbant işaretin bantgenişliği Doppler yayılması B_D 'den daha büyükse, alıcıda Doppler yayılması gözardı edilebilir ve bu kanal yavaş sönümlenmeli kanal olarak adlandırılır [28].

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

$$T_C \approx \frac{1}{f_{d \max}} \quad (1.29)$$

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

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_{d \max}^2} \quad (1.30)$$

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 değerın geometrik ortalaması kullanılmaktadır [28]:

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{d \max}^2}} = \frac{0.423}{f_{d \max}} \quad (1.31)$$

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

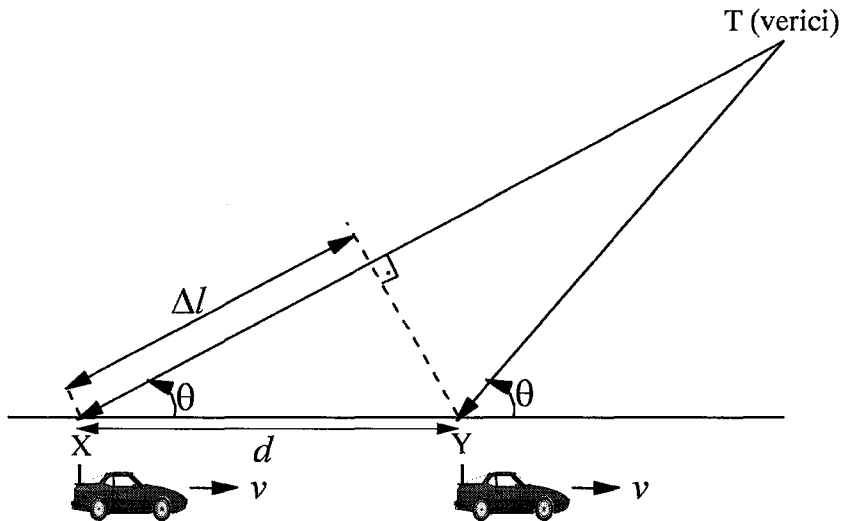
etkin gecikme yayılması ve Doppler yayılması gibi parametreleri arasındaki ilişkiye bağlı olarak, kanaldan gönderilen farklı işaretler farklı sönümlenmelere uğrayacaklardır. Gecikme yayılması frekans seçici sönümlenmeye neden olurken, Doppler yayılması zaman seçici sönümlenmeye neden olur.

1.2.2.7. Doppler Kayması

Verici ile alıcıdan herhangi birinin veya her ikisinin birden birbirine göre bağlı 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 [28]. Alıcının vericiden uzaklaşması veya yaklaşmasına bağlı olarak Doppler kayması negatif veya pozitif olabilir. Şekil 1.5’te 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.

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

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (1.32)$$



Şekil 1.5. Doppler kaymasının meydana gelişi [28].

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 $\Delta\varphi$ ise,

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (1.33)$$

olacaktır. Buna bağlı olarak Doppler kayması f_d

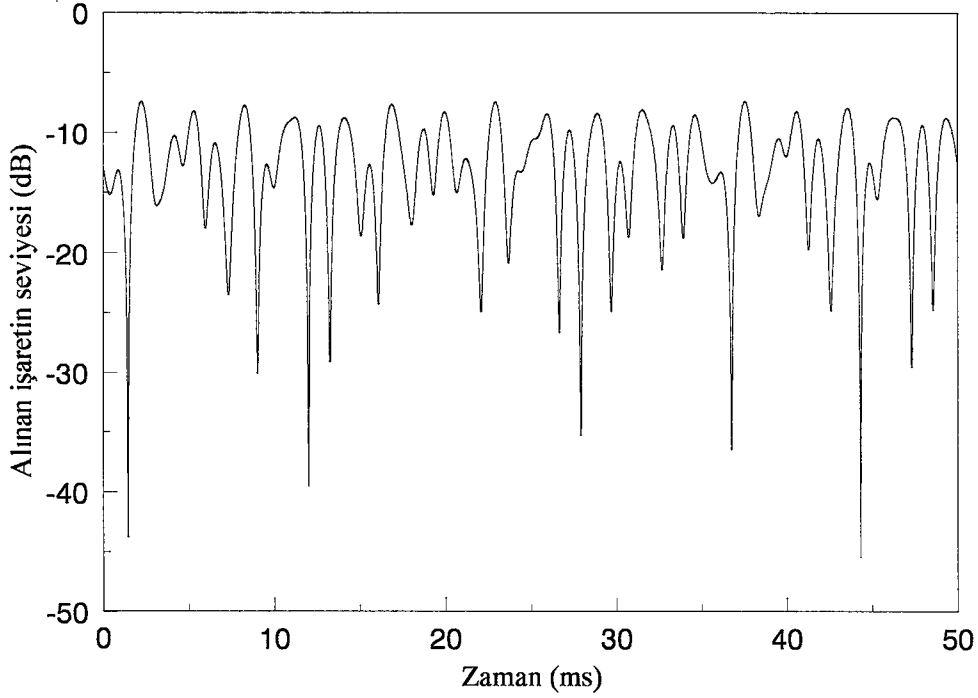
$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (1.34)$$

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

$$f_{d\max} = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c} f_c \quad (1.35)$$

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

Şekil 1.6'da, 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 sönmüleme" (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 sönmüleme" (slow fading) olarak adlandırılır [27]. Tablo 1.2'de sabit hızla hareket eden bir alıcıda çeşitli hız ve taşıyıcı frekanslarında meydana gelecek maksimum Doppler frekansı değerleri [Hz] olarak verilmektedir.



Şekil 1.6. Alıcının 100 km/saat hızla hareket etmesi durumunda, Rayleigh kanal için alınan işaretin zarfının zamanla değişimi

Tablo 1.2. 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
	200	166.666	333.333	444.444	962.962
	300	250.000	500.000	666.666	1444.444
	400	333.333	666.666	888.888	1925.925
	500	416.666	833.333	1111.111	2407.407

1.2.2.8. Taşıyıcı Frekans Kayması (Carrier Frequency Offset, CFO)

BPSK modülasyon sisteminde, türevsel alış (differential reception) taşıyıcı eşzamanlaması (carrier recovery) ile birleştirilen belirsizliğin üstesinden gelmeye izin

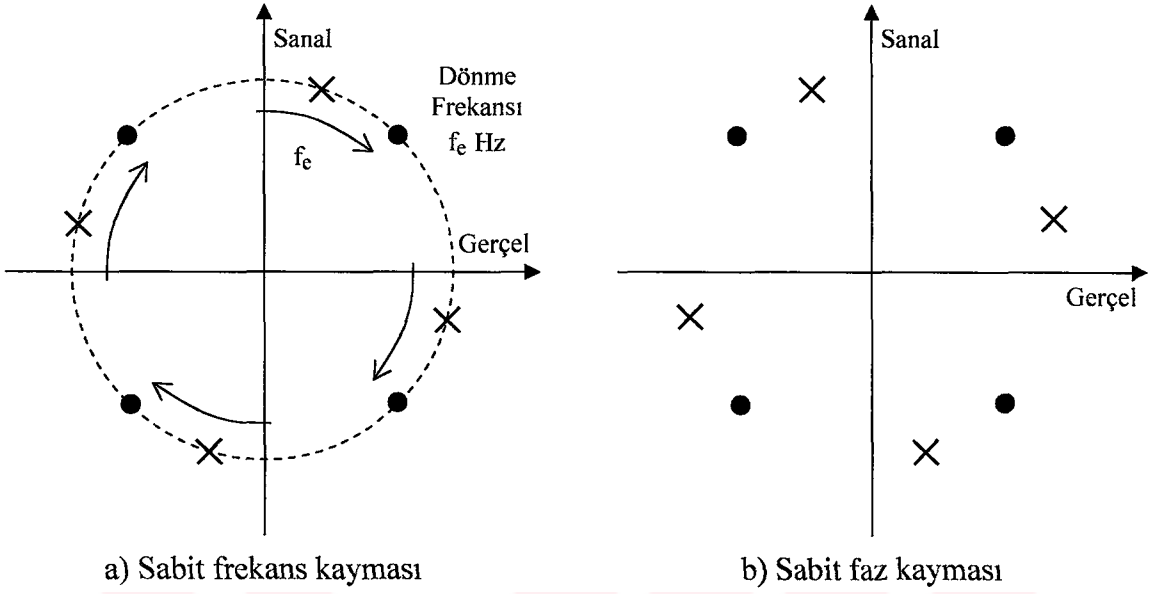
verir. Çok seviyeli modülasyon teknikleri için belirsiz pozisyonların sayısı artma eğilimindedir, 16-PSK gibi teknikler için fazını taşıyıcının başarılı bir şekilde kenetleyebildiği 16 pozisyon vardır. Bu nedenle, kenetleme işareti sönümlenme esnasında kaybedildiği zaman, bu belirsiz pozisyonların birinde onun fazını tekrar elde etme çevrimi için güçlü eğilim vardır. Kendi başına (unaided) evre uyumlu alışı için, bu belirsiz pozisyonlar ile birleştirilen faz dönmeleri alınan datanın toplam bozulması ile sonuçlanır.

Taşıyıcı senkronizasyonu, çoğu sayısal haberleşme sistemlerinde, ve özellikle hem frekans hem de faz kenetlemesini elde eden işlemi çok zorlaştırabilen hızlı işaret sönümlenmesinin olduğu gezgin haberleşme sistemlerinde kritik bir konudur. Vericide, taşıyıcı frekansı genellikle kristal osilatör gibi yerel zamanlama kaynağından üretilir. Evre uyumlu algılama için alıcı tam olarak taşıyıcı frekansı ve fazı ile aynı işareti ister. Denklem (1.36), hatalı bir şekilde kenetlenen taşıyıcı frekansıyla bu alma (alış) işlemi gösterir. Taşıyıcı frekansı ω_c ile, gönderilen faz modülasyonu $\theta(t)$ ile ve kanal faz bozulması φ ile gösterilir. Alıcıda, demodüle edilmiş taşıyıcı ω_r frekansına ve φ_r fazına sahiptir.

$$\begin{aligned} R(t) &= A \cos(\omega_c t + \theta(t) + \varphi) \cos(\omega_r t + \varphi_r) \\ &= A \cos((\omega_c - \omega_r)t + \theta(t) + \varphi - \varphi_r) \end{aligned} \quad (1.36)$$

Verici ve alıcı referansları arasında frekans kayması varsa o zaman alınan işaretin doğru bir şekilde taban banda indirilemeyeceğini denklem (1.36) gösterir. Şekil 1.7'de görüldüğü gibi, alınan faz işaret yıldız kümesi f_c frekans hatası ile dönecektir. Bu frekans, verici ve alıcı taşıyıcı frekansları arasındaki fark ($f_c - f_r$) ile belirlenir ve frekans kenetleme gerçekleştirildiğinde sıfıra doğru azaltılacaktır. Alternatif olarak, alıcı doğru frekansla demodüle ederse ama sabit faz hatasına ($\varphi - \varphi_r$) sahipse, o zaman alınan işaret yıldız kümesi sabit faz dönmesinden zarar görecektir (Şekil 1.7 b). Bu problem düzeltilmezse, o zaman bu dönme sistemin gürültü bağıışıklığını (noise immunity) azaltacaktır. Bununla birlikte, işaret yıldız kümesi döndüğünden, sembol noktaları karar sınırlarının dışına düşecektir ve bu yok edici (catastrophic) başarısızlık ile sonuçlanacaktır. Bu nedenle, sabit faz hatalarına karşı, alınan veri sembollerinin çoğunun hatalı olacağına dair güçlü bir ihtimal vardır. Bir kez daha geçmiş karar sınırlarında semboller dönmeyi sürdürmeden önce, frekans hatasına karşı işaret yıldız kümesi bazen doğru kenetleme (alignment) içinde dönecektir. Bu yüzden, evreyuymulu alış gerçekleştirilirse, o zaman frekans ve faz kenetlemesini sürdürmek için taşıyıcı eşzamanlamasının birkaç biçimi gerekecektir. Taşıyıcı

eşzamanlamasının değişik biçimleri [27] kaynağında ayrıntılı olarak açıklanmaktadır.



Şekil 1.7. Evreyumlu QPSK için faz ve frekans hataları

Taşıyıcı frekans kayması ya iyi bir kompanzasyonla ya da uyarlanır bir algoritma ile yok edilebilir. Sabit faz kayması kanal kestirimi esnasında işleme alınır ve kanal katsayıları tarafından içerilir.

1.3. Öğrenme Dizisi Esaslı Parametre 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 [28]. 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 ya da, 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, “uyarlanır 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 denkleştirmesine ve kanalın bilinmesine gerek duyulmaz. 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 [28]. ETSI'nin DAB standardında da farksal modülasyon kullanılmaktadır [33]. Evre uyumlu modülasyonla karşılaştırıldığında, 3 dB daha fazla SNR gerektirmesi ve yüksek seviyeli karesel genlik modülasyonları için uygun olmaması olumsuz yönleridir [1].

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 “öğrenme” ve “izleme” olmak üzere iki evrede çalıştırılırlar. Önce, vericiden, alıcı tarafından da bilinen, sabit uzunluklu bir öğrenme 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 öğrenme dizisinin, en kötü kanal durumunda bile, kullanılan algoritmaya söz konusu katsayıları uygun şekilde ayarlama olanağı tanınması gerekmektedir. Öğrenme evresi 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 blok başında aynı öğrenme dizisi gönderilir. Böylece, her blok başındaki öğrenme dizisi yardımıyla kanal denkleştirici yeniden eğitilir.

1.3.1. Doğrusal Denkleştiriciler

Doğrusal denkleştirici, enine filtre olarak da bilinen FIR filtresi olarak gerçekleştirilebilir. Denkleştiricinin bu tipi mevcut en iyi tiptir. Doğrusal denkleştirici Bölüm 1.3.3.2’de bahsedildiği için burada detaylı açıklama verilmemektedir.

1.3.2. Doğrusal Olmayan Denkleştirme

Sıradan pratik kablosuz sistemlerde kullanılan doğrusal denkleştirici için kanal bozulmasının çok şiddetli olduğu uygulamalarda doğrusal olmayan denkleştiriciler kullanılır. Doğrusal denkleştiriciler, geçirme kuşağında (passband) derin frekans sönümlenmeleri olan kanallar üzerinde iyi çalışmaz.

Doğrusal denkleştirme teknikleri üzerine ilerlemeleri öneren çok etkili üç tür doğrusal olmayan yöntemler geliştirilmektedir ve en çok ikinci nesil (2G) ve üçüncü nesil (3G) sistemlerde kullanılmaktadır. Bunlar [34]:

- a-* Karar geribeslemeli denkleştirme (Decision Feedback Equalization, DFE).
- b-* Enbüyük olabilirlik sembol algılama.
- c-* Enbüyük olabilirlik dizi kestirimi (Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE)’dir.

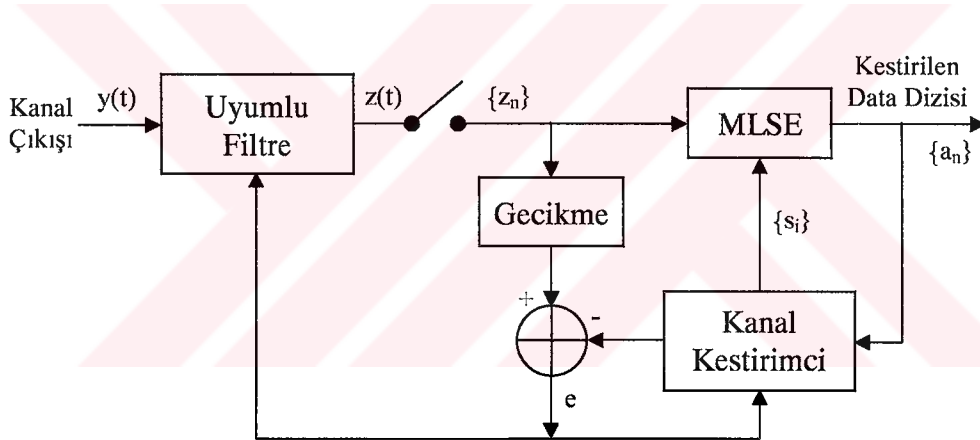
Karar geribeslemeli denkleştirme 1.3.5 nolu bölümünde ayrıntılı olarak verileceği için burada anlatılmadı.

1.3.2.1. Enbüyük Olabilirlik Dizi Kestirimi (MLSE) Denkleştirici

Kanal herhangi bir genlik bozulmasını içermediğinde, sembol hatasının minimum olasılık kriteri ile ilgili olarak tanımlanan MSE-tabanlı doğrusal denkleştiriciler optimumdur. Bu, gezgin haberleşme bağlantısı için gereken denkleştiricide tam olarak (precisely) bir koşuldur. MSE-tabanlı denkleştiriciler üzerine bu sınırlama, araştırmacılara optimum ya da optimuma yakın doğrusal olmayan yapıları araştırmaları için öncülük eder. Bu denkleştiriciler, klasik enbüyük olabilirlik (ML) alıcı yapısının çeşitli biçimlerini kullanır. MLSE, algoritma içinde kanal vuruş tepesi simülatörünü kullanarak, bütün mümkün data dizilerini kontrol eder, ve çıkış olarak enbüyük olasılıklı data dizisini seçer.

Özellikle kanalın gecikme yayılması büyük olduğunda, MLSE genellikle büyük hesaplama ihtiyacına sahiptir. Denkleştirici olarak MLSE'yi kullanmak ilk olarak Forney tarafından önerildi [35]. Forney, temel MLSE kestirimci yapısını kurdu ve onu Viterbi Algoritması ile gerçekleştirdi. Bu algoritma, belleksiz gürültü içinde gözlenen sonlu durum Markov işleminin (process) sabit dizilerinin MLSE'si olduğu kabul edildi. Günümüzde gezgin radyo kanallarındaki denkleştiriciler için MLSE başarılı bir şekilde gerçekleştirilmektedir.

DFE üzerine kurulan MLSE alıcının blok diyagramı Şekil 1.8'de gösterilmektedir. Bu düşüncede dizi hata olasılığını minimize eden MLSE optimaldir. MLSE, kararları vermede metrikleri (metric) hesaplamak için kanal özelliklerinin bilgisine ihtiyaç duyar. MLSE, işareti bozan gürültünün istatistiksel dağılımının bilgisine de ihtiyaç duyar. Böylece, gürültünün olasılık dağılımı, alınan işaretin optimum demodülasyonu için metriğin biçimini belirler. Uyumlu (matched) filtre sürekli zaman işaretleri üzerinde çalışır (operate), buna karşılık MLSE ve kanal kestirimci doğrusal olmayan örneklere bağlıdır.



Şekil 1.8. Uyarlanırlı uyumlu filtre ile enbüyük olabirlik dizi kestirimci (MLSE)'nin yapısı

1.3.3. 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 [3, 6].

1.3.3.1. Kanal Uyumlu Filtre (CMF)

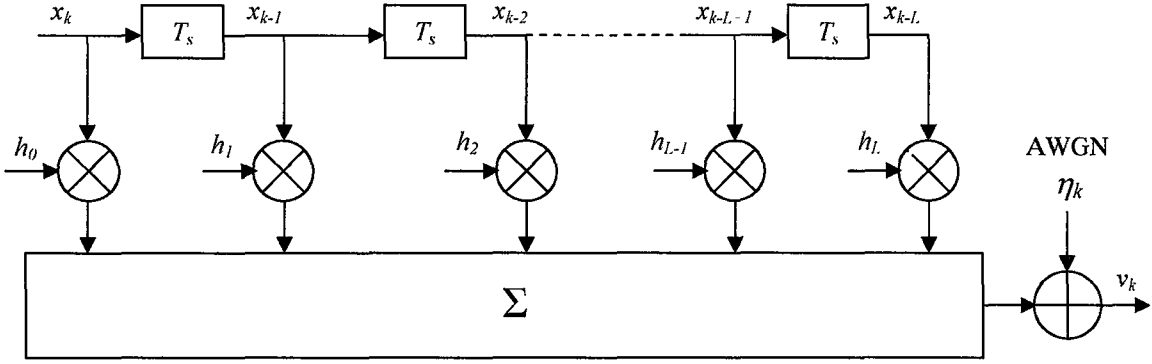
Çok yollu yayılımda alıcıya ilk önce ulaşan işaretin en kısa yolu kat ederek geldiği varsayılarak, en az zayıflamaya uğradığı ve dolayısıyla da en fazla enerjiye sahip olduğu, diğerlerinin genliklerinin ise üstel olarak azaldığı tespit edilmiştir [36]. Böyle bir iletişim kanalı dallı gecikme hattı filtre ile modellenenabilir [30]. Şekil 1.9'da $L+1$ dallı iletişim kanalının TDL filtre modeli görülmektedir. Burada, x gönderilen veri dizisini, h kanal katsayılarını, v alınan veri dizisini, η toplanır beyaz Gauss gürültüsünü, T_s örnekleme periyodunu göstermektedir. Alıcı girişindeki işaret için

$$v_k = h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + \dots + h_{L-1} x_{k-L+1} + h_L x_{k-L} + \eta_k \quad (1.37)$$

yazılabilir. Bu ifade toplam olarak yazılırsa

$$v_k = \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (1.38)$$

elde edilir.



Şekil 1.9. $L+1$ dallı iletişim kanalının TDL filtre modeli

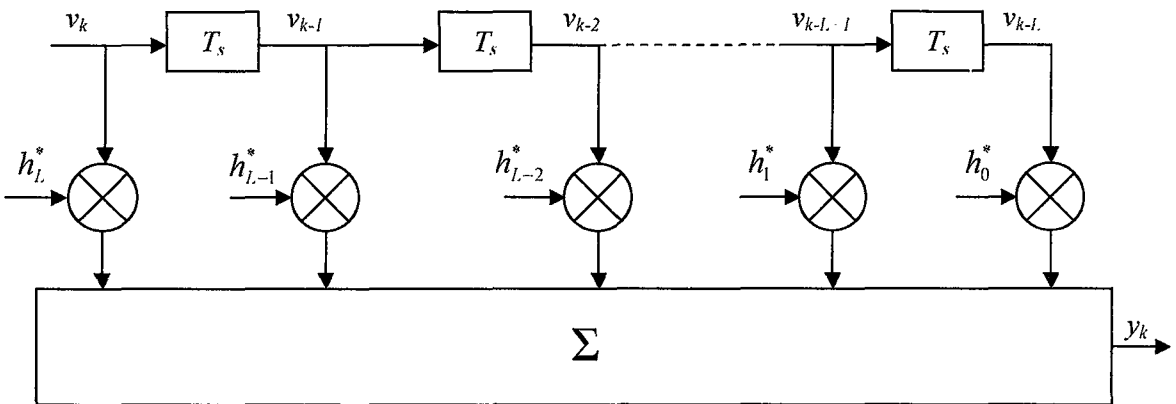
Kanal uyumlu filtre, kanalın TDL filtre modelinin aynadaki aksi ve katsayıları da kanal katsayılarının karmaşık eşleniğidir. Şekil 1.9'da TDL modeli verilen kanalın kanal uyumlu filtresi Şekil 1.10'da görüldüğü gibidir.

Kanaldan gönderilen işaret, alıcıda CMF'den de geçirildikten sonra simgeler arası girişimi ortadan kaldırmak için kanal denkleştirici kısma uygulanır. Ardışık iki filtreden geçen işaret Şekil 1.11'de görülmektedir.

CMF çıkışındaki işaret için

$$y_k = h_L^* v_k + h_{L-1}^* v_{k-1} + h_{L-2}^* v_{k-2} + \dots + h_1^* v_{k-L+1} + h_0^* v_{k-L} \quad (1.39)$$

yazılabilir. (1.41) eşitliği aşağıdaki gibi toplam şeklinde yazılabilir:



Şekil 1.10. Şekil 1.9'da verilen $L+1$ dallı iletişim kanalının kanal uyumlu filtresi

$$y_k = \sum_{i=0}^L h_i^* v_{k-L+i} \quad (1.40)$$

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

$$\begin{aligned} y_k &= h_4^* v_k + h_3^* v_{k-1} + h_2^* v_{k-2} + h_1^* v_{k-3} + h_0^* v_{k-4} \\ &= h_4^* (h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + h_3 x_{k-3} + h_4 x_{k-4} + \eta_k) \\ &\quad + h_3^* (h_0 x_{k-1} + h_1 x_{k-2} + h_2 x_{k-3} + h_3 x_{k-4} + h_4 x_{k-5} + \eta_{k-1}) \\ &\quad + h_2^* (h_0 x_{k-2} + h_1 x_{k-3} + h_2 x_{k-4} + h_3 x_{k-5} + h_4 x_{k-6} + \eta_{k-2}) \\ &\quad + h_1^* (h_0 x_{k-3} + h_1 x_{k-4} + h_2 x_{k-5} + h_3 x_{k-6} + h_4 x_{k-7} + \eta_{k-3}) \\ &\quad + h_0^* (h_0 x_{k-4} + h_1 x_{k-5} + h_2 x_{k-6} + h_3 x_{k-7} + h_4 x_{k-8} + \eta_{k-4}) \end{aligned} \quad (1.41)$$

elde edilir. Bu son denklem düzenlenecek olursa

$$\begin{aligned} y_k &= h_4^* h_0 x_k \\ &\quad + (h_4^* h_1 + h_3^* h_0) x_{k-1} \\ &\quad + (h_4^* h_2 + h_3^* h_1 + h_2^* h_0) x_{k-2} \\ &\quad + (h_4^* h_3 + h_3^* h_2 + h_2^* h_1 + h_1^* h_0) x_{k-3} \\ &\quad + (h_4^* h_4 + h_3^* h_3 + h_2^* h_2 + h_1^* h_1 + h_0^* h_0) x_{k-4} \\ &\quad + (h_3^* h_4 + h_2^* h_3 + h_1^* h_2 + h_0^* h_1) x_{k-5} \\ &\quad + (h_2^* h_4 + h_1^* h_3 + h_0^* h_2) x_{k-6} \\ &\quad + (h_1^* h_4 + h_0^* h_3) x_{k-7} \\ &\quad + h_0^* h_4 x_{k-8} \\ &\quad + h_4^* \eta_k + h_3^* \eta_{k-1} + h_2^* \eta_{k-2} + h_1^* \eta_{k-3} + h_0^* \eta_{k-4} \end{aligned} \quad (1.42)$$

elde edilecektir. (1.42) 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} 'nin 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 1.11'de bu durum açık olarak görülebilmektedir.

Yine işlemleri basitleştirmek için yeni bir katsayı takımı tanımlanarak,

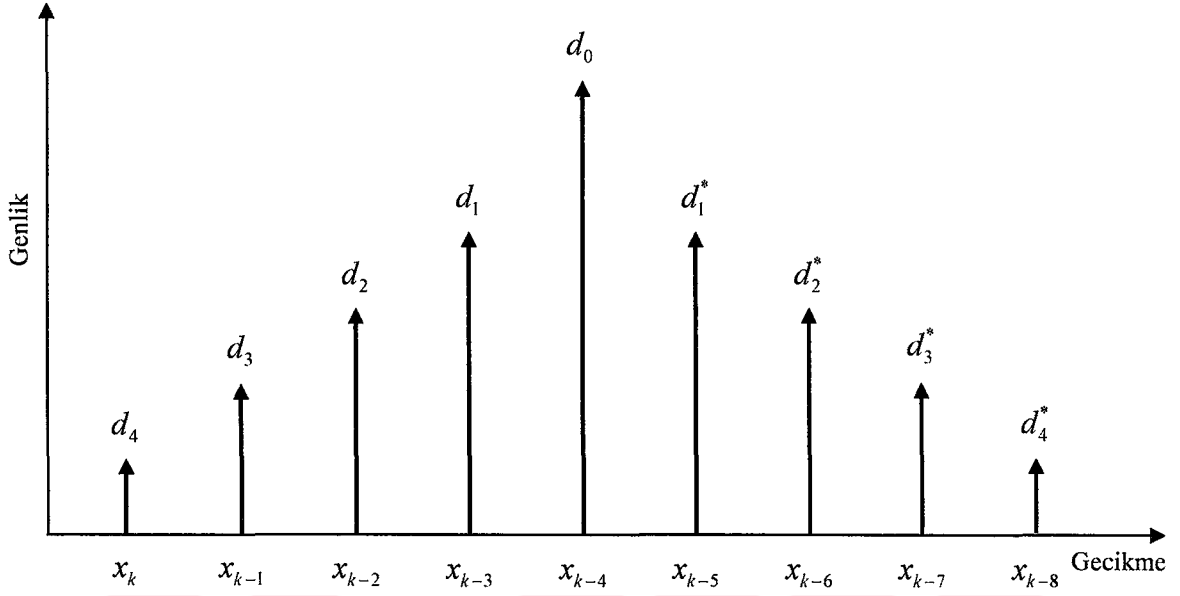
$$\begin{aligned}
 d_{-4} &= h_4^* h_0 \\
 d_{-3} &= h_4^* h_1 + h_3^* h_0 \\
 d_{-2} &= h_4^* h_2 + h_3^* h_1 + h_2^* h_0 \\
 d_{-1} &= h_4^* h_3 + h_3^* h_2 + h_2^* h_1 + h_1^* h_0 \\
 d_0 &= h_4^* h_4 + h_3^* h_3 + h_2^* h_2 + h_1^* h_1 + h_0^* h_0 \\
 d_1 &= h_3^* h_4 + h_2^* h_3 + h_1^* h_2 + h_0^* h_1 \\
 d_2 &= h_2^* h_4 + h_1^* h_3 + h_0^* h_2 \\
 d_3 &= h_1^* h_4 + h_0^* h_3 \\
 d_4 &= h_0^* h_4
 \end{aligned} \tag{1.43}$$

$$\begin{aligned}
 y_k &= d_{-4} x_k \\
 &+ d_{-3} x_{k-1} \\
 &+ d_{-2} x_{k-2} \\
 &+ d_{-1} x_{k-3} \\
 &+ d_0 x_{k-4} \\
 &+ d_1 x_{k-5} \\
 &+ d_2 x_{k-6} \\
 &+ d_3 x_{k-7} \\
 &+ d_4 x_{k-8} \\
 &+ h_4^* \eta_k + h_3^* \eta_{k-1} + h_2^* \eta_{k-2} + h_1^* \eta_{k-3} + h_0^* \eta_{k-4}
 \end{aligned} \tag{1.44}$$

olarak elde edilir. Buradan genel ifade

$$y_k = \sum_{i=-L}^L d_i x_{k-i-L} + \sum_{j=0}^L h_j^* \eta_{k+j-L} \tag{1.45}$$

olarak çıkarılabilir.



Şekil 1.11. CMF çıkışındaki işaret

(1.45) 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

$$\gamma_{CMF} = 10 \log_{10} \frac{E \left\{ \left| \sum_{i=-L}^L d_i x_{k-i-L} \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \sum_{j=0}^L h_j^* \eta_{k+j-L} \right|^2 \right\}} \quad (1.46)$$

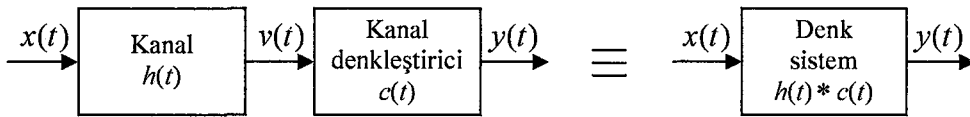
olarak elde edilir. Burada $E\{\cdot\}$, uzun dönem ortalaması veya beklenen değer fonksiyonudur. Benzer şekilde kanalın çıkışındaki veya alıcının girişindeki işaret gürültü oranı γ_{CH} ,

$$\gamma_{CH} = 10 \log_{10} \frac{E \left\{ \left| \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} \right|^2 \right\}}{E \left\{ |n_k|^2 \right\}} \quad (1.47)$$

olarak yazılabilir. CMF yardımıyla simge eşzamanlaması yapma ve alıcıda işaret gürültü oranını iyileştirme konusunda çalışmalar bulunmaktadır [37]. [3] ile verilen çalışmada, CMF'in kanalın girişindeki işaret gürültü oranına göre 3 dB kazanç sağladığı gösterilmiştir.

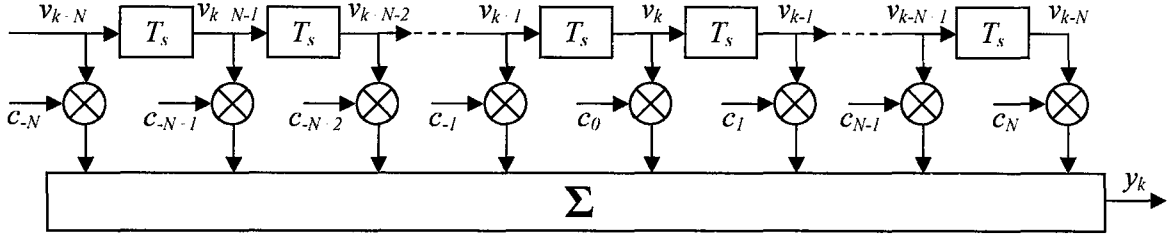
1.3.3.2. Doğrusal Enine Kanal Denkleştirici (Linear Transversal Equalizer)

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 1.12'de 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 içerisine çekilmesi asıl amaçtır.



Şekil 1.12. Kanal, kanal denkleştirici ve denk sistem [28]

Dallı gecikme hattı filtre ile modellenebilen ve basit bir yapıya sahip olan, $2N+1$ uzunluklu doğrusal enine kanal denkleştiricinin (Linear Transversal Equalizer, LTE) yapısı Şekil 1.13'te görülmektedir.



Şekil 1.13. Doğrusal enine denkleştiricinin TDL filtre modeli

Kanal denkleştiricinin çıkışındaki işaret

$$y_k = \sum_{i=-N}^N c_i v_{k-i} \quad (1.48)$$

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

$$p(t) = h(t) * c(t) \quad (1.49)$$

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

$$c(t) = \sum_{k=-N}^N c_k \delta(t - kT_s) \quad (1.50)$$

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

$$p(t) = h(t) * \sum_{k=-N}^N c_k \delta(t - kT_s) \quad (1.51)$$

yazılabilir. Katlama ile toplamanın sırası değiştirilirse,

$$\begin{aligned}
p(t) &= \sum_{k=-N}^N c_k h(t) * \delta(t - kT_s) \\
&= \sum_{k=-N}^N c_k h(t - kT_s)
\end{aligned} \tag{1.52}$$

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

$$p(nT_s) = \sum_{k=-N}^N c_k h((n-k)T_s) \tag{1.53}$$

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,

$$p(nT_s) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} \tag{1.54}$$

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

$$p(nT_s) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm N \end{cases} \tag{1.55}$$

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

$$h_n = h(nT_s) \tag{1.56}$$

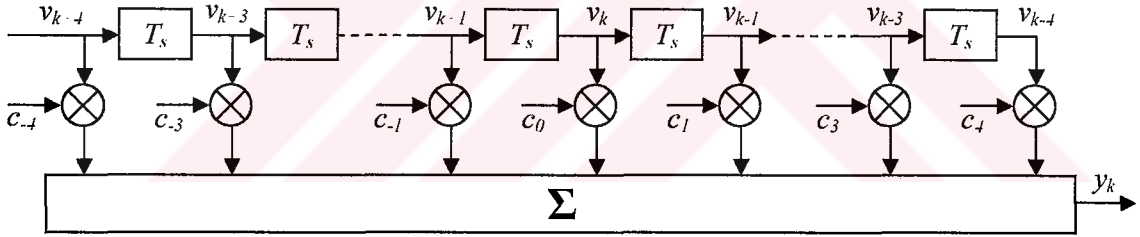
olarak yazılırsa, Nyquist kriteri sonucunda $2N+1$ denklemden oluşan bir set elde edilir. Bu set,

$$\sum_{k=-N}^N c_k h_{n-k} = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm N \end{cases} \quad (1.57)$$

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

$$\begin{bmatrix} h_0 & \dots & h_{-N+1} & h_{-N} & h_{-N-1} & \dots & h_{-2N} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{N-1} & \dots & h_0 & h_{-1} & h_{-2} & \dots & h_{-N-1} \\ h_N & \dots & h_1 & h_0 & h_{-1} & \dots & h_{-N} \\ h_{N+1} & \dots & h_2 & h_1 & h_0 & \dots & h_{-N+1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{2N} & \dots & h_{N+1} & h_N & h_{N-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \vdots \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.58)$$

elde edilir [29]. 5 dallı kanal için 9 dallı kanal denkleştirici yapısı Şekil 1.14'te verilmektedir.



Şekil 1.14. 9 dallı doğrusal enine kanal denkleştirici

Kanal denkleştirici çıkışındaki işaret,

$$y_k = \sum_{i=-4}^4 c_i v_{k-i} \quad (1.59)$$

$$= c_{-4} v_{k+4} + c_{-3} v_{k+3} + c_{-2} v_{k+2} + c_{-1} v_{k+1} + c_0 v_k + c_1 v_{k-1} + c_2 v_{k-2} + c_3 v_{k-3} + c_4 v_{k-4}$$

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

$$\begin{aligned}
y_k = & c_{-4}(h_0x_{k+4} + h_1x_{k+3} + h_2x_{k+2} + h_3x_{k+1} + h_4x_k + \eta_{k+4}) \\
& + c_{-3}(h_0x_{k+3} + h_1x_{k+2} + h_2x_{k+1} + h_3x_k + h_4x_{k-1} + \eta_{k+3}) \\
& + c_{-2}(h_0x_{k+2} + h_1x_{k+1} + h_2x_k + h_3x_{k-1} + h_4x_{k-2} + \eta_{k+2}) \\
& + c_{-1}(h_0x_{k+1} + h_1x_k + h_2x_{k-1} + h_3x_{k-2} + h_4x_{k-3} + \eta_{k+1}) \\
& + c_0(h_0x_k + h_1x_{k-1} + h_2x_{k-2} + h_3x_{k-3} + h_4x_{k-4} + \eta_k) \\
& + c_1(h_0x_{k-1} + h_1x_{k-2} + h_2x_{k-3} + h_3x_{k-4} + h_4x_{k-5} + \eta_{k-1}) \\
& + c_2(h_0x_{k-2} + h_1x_{k-3} + h_2x_{k-4} + h_3x_{k-5} + h_4x_{k-6} + \eta_{k-2}) \\
& + c_3(h_0x_{k-3} + h_1x_{k-4} + h_2x_{k-5} + h_3x_{k-6} + h_4x_{k-7} + \eta_{k-3}) \\
& + c_4(h_0x_{k-4} + h_1x_{k-5} + h_2x_{k-6} + h_3x_{k-7} + h_4x_{k-8} + \eta_{k-4})
\end{aligned} \tag{1.60}$$

elde edilir. Bu son denklem düzenlenecek olursa,

$$\begin{aligned}
y_k = & (c_{-4}h_0)x_{k+4} \\
& + (c_{-4}h_1 + c_{-3}h_0)x_{k+3} \\
& + (c_{-4}h_2 + c_{-3}h_1 + c_{-2}h_0)x_{k+2} \\
& + (c_{-4}h_3 + c_{-3}h_2 + c_{-2}h_1 + c_{-1}h_0)x_{k+1} \\
& + (c_{-4}h_4 + c_{-3}h_3 + c_{-2}h_2 + c_{-1}h_1)x_k \\
& + (c_{-3}h_4 + c_{-2}h_3 + c_{-1}h_2 + c_0h_1 + c_1h_0)x_{k-1} \\
& + (c_{-2}h_4 + c_{-1}h_3 + c_0h_2 + c_1h_1 + c_2h_0)x_{k-2} \\
& + (c_{-1}h_4 + c_0h_3 + c_1h_2 + c_2h_1 + c_3h_0)x_{k-3} \\
& + (c_0h_4 + c_1h_3 + c_2h_2 + c_3h_1 + c_4h_0)x_{k-4} \\
& + (c_1h_4 + c_2h_3 + c_3h_2 + c_4h_1)x_{k-5} \\
& + (c_2h_4 + c_3h_3 + c_4h_2)x_{k-6} \\
& + (c_3h_4 + c_4h_3)x_{k-7} \\
& + (c_4h_4)x_{k-8} \\
& + c_{-4}\eta_{k+4} + c_{-3}\eta_{k+3} + c_{-2}\eta_{k+2} + c_{-1}\eta_{k+1} + c_0\eta_k + c_1\eta_{k-1} + c_2\eta_{k-2} + c_3\eta_{k-3} + c_4\eta_{k-4}
\end{aligned} \tag{1.61}$$

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'ser 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, (1.61) denklemini kullanılarak aşağıdaki denklem takımı elde edilir:

$$\begin{bmatrix} h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.62)$$

Zf-LTE veya ZF-DFE katsayı matrisinin yüksek dereceden ters işleme (ill conditioning) özelliği göstermesi, her bir denklemden gürültünün ihmal edilmesi, kararsız filtre yapısı üretmesi ve gürültü azaltma özelliği olmadığından yüksek bit hata oranı (BER) üretir ve tercih edilmez.

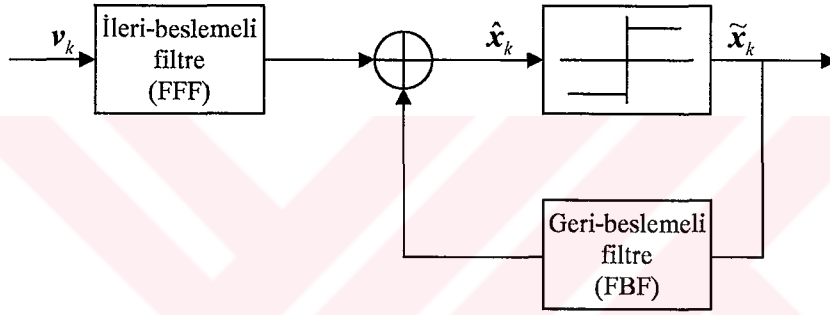
1.3.4. Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici (Decision-Feedback Equalizer)

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 1.15'te görüldüğü gibi, DFE ileri-beslemeli filtre (Feedforward filter, FFF) ve geri-beslemeli filtre (Feedback filter, 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

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i v_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (1.63)$$

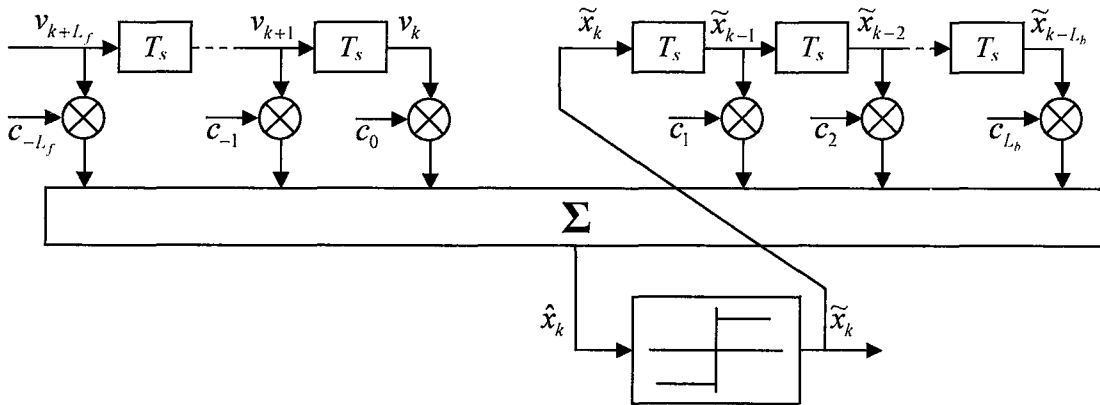
ile hesaplanabilir. Burada, $(L_f + 1)$ ileri-beslemeli filtrenin dal sayısı, L_b ise geri-beslemeli filtrenin dal sayısıdır. DFE'nin toplam dal sayısı $(L_f + L_b + 1)$ olmaktadır. Kanal denkleştiricinin sahip olduğu geri-besleme çevrimi, DFE'yi doğrusal olmayan bir yapıya götürmekte ve bu da LTE kadar kolay analiz edilmesini engellemektedir. Buna rağmen, DFE katsayılarının optimum yapılmasında ortalama karesel hata kriteri kullanılabilir [1], [29].



Şekil 1.15. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici blok yapısı

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

Şekil 1.16 ile verilen DFE filtresinin vuruş tepkisine Nyquist kriteri uygulandığında,



Şekil 1.16. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici filtresi

$$\sum_{k=-L_f}^0 c_k h_{n-k} = \begin{cases} 1, & n=0 \\ 0, & n=-L_f, -L_f+1, -L_f+2, \dots, -1 \end{cases} \quad (1.64)$$

$$\sum_{k=n}^0 c_{n-k} h_{k-n} + c_n = 0, \quad n=1, 2, 3, \dots, L_b \quad (1.65)$$

elde edilir [3]. Bu denklem takımı 5 dallı kanal, $L_f = L_b = 4$ olan DFE için elde edilmeye çalışılırsa,

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= \sum_{i=-L_f}^0 c_i v_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \\ &= c_{-4} v_{k+4} + c_{-3} v_{k+3} + c_{-2} v_{k+2} + c_{-1} v_{k+1} + c_0 v_k + c_1 \tilde{x}_{k-1} + c_2 \tilde{x}_{k-2} + c_3 \tilde{x}_{k-3} + c_4 \tilde{x}_{k-4} \end{aligned} \quad (1.66)$$

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

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= c_{-4} (h_0 x_{k+4} + h_1 x_{k+3} + h_2 x_{k+2} + h_3 x_{k+1} + h_4 x_k + \eta_{k+4}) \\ &\quad + c_{-3} (h_0 x_{k+3} + h_1 x_{k+2} + h_2 x_{k+1} + h_3 x_k + h_4 x_{k-1} + \eta_{k+3}) \\ &\quad + c_{-2} (h_0 x_{k+2} + h_1 x_{k+1} + h_2 x_k + h_3 x_{k-1} + h_4 x_{k-2} + \eta_{k+2}) \\ &\quad + c_{-1} (h_0 x_{k+1} + h_1 x_k + h_2 x_{k-1} + h_3 x_{k-2} + h_4 x_{k-3} + \eta_{k+1}) \\ &\quad + c_0 (h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + h_3 x_{k-3} + h_4 x_{k-4} + \eta_k) \\ &\quad + c_1 \tilde{x}_{k-1} \\ &\quad + c_2 \tilde{x}_{k-2} \\ &\quad + c_3 \tilde{x}_{k-3} \\ &\quad + c_4 \tilde{x}_{k-4} \\ &\quad + c_{-4} \eta_{k+4} + c_{-3} \eta_{k+3} + c_{-2} \eta_{k+2} + c_{-1} \eta_{k+1} + c_{-0} \eta_k \end{aligned} \quad (1.67)$$

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

$$\begin{aligned}
\hat{x}_k &= (c_{-4}h_0)x_{k+4} \\
&+ (c_{-4}h_1 + c_{-3}h_0)x_{k+3} \\
&+ (c_{-4}h_2 + c_{-3}h_1 + c_{-2}h_0)x_{k+2} \\
&+ (c_{-4}h_3 + c_{-3}h_2 + c_{-2}h_1 + c_{-1}h_0)x_{k+1} \\
&+ (c_{-4}h_4 + c_{-3}h_3 + c_{-2}h_2 + c_{-1}h_1 + c_0h_0)x_k \\
&+ (c_{-3}h_4 + c_{-2}h_3 + c_{-1}h_2 + c_0h_1)x_{k-1} \\
&+ (c_{-2}h_4 + c_{-1}h_3 + c_0h_2)x_{k-2} \\
&+ (c_{-1}h_4 + c_0h_3)x_{k-3} \\
&+ (c_0h_4)x_{k-4} \\
&+ c_1\tilde{x}_{k-1} \\
&+ c_2\tilde{x}_{k-2} \\
&+ c_3\tilde{x}_{k-3} \\
&+ c_4\tilde{x}_{k-4}
\end{aligned} \tag{1.68}$$

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,

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{1.69}$$

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,

$$\begin{aligned}
x_{k-2} &= \tilde{x}_{k-2} \\
x_{k-3} &= \tilde{x}_{k-3} \\
x_{k-4} &= \tilde{x}_{k-4} \\
x_{k-5} &= \tilde{x}_{k-5}
\end{aligned} \tag{1.70}$$

olması beklenir. x_{k-5} simgesi (1.68) denkleminde gözükmediği için katsayısı, $c_4 = 0$

olacaktır. Bu özellikler kullanıldığında,

$$\begin{aligned}
 c_1 &= -(c_{-2}h_4 + c_{-1}h_3 + c_0h_2) \\
 c_2 &= -(c_{-1}h_4 + c_0h_3) \\
 c_3 &= -(c_0h_4) \\
 c_4 &= 0
 \end{aligned} \tag{1.71}$$

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

$$\begin{bmatrix}
 h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 c_{-4} \\
 c_{-3} \\
 c_{-2} \\
 c_{-1} \\
 c_0 \\
 c_1 \\
 c_2 \\
 c_3 \\
 c_4
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 1 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{bmatrix} \tag{1.72}$$

olacaktır.

1.3.4.2. 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 [1]:

$$J(L_f, L_b) = E\{|e_k|^2\} \tag{1.73}$$

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

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (1.74)$$

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

$$e_k = x_k - \mathbf{v}_k \mathbf{c}_k^T \quad (1.75)$$

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 [5] kullanılırsa,

$$E\{e_k \mathbf{v}_k\} = E\{x_k \mathbf{v}_k^* - \mathbf{v}_k^{*T} \mathbf{v}_k \mathbf{c}_k^T\} = 0 \quad (1.76)$$

elde edilir. Buradan da,

$$E\{x_k \mathbf{v}_k^*\} = E\{\mathbf{v}_k^{*T} \mathbf{v}_k \mathbf{c}_k^T\} \quad (1.77)$$

elde edilir. Bu ifade matris biçiminde yazılacak olursa,

$$E\left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k+L_f}^* \\ \mathbf{v}_{k+L_f-1}^* \\ \vdots \\ \mathbf{v}_k^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-1}^* \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_n+1}^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_n}^* \end{bmatrix} \right\} = E\left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k+L_f}^* \\ \mathbf{v}_{k+L_f-1}^* \\ \vdots \\ \mathbf{v}_k^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-1}^* \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_n+1}^* \\ \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_n}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k+L_f} & \mathbf{v}_{k+L_f-1} & \cdots & \mathbf{v}_k & \tilde{\mathbf{x}}_{k-1} & \cdots & \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_n+1} & \tilde{\mathbf{x}}_{k-L_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{-L_f} \\ \mathbf{c}_{-L_f+1} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_0 \\ \mathbf{c}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{L_n-1} \\ \mathbf{c}_{L_n} \end{bmatrix} \right\} \quad (1.78)$$

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:

$$E \left\{ \begin{array}{c} x_k v_{k+4}^* \\ x_k v_{k+3}^* \\ x_k v_{k+2}^* \\ x_k v_{k+1}^* \\ x_k v_k^* \\ x_k \tilde{x}_{k-1}^* \\ x_k \tilde{x}_{k-2}^* \\ x_k \tilde{x}_{k-3}^* \\ x_k \tilde{x}_{k-4}^* \end{array} \right\} = E \left\{ \begin{array}{cccccccc} v_{k+4}^* v_{k+4} & v_{k+4}^* v_{k+3} & \cdots & v_{k+4}^* v_k & v_{k+4}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_{k+4}^* \tilde{x}_{k-4} & c_{-4} \\ v_{k+3}^* v_{k+4} & v_{k+3}^* v_{k+3} & \cdots & v_{k+3}^* v_k & v_{k+3}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_{k+3}^* \tilde{x}_{k-4} & c_{-3} \\ v_{k+2}^* v_{k+4} & v_{k+2}^* v_{k+3} & \cdots & v_{k+2}^* v_k & v_{k+2}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_{k+2}^* \tilde{x}_{k-4} & c_{-2} \\ v_{k+1}^* v_{k+4} & v_{k+1}^* v_{k+3} & \cdots & v_{k+1}^* v_k & v_{k+1}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_{k+1}^* \tilde{x}_{k-4} & c_{-1} \\ v_k^* v_{k+4} & v_k^* v_{k+3} & \cdots & v_k^* v_k & v_k^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & v_k^* \tilde{x}_{k-4} & c_0 \\ \tilde{x}_{k-1}^* v_{k+4} & \tilde{x}_{k-1}^* v_{k+3} & \cdots & \tilde{x}_{k-1}^* v_k & \tilde{x}_{k-1}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & \tilde{x}_{k-1}^* \tilde{x}_{k-4} & c_1 \\ \tilde{x}_{k-2}^* v_{k+4} & \tilde{x}_{k-2}^* v_{k+3} & \cdots & \tilde{x}_{k-2}^* v_k & \tilde{x}_{k-2}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & \tilde{x}_{k-2}^* \tilde{x}_{k-4} & c_2 \\ \tilde{x}_{k-3}^* v_{k+4} & \tilde{x}_{k-3}^* v_{k+3} & \cdots & \tilde{x}_{k-3}^* v_k & \tilde{x}_{k-3}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & \tilde{x}_{k-3}^* \tilde{x}_{k-4} & c_3 \\ \tilde{x}_{k-4}^* v_{k+4} & \tilde{x}_{k-4}^* v_{k+3} & \cdots & \tilde{x}_{k-4}^* v_k & \tilde{x}_{k-4}^* \tilde{x}_{k-1} & \cdots & \tilde{x}_{k-4}^* \tilde{x}_{k-4} & c_4 \end{array} \right\} \quad (1.79)$$

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

$$\begin{aligned} E\{x_k v_{k+i}^*\} &= h_i^*, \quad E\{x_k \tilde{x}_{k-i}^*\} = 0, \\ E\{\tilde{x}_{k-i}^* \tilde{x}_{k-i}^*\} &= 1, \quad E\{\tilde{x}_{k-i}^* v_k\} = h_i, \\ E\{v_k^* v_k\} &= h_0^* h_0 + h_1^* h_1 + h_2^* h_2 + h_3^* h_3 + h_4^* h_4 = d_0, \\ E\{v_k^* v_{k+i}\} &= d_i, \quad E\{v_k v_{k+i}^*\} = d_i^* \end{aligned} \quad (1.80)$$

olacaktır. Burada,

$$d_i = \sum_{n=0}^{L-i} h_n^* h_{n+i}, \quad i = 0, 1, \dots, L \quad (1.81)$$

ile verilir. Verilen bu özellikler (1.79) denklemde kullanılacak olursa,

$$\begin{bmatrix} d_0 + \sigma_0 \delta_{00} & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_1^* & d_0 + \sigma_0 \delta_{11} & d_1 & d_2 & d_3 & h_4^* & 0 & 0 & 0 \\ d_2^* & d_1^* & d_0 + \sigma_0 \delta_{22} & d_1 & d_2 & h_3^* & h_4^* & 0 & 0 \\ d_3^* & d_2^* & d_1^* & d_0 + \sigma_0 \delta_{33} & d_1 & h_2^* & h_3^* & h_4^* & 0 \\ d_4^* & d_3^* & d_2^* & d_1^* & d_0 + \sigma_0 \delta_{44} & h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_4^* \\ h_3^* \\ h_2^* \\ h_1^* \\ h_0^* \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.82)$$

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 bölünememektedir. Dolayısıyla, matrisin tamamının tersinin alınması gerekmektedir.

1.3.4.3. 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,

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_k &= [c_{-L_f} \quad c_{-L_f+1} \quad \dots \quad c_0 \quad c_1 \quad \dots \quad c_{L_b-1} \quad c_{L_b}]^T \\ &= [\mathbf{c}_k^1 \quad \mathbf{c}_k^2]^T \end{aligned} \quad (1.83)$$

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,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_k &= [v_{k+L_f} \quad v_{k+L_f-1} \quad \dots \quad v_k \quad \tilde{x}_{k-1} \quad \dots \quad \tilde{x}_{k-L_b+1} \quad \tilde{x}_{k-L_b}]^T \\ &= [\mathbf{v}_k^1 \quad \mathbf{v}_k^2]^T \end{aligned} \quad (1.84)$$

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,

$$\mathbf{e}_k = x_k - \mathbf{c}_k^T \mathbf{v}_k \quad (1.85)$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_{k+1}^1 &= \mathbf{c}_k^1 + \mu_1 e_k \mathbf{v}_k^1 \\ \mathbf{c}_{k+1}^2 &= \mathbf{c}_k^2 + \mu_2 e_k \mathbf{v}_k^2 \end{aligned} \quad (1.86)$$

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.

1.3.5. Uyarlanırlar Kanal Denkleştirme İçin Algoritmalar

Uyarlanırlar denkleştirici, bilinmeyen ve zamanla değişen kanalı dengelediğinden (compensate), denkleştirici katsayılarını güncellemek ve kanal değişmelerini izlemek için özel bir algoritmaya ihtiyaç duyar. Filtre katsayılarını uyarlamak için çeşitli algoritmalar mevcuttur.

Algoritmaların başarımı aşağıda verilen çeşitli faktörler tarafından belirlenir:

Yakınsama Hızı: Bu, optimum çözüme yeterince yakın yakınsamak için sabit girişlere verilen tepkede algoritma için gereken yineleme sayısı olarak tanımlanır. Hızlı yakınsama oranı, bilinmeyen istatistiklerin sabit çevresini hızlı bir şekilde uyarlaması için algoritmaya izin verir. Ayrıca, sabit olmayan çevrede çalıştığında istatistiksel değişimleri izlemek için algoritmaya imkân tanır.

Hatalı Ayar (Misadjustment): İlgili algoritma için, bu parametre, optimal minimum ortalama karesel hatadan ayrılan (sapan) uyarlanırlar filtreler grubu üzerinden ortalaması alınmış ortalama karesel hatanın son değerinin toplam sayısal ölçümünü verir.

Hesaplama Karmaşıklığı: Bu, algoritmanın bir yinelemeyi tamamlamak için gereken işlemlerin sayısıdır.

Sayısal Özellikler: Algoritma sayısal olarak gerçekleştirildiğinde, yuvarlatma gürültüsü (round-off noise) ve bilgisayarda gösterim hataları nedeniyle yanlışlıklar

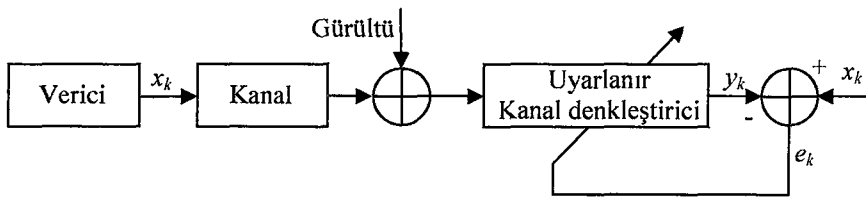
(inaccuracies) üretilir. Bu tür hatalar algoritmaların kararlılığını etkiler [38, 39].

Pratikte, hesaplamalar için kullanılan işlemci biriminin maliyeti, güç gereksinimi ve radyo yayılma özellikleri, denkleştirici yapısının ve algoritmasının seçiminde önemli rol oynar. Taşınabilir radyo uygulamalarında, abone ünitesinde enerji tüketimi en önemli husustur.

Radyo kanal özellikleri ve tasarlanmış abone teçhizatının kullanımı da bir anahtardır. Gezgin ünitenin hızı, kanalın evre uyumluluk (coherence) zamanı ile doğrudan ilişkili olan kanal sönümlenme hızını ve Doppler yayılmasını belirler. Yakınsama hızına uygun algoritmanın seçimi, kanal veri hızı ve evre uyumluluk zamanına bağlıdır [38].

Kanalın beklenen maksimum zaman gecikme yayılması, denkleştirici tasarımında kullanılan dalların sayısını belirler (dictate). Denkleştirici, yalnızca filtre yapısı içindeki maksimum gecikmeye eşit ya da daha az gecikme aralıklarında denkleştirme yapabilir. Örneğin, denkleştiricideki her bir gecikme elemanı 10 mikro saniye gecikmeyi arz ederse, 5 dallı denkleştiriciyi sağlamak için 4 gecikme elemanı kullanılır, o zaman, başarılı bir şekilde denkleştirilebilen maksimum gecikme yayılması $4 \times 10 \mu s = 40 \mu s$ olur. $40 \mu s$ 'den fazla çok yol gecikme yayımlı iletimler denkleştirilemez. Dalların ve gecikme elemanlarının sayısı ile devre karmaşıklığı ve işleme zamanı arttığından, denkleştirici yapısını ve algoritmasını seçmeden önce gecikme elemanlarının maksimum sayısını bilmek önemlidir. Sayısal Hücresel denkleştiricinin tasarımına dair kanal sönümlemenin etkileri Proakis tarafından incelendi [34].

Kanal denkleştirmenin uyarlanabilir 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 uyarlanabilir bir algoritmanın kullanılması gerekir. Şekil 1.17'de uyarlanabilir kanal denkleştirici blok şeması görülmektedir.

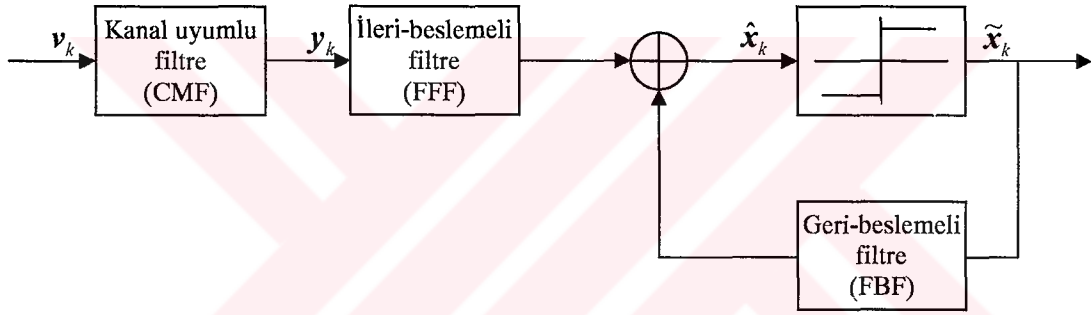


Şekil 1.17. Uyarlanabilir kanal denkleştirici blok şeması

Uyarlanır algoritmalarından, işlem karmaşıklığı düşük ve gerçekleşmesi kolay olduğundan, çok yaygın olarak kullanılan LMS ve işlem karmaşıklığı LMS algoritmasına göre daha fazla olmakla beraber başarımı daha yüksek olan RLS algoritmaları dikkate alınmıştır.

1.3.6. 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 1.18'de görülmektedir. Kanal denkleştirici çıkışındaki işaret,



Şekil 1.18. CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i y_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (1.87)$$

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.

Ara işlemler yapılarak denkleştirici çıkışındaki işarete ISI bileşenlerinin katsayıları sıfıra ve x_k simgesinin katsayısı 1'e zorlanırsa aşağıdaki (1.88) denklem takımı elde edilir. Yukarıdaki açıklamalardan da anlaşıldığı gibi, (1.88) nolu denklemde eşitliğin sağ tarafında eşzamanlama (senkronizasyon) noktasının 1 ve diğerlerinin 0 olduğu

görülmektedir. Yani eşzamanlama noktasının haricindeki diğer ISI bileşenleri sıfıra zorlanmaktadır. Dolayısıyla CMF-DFE, bizim kullandığımız biçimiyle Zero-Forcing denkleştiricidir. CMF-DFE ile ilgili ayrıntılı bilgi [3] nolu kaynaktan elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} d_0 & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{-1} & d_0 & d_1 & d_2 & d_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{-2} & d_{-1} & d_0 & d_1 & d_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & d_0 & d_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & d_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & d_{-1} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_{-4} & d_{-3} & d_{-2} & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{-4} & d_{-3} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_{-4} & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.88)$$

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 hatırd tutulmalıdır. 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 (1.93) 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 [28].

1.3.7. Algoritmaların Özeti

Denkleştiriciyi uyarlamak için kullanılan mevcut LMS ve RLS algoritmalarının çok sayıda özel tipleri vardır. Tablo-1.3, farklı algoritmaların hesaplama ihtiyaçlarını ve her bir algoritmanın bazı avantaj ve dezavantajlarını gösterir. RLS algoritmaları, LMS algoritmasından daha iyi benzer yakınsama ve izleme başarımlarına sahiptir. Bununla birlikte, bu RLS algoritmaları genellikle yüksek hesaplama ihtiyacına ve karmaşık program yapılarına sahiptir. Yine de, bazı RLS algoritmaları kararsız olmaya yönelebilir. RLS algoritmaları içinde hızlı enine filtre (Fast Transversal Filtler, FTF) algoritması en az hesaplamayı gerektirir ve kararsızlığı önlemek için değişken bir kurtarma (rescue) kullanılabilir. Kurtarma teknikleri, genellikle değişen gezgin radyo kanalları için bit hassasiyetinde (tricky) olmaya yönelirken, FTF yaygın olarak kullanılmaz [38].

Tablo-1.3. Uyarlanırlar denkleştirme için çeşitli algoritmaların karşılaştırılması [34]

Algoritma	Çarpma İşlemlerinin Sayısı	Avantajları	Dezavantajları
LMS Gradient DFE	$2N+1$	Düşük hesaplama karmaşıklığı, basit program	Yavaş yakınsama, zayıf izleme
Kalman RLS	$2.5N^2+4.5N$	Hızlı yakınsama, iyi izleme yeteneği	Yüksek hesaplama karmaşıklığı
FTF	$7N+14$	Hızlı yakınsama, iyi izleme, düşük hesaplama karmaşıklığı	Karmaşık programlama, kararsız (ama kurtarma metodu kullanılabilir)
Gradient Kafes (Lattice)	$13N-8$	Kararlı, düşük hesaplama karmaşıklığı, esnek yapı	Başarım diğer RLS'ler kadar iyi değil, karmaşık programlama
Gradient Kafes DFE	$13N_1+33N_2-36$	Düşük hesaplama karmaşıklığı	Karmaşık programlama
Hızlı Kalman DFE	$20N+5$	DFE için kullanılabilir, hızlı yakınsama ve iyi izleme	Karmaşık programlama, hesaplama düşük değil, kararsız
Karekök RLS DFE	$1.5N^2+6.5N$	Daha iyi sayısal özellikler	Yüksek hesaplama karmaşıklığı

1.3.8.2. HIPERLAN/2 ve IEEE 802.11a Standardı

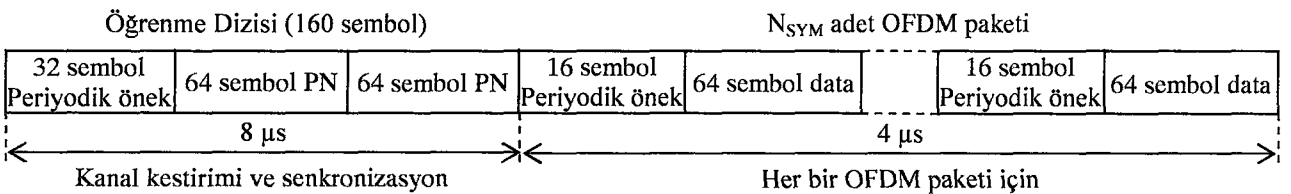
5 GHz bandında çalışan kablosuz yerel alan ağları için iki ayrı standart yayınlanmıştır. Bunlardan biri, ETSI tarafından tanımlanan HIPERLAN/2 standardıdır. Diğeri ise, IEEE tarafından tanımlanan IEEE 802.11a standardıdır. IEEE 802.11a ve HIPERLAN/2, aynı standardın sırasıyla Amerika ve Avrupa versiyonlarıdır.

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

OFDM, yayılmış (dispersive) kanallardaki yüksek başarımından dolayı, ETSI'nin HIPERLAN/2 ve IEEE'nin 802.11a standardında modülasyon biçimi olarak seçilmiştir. Yüksek hızlı veriyi tek bir taşıyıcıya yükleyip, geniş bantlı ve semboller arası girişime açık bir kanaldan seri olarak göndermek yerine, veriyi uygun şekilde paralele çevirip, birbirine dik taşıyıcılara yükleyip, kanalı da çok sayıda dar bantlı ve semboller arası girişimden çok fazla etkilenmeyen alt kanallara bölerek gönderme ilkesine dayanan bir yöntemdir [42, 43].

HIPERLAN/2 ve IEEE 802.11a standardı için düşünülen veri paket yapısı Şekil 1.21'de verilmektedir.



Şekil 1.21. OFDM modülasyonu kullanılan HIPERLAN/2 ve IEEE 802.11a standardının paket yapısı

1.4. K r Kanal Kestirimi/Denkleştirme

K r denkleştirme üzerine 1975 yılında yapılan Sato'nun [9] orijinal alışması PAM (tek boyutlu) işaret yıldız kümeleri üzerine odaklandı. Sonradan, 1980 yılında Godard [10], 1984 yılında Benveniste ve Goursat [44], 1985 yılında Foschini, 1986 yılında Sato ve arkadaşları, 1987 yılında Picchi ve Prati [45], 1990 yılında da Shalvi ve Weinstein [46] tarafından geliştirilen algoritmalarda iki boyutlu ve çok boyutlu yıldız kümeleri için genelleştirildi. Alınan işaretin ikinci ve daha yüksek dereceli momentlerinin kullanımı üzerine kurulan k r denkleştirme metotları 1987-1989 yıllarında Giannakis ve Mendel, 1991 yılında Hatzinakos ve Nikias [47], 1994-1995 yıllarında Tong ve arkadaşları tarafından önerildi. Ortak (joint) kanal kestirimi ve data belirleme (detection) için En büyük Olabilirlik (ML) kriterinin kullanımı 1991 yılında Ghos ve Weber, yine 1991 yılında Zervas ve arkadaşları, 1994 yılında Sato ve Seshadri, 1995 yılında Raheli ve arkadaşları tarafından makalelerde incelendi ve kullanıldı. En son olarak stokastik gradient k r denkleştirme algoritmalarının yakınsama karakteristikleri 1989-1990 yıllarında Ding ve arkadaşları, 1991 yılında da Johnson tarafından araştırıldı [1].

1975 yılında Sato'nun makalesiyle başlayan uyarlanış k r denkleştirme algoritmalarının üç farklı sınıfı son yirmi yıldır geliştirilmektedir. Bunlardan birincisi, denkleştiricinin uyarlanması için en dik iniş (Steepest Descent) algoritması üzerine kuruludur [44, 45, 48, 49]. ikincisi, kanal karakteristiklerini kestirmek ve denkleştirici tasarlamak için alınan işaretin ikinci ve daha yüksek dereceli (genellikle dördüncü derece) istatistiklerinin kullanımı üzerine kuruludur [50, 51]. En büyük olabilirlik (ML) kriteri üzerine kurulan k r denkleştirme algoritmalarının üçüncü sınıfı araştırılmaktadır [1].

Özellikle frekans seçici çok yollu kanal çevresinde yüksek başarılı güvenilir haberleşme sistem tasarımı içinde sayısal haberleşme kanalının k r belirlenmesi ve denkleştirilmesi çok önemlidir. Frekans seçici kanal tepkisi nedeniyle semboller arası girişimi (ISI) denkleştirmek için haberleşme sistemlerinde uyarlanış denkleştiriciler sık sık kullanılır. Uyarlanış denkleştiriciler yok edici (catastrophic) hata yayılmasını engellemek için periyodik olarak öğrenme dizilerini kullanır [52]. Sonuç olarak, iletim band genişliğinin bir kısmı kaybedilir (kullanılamaz). Demodülasyonu başlatmak için verilen öğrenme dizileri mevcut olmadığında k r belirleme ve denkleştirme algoritmaları gereklidir. Bilinmeyen frekans kaymasının varlığı, belirleme ve denkleştirmeyi daha çok zorlaştırır.

Kör olmayan tekniklerle kıyaslanan kör algoritmalar bazı dezavantajlardan değer kaybeder. Genelde, kör algoritmalar hesaplama olarak daha pahalı olma eğilimindedir. Kör kestirimin doğrusal olmayan yapısı nedeniyle, çoğu önerilen yöntemler global minimumdan çok yerel (local) minimuma yakınsar.

1.4.1. Kör Algoritmaların Gözden Geçirilmesi ve Sınıflaması

Geçmişte çok sayıda kör algoritma önerilmektedir. Bu bölümde bu yöntemlerin bazıları ve bunların en önemli bilinen özellikleri sınıflandırılmaktadır. İlk adım olarak, kör algoritmalar kullanıcı girişleri ve kullanıcı çıkışlarının sayısına bağlı sınıflandırılabilir. Tek girişli tek çıkışlı (Single Input Single Output, SISO) algoritmalar tek kullanıcı işaretini kestirir, çok girişli tek çıkışlı (Multiple Input Single Output, MISO) algoritmalar ortak-kanal girişimcileri arasındaki işaret kazancını kestirir, buna karşılık çok girişli çok çıkışlı (Multiple Input Multiple Output, MIMO) algoritmalar bütün kullanıcı işaretleri ortak olarak demodüle eder. Bunlara ek olarak, kör algoritmalar, yüksek dereceli istatistik, kendi kendine evreuyumlu, bilinen sembol alfabesi ve sabit sembol hızı gibi zamansal işaret özelliklerini ve ayarlanmış dizi ya da özel dizi geometrisi gibi uzaysal alıcı özelliklerini içeren işaret ya da kanal kestirimi için kullanılan özelliklere bağlı olarak sınıflandırılabilir.

Kör yaklaşımları ayırt eden diğer özellikler, girişimsiz karşı gecikme yayılmalı kanalları, tek antene karşı çoklu antenleri, sembol aralıklı örnekleme karşı aşırı örnekleme, bloğa karşı özyinelemeli yöntemleri ve direkt yöntemlere karşı endirekt yöntemleri içerir. Çok yollu kanalın gecikme yayılması kör problemin denkleştirme gerektirip gerektirmediğini belirler. Eğer gecikme yayılması önemsiz ise çok yollu kanal hafızasız olarak düşünülebilir. Bu durumda, tek kullanıcı problemi önemsizken çok kullanıcı problemi yalnızca işaret ayrıştırma ister. Bununla birlikte, çok yol gecikme yayılması önemli ise, semboller arası girişimi azaltmak için denkleştirme gerekir.

Aynı işaretlerin bağımsız doğrusal bileşimlerini alarak çoklu işaretleri ayırmak için kör kestirimde çoklu antenler sık sık kullanılır. Gerçek çoklu alıcı senaryosu oluşturmak için aşırı örnekleme de kullanılabilir. Her iki durumda, kanal, vuruş tepkelerinin vektörü tarafından, örneğin vektör kanalı (VC), giriş işaretinden alıcı çıkışına kadar gösterilir.

Kör kestirimde blok yöntemler, kanalı kestirmek için optimum yoldaki bütün verileri kullandığından ilgi çekicidir. Gerçek zaman uygulamalarında daha az ilgi çekicidir, ama genellikle güncelleme denklemlerini dikkate alarak uyarlamır algoritmalara

dönüştürülebilirler. Direkt yöntemler bilinen işaret özellikleri üzerine kurulu işaretleri kestirirken endirekt yöntemler ilk olarak kanalı ve ondan sonra işareti kestirir.

Kör kanal denkleştirme/belirleme, yalnızca alınan kanal çıkış işaretlerine ve öğrenme dizilerinin yardımı olmadan giriş işaretinin önsel istatistiksel bilgisine bağlıdır. Genellikle bu algoritmalar iki bölüm içinde sınıflandırılabilirler: Yüksek dereceden istatistikler (Higher Order Statistics, HOS) tabanlı algoritmalar ve ikinci dereceden istatistikler (Second Order Statistics, SOS) tabanlı algoritmalar. İki tip HOS algoritmaları vardır: Bunlardan birincisi sembol-aralıklı örneklenen kanal çıkışı üzerine kuruludur [53, 54], ikincisi çeşitlenmeli kanal çıkışı üzerine kuruludur [50, 55]. Gerçekte, çeşitlenmeli kanal (eşdeğer tek-giriş çok çıkış, SIMO) sistemlerine uygulandığında HOS kör denkleştiricilerin daha çok geliştirilmiş yakınsama gösterebildiği [50] ve [51]'de verilmektedir. Diğer taraftan, eğer kanal çeşitlenmesi (band genişliği ya da ilave anten fazlalığına göre) mevcutsa, SOS'da bazı belirleme şartları altında bilinmeyen kanal tepkelerinin kestirilmesine izin verir. Aslında, bütün SOS kör denkleştirme metodları SIMO doğrusal sistem modeline bağlıdır. Eğer analog kanal fazla band genişliğine sahipse çoklu çıkışlar, ilave sensörler ya da aşırı örnekleme yapılarak üretilir.

1.4.2. Kör Kanal Belirleme İçin Önceki Çalışmalar

Kanalı doğrudan denkleştirmek için birçok kör ters katlama (deconvolution) teknikleri olmasına rağmen, ilk önce kanalı belirleyip ondan sonra denkleştirme için kanal kestirimini kullanan tekniklerde vardır.

Haberleşme kanalları, genellikle minimum olmayan faz ve kanal çıkışı sabit (durağan) olduğunda, faz bilgisi içermeyen ikinci derece istatistiğe sahip olduğundan, giriş verisine erişmeden kanal tepkesini belirlemek için ikinci derece istatistiği kullanan pek çok teknik önerilmektedir [7, 56]. Yüksek dereceli istatistik üzerine kurulu kör belirleme tekniklerinin bilinen avantajı istenen çözüme geniş çaplı (global) yakınsamayı garanti etmesidir [7, 47]. Yüksek hesaplama karmaşıklığı ve yavaş yakınsama hızı kör kestirim tekniklerinin dezavantajıdır. Genellikle üç kategoride sınıflandırılabilirler [7]:

- a- Çoklu tayf-analiz esaslı algoritmalar.
- b- Parametrik algoritmalar.
- c- Doğrusal olmayan en küçük kareler algoritmaları.

Öte yandan, 1991 yılında Tong ve arkadaşlarının kesin bir belirleyebilme şartında

yalnızca ikinci derece istatistik kullanarak kör kanal belirlemenin yapılabildiğini göstermesinden beri literatürde ikinci derece istatistik kullanma yaklaşımları popüler olmaktadır. Bu sonuç, çoğu haberleşme sistemi çıkışının durağandan (stationary) çok çevrimsel durağan (cyclostationary) olduğu gerçeği üzerine kuruludur [40]. İkinci derece istatistik üzerine kurulu yaklaşımların bilinen avantajı, daha hızlı yakınsama göstermesi ve asimtotik olarak tam kanal kestirimlerini üretmesidir. En önemli dezavantaj, belirleyebilme şartları sağlanmazsa yöntemlerin çalışmayacak olmasıdır.

İkinci derece istatistik tabanlı yaklaşımları kısaca üç ana kategoride sınıflandırabiliriz.

- a- Doğrusal olasılıksal (stochastic) algoritmalar.
- b- Doğrusal rasgele olmayan (deterministic) algoritmalar.
- c- Doğrusal olmayan en küçük kareler algoritmaları.

Doğrusal olasılıksal algoritmalar ikinci derece istatistikler üzerine kurulan doğrusal cebirsel denklemi formülleştirir. Örneğin, 1991 yılında Tong ve arkadaşları, kanal vuruş tepkesinin sonlu desteğe sahip olması şartıyla birleştirilen kanal vuruş tepkesinin zaman kaydırmalı (time-shifted) kopyalarını içeren temel fonksiyonlar tarafından doğrusal uzaya kurulan (spanned) herhangi bir sonlu gözetleme periyodu (interval) ile sınırlanan işaret uzayını gözledi. Ondan sonra, vektör ölçümünün sıfır faz gecikmeli ve bir faz gecikmeli otokorelasyonunu kullanarak kurulan doğrusal cebirsel denklemi çözmek için bağımsız kaynağın korelasyon matrislerinin ileri kaydırmalı yapısını kullandılar. Kestirilen kanal parametreleri, gözetleme periyodu içinde kanal vuruş tepkesinin zaman kaydırmalı kopyalarıdır.

Aksine, 1995 yılında Moulines ve arkadaşları, işaret ve gürültü alt uzayları arasındaki ortogonallik (diklik) özelliğini kullanmayı önerdi. Moulines, filtreleme matrisinin blok Toeplitz yapısını kullandı ve birleştirilen kanal tepkesi örneklerinin sayısı ile kestirim parametrelerinin sayısını azalttı. 1994 yılında Slock, Moulines ve arkadaşları tarafından türetilen aynı doğrusal cebirsel denklemi üretmek için çoklu kanal doğrusal öngörme (prediction) teorisini kullandı. Yine 1994 yılında Baccala ve Roy'un çalışması ve ayrıca Shell ve arkadaşlarının geliştirdiği çalışma, birbirini uyarlamak (excite) için kullanılırlarsa alt kanal tepkeleri aynı işaretleri üretir. Bu, alt kanal tepkesini alıştırma (uydurma, matching) olarak isimlendirilir. Shell ve arkadaşları, ayrıca kanal vuruş tepkesinin boyu (birleştirilmemiş darbe ve kanal tepkesi) ile parametrelerin sayısını azaltmak için zaman bölgesinde iletim veri darbesinin önsel bilgisini kullanarak önceki

çalışma üzerinde başarımlerini (gelişmesini, artışı) gösterdi. Seyrek çok yollu kanal için, bu azaltma istenen başarımlerini sağlamak için yeterli olmayabilir. Yaklaşımın ikinci sınırlaması çok yollu girişimlerdir. Bunlar T_s aralıklı dallı gecikme hattı (Tapped Delay Line, TDL) olarak modellenmelidir, burada T_s , örnekleme periyodudur. Böylece, çok yol gecikmeleri kestirimlerinin çözümü örnekleme periyodu T_s ile sınırlanır. Yaygın eğilim, kestirim verimini arttırmak için kestirim parametrelerinin sayısını azaltmaktır.

Doğrusal belirleyici (deterministic) yaklaşımların, kanal tepkisini kestirmek için daha az sayıda örnek isteyen olasılıksal yaklaşımlar üzerinde avantajı vardır. Ama genellikle, yeterli örnekler elde edildiğinde olasılıksal yaklaşımlarla kıyaslanan ikinci derecede (inferior) kestirimleri üretirler. Doğrusal belirleyici yaklaşımlar giriş belirleyici (deterministic) işaret gibi ele alır (treat). Bunların bazıları, doğrusal olasılıksal algoritmaların kümesi içinde ilgi çekici benzerliğe sahiptir. Örneğin, 1993-1995 yıllarında Liu ve arkadaşlarının yaklaşımı, kanal çıkış korelasyonlarını kullanma yerine kanal çıkış işaretlerini kullanmanın haricinde yukarıda açıklanan alt kanal tepkisini eşlemeye (uyulmamaya) benzerdir. 1995 yılında Van der Veen ve arkadaşları da Moulines ve arkadaşlarının yaklaşımına benzer bir algoritma önererek başarımleri arttırdı. 1993 yılında, giriş işaretinin ayrık alfabe özelliğini kullanan başka bir algoritma Yellin ve Porat tarafından önerildi.

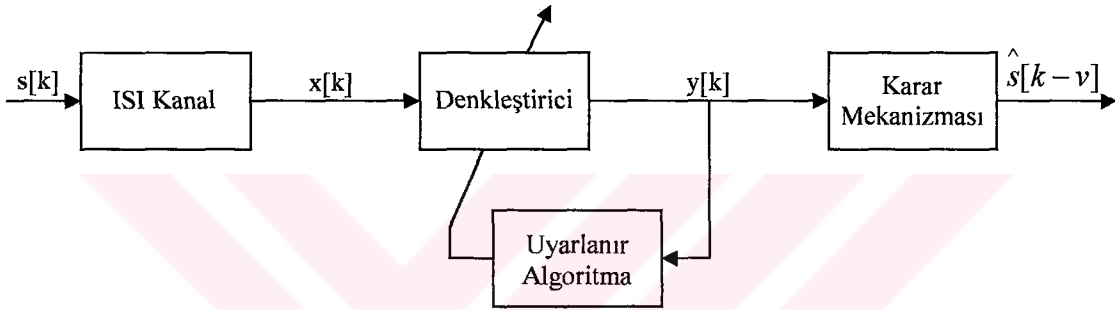
Doğrusal olmayan en küçük kareler algoritmaları, ikinci derece istatistiklere dayanan maliyet fonksiyonunu optimize eden ikinci derece istatistikler üzerine kuruludur [41]. İyi bir başlangıç bulmanın sistematik yolu bu algoritmaların sınırlama faktörüdür.

1.4.3. Uyarlanırlı Kör Kanal Denkleştiriciler

Uyarlanırlı süzmenin en başarılı uygulamalarından birisi sayısal haberleşme sistemlerinin uyarlanırlı kanal denkleştirmesidir. LMS algoritmasını kullanan uyarlanırlı denkleştirici, verici tarafından bilinmeyen kanal üzerinden gönderilen öğrenme dizisi olarak bilinen istenen referans işarete sahip FIR süzgecidir. Öğrenme dizisi üzerinde uyarlanırlı kanal denkleştirmenin güveni haberleşme hattının etkin veri hızını azaltan öğrenme dizisini tekrar göndererek (periyodik olarak sık sık) vericinin birlikte çalışmasını gerektirir.

Band sınırlı sayısal haberleşme sistemlerinin çok yüksek veri hızlarında öğrenme dizisinin iletimi ya pratik değildir ya da çok pahalıdır. Bu nedenle öğrenme dizilerine bağlı olmayan kör uyarlanır kanal denkleştirme algoritmaları geliştirildi. Kör algoritmalar ile bireysel alıcılar vericinin yardımı olmadan kendi kendine uyarlama yapabilir. Kör başlangıç yeteneği, bireysel alıcıların geçici bozulmalar ya da çökmelerden (kırılmalarından) kendi kendine kurtulmaya izin verir [8]. Bununla birlikte, kör denkleştiricilerin en büyük dezavantajlarından birisi yavaş yaklaşım göstermeleridir.

Kör uyarlanır denkleştirmenin genel yapısı Şekil 1.23'te verilmektedir.



Şekil 1.23. Doğrusal uyarlanır kör denkleştirme sistemi

Kör kanal denkleştirmede yaygın olarak kullanılan uyarlanır algoritmalarından biri olan Constant Modulus Algoritması (CMA) aşağıda verilmektedir.

1.4.3.1. Constant Modulus (Godard) Algoritması (CMA)

Sato hata fonksiyonu [9] $\psi_1(x)$ toplandığında, Sato algoritmasının (1.89) denklemindeki gibi eşdeğer bir maliyet fonksiyonuna sahip olduğunu gösterir.

$$\Psi_1(y[k]) = \frac{1}{2} (|y[k]| - R_1)^2 \quad (1.89)$$

Bu maliyet fonksiyonu, [10]'daki maliyet fonksiyonları tarafından belirtilen algoritmaların diğer bir sınıfı içinde Godard tarafından genelleştirildi.

$$\Psi_q(y[k]) = \frac{1}{2q} \left(|y[k]|^q - R_q \right)^2, \quad q = 1, 2, \dots \quad (1.90)$$

burada $R_q \triangleq \frac{E|s[k]|^{2q}}{E|s[k]|^q}$ olur.

Godard algoritmalarının bu sınıfı pozitif tam sayı q tarafından gösterilir. Stokastik Gradient Descent (SGD) yaklaşımı kullanıldığında, Godard algoritmaları (1.91) denklemi ile verilir.

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \mu \left(|y[k]|^q - R_q \right) |y[k]|^{q-2} y[k] x^*[k] \quad (1.91)$$

burada $y[k] = \theta(k)^T x[k]$ 'yi yani denkleştirici çıkışını ve üst indis $(.)^*$ karmaşık eşleniği gösterir.

$q=2$ için, özel Godard algoritması Treichler vd [49, 54] tarafından Constant Modulus Algoritması (CMA) olarak geliştirildi. $|s[k]|^2 = R_2$ sabit genliği olan kanal giriş işareti için, CMA denkleştirici istenen sabit genlik karakteristikleri olmayan $y[k]$ çıkış örneklerini azaltır (penalize). Genlik hatası basit olarak

$$e[k] = |y[k]|^2 - R_2 \quad (1.92)$$

ile verilir ve bu hatanın karesini almak, minimizasyon için Godard maliyet fonksiyonu ile özdeş olan Constant Modulus maliyet fonksiyonunu verir.

Bu genlik onarma kavramı, taşıyıcıyı kurtarmadan (recovery) bağımsız uyarlanabilmesi için denkleştiriciye izin veren belirli bir avantaja sahiptir. Taşıyıcı frekans kayması Δ_f (1.93) denkleminde verildiği gibi denkleştirici çıkışının faz dönmesi ihtimaline neden olur.

$$y[k] = |y[k]| \exp(j(2\pi\Delta_f k + \phi[k])) \quad (1.93)$$

CMA maliyet fonksiyonu, $y[k]$ 'nin fazına duyarlı olmadığından denkleştirici parametre uyarlaması taşıyıcı kurtarma sisteminin işlemi ile eş zamanlı ve bağımsız olarak gerçekleştirilebilir. Bu özellik sayesinde, örneğin; frekans ya da faz modülasyonunu

kullanan sabit genlikli analog modülasyon işaretlerine CMA uygulanabilir [49].

Kör kanal denkleştirmede CMA'dan başka kullanılan algoritmaların bir kaçı, Sato algoritması [8, 9], BGR algoritması [8, 44], Stop and Go algoritması [8, 45, 48] ve Shalvi ve Weinstein algoritması [8, 46]'dır.

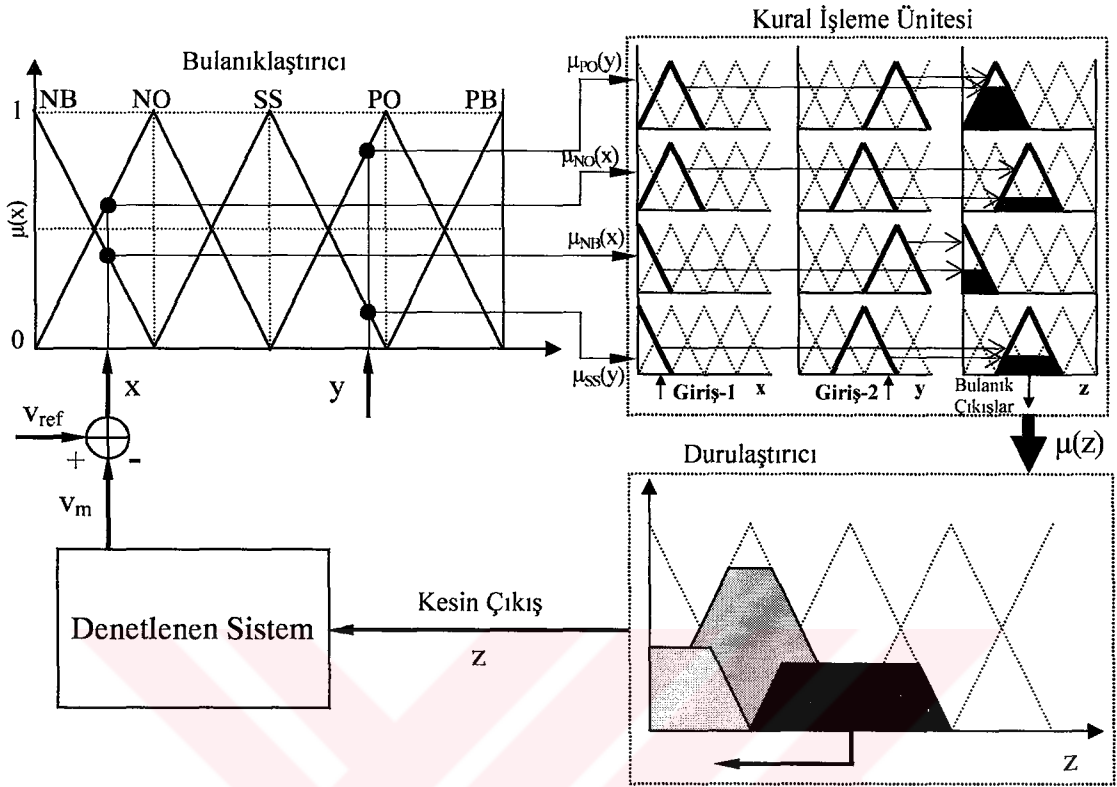
Şimdi yapılan çalışmalara geçmeden önce LMS ve CMA algoritmalarındaki adım büyüklüğünü değiştirmede kullanılan bulanık mantık denetleyiciyi incelemek faydalı olacaktır.

1.5. Bulanık Mantık Denetleyici

Bulanık mantık denetleyiciler, tıpkı bir insanın makine başında çalışma koşullarını gözlemleyerek o makineyi kullanmasına benzer şekilde çalışırlar. Dolayısıyla, tıpkı usta bir operatör gibi sistem çıkışına bakarak, sistem girişini ayarlar. Burada kestirim hatası (e) ve bu hatadaki değişim (de) Şekil 1.24'te gösterildiği gibi bulanık mantık denetleyiciye giriş işaretleri olarak uygulanır. Bulanık mantık tabanlı bir denetleyici genel olarak üç kısımdan oluşur. Bunlar sırasıyla, Bulanıklaştırıcı, Kural Atama Tablosu ve Durulaştırıcıdır. Bulanık denetleyiciye gönderilen ve gerçek değerlere sahip olan iki giriş işareti (e ve de), ilk aşamada bulanıklaştırıcı tarafından bulanık sayılara dönüştürülür. Daha sonra bu bulanık sayılar kural atama tablosu tarafından denetim işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayıyı belirlemek amacıyla kullanılırlar. Son aşamada ise, denetim işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayı, durulaştırıcı tarafından gerçel sayıya (du) dönüştürülür ve denetim işaretinin bir önceki değerine eklenerek yeni denetim işareti belirlenir.

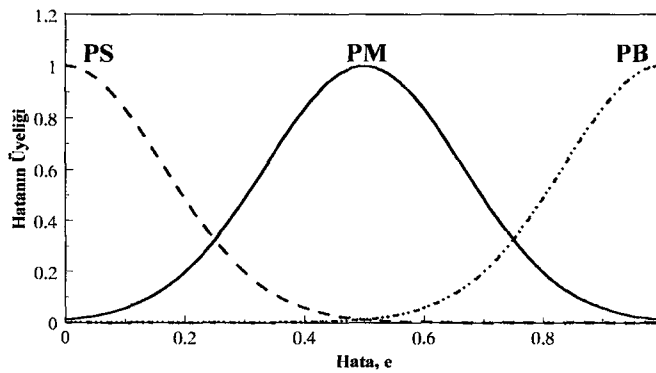
Durulaştırma ve kuralların uygulanması sırasında her bir bulanık sayı grubunda üçer, beşer, yedişer adet ve daha fazla bulanık küme kullanılarak bulanık değişkenler sözel olarak temsil edilebilirler. Üçer adet üyelik fonksiyonu kullanılan sistemde hata (e) için bu sözel değişkenler sırasıyla, pozitif küçük (PS), pozitif orta (PM) ve pozitif büyük (PB) ve hatanın değişimi (de) içinde sırasıyla negatif büyük (NB), sıfır (SS) ve pozitif büyük (PB) olarak tanımlanmıştır. e ve de için üyelik fonksiyonlarının şekillerini biçimlendirmek en önemli görevdir. Sistem tepkesini uygun olarak tanımlayacak şekilde seçilmelidir. Kullanılan bu sözel değişkenler için gaussian, üçgen, yamuk ve sinüs olmak üzere dört ayrı biçim kullanılarak denetleyici üzerindeki etkileri incelenmiştir. Gaussian ve Sinüs üyelik fonksiyonları tek fonksiyonla ifade edilirken, üçgen üyelik fonksiyonu 2 ve yamuk üyelik

fonksiyonu da 3 fonksiyonla ifade edilmektedir.

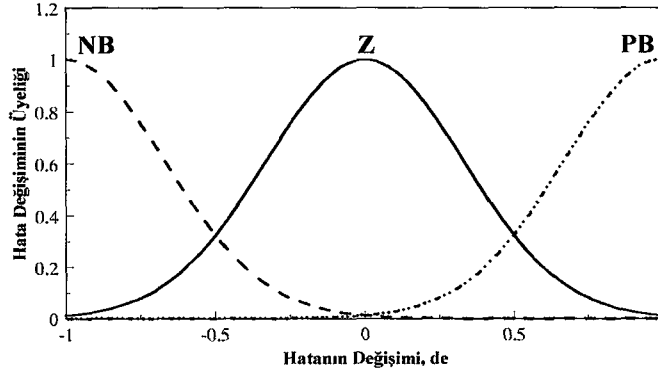


Şekil 1.24. Bulanık mantık tabanlı bir denetleyicinin genel yapısı

Kullanılan bu sözel değişkenler için Şekil 1.25 ve 1.26'da verilen gaussian, Şekil 1.27 ve 1.28'de üçgen, Şekil 1.29 ve 1.30'da yamuk ve Şekil 1.31 ve 1.32'de de sinüs biçimli üyelik fonksiyonları kullanılmıştır.



Şekil 1.25. Hata (e) için tanımlanan gaussian üyelik fonksiyonları.

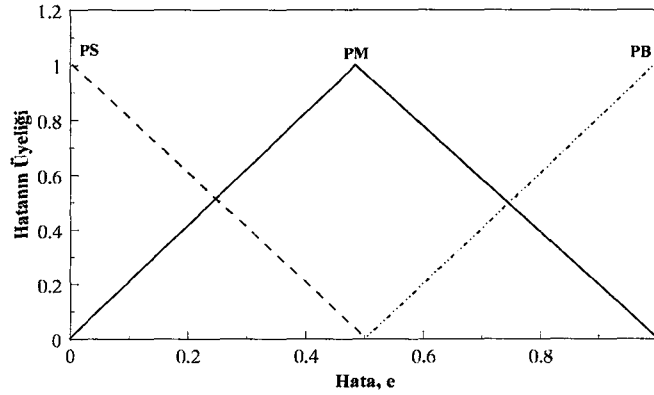


Şekil 1.26. Hatanın değişimi (de) için tanımlanan gaussian üyelik fonksiyonları.

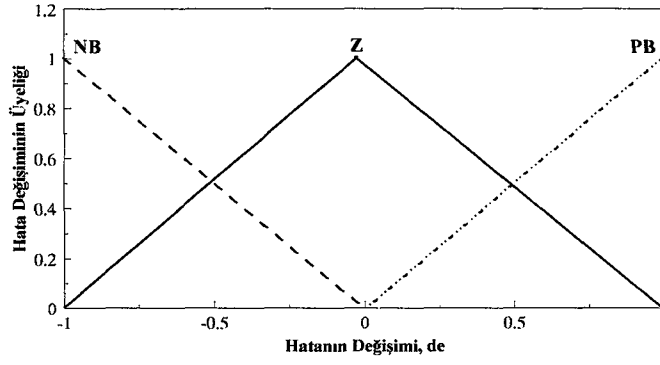
Şekil 1.25 ve 1.26'da verilen gaussian üyelik fonksiyonlarının her biri denklem (1.94) ile verilen bağıntı ile temsil edilmektedir.

$$MF_G = \exp\left[-\frac{(X - X_p)^2}{2W}\right] \quad (1.94)$$

Burada, X_p , gaussian fonksiyonunun tepe noktasını belirtir. W 'de gaussian fonksiyonunun bulanıklık aralığını (genişliğini) tanımlamak için kullanılan bir parametredir.



Şekil 1.27. Hata (e) için tanımlanan üçgen üyelik fonksiyonları.



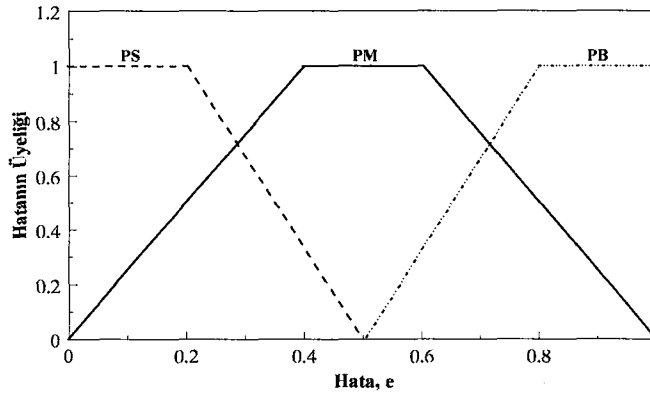
Şekil 1.28. Hatanın değişimi (de) için tanımlanan üçgen üyelik fonksiyonları.

Şekil 1.27 ve 1.28'de verilen üçgen üyelik fonksiyonlarının her biri denklem (1.95) ve (1.96) ile verilen bağıntılar ile temsil edilmektedir.

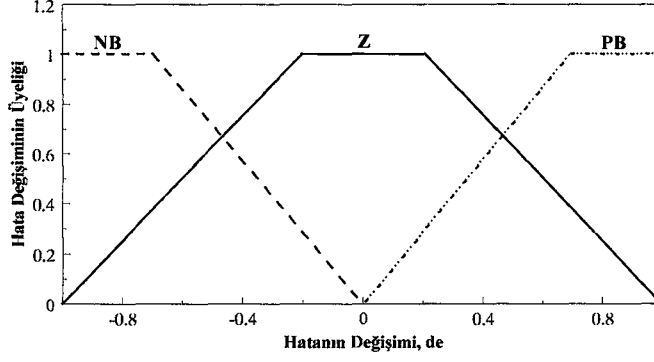
$$MF_U = \frac{X - X_L}{X_P - X_L} \quad (1.95)$$

$$MF_U = \frac{X_R - X}{X_R - X_P} \quad (1.96)$$

Burada, X_P , üçgen fonksiyonunun tepe noktasını belirtir. $X_L < X_P < X_R$ bağıntısı vardır. X_L , tepe noktasının sol tarafında x eksenini kestiği nokta, X_R de tepe noktasının sağ tarafında x eksenini kestiği noktadır.



Şekil 1.29. Hata (e) için tanımlanan yamuk üyelik fonksiyonları.



Şekil 1.30. Hatanın değişimi (de) için tanımlanan yamuk üyelik fonksiyonları.

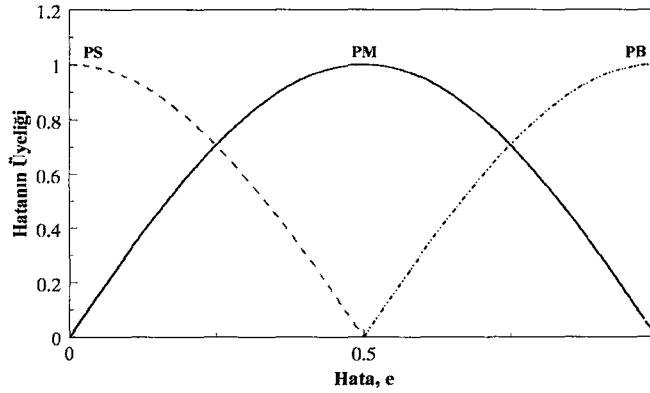
Şekil 1.29 ve 1.30'da verilen yamuk üyelik fonksiyonlarının her biri denklem (1.97), (1.98) ve (1.99) ile verilen bağıntılar ile temsil edilmektedir.

$$MF_Y = \frac{X - X_L}{X_{P1} - X_L} \quad (1.97)$$

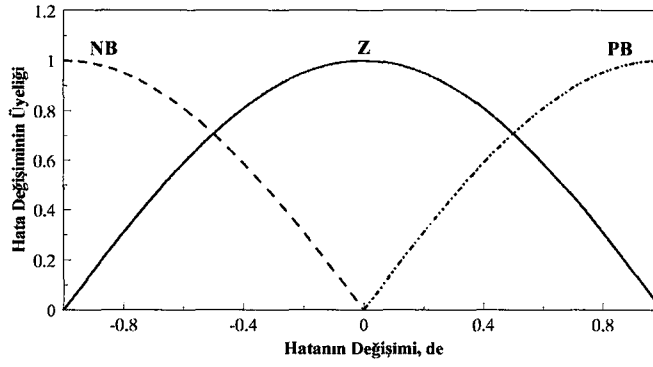
$$MF_Y = 1.0 \quad (1.98)$$

$$MF_Y = \frac{X_R - X}{X_R - X_{P2}} \quad (1.99)$$

Burada, X_{P1} , yamuk fonksiyonunun sol tepe noktasını ve X_{P2} sağ tepe noktasını belirtir. $X_L < X_{P1} < X_{P2} < X_R$ bağıntısı vardır. X_L , tepe noktasının sol tarafında x eksenini kestiği nokta, X_R de tepe noktasının sağ tarafında x eksenini kestiği noktadır.



Şekil 1.31. Hata (e) için tanımlanan sinüs üyelik fonksiyonları.



Şekil 1.32. Hatanın değişimi (de) için tanımlanan sinüs üyelik fonksiyonları.

Şekil 1.31 ve 1.32'de verilen sinüs üyelik fonksiyonlarının her biri denklem (1.100) ile verilen bağıntılar ile temsil edilmektedir.

$$MF_s = \left| \sin\left(\omega x + \frac{\pi}{2}\right) \right| \quad (1.100)$$

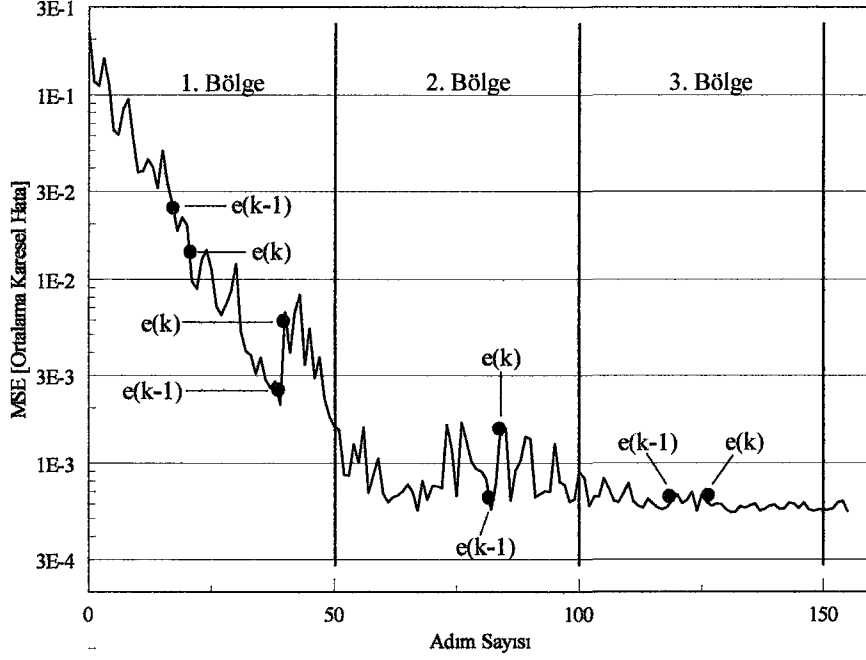
Burada, $\omega = \pi/x_{\max}$ 'tır.

Karşılaştırmaların kolay ve anlaşılır olabilmesi amacıyla, farklı yapılara sahip olan bulanık sayılara ilişkin sonuçlar 2. Bölümde verilecektir.

Bulanık kurallar, bulanık mantık denetleyicinin en önemli kısmıdır ve sistemin girişi ve çıkışı arasındaki ilişkiden doğru olarak elde edilmelidir. Referans noktası veya yörüngesinin minimum ya da sıfır sürekli durum hatası ile izlenebilmesi için bulanık kurallar kümesi nasıl belirlenecek ve organize edilecek? Cevap, ortalama karesel hata (MSE) eğrisini gösteren Şekil 1.33'ten çıkarılabilir. Burada, kestirilen işaret ile kanalın çıkışından alınan işaret arasındaki fark kestirim hatası $e(k)$ 'dir. Hatanın değişimi $de(k)$ ise ardışıl iki hata arasındaki farktır.

$$de(k) = e(k) - e(k-1) \quad (1.101)$$

Burada, $e(k-1)$ bir önceki hata değeridir.



Şekil 1.33. Kural atama tablosunun elde edilmesi için kullanılan MSE eğrisi

1.5. 1. Kural Atama Tablosunun Elde Edilmesi

Şekil 1.33'te görüldüğü gibi, MSE eğrisi, bulanık kümeler ve bulanık mantık operatörleri tarafından tanımlanan bulanık kuralları oluşturmada kullanılması için üç farklı bölgeye ayrılır. Hata (e) ve hatanın değişimi (de)'ye göre bulanık mantık denetleyici çıkışı (du)'nun değişip değişmediğini belirlemek için bu farklı bölgelerde MSE davranışını gözlemek gereklidir. du 'nun artırılması gerekiyorsa du 'nun işareti pozitif ve azaltılması gerekiyorsa negatif olmalıdır [57]. Bu basit kural, aşağıdaki biçimdeki gibi uygulanan du 'nun işaretini belirlemek için kullanılır. Şekil 1.33'teki gibi gösterilen geçici tepkelere göre, bulanık kontrol kuralları geçiş ve bitiş noktalarında tanımlanır ve Tablo 1.5, 1.6 ve 1.7'de listelenir.

Tablo 1.5. du 'yu belirlemek için kullanılan hata ve hatanın değişimi

Bölge	e	de	du
1	+	-	+
2	+	+	+
3	+	0	+

Tablo 1.5'te görüldüğü gibi bulanık mantık denetleyici için iki giriş işareti kullanılmaktadır. Literatürde ikiden fazla giriş işareti kullanan bulanık mantık denetleyicisine ilişkin herhangi bir çalışma bulunmamıştır. İki den fazla giriş işareti kullanılabilir, ancak uygulanacak sisteme göre üçüncü ya da diğer girişlerin iyi tespit edilmesi gerekir. Aksi halde, bulanık mantık denetleyici ile beklenen iyileştirme gerçekleştirilemeyebilir. Bu doktora çalışmasında LMS algoritmasının adım büyüklüğü kontrol edildiğinden, iki girişten fazla giriş olması sadece işlem karmaşıklığını artıracaktır. Tek giriş kullanılması ise uygun kural tablosunun belirlenmesi için yeterli olmamaktadır. İkinci bir giriş, de kullanılarak hatanın nereden nereye değiştiği tespit edilmekte ve buna karşılık du'nun nasıl değişmesi gerektiğine karar verilmektedir. Şekil 1. 33'teki 1. bölgede, hata hızlı bir şekilde değişmektedir, buna karşılık du'nun da hızlı bir şekilde değişmesi gerekir. 2. bölgede, hata orta seviyede değişmektedir, buna karşılık du'da orta seviyelerde değişmelidir. 3. bölgede ise, hatanın değişimi minimum seviyededir, dolayısıyla du'nun da minimum seviyelerde değişmesi gerekir.

Tablo 1.6. Hata ve hatanın değişiminin durum planı

e \ de	-	0	+
+	1	3	2
+	2	3	2
+	2	3	2

Tablo 1.7. Bulanık kural kümelerinin işareti

e \ de	-	0	+
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+

Bu tablolardan yararlanılarak elde edilen ve benzetim çalışmalarında kullanılan 9 kurallı kural atama tablosu Tablo 1.8'de verilmektedir.

Tablo 1.8. 9 kurallı kural atama tablosu

e \ de	NB _{de}	Z _{de}	PB _{de}
PS _e	PB _{du} ¹	PS _{du} ²	PM _{du} ³
PM _e	PB _{du} ⁴	PS _{du} ⁵	PM _{du} ⁶
PB _e	PM _{du} ⁷	PS _{du} ⁸	PM _{du} ⁹

Benzer şekilde, e ve de için beşer üyelik fonksiyonu kullanılarak 25 kurallı kural atama tablosu Tablo 1.9'daki gibi elde edilir.

Tablo 1.9. 25 kurallı kural atama tablosu

e \ de	NB _{de}	NM _{de}	Z _{de}	PM _{de}	PB _{de}
XS _e	XL _{du} ¹	PL _{du} ²	XS _{du} ³	PS _{du} ⁴	PM _{du} ⁵
PS _e	XL _{du} ⁶	PL _{du} ⁷	XS _{du} ⁸	PS _{du} ⁹	PM _{du} ¹⁰
PM _e	XL _{du} ¹¹	PM _{du} ¹²	XS _{du} ¹³	PM _{du} ¹⁴	PM _{du} ¹⁵
PL _e	PL _{du} ¹⁶	PM _{du} ¹⁷	PS _{du} ¹⁸	PM _{du} ¹⁹	PL _{du} ²⁰
XL _e	PL _{du} ²¹	PM _{du} ²²	PS _{du} ²³	PM _{du} ²⁴	PL _{du} ²⁵

Benzer şekilde, e ve de için yedişer üyelik fonksiyonu kullanılarak 49 kurallı kural atama tablosu Tablo 1.10'daki gibi elde edilir.

Tablo 1.10. 49 kurallı kural atama tablosu

e \ de	NB _{de}	NM _{de}	NS _{de}	Z _{de}	PS _{de}	PM _{de}	PB _{de}
XS _e	XB _{du} ¹	PL _{du} ²	PM _{du} ³	XS _{du} ⁴	PS _{du} ⁵	PM _{du} ⁶	PL _{du} ⁷
PS _e	XB _{du} ⁸	PL _{du} ⁹	PM _{du} ¹⁰	XS _{du} ¹¹	PS _{du} ¹²	PM _{du} ¹³	PL _{du} ¹⁴
PM _e	XB _{du} ¹⁵	PL _{du} ¹⁶	PM _{du} ¹⁷	XS _{du} ¹⁸	PS _{du} ¹⁹	PM _{du} ²⁰	PL _{du} ²¹
PL _e	XB _{du} ²²	PB _{du} ²³	PL _{du} ²⁴	PS _{du} ²⁵	PM _{du} ²⁶	PL _{du} ²⁷	PL _{du} ²⁸
PB _e	XL _{du} ²⁹	PB _{du} ³⁰	PL _{du} ³¹	PS _{du} ³²	PM _{du} ³³	PL _{du} ³⁴	PB _{du} ³⁵
XL _e	XL _{du} ³⁶	PB _{du} ³⁷	PL _{du} ³⁸	PS _{du} ³⁹	PM _{du} ⁴⁰	PL _{du} ⁴¹	PB _{du} ⁴²
XB _e	XL _{du} ⁴³	PB _{du} ⁴⁴	PL _{du} ⁴⁵	PS _{du} ⁴⁶	PM _{du} ⁴⁷	PL _{du} ⁴⁸	PB _{du} ⁴⁹

Üyelik fonksiyonları olarak da isimlendirilen farklı bulanık kümelerin denetim sistemi üzerindeki etkilerini karşılaştırabilmek amacıyla Tablo 1.8, 1.9 ve 1.10'da verilen ortak kural tabloları oluşturulmuştur. Karşılaştırmanın sağlıklı yapılabilmesi için, bu farklı bulanık küme biçimlerinin ortak bir payda da birleştirilmeleri gerekir. Bulanık kümelerin yapısal biçimleri, yani fonksiyonları değiştirilerek aynı denetim sistemine uygulandıklarından, bulunacak ortak payda da doğal olarak denetim kurallarını içeren

bulanık denetim kural tablosudur. Dolayısıyla, dört farklı üyelik fonksiyonları için Tablo 1.8, 1.9 ve 1.10'da verilen 9, 25 ve 49 kurallı kural atama tabloları oluşturulmuştur.

Herhangi bir örnekleme anında elde edilen hata (**e**) ve hatadaki değişim (**de**)'nin gerçek değerleri, bulanık kümelerde sahip oldukları üyelik derecelerine bağlı olarak bulanık sayılara dönüştürülürler. Dönüştürme işlemi bulanıklaştırıcı tarafından yapılır. **e** ve **de** hangi bulanık kümede sıfırdan farklı üyelik derecesine sahipse o kümenin ya da kümelerin temsil ettiği sözel terimlerle ifade edilirler. Örneğin, eğer **e** negatif büyük (NB) kümesinde sıfırdan farklı bir üyelik derecesine sahipse, **e** için, "*e negatif büyüktür = e NB'dir*" ifadesi kullanılır. Benzer ifadeler **de** için de geçerlidir. Toplam üç, beş ve yedi adet bulanık küme kullanıldığı için, **e** ve **de**'nin bu kümelerde üyelik derecesine sahip olma durumları göz önüne alınarak uzun denemeler sonunda Tablo 1.8, 1.9 ve 1.10'da verilen kurallar elde edilmiştir. Bu kurallar aslında **e** ve **de**'nin bulanık kümelerdeki üyelik durumlarına göre **du**'nun hangi bulanık kümede üyeliğe sahip olması gerektiğini göstermektedir. **e** ve **de**'nin her bulanık alt kümesi için bulanık mantık kural tablosunu kullanarak **du** kontrol giriş değerini bulmak amacıyla oluşturulan 9, 25 ve 49 kuralın tamamı için bulanık alt kümeler ve bunların üyelik dereceleri bulunur. Bu kurallar sözel IF ... THEN kalıplarıyla oluşturulurlar.

Kural tablosunda verilen kurallar, sözel olarak,

IF **e** \equiv NB AND **de** \equiv Z THEN **du** \equiv NB

şeklinde ifade edilir. Buradaki **e**, **de** ve **du** terimleri kaldırılıp indis olarak kullanılırlarsa, sözel ifade:

IF NB_e AND Z_{de} THEN NB_{du}

biçiminde yazılır. Bu sadece bir kuraldır. Eğer birden fazla kural söz konusu ise bunlar birbirlerine ELSE veya ELSE IF terimi ile bağlanırlar. Yukarıdaki sözel ifadelerden anlaşılacağı gibi, her bir kural, **e** ve **de**'yi temsil eden bulanık küme kesişimleri ile **du**'yu temsil eden bulanık küme arasındaki bulanık ilişkiyi tanımlamaktadır.

Bütün kurallar işlenip, her bir kurala ilişkin bulanık sonuç elde edildikten sonra, bu sonuçlar durulaştırılarak istenilen gerçek sonuç belirlenir. Durulaştırma işlemi ise bulanık denetleyicinin durulaştırma biriminde gerçekleştirilir. Bulanık denetim algoritmasının son

aşaması olan durulaştırıcıda bilinen durulaştırma yöntemlerinden uygun olan biri kullanılarak bu işlem yapılır. Bu çalışmada (1.102) nolu denklemde verilen *alanların merkezi* yöntemi kullanılarak çıkış işaretindeki değişim elde edilmiştir.

$$du = \frac{\sum_{k=1}^n \mu_{du}(k) du(k)}{\sum_{k=1}^n \mu_{du}(k)} \quad (1.102)$$

k'inci örnekleme sonucu elde edilen bu **du** değeri bir önceki denetim işareti $u(k-1)$ değerine eklenerek yeni denetim işareti $u(k)$ belirlenir.

$$u(k) = u(k-1) + du \quad (1.103)$$

Bulanık mantık denetleyici konusunda daha detaylı bilgiler [58, 59, 60] nolu kaynaklardan elde edilebilir.

Elde edilen bu denetim işareti kullanılarak LMS ve CMA algoritmasındaki adım büyüklüğü değiştirilir.

Bu doktora çalışmasının en büyük yeniliği, karar geribeslemeli denkleştiricilerde (DFE), ileri beslemeli (FF) filtre kısmının adım büyüklüğü farklı bulanık denetim işareti ile ve geri beslemeli (FB) filtre kısmının adım büyüklüğü farklı bulanık denetim işareti ile değiştirilmektedir. Daha önce 2001-2003 yıllarında yapılan çalışmalarda, FF ve FB filtre kısmının her ikisi de aynı bulanık denetim işareti ile değiştirilmekteydi. Bu durumda, yapılan çalışmalardan da görüleceği gibi (5-4) DFE ile 1E-3 BER tabanının bir miktar altına iniliyordu, ancak geliştirilen yeni yöntemle RLS algoritması geçilerek 1E-5 BER tabanına kadar inilmektedir. (9-4) DFE kullanıldığında ise LMS algoritmasının hata tabanı ortadan kalkmaktadır.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA

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 çerçeve ve sembol eş zamanlamasını sağlamalıdır. 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, HIPERLAN/1 ve HIPERLAN/2 (IEEE 802.11a) tabanlı sistemlerle ilgili olarak Bulanık Mantık esaslı yapılan çalışmalar aşağıdaki şekilde gruplandırılabilir:

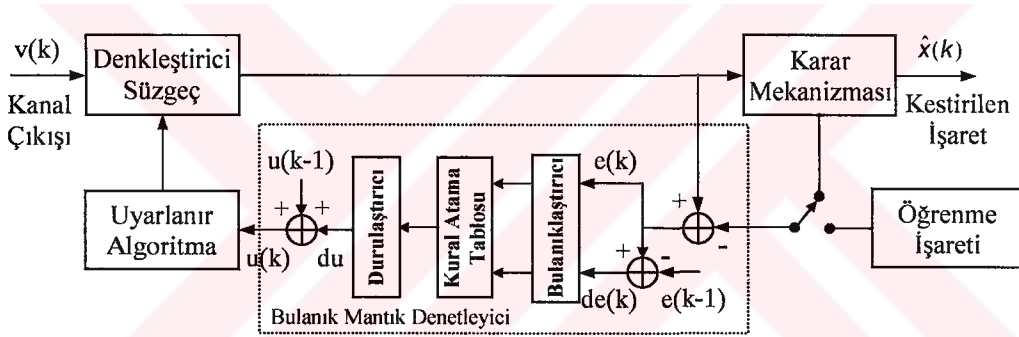
- Kanal kestirimi konusunda yapılan çalışmalar,
- Kanal denkleştirme konusunda yapılan çalışmalar,
- Taşıyıcı frekans kayması izlemesi konusunda yapılan çalışmalar,
- Doppler frekans kayması izlemesi konusunda yapılan çalışmalar,
- Ayrıca, bu çalışmalara ek olarak tezde, Bulanık Mantık esaslı kör kanal denkleştirme çalışmaları da yer almaktadır.

Yapılan çalışmaların ayrıntısına geçmeden önce, bilgisayar benzetimlerinde kullanılan Bulanık Mantık esaslı kanal denkleştirme sistem modeli hakkında bilgi verilmesi yararlı olacaktır.

2.2. Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Bulanık Mantık Esaslı LMS Algoritması ile Kanal Denkleştirme Sistem Modeli

Sayısal haberleşme sistemlerinin çoğu pratik uygulamaları iyi bilinen LMS algoritmasını kullanır. Basitliği ve kolay gerçekleştirilmesi nedeniyle kanalı kestirmek ya da denkleştirmek için LMS algoritması tercih edilir. LMS algoritması geliştirildiğinden beri, N-LMS [12], VSS-LMS [16, 17, 18, 19], M-LMS [14] ve F-LMS [21, 22, 23, 24, 25,

26] gibi pek çok LMS esaslı algoritma sayısal aritmetik işlemleri azaltmak ve yaklaşımları düzeltmek için önerildi. LMS algoritmasında kullanılan *adım büyüklüğü* parametresi sabit olup küçük değerli olduğunda algoritma kararlı duruma daha yavaş ulaşır, büyük olduğunda ise kararsızlığa neden olabilir. Bu nedenle her adımda hata değişimi dikkate alınarak *adım büyüklüğünün* sürekli olarak değiştirilmesi gerekir. Bu problemi çözmek için, son yirmi yıldır değişken adım büyüklüklü (Variable Step Size, VSS) LMS algoritmaları geliştirilmektedir [17, 18, 61]. Bundan dolayı bu tezde, hız yaklaşımını düzeltmede, LMS algoritmasında kullanılan adım büyüklüğünü değiştiren daha önceki LMS ve bulanık mantık tabanlı algoritmalara alternatif olarak adım büyüklüğünü uygun şekilde elde etmek için *Bulanık Mantık* esaslı bir dış çevrim denetleyicisi kullanılmaktadır. Şekil 2.1’de bulanık mantık esaslı LMS (Fuzzy-LMS, F-LMS) algoritmasının blok diyagramı verilmektedir.



Şekil 2.1. Bulanık mantık esaslı LMS algoritmasının blok diyagramı

Bulanık mantık esaslı denetleyiciler, bir uzman gibi sistemin çıkışına bakarak ve daha önceden edinilen bilgi birikimini ya da belirlenen ölçütleri kullanarak sistem girişini ayarlar. Burada, kestirilen işaret ya da öğrenme işareti ile kanal ya da denkleştirici çıkışından alınan işaret arasındaki fark kestirim hatası e ve bu hatadaki değişim de Şekil 2.1’de gösterilen bulanık mantık esaslı denetleyiciye giriş işaretleri olarak uygulanır.

Bulanık mantık esaslı bir denetleyici üç kısımdan oluşur. Bunlar sırasıyla, *Bulanıklaştırıcı*, *Kural atama tablosu* ve *Durulaştırıcı*’dır. Bulanık denetleyiciye gönderilen ve gerçek değerlere sahip olan iki giriş işareti (e ve de), ilk aşamada bulanıklaştırıcı tarafından bulanık sayılara dönüştürülür. Daha sonra bu bulanık sayılar kural atama tablosu tarafından denetim işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayıyı belirlemek amacıyla kullanılırlar ve bulanık karar verme işlemi sonucunda bu sayı elde edilir. Son aşamada ise,

denetim işaretindeki değişimi temsil eden bulanık sayı, durulaştırıcı tarafından gerçel sayıya (**du**) dönüştürülür ve denetim işaretinin bir önceki değerine eklenerek yeni denetim işareti belirlenir. Elde edilen bu denetim işareti LMS algoritmasındaki adım büyüklüğünü değiştirmek için kullanılır.

Bu doktora çalışmasının en büyük yeniliği, karar geribeslemeli denkleştiricilerde (DFE), tek bir bulanık mantık denetleyici kullanılarak ileri beslemeli (FF) filtre kısmının adım büyüklüğü değiştirilirken, geri beslemeli (FB) filtre kısmının adım büyüklüğü FF kısmında kullanılan aynı bulanık denetim işaretinin küçültülmüş değerleri ile değiştirilmektedir. Daha önce 2001-2003 yıllarında yapılan çalışmalarda, FF ve FB filtre kısmının her ikisi de aynı bulanık denetim işareti ile değiştirilmekteydi. Bu durumda, yapılan çalışmalardan da görüleceği gibi (5-4) DFE ile $1E-3$ BER tabanının bir miktar altına iniliyordu, ancak geliştirilen yeni yöntemle RLS algoritması geçilerek $1E-5$ BER tabanına kadar inilmektedir. (9-4) DFE kullanıldığında ise LMS algoritmasının hata tabanı ortadan kalkmaktadır.

2.2.1. LMS Algoritmasını Geliştirmek İçin Yapılan Önceki Çalışmalar

- 1986 yılında Harris vd [16], uyarlanırlı enine filtrenin her bir ağırlığı için değişken geribesleme sabiti μ (adım büyüklüğü)'yü kullanan LMS algoritmasının yeni bir versiyonunu geliştirdi. Geribesleme sabitlerinin her bir değeri, hızlı yakınsama sağlamak şartıyla minimum ortalama karesel hata (Mean Square Error, MSE)'ya karşı mesafenin kestirimine göre değişir. Bu değişken adımlı (Variable Step, VS) algoritma her bir ağırlığı güncellemek için bir geribesleme katsayısı kullanır. Harris vd bu çalışmayı, BPSK modülasyonunu kullanan uyarlanırlı gürültü giderme gerçekleştirilmesine ve IIR filtrelemeye uyguladı.

- 1990 yılında Chen ve Haddad [17], maksimum yakınsama hızı için başlangıçta büyük adım büyüklüğüne ve yakınsamadan sonra daha küçük adım büyüklüğüne sahip VSS-LMS algoritmasını önerdi. Chen ve Haddad bu çalışmayı, BPSK modülasyonunu kullanan doğrusal kanal denkleştirme problemine uyguladı.

- 1991 yılında Park [19], klasik LMS algoritmasının ilave üstel terime sahip yeni bir başarımlı fonksiyonundan değişken adım büyüklüklü (Variable Step Size, VSS) LMS algoritmasını çıkardı. Bu algoritma, başarımlı fonksiyonunun yüzeyinde gradient büyük olduğunda büyük adım büyüklüğünü ve gradient küçük olduğunda küçük adım

büyükliğini kullanır. Park bu çalışmayı, BPSK modülasyonunu kullanan AWGN kanallarda uyguladı.

- 1992 yılında Kwong ve Johnston [18], öngörme (prediction) hatasının karesi ile kontrol edilen adım büyüklüğü ayarlamasının yapıldığı VSS-LMS algoritmasını önerdi. Kwong ve Johnston bu çalışmayı, durağan (stationary) ve durağan olmayan çevrede BPSK modülasyonunu kullanan uyarlanır sistem belirleme problemine uyguladı.

- 1993 yılında Wang ve Mendel [62], bulanık IF-THEN kurallar kümesinden RLS ve LMS bulanık uyarlanır filtreleri kurdu. Wang ve Mendel bu filtreleri BPSK modülasyonunu kullanan doğrusal olmayan haberleşme kanal denkleştirme problemlerine uyguladı.

- 1996 yılında Lee vd [63], LMS algoritması üzerine kurulu karmaşık bulanık uyarlanır karar geribeslemeli denkleştiriciyi (Complex Fuzzy Adaptive Decision Feedback Equalizer, CFADFE) önerdi. Lee vd CFADFE'yi sabit iki dallı doğrusal ve doğrusal olmayan karmaşık kanal özellikli 4-QAM modülasyonunu kullanan sayısal haberleşme sistemine uyguladı.

- 1996 yılında Ryu vd [22], LMS algoritmasının her iterasyonunda uyarlanır kazancı (adım büyüklüğünü) elde etmek için bulanık sonuç çıkarma (inference)'yi kullanan bulanık LMS algoritmasını sundu. Ryu vd bu algoritmayı, haberleşme ağındaki karma (hybrid) sistemlerin uyarlanır sistem belirleme problemine uyguladı.

- 1997 yılında Gan [23], LMS algoritmasının adım büyüklüğünü ayarlama bulanık mantık tekniğini kullanan yeni bir yaklaşım sundu. Gan bu çalışmayı, AWGN kanal ve sabit tek dallı (dar bantlı) kanalda BPSK modülasyonunu kullanan haberleşme sisteminde uyguladı.

- 1997 yılında Aboulnasr ve Mayyas [64], uyarlamanın erken evrelerinde hızlı yakınsamayı sağlayan güçlü değişken adım büyüklüklü (Robust VSS, RVSS) LMS algoritmasını sundu. Aboulnasr ve Mayyas bu çalışmayı, BPSK modülasyonunu kullanan durağan ve durağan olmayan çevrede AWGN kanal için sistem belirleme problemine uyguladı.

- 1998 yılında Ryu vd [65], uyarlama işlemi süresince giriş ve çıkış değişkenleri tarafından belirlenen bulanık IF-THEN kurallarını kullanarak LMS algoritmasının uyarlanır kazancını (adım büyüklüğünü) ayarlayan uyarlanır kafes (lattice) algoritmasını sundu. Ryu vd bu çalışmayı, uzun mesafe haberleşme kanalının yankı giderimi problemine uyguladı.

- 1999 yılında Haddad ve Khasawneh [14], farklı adım büyüklüklü ağırlık vektörünün her bir bileşenini ayrı ayrı güncelleme üzerine kurulan değiştirilmiş LMS (Modified LMS, M-LMS) algoritmasını önerdi. Haddad ve Khasawneh bu çalışmayı, BPSK modülasyonunu kullanan AWGN kanallarda sistem belirleme problemine uyguladı.

- 2002 yılında Su vd [24], CDMA sistemlerinde değişken adım büyüklüğü elde etmek için VSS-LMS uyarlanır beamforming algoritmasına karşı bulanık mantığın yeni bir uygulamasını önerdi. Su vd bu çalışmayı, 6 anten dizisi ve 3 aktif kullanıcının bulunduğu BPSK modülasyonunu kullanan CDMA sistemlerinde uyarlanır antenlerle baz istasyonu için izleme kapasitesi ve yakınsama davranışı üzerine uyguladı.

- 2003 yılında Riberio [25], güç hattı kanallarını (Power Line Channel, PLC) denkleştirmek ve data iletim hızlarını geliştirmek için DFE-Bulanık LMS ve DFE-Bulanık RLS algoritmalarını sundu. Riberio bu çalışmayı, hem ISI'ın hem de gürültünün etkilerini minimize etmek için PLC üzerinden OFDM sistemlerine uyguladı.

- 2003 yılında Sanubari [26], her bir iterasyon adımında uygun adım büyüklüğünü belirlemek için bulanık metot üzerine kurulan VSS-LMS algoritmasını önerdi. Sanubari bu çalışmayı, AWGN kanallarda zamanla değişen ve zamanla değişmeyen katsayılara sahip bilinmeyen yürüyen ortalama (Moving Average, MA) sistemlerine uyguladı.

2.2.2. Benzetim Çalışmalarında F-LMS Algoritması ile Karşılaştırılan LMS Esaslı Öğrenme Algoritmaları

2.2.2.1. Klasik LMS Algoritması

Bu algoritmada adım büyüklüğü μ , 0.045 değerine eşit alınıp her adımda sabit tutularak benzetim çalışmaları yapılmaktadır [1].

2.2.2.2. Normalize Edilmiş LMS (Normalized LMS, N-LMS) Algoritması

Bu algoritmada adım büyüklüğü için,

$$\mu(n) = \frac{\beta}{x^H(n)x(n)} = \frac{\beta}{\|x(n)\|^2} \quad (2.1)$$

bağıntısı kullanılır. Burada, $x(n)$ gönderilen datayı göstermektedir. β , $0 < \beta < 2$ aralığında değişebilir. $\beta=0.6$ bu algoritma için seçilen optimum değerdir [12].

2.2.2.3. Değiştirilmiş LMS (Modified LMS, M-LMS) Algoritması

Bu algoritmada adım büyüklüğü için,

$$\mu_{m1} = (1 - (1 - 2\mu_1 N x(n-j)^2)^M) / \|x(n)\|^2 \quad (2.2)$$

$$\mu_{m2} = (1 - 2\mu_2 N \sigma_x^2)^M / \|x(n)\|^2 \quad (2.3)$$

bağıntıları kullanılabilir. Burada, N ağırlık vektörünün uzunluğunu, $x(n)$ 'de gönderilen datayı göstermektedir. σ_x^2 gürültünün varyansıdır. $\sigma_x^2=0.001$, $\mu_1=0.016$ ve $\mu_2=0.0074$ bu algoritma için seçilen optimum değerlerdir [14].

2.2.2.4. Değişken Adım Büyüklüklü LMS (VSS-LMS) Algoritması

Bu algoritmada adım büyüklüğü için,

$$\mu(n) = \mu(1 - e^{-\frac{1}{2}\alpha \|\varepsilon(n)x(n)\|^2}) \quad (2.4)$$

bağıntısı kullanılır. Burada, $\varepsilon(n)$ kestirim hatasını, $x(n)$ 'de gönderilen datayı göstermektedir. $\alpha=5$ ve $\mu=0.15$ bu algoritma için seçilen optimum değerlerdir [19].

2.2.2.5. Değişken Adım Büyüklüklü LMS (VSS-LMS) Algoritması-2

Bu algoritmada adım büyüklüğü için,

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma\varepsilon(n)^2 \quad (2.5)$$

$$\mu(n+1) = \begin{cases} \mu_{\max} & \mu(n+1) > \mu_{\max} \\ \mu_{\min} & \mu(n+1) < \mu_{\min} \\ \mu_{\max} & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\mu_{\max} \leq \frac{2}{3tr(R)} \quad (2.7)$$

bağıntıları kullanılır. Burada, $tr(R)$, R otokorelasyon matrisinin diyagonal elemanlarının toplamını, $\varepsilon(n)$ kestirim hatasını göstermektedir. α , $0 < \alpha < 1$ aralığında, μ_{\min} , $0 < \mu_{\min} < \mu_{\max}$ aralığında ve $\gamma > 0$ 'dır. $\alpha=0.97$ ve $\gamma=0.048$ algoritma için seçilen optimum değerlerdir. Başlangıç adım büyüklüğü genellikle μ_{\max} olarak alınır ve μ_{\min} , izleme yeteneğinin minimum seviyesini sağlayacak şekilde sabit adım büyüklüklü algoritmanın adım büyüklüğü değerine yakın seçilir [18].

2.2.2.6. Bulanık LMS (F-LMS) Algoritması

Bu algoritmada, e ve d için beşer adet üçgen yapıya sahip üyelik fonksiyonları ile 25 kurallı kural atama tablosu kullanılarak denetim işareti elde edilmektedir [22].

2.2.2.7. Bulanık LMS (F-LMS) Algoritması-2

Bu algoritmada, e için dört ve d için iki adet üçgen yapıya sahip üyelik fonksiyonları ile 8 kurallı kural atama tablosu kullanılarak denetim işareti elde edilmektedir [23].

Algoritmaların birbirine karşı avantaj ve dezavantajlarını inceleyebilmek için her bir yineleme zamanında hesaplama karmaşıklıklarının bilinmesi faydalı olacaktır.

2.2.3. Hesaplama Karmaşıklığı

Bir algoritmanın diğer algoritmaya göre avantajı veya dezavantajı aşağıdaki faktörler tarafından belirlenir.

a. Yakınsama Hızı: Optimum çözüme yaklaşacak algoritma için gerekli olan adım sayısını belirler. Algoritma ne kadar hızlı bir şekilde yakınsarsa, sistem durağan ortama o kadar çabuk bir şekilde uyum sağlar.

b. İzleme: Bir uyarlanır algoritma durağan olmayan bir ortamda çalıştığında, algoritmanın ortamdaki istatistiksel değişimleri izlemesi gerekir.

c. Güçlülük: Algoritmanın kötü koşullu bir giriş datasıyla tatmin edici bir şekilde çalışabilmesi yeteneğidir.

d. Hesaplama Karmaşıklığı: Buradaki ilgili sorunlar aşağıda verilmektedir.

d1) Algoritmanın bir tam adımı gerçekleştirmesi için gerekli çarpma, bölme, toplama ve çıkarma işlemlerinin sayısı.

d2) Verileri ve programı saklaması için gerekli bellek miktarı.

d3) Algoritmanın bir bilgisayarda ya da bir DSP işlemcisinde programlanması için gerekli yatırım.

Uyarlanır bir şekilde ağırlıkların elde edilmesi sırasında yapılan hesaplama karmaşıklığı seviyesi, sistemin işlem hızını, donanım bakımından karmaşıklığını ve maliyetini belirler. Bu çalışmada, hesaplama karmaşıklığı, istenilen ağırlık vektörünü bulmak için gerekli veriyi işlemede harcanan kayan noktalı işlem sayısı olarak tanımlanır. Flop, kayan noktalı işlem (floating point operation) anlamına gelmektedir. Her bir toplama işlemi ve çarpma işlemi sayısı ayrı ayrı hesaplanır. Çeşitli algoritmalar tarafından kullanılan birçok işlem ve ona karşılık gelen kayan noktalı işlem sayısı Tablo 2.1'de verilmektedir.

Tablo 2.1. Çeşitli işlemlerin kayan noktalı işlem sayısı [66, 67]

İşlem	Gerekli Kayan Noktalı İşlem Sayısı	Koşullar
ab	6	a ve b karmaşık
	2	a karmaşık, b gerçel
	1	a ve b gerçel
$\frac{a}{b}$	6	a ve b karmaşık
	2	a karmaşık, b gerçel
	1	a ve b gerçel
a + b ya da a - b	2	a ve b karmaşık
	1	a karmaşık, b gerçel
	1	a ve b gerçel
\sqrt{a}	1	a gerçel
$\ a\ $	4	a karmaşık
inv(A)	$4M^3 + 8M^2$	A karmaşık Hermityen MxM boyutlu matris
svd(A)	$72M^3$	A karmaşık Hermityen MxM boyutlu matris

LMS algoritmasının en büyük avantajı, RLS algoritmasına göre çok daha az hesaplama karmaşıklığı gerektirmesidir. Tablo 2. 2, ağırlık vektörünün belirlenmesi için gerekli olan yinelemeli adımları ve ona karşılık gelen kayan noktalı işlem sayısını göstermektedir. Tablodaki M dal sayısını göstermektedir.

Tablo 2.2. LMS algoritmasının hesaplama karmaşıklığı [67]

İşlemler	Gerekli kayan noktalı işlem sayısı
$y(k) = \sum_{i=-N}^N c(i)v(k-i)$	8M
$e(k) = x(k) - y(k)$	2
$\hat{c}_i(k+1) = \hat{c}_i(k) + \mu e(k)x^*(k-i)$	8M + 2
Toplam	16M + 4

Tablo 2. 3'te RLS algoritmasında ağırlık vektörünü hesaplamak için gerekli yinelemeli adımlar ve ona karşılık gelen kayan noktalı işlem sayısı verilmektedir.

Tablo 2. 3. RLS algoritmasının hesaplama karmaşıklığı [67]

İşlemler	Gerekli kayan noktalı işlem sayısı
$xu(k) = \hat{c}(k-1)v(k)$	8M
$e(k) = x(k) - xu(k)$	2
$q(k) = \frac{R_{NN}^{-1}(k-1)v(k)}{\lambda + v^T(k)R_{NN}^{-1}(k-1)v(k)}$	$8M^2 + 8M + 1$
$R_{NN}^{-1}(k) = \frac{1}{\lambda} [R_{NN}^{-1}(k-1) - q(k)v^T(k)R_{NN}^{-1}(k-1)]$	$26M^2$
$\hat{c}(k) = \hat{c}(k-1) + q(k)e^*(k)$	$8M^2 + 6M + 2$
Toplam	$42M^2 + 22M + 5$

2.2.3.1. F-LMS Algoritmasının Hesaplama Karmaşıklığı

Bu tezde, adım büyüklüğünü ayarlama bulanık mantığın ortaya koyduğu ilave hesaplama karmaşıklığı Tablo 2.4'te verilmektedir. Tablo 2.4, bulanık mantığı gerçeklemek için gereken adımları ve hesaplama yükünü özetlemektedir. Bulanık mantık denetleyicinin durulaştırıcı biriminde kullanılan alanların merkezi yönteminde maksimum 4 çarpma, 1 bölme ve 8 toplama işlemi yapılmaktadır. 3x3'lük (9 başvuru) başvuru tablosu kullanılmaktadır.

Tablo 2.4. M dallı uyarlanır filtre için F-LMS Algoritmasının hesaplama karmaşıklığı

Evreler	Çarpma	Bölme	Toplama	Özel Emirler	Gerekli kayan noktalı işlem sayısı
Bulanıklaştırılan giriş	1 (karesel hatayı hesaplama için)	-	-	-	6
Bulanık OR işlemi	-	-	-	9 karşılaştırma	-
Bulanık minimum alma	-	-	-	9 başvuru	-
Maksimum işlemi kullanarak çıkışın toplamı	-	-	-	9 maksimum işlemi	-
Alanların merkezi yöntemini kullanarak durulaştırma	4	1	8	-	13
Toplam	5	1	8	9 karşılaştırma + 9 başvuru + 9 maksimum işlemi	19
LMS Algoritması					16M + 4
F-LMS Algoritması					16M + 23

Tablo 2.4'te de görüldüğü gibi, bulanık mantığın LMS algoritmasına getirdiği ilave hesaplama karmaşıklığı yok denecek kadar azdır. Tablo 2. 5'te, Pentium-4, 3.2 GHz işlemci ve 512 Mbyte DDR'a sahip bir bilgisayarda K-LMS-DFE algoritması, K-RLS-DFE algoritması ve F-LMS-DFE algoritması ile HIPERLAN/1 sisteminde 1000 Monte Carlo döngüsü kullanılarak elde edilen BER başarımları için gereken toplam benzetim süresi ve hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması verilmektedir.

Tablo 2. 5. K-LMS, K-RLS ve F-LMS-DFE Algoritmasının hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması

Algoritmalar	Gerekli kayan noktalı işlem sayısı	Toplam Benzetim Süresi
K-LMS-DFE	$16M + 4$	4 dak. 41 sn.
K-RLS-DFE	$42M^2 + 22M + 5$	50 dak. 45 sn.
F-LMS-DFE	$16M + 23$	4 dak. 48 sn.

Tablo 2. 5'ten da görüldüğü gibi bulanık mantığın LMS algoritmasına getirdiği ilave hesaplama karmaşıklığı 19 kayan noktalı işlem ve benzetim süresi ise 7 saniyedir. Dolayısıyla bu tezde önerilen F-LMS algoritmasının güçlülüğü ortaya çıkmaktadır.

2.2.4. Benzetim Ortamı

Bu tezde, verici ile alıcının birbirini göremediği durumları kapsayan Rayleigh sönümlmeli kanal modeli kullanılmış olup, kanal profili olarak [1]'de verilen ve bu çalışmada "Proakis kanal profili" olarak adlandırılan profil kullanılmıştır. Bu profil,

$$\text{Ch_profile}[5]=\{0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227\} \quad (2.8)$$

dizisi ile verilmektedir. Bu profilin seçilmesindeki amaç, oldukça kötü bir spektral karakteristiğe sahip olmasıdır [1]. Yapılan çalışmaların genelinde bu profil kullanılmıştır.

Benzetim çalışmalarında HIPERLAN/1 ve HIPERLAN/2 (IEEE802.11a) standardının çerçeve yapısı kullanılmıştır. HIPERLAN/2 için 10 adet kısa OFDM simgesinin ardından 2 adet uzun OFDM simgesi ile zamandaşlama ekleri oluşturulmuş, ardından 10 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 1000 kanaldan gönderilmiş ve bu işlem farklı SNR değerlerinde tekrarlanarak sistemin BER başarımı elde edilmiştir. Sistemin bilgisayar benzetimi Microsoft Visual C ++ 6.0 ortamında gerçekleştirilmiştir.

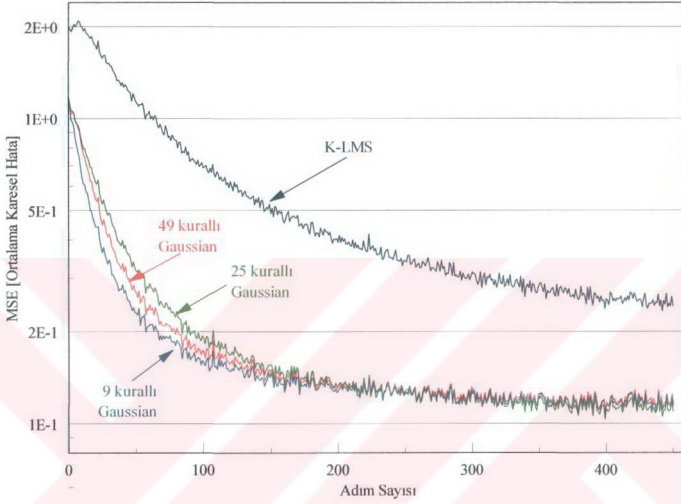
Karar geribeslemeli denkleştirici (DFE) kullanılan benzetim çalışmalarının tamamında gecikme değeri ileri beslemeli (FF) filtrenin dal sayısının bir eksiği alınmıştır. Yani (5-4) DFE'de gecikme değeri 4, (9-4) DFE'de ise gecikme değeri 8 alınmıştır.

2.2.5. HIPERLAN/1 Tabanlı Sistemlere Ait Elde Edilen Sonuçlar

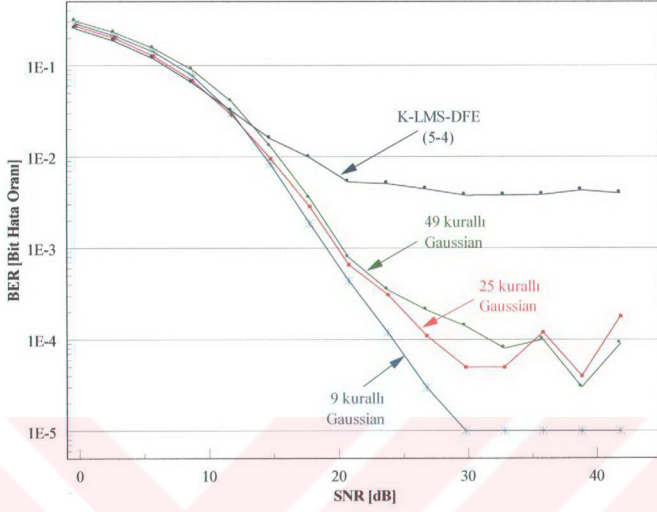
2.2.5.1. Farklı Üyelik Fonksiyonları İle Kanal Denkleştirmeye İlişkin Elde Edilen Sonuçlar

Birinci bölümde Tablo 1.8'de verilen 9 kurallı, Tablo 1.9'da verilen 25 kurallı ve Tablo 1.10'da verilen 49 kurallı kural atama tablosu ile gaussian yapıya sahip üyelik

fonksiyonları kullanılarak 15 dB'lik SNR değerinde kanal denkleştirmeye ilişkin MSE başarımları Şekil 2.2'de verilmektedir. Buna karşılık elde edilen BER başarımları ise Şekil 2.3'te sunulmaktadır.

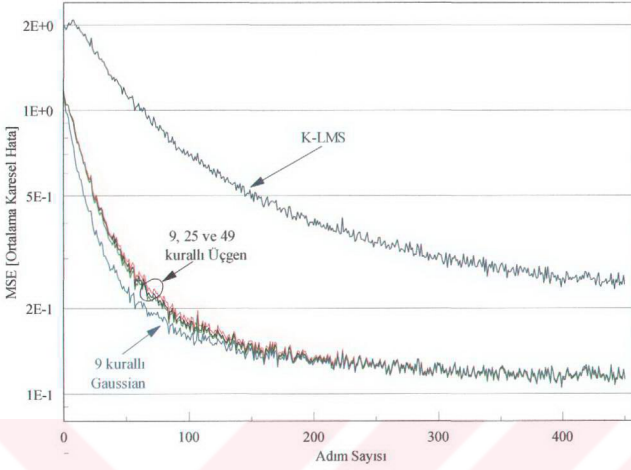


Şekil 2. 2. 15 dB'lik SNR değerinde 9, 25 ve 49 kurallı gaussian üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

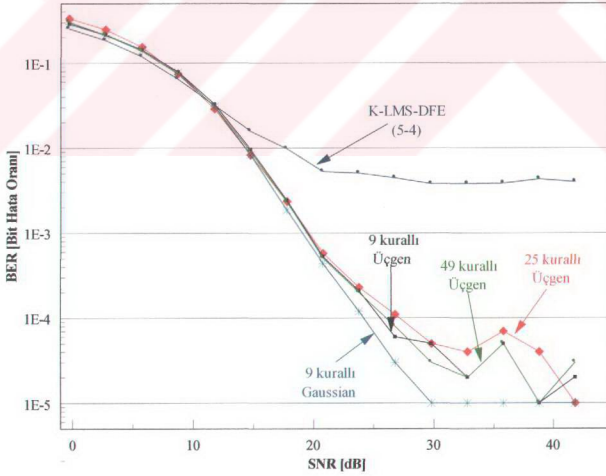


Şekil 2. 3. 9, 25 ve 49 kurallı gaussian üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları

Üçgen yapıya sahip üyelik fonksiyonları kullanılarak 15 dB'lik SNR değerinde kanal denkleştirmeye ilişkin MSE başarımları Şekil 2.4'te verilmektedir. Buna karşılık elde edilen BER başarımları ise Şekil 2.5'te sunulmaktadır.

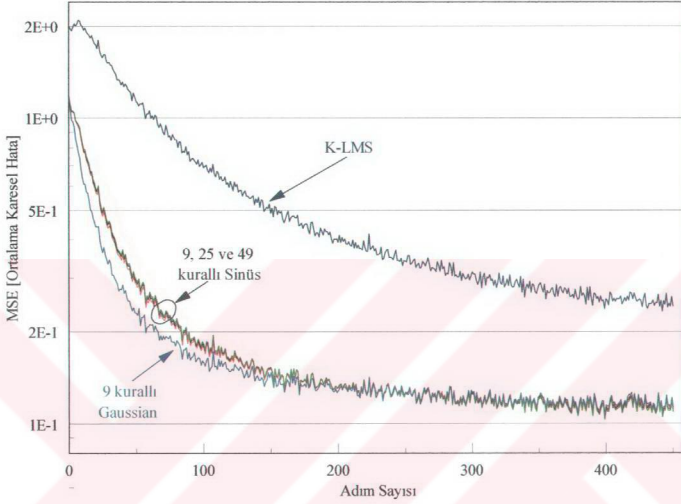


Şekil 2. 4. 15 dB'lik SNR değerinde 9, 25 ve 49 kurallı üçgen üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

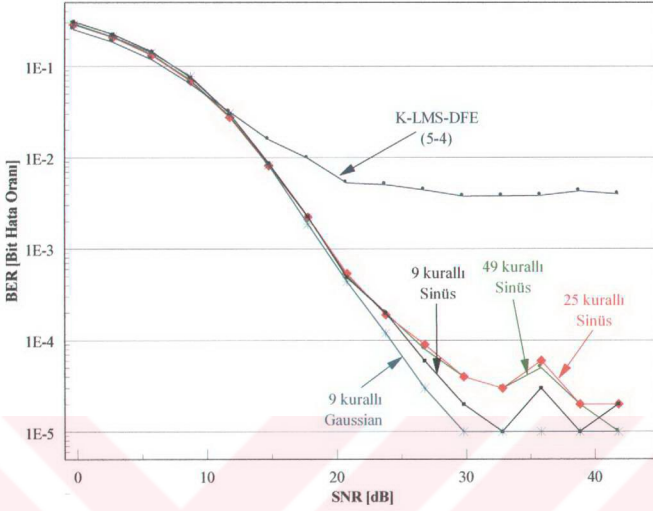


Şekil 2. 5. 9, 25 ve 49 kurallı üçgen üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları

Sinüs yapıya sahip üyelik fonksiyonları kullanılarak 15 dB'lik SNR değerinde kanal denkleştirmeye ilişkin MSE başarımları Şekil 2.6'da verilmektedir. Buna karşılık elde edilen BER başarımları ise Şekil 2.7'de sunulmaktadır.

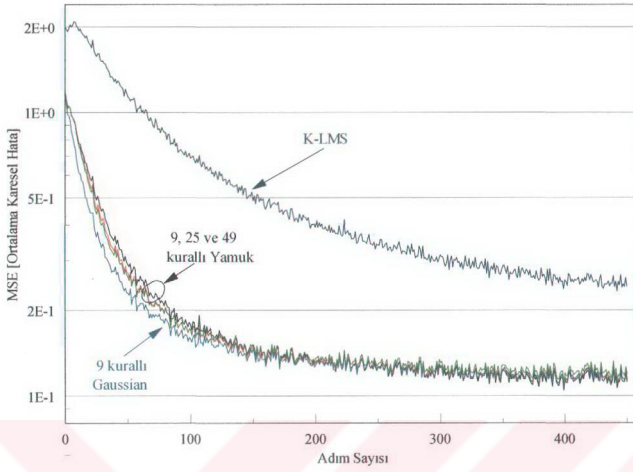


Şekil 2. 6. 15 dB'lik SNR değerinde 9, 25 ve 49 kurallı sinüs üyelik fonksiyonlarının kullandığı F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

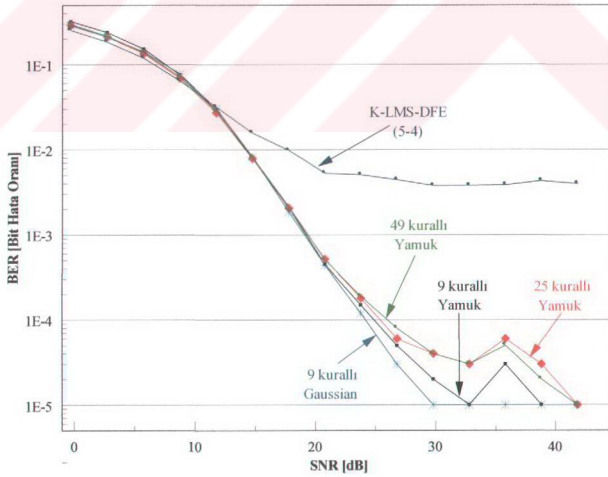


Şekil 2. 7. 9, 25 ve 49 kurallı sinüs üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları

Yamuk yapıya sahip üyelik fonksiyonları kullanılarak 15 dB'lik SNR değerinde kanal denkleştirmeye ilişkin MSE başarımları Şekil 2.8'de verilmektedir. Buna karşılık elde edilen BER başarımları ise Şekil 2.9'da sunulmaktadır.



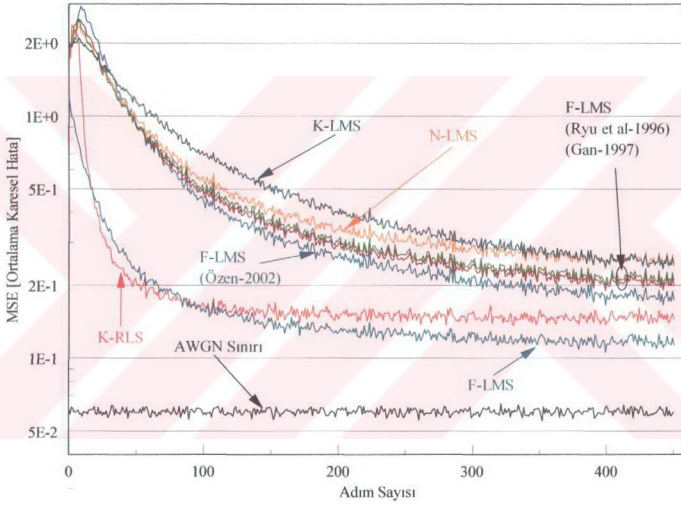
Şekil 2. 8. 15 dB'lik SNR değerinde 9, 25 ve 49 kurallı yamuk üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları



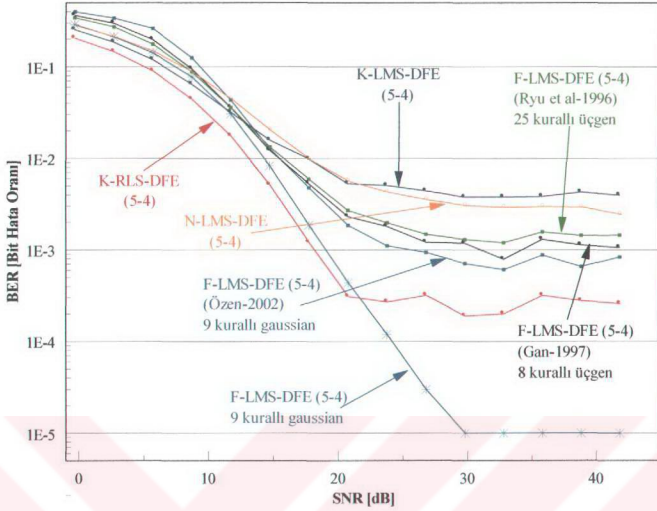
Şekil 2. 9. 9, 25 ve 49 kurallı yamuk üyelik fonksiyonlarının kullanıldığı F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları

Şekil 2.2 ile Şekil 2.9 arasındaki benzetim sonuçları incelendiğinde, 9 kurallı gaussian üyelik fonksiyonları ile elde edilen sonuçların diğerlerinden daha iyi olduğu anlaşılmaktadır. Bundan dolayı, bu doktora çalışmasında 9 kurallı gaussian üyelik fonksiyonlarının kullanılması uygun görülmüştür.

Literatürde daha önce yapılan F-LMS algoritmaları ile geliştirilen algoritma karşılaştırılacak olursa, (5-4) DFE kullanılarak 15 dB'lik SNR değerinde kanal denkleştirmeye ilişkin MSE başarımları Şekil 2.10'da verilmektedir. Buna karşılık elde edilen BER başarımları ise Şekil 2.11'de sunulmaktadır.



Şekil 2. 10. 15 dB'lik SNR değerinde diğer F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve geliştirilen algoritma ile elde edilen MSE başarımlarının karşılaştırılması



Şekil 2. 11. Diğer F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve geliştirilen algoritma ile elde edilen BER başarımlarının karşılaştırılması

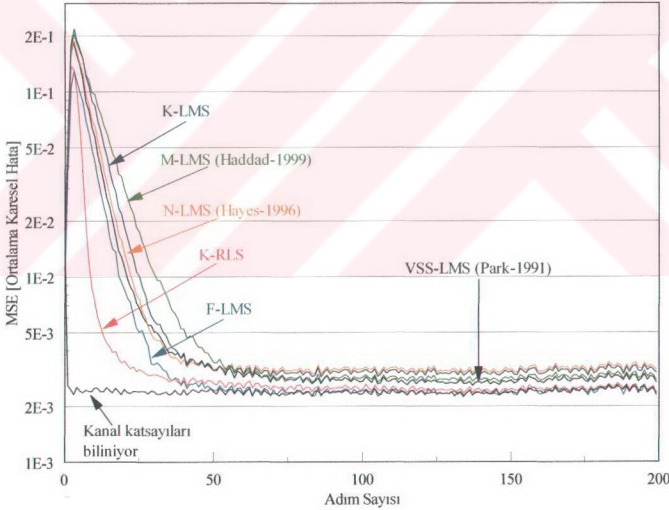
Şekil 2.10 incelendiğinde, 2002 yılında geliştirdiğimiz 9 kurallı gaussian üyelik fonksiyonlarını kullanan F-LMS algoritmasının Ryu ve arkadaşlarının önerdiği 25 kurallı üçgen üyelik fonksiyonunu kullanan F-LMS algoritmasını ve Gan'ın önerdiği 8 kurallı üçgen üyelik fonksiyonunu kullanan F-LMS algoritmasını geçerek daha düşük MSE tabanına yakınsadığı ve RLS algoritması ile elde edilen başarıma daha çok yaklaştığı görülmektedir. Buna karşılık, bu doktora çalışmasında geliştirilen F-LMS algoritmasının RLS algoritmasının başarımlarını 100 adım sayısı civarında geçerek daha düşük MSE tabanına yakınsadığı görülmektedir.

Şekil 2.11 incelendiğinde ise, 2002 yılında geliştirdiğimiz F-LMS algoritmasının Ryu ve arkadaşlarının önerdiği F-LMS algoritmasını ve Gan'ın önerdiği F-LMS algoritmasını geçerek daha düşük BER tabanına yakınsadığı ve RLS algoritması ile elde edilen başarıma daha çok yaklaştığı görülmektedir. 2002 yılında geliştirilen F-LMS algoritması $1E-3$ BER değerinin altına inerken, Ryu ve Gan'ın çalışmaları $1E-3$ BER değerinin üzerinde kalmaktadır. Buna karşılık, bu doktora çalışmasında geliştirilen F-LMS-DFE algoritmasının RLS-DFE algoritması ile elde edilen başarımları 21 dB'lik SNR

değeri civarında yakalayarak geçmektedir. RLS-DFE algoritması $3E-4$ BER değerine yakınsarken F-LMS DFE algoritması $1E-5$ BER değerine yakınsamaktadır.

2.2.5.2. Kanal Kestirimi Konusunda Elde Edilen Sonuçlar

HIPERLAN/1 çerçeve yapısını kullanarak K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirimine ilişkin 20 dB'lik SNR değerinde elde edilen MSE başarımları Şekil 2.12'de verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.6, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0074, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.15 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 450 olan karesel faz modülasyonu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir.



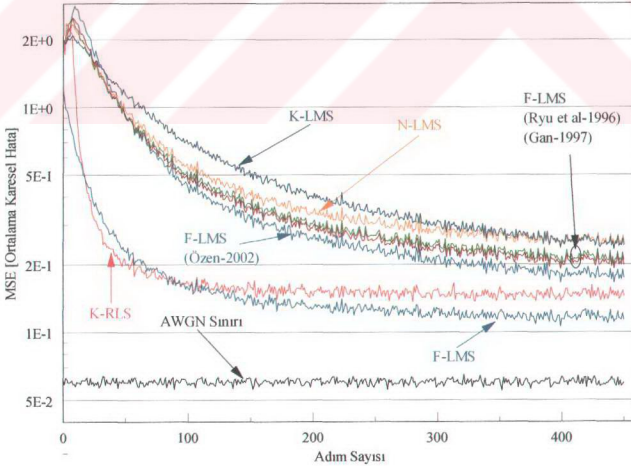
Şekil 2. 20 dB'lik SNR değerinde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, N-LMS, M-LMS ve VSS-LMS algoritmaları

K-LMS algoritmasını bir miktar hızlandırmakta ama elde edilen sonuçlar kayda değer değildir. Buna karşılık F-LMS algoritması K-LMS algoritmasını hızlandırarak kanal katsayılarının bilindiği durumda elde edilen başarıma ve K-RLS algoritması ile elde edilen başarıma 50 adım sayısı civarında yakınsamaktadır. K-RLS algoritmasının hesaplama karmaşıklığından çok daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-LMS algoritmasının bu başarıma yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir.

2.2.5.3. Kanal Denkleştirme Konusunda Elde Edilen Sonuçlar

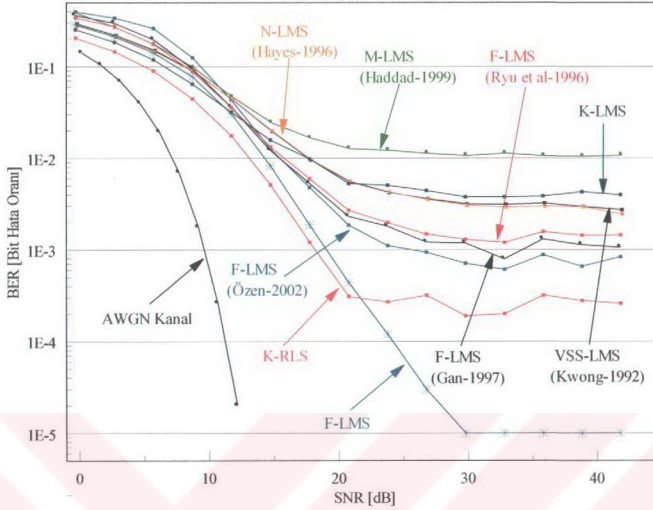
HIPERLAN/1 çerçeve yapısını kullanarak K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE algoritmaları ile kanal denkleştirmeye ilişkin 15 dB'lik SNR değerinde elde edilen MSE başarımları Şekil 2.13'te verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.8, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0094 ve K-RLS için unutm faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 450 olan karesel faz modülasyonu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir. DFE'de ise 5 dalı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dalı geribeslemeli süzgeç kullanılmıştır.



Şekil 2. 13. 15 dB'lik SNR değerinde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, N-LMS DFE algoritması K-LMS DFE algoritmasını bir miktar hızlandırmakta ama sonuçta K-LMS algoritmasına yakınsamaktadır ve M-LMS DFE ise K-LMS DFE'den daha kötü bir başarıma sahiptir. Bu nedenle bunlarla elde edilen sonuçlar kayda değer değildir. Ryu ve Gan'ın çalışmaları K-LMS'i hızlandırarak diğer LMS tekniklerinden daha düşük MSE tabanına yakınsamaktadır. 2002'de geliştirilen F-LMS ise K-LMS'i hızlandırarak Ryu ve Gan'ın çalışmalarını geçip RLS'e daha yakın MSE tabanına yakınsamaktadır. Buna karşılık F-LMS DFE algoritması K-LMS DFE algoritmasını hızlandırarak K-RLS DFE algoritması ile elde edilen başarıyı 100 adım sayısı civarında yakalayıp geçmektedir. K-RLS DFE algoritmasının hesaplama karmaşıklığından çok daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-LMS DFE algoritmasının bu başarıyı yakalaması bu tezin en önemli kayda değer sonuçlarından birisidir.

Kanal denkleştirmeye ilişkin yukarıdaki şekilde verilen MSE başarımlarına karşılık elde edilen BER başarımları Şekil 2.14'te verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.75, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0054, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.085 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 450 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir. Bu benzetimdeki DFE'de 5 dalı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dalı geribeslemeli süzgeç kullanılmıştır.

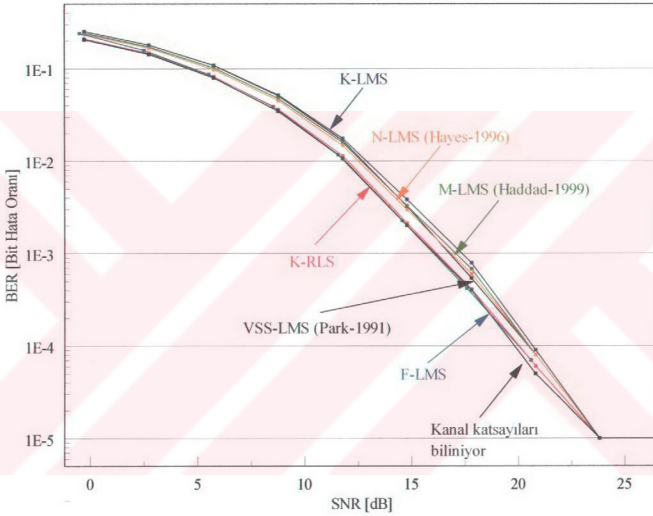


Şekil 2. 14. K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, N-LMS ve VSS-LMS DFE algoritmaları ile elde edilen BER başarımları K-LMS DFE algoritmasından bir miktar daha iyidir ve M-LMS DFE ise K-LMS DFE'den daha kötü bir başarıma sahiptir. Bundan dolayı elde edilen sonuçlar kayda değer değildir. Ryu ve Gan'ın çalışmaları K-LMS ve diğer LMS tekniklerini geçerek 1E-3 BER tabanına yakınsarken 2002'de geliştirilen F-LMS-DFE Ryu ve Gan'ın çalışmalarını geçerek 1E-3 BER tabanının bir miktar altına inmektedir. Buna karşılık daha öncede bahsedildiği gibi DFE'nin FF kısmının adım büyüklüğünü farklı bulanık denetim işareti ile FB kısmının adım büyüklüğünü de farklı bulanık denetim işareti ile değiştiren F-LMS DFE algoritması K-RLS DFE algoritması ile elde edilen başarımları 21 dB'lik SNR değeri civarında yakalayarak geçmektedir. K-RLS DFE algoritması 3E-4 BER değerine yakınsarken F-LMS DFE algoritması 1E-5 BER değerine yakınsamaktadır. K-RLS DFE algoritmasının hesaplama karmaşıklığından çok daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-LMS DFE algoritmasının bu başarımları yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir. Sonuçta MSE eğrileri ile BER eğrileri birbirini doğrulamaktadır.

Kanal katsayıları K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS

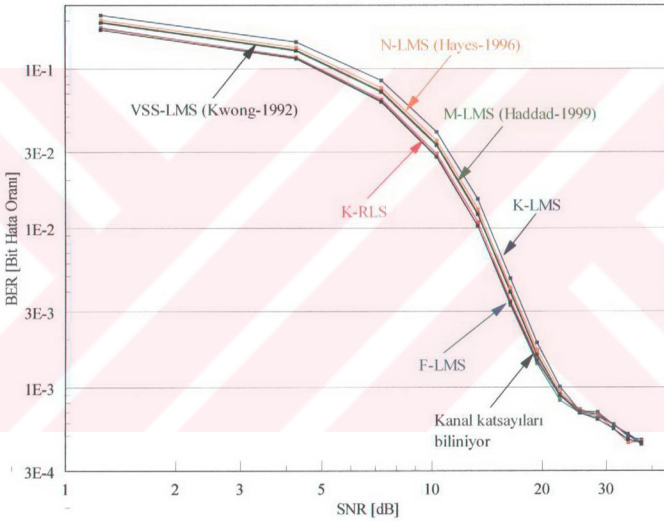
algoritmaları ile kestirilip CMF-DFE denkleştirici kullanılan kanal denkleştirmeye ilişkin elde edilen BER başarımları Şekil 2.15'de verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.6, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0074, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.15 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 450 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir. DFE'de 9 dallı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dallı geribeslemeli süzgeç kullanılmıştır.



Şekil 2. 15. Kanal K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kestirilip CMF-DFE ile elde edilen BER başarımları

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, N-LMS, M-LMS ve VSS-LMS CMF-DFE (9-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları K-LMS CMF-DFE algoritmasını bir miktar iyileştirerek diğer algoritmalarla beraber 1E-5 BER değerine yakınsamaktadır. Bunun nedeni, CMF'in, kanaldan gelen enerjiyi merkez dala toplayarak güç kazancı sağlaması ve ayrıca, merkez daldaki bileşen gerçel olduğundan, işaretin fazını da düzeltmesindedir. Buna karşılık, F-LMS CMF-DFE algoritması, K-RLS CMF-DFE ve kanal katsayılarının bilindiği durumda elde edilen başarıma yakınsamaktadır.

Kanal katsayıları K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kestirilip MMSE-DFE denkleştirici kullanılan kanal denkleştirmeye ilişkin elde edilen BER başarımları Şekil 2.16'da verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.6, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0074, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.15 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 450 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir. DFE'de 5 dallı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dallı geribeslemeli süzgeç kullanılmıştır.

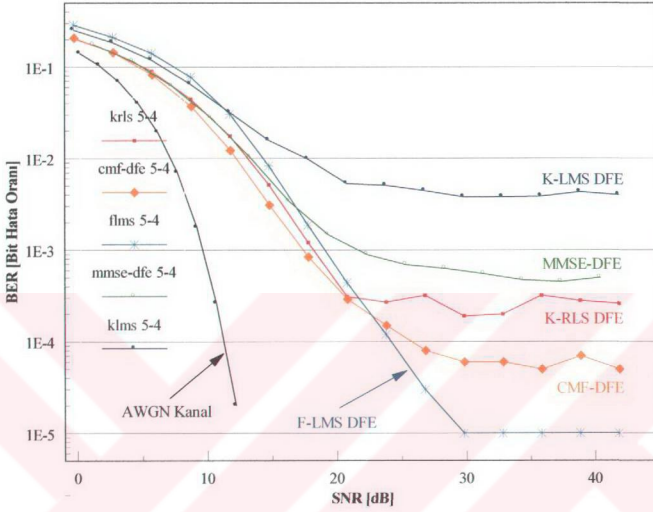


Şekil 2. 16. Kanal K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kestirilip MMSE-DFE ile elde edilen BER başarımları

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, N-LMS, M-LMS ve VSS-LMS MMSE-DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları K-LMS MMSE-DFE algoritmasını bir miktar iyileştirerek diğer algoritmalarla beraber $4E-4$ BER değerine yakınsamaktadır. Buna karşılık, F-LMS MMSE-DFE, K-RLS MMSE-DFE ve kanal katsayılarının bilindiği durumda elde edilen başarıma yakınsamaktadır.

Kanal denkleştirmeye ilişkin 5 dallı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dallı geribeslemeli

süzgeç kullanılan K-LMS, MMSE, K-RLS, CMF ve F-LMS-DFE'ye ait elde edilen BER başarımları Şekil 2.17'de verilmektedir.



Şekil 2. 17. K-LMS, MMSE, K-RLS, CMF ve F-LMS-DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları

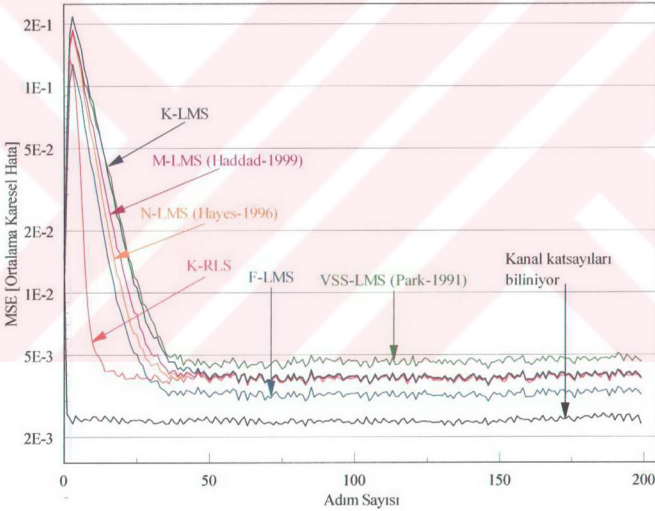
Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi önerilen F-LMS-DFE algoritması diğerlerini yaklaşık olarak 20 dB'den sonra geçmekte ve 1E-5 BER değerine yakınsamaktadır. Gürültünün etkin olduğu bölgede MMSE, K-RLS ve CMF-DFE başarımı F-LMS-DFE başarımından biraz daha iyi olduğu halde, SNR'nin yüksek olduğu (SNR > 20 dB) ISI'nın etkin olduğu bölgede F-LMS-DFE başarımının diğerlerinin başarımını geçtiği görülmektedir.

2.2.5.4. HIPERLAN/1 Sisteminin Başarımında CFO'nun Etkisinin İncelenmesi

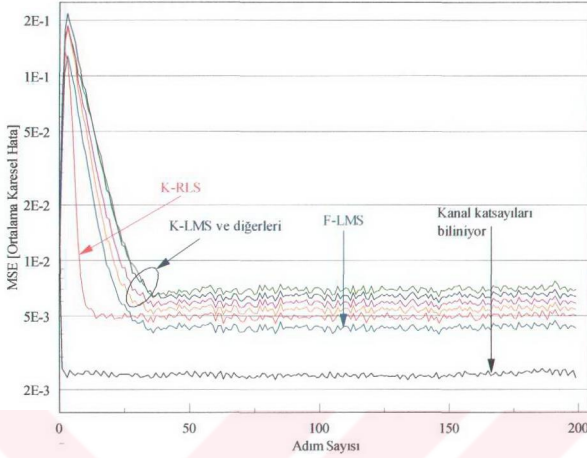
CFO'yu kestirmek ve etkisini yok etmek için pek çok yöntem olmasına [3] karşılık, bu bölümde HIPERLAN/1 sisteminin davranışını CFO'nun varlığı söz konusu iken

inceleme yapılacaktır. Bunun nedeni HIPERLAN/1 sisteminin iyileştirebileceği CFO hatasını belirlemektir.

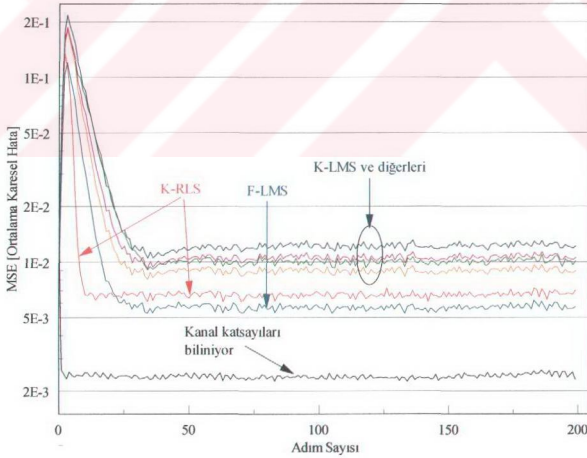
HIPERLAN/1 çerçeve yapısını kullanarak K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirilerek CFO hesaplamaya ilişkin 20 dB'lik SNR değerinde 15 kHz., 30 kHz. ve 50 kHz.'lik CFO olması durumunda elde edilen MSE başarımları Şekil 2.18, Şekil 2.19 ve Şekil 2.20'de verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.55, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0044, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.0915 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 450 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir.



Şekil 2. 18. 20 dB'lik SNR'de 15 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları



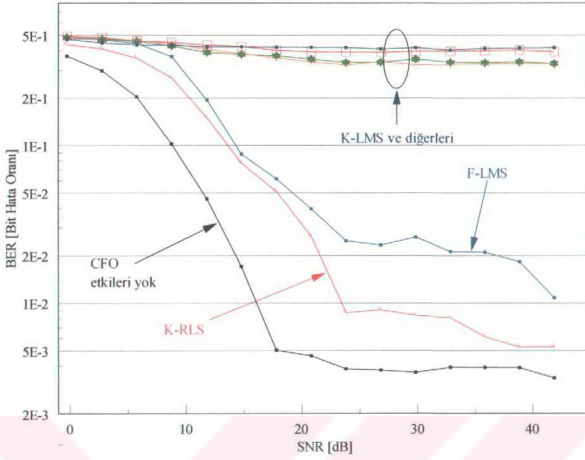
Şekil 2. 19. 20 dB'lik SNR'de 30 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları



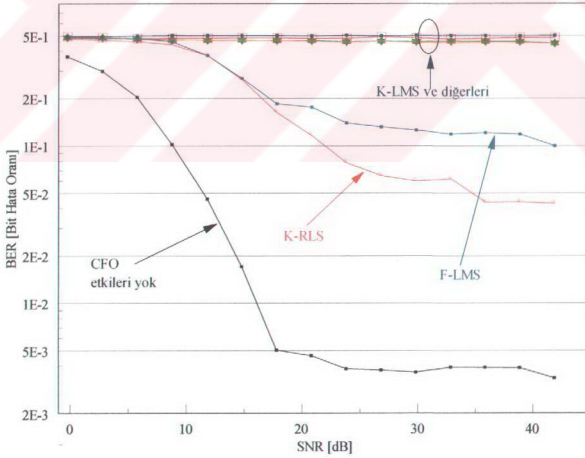
Şekil 2. 20. 20 dB'lik SNR'de 50 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

Yukarıdaki şekillerden de görüldüğü gibi, N-LMS, M-LMS ve VSS-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları K-LMS algoritmasını bir miktar hızlandırmakta ve 15 kHz'lik CFO'da K-LMS ile birlikte K-RLS algoritmasına yakınsamaktadır. Ancak diğer CFO değerlerinde elde edilen başarımlar K-LMS'i bir miktar geçmektedir. Buna karşılık, F-LMS algoritması, K-RLS algoritmasını 50 adım civarında yakalayıp geçerek daha iyi CFO iyileştirmesi yapmakta ve kanal katsayılarının bilindiği durumda elde edilen başarıma daha çok yaklaşmaktadır. K-RLS algoritmasının hesaplama karmaşıklığından çok daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-LMS algoritmasının bu başarıyı yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir.

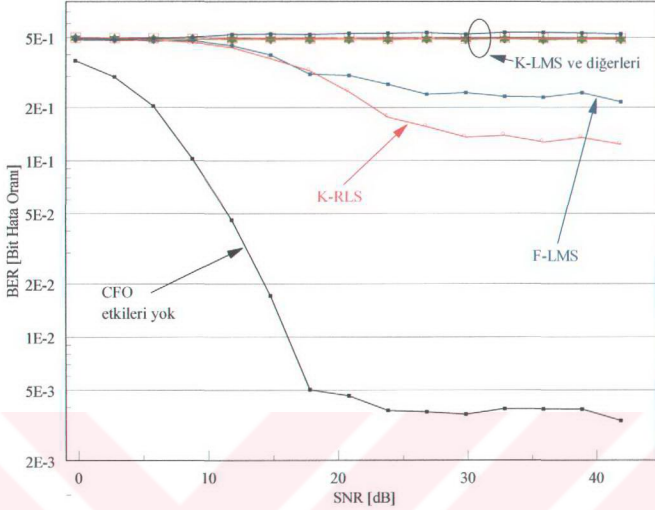
15 kHz., 30 kHz. ve 50 kHz.'lik CFO izlemeye ilişkin K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları kullanılarak elde edilen BER başarımları Şekil 2.21, Şekil 2.22 ve Şekil 2.23'te verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.95, M-LMS için adım büyüklüğü 0.084, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.15 ve K-RLS için unutm faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 450 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir. Bu durumda, 5 dallı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dallı geribeslemeli süzgeç kullanılmaktadır.



Şekil 2. 21. 15 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları



Şekil 2. 22. 30 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları



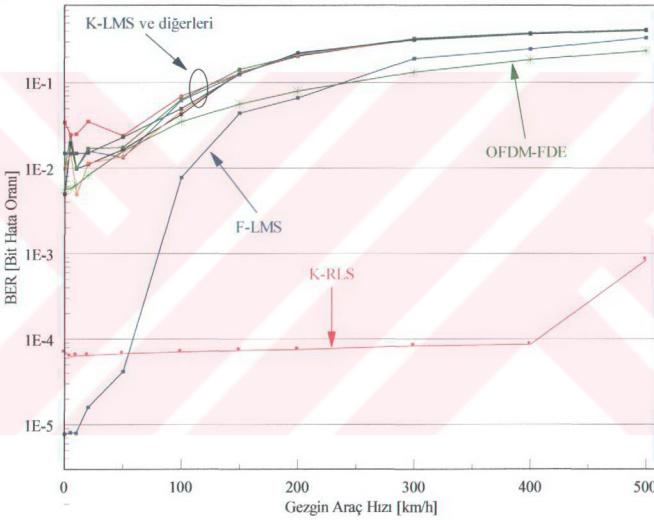
Şekil 2. 23. 50 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları

Yukarıdaki şekillerden de görüldüğü gibi, 15 kHz., 30 kHz. ve 50 kHz.'lik CFO olması durumunda N-LMS, M-LMS ve VSS-LMS DFE (5-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları K-LMS DFE ile elde edilen başarımların civarındadır ve bir miktar iyileşme olmaktadır, ama kayda değer değildir. Buna karşılık F-LMS-DFE algoritması K-RLS DFE algoritması ile elde edilen başarımla büyük oranda yaklaşmakta ve K-RLS-DFE'ye yakın CFO izlemesi yapmaktadır. Bununla birlikte, CFO arttıkça tüm algoritmaların CFO izleme yeteneğinin azaldığı görülmektedir.

2.2.5.5. Doppler Frekansını İzleme Konusunda Elde Edilen Sonuçlar

HIPERLAN/1 çerçeve yapısını kullanarak K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE algoritmaları ile Doppler frekansını izlemeye ilişkin ortalama 26 dB'lik SNR değerinde gezgin araç hızına karşı BER başarımları Şekil 2.24'te verilmektedir. Bu benzetim, 5.2 GHz. taşıyıcı frekansında paket süresi 1 ms olan 20000 sembollük paket

kullanılarak elde edilmektedir. DFE'de 5 dallı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dallı geribeslemeli süzgeç kullanılmaktadır. Kestirim ve izleme her algoritmanın kendisi tarafından yapılmaktadır. Ayrıca, burada OFDM sistemlerinde (HIPERLAN/2) doppler frekansını izlemek için kullanılan Frekans Bölgesi Denkleştirici (Frequency Domain Equalizer, FDE) ile elde edilen BER başarımı da karşılaştırma yapmak için verilmektedir. OFDM konusunda daha detaylı bilgi [28]'de verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 450 olan karesel faz modülasyonu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir.

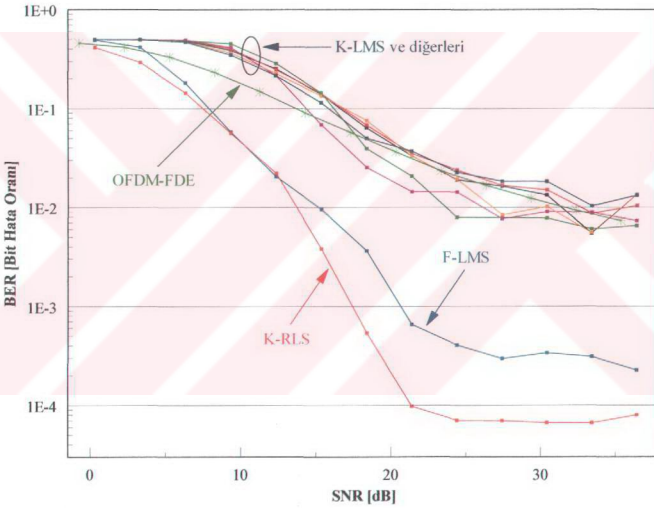


Şekil 2. 24. 26 dB'lik SNR'de gezgin araç hızına karşı K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve OFDM-FDE ile elde edilen BER başarımları

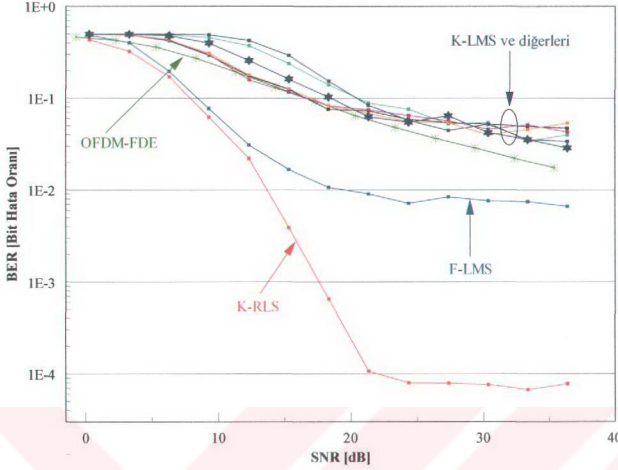
Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, N-LMS, M-LMS ve VSS-LMS DFE algoritmaları ile elde edilen BER başarımları K-LMS DFE algoritması ile elde edilen başarımların civarında olduğundan kayda değer değildir. Buna karşılık K-RLS DFE algoritması ile bütün hızlarda Doppler frekansı izlenebilmekte ve güvenilir haberleşme sağlanabilmektedir. 60 km/h'ın altındaki hızlarda F-LMS DFE algoritması ile elde edilen

başarım K-RLS DFE algoritması ile elde edilen başarıımı geçmekte ve daha iyi Doppler frekansı izlemesi yapmaktadır. Ancak 60 km/h'ten daha büyük hızlarda K-RLS DFE algoritmasına geçilmektedir. Ayrıca F-LMS DFE algoritmasının yaklaşık 250 km/h'e kadar OFDM-FDE algoritmasından daha iyi Doppler frekansı izlemesi yaptığı ve 250 km/h'ten daha büyük hızlarda ise OFDM-FDE algoritmasına geçildiği görülmektedir. Ayrıca gezgin araç hızı arttıkça tüm algoritmaların Doppler frekansı izleme yeteneğinin azaldığı görülmektedir.

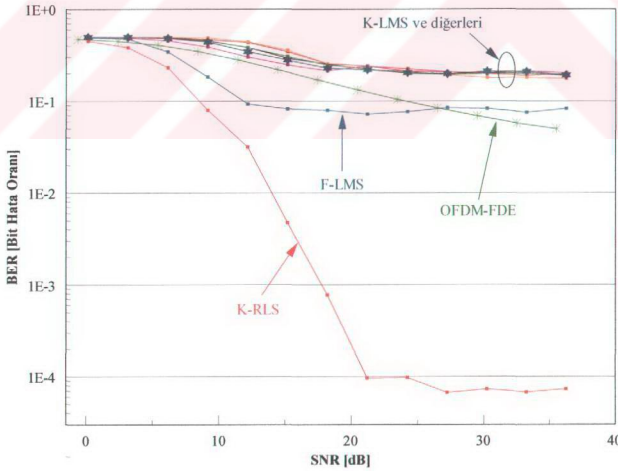
Gezgin araç hızı 50 km/h, 100 km/h ve 200 km/h iken elde edilen BER-SNR başarımları Şekil 2. 25, Şekil 2. 26 ve Şekil 2. 27'de verilmektedir.



Şekil 2. 25. Gezinin araç hızı 50 km/h iken K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve OFDM-FDE ile elde edilen BER başarımları



Şekil 2. 26. Gezgin araç hızı 100 km/h iken K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve OFDM-FDE ile elde edilen BER başarımları

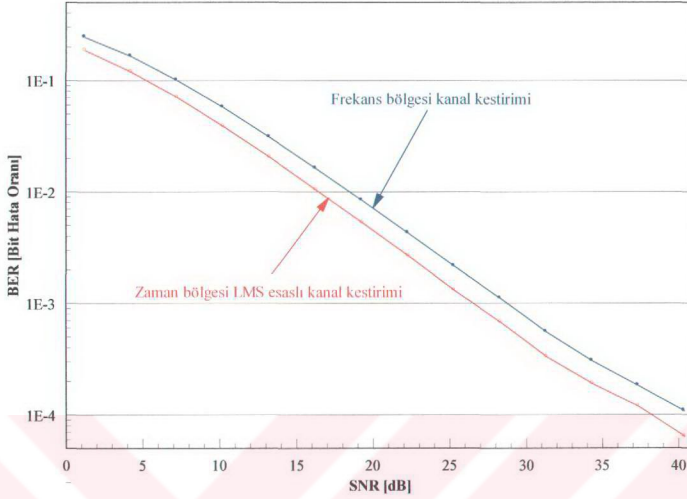


Şekil 2. 27. Gezgin araç hızı 200 km/h iken K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (5-4) algoritmaları ve OFDM-FDE ile elde edilen BER başarımları

Yukarıdaki şekillerden de görüldüğü gibi, N-LMS, M-LMS ve VSS-LMS DFE algoritmaları ile elde edilen BER başarımları bütün hızlarda K-LMS DFE algoritması ile elde edilen başarımlar civarında olduğundan kayda değer değildir. Buna karşılık K-RLS DFE algoritması ile bütün hızlarda Doppler frekansı izlenebilmekte ve güvenilir haberleşme sağlanabilmektedir. Gezgin araç hızı 50 km/h iken (Doppler frekansı 240.740 Hz.) F-LMS DFE algoritması ile elde edilen başarımlar K-RLS DFE algoritması ile elde edilen başarımlara oldukça yakınsamaktadır. K-RLS DFE $8E-5$ BER değerine yakınsarken F-LMS DFE algoritması $2E-4$ BER değerine yakınsamaktadır. Gezgin araç hızı 100 km/h iken (Doppler frekansı 481.481 Hz.) K-RLS DFE aynı başarımları korurken F-LMS DFE'nin başarımları kötüleşerek $7E-3$ BER değerine yakınsamaktadır. Aynı şekilde gezgin araç hızı 200 km/h iken (Doppler frekansı 962.962 Hz.) K-RLS DFE aynı başarımları korurken F-LMS DFE'nin başarımları kötüleşerek $8E-2$ BER değerine yakınsamaktadır. Ayrıca gezgin araç hızı arttıkça OFDM-FDE algoritmasının başarımları artmaktadır. Gezgin araç hızı 200 km/h (Doppler frekansı 962.962 Hz.) olduğunda OFDM-FDE algoritması 28 dB'lik SNR değeri civarında F-LMS DFE algoritmasını yakalayarak geçmekte ve $5E-2$ BER değerine yakınsamaktadır.

2.2.6. HIPERLAN/2 Tabanlı Sistemlere Ait Elde Edilen Sonuçlar

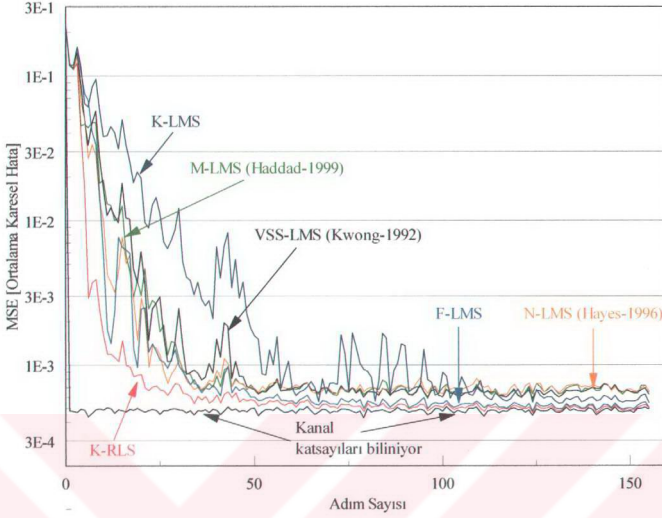
Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM), yüksek hızda veri iletimine olanak sağladığı ve semboller arası girişime karşı dayanıklı olduğu için, birçok standartta modülasyon biçimi olarak seçilmiştir. OFDM sistemlerinde zaman bölgesi LMS esaslı kanal kestirimi, Şekil 2.28'de gösterildiği gibi, frekans bölgesi kanal kestiriminde elde edilen başarımlara göre yaklaşık 3 dB kazanç sağlamaktadır [21, 68]. Gürültünün etkin olduğu bölgede kanaldaki enerjii merkez dala topladığı için (multipath diversity) CMF-DFE denkleştiricinin başarımları daha yüksektir. CMF-DFE denkleştiricinin getireceği işlem yükünü günümüz DSP teknolojisi rahatlıkla kaldırabilecek düzeydedir. Ayrıca kestirim ve senkronizasyon işlemleri zaman bölgesinde yapılarak FFT alma işlemlerinden kurtulmaktadır. Bu nedenle OFDM sisteminde zaman bölgesi kanal denkleştirici olarak CMF-DFE kullanılmaktadır. Buna karşılık LMS algoritmasının öğrenme hızı, standartlarda öğrenmeye ayrılan süre içerisinde istenen başarımlar değerleri için çoğu zaman yeterli olmamaktadır. Bundan dolayı, bu doktora çalışmasında LMS algoritmasının başarımlarını arttırmak için bulanık mantık esaslı bir dış çevrim denetleyicisinin kullanılması öngörülmektedir.



Şekil 2. 28. Frekans bölgesi ve zaman bölgesi LMS esaslı kanal kestirimine ait BER başarımları [21, 68]

2.2.6.1. Kanal Kestirimi Konusunda Elde Edilen Sonuçlar

HIPERLAN/2 çerçeve yapısını kullanarak K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile OFDM sisteminde kanal kestirimine ilişkin 25 dB'lik SNR değerinde elde edilen MSE başarımları Şekil 2.29'da verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.6, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0064, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.0515 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 160 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir.



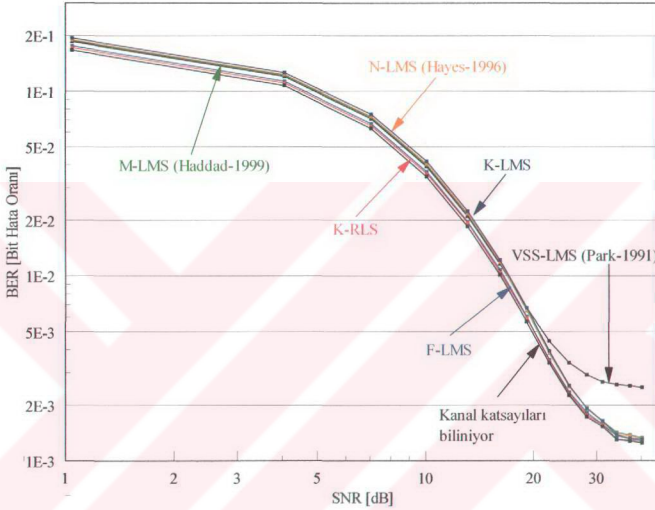
Şekil 2. 29. OFDM sisteminde 25 dB'lik SNR değerinde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, OFDM sisteminde kanal kestiriminde kullanılan N-LMS, M-LMS ve VSS-LMS algoritmaları K-LMS algoritmasını başlangıçta hızlandırmakta, ama adım sayısı arttıkça elde edilen başarımlar K-LMS algoritmasından daha kötü olmaktadır. Buna karşılık F-LMS algoritması K-LMS algoritmasını hızlandırarak K-RLS algoritması ile elde edilen başarıma yaklaşık 80 adım sayısı civarında yakınsamaktadır. K-RLS algoritmasının hesaplama karmaşıklığından çok daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-LMS algoritmasının bu başarıma yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir.

2.2.6.2. Kanal Denkleştirme Konusunda Elde Edilen Sonuçlar

HIPERLAN/2 çerçeve yapısını kullanarak OFDM sisteminde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanalı kestirip CMF-DFE denkleştirici ile kanal denkleştirmeye ilişkin elde edilen BER başarımları Şekil 2.30'da

verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.6, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0064, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.0515 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 160 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir. Bu benzetimdeki DFE'de 9 dalı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dalı geribeslemeli süzgeç kullanılmıştır.

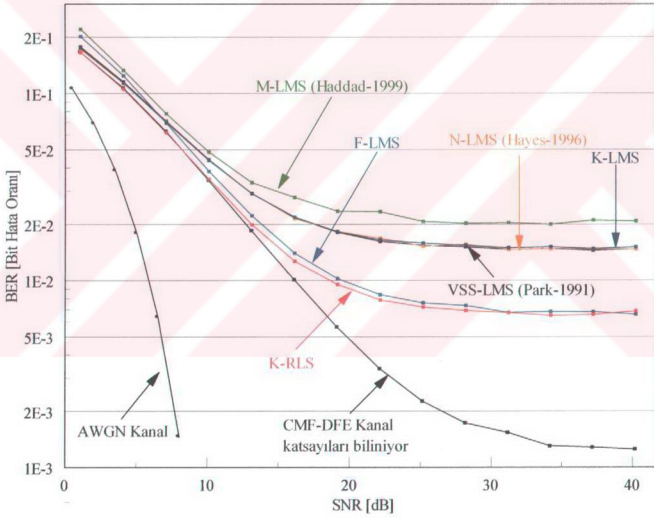


Şekil 2. 30. OFDM sisteminde kanal K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kestirilip CMF-DFE (9-4) ile elde edilen BER başarımları

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, OFDM sisteminde N-LMS ve M-LMS CMF-DFE algoritmaları ile elde edilen BER başarımları K-LMS CMF-DFE algoritmasını bir miktar iyileştirerek diğer algoritmalarla beraber $12E-4$ BER değerine yakınsamaktadır. Bunun nedeni, CMF'in, kanaldan gelen enerjiyi merkez dala toplayarak güç kazancı sağlaması ve ayrıca, merkez daldaki bileşen gerçel olduğundan, işaretin fazını da düzeltmesindedir. VSS-LMS CMF-DFE algoritması ise K-LMS CMF-DFE algoritmasını başlangıçta iyileştirmekte, ancak 20 dB'lik SNR değerinden sonra kötüleşmektedir. Buna karşılık, F-LMS CMF-DFE, K-RLS CMF-DFE ve kanal katsayılarının bilindiği durumda

elde edilen başarıma yakınsamaktadır. K-RLS CMF-DFE algoritmasının hesaplama karmaşıklığından çok daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-LMS CMF-DFE algoritmasının bu başarıyı yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir.

OFDM sisteminde kanal denkleştirmeye ilişkin K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE kullanılarak elde edilen BER başarımları Şekil 2.31'de verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, N-LMS için adım büyüklüğü 0.35, M-LMS için adım büyüklüğü 0.0084, VSS-LMS için adım büyüklüğü 0.095 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 160 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir. Bu benzetimdeki DFE'de 9 dalı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dalı geribeslemeli süzgeç kullanılmıştır.



Şekil 2. 31. OFDM sisteminde K-LMS, K-RLS, N-LMS, M-LMS, VSS-LMS ve F-LMS DFE (9-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları

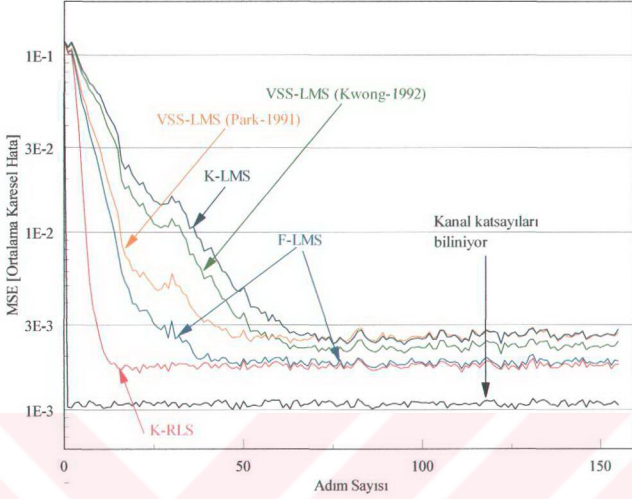
Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, OFDM sisteminde N-LMS ve VSS-LMS DFE (9-4) algoritmaları ile elde edilen BER başarımları K-LMS DFE algoritması ile hemen hemen aynıdır. Ayrıca, M-LMS DFE ile elde edilen başarımlar K-LMS DFE'den daha kötüdür. Buna karşılık F-LMS DFE algoritması K-LMS DFE algoritmasını iyileştirerek K-

RLS DFE algoritması ile elde edilen başarıma yakınsamaktadır. K-RLS DFE algoritmasının hesaplama karmaşıklığından çok daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-LMS DFE algoritmasının bu başarıma yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir. Bununla birlikte kanal katsayılarının bilindiği durumda CMF-DFE kanal denkleştiricisinin kullanılması durumunda elde edilen başarıma, kanal denkleştirici katsayılarının doğrudan kestirildiği LMS, F-LMS ve RLS-DFE ile elde edilen başarımlardan daha yüksek olduğu açıkça görülmektedir. Kanal denkleştirici katsayılarının doğrudan hesaplandığı durumlarda, kestirim algoritmasına bağlı olarak, RLS, LMS veya F-LMS-DFE olarak adlandırılan kanal denkleştiricilerde, kanal katsayıları bilinmediğinden CMF bulunmamaktadır. Aradaki başarıma farkı da buradan kaynaklanmaktadır. CMF, kanaldan gelen enerjiyi merkez dala toplayarak güç kazancı sağlamaktadır. Ayrıca, merkez daldaki bileşen gerçel olduğundan, işaretin fazını da düzeltmektedir. Kullanılmaması durumunda bu avantajlardan vazgeçilmiş olmakta ve başarıma düşmektedir.

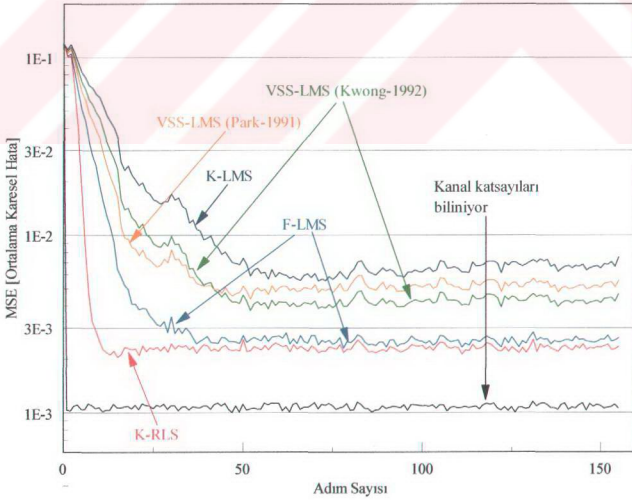
2.2.6.3. OFDM Sisteminin Başarımda CFO'nun Etkisinin İncelenmesi

CFO'yu kestirmek ve etkisini yok etmek için pek çok yöntem olmasına [3] karşılık, bu bölümde OFDM sisteminin davranışını CFO'nun varlığı söz konusu iken inceleme yapılacaktır. Bunun nedeni OFDM sisteminin iyileştirebileceği CFO hatasını belirlemektir.

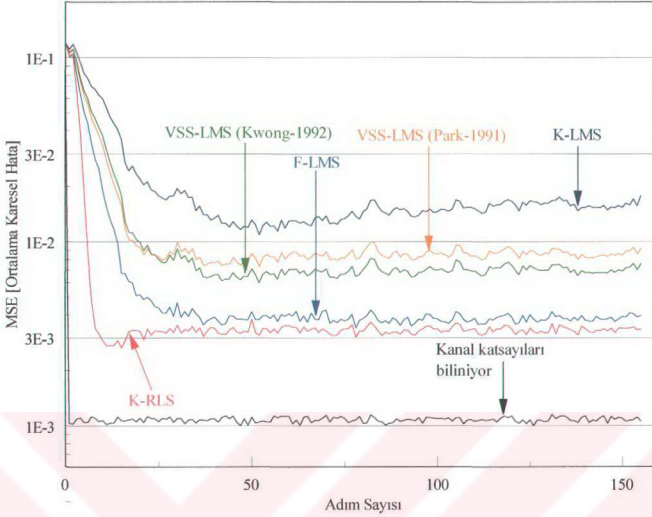
HIPERLAN/2 çerçeve yapısını kullanarak OFDM sisteminde K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirilerek CFO hesaplamaya ilişkin 20 dB'lik SNR değerinde 15 kHz., 30 kHz. ve 50 kHz.'lik CFO olması durumunda elde edilen MSE başarımları Şekil 2.32, Şekil 2.33 ve Şekil 2.34'te verilmektedir. Bu benzetim, K-LMS için adım büyüklüğü 0.045, VSS-LMS (Park-1991) için adım büyüklüğü 0.0097, VSS-LMS (Kwong-1992) için adım büyüklüğü 0.071 ve K-RLS için unutma faktörü 0.999 alınarak öğrenme dizisinin boyu 160 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir.



Şekil 2. 32. 20 dB'lik SNR'de 15 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları



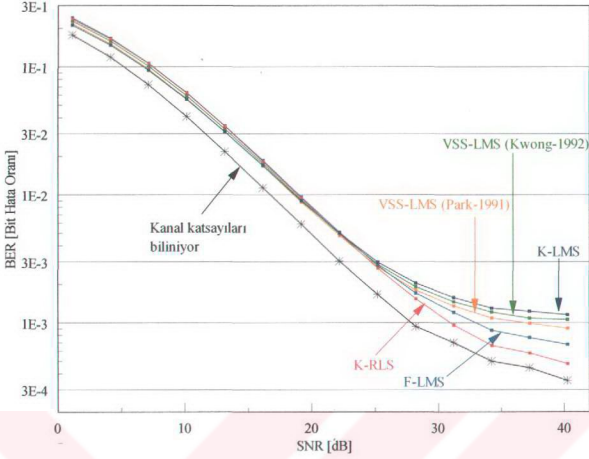
Şekil 2. 33. 20 dB'lik SNR'de 30 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları



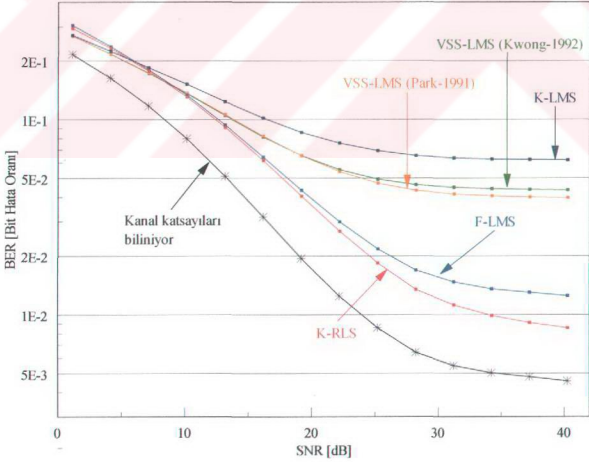
Şekil 2. 34. 20 dB'lik SNR'de 50 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

Yukarıdaki şekillerden de görüldüğü gibi, OFDM sisteminde VSS-LMS algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları K-LMS algoritmasını hissedilir derecede hızlandırmakta ve K-LMS algoritmasından daha iyi CFO hesaplaması yapmaktadır. Buna karşılık, F-LMS algoritması, K-RLS algoritmasına 50 adım civarında yakınsayarak onun kadar iyi CFO hesaplaması yapmakta ve K-RLS ile birlikte kanal katsayılarının bilinen değerleriyle elde edilen başarıma daha çok yaklaşmaktadır.

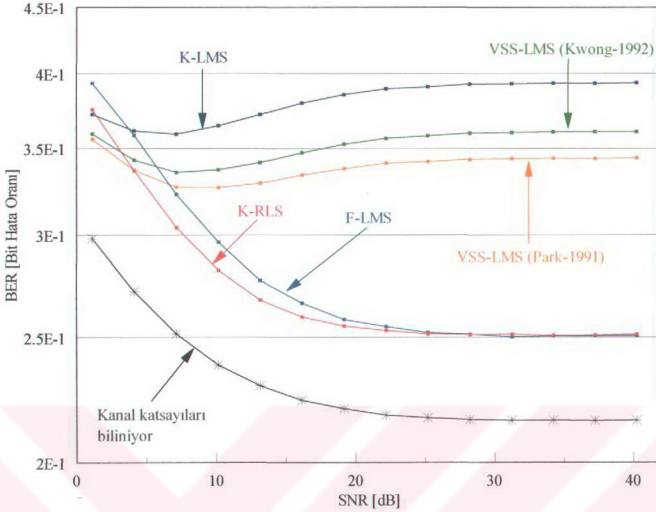
OFDM sisteminde 15 kHz., 30 kHz. ve 50 kHz.'lik CFO olması durumunda yukarıdaki şekillerde verilen MSE başarımlarına karşılık elde edilen BER başarımları Şekil 2.35, Şekil 2.36 ve Şekil 2.37'de verilmektedir. Bu durumda da, K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal zaman bölgesinde kestirilip frekans bölgesi denkleştirici (FDE) kullanılmaktadır.



Şekil 2. 35. OFDM sisteminde 15 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirilip FDE denkleştirici kullanılarak elde edilen BER başarımları



Şekil 2. 36. OFDM sisteminde 30 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirilip FDE denkleştirici kullanılarak elde edilen BER başarımları



Şekil 2. 37. OFDM sisteminde 50 kHz.'lik CFO olması durumunda K-LMS, K-RLS, VSS-LMS ve F-LMS algoritmaları ile kanal kestirilip FDE denkleştirici kullanılarak elde edilen BER başarımları

Yukarıdaki şekillerden de görüldüğü gibi, OFDM sisteminde 15 kHz., 30 kHz. ve 50 kHz.'lik CFO olması durumunda VSS-LMS algoritmaları ile elde edilen BER başarımları K-LMS algoritmasından biraz daha iyidir ve daha iyi CFO hesaplaması yapmaktadır. Buna karşılık F-LMS algoritmasının K-RLS algoritması ile elde edilen başarıma büyük oranda yaklaşmakta K-RLS'e yakın CFO hesaplaması yapmaktadır. Özellikle 50 kHz.'lik CFO'da F-LMS K-RLS algoritmasına yakınsamaktadır. Sonuçta MSE eğrileri ile BER eğrilerinin birbirini doğruladığı görülmektedir. Ayrıca CFO arttıkça tüm algoritmaların CFO hesaplama yeteneğinin azaldığı anlaşılmaktadır.

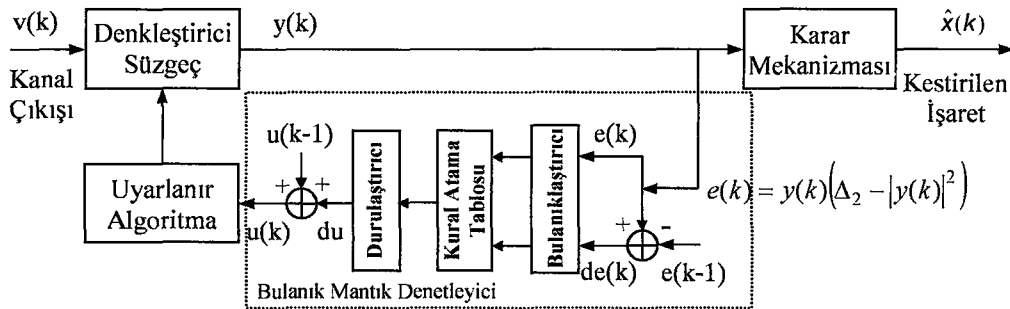
HIPERLAN/2 çerçeve yapısını kullanarak OFDM sisteminde Doppler frekansını izlemeye yönelik çalışmalar 2.2.5.5 nolu bölümde HIPERLAN/1 ile birlikte verildiğinden burada ele alınmamaktadır.

2.3. Kör Kanal Denkleştirme Konusunda Yapılan Çalışmalar

Yapılan çalışmaların ayrıntısına geçmeden önce, bilgisayar benzetimlerinde kullanılan Bulanık Mantık destekli kör kanal denkleştirme sistem modeli hakkında bilgi verilmesi yararlı olacaktır.

2.3.1. Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Bulanık Mantık Esaslı Kör Kanal Denkleştirme Sistem Modeli

1975 yılında Sato'nun [9] çalışmasıyla başlayan uyarlanır kör denkleştirme algoritmaları son otuz yıldır geliştirilmektedir. Özellikle frekans seçici çok yollu kanal çevresinde yüksek performanslı güvenilir haberleşme sistem tasarımı içinde sayısal haberleşme kanalının kör belirlenmesi ve denkleştirilmesi çok önemlidir. Yüksek band genişliği verimliliği QAM işaretlemesini kullanan haberleşme sistemleri için CMA tabanlı FIR denkleştirici en yaygın kullanılan kör kanal denkleştirme yapısı olarak bilinir. Bununla birlikte, kör denkleştiricilerin en büyük dezavantajlarından birisi yavaş yaklaşım göstermeleridir. Bu problemi çözmek için kör denkleştirmede kullanılan CMA algoritmasının adım büyüklüğünün uygun şekilde değiştirilmesi gerekir. Bu nedenle bu tezde, hız yaklaşımını düzeltmede, CMA algoritmasında kullanılan *adım büyüklüğünü* uygun şekilde değiştirmek için *Bulanık Mantık* teorisi kullanılmaktadır. Şekil 2.38'de bulanık mantık destekli CMA (Fuzzy-CMA, F-CMA) algoritmasının blok diyagramı verilmektedir.



Şekil 2.38. Bulanık mantık esaslı CMA algoritmasının blok diyagramı

Burada kullanılan bulanık mantık denetleyici bölüm 2.2'de verildiği gibidir. Bunun

diğerinden farkı, bulanık mantık denetleyiciye giriş olarak uygulanan hata fonksiyonu kör kanal denkleştiricinin çıkışından elde edilen hata fonksiyonudur. Burada da bulanık mantık denetleyicinin çıkışından elde edilen denetim işareti CMA algoritmasındaki adım büyüklüğünü uygun şekilde değiştirmek için kullanılır.

Bu tezde, adım büyüklüğünü ayarlama bulanık mantığın ortaya koyduğu ilave hesaplama karmaşıklığı bölüm 2.5'te ayrıntılı olarak verildiğinden sadece K-CMA, CMA-SDD ve F-CMA'ya ait hesaplama karmaşıklığı Tablo 2.6'da verilmektedir.

Tablo 2. 6. K-CMA, CMA-SDD ve F-CMA Algoritmasının hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması

Algoritmalar	Çarpma	Toplama	Üstel İşlemler
K-CMA	$8M + 6$	$8M$	-
CMA-SDD	$12M + 29$	$14M + 21$	4
F-CMA	$8M + 12$	$8M+8$	-

Tablo 2.6'da da görüldüğü gibi, bulanık mantığın CMA algoritmasına getirdiği ilave hesaplama karmaşıklığı yok denecek kadar azdır.

2.3.2. CMA Algoritmasını Geliştirmek İçin Yapılan Önceki Çalışmalar

- 1991 yılında Weerackody ve Kassam [20], stokastik gradient tabanlı kör denkleştirme algoritmalarının genel sınıfının yakınsama sürecini hızlandıran bir VSS yapısı sundu. Weerackody ve Kassam bu çalışmayı, 7 taplı sabit karmaşık kanalda 16-QAM modülasyonlu haberleşme sisteminde kör kanal denkleştirme için kullanılan Godard ve Genelleştirilmiş Sato Algoritmasındaki adım büyüklüğünü değiştirmeye uyguladı.

- 1996 yılında Jones [13], CMA algoritmasının hızını arttırmak için büyük özdeğer yayılmaları ile gürültü renklemelerine karşı yakınsama hızını büyük oranda arttıran ayarlanır adım büyüklüklü normalize edilmiş CMA (Normalized-CMA, N-CMA) algoritmasını önerdi. Jones bu çalışmayı, QPSK modülasyonunu kullanan iki dallı reel kanallar için uyguladı.

- 2001 yılında De Castro vd [69], CMA algoritmasının yakınsama hızını ve başarımını arttırmak için CMA algoritmasının sürekli durum MSE kalıntısını minimize edebilen ve CMA ile eşzamanlı (concurrent) çalışan Karar Yönlü (yönlendirmeli)

(Decision Directed, DD) denkleştiriciyi sundu. De Castro vd bu çalışmayı, 16-QAM, 64-QAM ve 256-QAM modülasyonlarını kullanan işaret işleme bilgi tabanındaki (Signal Processing Information Base, SPIB) bütün kanallar için uyguladı.

- 2002 yılında Chen vd [70], CMA ve CMA-DD algoritmalarından daha hızlı yakınsama ve başarıma sahip CMA ile eşzamanlı yumuşak karar yönlü (yönlendirmeli) (Soft Decision Directed, SDD) uyarlaması üzerine kurulan yeni bir kör denkleştirme yapısını sundu. Chen vd bu çalışmayı, 16-QAM, 64-QAM ve 256-QAM modülasyonlarını kullanan haberleşme sistemlerinde sabit 5 dallı ve 22 dallı karmaşık kanalarda uyguladı.

- 2004 yılında Chahed vd [15], yüksek dereceden değiştirilmiş CMA (Modified-CMA, M-CMA) algoritması ve DD uyarlaması üzerine kurulan karar geri beslemeli denkleştirici için bir kör uyarlanı algoritma önerdi. Chahed vd bu çalışmayı, 16-QAM ve 64-QAM modülasyonlarını kullanan haberleşme sistemlerinde çok yönlü Rummler kanalında denedi.

2.3.3. Benzetim Çalışmalarında F-CMA Algoritması ile Karşılaştırılan CMA Algoritmasının Çeşitli Versiyonları

2.3.3.1. Klasik CMA Algoritması

Bu algoritmada adım büyüklüğü μ , 0.0018 değerine eşit alınıp her adımda sabit tutularak benzetim çalışmaları yapılmaktadır.

2.3.3.2. Normalize Edilmiş CMA (Normalized CMA, N-CMA) Algoritması

Bu algoritmada adım büyüklüğü için,

$$\mu(n) = \alpha \frac{|y(n)|^2 - A|y(n)|}{4|y(n)|^2 (|y(n)|^2 - A^2) \|x(n)\|^2 + \sigma} \quad (2.9)$$

$$A^2 = \left| \omega_{n+1}^T x_n \right|^2 \quad (2.10)$$

bağıntıları kullanılır. Burada, $x(n)$ kanal çıkışını, $y(n)$ denkleştirici çıkışını göstermektedir. α , $0 < \alpha \leq 1$ aralığında değişebilir ve σ pozitif küçük sabit sayıdır. $\alpha = 0.3$ bu algoritma için

seçilen optimum değerdir [13].

2.3.3.3. Değiştirilmiş CMA (Modified CMA, M-CMA) Algoritması

Bu algoritmada adım büyüklüğü için,

$$\mu(n) = \frac{\mu_m}{\|x(n)\|^2 + |y(n)|^2 + a} \quad (2.11)$$

bağıntısı kullanılabilir. Burada, $x(n)$ kanal çıkışını, $y(n)$ denkleştirici çıkışını göstermektedir. a , pozitif küçük sabit sayıdır, $\mu_m=0.016$ bu algoritma için seçilen optimum değerdir [15].

2.3.3.4. CMA-SDD (Soft Decision Directed) Algoritması

Denkleştirme başarılıktan sonra, denkleştirici çıkışı yaklaşık olarak iki terim içinde açıklanabilir.

$$y(k) \approx yy(k) + v(k) \quad (2.12)$$

burada, $yy(k)=s(k-k_d)$, k_d tam sayıdır, ve $v(k)$, yaklaşık olarak beyaz gauss gürültüsüdür. Böylece, denkleştirici ağırlıkları doğru olarak seçilirse, denkleştirici çıkışı $0 \leq i,l \leq Q$ için s_{il} küme elemanları (means) ile M Gauss kümeleri tarafından yaklaşık olarak modellenebilir. Bütün kümeler (2.13) denklemindeki gibi yaklaşık bir kovaryansa sahiptir.

$$\begin{bmatrix} E[v_R^2(k)] & E[v_R(k)v_I(k)] \\ E[v_I(k)v_R(k)] & E[v_I^2(k)] \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \rho & 0 \\ 0 & \rho \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Yukarıdaki şartlar altında, $y(k)$ 'nın sonsal olasılık yoğunluk fonksiyonu (p.d.f.) yaklaşık olarak (2.14) denklemindeki gibidir.

$$p(w, y(k)) \approx \sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^Q \frac{p_{ql}}{2\pi\rho} \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{ql}|^2}{2\rho}\right) \quad (2.14)$$

Burada, p_{ql} , $1 \leq q, l \leq Q$ için s_{ql} 'nin önsel olasılıklarıdır, ve hepsi eşittir. Karmaşık düzlem $M/4$ düzenli bölgelere ayrılır. Şekil 2.39'da gösterildiği gibi, her bir $S_{i,l}$ bölgesi 4 sembol noktası içerir.

$$S_{i,l} = \{s_{pq}, p = 2i - 1, 2i, q = 2l - 1, 2l\} \quad (2.15)$$

Denkleştirici çıkışı $y(k)$ $S_{i,l}$ bölgesi içinde ise, $y(k)$ 'nin sonsal p.d.f. ile yerel yaklaşım (2.16) denklemindeki gibidir.

$$\hat{p}(w, y(k)) \approx \sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \frac{1}{8\pi\rho} \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right) \quad (2.16)$$

Burada, her bir önsel olasılık $1/4$ 'e setlenmektedir.

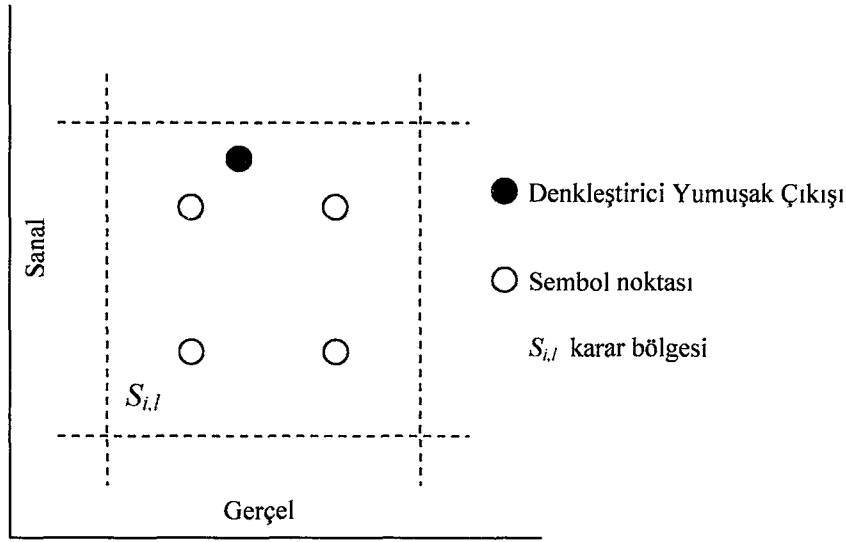
S. CHEN vd'nin [70] önerdiği bu yapıda CMA denkleştirici ve SDD denkleştirici eşzamanlı (concurrently) olarak çalışır. SDD denkleştirici, stokastik gradiyent algoritması ile w_d 'yi ayarlayarak (2.17) denklemindeki yerel sonsal p.d.f. kriterinin logaritmasını maksimize etmek için tasarlanır.

$$\bar{J}_{LMAP}(w) = E[J_{LMAP}(w, y(k))] \quad (2.17)$$

$$J_{LMAP}(w, y(k)) = \rho \log(\hat{p}(w, y(k))) \quad (2.18)$$

Özellikle, SDD denkleştirici w_d 'yi (2.19) denklemine göre uyarlar.

$$w_d(k+1) = w_d(k) + \mu_d \frac{\partial J_{LMAP}(w(k), y(k))}{\partial w_d} \quad (2.19)$$



Şekil 2.39. Soft decision-directed uyarılama için yerel karar bölgelerinin gösterimi

Burada,

$$\frac{\partial J_{LMAP}(w, y(k))}{\partial w_d} = \frac{\sum_{p=2^{i-1}}^{2^i} \sum_{q=2^{l-1}}^{2^l} \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right) (s_{pq} - y(k))}{\sum_{p=2^{i-1}}^{2^i} \sum_{q=2^{l-1}}^{2^l} \exp\left(-\frac{|y(k) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right)} x^*(k) \quad (2.20)$$

ve μ_d , uyarılma hızıdır. ρ 'nun seçimi $S_{i,l}$ içinde 4 kümenin doğru ayrıştırmasını sağlamalıdır. ρ 'nun değeri çok büyük olursa, ayrıştırmanın istenen düzeyi başarısızdır. Öte yandan, çok küçük ρ kullanılırsa, algoritma, kümelerin boyutunda çok sıkı kontrolü yüklemeye kalkışır ve başarısız olabilir. Bu iki aşırı durumdan başka, algoritmanın başarımı kritik olarak ρ 'nun değerine bağlı değildir. İki komşu sembol noktası arasındaki minimum mesafe 2 olduğundan, genellikle ρ , 1'den küçük seçilir.

Yumuşak karar yapısı (2.20) denkleminde açıktır. Bu yumuşak karar yapısı, endişelendirici hata yayılması olmadan w ve w_d 'nin eşzamanlı güncellenmesine imkân tanır ve bu yüzden, işlem basitleşir. Bu eşzamanlı kör denkleştirici, ciddi faz kayması probleminden CMA kadar etkilenmez ve klasik CMA ile karşılaştırıldığında, sürekli durum MSE'yi azaltma yeteneğine sahiptir [70].

2.3.4. K r Kanal Denkleştirmeye Ait Elde Edilen Sonuçlar

2.3.4.1. Sabit Kanallar  zerinden Elde Edilen Sonuçlar

Bu duruma ait benzetim alışmaları, A, B ve C kanalları olmak üzere toplam 3 kanal üzerinden 100 Monte Carlo döngüsü kullanılarak elde edilmektedir. Tablo 2.7, Tablo 2.8 ve Tablo 2.9'da sırasıyla A, B ve C kanalları verilmektedir.

Tablo 2.7. 5 dallı A kanalının kanal vuruş tepkisi [70]

Dal No	Gerçel	Sanal
1	-0.2	0.3
2	-0.5	0.4
3	0.7	-0.6
4	0.4	0.3
5	0.2	0.1

Tablo 2.8. 22 dallı B kanalının kanal vuruş tepkisi [70]

Dal No	Gerçel	Sanal	Dal No	Gerçel	Sanal
1	0.0145	-0.0006	12	0.0294	-0.0049
2	0.0750	0.0176	13	-0.0181	0.0032
3	0.3951	0.0033	14	0.0091	0.0003
4	0.7491	-0.1718	15	-0.0038	-0.0023
5	0.1951	0.0972	16	0.0019	0.0027
6	-0.2856	0.1896	17	-0.0018	-0.0014
7	0.0575	-0.2096	18	0.0006	0.0003
8	0.0655	0.1139	19	0.0005	0.0000
9	-0.0825	-0.0424	20	-0.0008	-0.0001
10	0.0623	0.0085	21	0.0000	-0.0002
11	-0.0438	0.0034	22	0.0001	0.0006

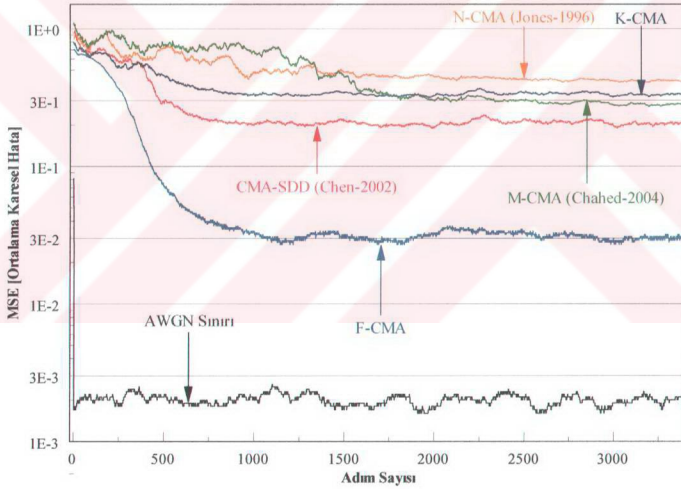
Tablo 2.9. 13 dallı C kanalının kanal vuruş tepkisi [20]

Dal No	Gerçel	Sanal	Dal No	Gerçel	Sanal
1	0.01	0.03	8	0.25	0.2
2	0.0	-0.035	9	-0.125	-0.15
3	0.04	0.075	10	0.05	0.095
4	0.2	-0.11	11	-0.025	-0.045
5	0.9	0.15	12	0.015	0.02
6	0.3	0.01	13	-0.025	0.0
7	-0.4	-0.175			

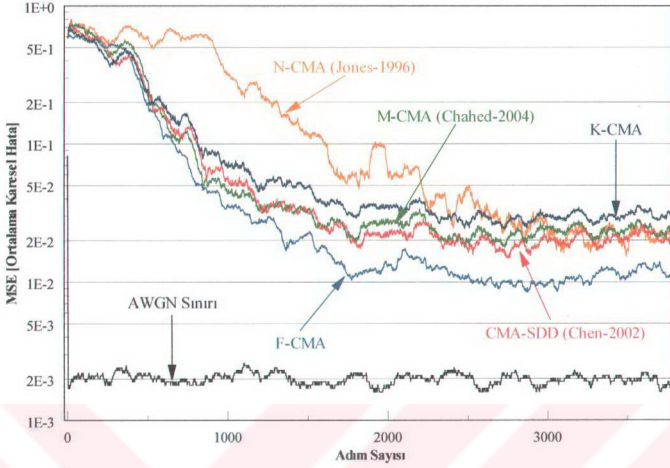
2.3.4.2. Rayleigh Sönümlü Kanallar Üzerinden Elde Edilen Sonuçlar

Bu duruma ait benzetim çalışmaları, denklem (2.9) ile verilen Proakis kanal profilini kullanan Rayleigh sönümlü kanal üzerinden 100 Monte Carlo döngüsü kullanılarak elde edilmektedir. Her iki durum içinde 23 dallı doğrusal denkleştirici kullanılmaktadır.

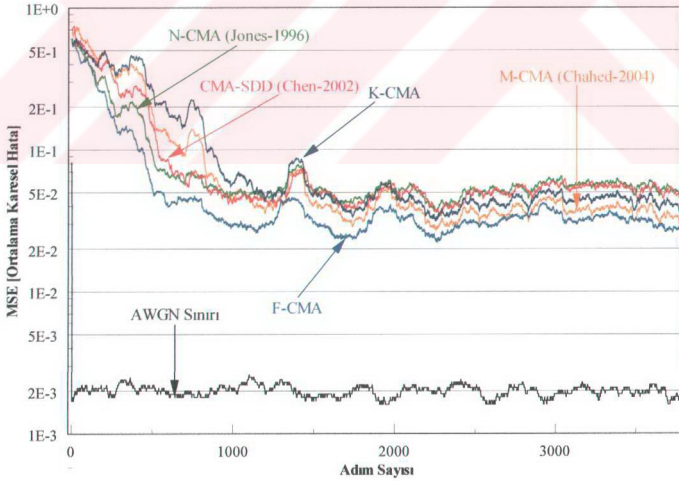
Kör kanal denkleştirmeye ilişkin A, B ve C sabit kanallarını kullanarak 30 dB'lik SNR değerinde K-CMA, N-CMA, M-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE ile elde edilen MSE başarımları Şekil 2. 40, Şekil 2.41 ve Şekil 2.42'de verilmektedir. Bu benzetim, K-CMA için adım büyüklüğü 0.0018, N-CMA için $\alpha = 0.3$, M-CMA için adım büyüklüğü 0.016, CMA-SDD için adım büyüklükleri $\mu_{CMA} = 0.0045$ ve $\mu_{SDD} = 0.003$ alınarak data dizisinin boyu 4000 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir.



Şekil 2. 40. A kanalı için 30 dB'de K-CMA, N-CMA, M-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları



Şekil 2. 41. B kanalı için 30 dB'de K-CMA, N-CMA, M-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları



Şekil 2. 42. C kanalı için 30 dB'de K-CMA, N-CMA, M-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

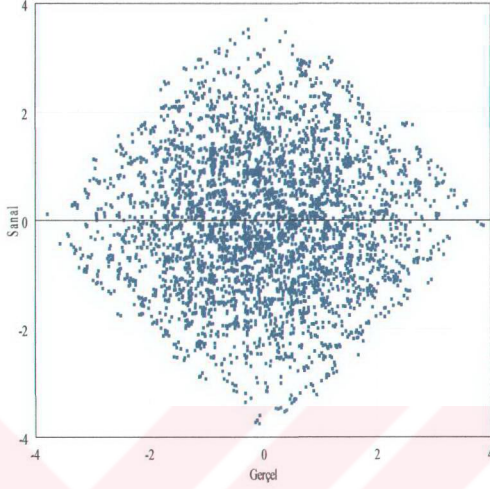
Yukarıdaki şekillerden de görüldüğü gibi N-CMA LTE algoritması A kanalında K-CMA'dan daha kötü bir başarımlı sağlamaktadır. B kanalında ise ancak 3000 adımdan sonra K-CMA'yı geçmektedir. C kanalında da başlangıçta K-CMA'yı büyük oranda hızlandırmakta ama 1000 adımdan sonra K-CMA'dan daha kötü başarımlı yakınsamaktadır. Dolayısıyla N-CMA LTE ile elde edilen başarımlar kayda değer değildir.

M-CMA LTE algoritması A kanalında K-CMA'yı 2000 adımdan sonra geçmektedir ve başarımlı kayda değer değildir. B kanalında ise K-CMA'yı büyük oranda hızlandırarak hemen hemen CMA-SDD ile elde edilen başarımlı yakınsamaktadır. C kanalında da aynı şekilde K-CMA'yı hızlandırarak kayda değer bir başarımlı sağlamaktadır.

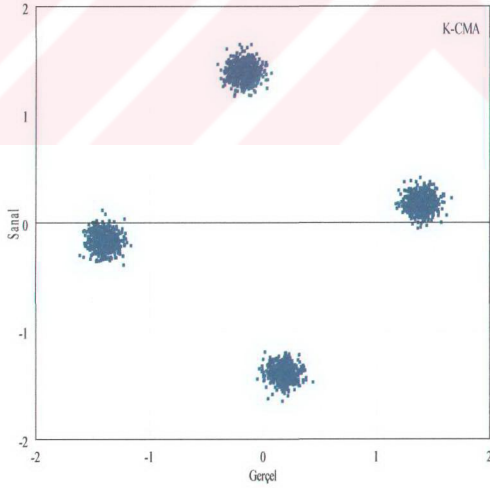
CMA-SDD LTE algoritması A ve B kanalında K-CMA algoritmasını hissedilir derecede hızlandırarak kayda değer başarımları vermektedir. C kanalında ise başlangıçta K-CMA algoritmasını hızlandırmakta ancak 1000 adım sayısından sonra K-CMA ile elde edilen başarımlıdan daha kötü başarımlı yakınsamaktadır.

F-CMA LTE algoritması ise her 3 kanalda da K-CMA LTE algoritmasını mükemmel bir şekilde hızlandırarak diğer üç algoritmadan çok daha iyi MSE başarımlarını sağlamakta ve AWGN sınırına diğerlerinden daha çok yaklaşmaktadır. Özellikle A kanalında elde edilen başarımlı kayda değerdir. CMA-SDD LTE algoritmasının hesaplama karmaşıklığından daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-CMA LTE algoritmasının bu başarımlı yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir.

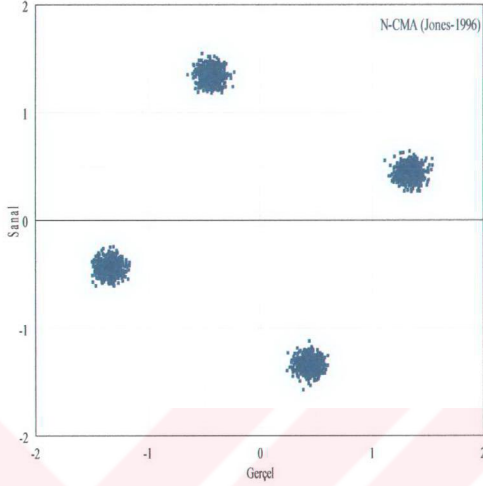
Kör kanal denkleştirmeye ilişkin yukarıdaki şekillerde verilen MSE başarımlarına karşılık 30 dB'lik SNR değerinde A kanalı için elde edilen işaret yıldız kümesi grafikleri Şekil 2.43, Şekil 2.44, Şekil 2.45, Şekil 2.46, Şekil 2.47 ve Şekil 2.48'de verilmektedir. Burada, işaret yıldız kümesi grafikleri algoritmaların yakınsamasından sonra 2000 data için çizdirilmektedir.



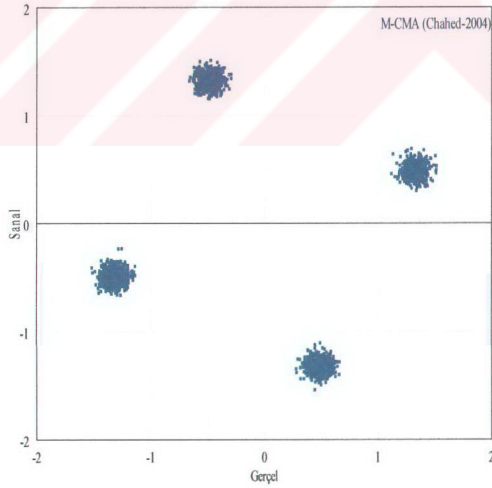
Şekil 2. 43. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde kanal çıkışının işaret yıldız kümesi



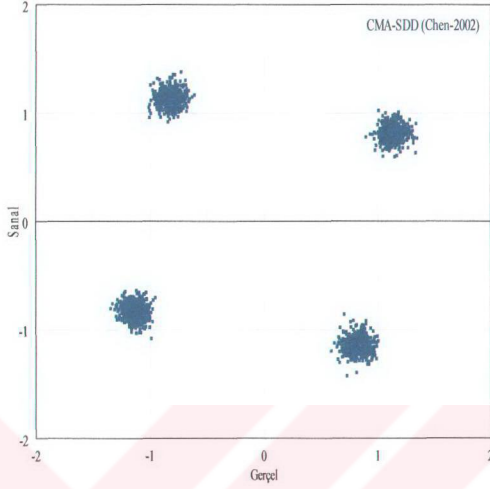
Şekil 2. 44. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde K-CMA-LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi



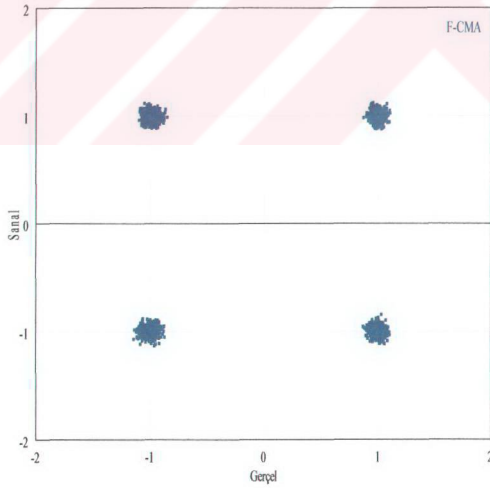
Şekil 2. 45. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde N-CMA-LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi



Şekil 2. 46. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde M-CMA-LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi



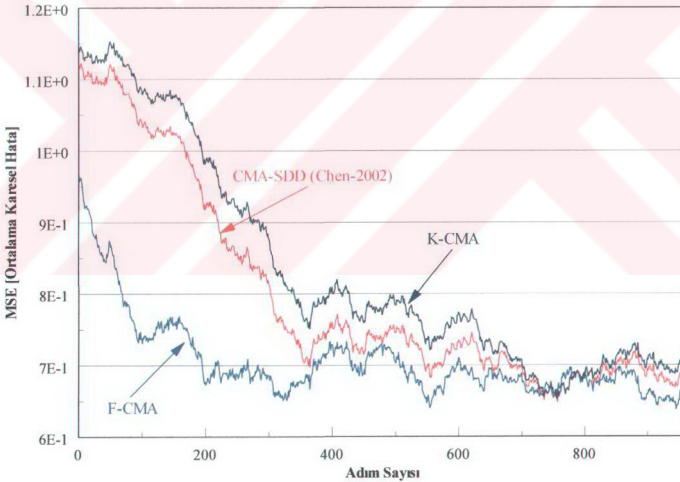
Şekil 2. 47. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde CMA-SDD-LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi



Şekil 2. 48. A kanalı için 30 dB'lik SNR değerinde F-CMA-LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi

Yukarıdaki şekillerden de görüldüğü gibi N-CMA LTE ve M-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen işaret yıldız kümeleri K-CMA ile elde edilene oldukça yakındır. CMA-SDD LTE algoritması ile elde edilen işaret yıldız kümesi ise K-CMA ile elde edilen işaret yıldız kümesini büyük oranda düzeltmekte ve gönderilen dataya hissedilir derecede yakınsamaktadır. F-CMA LTE ile elde edilen işaret yıldız kümesi ise gönderilen dataya tamamen yakınsamaktadır. MSE başarımlarıyla işaret yıldız kümesi grafikleri birbirini doğrulamaktadır.

Kör kanal denkleştirmeye ilişkin rayleigh sönümlü kanalları kullanarak 30 dB'lik SNR değerinde K-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE ile elde edilen MSE başarımları Şekil 2. 49'da verilmektedir. Bu benzetim, K-CMA için adım büyüklüğü 0.0038 ve CMA-SDD için adım büyüklükleri $\mu_{CMA} = 0.005$ ve $\mu_{SDD} = 0.004$ alınarak data dizisinin boyu 4000 olan karesel faz modülasyonlu (QPSK) sistemler için elde edilmiştir.



Şekil 2. 49. Rayleigh sönümlü kanallar için 30 dB'de K-CMA, CMA-SDD ve F-CMA LTE algoritmaları ile elde edilen MSE başarımları

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi, CMA-SDD LTE algoritması K-CMA algoritmasını biraz hızlandırarak daha düşük MSE değerlerine yakınsamaktadır. F-CMA LTE algoritması ise K-CMA'yı mükemmel bir şekilde hızlandırarak her ikisinden de daha

düşük MSE değerlerine yakınsamaktadır. CMA-SDD LTE algoritmasının hesaplama karmaşıklığından daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-CMA LTE algoritmasının bu başarımı yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir.



3. SONUÇLAR

Bu doktora çalışmasında, doğrusal algoritmalarla kanal denkleştirmede kullanılan karar geribeslemeli denkleştiricilerde (DFE), tek bir bulanık mantık denetleyici kullanılarak ileri beslemeli (FF) filtre kısmının adım büyüklüğü değiştirilirken, geri beslemeli (FB) filtre kısmının adım büyüklüğü FF kısmında kullanılan adım büyüklüğünün küçültülmüş değerleri ile değiştirilmektedir. Daha önce 2001-2003 yıllarında yapılan çalışmalarda, FF ve FB filtre kısmının her ikisi de aynı bulanık denetim işareti ile değiştirilmekteydi. Bu durumda, yapılan çalışmalardan da görüleceği gibi (5-4) DFE ile $1E-3$ BER tabanının bir miktar altına iniliyordu (Şekil 2.11), ancak geliştirilen yeni yöntemle RLS algoritması geçilerek $1E-5$ BER tabanına kadar inilmektedir. (9-4) DFE kullanıldığında ise LMS algoritmasının hata tabanı ortadan kalkmaktadır.

Benzer şekilde, kör kanal denkleştirmede de kullanılan doğrusal denkleştiricilerde bulanık mantık esaslı dış çevrim denetleyicisi ile kayda değer sonuçlar elde edilmiştir.

Elde edilen sonuçlar iki aşamada değerlendirilebilir. Birincisi, uzun öğrenme dizilerine sahip (HIPERLAN/1) sistemlerde;

- Kanal kestiriminde ve kanal kestiriminin kullanıldığı CMF-DFE ve MMSE-DFE’de önerilen F-LMS algoritması bilinen kanal değerlerine ve RLS algoritması ile elde edilen başarımlarına yakınsamaktadır.
- Kanal denkleştirmede ise önerilen F-LMS algoritması RLS algoritmasını geçmektedir. RLS algoritması $3E-4$ BER değerine yakınsarken F-LMS algoritması $1E-5$ BER değerine yakınsamaktadır.
- Literatürde verilen F-LMS algoritmalarından Ryu vd ile Gan’ın elde ettiği başarımlar, 2002 yılında geliştirilen algoritma ile geçilmiştir. Ryu ve Gan’ın başarımları $1E-3$ BER tabanına yakınsarken 2002’de geliştirilen algoritma ile $1E-3$ BER tabanının altındaki değerlere yakınsama sağlanmıştır. Bunlara karşılık, bu doktora çalışmasında gerçekleştirilen F-LMS algoritması ile elde edilen başarımlar, Ryu ve Gan’ın elde ettiği başarımları ve 2002’de geliştirilen algoritma ile elde edilen başarımları önemli ölçüde geliştirilmiştir.
- Kanal denkleştirmeye ilişkin 5 dallı ileri beslemeli süzgeç ve 4 dallı geribeslemeli süzgeç kullanılan K-LMS, MMSE, K-RLS, CMF ve F-LMS-DFE’ye ait elde edilen BER başarımları incelendiğinde, gürültünün etkin olduğu bölgede MMSE, RLS ve

CMF-DFE başarımı F-LMS-DFE başarımından biraz daha iyi olduğu halde, SNR'nin yüksek olduğu ($SNR > 20$ dB) ISI'ın etkin olduğu bölgede F-LMS-DFE başarımının diğerlerinin başarımını geçtiği ve $1E-5$ BER değerine yakınsadığı görülmektedir. Burada RLS algoritmasında hata tabanı gözükmesinin nedeni, küçük filtre büyüklüklerinde RLS'in başarımının düşmesidir.

- CFO olması durumunda da önerilen F-LMS algoritması verilen CFO değerlerinde RLS algoritmasına yakın CFO iyileştirmesi yapmaktadır.
- Kanal zamanla değiştiğinde, doppler frekansı arttıkça yani 50 km/h (Doppler frekansı 240.740 Hz.)'ten daha büyük hızlarda F-LMS algoritması yaklaşık 60 km/h'ten sonra RLS algoritmasına geçilmektedir. Ancak, bu benzetimde kanal denkleştirme ve kanal izleme ilgili algoritmaların kendisi tarafından yapıldığından, özellikle hesaplama karmaşıklığı fazla olan RLS algoritmasının kullanılması durumunda toplam benzetim süresi çok fazla artmaktadır. Bu benzetimde aynı şartlarda OFDM sisteminde (HIPERLAN/2) FDE ile elde edilen başarımın yaklaşık 250 km/h'ten daha düşük hızlarda F-LMS'e geçildiği ve bundan büyük hızlarda ise F-LMS'i bir miktar geçtiği görülmektedir, ancak hata seviyesi o kadar yüksektir ki uygulamalarda bu dikkate alınabilir değildir.

İkincisi, kısa öğrenme dizilerine sahip (HIPERLAN/2) sistemlerde;

- Kanal kestiriminde ve kanal kestiriminin kullanıldığı CMF-DFE'de önerilen F-LMS algoritması, kanal katsayılarının bilindiği durumda ve RLS algoritması ile elde edilen başarım değerlerine yakınsamaktadır.
- Kanal denkleştirmede de aynı şekilde önerilen F-LMS algoritması RLS algoritması ile elde edilen başarım değerlerine yakınsamaktadır.
- CFO olması durumunda da önerilen F-LMS algoritması verilen CFO değerlerinde RLS algoritmasına büyük oranda yakınsamakta ve RLS kadar iyi CFO izlemesi yapmaktadır. Ayrıca bilinen kanal değerleriyle elde edilen başarıma diğerlerinden daha çok yaklaşmaktadır.

Bu değerlendirmelerin ışığında, önerilen algoritmanın, uzun öğrenme dizilerini kullanan haberleşme sistemlerinde (HIPERLAN/1) RLS algoritmasını geçtiği ve kısa öğrenme dizilerini kullanan haberleşme sistemlerinde (HIPERLAN/2) RLS algoritmasına yakınsadığı sonucu ortaya çıkmaktadır. RLS algoritmasının hesaplama karmaşıklığından çok daha düşük hesaplama karmaşıklığıyla F-LMS algoritmasının bu başarımı yakalaması bu tezin en önemli sonuçlarından birisidir.

Kör kanal denkleştirmeye ilişkin elde edilen sonuçlarda iki aşamada değerlendirilebilir. Birincisi, literatürde verilen sabit kanallarda;

- Kör kanal denkleştirmede önerilen F-CMA algoritması literatürde verilen üç kanal tipi içinde diğer algoritmalarla elde edilen başarımlarından çok daha iyi başarımlarına yakınsamaktadır. Özellikle A tipi kanalda CMA-SDD algoritmasına karşı elde edilen başarımların artışı kayda değerdir. Verilen işaret yıldız kümelerine ait grafiklerde bu sonuçları doğrulamaktadır.

İkincisi, Rayleigh sönümlü kanallarda;

- Rayleigh sönümlü kanallarda ise yine aynı şekilde önerilen F-CMA algoritması CMA ve CMA-SDD algoritmaları ile elde edilen başarımlarından çok daha iyi başarımlarına yakınsamaktadır ve elde edilen başarımların artışı kayda değerdir.

Bu sonuçların ışığında, klasik LMS ve CMA algoritmalarının yavaş yakınsama problemine bir çözüm olarak sunulan bulanık mantık esaslı denetleyici ile adım büyüklüğü denetlenmiştir. Amaçlanan bu sistemler HIPERLAN/1 ve HIPERLAN/2 (OFDM) sistemlerinde sistem başarımlarını doğrudan etkileyen zaman bölgesi kanal kestirimi ve denkleştirmesi için kullanılmış ve ayrıca kör kanal denkleştirmede de kullanılmıştır. Elde edilen verim artışı kayda değer bulunmuş ve toplam sistem karmaşıklığının yok denecek kadar az seviyede artması bu çalışmayı daha cazip hale getirmiştir. Sonuçta LMS kadar basit RLS kadar güçlü bir algoritma elde edilmiştir. ***Tamamen istatistiksel bir yaklaşım olan Rayleigh kanal modellemesi için de bulanık mantığın bu seviyelerde etkili olabileceğinin anlaşılması bu tezin en önemli sonucudur.***

4. ÖNERİLER

Bu tezde, 5 GHz bandında çalışan HIPERLAN/1 ve HIPERLAN/2 (IEEE802.11a) kablosuz ağ standartları esas alınmıştır. Çalışmada, yüksek veri hızlarında yüksek başarıma sahip yeni öğrenme algoritmaları ve denkleştirme yöntemleri üzerine çalışıldı ve yüksek başarımlı bulanık mantık esaslı algoritmalar geliştirildi.

Bununla birlikte, elde edilen başarımlar için yapılan çalışmalar gerçek zaman uygulamasına yoğunlaşmadı. Geliştirilen algoritmalar, alıcıda DSP algoritması içinde yapılabilir ve gelecek nesil gezgin radyo sistemlerinde kullanılabilir.

Bulanık mantık esaslı CMA ile Chen'in CMA-SDD çalışması birleştirilerek daha iyi sonuçlar elde edilebilir.

Rayleigh kanal üzerinden yapılan kör kanal denkleştirme benzetim çalışmalarında çok kötü kanallar belirlenip çıkartılarak daha iyi başarımlar elde edilebilir.

Band genişliğinin önemli olduğu uygulamalarda, kör kanal denkleştirme ile benzetim çalışması yapıp uygun hata kodlama (Space Time, Turbo, Reed Solomon, MLSE vs) teknikleri ile başarımlar artırılabilir.

Kör kanal denkleştirmede kullanılan CMA algoritması ve türevlerinin yerel minimumlara yakınsayıp yakınsamadıkları araştırılabilir.

Yapay sinir ağları yardımıyla uyarlanı bulanık mantık esaslı LMS algoritması geliştirilebilir.

Kural atama tablosunun büyük olduğu uygulamalarda Genetik Algoritmanın yarar sağlayıp sağlamadığı araştırılabilir.

Bütün bunlara ek olarak, çeşitleme teknikleri (anten çeşitlemesi, frekans çeşitlemesi, zaman çeşitlemesi, aşırı örnekleme çeşitlemesi gibi), yüksek frekans güç yükseltec doğrusallaştırma konularında ve özellikle taban bant (baseband) modeli gerçekleştirilen sistemlerin denenebilmesi için, 5 GHz'de çalışan radyo vericilerinin tasarlanması konusunda çalışmaların yapılmasına gerek vardır.

Bu çalışmanın, bundan sonra sayısal haberleşme sistemlerinde parametre kestirimi ve denkleştirme ile ilgilenen arkadaşlara faydalı bir kaynak olmasını temennî eder başarımlar dilerim.

5. KAYNAKLAR

1. Proakis, J.G., Digital Communications, Fourth Edition, McGraw-Hill Co., Singapore, 2001.
2. Kaya, I., Nix, A.R. ve Benjamin, R., Exploiting Multipath Activity Using Low Complexity Equalisation Techniques for High Speed Wireless LANs, IEEE VTC'98, Vehicular Technology Conference Proceedings, (1998), 1593-1597.
3. 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.
4. Klein, A., et all, Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalisation for Multi-user Detection in Code-Division Multiple-Access Channels, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 45, 2, (1997), 276-286.
5. Al-Dhahir, N. ve Cioffi, J.M., MMSE Decision-Feedback Equalizers: Finite-Length Results, IEEE Transactions on Information Theory, 41, 4, (1995), 961-975.
6. Baltacı, 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.
7. Haykin, S., Unsupervised Adaptive Filtering Volume II Blind Deconvolution, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2000.
8. Ding, Z. ve Li, y., Blind Equalization and Identification, Marcel Dekker, Inc., New York, 2001.
9. Sato, Y., A method of self-recovering equalization for multi-level amplitude modulation, IEEE Transactions on Communications, 23, (1975), 679-682.
10. Godard, D.N., Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems, IEEE Transactions on Communications, 28, (1980), 1867-1875.
11. Haykin, S., Adaptive Filter Theory, Fourth Edition, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 2002.
12. Hayes, M.H., Statistical Digital Signal Processing and Modeling, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1996.
13. Jones, D.L., A Normalized Constant Modulus Algorithm, IEEE Conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and

- Computers, 1, (1996), 694-697.
14. Haddad, M.I. ve Khasawneh, M.A., A Modified Variable Degree Variable Step Size LMS Algorithm, Proceedings of IEEE Midwest Symposium on Circuit and Systems, (1998), 506-509.
 15. Chahed, I., Belzile, J. ve Kouki, A.B., Blind Decision Feedback Equalizer Based on High Order MCMA, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 4, (2004), 2111-2114.
 16. 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.
 17. Chen, W.Y. ve Haddad, R.A., A Variable Step Size LMS Algorithm, Proceedings of the IEEE 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1, (1990), 423-426.
 18. Kwong, R.H. ve Johnston, E.W., A Variable Step Size LMS Algorithm, IEEE Transactions on Signal Processing, 40, 7, (1992), 1633-1642.
 19. Park, D.J., New Performance Function and Variable Step Size LMS Algorithm Derived by Karni and Zeng, IEE Electronics Letters, 27, 23, (1991), 2182-2183.
 20. Weerackody, V. ve Kassam, S.A., Variable Step-Size Blind Adaptive Equalization Algorithms, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1, (1991), 718-721.
 21. Özen, A., Soysal, B., Kaya, İ. ve NIX, A.R., A Fuzzy-Based Outer Loop Controller for LMS Algorithm and its Application to Channel Estimation and Carrier Tracking for OFDM, MoMuC2003 8th International Workshop on Mobile Multimedia Communications, (Munich /GERMANY), (2003), 79-86.
 22. Ryu, G.-T., Kim, D.-W., Choe, J.-G., Kim, D.-S. ve Bae, H.-D., Adaptive System Identification Using Fuzzy Inference Based LMS Algorithm, IEEE 3rd International Conference on Signal Processing, 1, (1996), 587-590.
 23. Gan, W.-S., Designing a Fuzzy Step Size LMS Algorithm, IEE Proceedings Visual Image Signal Processing, 144, 5, (1997), 261-266.
 24. Su, P.V., Tuan, L.M., Kim, J. ve Yoon, G., A New Fuzzy Logic Application to Variable Step Size LMS Algorithm for Adaptive Antennas in CDMA Systems, IEEE 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings, (2002), 685-688.
 25. Riberio, M.V., On Fuzzy-DFE-LMS and Fuzzy-DFE-RLS Algorithms to Equalize Power Line Channels, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2, (2003), 1001-1006.

26. Sanubari, J., Fast Convergence LMS Adaptive Filters Employing Fuzzy Partial Updates, Tencon2003 IEEE Conference on Convergent Technologies for Asia-Pacific Region, 4, (2003), 1334-1337.
27. Nix, A.R., Fundamental Investigation into Short Range High Capacity Mobile Data Transmission, Ph.D. Thesis, University of Bristol, England, September 1993.
28. Soysal, B., OFDM Tabanlı Kablosuz İletişim Sistemleri İçin Yüksek Başarımli Alıcı Tasarımı, Doktora Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Ağustos 2004.
29. Haykin, S., Communication Systems, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., Singapore, 1994.
30. 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.
31. Medbo, J. ve Schramm P., Channel Models for HIPERLAN 2, ETSI/BRAN Document No: 3ERI085B, 30 March 1998.
32. 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.
33. ETSI, ETS300 401, Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers, Valbonne, France, Feb. 1995.
34. Proakis, J.G., Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 40, 2, (1991), 333-341.
35. Forney, G.D., The Viterbi Algorithm, Proceedings of the IEEE, 61, 3 (1973), 268-278.
36. 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.
37. 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.
38. Rappaport, T.S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, Inc., New Jersey, USA, 1996.
39. Proakis, J.G. ve Salehi, M., Communication Systems Engineering, Prentice Hall, Inc., New Jersey, USA, 1994.

40. Gardner, W.A., Exploitation of Spectral Redundancy in Cyclostationary Signals, IEEE Signal Processing Magazine, 8, (1991), 14-36.
41. Li, Y. ve Ding, Z., New Results on the Blind Identification of FIR Channels Based on Second Order Statistics, In Proc. of IEEE Military Conference (Boston, MA), (1993), 644-647.
42. ETSI, DTS/BRAN-0023003, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Technical Specifications; Physical (PHY) Layer, Sophia Antipolis Cedex, 1999.
43. 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.
44. Benveniste, M.G. ve Ruget, G., Robust identification of a non-minimum phase system: blind adjustment of a linear equalizer in data communications, IEEE Transactions on Automatic Control, 25, (1980), 385-399.
45. Picchi, G. ve Prati, G., Blind equalization and carrier recovery using a 'stop-and-go' decision-directed algorithm, IEEE Transactions on Communications, 35, (1987), 877-887.
46. Shalvi, O. ve Weinstein, E., New Criteria for Blind Deconvolution of Non-Minimum Phase Systems (Channels), IEEE Transactions on Information Theory, 36, (1990), 312-321.
47. Hatzinakos, D. ve Nikias, C.L., Blind Equalization Using a Tricepstrum Based Algorithm, IEEE Transactions on Communications, 39, (1991), 669-682.
48. Hatzinakos, D., Blind equalization using stop-and-go criterion adaptation rules, Optical Engineering, 31, (1992), 1181-1198.
49. Treichler, J.R. ve Larimore, M.G., New Processing Techniques Based on the Constant Modulus Adaptive Algorithm, IEEE Transactions on Acoustic Speech Signal Processing, 33, (1985), 420-431.
50. Tugnait, J.K., Blind Equalization and Estimation of FIR Communications Channels Using Fractional Sampling, IEEE Transactions on Communications, 44, (1996), 324-336.
51. Ding, Z., On Convergence Analysis of Fractionally Spaced Adaptive Blind Equalizers, IEEE Transactions on Signal Processing, 43, 3, (1997), 650-657.
52. Kang, I., Blind Channel Identification for Sparse Multipath Channels, Ph.D. Thesis, Purdue University, August 1997.

53. Shalvi, O. ve Weinstein, E., Super Exponential Methods for Blind Deconvolution, IEEE Transactions on Information Theory, 39, (1993), 504-519.
54. Treichler, J.R. ve Agee, B.G., A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals, IEEE Transactions on Acoustic Speech Signal Processing, 31, (1983), 349-372.
55. Li, Y. ve Ding, Z., Global Convergence of Fractionally Spaced Godard Adaptive Equalizers, IEEE Transactions on Signal Processing, 44, (1996), 818-826.
56. Polydoros, A. ve Fam, A.T., The Differential Cepstrum: Definition and Properties, In Proc. of Int. Symp. Circuits Syst., 1981, 77-80.
57. Eminoğlu, İ. ve Altaş, İ.H., A Method to Form Fuzzy Logic Control Rules for A PMDC Motor Drive System, Electric Power Systems Research, 39, (1996), 81-87.
58. Altaş, İ.H., Bulanık Mantık: Bulanıklık Kavramı, Enerji, Elektrik, Elektromekanik-3e, 62, (1999), 80-85.
59. Altaş, İ.H., Bulanık Mantık: Bulanık Denetim, Enerji, Elektrik, Elektromekanik-3e, 64, (1999), 76-81.
60. Altaş, İ.H., A Fuzzy Logic Controlled Tracking System For Moving Targets, ISIC'97, IEEE 12th Internal Symposium on Intelligent Control, (İstanbul), (1997), 43-48.
61. Peng, W. ve Boroujeny, B.F., A New Class of Gradient Adaptive Step-Size LMS Algorithms, IEEE Transactions on Signal Processing, 49, 4, (2001), 805-810.
62. Wang, L.-X. ve Mendel, J.M., Fuzzy Adaptive Filters, with Application to Nonlinear Channel Equalization, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 1, 3, (1993), 161-170.
63. Lee, S.Y., Kim, J.B., Lee, K.Y. ve Lee, C. W., Complex LMS Fuzzy Adaptive Equalizer with Decision Feedback, Gblecom'96 IEEE Global Telecommunications Conference, 1, (1996), 191-195.
64. Aboulnasr, T. ve Mayyas, K., A Robust Variable Step-Size LMS-Type Algorithm: Analysis and Simulations, IEEE Transactions on Signal Processing, 45, 3, (1997), 631-639.
65. Ryu, G.-T., Kim, D.-S., Lee, D.-Y., Han, S.-H., Wey, H.-S. ve Bae, H.-D., Convergence Implement of Adaptive Lattice Algorithm with Fuzzy Based Adaptive Gain, IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, (1998), 411-414.
66. Gögüsdere, Ş., Adaptif Antenlerde Işın Demeti Oluşturma Algoritmaları. Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Ağustos 2000.

67. Ertel, R.B., Spatial Filtering with Adaptive Antenna Array Algorithms in DS-CDMA Communication Systems, Ms.C. Thesis, The Pennsylvania State University, May 1996.
68. Özen, A., Soysal, B. ve Kaya, İ., OFDM Sistemlerinde Kanal Kestirimi İçin Bulanık Mantık Esaslı Yeni Bir Yaklaşım, SIU2003 11. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, (Koç Üniversitesi /İstanbul), (2003), 719-722.
69. De Castro, F.C.C., De Castro, M.C.F. ve Arantes, D.S., Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization, In Proc. ICC'2001 IEEE International Conference on Communications, (Helsinki, Finland), 2, (2001), 366-371.
70. Chen, S., Cook, T.B. ve Anderson, L.C., Low Complexity Concurrent Constant Modulus Algorithm and Soft Decision Directed Scheme for Blind Equalization, IEE Proceedings Visual Image Signal Processing, 150, 5, (2003), 312-320.
71. Peebles, P.Z., Probability, Random Variables and Random Signal Principles, McGraw-Hill Book Company, New York, 1980.

ÖZGEÇMİŞ

17.09.1967 tarihinde Adana'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Adana'da tamamladı. 1994 yılında, Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Elektrik Mühendisi unvanı ile mezun oldu. 1996 yılında aynı üniversitede yüksek lisans eğitimine başladı ve araştırma görevlisi kadrosuna atandı. Aralık-1998'de Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimini tamamlayarak Elektrik Yüksek Mühendisi unvanını aldı. Şubat-1999'da, açılan doktora sınavını kazanarak, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora öğrenimine başladı. Nisan-1999'da aynı üniversitede araştırma görevlisi kadrosuna atandı. Doktora çalışmalarını Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Telekomünikasyon Anabilim Dalı'nda, Yrd.Doç.Dr. İsmail KAYA'nın danışmanlığında sürdürmekte olan Ali ÖZEN, evli ve iki çocuk babası olup, İngilizce bilmektedir.