

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KARŞILAMA
FİLTRESİ TABANLI YENİ BİR KÖR KANAL DENKLEŞTİRME YÖNTEMİ**

DOKTORA TEZİ

Elektronik Yük. Müh. Emin TUĞCU

**HAZİRAN 2014
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KARŞILAMA
FİLTRESİ TABANLI YENİ BİR KÖR KANAL DENKLEŞTİRME YÖNTEMİ**

Elektronik Yük. Müh. Emin TUĞCU

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“DOKTOR (ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ)”
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 23.05.2014
Tezin Savunma Tarihi : 19.06.2014**

Tez Danışmanı : Doç. Dr. İsmail KAYA

Trabzon 2014

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Emin TUĞCU Tarafından Hazırlanan

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KARŞILAMA
FİLTRESİ TABANLI YENİ BİR KÖR KANAL DENKLEŞTİRME YÖNTEMİ

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 03 / 06 / 2014 gün ve 1556 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda

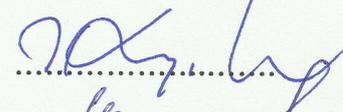
DOKTORA TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Bülent ÇAKMAK



Üye : Prof. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU



Üye : Prof. Dr. Vasif V. NABİYEV



Üye : Doç. Dr. İsmail KAYA



Üye : Yrd. Doç. Dr. Kadir TÜRK



Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu doktora tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı Doktora Programı'nda hazırlanmıştır.

Bu tez çalışmasında sayısal haberleşme sistemlerinin önemli problemlerinden bir tanesi olan kör kanal denkleştirme probleminin çözümü için kanal karşılama filtresi tabanlı yeni bir yöntem geliştirilmiştir.

Tez çalışmam süresince bilimsel desteği ve değerli düşünceleriyle bana her aşamada yardımcı olan danışmanım Sayın Doç. Dr. İsmail KAYA'ya en içten teşekkürlerimi sunuyorum. Ayrıca tez izleme jürimde bulunarak önerileriyle bana yol gösteren Sayın Prof. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU ve Sayın Prof. Dr. Vasif V. NABİYEV'e teşekkür ederim.

Başta Yrd. Doç. Dr. Kadir TÜRK olmak üzere Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZEN, Yrd. Doç. Dr. Ahmet GÜNER, Öğr. Gör. Oğuzhan ÇAKIR, Arş. Gör. Ayhan YAZGAN, Arş. Gör. Cenk ALBAYRAK, Arş. Gör. Cemaleddin ŞİMŞEK ve Arş. Gör. Mehmet EKİCİ'ye teşekkür ederim.

Tüm hayatım boyunca benden maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen aileme sonsuz ve en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Bu tezin bundan sonraki çalışmalara katkı sağlaması temennisiyle.

Emin TUĞCU

Trabzon 2014

TEZ BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “Kablosuz Haberleşme Sistemleri için Kanal Karşılama Filtresi Tabanlı Yeni Bir K r Kanal Denkleştirme Yöntemi” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Doç. Dr. İsmail KAYA’nın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma süresince bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 23/05/2014

Emin TUĞCU

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER	V
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ	X
TABLolar DİZİNİ	XIII
SEMBOLLER DİZİNİ	XIV
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Bilgi Teorisi ve Kanal Kapasitesi.....	5
1.2.1. Bilgi Hızı	7
1.2.2. Kanal Kapasitesi.....	8
1.2.2.1. Kanal Kapasitesinin İşaret Gürültü Oranı ile Değişimi.....	9
1.2.2.2. Kanal Kapasitesinin Bantgenişliği ile Değişimi.....	9
1.3. Gezgin Radyo İletişim Kanalı	12
1.3.1. Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü Kanal Modeli.....	13
1.3.2. Küçük Ölçekli Yayılım	15
1.3.3. Doppler Kayması.....	19
1.3.4. Çok Yollu Yayılım	23
1.3.5. Rayleigh Kanal Modeli	23
1.3.6. Rician Kanal Modeli	26
1.4. Kanal Kodlama Teknikleri	27
1.4.1 Katlamalı Kodlar	27
1.4.1.1. Özyilemesiz Sistemik Olmayan Katlamalı Kodlayıcı	29
1.4.1.2. Özyinelemeli Sistemik Katlamalı Kodlayıcı	30
1.4.1.3. Katlamalı Kodların Analizi	32
1.4.2. Turbo Kodlar ve İteratif Kod Çözme	33

1.4.2.1.	Turbo Kodlayıcının Yapısı	34
1.4.2.2.	Turbo Kod Çözücü	36
1.4.2.3.	Logaritmik Benzerlik Oranı	38
1.4.2.4.	MAP Algoritması	41
1.4.2.5.	Turbo Kodlarda İteratif Kod Çözme	44
1.5.	Kanal Denkleştiriciler.....	46
1.5.1.	Doğrusal Enine Kanal Denkleştiriciler.....	48
1.5.2.	Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştiriciler	54
1.5.2.1.	Sıfıra Zorlamalı Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştiriciler	54
1.5.3.	Genel Uyarlanır Bir Denkleştirici	55
1.5.4.	En Küçük Ortalama Kareler Algoritması	58
1.5.5.	Kanal Uyumlu Filtre Karar Geri-Beslemeli Denkleştirici	60
1.6.	Parçacık Sürü Optimizasyonu	65
1.6.1.	PSO'nun Genel Mekanizması.....	67
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	71
2.1.	Giriş	71
2.2.	Uyarlanır Kör Kanal Denkleştiriciler	79
2.2.1.	Bussgang Algoritması	80
2.2.2.	Sato Algoritması.....	81
2.2.3.	BGR Algoritması.....	81
2.2.4.	Sabit Genlik Algoritması (CMA).....	82
2.2.5.	Değiştirilmiş CMA Algoritması.....	83
2.2.6.	Önerilen LMS-CMF-BLIND Kör Denkleştirme Yöntemi.....	84
2.2.7.	Önerilen PSO-CMF-BLIND Kör Denkleştirme Yöntemi.....	88
2.3.	Benzetim Ortamı	90
2.4.	Bant Sınırlı Sinyaller İçin Karmaşık Sayılarla Temel Bant Gösterimi	92
2.5.	Kör Olmayan Sistemlere İlişkin Başarım Sonuçları	94
2.6.	Kör Sistemlere İlişkin Başarım Sonuçları	98
2.7.	Kanal kodlayıcı Kullanıldığı Durumda Kör Sistemlere İlişkin Başarım Sonuçları	107
2.8.	Deneysel Çalışma Sonuçları.....	109
3.	SONUÇLAR	112
4.	ÖNERİLER	114

5. KAYNAKLAR.....	115
ÖZGEÇMİŞ	

Doktora Tezi

ÖZET

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KARŞILAMA FİLTRESİ
TABANLI YENİ BİR KÖR KANAL DENKLEŞTİRME YÖNTEMİ

Emin TUĞCU

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalı
Danışman: Doç. Dr. İsmail KAYA
2014, 114 Sayfa

Sayısal haberleşme sistemlerinde, haberleşme kanalının frekans seçici yapısı nedeniyle oluşan semboller arası girişim etkisi en önemli problemlerden bir tanesidir. Semboller arası girişim etkisi yüksek hızlı veri iletimini kısıtlayan en önemli problemdir. Bu problemin çözümü için genel olarak iki çözüm yöntemi vardır. Bunlar denkleştirici filtrelerin kullanılması ve en büyük olabirlik dizi kestirimidir. En büyük olabirlik dizi kestirimi, karmaşıklığının fazla olması nedeni ile uygulanabilirliği yüksek değildir. Bu nedenle denkleştirici filtreler haberleşme sistemlerinde son derece önemli bileşenlerdir. Günümüz haberleşme sistemlerinin çoğunda kanal kestirimi ve denkleştirme için öğrenme dizisi kullanılmaktadır. Bu durum haberleşme sisteminin etkin veri hızını ve bant verimliliğini düşürmektedir. Aynı zamanda öğrenme dizilerinin kullanımı yüksek hızlı veri iletimi için kaçınılması gereken bir durumdur. Gelecek nesil haberleşme sistemlerinde yüksek veri hızlarının desteklenmesi ve bant verimliliklerinin yüksek olması istenen özelliklerdendir. Bu nedenle öğrenme dizisi kullanmayan kör yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tez çalışmasında, kör kanal denkleştirme problemine yönelik kanal karşılama filtresi esaslı bir çözüm sunulmuştur. Önerilen çözüm yöntemine sürü zekasının uyarlanması ile yakınsama hızı ve başarımları yüksek bir yöntem elde edilmiştir. Elde edilen MSE ve BER başarımları, önerilen yöntemin gerçek zamanlı sistemlerde kör olmayan yöntemlere alternatif olarak değerlendirilebileceğini göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Kör kanal kestirimi, Kör kanal denkleştirme, Kanal uyumlu filtre, Sürü zekası, Parçacık sürü optimizasyonu, Turbo kodlar.

PhD. Thesis

SUMMARY

A NOVEL BLIND CHANNEL EQUALIZATION METHOD BASED ON CHANNEL
MATCHED FILTER FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

Emin TUĞCU

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Program
Supervisor: Doç. Dr. İsmail KAYA
2014, 114 Pages

One of most the important problem in digital communication systems is the inter symbol-interference effect which arises from the frequency selective property of the communication channel. Inter symbol-interference effect is the most important problem that constrain high speed data transmission. Generally there are two solution methods to solve this problem. One of which is equalizer filter and the other one is maximum likelihood sequence estimation. Since computational complexity of the maximum likelihood sequence estimation is high, equalizer filters have become an important component for communication systems. In most of the current communication systems, the training sequence is utilized for channel estimation and equalization. This situation reduces the effective data rates and bandwidths of the communication systems. At the same time, usage of the training sequences should be avoided for high speed data communications. It is clear that high speed data rates and bandwidth efficiency need to be supported by the next communication standards. For this reason, a communication system without training sequence is needed. In this thesis, a solution based on the channel matched filter for blind channel equalization problem is presented. In order to improve the performance of the system, especially at the convergence speed, the swarm intelligence is applied to the proposed method. According to obtained MSE and BER results, the proposed method can be an alternative to the non-blind systems in real-time applications.

Key Words: blind channel estimation, blind channel equalization, channel matched filter, swarm intelligence, particle swarm optimization, turbo codes.

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. Mobil haberleşme sistemlerinin gelişimi.....	2
Şekil 1.2. Entropinin mesaj olasılığı ile değişimi	7
Şekil 1.3. Bant genişliği verimliliğinin işaret gürültü oranı ile değişimi.....	11
Şekil 1.4. Kablosuz haberleşme ortamı.....	12
Şekil 1.5. AWGN kanal modeli	14
Şekil 1.6. AWGN kanalın normalize güç profili	14
Şekil 1.7. AWGN kanalın frekans tepkesi: (a) Genlik (b) Faz	15
Şekil 1.8. Bir bina içi kanal için güç gecikme profili örneği	16
Şekil 1.9. Doppler kaymasının meydana gelişi	19
Şekil 1.10. Rayleigh kanal için alınan işaretin zarfının zamanla değişimi	20
Şekil 1.11. Gecikme ve Doppler yayılmalarına bağlı olarak sönümlenme çeşitleri.....	22
Şekil 1.12. Örnek çok yollu kanal modeli.....	24
Şekil 1.13. $R=1/2$ olan katlamalı kodlayıcı.....	27
Şekil 1.14. $R=1/2$, $K=3$, $G=(7,5)_8$ özyinelemesiz sistematik olmayan katlamalı kodlayıcı	30
Şekil 1.15. $R=1/2$, $K=3$, $G=(1,5/7)_8$ özyinelemeli sistematik katlamalı kodlayıcı	30
Şekil 1.16. $R=1/2$, $K=3$, $G=(7,5)_8$ katlamalı kodlayıcı için durum diyagramı.....	32
Şekil 1.17. $R=1/2$, $K=3$, $G=(7,5)_8$ katlamalı kodlayıcı için kafes diyagramı.....	33
Şekil 1.18. Turbo Kodlayıcının Yapısı	34
Şekil 1.19. Turbo Kod Çözücünün Yapısı	37
Şekil 1.20. SISO Kod Çözücü.....	39
Şekil 1.21. $\alpha_k(0)$ ve $\beta_k(0)$ 'in iteratif olarak hesaplanması	43
Şekil 1.22. MAP algoritmasındaki temel işlemler	44
Şekil 1.23. (a) Çok yollu kanalda ISI etkisi, (b) kanal girişi, (c) kanal çıkışı, (d) denkleştirici çıkışı.....	47
Şekil 1.24. İletim ve verici filtresinin olduğu durumda blok diyagramı.....	49
Şekil 1.25. Doğrusal enine denkleştiricinin TDL filtre modeli	50
Şekil 1.26. $N=3$ olduğunda $H(z)$, $C(z)$ ve $H(z)C(z)$ 'nin genlik tepkeleri	52
Şekil 1.27. $N=5$ olduğunda $H(z)$, $C(z)$ ve $H(z)C(z)$ 'nin genlik tepkeleri	53
Şekil 1.28. $N=7$ olduğunda $H(z)$, $C(z)$ ve $H(z)C(z)$ 'nin genlik tepkeleri	53

Şekil 1.29. $N=21$ olduğunda $H(z)$, $C(z)$ ve $H(z)C(z)$ 'nin genlik tepkeleri	53
Şekil 1.30. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici blok yapısı	54
Şekil 1.31. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici filtresi	55
Şekil 1.32. Doğrusal uyarlanırlar bir denkleştiricinin blok şeması	56
Şekil 1.33. İletişim kanalının TDL modeli	61
Şekil 1.34. Şekil 1.33'de verilen iletişim kanalının kanal uyumlu filtresi.....	61
Şekil 1.35. Uyumlu filtre ile alıcı yapısı.....	62
Şekil 1.36. CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması	63
Şekil 1.37. CMF çıkışındaki işaretle etkin ISI bileşenleri	64
Şekil 1.38. PSO'da konum güncelleme süreci.....	68
Şekil 2.1. Karar-yönelimli kanal denkleştirici yapısı.....	72
Şekil 2.2. Uyarlanırlar kör denkleştirici sistemi.....	73
Şekil 2.3. Önerilen sistemin blok diyagramı.....	85
Şekil 2.4. Önerilen sistemin hata devresi.....	85
Şekil 2.5. Önerilen yöntemle ilişkin akış diyagramı	88
Şekil 2.6. Hata devresi	89
Şekil 2.7. Benzetimlerde kullanılan kanal profili	90
Şekil 2.8. Haberleşme kanalının karmaşık değerli temel bant gösterimi.....	94
Şekil 2.9. LMS-DFE ve LMS-LTE denkleştiricilerin başarımı.....	95
Şekil 2.10. Hata yayılması olduğunda ve olmadığında DFE denkleştiricinin başarımı	96
Şekil 2.11. Adım büyüklüğü parametresinin LMS algoritmasının başarımı üzerindeki etkisi.....	97
Şekil 2.12. LMS-DFE ve PSO-DFE denkleştiricilerinin başarımı	98
Şekil 2.13. CMA algoritmasına ilişkin MSE başarımı	99
Şekil 2.14. LMS-CMF-BLIND algoritmasına ilişkin MSE başarımı.....	99
Şekil 2.15. PSO-CMF-BLIND algoritmasına ilişkin MSE başarımı.....	100
Şekil 2.16. Durağan ortamlarda 15 dB SNR değerinde kör uyarlanırlar algoritmalarının başarimleri	101
Şekil 2.17. Durağan ortamlarda 30 dB SNR değerinde kör uyarlanırlar algoritmalarının başarimleri	101
Şekil 2.18. LMS-CMF-BLIND denkleştirici kullanıldığında kanal katsayılarının genlik değişimi.....	102
Şekil 2.19. PSO-CMF-BLIND denkleştirici kullanıldığında kanal katsayılarının genlik değişimi.....	103
Şekil 2.20. Öğrenme süresi 196 sembol için kör uyarlanırlar algoritmalarının başarimleri	104
Şekil 2.21. Öğrenme süresi 4000 sembol için kör uyarlanırlar algoritmalarının başarimleri ..	105

Şekil 2.22. Turbo Kodlayıcıların AWGN kanallardaki başarımı	106
Şekil 2.23. Öğrenme süresi 196 sembol olduğunda kör uyarlanır denkleştiricilerin Turbo kodlayıcı ile BER başarımları	107
Şekil 2.24. Öğrenme süresi 4000 sembol olduğunda kör uyarlanır denkleştiricilerin Turbo kodlayıcı ile BER başarımları	108
Şekil 2.25. Öğrenme süresi 196 sembol olduğunda kör ve kör olmayan uyarlanır denkleştiricilerin BER başarımları	109
Şekil 2.26. Bina içi deneysel çalışma düzeneği	110
Şekil 2.27. İletilen veri paketinin yapısı	110
Şekil 2.28. Kör yöntemlerin benzetim ve deneysel başarımlar sonuçları	111

TABLULAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. Çeşitli frekans ve hızlarda maksimum Doppler frekansı değerleri.	21
Tablo 2.1. Başarım analizlerinde kullanılan algoritmaların parametre değerleri	92

SEMBOLLER DİZİNİ

$A(f)$: Kanalın genlik yanıtı
B	: Bant genişliği
BER	: Bit hata oranı
B_D	: Maksimum doppler kayması
B_c	: Kanalın evre uyum bant genişliği
B_s	: Sinyalin bant genişliği
c	: Işık hızı
C	: Kanal kapasitesi
c_1, c_2	: Hızlandırma katsayıları
$c(t)$: Denkleştiricinin birim vuruş tepkisi
$C(z)$: Denkleştiricinin transfer fonksiyonu
c_k	: Denkleştirici filtrenin katsayıları
d_j	: Uyumlu filtre çıkışındaki etkin ISI bileşenleri
d	: Verici alıcı arasındaki mesafe
e_k	: Denkleştirici filtrenin çıkışındaki hata
E_b	: Bit enerjisi
f_c	: Taşıyıcı işaretin frekansı
f_d	: Doppler frekansı
g_k	: Yol kazancı
G	: Kodlayıcının üreteç polinomu
g_{best_k}	: Tüm parçacıkların en iyi konum vektörü
H	: Entropi
$H(w, t)$: Kanalın frekans tepkisi
$h(t, \tau)$: Birim vuruş tepkisi
I_k	: Bilgi miktarı
ISI	: Simgeler arası girişim
J_k	: Maliyet fonksiyonu
LLR	: Logaritmik benzerlik oranı
L	: Kanalın sembol saklama kapasitesi
m_k	: Mesaj dizisi

MSE	: Ortalama karesel hata
N	: Gürültü gücü
N	: Denkleştirici filtrenin boyutu
P_e	: Hata olasılığı
$p_{best_{ik}}$: i.parçacığının en iyi konum vektörü
p_k	: Mesaj olasılığı
R	: Bilgi hızı
R_s	: Sembol hızı
r	: Mesaj hızı
S	: İşaret gücü
SNR	: İşaret gürültü oranı
T_s	: Sembol periyodu
T_c	: Evre uyumlu süresi
u_k	: İkili bilgi dizisi
x_{id}	: i.parçacığının konum vektörü
$x(t)$: İletilen işaret
v_{id}	: i.parçacığının hız vektörü
$v(t)$: Alınan işaret
$V(t)$: Alınan işaretin zarfı
$y(t)$: Denkleştirici çıkışındaki işaret
$\psi(x)$: Hata fonksiyonu
$\Psi'(x)$: Hata fonksiyonu
τ	: Gecikme
θ	: Faz kayması
$\bar{\tau}$: Ortalama gecikme yayılması
τ_{rms}	: Etkin gecikme yayılması
(s', s)	: Kodlayıcıdaki durum geçişleri
$\theta(f)$: Kanalın faz yanıtı
$\tau(f)$: Grup gecikmesi

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

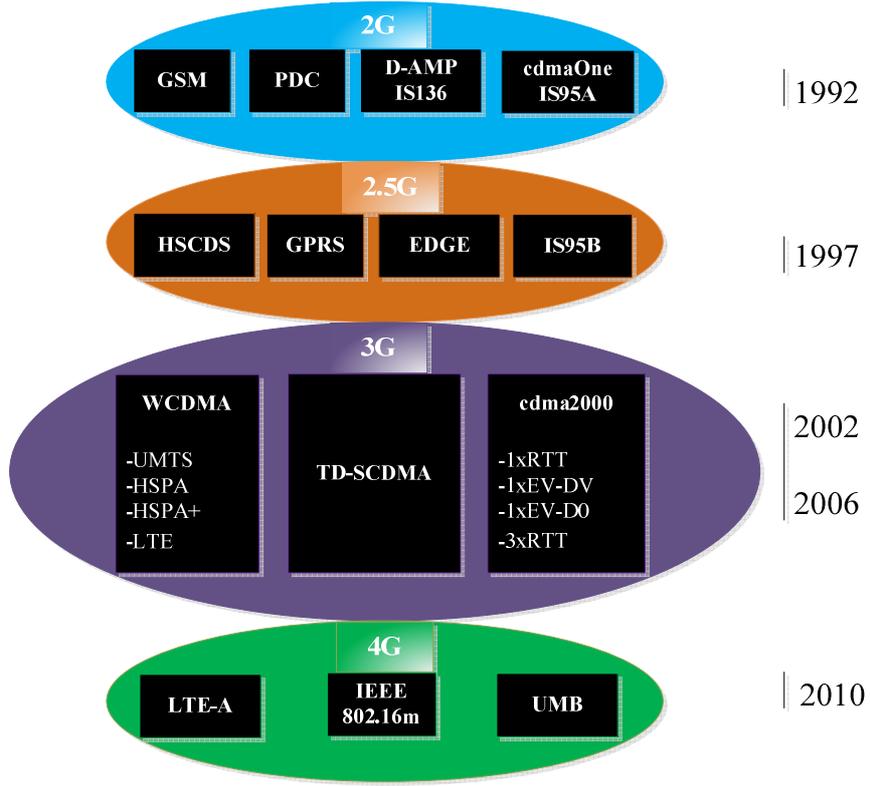
Kablosuz haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişim, bu sistemleri bireysel ve sosyal açıdan günlük hayatın önemli bir parçası haline getirmiştir. Kullanıcıların ihtiyaçları ve günümüz gereksinimleri doğrultusunda bu sistemlerin geliştirilmesi hızlı bir şekilde devam etmektedir. Özellikle yüksek veri hızlarını destekleyen, bant verimliliği yüksek, güvenilir ve enerji tüketimi düşük olan sistemlerin geliştirilmesi amaçlanmaktadır.

Haberleşme sistemlerinin gelişimi incelendiğinde, bu sistemler ilk yıllarında askeri ve özel amaçlı uygulamalarda kullanılırken, ilerleyen yıllarda kullanım alanları genişlemeye başlamıştır. Bugün ise bu sistemler hayatımızı doğrudan etkilemektedir. Kullanıma sunulan bu sistemler, sunulan servis tipi, desteklenen veri hızı, haberleşme kapasitesi, performans ve güvenilirlik gibi özelliklerine göre belirli standartlar ile sınıflara ayrılmaktadır [1].

Bu sistemlerin tasarım sürecinde üç önemli parametre dikkate alınır [2]. Bunlar, sistemin bant, güç ve maliyet verimlilikleridir. Bu parametrelerin öncelikleri tasarımı yapılan sisteme ve kullanım amacına göre değişmektedir.

Kablosuz haberleşmenin en popüler uygulama alanlarından birisi hücreli haberleşme sistemleridir. Teknolojide yaşanan gelişmelerin sonucunda hücreli haberleşme sistemlerinde, kullanıcı ihtiyaçları ve buna bağlı olarak gerekli bant genişliği ile sunulan servisler artmaktadır. 1980'li yılların başlarından bugüne kadar devam eden gezgin haberleşme sistemlerinin gelişim süreci Şekil 1.1'de gösterilmiştir [3].

Bu süreçte ilk olarak analog tabanlı olan birinci nesil (1G) sistemler 1980'li yılların başlarında kullanıma sunulmuştur. Birinci nesil sistemler, hücreli haberleşmenin ana yapısını oluşturmuştur. Birçok hizmeti desteklemekten uzak kalmışlar ve sadece ses iletimini sağlamışlardır.



Şekil 1.1. Mobil haberleşme sistemlerinin gelişimi

Birinci nesil sistemlerin sağladıkları servis kalitesi yeterli olmadığından daha kaliteli sinyal iletimi sağlayacak sistemlerin tasarımına yönelik çalışmalar sonucunda ikinci nesil (2G) sistemler geliştirilmiştir. İkinci nesil sistemler, sayısal teknikleri kullanmaktadır. Bu sistemlere örnek olarak küresel mobil haberleşme sistemi (Global System for Mobile Communication, GSM) verilebilir. Multimedya servislerde karşılaşılan büyük ilgiden dolayı veri aktarımında yaşanan hızlı artış doğrultusunda düşük veri transfer hızına sahip ikinci nesil sistemler (GSM için maksimum veri hızı 14.4 kbps) geliştirilerek 64 kbps veri transfer hızlarına ulaşılmıştır. Ağ kaynaklarının daha verimli kullanılmasını sağlayan paket anahtarlama tekniğiyle daha hızlı veri transferine imkan sağlayan 2.5G sistemler 1990'lı yılların sonundan itibaren kullanılmaya başlanmıştır [4]. Özellikle multimedya servis kullanımına olan telepteki hızlı artış ile veri transferi odaklı tasarlanmış ve yüksek haberleşme kapasitesi sağlamayı hedefleyen gelişmiş gezgin haberleşme sistemlerine ihtiyaç duyulmuştur.

İkinci nesil sistemlerindeki veri hızı yetersiz kalmaya başlayınca, daha yüksek veri hızları gerektiren çoklu ortam, video gibi yüksek hızlı teknolojiyi destekleyecek sistemler olarak üçüncü nesil (3G) sistemler hizmete girmiştir. Dünya genelinde en fazla kullanılan

W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) standardı 5 MHz bant genişliğine sahip olup veri hızı mobil kullanıcılar için 144 Kbps, yaya olarak ve şehirsel kullanımda 384 Kbps, sabit kullanım için 2 Mbps olarak öngörülmüştür. Üçüncü nesil sistemler içerisinde en fazla kullanılan UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) teknolojisi mobil sistemlerin gelişiminde GSM ve EDGE'den sonra önemli bir yer teşkil etmektedir. 3G sistemlerinin haberleşme kapasitesi ve veri transfer hızı, LTE (Long-Term Evolution) sayesinde daha da arttırılmıştır. LTE teknolojisinin kullanımı ile veri hızı, aşağı yönlü bağlantı için OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) tekniği ile 100 Mbps ve yukarı yönlü bağlantı için SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) kullanımı ile 50 Mbps değerine çıkartılmıştır.

Dördüncü nesil (4G) sistemler ile her yerden, istenildiği zaman, bilgi ve servislere geniş bantlı erişim sağlanıp, yüksek boyutta bilgi, veri, resim ve video gibi hizmetleri kesintisiz haberleşme ile alabilmek amaçlanmıştır. Hücresel sistemin yenilikçi özelliklerine göre, dördüncü nesil sistemler daha yüksek bantgenişliği, daha yüksek veri hızı, kolay ve hücreler arası hızlı geçiş ve çok sayıdaki gezgin sistem ve ağlar boyunca kesintisiz uygulanabilirlik özelliklerine sahip olacaktır. 4G uygulamalarının ana amacı, var olan gezgin teknolojilerin gelişmiş teknolojilerle birleştirilmesidir. Uygulama uyarlanabilirliği ve dinamik olması, 4G servislerinin ana özelliklerindedir. 3G ötesindeki sistemler için başlıca ihtiyaç, multimedya haberleşme kalitesinin artırılması gereksinimi göz önünde tutulduğunda daha yüksek veri transfer hızı ve haberleşme kapasitesidir. 4G sistemler daha yüksek veri hızı ve haberleşme kapasitesi yanında aynı zamanda daha fazla hareketlilik (mobility), servis kalitesi (QoS), güvenlik (security) imkanı ile düşük gecikme süresi (latency) sunmaktadır. 4G sistemler mobil kullanıcıların sabit veya düşük hızlı hareketlilik (yaya ve sabit kullanıcı durumunda) için 1 Gbps, yüksek hızlı hareketlilik (araba ve trenle seyahat durumunda) için ise 100 Mbps gibi yüksek hızlarda veri transferine imkan sağlamaktadırlar. Sadece paket anahtarlama ile çalışan 4G sistemlerinin yaygınlaşması ile kullanıcılara ultra geniş bant internet erişimi, internet üzerinden multimedya içerikli eğlence, yüksek kaliteli ses ve yüksek çözünürlüklü video gibi yeni nesil mobil servislerden faydalanma imkanı amaçlanmaktadır [5], [6], [7].

Hücresel haberleşme sistemlerinin gelişim süreci incelendiğinde gelecek nesil haberleşme sistemlerinde, bilimsel ve teknolojik alanda oluşan gelişmeler ile yüksek veri transfer hızlarına sahip ve haberleşme kapasiteleri yüksek sistemlerin tasarımının amaçlandığı görülmektedir.

Sayısal haberleşme sistemlerinde yüksek hızlı veri transferinin önündeki en büyük engellerden bir tanesi haberleşme kanalının sınırlı bant genişliğinden ve çok yol etkisinden dolayı oluşan semboller arası girişim (Inter-Symbol Interference, ISI) etkisidir. İletilen işaretin alıcı tarafta doğru bir şekilde geri elde edilebilmesi için kanalın iletilen işaret üzerinde oluşturduğu bozunum ve ISI etkisinin giderilmesi gerekmektedir. ISI etkisinin giderilebilmesi için denkleştirici filtrelerin kullanımı veya en büyük olabilirlik dizi kestirimi (Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE) [8] kullanılabilecek çözüm yöntemleridir. Bu yöntemlerden MLSE kanalın birim vuruş tepkesinin sonlu dürtü cevaplı (Finite Impulse Response, FIR) olması durumunda uygulanabilmektedir. MLSE çözümü, teorik olarak en büyük olabilirlik (Maximum Likelihood, ML) çözümüne karşılık gelir ve en iyi başarıma sahiptir. Buna karşın MLSE'nin karmaşıklığı kanalın sembol saklama hafızası ve sembol alfabe boyutu ile üstel olarak artmasından dolayı uygulanabilirliği azdır. Bu nedenlerden dolayı denkleştirici filtreler modern haberleşme sistemlerinde uygulanabilirlik açısından son derece önemli hale gelmişlerdir. Bunun yanında haberleşme sistemlerinde denkleştirici filtreler ek bir maliyet olarak değerlendirildiklerinden karmaşıklığı az, öğrenme hızı yüksek yöntemlerin geliştirilmesi uygulanabilirlik açısından son derece önemlidir.

Günümüz haberleşme sistemlerinin çoğunda haberleşme kanalının kestirilmesi ve denkleştirilmesi için periyodik olarak vericiden, alıcı tarafın da bildiği bir öğrenme dizisi gönderilir. Öğrenme dizisinin gönderilmesi boyunca kanaldan herhangi bir bilgi işareti iletilmez. Bu durum haberleşme sisteminin etkin veri hızını düşürür ve sistem için ayrılan bant genişliğinin verimli bir şekilde kullanılmasına engel olur. Aynı zamanda öğrenme dizisinin kullanımı çok kullanıcı sistemler, askeri sistemler gibi bir çok sistemde pahalı olmakta veya mümkün olmamaktadır [4], [9]. Ayrıca bu durum yüksek hızlı haberleşme uygulamalarında kaçınılması gereken bir durumdur. Bu nedenlerden dolayı haberleşme sistemlerinde, haberleşme kanalının kestirilmesi ve denkleştirilmesi için öğrenme dizilerine bağlı olmayan kör uyarlanırlar yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Kör yöntemler kullanılarak alıcılar özgün, verici yardımı olmadan (öğrenme dizisine ihtiyaç duymadan) kanal ortamının değişimlerine karşın kendilerini uyarlanırlar olarak güncelleyebilirler.

Kör yöntemlerin geleneksel öğrenme dizisi kullanan yöntemlere göre avantajları olmasına rağmen, kör yöntemler halen yaygın bir kullanım alanına sahip değildir. Bunun en önemli nedenlerinden bir tanesi yakınsama hızı iyi olan güvenilir bir kör algoritmanın halen mevcut olmamasıdır. Bir çok pratik uygulamada haberleşme kanalının zamanla

değişen yapısından dolayı yakınsama hızları yüksek yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun yanında karmaşıklık açısından değerlendirildiğinde de kör yöntemlerin zayıflığı ortaya çıkmaktadır. Kör yöntemlerin kullanımının artması için yakınsama hızlarını artırmak, algoritmaların karmaşıklığını ve hassasiyetini azaltmak gerekmektedir.

Bu değerlendirmeler doğrultusunda yapılan tez çalışmasında, yüksek hızlı sayısal haberleşme sistemlerinde kör sistemler için, başarıyı yüksek ve özellikle kör algoritmaların kör olmayan algoritmalara göre en önemli eksiklerinden ve uygulanabilirlik noktasındaki önemli bir problemi olan yakınsama hızı problemine çözüm olarak, yüksek yakınsama hızına sahip bir yöntemin geliştirilmesi amaçlanmıştır.

Bir sonraki bölümde haberleşme sistemlerinin temelini oluşturan bilgi teorisinden başlamak üzere genel bilgiler verilmiştir.

1.2. Bilgi Teorisi ve Kanal Kapasitesi

Haberleşme teorisinin istatistiksel ve olasılıksal bir problem olarak ele alınması, Claude Shannon ve Norbert Wiener'in çalışmaları sonucunda oluşmuştur. Shannon'un teorisi temel olarak belirli güç, bant genişliği ve zaman sınırları içerisinde kalarak haberleşme kanalının bozucu etkilerine karşı koymak için, iletilecek bilginin vericide nasıl organize edilmesi gerektiğini göstermektedir. Wiener'in teorisi ise gürültü etkisi ile bozulmuş bir sinyalin alıcıda, parametrelerinin belirli sınırlar içerisinde kalmak şartıyla, uygun şekilde filtre edilerek nasıl geri elde edilebileceğini gösterir.

Claude Shannon tarafından yapılan çalışmaların sonucunda 1948 yılında yayınlanan "A Mathematical Theory of Communication" çalışma ile Bilgi Teorisi ortaya çıkmıştır [10]. Shannon bir mesajın içerisindeki belirsizliği olasılık kavramı ile ilişkilendirerek mesajın içerisindeki bilgi miktarını tanımlamıştır.

m_1, m_2, \dots, m_M olmak üzere M farklı mesajın p_1, p_2, \dots, p_M olasılıkları ile iletildiği bir haberleşme sisteminde, p_k olasılığı ile iletilen m_k mesajının taşıdığı bilgi miktarı (1.1) ile verilir.

$$I_k = \log_2 \left(\frac{1}{p_k} \right) \quad (1.1)$$

Bilgi miktarının birimi bit'tir. (1.1) eşitliği yorumlandığında;

- İletilen mesajın belirsizliği arttığında taşınan bilgi miktarı artmaktadır.
- Alıcının taşınan bilgiyi bildiği, yani $p_k = 1$ olduğu durumda taşınan bilgi miktarı sıfıra eşittir.
- $M = 2^N$ tane eşit olasılığa sahip mesajın olduğu durumda, her bir mesaj ile taşınan bilgi miktarı N bit olur.

sonuçlarına ulaşılır. Birbirinden farklı bağımsız mesajların olduğu durumda toplam bilgi miktarı, her bir mesajın bilgi miktarının toplamına eşittir. L uzunluğunda M farklı mesaj içeren bir mesaj paketinde p_k olasılığına sahip m_k mesajı ile taşınan toplam bilgi miktarı

$$I_{k(\text{toplama})} = p_k L \log_2 \left(\frac{1}{p_k} \right) \quad (1.2)$$

olur. Toplam bilgi miktarı ise (1.3) ile verilir.

$$\begin{aligned} I_{(\text{toplama})} &= I_{1(\text{toplama})} + I_{2(\text{toplama})} + \dots + I_{M(\text{toplama})} \\ &= p_1 L \log_2 \left(\frac{1}{p_1} \right) + p_2 L \log_2 \left(\frac{1}{p_2} \right) + \dots + p_M L \log_2 \left(\frac{1}{p_M} \right) \end{aligned} \quad (1.3)$$

Bu ifadelerden yararlanılarak Entropi olarak bilinen mesaj başına taşınan toplam ortalama bilgi miktarı ise

$$\begin{aligned} \text{Entropi}(H) &= \frac{I_{(\text{toplama})}}{L} \\ &= \sum_{k=1}^M p_k \log_2 \left(\frac{1}{p_k} \right) \end{aligned} \quad (1.4)$$

ile ifade edilir. (1.4) ile verilen Entropi ifadesi yorumlandığında;

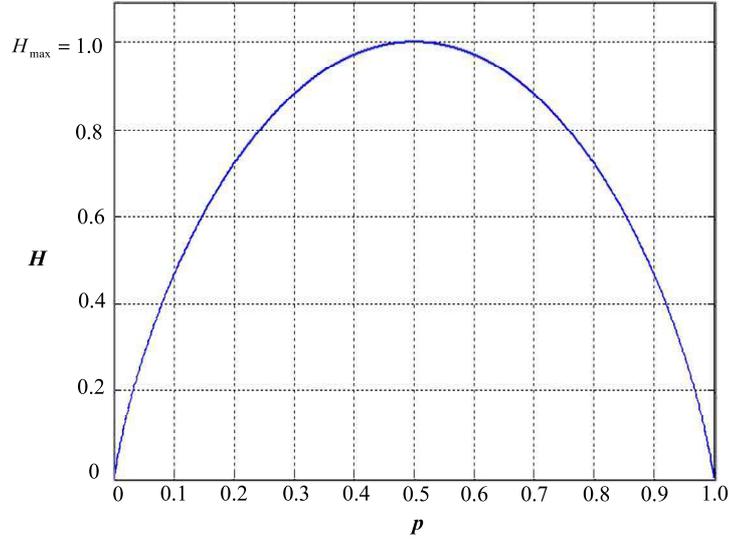
- $p_k = 1$ ve $p_k = 0$ olduğunda Entropi, $H = 0$ 'dır.
- İletilen semboller eşit olasılıklı olduğu durumda yani $p_k = \frac{1}{M}$ ise böyle bir kaynağın Entropisi $H = \log_2 M$ olur.
- Entropinin üst sınırının $H_{max} = \log_2 M$ 'dir.

sonuçlarına ulaşılır. Bu durum bir örnek ile açıklanacak olursa;

Bir bilgi kaynağından p ve $1-p$ olasılıkları ile iki bağımsız mesajın iletildiği durumda p olasılığına bağlı olarak Entropinin ifadesi,

$$\begin{aligned}
H &= \sum_{k=1}^M p_k \log_2 \left(\frac{1}{p_k} \right) = \sum_{k=1}^2 p_k \log_2 \left(\frac{1}{p_k} \right) \\
&= p \log_2 \left(\frac{1}{p} \right) + (1-p) \log_2 \left(\frac{1}{1-p} \right)
\end{aligned} \tag{1.5}$$

olarak elde edilir. Mesaj olasılığına bağlı olarak Entropinin değişimi ise Şekil 1.2'de verilmiştir. Şekil 1.2'den görüldüğü gibi Entropi sembollerin eşit olasılıkla olduğu durumda, yani $p = \frac{1}{2}$ olduğu durumda maksimum olmaktadır.



Şekil 1.2. Entropinin mesaj olasılığı ile değişimi

1.2.1. Bilgi Hızı

Bilgi hızı saniyedeki ortalama bilgi bitlerinin sayısına karşılık gelir ve (1.6) ile ifade edilir.

$$R = rH \tag{1.6}$$

Burada H , Entropi ve r ise mesaj hızıdır. $R = \left(\frac{\text{mesaj}}{\text{saniye}} \right) \times \left(\frac{\text{Bilgi biti}}{\text{mesaj}} \right) = \left(\frac{\text{Bilgi biti}}{\text{saniye}} \right)$ olarak elde edilir.

1.2.2. Kanal Kapasitesi

Shannon tarafından bir kanalın taşıyabileceği maksimum bilgi miktarı kanal kapasitesi olarak adlandırılmış ve C ile gösterilmiştir. Kanal kapasitesi bir kanaldan bir saniyede kaç bit geçebileceğini gösterir. Band sınırlı beyaz Gauss gürültülü kanallar için kanal kapasitesi;

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.7)$$

eşitliği ile tanımlanmıştır. Burada B , bant genişliğini S/N ise işaret gürültü oranını göstermektedir. Bilgi oranı $R = rH$ kanal kapasitesi C 'den küçük olmak şartı ile bazı kodlama yöntemleri ile gönderilen işaretle oluşan hatalar önlenir. Aksi durumda yani enformasyon oranı R , kanal kapasitesi C 'den büyük olduğu durumda kodlama teknikleri kullanılsa bile hatalar önlenemez veya düzeltilemez. Bu nedenle güvenilir bir haberleşme için $R \leq C$ olmalıdır.

Gürültünün tek yanlı güç yoğunluk spektrumunun $\frac{N_0}{2}$ olduğundan gürültünün gücü

$$N = N_0 B \quad (1.8)$$

olur. Bu durumda (1.7) ifadesi yeniden yazılırsa kanal kapasitesi

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0 B} \right) \quad (1.9)$$

şeklinde ifade edilir. (1.9) ifadesinden iki önemli sonuca ulaşmak mümkündür.

- Gaussian kanallarda güvenilir bir şekilde haberleşme yapabilmek için ulaşılabilecek en üst veri hızını verir.
- Kanal kapasitesi, bant genişliği ile birlikte işaret gürültü oranının da bir fonksiyonudur.

Kanal kapasitesinin bant genişliği ve işaret gürültü oranı ile değişimi aşağıda incelenmiştir.

1.2.2.1. Kanal Kapasitesinin İşaret Gürültü Oranı ile Değişimi

Haberleşme kanalında gürültü olmadığında yani $N=0$ iken işaret gürültü oranı $\frac{S}{N} = \infty$ olur. Bu kanallar gürültüsüz kanallar olarak adlandırılır. (1.9) ifadesinden görüldüğü gibi bu kanalların kapasitesi

$$C = B \log_2(1 + \infty) = \infty \quad (1.10)$$

olarak elde edilir.

1.2.2.2. Kanal Kapasitesinin Bantgenişliği ile Değişimi

Haberleşme kanalının bant genişliği sonsuza getirildiğinde kanal kapasitesi sonsuza değil en üst sınırına yakınsar. Çünkü kanalın bant genişliği arttıkça gürültünün gücü ($N = N_0B$) de artar. Gürültünün gücü arttığından işaret gürültü oranı düşer. Bu nedenle bant genişliği sonsuza yaklaştıkça kanal kapasitesi en üst sınırına yakınsar. Maksimum kanal kapasitesi;

$$\begin{aligned} C &= \lim_{B \rightarrow \infty} B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0B} \right) \\ &= \lim_{B \rightarrow \infty} \frac{S}{N_0} \log_2 \left(1 + \frac{S}{N_0B} \right)^{\frac{N_0B}{S}} \\ &= \frac{S}{N_0} \log_2 e = 1.44 \frac{S}{N_0} \end{aligned} \quad (1.11)$$

şeklinde elde edilir. Bilgi hızı maksimum yani $R=C$ olan bir haberleşme sistemi düşünüldüğünde, ortalama işaret gücü

$$S = E_b C \quad (1.12)$$

olur. Burada E_b bit enerjisine karşılık gelir. (1.7) ile verilen kanal kapasitesi eşitliği yeniden düzenlenirse

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{E_b C}{N_0 B} \right) \quad (1.13)$$

şeklinde ifade edilir. Bu ifade kullanılarak

$$\begin{aligned} \frac{C}{B} &= \log_2 \left(1 + \frac{E_b C}{N_0 B} \right) \\ \frac{C}{B} &= \frac{\log_e \left(1 + \frac{E_b C}{N_0 B} \right)}{\log_e 2} \\ \frac{C}{B} \log_e 2 &= \log_e \left(1 + \frac{E_b C}{N_0 B} \right) \\ \log_e 2^{\left(\frac{C}{B} \right)} &= \log_e \left(1 + \frac{E_b C}{N_0 B} \right) \\ 2^{\left(\frac{C}{B} \right)} &= 1 + \frac{E_b C}{N_0 B} \\ \frac{E_b}{N_0} &= \frac{2^{\left(\frac{C}{B} \right)} - 1}{\left(\frac{C}{B} \right)} \end{aligned} \quad (1.14)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlikte $\frac{C}{B}$ bant genişliği verimliliği olarak adlandırılır. $C = R$ olduğunda (1.14) eşitliği

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^{\left(\frac{R}{B} \right)} - 1}{\left(\frac{R}{B} \right)} \quad (1.15)$$

olur. Şekil 1.3'de işaret gürültü oranı ile bant genişliği verimliliğinin değişimi görülmektedir. Şekil 1.3 yorumlandığında aşağıdaki sonuçlar elde edilir.

Sonsuz bant genişliği için kanal kapasitesi,

$$C_\infty = 1.44 \frac{S}{N_0} \quad (1.16)$$

eşitliği ile verilir. Burada işaret gücü $S = E_b C = E_b C_\infty$ ifadesi (1.16) ifadesinde yerine yazıldığında

$$C_\infty = 1.44 \frac{E_b C_\infty}{N_0}$$

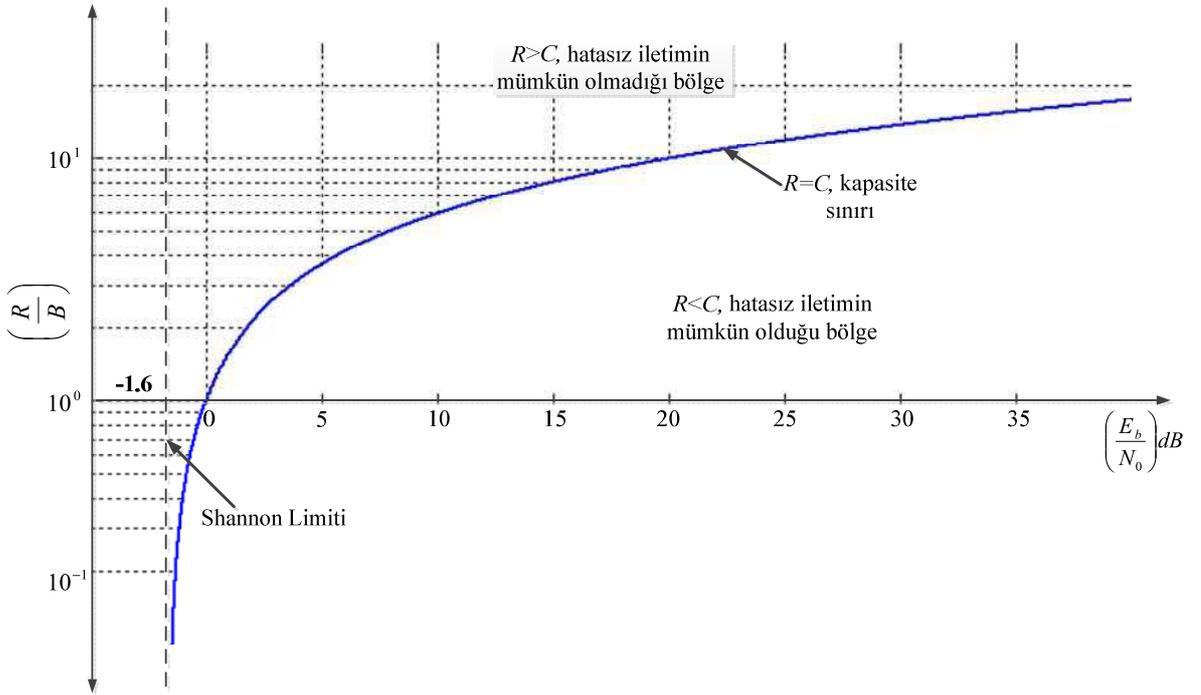
$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{1.44} = 0.693 \quad (1.17)$$

elde edilir. Bu değer logaritmik olarak

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right) dB = 10 \log \frac{E_b}{N_0} \quad (1.18)$$

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right) dB = 10 \log 0.693 = -1.6 dB \quad (1.19)$$

olarak elde edilir. $B \rightarrow \infty$ olduğunda $\left(\frac{E_b}{N_0}\right) dB = -1.6 dB$ değeri Shannon sınırı olarak adlandırılır. Bu sınır Şekil 1.3'den görülmektedir. Shannon limitinde kanal kapasitesi (1.16) ile verilmiştir.



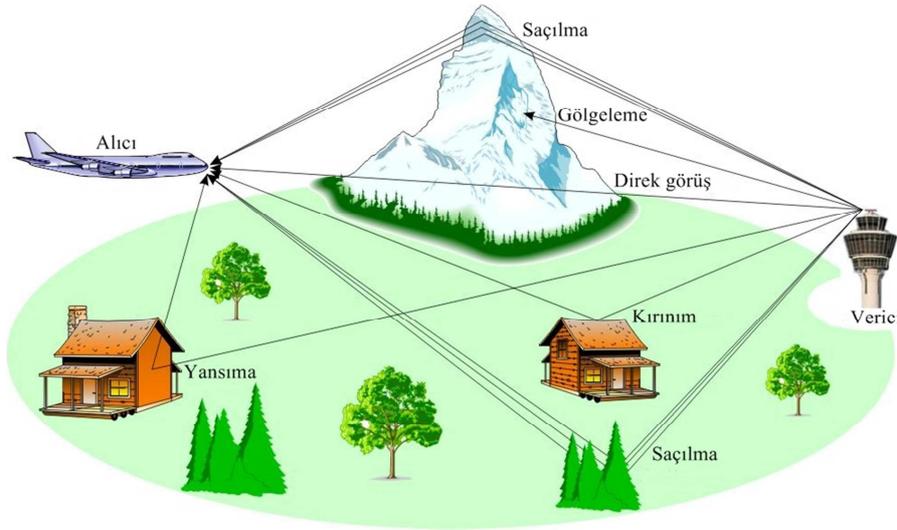
Şekil 1.3. Bant genişliği verimliliğinin işaret gürültü oranı ile değişimi

Şekil 1.3 incelendiğinde grafiğin iki bölgeye ayrıldığı görülmektedir. $R < C$ olan bölge hatasız iletimin mümkün olduğu bölgedir. $R > C$ olan bölgede ise hatasız iletim yapılması mümkün değildir. $R=C$ eğrisi ise kapasite sınırı olarak adlandırılır. Aynı zamanda ideal bir sistem için hata olasılıkları aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$P_e = \begin{cases} 1 & R \geq C \text{ için} \\ 0 & R < C \text{ için} \end{cases} \quad (1.20)$$

1.3. Gezgin Radyo İletişim Kanalı

Haberleşme sistemlerinde vericiden iletilen işaretler alıcıya ulaşana kadar “kanal” olarak nitelendirilen fiziksel bir ortamın etkisine maruz kalırlar. Haberleşme kanallarına uydu kanalları, kablolu kanallar, fiber optik kanallar ve kablosuz kanallar örnek olarak verilebilir. Kanal ortamı haberleşme sistemlerinin başarımını belirleyen en önemli etkenlerden birisidir. Haberleşme sistemlerinin tam olarak anlaşılabilmesi için kanal ortamının iletilen işaret üzerinde oluşturduğu etkilerin analiz edilmesi gerekmektedir. Şekil 1.4’de örnek model olarak verilen fiziksel ortamdan da görüldüğü gibi vericiden iletilen sinyaller alıcı antene tek bir doğrultudan ulaşmazlar.



Şekil 1.4. Kablosuz haberleşme ortamı

Fiziksel ortamın doğal yapısından kaynaklanan gölgeleme, kırınım, saçılma ve yansıma etkilerinden dolayı sinyallerde bozulmalar meydana gelir. Bu etkilerden dolayı alıcıda alınan işaretin gücünde zamana bağlı olarak sürekli değişimler oluşur. Kanal ortamından kaynaklanan bu etkiler aşağıda genel olarak açıklanmıştır.

Gölgeleme, kanaldaki zayıflamanın en aşırı formudur ve geniş engellerden dolayı iletilen radyo sinyalinin engellenmesidir. Örneğin iletim ortamındaki bir duvar, ağaç veya binalar iletilen işareti gölgeleyerek güç değişimlerine neden olurlar.

Yansıma, iletilen sinyalin çarpmış olduğu nesnenin boyutları işaretin dalga boyuna göre büyükse bu nesnelere işarette yansımaya neden olurlar. Yansıyan işaret, nesnelere işaretin gücünün bir kısmını absorbe etmesinden dolayı asıl işaret kadar güçlü değildir. Aynı zamanda yansıma verici ve alıcı arasında direk görüşün olmadığı durumlarda işaretlerin iletimine yardımcı olur.

Saçılma, iletilen işaretin çarpmış olduğu nesnenin boyutu dalga boyundan daha küçükse bu tarz cisimler dalga üzerinde saçılma etkisi oluştururlar. İşaretin saçılması sonucu bir kaç tane daha zayıf işaret oluşturur.

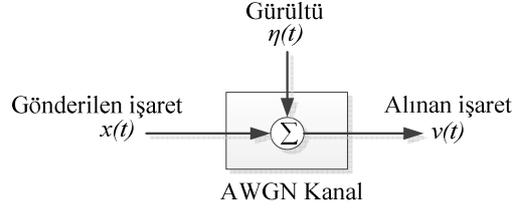
Kırınım, saçılma etkisine benzer bir etkidir. Radyo dalgalarının nesnelere köşe noktalarına çarparak yönünün değiştirmesine ve farklı yönlerde yayılmasına neden olurlar.

Haberleşme kanalının yapısında oluşan bu etkilerden dolayı iletilen işaretler alıcıya tek bir doğrultudan ulaşmazlar. Alıcıda farklı yol uzunluklarında birden fazla yoldan, farklı gecikmeler ve farklı zayıflamalar ile iletilen işaretlerin çok sayıda yansımaları ulaşır. Bu etkiler alıcıda alınan işaretin gücünde değişimlerine neden olurlar. Bu nedenle haberleşme sistemlerinin analizinde kanal ortamları matematiksel olarak modellenmeli ve dikkate alınmalıdır. Haberleşme sistemlerinin analizinde yaygın kullanılan kanal modelleri aşağıda incelenmiştir.

1.3.1. Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü Kanal Modeli

Haberleşme kanallarını modellemek için yaygın olarak kullanılan en basit model Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) kanal modelidir. Bu modelde alınan işaret özelliği bilinen zayıflamış bir işaret ve Gauss gürültüsünün toplamından oluşmaktadır. Uydu ve derin-uzay iletim kanalları gibi birçok iletim kanalları için uygun bir model olan AWGN modelin kuramsal ve pratik açıdan önemli bir yeri vardır. Günümüzde iletişim yöntemlerinin ve sistemlerinin gelişimi hızlı bir şekilde devam etmektedir. Bu sistemlerin ve yöntemlerin başarımları kullanıldığı ortama bağlı olarak değişmektedir. Bu sistemler arasında karşılaştırma yapabilmek için AWGN kanal modeli ortak bir zemin olarak değerlendirilmektedir. Toplanır beyaz Gauss gürültüsü ile bozulmuş kanalda bit hata olasılığı farklı iletişim biçimleri için karşılaştırma ölçütü

olarak kabul edilmektedir [11]. Ancak fiziksel olarak birçok kanalı AWGN kanal modeli ile modellemek yetersiz olacaktır. AWGN kanal modeli Şekil 1.5’de verilmiştir.



Şekil 1.5. AWGN kanal modeli

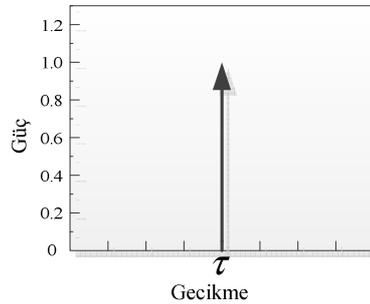
AWGN kanal çıkışındaki işaret

$$v(t) = x(t) * h(t, \tau) + \eta(t) \quad (1.21)$$

olarak yazılabilir. Burada $\eta(t)$ güç spektrum yoğunluğu $N_0/2$ olan toplanır beyaz Gauss gürültüsüdür. Ayrıca (1.21) eşitliğinde

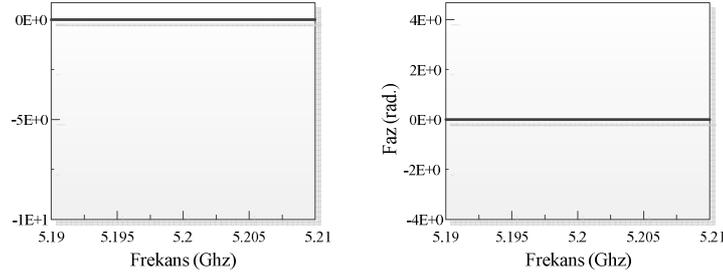
$$h(t, \tau) = g_0 \delta(t - \tau) \quad (1.22)$$

şeklinde ifade edilir. (1.22) eşitliği ideal bir haberleşme kanalının transfer fonksiyonuna karşılık gelir. Burada g_0 kanalın kazancına ve τ ise kanalda oluşan gecikmeye karşılık gelen bir sabittir. Şekil 1.6’da AWGN kanala ait normalize güç profili görülmektedir.



Şekil 1.6. AWGN kanalın normalize güç profili

AWGN kanalın frekans tepkisi kazanç değeri g_0 birim değere normalize edildiğinde $H(f) = 1$ olur. Bu durumda genlik ve faz yanıtı Şekil 1.7’ de verilmiştir.



Şekil 1.7. AWGN kanalın frekans tepkisi: (a) Genlik (b) Faz [12]

Şekil 1.7’den görüldüğü gibi kanal kazancı $H(f) = 0 \text{ dB}$ ve faz kayması $\arg(H(f)) = 0$ radyan’dır. Bu durum haberleşme kanalının iletilen işarette genlik ve faz bozunumu oluşturmadığını gösterir.

1.3.2. Küçük Ölçekli Yayılım

Fiziksel haberleşme kanallarının bir çoğu ideal kanal ortamından uzaktır ve kanalın çok yolluğu nedeni ile alıcıya değişik yolları takip ederek gönderilen işaretin birden fazla kopyası ulaşır. Bu işaretlerin takip ettikleri yolların uzunlukları farklı olduğundan farklı gecikmeler ve farklı zayıflamalar ile alıcıya ulaşırlar. Bu durum “çok yollu yayılım” olarak adlandırılır. Alıcıdaki işaret, bu işaretlerin toplamından oluştuğu için, genliğinde ve fazında büyük değişimler oluşur [13].

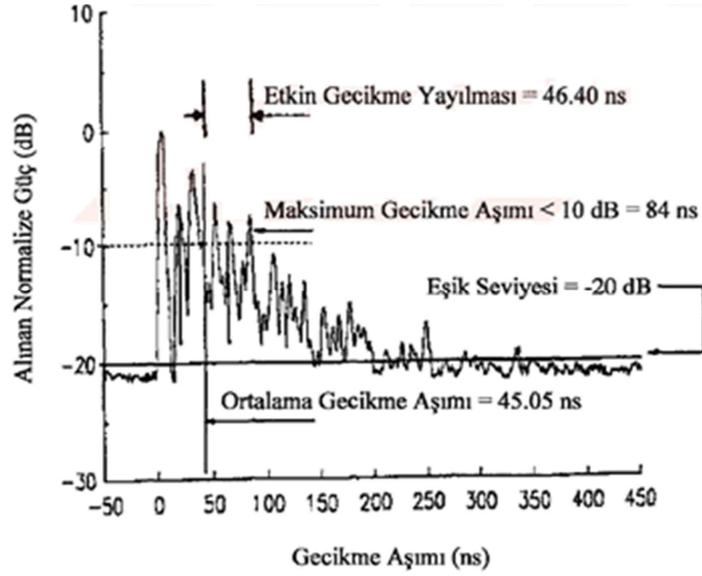
Kanalın dürtü yanıtının zamanda yayılması τ_k , gönderilen işaretin zamanda ne kadar yayıldığını göstermesi açısından önemlidir. Bu parametre, en büyük gecikme ile en küçük gecikme arasındaki fark olarak aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$\tau_k = \max(\tau_n) - \min(\tau_n) \quad (1.23)$$

Kanalın dürtü yanıtının uzunluğu “maksimum gecikme aşımı” (maksimum excess delay) ile aynı anlamda kullanılmaktadır. Kanalın güç gecikme profili için maksimum gecikme aşımı ($X \text{ dB}$), gecikmeli alınan çok yollu işaret bileşenlerinin enerji seviyesinin maksimum enerji seviyesinden $X \text{ dB}$ aşağı düştüğü süre olarak da tanımlanmaktadır [14].

Şekil 1.8’de haberleşme kanallarını birbirleri ile karşılaştırabilmek için

kullanılabilecek bazı parametreler gösterilmektedir.



Şekil 1.8. Bir bina içi kanal için güç gecikme profili örneği [14]

Ortalama gecikme aşımı (mean excess delay), etkin gecikme yayılması (rms delay spread) ve gecikme aşımı yayılması (excess delay spread) kanalın güç gecikme profilinden belirlenebilen parametrelerdir.

N farklı yoldan oluşan bir çok yollu kanal modeli değerlendirildiğinde ve k 'ıncı yolun kazancı g_k ve gecikmesi τ_k ise kanalın ortalama gecikme aşımı güç gecikme profilinin birinci momentidir ve aşağıdaki gibi tanımlanır [14].

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=1}^N g_k^2 \tau_k}{\sum_{k=1}^N g_k^2} \quad (1.24)$$

Güç gecikme profilinin ikinci momentini ise

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{k=1}^N g_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=1}^N g_k^2} \quad (1.25)$$

şeklinde hesaplanır. Bu tanımlamalar doğrultusunda kanalın etkin gecikme yayılımını ise

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (1.26)$$

şeklinde hesaplanır.

Haberleşme kanalının birim vuruş tepkisi (Channel Impulse Response, CIR) $h(\tau, t)$ zamanla değiştiğinden dolayı frekans tepkisi $H(w, t)$ de zamanla değişim gösterecektir.

$$H(w, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-jw\tau} d\tau \quad (1.27)$$

Kablosuz haberleşme kanalının karakteristiklerini frekans bölgesinde belirlemek için frekansta Δw veya $2\pi\Delta f$ değerinde oluşacak bir değişim için kanal frekans cevabının korelasyon katsayısının belirlenmesi gerekmektedir.

$$\begin{aligned} P(\Delta w) &= \frac{E\{H^*(w, t)H(w+\Delta w, t)\}}{E\{H^*(w, t)H(w, t)\}} = \frac{E\{H^*(w, t)H(w+\Delta w, t)\}}{E\{|H(w, t)|^2\}} \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau, t)|^2 e^{-j\Delta w\tau} d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau, t)|^2 d\tau} \end{aligned} \quad (1.28)$$

Uyum bant genişliği (coherence bandwidth) gecikme yayılımının frekans bölgesinde karşılığıdır ve kanalın frekans tepkesinin eşit kazanç ve doğrusal fazda olduğu frekans aralığına karşılık gelir [15].

Kanalın evre uyumlu bant genişliği B_c , frekans ilintisine yani belirtilen korelasyon katsayısı değerine göre yaklaşık olarak hesaplanır. Korelasyon katsayısı $P(\Delta w) \approx 0$ olduğunda

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{rms}} \quad (1.29)$$

olur. Korelasyon katsayısının $P(\Delta w) \approx 0.5$ yani frekans ilintisinin %50 olduğu durumda evre uyumu bant genişliği

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad (1.30)$$

denklemleri ile verilir. Korelasyon katsayısının $P(\Delta w) \approx 0.9$ yani frekans ilintisinin %90 olduğu durumda ise evre uyumu bant genişliği

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad (1.31)$$

denklemleri ile verilir [14]. Evre uyum bant genişliği B_c ve iletilen sinyalin bant genişliği B_s değerine göre kanalın karakteristiği belirlenebilir. $B_c > B_s$ olduğu durumda kanal düz sönümlenmeli bir kanaldır. T_s iletilen işaretin sembol periyodu olduğu durumda iletilen işaretin minimum bant genişliği

$$B_s = \frac{1}{T_s} \quad (1.32)$$

ile verilir. Genel bir kural olarak

$$B_s = \frac{1}{T_s} \leq \frac{1}{10\sigma_{rms}} \quad (1.33)$$

veya

$$\frac{\sigma_{rms}}{T_s} \leq 0.1 \quad (1.34)$$

olduğu durumda kanal düz sönümlenmeli bir kanal olarak kabul edilir. Sonuç olarak düz sönümlenmeli bir kanal için sembol hızı

$$R_s \leq \frac{0.1}{\sigma_{rms}} \quad (1.35)$$

olmalıdır.

İletilen işaretin band genişliği B_s kanalın evre uyumlu band genişliği B_c den büyük, ($B_s > B_c$) olduğu durumda iletim ortamı iletilen işaret üzerinde ISI etkisi oluşturur ve alınan işaretin düzeltilebilmesi için alıcı tarafta denkleştirici filtrelerin kullanımını gerektirir.

Genel olarak değerlendirildiğinde;

- $B_s \leq B_c$ ve $T_s \geq \sigma_{rms}$ olduğu durumda kanal düz sönümlenmeli yani frekans seçici olmayan bir kanaldır.
- $B_s > B_c$ ve $T_s < \sigma_{rms}$ olduğu durumda kanal düz sönümlenmeli olmayan yani

frekans seçici bir kanaldır.

1.3.3. Doppler Kayması

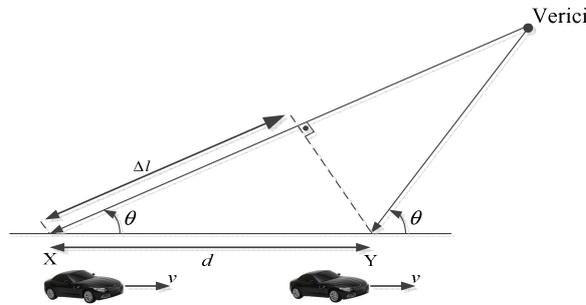
Verici ile alıcıdan herhangi birinin veya her ikisinin birden birbirine göre bağlı hareketi sonucunda alınan işaretin frekansında hıza, işaretin dalga boyuna ve alıcıya geliş açısına bağlı olarak meydana gelen kaymaya “Doppler kayması”, kayma miktarına da “Doppler frekansı” denir [14]. Alıcının vericiden uzaklaşması veya yaklaşmasına bağlı olarak Doppler kayması negatif veya pozitif olabilir. Şekil 1.9’da 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

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (1.36)$$

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,

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (1.37)$$



Şekil 1.9. Doppler kaymasının meydana gelişi [14].

ifadesi ile verilir. Buna bağılı olarak Doppler kayması f_d

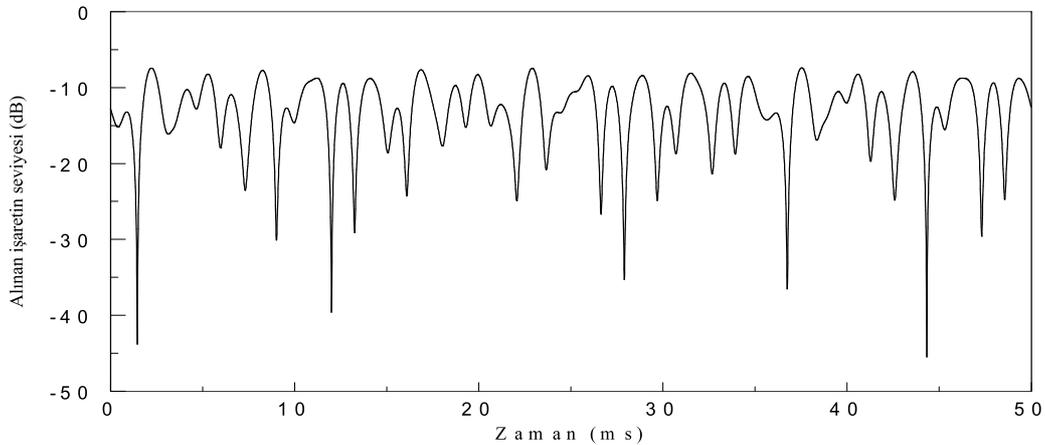
$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (1.38)$$

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

$$f_{dmax} = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c} f_c \quad (1.39)$$

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

Şekil 1.10'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 bağılı olarak inişler ve çıkışlar meydana gelmektedir. İşaretteki bu tür bozulmalar "hızlı sönümlenme" (fast fading) olarak adlandırılır. Bazı anlarda işaretin 40 dB'den daha fazla zayıfladığı görülmektedir. Bulunulan ortamın coğrafik yapısına bağılı olarak meydana gelen bozulma (genelde gölgeleme etkisi ile ortaya çıkar) ise "yavaş sönümlenme" (slow fading) olarak adlandırılır. Tablo 1.1'de sabit hızla hareket eden bir alıcıda çeşitli hız ve taşıyıcı frekanslarında meydana gelecek maksimum Doppler frekansı değerleri [Hz] olarak verilmektedir.



Şekil 1.10. Rayleigh kanal için alınan işaretin zarfının zamanla değişimi [12]

Tablo 1.1. 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

Doppler kaymasından dolayı işaretin spektrumu, tek taşıyıcılı sistem için, $f_c - f_d$ ile $f_c + f_d$ arasında olmak üzere genişlemektedir. Maximum Doppler kayması veya Doppler yayılması

$$B_D = f_c + f_d - (f_c - f_d) = 2f_d \quad (1.40)$$

olarak elde edilir. Eğer tabanbant işaretin bantgenişliği Doppler yayılması B_D 'den daha büyükse, alıcıda Doppler yayılması gözardı edilebilir ve bu kanal yavaş sönümlenmeli kanal olarak adlandırılır [14].

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

$$T_C \approx \frac{1}{f_{dmax}} \quad (1.41)$$

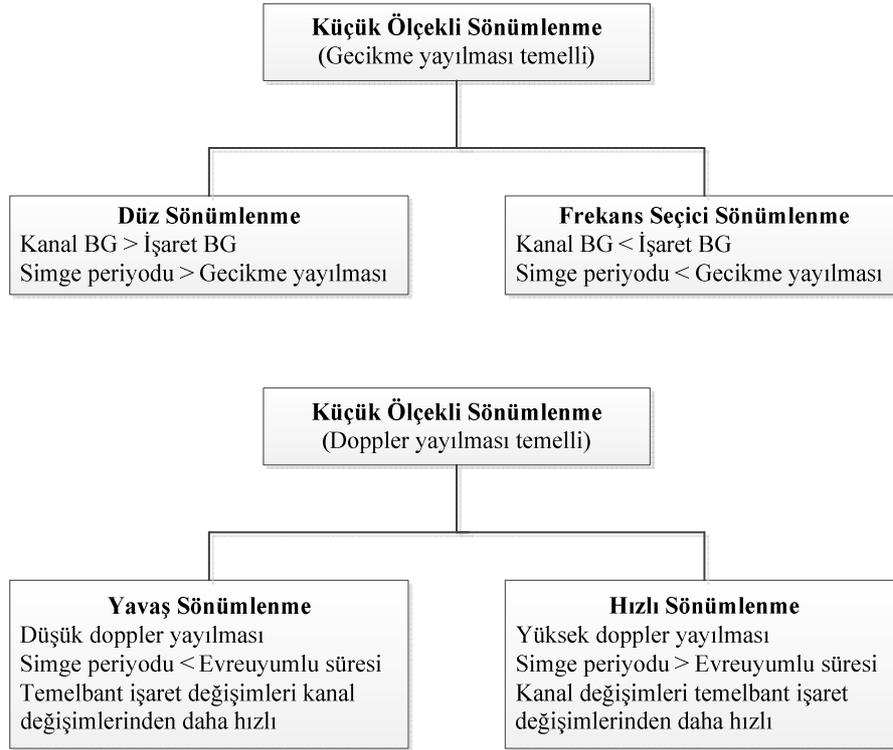
ile verilir. Eğer zaman ilinti fonksiyonunun 0.5'in üzerinde olması istenirse

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_{dmax}} \quad (1.42)$$

olarak tanımlanır. Bu iki tanımlamadan birincisinde, Rayleigh sönümlenme durumunda

işaret seviyesinde ani iniş ve çıkışlar olurken, ikincisinde ise aşırı sınırlama vardır. Bu nedenle, uygulamada evreyuymulu süresi belirlenirken bu iki değer geometrik ortalaması kullanılmaktadır [14]:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{dmax}^2}} = \frac{0.423}{f_{dmax}} \quad (1.43)$$



Şekil 1.11. Gecikme ve Doppler yayılmalarına bağlı olarak sönümlenme çeşitleri[14]

Evreyuymulu süresinden daha büyük aralıklarla alınan işaretlerin kanal tarafından çok farklı şekillerde bozulmaya uğratılacağını göstermesi açısından oldukça önemli bir parametredir. Bu yüzden simge periyodunun kanalın evreyuymulu 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.

1.3.4. Çok Yollu Yayılım

Çok yollu yayılımda alıcıya ulaşan işaretin kanal ortamındaki çeşitli nesnelere yansıtılarak, kırınım ve saçınımına uğrayarak gelen, birbirinden bağımsız ve birbirine özdeş dalgaların toplamından oluştuğu kabul edilmektedir [11].

Genel çok yollu yayılım için kanal modeli ilk Turin [16] tarafından oluşturulmuştur. Turin çok yollu kanaldaki gecikmeyi eşit parçalara bölmüş ve her bir parçada gelen elektromanyetik ışınları toplayıp tek bir ışın olarak kabul etmiştir. Böylece kanalı bir dallı gecikme hattı (tapped delay line, TDL) süzgeç olarak modellemiştir. Birçok çalışma Turin'in kanal modelini kullanmaktadır. Turin'in modellediği kanalın birim vuruş tepkisi (1.44) ile ifade edilmektedir.

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k(t) \delta(t - \tau_k) e^{i\theta_k} \quad (1.44)$$

Burada $h_k(t)$, τ_k ve θ_k kanal dallarıyla ilişkili karmaşık zayıflamayı, yol gecikmesini ve fazı temsil etmektedir. Kanalın $h(t, \tau)$ dürtü yanıtı, $t - \tau$ anında uygulanan giriş dürtüsüne göre t anında çok yollu sönümlenmeli kanalın çıkışını göstermektedir.

1.3.5. Rayleigh Kanal Modeli

Haberleşme kanalında verici ile alıcı arasında direk görüşün olmadığı durumda alınan işaretin zarfındaki değişimler Rayleigh dağılım fonksiyonu ile modellenir ve bu tür kanallar "Rayleigh kanal" olarak adlandırılır [12].

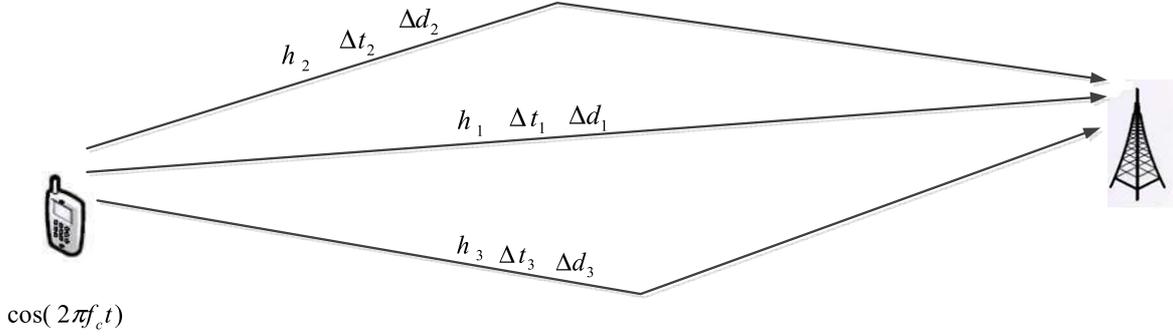
Şekil 1.12'de verilen örnek kanal ortamında kaynak ile hedef arasında 3 yol verilmiştir. Kaynaktan modüle edilmemiş bir işaret gönderildiğinde hedef noktasına alınan işaret,

$$v(t) = \sum_{i=1}^3 h_i \cos(2\pi f_c(t - \Delta t_i)) \quad (1.45)$$

olur. Burada h , Δt ve Δd terimleri sırası ile ilgili yola ait zayıflama, gecikme ve mesafeye karşılık gelmektedir. Burada

$$\Delta t = \frac{\Delta d}{c} \quad (1.46)$$

dir. (1.46) eşitliğinde c ışık hızına karşılık gelir ve $c = 3 \times 10^8 \frac{m}{sn}$ 'dir.



Şekil 1.12. Örnek çok yollu kanal modeli

Şekil 1.12'de verilen durum genelleştirildiğinde hedef noktasında alınan işaret

$$v(t) = \sum_{i=1}^N h_i \cos(2\pi f_c t + \phi_i) \quad (1.47)$$

şeklinde ifade edilir. Burada N alıcıya ulaşan toplam yol sayısını ifade eder. (1.47) eşitliğinde $\phi_i = 2\pi f \Delta t_i$ 'dir ve ilgili yola ait faz kaymasına karşılık gelmektedir. ϕ_i değişen yol uzunluğuna bağlıdır ve yol uzunluğu dalgaboyu kadar değiştiğinde 2π 'lik bir değişim olur. Bu nedenle faz değişimi $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün bir dağılıma sahiptir. Kaynak ve hedef arasında göreceli bir hareket olduğunda (1.47) eşitliğinin hareketten kaynaklanan frekans ve faz değişimlerine göre güncellenmesi gerekmektedir. Bu durumda alıcının hareketi doğrultusunda θ_i açısı ile gelen ve h_i zayıflatma ve ϕ_i faz gecikmesine sahip i . yolun Doppler kayması

$$w_{di} = \frac{w_c v}{c} \cos \theta_i \quad (1.48)$$

olur. Burada v mobil ünitenin hızı ve θ_i $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılıma sahiptir. Bu durumda hedefteki işaret

$$v(t) = \sum_{i=1}^N h_i \cos(w_c t + w_{di} t + \phi_i) \quad (1.49)$$

olur. (1.49) eşitliği Inphase ve Quadrature formları ile ifade edildiğinde

$$v(t) = I(t)\cos w_c t - Q(t)\sin w_c t \quad (1.50)$$

elde edilir. Eşitlikte yer alan I ve Q bileşenlerinin eşitlikleri (1.51) ve (1.52) ile verilmiştir.

$$I(t) = \sum_{i=1}^N h_i \cos(w_{di}t + \phi_i) \quad (1.51)$$

$$Q(t) = \sum_{i=1}^N h_i \sin(w_{di}t + \phi_i) \quad (1.52)$$

Alınan işaretin zarfı ise

$$V(t) = \sqrt{[I(t)]^2 + [Q(t)]^2} \quad (1.53)$$

ile ifade edilir. Burada N yeterince büyük olduğunda Merkezi limit teoremine göre $I(t)$ ve $Q(t)$ bileşenleri Gaussian dağılımına sahip olurlar [17]. Alınan işaretin zarfı ise Rayleigh dağılımına sahip olur ve (1.54) ile ifade edilir.

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (1.54)$$

Rayleigh dağılımının ortalama değeri

$$r_{ort} = E\{r\} = \int_{r=0}^{\infty} r p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (1.55)$$

olarak bulunur. Rayleigh dağılımının varyansı ise

$$\sigma_r^2 = E\{r^2\} - E^2\{r\} = \int_{r=0}^{\infty} r^2 p(r) dr - \sigma^2 \frac{\pi}{2} = \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \quad (1.56)$$

şeklinde bulunur. Alınan işaretin fazı ise $[-\pi, \pi]$ aralığında düzgün dağılıma sahiptir ve (1.57) eşitliği ile verilir.

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right) \quad (1.57)$$

1.3.6. Rician Kanal Modeli

Verici ile alıcının birbirini gördüğü durumda, alıcıdaki işaret doğrudan ulaşan işaret ile çok yollu yayılım bileşenlerinin toplamından oluşur. Bu durumda alıcıda alınan işaretin zarfındaki değişimler Ricean dağılım fonksiyonu ile modellenir. Eğer alıcı ile verici birbirine yakın ise alıcıya doğrudan ulaşan işaretin gücü çok yollu yayılım bileşenlerinin gücünden baskın olur. Bu nedenle genlik ve faz değişimlerini belirlemede daha baskın olur. Dolayısıyla da alıcının vericiye yakın olduğu durum için, alınan işaretin genlik ve fazında çok büyük değişimler oluşmaz. Alıcıya ulaşan direk yol dikkate alındığında alınan işaret

$$v(t) = \sum_{i=1}^N h_i \cos(w_c t + w_{di} t + \phi_i) + k_d \cos(w_c t + w_d t) \quad (1.58)$$

şeklinde yazılır. Burada k_d direk bileşenin gücü, w_d LOS bileşene ait Doppler kayması w_{di} ise alıcıya gelen i . bileşene ait Doppler kaymasının ifade eder. Bu durumda N yeterince büyük olduğunda alınan işaretin zarfının olasılık yoğunluk fonksiyonu Rician dağılımına sahip olur [17].

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + k_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rk_d}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (1.59)$$

Burada $I_0(\cdot)$ sıfıncı dereceden ve birinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu göstermektedir. Rician rastsal değişkenin cumulative dağılım fonksiyonu

$$F(r) = 1 - Q\left(\frac{k_d}{\sigma}, \frac{r}{\sigma}\right), \quad r \geq 0 \quad (1.60)$$

ile verilir. Burada $Q(\cdot)$ Marcum'un Q fonksiyonudur [17]. Rician dağılımı sıklıkla K faktörü ile tanımlanır. K faktörü direk yoldan alıcıya ulaşan işaretin gücü ile, çok yollu ulaşan bileşenlerin güçlerinin oranıdır.

$$K(dB) = 10\log\left(\frac{k_d^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.61)$$

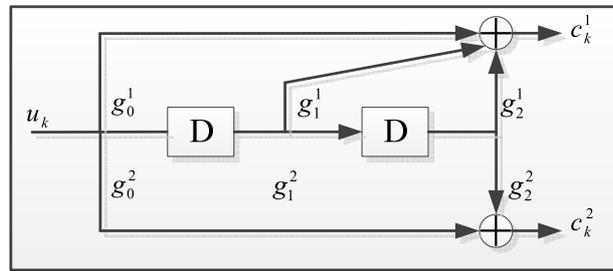
(1.61)'de k_d sifira yaklaştışıkça direk yolun g¼c¼n¼n elimine edilmesi anlamına gelir. Yani $K(dB) = -\infty$ olduğunda alınan işaretin zarfı Rayleigh dağılımına sahip olur.

1.4. Kanal Kodlama Teknikleri

Sayısal iletişim sistemlerinde kullanılan kanal kodlama teknikleri bilgiyi g¼r¼lt¼ ve diğer bozucu etkenlerden korumak ve bit hata oranını d¼ř¼rmek için kullanılır. Kodlama tekniğinde en b¼y¼k kaygı, g¼venilir bir iletişim sağlayabilmek için hataların kontrol¼n¼n sağlanmasıdır. Bilgi korumak amaçlı kullanılan kanal kodlamanın kullanıcıya maliyeti, veri hızında bir azalma veya bant genişliğinde istenmeyen bir artımdır. Bir sonraki kısımda katlamalı kodlayıcıların ve turbo kodlayıcıların yapıları verilip kod çözme algoritmaları incelenmiştir.

1.4.1. Katlamalı Kodlar

Katlamalı kodlayıcıda giriş bilgisi koda özę¼ fonksiyonlar kullanılarak katlanması ile kodlanır. Genelde, bir (n, k, m) katlamalı kodlayıcı içerisinde, k tane giriş biti için n tane çıkış biti ¼retilmektedir. m ise kodlayıcıdaki hafıza elemanı olarak adlandırılan kaydırmalı kaydedicilerin sayısıdır. Bu durumda, kod oranı ise $R=k/n$ olarak tanımlanmaktadır.



şekil 1.13. $R=1/2$ olan katlamalı kodlayıcı

şekil 1.13'de kod oranı $R=1/2$ olan lineer bir katlamalı kodlayıcı g¼r¼lmektedir. şekilden g¼r¼ld¼ę¼ gibi $u = \{u_0, u_1, \dots, u_N\}$ ' den oluşan ikili veri dizisi, bellek elemanı

olarak görev yapan iki bitlik kaydırmalı kaydedicilere uygulanmaktadır. Kodlayıcının çıkışında ise her bir giriş bitine ve koda özgü fonksiyonlara bağlı olarak üretilen $c^{(1)} = \{c_0^{(1)}, c_1^{(1)}, \dots, c_N^{(1)}\}$ ve $c^{(2)} = \{c_0^{(2)}, c_1^{(2)}, \dots, c_N^{(2)}\}$ olarak adlandırılan ikili kod sözcükleri elde edilmektedir.

Her bir çıkışın bağlı olduğu bitlerin toplam sayısı, kısıt uzunluğu, K , olarak adlandırılmakta ve uygulamada kısıt uzunluğu, toplam kaydedici sayısı artı bir olarak belirlenmektedir.

$$K = 1 + m_{max} \quad (1.62)$$

Katlamalı kodların yapısını göstermenin en basit yolu onların üreteç dizilerini vermektir. Örneğin, Şekil 1.13'deki katlamalı kodlayıcının üreteç dizileri

$$g^{(1)} = \{g_0^1, g_1^1, g_2^1\} = \{1, 1, 1\} \quad (1.63)$$

$$g^{(2)} = \{g_0^2, g_1^2, g_2^2\} = \{1, 0, 1\} \quad (1.64)$$

şeklinde ifade edilir. Gecikme zaman operatörü D üreteç dizilerinin tanımında kullanırsa, üreteç dizilerinin çok terimli formu elde edilmiş olur.

$$\{g^{(1)}, g^{(2)}\} = \{1 + D + D^2, 1 + D^2\} \quad (1.65)$$

Kodlayıcının yapısı belirtilirken ileri yöndeki üreteç dizilerinin verilmesi yerine genellikle bu üreteç dizileri kullanılarak sekizli formda genel bir üreteç yapısı, G , verilmektedir. Şekil 1.13'deki kodlayıcının genel üreteç fonksiyonu şu şekilde yazılabilir.

$$G = (7, 5)_8 \quad (1.66)$$

Tek girişli kodlayıcının çıkışları üreteç dizileri cinsinden

$$c_i^{(j)} = \sum_{l=0}^m u_{i-1} g_l^{(j)} \quad (1.67)$$

olarak ifade edilebilir. Bu ifadeden de görüldüğü gibi kodlayıcının çıkışı c , girişi u ve üreteç dizisi (vuruş tepkisi) g 'nin ayrık katlamasıdır. Bu nedenle, bu tür kodlar “katlamalı kodlar” olarak adlandırılmaktadır. Bu durum aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$c^{(j)} = u * g^{(j)} \quad (1.68)$$

Denklem (1.67)'yi, k tane girişe sahip katlamalı kod için genelleştirilerek şu şekilde ifade etmek mümkündür:

$$c_i^{(j)} = \sum_{l=0}^{k-1} \left(\sum_{l=0}^m u_{i-l}^{(j)} g_l^{(j)} \right) \quad (1.69)$$

Katlamalı kodlarda blok kodlardan farklı olarak, herhangi iki kod kelimesi arasındaki minimum Hamming mesafesi serbest mesafe (*free distance*- d_{free}) olarak tanımlanmaktadır. Benzer olarak d_{free} , tüm bitleri sıfır olmayan kod kelimeleri arasındaki minimum Hamming ağırlığı olarak da ifade edilebilir [18].

Üç çeşit katlamalı kodlayıcı bulunmaktadır: Sistemik katlamalı kodlayıcı, özyinelemesiz sistemik olmayan katlamalı kodlayıcı (NSC), özyinelemeli sistemik katlamalı kodlayıcı (RSC). Turbo kodlarda bileşen kodlayıcı olarak RSC kodlayıcı kullanılmaktadır.

1.4.1.1. Özyinelemesiz Sistemik Olmayan Katlamalı Kodlayıcı

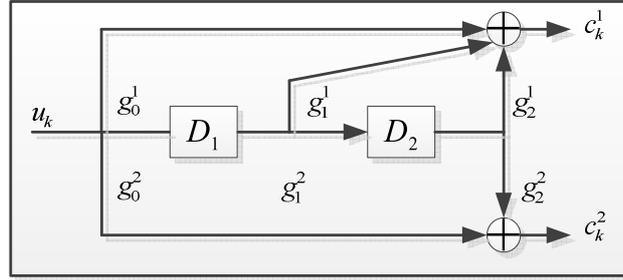
Şekil 1.14'de özyinelemesiz sistemik olmayan katlamalı (NSC) kodlayıcının yapısı gösterilmektedir. Şekil 1.14'deki NSC kodlayıcının üreteç dizileri şunlardır:

$$\left. \begin{aligned} g^{(1)} &= \{g_0^1, g_1^1, g_2^1\} = \{1,1,1\} \\ g^{(2)} &= \{g_0^2, g_1^2, g_2^2\} = \{1,0,1\} \end{aligned} \right\} \Rightarrow G = (7,5)_8 \quad (1.70)$$

Benzer şekilde, k anındaki çıkış bitleri (c_k^1, c_k^2) ile k anındaki giriş biti u_k arasındaki bağıntı şu şekilde ifade edilebilir:

$$c_k^1 = \sum_{i=0}^m g_i^1 u_{k-1} \quad (1.71)$$

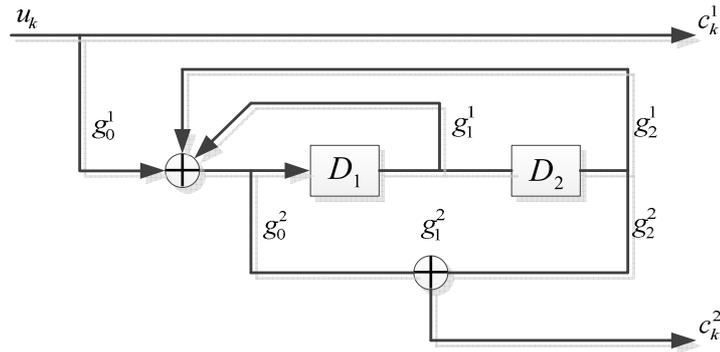
$$c_k^2 = \sum_{i=0}^m g_i^2 u_{k-1} \quad (1.72)$$



Şekil 1.14. $R=1/2$, $K=3$, $G=(7,5)_8$ özyinelemesiz sistematik olmayan katlamalı kodlayıcı

1.4.1.2. Özyinelemeli Sistematik Katlamalı Kodlayıcı

Özyinelemeli sistematik katlamalı (RSC) kodlayıcı, NSC kodlayıcının çıkışlarından birinin geri besleme çevrimi oluşturularak tekrar girişine verilmesiyle elde edilir. Sistematik özelliği kazandırmak için ise kodlayıcı çıkışlarından bir tanesine direkt olarak giriş bitleri iletilir. Genellikle katlamalı kodlayıcılar, NSC kodlayıcılar gibi, sonlu vuruş tepkisi (FIR) filtresi olarak düşünülse de, bunun aksine RSC kodlayıcılar sonsuz vuruş tepkisi (IIR) filtresi olarak düşünülebilir.



Şekil 1.15. $R=1/2$, $K=3$, $G=(1,5/7)_8$ özyinelemeli sistematik katlamalı kodlayıcı

RSC kodlayıcı üreticinin sekizli formu

$$G = \left(1, \frac{g^{(2)}}{g^{(1)}}\right) \quad (1.73)$$

olarak gösterilebilir. Denklem (1.73)'den yararlanılarak, Şekil 1.15'deki RSC kodlayıcının üreteç fonksiyonu şu şekilde ifade edilebilir:

$$\left. \begin{aligned} g^{(1)} &= \{g_0^1, g_1^1, g_2^1\} = \{1, 1, 1\} \\ g^{(2)} &= \{g_0^2, g_1^2, g_2^2\} = \{1, 0, 1\} \end{aligned} \right\} \Rightarrow G = \left(1, \frac{5}{7}\right)_8 \quad (1.74)$$

RSC kodlayıcı, sistematik ve geri besleme döngüsüne sahip olmasından dolayı, giriş bitleri ile çıkış bitleri arasındaki bağıntı da NSC kodlayıcıya göre farklı olacaktır. D_1 kaydırmalı kaydedicisinin girişi aşağıdaki gibi tanımlanırsa,

$$d_k = u_k + \sum_{i=0}^m g_i^1 d_{k-1} \quad (1.75)$$

bağıntısı elde edilir. Bu bağıntı kullanılarak, RSC kodlayıcının çıkışları şu şekilde ifade edilebilir:

$$c_k^1 = u_k \quad (1.76)$$

$$c_k^2 = \sum_{i=0}^m g_i^2 d_{k-1} \quad (1.77)$$

RSC kodların sistematik bir yapıya sahip olmaları onların paralel bir bileşen olarak kullanılmasını kolaylaştırmaktadır. Yine de, sistematik yapıları kullanışlı olmasına rağmen RSC kodların bir bileşen olarak seçilmesinin temel nedeni özyinelemeli olmalarıdır. Özyineleme özelliği sayesinde RSC kodların çıkışında, yüksek ağırlıklı kod kelimelerinin elde edilme olasılığı yüksek, düşük ağırlıklı kod kelimelerinin elde edilme olasılığı az olacaktır. Örneğin, Şekil 1.14 ve Şekil 1.15'de verilen NSC ve RSC kodlayıcıları ele alındığında, her iki kodlayıcının girişine sekiz bit uzunluğundaki $[1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$ giriş dizisi uygulanırsa aşağıdaki çıkışlar elde edilir:

- NSC kodlayıcı çıkışları:

$$c^{(1)} = [1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$$

$$c^{(2)} = [1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$$

- RSC kodlayıcı çıkışları:

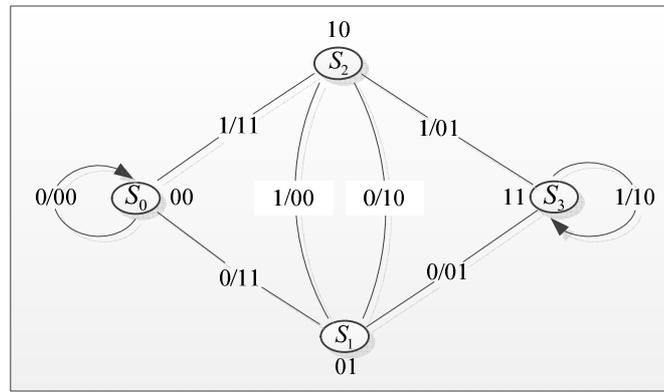
$$c^{(1)} = [1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$$

$$c^{(2)} = [1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1]$$

Elde edilen çıkış dizilerinden de görüleceği gibi, NSC kodlayıcı çıkışında Hamming ağırlığı 5 olan bir kod kelimesi oluşurken, RSC kodlayıcı çıkışında ise Hamming ağırlığı 7 olan bir kod kelimesi oluşmaktadır. Belirtilen özelliklerden dolayı, turbo kodlarda paralel bileşenler olarak RSC kodlayıcılar kullanılmaktadır.

1.4.1.3. Katlamalı Kodların Analizi

Katlamalı kodlayıcılar sonlu vuruş tepkisi filtresi olarak düşünülebilir. Kodlayıcı sabit sayıda bellek elemanı içerdiğinden, belirli bir zamanda olası durumlardan birinde olacaktır. Kaydedicilerin sayısı m olarak tanımlanırsa, giriş bilgisine bağlı olarak 2^m tane olası durum ortaya çıkmaktadır. Belirli bir durumdan bir sonraki sabit duruma geçiş giriş dizisine bağlı olduğundan, katlamalı kodlayıcılar zaman-sabitli Markov zinciri yapısındadır [18]. Durum geçişleri, durum diyagramı yardımı ile gösterilmektedir. Şekil 1.16'da Şekil 1.14'de verilen kodlayıcının durum diyagramı gösterilmektedir.

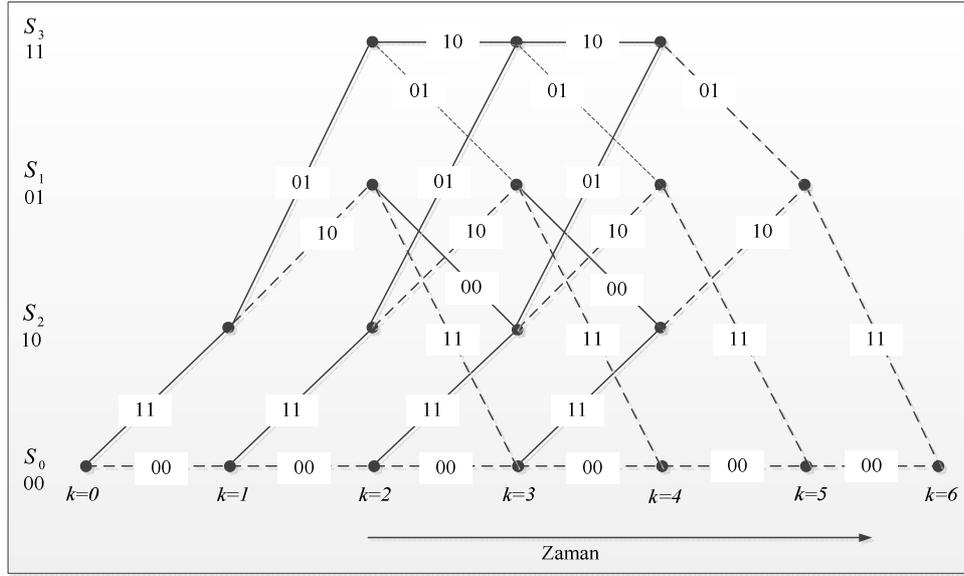


Şekil 1.16. $R=1/2$, $K=3$, $G=(7,5)_8$ katlamalı kodlayıcı için durum diyagramı

Kodlayıcı iki tane kaydedici içermesinden dolayı Şekil 1.16'da verilen durum diyagramında S_0 , S_1 , S_2 ve S_3 olmak üzere dört tane durum bulunmaktadır. Durum diyagramında geçişler u/c_1c_2 şeklinde ifade edilmektedir. Burada u , durumlar arası geçişe neden olan giriş bitini, c_1c_2 ise giriş bitinin kodlanması sonucunda elde edilen çıkış bitlerini temsil etmektedir.

Katlamalı kodların analizinde kullanılan diğer bir diyagram ise, durum diyagramının genişletilmiş hali olan ve zaman akışı içerisinde gerçekleşen olayları açıkça gösteren kafes

diyagramıdır. Şekil 1.14’de verilen kodlayıcı için kafes diyagramı, Şekil 1.17’de gösterilmektedir. Kafes diyagramı, $t=0$ anında ve “00” durumunda başlamaktadır. Toplam $(N+m)$ tane adımdan oluşmaktadır. Burada N giriş dizisinin boyu ve m ise kodlayıcıyı tekrar sıfır durumuna döndürmek için giriş dizisine eklenen kuyruk bitlerinin (*tail bits*) sayısıdır.



Şekil 1.17. $R=1/2$, $K=3$, $G=(7,5)_8$ katlamalı kodlayıcı için kafes diyagramı

1.4.2. Turbo Kodlar ve İteratif Kod Çözme

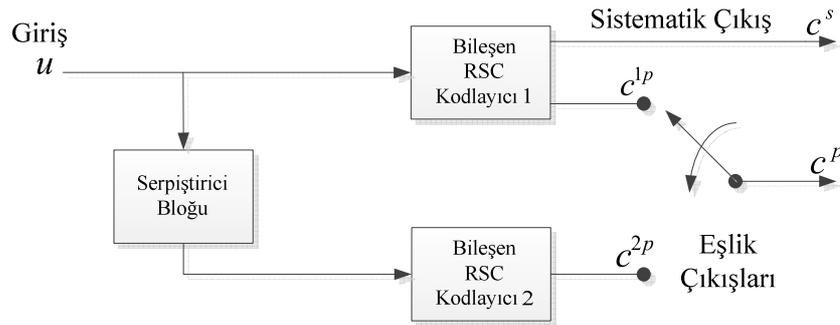
Turbo kodlama fikri ilk olarak, C. Berrou, A. Glavieux ve P. Thitimajshina tarafından 1993 yılında ortaya atılmıştır [19]. Bu araştırmacılar yapmış oldukları çalışmalar neticesinde, Turbo Kodların, çok uzun giriş veri dizileri için 10^{-5} ’lik bit hata oranına (Bit Error Rate, BER), 0.7 dB işaret gürültü oranında (Signal to Noise Ratio, SNR) ulaştıklarını göstermişlerdir. Bu sonuç ile Shannon tarafından ifade edilen teorik sınıra çok yakın bir bölgede güvenilir bir haberleşme sağlama imkanı bulunmuştur.

Turbo kodlama tekniği, yapısal olarak ardışık kodlama tekniğinin geliştirilmiş bir versiyonu ile kod çözme için kullanılan iteratif bir kod çözme algoritmasından oluşur. Turbo kodlamanın temel unsurlarından biri olan ardışık kodlama, ilk olarak Forney tarafından 1966 yılında tasarlanmış bir tekniktir [20]. Bu teknik, iki ya da daha fazla basit kodlayıcının, yüksek kod kazancına ulaşabilmek için paralel yada seri birleştirilmesinden oluşmaktadır. Benzer biçimde Turbo kodlama prensibi, nispeten daha basit olan iki tane ve

genellikle aynı yapıda sistematik katlamalı kodlayıcı ve serpiştiriciden oluşur. Her iki kodlayıcıda aynı veriyi alır. Fakat ikinci kodlayıcıya gelen veri bilgi serisinin sırasının bir serpiştirici tarafından değiştirilmesinden sonra gelir. Turbo kodların rasgele olarak görünmesini sağlayan serpiştirme işlemidir. Bunun yapılmasının nedeni, kodlanmış serilerden birinin bir bölümünün kanal gürültüsünden etkilenmiş olması halinde, diğer kodlanmış serinin aynı bölümünün bu kanal gürültüsünden etkilenmeyecek olmasının varsayılmasıdır. Böylece doğru alınan seri ile diğer serinin hatalı kısmının düzeltilmesi sağlanır. Kod çözme işleminde ise, kodlayıcı kısmında yer alan her bir kodlayıcıya karşı gelen kod çözümler, kodu çözülmüş seri üzerinde uygun kestirim yapana kadar kod çözme işlemi iteratif bir şekilde devam eder.

1.4.2.1. Turbo Kodlayıcının Yapısı

Bir turbo kodlayıcı, iki adet yinelenen sistematik katlamalı (recursive systematic convolutional, RSC) kodlayıcı ve bunların arasında yer alan bir serpiştirici bloğundan oluşur. Serpiştirici elaman ile ayrılan RSC kodlayıcılar paralel biçimde ardışık çalıştığı için bu tip kodlara paralel ardışık katlamalı kodlar (PCCC)' da denilmektedir. Şekil 1.18'de bir turbo kodlayıcının blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 1.18. Turbo Kodlayıcının Yapısı

Şekil 1.18'de verilen turbo kodlayıcıda bileşen kodlayıcıların hızları sırası ile R_1 ve R_2 ise turbo kodlayıcının hızı aşağıdaki formül ile hesaplanmaktadır.

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - 1 \quad (1.78)$$

Şekil 1.18’de görüldüğü gibi kodlayıcı 1’in girişine bilgi serisi direk olarak verilir, çıkışından sistematik ve eşlik bit serileri elde edilir. Kodlama işleminden sonra bu kodlayıcı sonlandırılır [21]. Kodlayıcı 2 genellikle kodlayıcı 1 ile özdeş seçilir. Bu nedenle bu kodlayıcının çıkışındaki sistematik çıkış bilgisi gönderilmez. Kodlayıcı 2’ye bilgi serisi serpiştirme işleminden sonra verilir. Bu kodlayıcının girişinde bilgi serisi serpiştirilmiş olarak bulunduğundan çıkışında kodlayıcı 1’de olduğu gibi kafes sonlandırma yapılmaz.

Katlamalı kodlar ve blok kodların büyük bir çoğunluğu tek şekilde (*uniform*) dağılmış hatalara karşı dayanıklı olup hataların gruplar halinde gelmesi (hata patlaması) durumunda hata düzeltme kapasiteleri oldukça düşmektedir. Pratikte, özellikle gezgin haberleşmede bayımlardan (*fading*) dolayı oluşan düşük SNR oranları, hataların gruplar halinde gelmesine sebep olmakta [22], [23] ve kullanılan kodlama türüne göre bitlerin uygun bir şekilde serpiştirilmesini zorunlu kılmaktadır. Bir serpiştirici, önceden belirlenmiş fonksiyonu sayesinde giriş dizisindeki bitlerin yerlerini değiştirerek çıkışında giriş dizisiyle olabildiğince ilişkisiz bir dizi üreten devredir [24]. Zamanda giriş dizisinde birbirine yakın olan bitler serpiştiricinin çıkışında birbirinden uzaklaştırılarak giriş dizisiyle çıkış dizisi arasındaki ilişki küçültülmektedir. Genellikle bir serpiştirici hata patlamalarını düzgün dağıtmak için kullanılmaktadır. Düzgün dağıtmakta amaçlanan, simge bloklarının haberleşme kanalından iletiminde bilgi taşıyan simgeleri bozan kanal gürültüsünün yeniden şekillendirilmesidir. Bu şekillendirme alıcıya varan hatalı olarak alınan ardışıl simgelerin birbirinden serpiştirici sayesinde uzaklaştırılmasıyla yapılmaktadır. Kanal içerisinde hataların gruplar halinde oluşacağı dikkate alınır, serpiştirme işleminin kanal kodlama işleminden sonra yapılması gerekir. Fakat turbo kodlayıcılarda bu böyle olmamakla birlikte serpiştirici, turbo kodlayıcı içerisinde paralel olarak yerleştirilmiş RSC kodlayıcılar arasına yerleştirilmektedir. Bunun nedenleri kısaca şu şekilde özetlenebilir:

- Koda düzensizlik kazandırmak: Uzun düzensiz kodların, olabilecek en iyi performansı sağladıkları çok iyi bir şekilde bilinmektedir (Shannon Kapasite Limiti). Fakat bununla birlikte tamamen düzensiz kodlarda kod çözme işlemi gerçekleştirilemez. Bu nedenle alıcı tarafında kod çözme işlemi kolaylaştıracak bir kod yapısına ihtiyaç vardır. Serpiştirici, turbo kodlarda koda ek bir düzensizlik kazandırmakta ve alıcıda kod çözme işlemine izin verecek yeterli bir yapı oluşturmaktadır.
- Kodlayıcı çıkışında elde edilen düşük ağırlıklı (*low-weight*) kod kelimelerinin sayısını azaltmak: Eğer birinci RSC kodlayıcının girişinde, RSC kodlayıcının

çıkışında düşük ağırlıklı kod kelimesi oluşturacak bir yapı varsa serpiştirici yardımıyla girişteki yapı yeniden düzenlenerek (bitlerin sırasını değiştirerek) diğer RSC kodlayıcının çıkışında düşük ağırlıklı kod kelimesinin oluşma olasılığını oldukça azaltmaktadır. Böylelikle, turbo kodlayıcının genelinde kodlayıcının çıkışında düşük ağırlıklı kod kelimelerinin meydana gelme olasılığı en aza indirilmektedir.

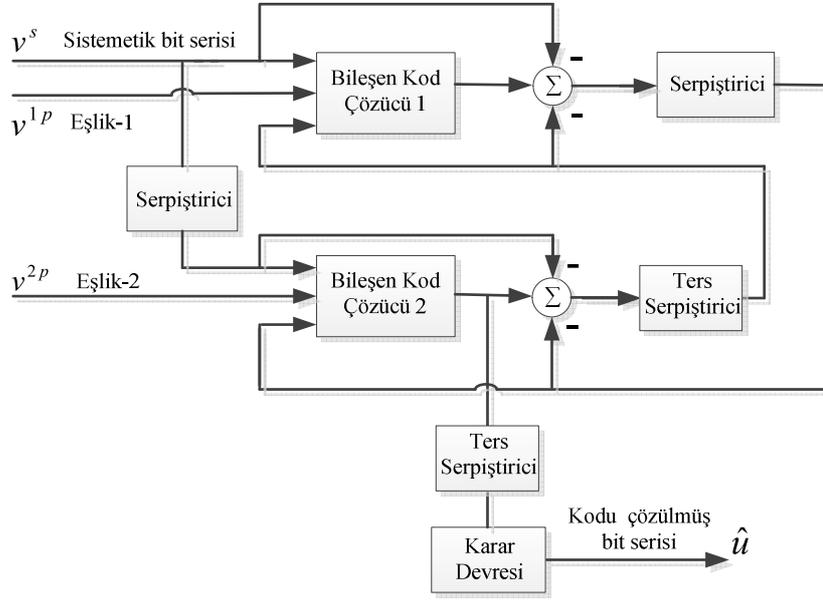
- Hata patlaması olması durumunda turbo kodlarda performansı artırmak: Hata patlaması kodun performansına zarar veren en büyük etkenlerden biridir. Serpiştirici, RSC kodlayıcı girişindeki veri bitlerini serpiştirerek orijinal veri dizisinde bulunan komşu bitleri birbirinden uzaklaştırmak suretiyle farklı yerlere yerleştirmektedir. Böylelikle, hata patlaması olması durumunda, serpiştirici sayesinde veri bloğu içinde hatalı olarak alınan bitler birbirinden uzaklaştırılarak turbo kodların performansı artırılmaktadır.

1.4.2.2. Turbo Kod Çözücü

Turbo kod çözücünün genel yapısı Şekil 1.19'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi turbo kod çözücü, turbo kodlayıcıda yer alan her bir bileşen kodlayıcı için yumuşak-giriş yumuşak-çıkış (Soft Input Soft Output, SISO) kod çözücü elemanlar içermektedir. Serpiştirici ve ters serpiştirici elemanları, her bir kod çözücünün çıkışında elde edilen yumuşak çıkışları diğer kod çözücüye geçişi esnasında bilgi serisinin yeniden düzenlemek için kullanılır.

Turbo kod çözücüde yer alan her bir parça kod çözücü, her kafes seviyesi için üç giriş bilgisi alır. Bunlardan ikisi kanaldan gelen sistemik ve eşlik bilgi girişleridir. Üçüncü bilgi girişi ise diğer parça kod çözücünden gelen yumuşak bilgi girişidir. Bu bilgiye önsel (a priori) bilgi adı verilir. Parça kod çözücülerin çıkışında ise yumuşak giriş bilgilerine göre iki yumuşak çıkış üretilir. Bunlardan birincisi, kodu çözülecek bite ait yeni yumuşak harici bilgidir ve bu bilgi diğer parça kod çözücüye önsel bilgi olarak verilir. İkinci çıkış ise sembolün sonsal olasılık değeri (APP) olarak adlandırılır ve bu yumuşak değer, son adımda giriş sembolünün tahmini için kullanılır. Bu amaca uygun olarak tasarlanmış iki tip kod çözücü bulunmaktadır. İlk tip kod çözücülerin kullandığı SISO kod çözme algoritmaları en büyük olabilirlik (Maximum a posteriori, MAP) algoritması [25] ile bu algoritmadan türetilen ve daha basit olan Log-MAP [26] ve maksimum-Log-MAP [27] algoritmalarıdır.

İkinci tip kod çözümlerinin kod çözmede kullandığı algoritma ise, Viterbi algoritmasının [28] uyumlandırılması ile elde edilen SOVA algoritmasıdır [29].



Şekil 1.19. Turbo kod çözümlerinin yapısı

Şekil 1.19'da verilen kod çözümlerde bileşen kod çözümler-1 bileşen kodlayıcı 1'e bağlı olarak çalışır. Bu kod çözümler v^s ve v^{1p} ile gösterilen sistematik ve eşlik kanal çıkışları ile kod çözümler 2'den gelen harici bilgiyi giriş olarak alır. Bileşen kod çözümler 2 ise bileşen kodlayıcı 2'ye bağlı olarak çalışır. Bu kod çözümler ise v^{2p} ile gösterilen yumuşak kanal çıkışını, sistematik kanal bilgisi v^s 'in serpiştirme yapılmış halini ve kod çözümler 1'de üretilen harici bilgiyi giriş olarak alır. Çıkışında ise kodu çözümlen bitin APP değerini üreterek, iletilen giriş bitinin tahmini değerini hesaplar.

Turbo kod çözümler, iteratif olarak iki bileşen kod çözümler arasında yan bilgi (extrinsic information) iletimine dayalı kod çözme işlemi gerçekleştirmektedir [23], [30]. Kodlayıcının ilk iterasyonda olduğu durumda birinci parça kod çözümler sadece kanal çıkışlarını alır ve veri bitlerinin tahmini değerini veren bir yumuşak çıkış üretir. İlk parça kod çözümlerinin ürettiği bu yumuşak çıkış bilgisi, ikinci kod çözümler tarafından ön bilgi olarak kullanılır. İkinci kod çözümler bu bilgiyi kanal çıkışları ile birlikte veri bitlerinin tahminini oluşturmak için kullanır. Buraya kadar yapılan işlemler ikinci iterasyona aittir. Daha sonra ikinci iterasyon başlar ve ilk kod çözümler yine kanal çıkışlarının kullanarak kod çözme işlemini gerçekleştirir. Fakat ikinci iterasyonda, sadece kanaldan alınan bilgileri

değil, ilk iterasyonda ikinci kod çözücünün ürettiği giriş bitleri hakkındaki ek bilgiyi de kullanır. Bu fazladan bilgi, birinci parça kod çözücünün daha gerçek yumuşak çıkışlar oluşturmasını sağlar. Daha sonra bu çıkışlar da ikinci kod çözücü tarafından önsel bilgi olarak kullanılır. Bu döngü bu şekilde devam eder ve her iterasyonda kodu çözülen bitlerin BER değerleri giderek düşer. İterasyon sayısının yükseltilmesi ile oluşturulan performans gelişimi, iterasyon sayısı artıkça daha az gerçekleşir.

1.4.2.3. Logaritmik Benzerlik Oranı

Logaritmik benzerlik oranı (Log-Likelihood Ratio, LLR) kavramı turbo kod çözücünde bileşen kod çözücüler arasında bilgi aktarımında kullanılmak üzere ilk defa Patrick Robertson tarafından tanımlanmıştır [31]. u_k veri bitinin logaritmik benzerlik oranı $L(u_k)$ olarak ifade edilmekte ve

$$L(u_k) \triangleq \ln \left(\frac{P(u_k=+1)}{P(u_k=-1)} \right) \quad (1.79)$$

olarak tanımlanmaktadır. LLR değerinin işareti u_k bitinin değerini (+1 veya -1) genliği ise u_k biti hakkında elde edilen olasılık değerinin doğruluğunun bir göstergesidir.

$$L(u_k) \approx 0 \text{ ise } P(u_k = +1) \approx P(u_k = -1) \approx 0.5$$

$$L(u_k) \gg 0 \text{ ise } P(u_k = +1) \gg P(u_k = -1)$$

$$L(u_k) \ll 0 \text{ ise } P(u_k = +1) \ll P(u_k = -1) \text{ dır.}$$

u_k bitinin iki farklı değer aldığı dikkate alınarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$P(u_k = +1) + P(u_k = -1) = 1 \quad (1.80)$$

$$P(u_k = -1) = 1 - P(u_k = +1) \quad (1.81)$$

(1.79) ve (1.81) eşitliklerinden yararlanarak;

$$P(u_k = \pm 1) = \left(\frac{e^{-L(u_k)/2}}{1 + e^{-L(u_k)}} \right) e^{\pm L(u_k)/2} \quad (1.82)$$

bağıntısı elde edilmektedir.

Şekil 1.20’de bir SISO kod çözücünün genel yapısı görülmektedir. Burada, $L_a(u_k)$, u_k biti için önsel bilgiyi gösterirken, v_k^s ve v_k^p ise sırasıyla kanal çıkışından alınan gürültü eklenmiş sistematik ve eşlik bilgi sembollerini göstermektedir.



Şekil 1.20. SISO Kod Çözücü

Kanal çıkışından sadece v_k^s sembolü alındığı durumda u_k 'nın LLR eşitliği

$$L(u_k|v_k^s) = \ln \left(\frac{P(u_k=+1|v_k^s)}{P(u_k=-1|v_k^s)} \right) \quad (1.83)$$

ile ifade edilir. Aynı zamanda bu oran,

$$L(u_k|v_k^s) = \ln \left(\frac{P(v_k^s|u_k=+1)}{P(v_k^s|u_k=-1)} \right) + \ln \left(\frac{P(u_k=+1)}{P(u_k=-1)} \right) \quad (1.84)$$

şeklinde de ifade edilir. Bir AWGN kanal için, olasılık yoğunluk fonksiyonunun;

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}(v - ax^2)\right) \quad (1.85)$$

olduğu bilinmektedir [22]. (1.85)'de yer alan a terimi kanaldaki sönmülemenin genliğini, σ ise kanaldaki gürültünün varyansını göstermektedir. (1.84) ve (1.85) eşitlikleri kullanılarak

$$L(u_k|v_k^s) = 4a \frac{E_s}{N_0} v_k^s + \ln \left(\frac{P(u_k=+1)}{P(u_k=-1)} \right) \quad (1.86)$$

ifadesi elde edilir. Eşitlik (1.86)'da ilk terim kanalın güvenilirlik faktörü olarak adlandırılır ve L_c sembolü ile gösterilir.

$$L_c = 4a \frac{E_s}{N_0} \quad (1.87)$$

İkinci terim ise u_k biti için önsel değeri ifade etmektedir.

$$L_a(u_k) = \ln \left(\frac{P(u_k=+1)}{P(u_k=-1)} \right) \quad (1.88)$$

Bu terimler (1.86)'da yerine yazıldığında;

$$L(u_k|v_k^s) = L_c v_k^s + L_a(u_k) \quad (1.89)$$

elde edilir.

Bilgi biti u_k 'nın sadece sistematik bilgiye göre değil, aynı zamanda kanaldan gözlenen verinin tamamına göre log-olabilirlik oranı tekrar yazılırsa;

$$L(u_k|\underline{v}) = \ln \left(\frac{P(u_k=+1|\underline{v})}{P(u_k=-1|\underline{v})} \right) \quad (1.90)$$

elde edilir. Bu ifade düzelendiğinde;

$$L(u_k|\underline{v}) = L_c v_k^s + L_a(u_k) + L_e(u_k) \quad (1.91)$$

eşitliği elde edilir. Burada $L_e(u_k)$ bütün v_k^s , v_k^p ve $L_a(u_k)$ 'lerden elde edilen harici bilgiyi göstermektedir. Birinci kod çözücü için, iterasyonun ilk yarısında, önsel değer olmadığından dolayı $L_a(u_k) = 0$ 'dır. Bu değerlendirme ile (1.91) ifadesi tekrar düzenlendiğinde

$$L(u_k) = L_c v_k^s + L_e^1(u_k) \quad (1.92)$$

şeklinde yazılır. İterasyonun ikinci yarısında, ikinci kod sözcüğü için önsel bilgi birinci kod çözücünden gelen harici bilgidir. Bu nedenle ikinci kod çözücünün çıkışı;

$$L(u_k) = L_c v_k^s + L_e^1(u_k) + L_e^2(u_k) \quad (1.93)$$

şeklinde ifade edilir. (1.93)'den anlaşılacağı üzere, birinci kod çözücünün harici çıkışı $L_e^1(u_k)$, ikinci kod çözücü için bir önsel giriş değeri $L_e^2(u_k)$ olarak kullanılır. Bu durum gelecek iterasyonlar için aynı şekilde devam eder. Son iterasyondan sonra, yumuşak-çıkış kararı, son iki harici değerin ve $L_c v_k^s$ kanal değerinin toplamı olacaktır. En son adımda, ikinci kod çözücünün soft çıkış değeri, bir karar bloğundan geçirilerek bilgi biti u_k 'nın \hat{u}_k tahmini değeri elde edilir.

$$L(u_k) \geq 0 \text{ ise } \hat{u}_k = 1 \quad (1.94)$$

$$L(u_k) < 0 \text{ ise } \hat{u}_k = 0 \quad (1.95)$$

Bir sonraki kısımda kod çözücülerde kullanılan MAP algoritması ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır.

1.4.2.4. MAP Algoritması

BCJR algoritması olarak da bilinen MAP (Maximum A-Posteriori) algoritması 1974 yılında L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek ve J. Raviv tarafından önerilmiştir [26]. MAP kod çözücü algoritması kanal çıkışındaki yumuşak veriyi kullanarak her bir bit için LLR değerlerini bir başka ifade ile $P(u_k = +1)$ ve $P(u_k = -1)$ olasılıklarını hesaplayan iteratif bir tekniktir [32], [33]. Kanal çıkışından alınan veri \underline{v} vektörüyle gösterilirse LLR $L(u_k|\underline{v})$ ifadesi

$$L(u_k|\underline{v}) = \ln \left(\frac{P(u_k=+1|\underline{v})}{P(u_k=-1|\underline{v})} \right) = \ln \left(\frac{\sum_{(s',s) \Rightarrow u_k=+1} P(S_{k-1}=s', S_k=s, \underline{v})}{\sum_{(s',s) \Rightarrow u_k=-1} P(S_{k-1}=s', S_k=s, \underline{v})} \right) \quad (1.96)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bu ifadede yer alan $(s', s) \Rightarrow u_k = +1$ ve $(s', s) \Rightarrow u_k = -1$ ifadeleri sırası ile $u_k=+1$ ve $u_k=-1$ giriş biti için önceki durum s' den mevcut durum s 'e olan durum geçişlerinin kümesini belirtmektedirler. Basit olması için (1.96) denklemdeki $P(S_{k-1} = s', S_k = s, \underline{v})$ terimi $P(s', s, \underline{v})$ olarak kullanılacaktır ve bu terim (1.97) eşitliği ile verilmiştir.

$$P(s', s, \underline{v}) = \beta_k(s) \gamma_k(s', s) \alpha_{k-1}(s') \quad (1.97)$$

Bu ifadede yer alan $\alpha_{k-1}(s')$, $\beta_k(s)$ ve $\gamma_{k-1}(s', s)$ terimleri sırası ile aşağıda açıklanmıştır.

$\alpha_k(s)$ ifadesi,

$$\alpha_k(s) = \sum_{\text{tüm } s'} \gamma_k(s', s) \alpha_{k-1}(s') \quad (1.98)$$

eşitliği ile verilir. Kafes diyagramının başlangıçta $S_0=0$ durumunda olduğu kabul edilirse $\alpha_k(s)$ teriminin başlangıç değerleri

$$\begin{aligned} \alpha_0(S_0 = 0) &= 1 \\ \alpha_0(S_0 = s) &= 0, \quad s \neq 0 \text{ için} \end{aligned} \quad (1.99)$$

şeklinde olmaktadır.

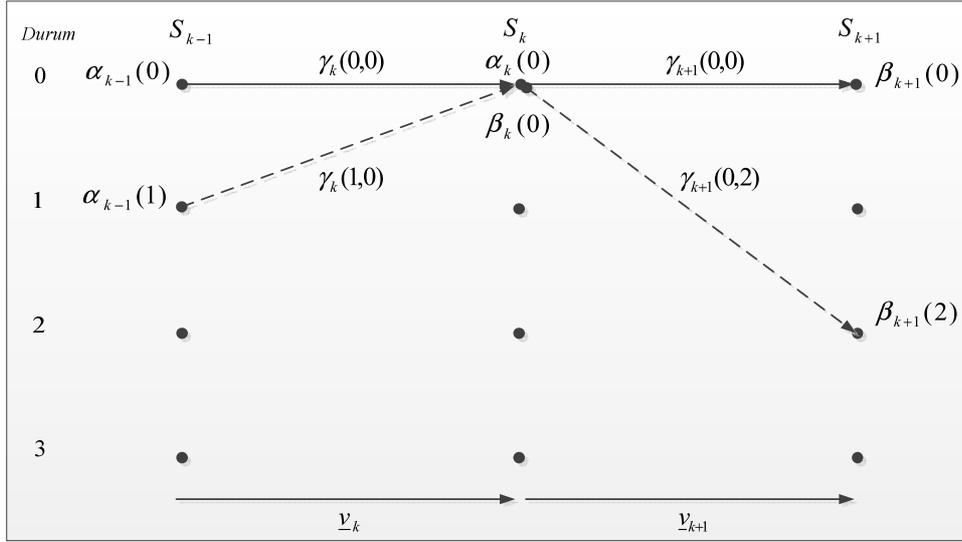
$\beta_{k-1}(s')$ ifadesi,

$$\beta_{k-1}(s') = \sum_{\text{tüm } s} \beta_k(s) \gamma_k(s', s) \quad (1.100)$$

eşitliği ile verilir. Kafes diyagramının sonlandırıldığı kabul edilirse $\beta_k(s)$ teriminin başlangıç değerleri

$$\begin{aligned} \beta_N(S_N = 0) &= 1 \\ \beta_N(S_N = s) &= 0, \quad s \neq 0 \text{ için} \end{aligned} \quad (1.101)$$

şeklinde olmaktadır. Şekil 1.21'de $\alpha_k(0)$ ve $\beta_k(0)$ 'ın iteratif olarak nasıl hesaplandığı gösterilmiştir.



Şekil 1.21. $\alpha_k(0)$ ve $\beta_k(0)$ ' in iteratif olarak hesaplanması

$\gamma_k(s', s)$ ifadesi,

$$\gamma_k(s', s) = P(\underline{y}_k | \{s', s\})P(u_k) \quad (1.102)$$

ile verilir. (1.102) eşitliğindeki $P(\underline{v}_k | \{s, s'\})$ terimi

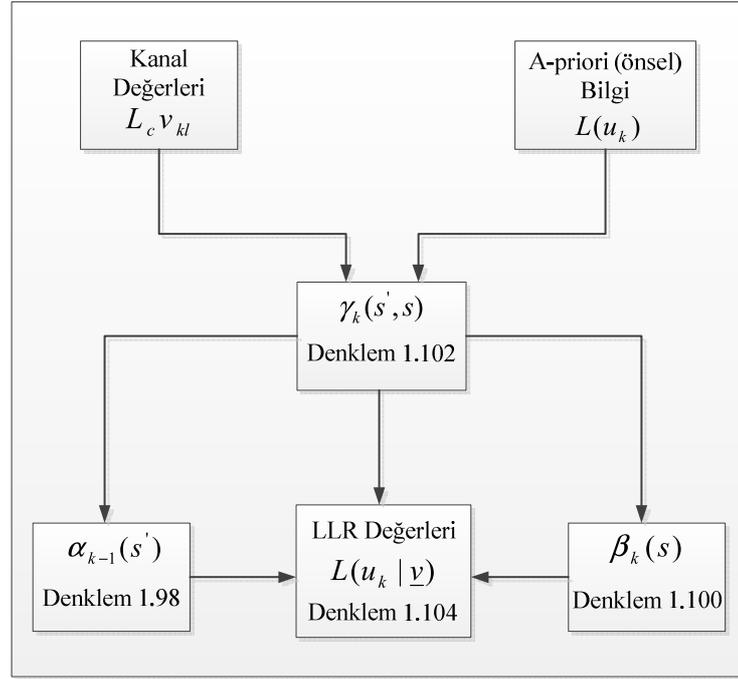
$$P(\underline{v}_k | \{s, s'\}) \equiv P(\underline{v}_k | \underline{x}_k) = \prod_{l=1}^n P(v_{kl} | x_{kl}) \quad (1.103)$$

ile verilir. Burada x_{kl} ve v_{kl} sırasıyla iletilen ve alınan kod sözcüklerindeki (\underline{x}_k ve \underline{v}_k) her bir bite karşılık gelmektedir. u_k bitine ait LLR ifadesi yeniden düzenlenirse

$$L(u_k | \underline{v}) = \ln \left(\frac{\sum_{\substack{(s', s) \Rightarrow \\ u_k = +1}} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)}{\sum_{\substack{(s', s) \Rightarrow \\ u_k = -1}} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)} \right) \quad (1.104)$$

olarak yazılmaktadır.

Aşağıda MAP algoritmasında kullanılan temel işlemler bloklar halinde verilmektedir.



Şekil 1.22. MAP algoritmasındaki temel işlemler

1.4.2.5. Turbo Kodlarda İteratif Kod Çözme

$\gamma_k(s', s)$ terimi için verilen (1.102) eşitliği yeniden düzenlendiğinde,

$$\gamma_k(s', s) = C e^{(u_k L(u_k)/2)} \exp\left(\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n y_{kl} x_{kl}\right) \quad (1.105)$$

elde edilir. Turbo kodlar sistematik bir yapıya sahip olduğundan iletilen n (her bir kod sözcüğündeki bit sayısı) bittin bir tanesi sistematik bit u_k olmaktadır. Sistematik bitin iletilen bitlerden ilk bit olduğu kabul edilirse $x_{kl} = u_k$ olur. Bu durumda (1.105) eşitliği yeniden yazılırsa

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= C e^{(u_k L(u_k)/2)} \exp\left(\frac{L_c}{2} y_{ks} u_k\right) \exp\left(\frac{L_c}{2} \sum_{l=2}^n y_{kl} x_{kl}\right) \\ &= C e^{(u_k L(u_k)/2)} \exp\left(\frac{L_c}{2} y_{ks} u_k\right) \chi_k(s', s) \end{aligned} \quad (1.106)$$

ifadesi elde edilir. Burada yer alan y_{ks} terimi iletilen sistematik bit $x_{kl} = u_k$ 'nın kanal çıkışındaki karşılığına denk gelmektedir. $\chi_k(s', s)$ terimi ise (1.107) ifadesi ile verilmiştir.

$$\chi_k(s', s) = \exp\left(\frac{L_c}{2} \sum_{l=2}^n y_{kl} x_{kl}\right) \quad (1.107)$$

(1.107) ifadesinden yararlanılarak (1.104) ifadesi yeniden düzenlenirse

$$\begin{aligned} L(u_k | \underline{y}) &= L(u_k) + L_c y_{ks} + \ln \left(\frac{\sum_{\substack{(s',s) \Rightarrow \\ u_k = +1}} \alpha_{k-1}(s') \chi_k(s', s) \beta_k(s)}{\sum_{\substack{(s',s) \Rightarrow \\ u_k = -1}} \alpha_{k-1}(s') \chi_k(s', s) \beta_k(s)} \right) \\ &= L(u_k) + L_c y_{ks} + L_e(u_k) \end{aligned} \quad (1.108)$$

elde edilir ve burada $L_e(u_k)$ terimi (1.109) ile verilmiştir.

$$L_e(u_k) = \ln \left(\frac{\sum_{\substack{(s',s) \Rightarrow \\ u_k = +1}} \alpha_{k-1}(s') \chi_k(s', s) \beta_k(s)}{\sum_{\substack{(s',s) \Rightarrow \\ u_k = -1}} \alpha_{k-1}(s') \chi_k(s', s) \beta_k(s)} \right) \quad (1.109)$$

$L(u_k)$ terimi, u_k bitine ait olan önsel (a-priori) olasılık bilgisine karşılık gelmektedir ve bağımsız bir kaynak, diğer bileşen kod çözücü tarafından üretilmektedir. u_k biti hakkında böyle bir bilgi yoksa $L(u_k)$ bilgisi "0" olmaktadır. Bunun anlamı kaynak bitlerinin olasılıklarının eşit olduğudur.

$$P(u_k = \pm 1) = 0.5 \quad (1.110)$$

$L_c y_{ks}$ terimi kanal çıkışındaki sistematik bite ait olan yumuşak (soft) bilgiye karşılık gelmektedir. $L_e(u_k)$ terimi ise kanal çıkışından alınan eşlik bitlerinden elde edilen yan bilgidir ve u_k biti için extrinsic bilgi olarak adlandırılmaktadır. (1.108) eşitliğinden

$$L_e(u_k) = L(u | \underline{y}) - L(u_k) + L_c y_{ks} \quad (1.111)$$

olarak elde edilir.

1.5. Kanal Denkleştiriciler

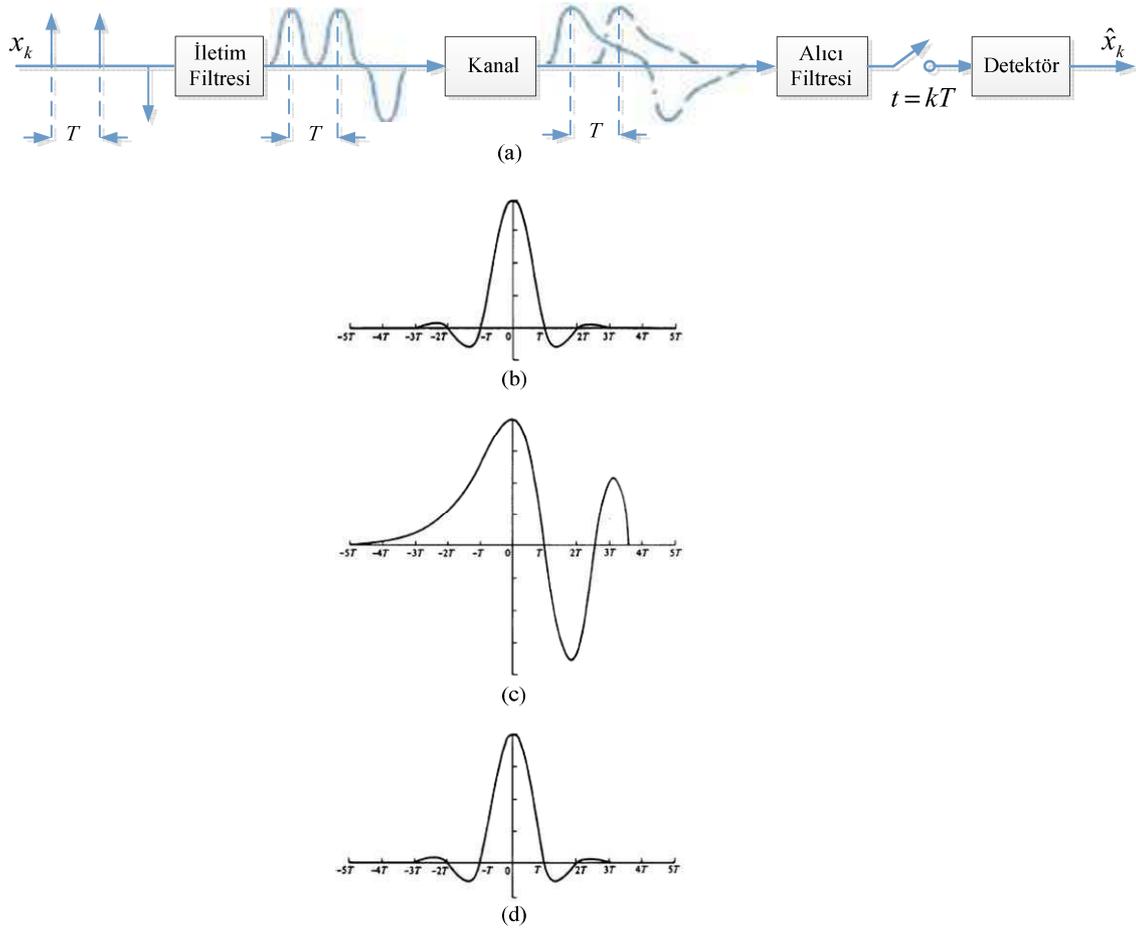
Genel olarak bir haberleşme sisteminde vericiden gönderilen işaret analog bir kanal üzerinden alıcıya ulaşır. Birçok haberleşme kanalı bantsınırlı doğrusal süzgeç yapısında kabul edilmektedir. Haberleşme kanalının frekans yanıtı

$$H(f) = A(f)e^{j\theta(f)} \quad (1.112)$$

şeklinde ifade edildiğinde $A(f)$ genlik yanıtını ve $\theta(f)$ ise faz yanıtını göstermektedir. Faz yanıtı yerine

$$\tau(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(f)}{df} \quad (1.113)$$

olarak tanımlanan grup gecikmesi de kullanılabilir. Bir haberleşme kanalından bozunumsuz iletim gerçekleştirilebilmesi için, iletilen işaret tarafından kullanılan frekans bandı içerisinde, kanalın genlik yanıtının sabit ve faz yanıtının frekans ile doğrusal olması gerekmektedir. Kanalın genlik yanıtı sabit olmadığında, kanal genlik bozunumuna yol açmaktadır. Kanalın faz yanıtı doğrusal olmadığında ise, kanal faz bozunumuna yol açmaktadır. Çoğu haberleşme kanalı iletilen işarete bozunuma yol açmaktadır. Haberleşme kanalının iletilen işaret üzerinde oluşturduğu en önemli problem kanalın çok yollu yapısından dolayı düşük hızlarda bayılma ve yüksek hızlarda semboller arası girişim (ISI) etkisidir. Özellikle bir çok haberleşme kanalının çok yollu bir yapıya sahip olmasından dolayı alıcıda alınan işaretin gücünde sürekli değişimler olur ve bu durum alınan işaretin yanlış değerlendirilmesine neden olur. Çok yollu kanalda sembol hızını kanal tarafından belirlenen bir değerin üzerinde artırmak, alıcıya ulaşan sembollerin birbirlerine karşımalarında neden olur. Bu durum Şekil 1.23'de gösterilmiştir. Kanalın ISI etkisi yüksek hızlı iletimin önündeki ana engel olarak görülmektedir ve işaret gürültü oranını artırmak bu probleme bir çözüm üretmez. ISI etkisini ortadan kaldırmak için alıcı tarafta denkleştirici filtreler kullanılarak iletim esnasında kanal tarafından bozulan sinyalin genlik ve fazı düzeltilir.



Şekil 1.23. (a) Çok yollu kanalda ISI etkisi, (b) kanal girişi, (c) kanal çıkışı, (d) denkleştirici çıkışı [34]

Şekil 1.23'den görüldüğü gibi ideal durumda alıcı ve verici tarafta kullanılan darbe şekillendirici filtreler komşu semboller üzerinde ISI etkisi oluşturmazlar. Kanal çıkışındaki darbe şeklinden kanal ortamından dolayı bu idealliğin bozulduğu görülmektedir. $t = kT, k \neq 0$ örnekleme noktalarından geçişler sıfır noktasına denk gelmemektedir. Bu durum iletilen sembollerin komşu semboller ile karıştığını göstermektedir. Denkleştirici çıkışındaki darbe şeklinden ise kanalın oluşturmuş olduğu etkinin yok edildiği görülmektedir.

Bir haberleşme kanalı, doğrusal zamanla değişmeyen (LTI) FIR bir filtre olarak modellenebilir [16]. Bir haberleşme kanalının çıkış ifadesi ayrık olarak

$$v_k = \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (1.114)$$

şeklinde ifade edilmektedir. (1.114) eşitliğinden görüldüğü gibi bilgi işareti modüle edildikten sonra $h[k]$ dürtü yanıtı FIR bir kanaldan iletilmektedir. Kanal denkleştiricinin amacı kanalın neden olduğu ISI'yı yok etmek toplamır gürültü ve girişimleri bastırarak iletilen işaret $x[k]$ 'yi doğru bir şekilde elde etmektir. (1.114) eşitliği

$$v_k = h_0 x_k + \sum_{i=1}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (1.115)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\sum_{i=1}^L h_i x_{k-i}$ terimi semboller arası girişimi temsil etmektedir. α bir sabit ve τ bir tamsayı olmak üzere mükemmel denkleştirme için

$$\hat{x}[n] = \alpha x[n - \tau] \quad (1.116)$$

olmalıdır. Diğer bir ifade ile

$$g[n] = h[n] * c[n] \quad (1.117)$$

kanal ve denkleştirici filtereden oluşan sistemin dürtü yanıtının

$$g[n] = \alpha \delta[n - \tau] \quad (1.118)$$

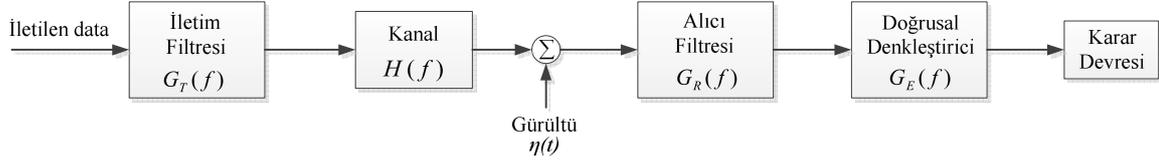
şeklinde olması gerekir. Bu koşulu sağlayacak denkleştirici filterenin birim vuruş tepkesinin bulunması bir optimizasyon problemi olarak düşünülebilir ve çeşitli teknikler kullanılarak çözülebilir [35]. Bir sonraki kısımda yaygın olarak kullanılan denkleştirici yapıları açıklanmıştır.

1.5.1. Doğrusal Enine Kanal Denkleştiriciler

Doğrusal denkleştiriciler (Linear Transversal Equalizer, LTE) en basit denkleştirici türüdür. Şekil 1.24'de verilen blok diyagramında alıcı ve verici tarafta kullanılan iletim filtreleri arasında

$$G_R(f) = G_T^*(f) \quad (1.119)$$

ilişkisi vardır. Bu iki filtrenin oluşturduğu sistemin transfer fonksiyonu $G_R(f)G_T(f)$ örnekleme noktalarında ISI oluşturmayacak şekilde tasarlanır.



Şekil 1.24. İletim ve alıcı filtresinin olduğu durumda blok diyagramı

Şekil 1.24’de verilen blok diyagramında darbe şekillendirici filtre olarak yükseltilmiş kosinüs filtresi kullanıldığı durumda

$$G_R(f)G_T(f) = X_{rc}(f) \quad (1.120)$$

olur. Bu durumda alınan işarete ISI bileşenlerinin olmaması için

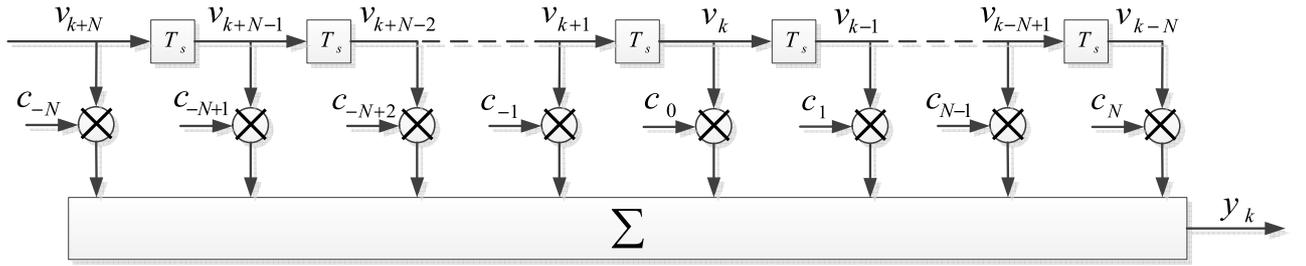
$$G_R(f)H(f)G_T(f)G_E(f) = X_{rc}(f) \quad (1.121)$$

olmalıdır. Bu eşitlikten

$$G_E(f) = \frac{1}{H(f)} = \frac{1}{|H(f)|} e^{-j\theta_H(f)} \quad (1.122)$$

elde edilir. (1.122) eşitliğinden denkleştirici filtrenin transfer fonksiyonunun kanalın transfer fonksiyonunun tersi olduğu ve kanalın oluşturduğu ISI etkisinin yok edildiği görülmektedir. Örnekleme noktalarında oluşan ISI sıfıra zorlandığından bu tür denkleştiriciler sıfıra-zorlamalı denkleştirici olarak bilinirler.

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 1.25’de görülmektedir. Burada N yeterince büyük seçilmeli ve $2N + 1 \geq L$ olmalıdır. Burada L kanalın sembol saklama kapasitesidir.



Şekil 1.25. Doğrusal enine denkleştiricinin TDL filtre modeli

Kanal denkleştiricinin birim vuruş tepkisi

$$c(t) = \sum_{k=-N}^N c_k \delta(t - kT_s) \quad (1.123)$$

olarak ifade edilebilir. Burada, $\delta(t)$ Dirac delta fonksiyonudur. Kanal denkleştiricinin çıkışındaki işaret

$$y(t) = \sum_{k=-N}^N c_k v(t - kT_s) \quad (1.124)$$

olarak yazılabilir. Burada, c_i kanal denkleştirici katsayılarını, v_k alıcı girişindeki işareti göstermektedir. Kanal ve denkleştirici filtreden oluşan sistemin birim vuruş tepkisi

$$g(t) = h(t) * c(t) \quad (1.125)$$

ile ifade edildiğinde

$$g(t) = h(t) * \sum_{k=-N}^N c_k \delta(t - kT_s) \quad (1.126)$$

olarak yazılabilir. (1.126) ifadesi yeniden düzenlenirse

$$g(t) = \sum_{k=-N}^N c_k h(t - kT_s) \quad (1.127)$$

şeklinde yazılır. (1.127) ifadesinde $g(t)$ nin ayrık değerleri, $t = nT_s$ için

$$g(nT_s) = \sum_{k=-N}^N c_k h(nT_s - kT_s) \quad (1.128)$$

ifadesi elde edilir. Sıfıra zorlama kuralına göre ISI bileşenlerinin örnekleme noktalarında sıfıra zorlanması için, kanal denkleştiricinin $2N+1$ katsayısı olduğundan,

$$g(nT_s) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm N \end{cases} \quad (1.129)$$

koşulu sağlanmalıdır. Burada $g(nT_s)$ ' nin $g(0) = 1$ olacak şekilde normalize edilmiş olduğu kabul edilmektedir. Nyquist kriteri sonucunda (1.129) koşulundan $2N+1$ denklemden oluşan bir set elde edilir. Bu set,

$$\sum_{k=-N}^N c_k h_{n-k} = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm N \end{cases} \quad (1.130)$$

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

$$\begin{bmatrix} h_0 & \cdots & h_{-N+1} & h_{-N} & h_{-N-1} & \cdots & h_{-2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N-1} & \cdots & h_0 & h_{-1} & h_{-2} & \cdots & h_{-N-1} \\ h_N & \cdots & h_1 & h_0 & h_{-1} & \cdots & h_{-N} \\ h_{N+1} & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & \cdots & h_{-N+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{2N} & \cdots & h_{N+1} & h_N & h_{N-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \vdots \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{-N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.131)$$

elde edilir [13].

FIR yapıdaki sıfıra zorlamalı denkleştiriciler sonlu filtre uzunluğuna sahip olduğundan ISI etkisini tamamen yok edemezler. N filtre uzunluğu arttıkça artık ISI etkisi azalır ve $N \rightarrow \infty$ olduğunda ISI etkisi tamamen giderilir. Bu durum aşağıda bir örnek ile açıklanmıştır. Sembol saklama hafızası 1 olan 2 taplı bir haberleşme kanalının transfer fonksiyonu

$$H(z) = h_0 + h_1 z^{-1} \quad (1.132)$$

şeklinde ifade edilir. Bu durumda denkleştirici filtrenin transfer fonksiyonu

$$C(z) = \frac{1}{H(z)} = \frac{1}{h_0 + h_1 z^{-1}} = \frac{1}{h_0} \left(\frac{1}{1 - \alpha z^{-1}} \right), \quad \alpha = -\frac{h_1}{h_0} \quad (1.133)$$

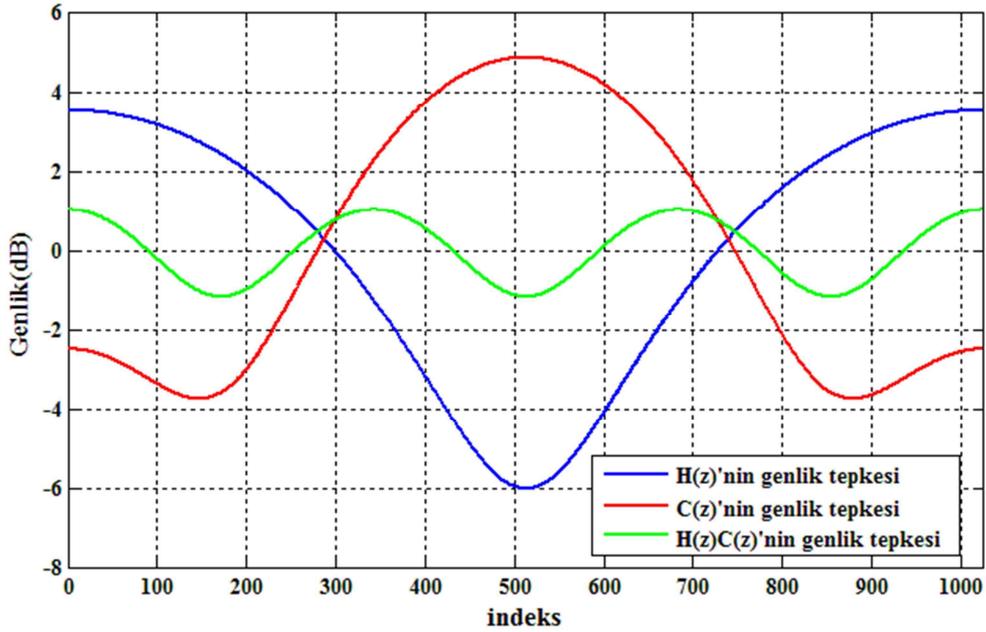
olur. (1.133) ifadesi

$$C(z) = H(z)^{-1} = \frac{1}{h_0} (1 + \alpha z^{-1} + \alpha^2 z^{-2} + \dots) = \frac{1}{h_0} \sum_{m=0}^{\infty} \alpha^m z^{-m} \quad (1.134)$$

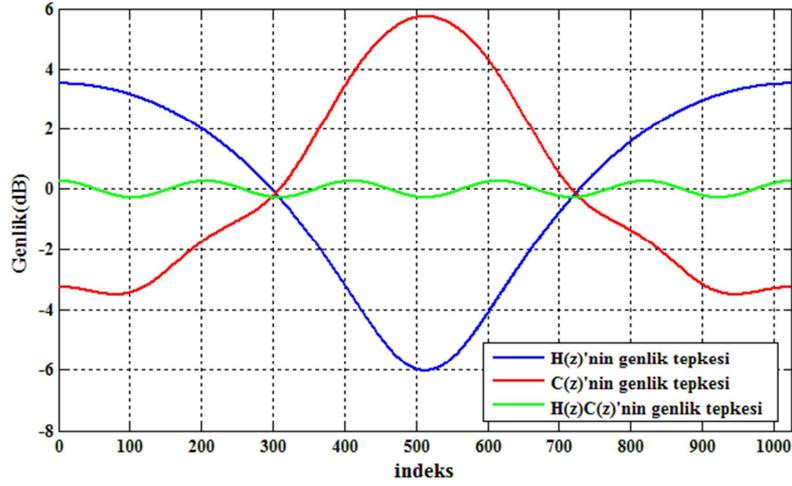
şeklinde ifade edilir. (1.134) ifadesinden görüldüğü gibi ISI etkisinin tamamen ortadan kaldırılması için sonsuz uzunlukta bir denkleştirici filtresi gereklidir. Aşağıda farklı uzunluktaki denkleştirici filtreleri için kanalın ($H(z)$), denkleştirici filtrenin ($C(z)$) ve kanal ve denkleştirici filtreden oluşan sistemlerin ($H(z)C(z)$) genlik tepkeleri verilmiştir. Elde edilen sonuçlardan denkleştirici filtrenin uzunluğu arttığında ISI etkisinin ortadan kaldırıldığı açık bir şekilde görülmektedir. Haberleşme kanalının transfer fonksiyonu

$$H(z) = 1 + 0.5z^{-1} \quad (1.135)$$

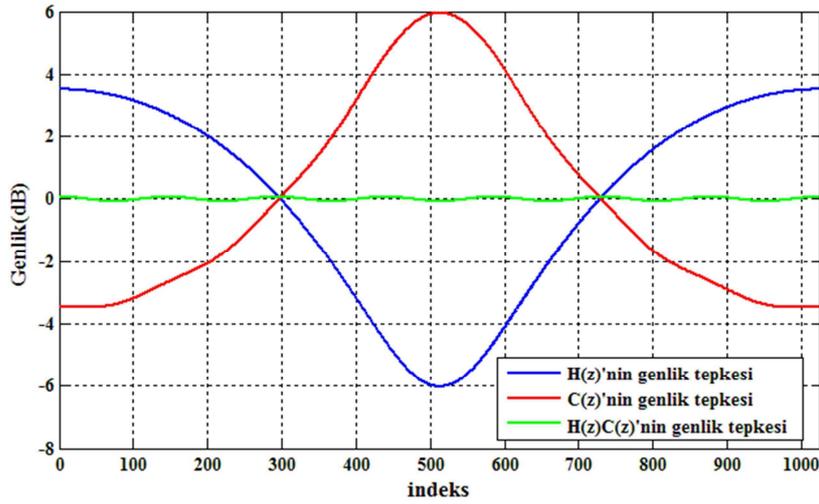
olarak alınmıştır. Şekil 1.26, Şekil 1.27, Şekil 1.28 ve Şekil 1.29'da denkleştirici filtrenin boyutunun $N = 3, 5, 7, 21$ olduğu durumda elde edilen sonuçlar verilmiştir.



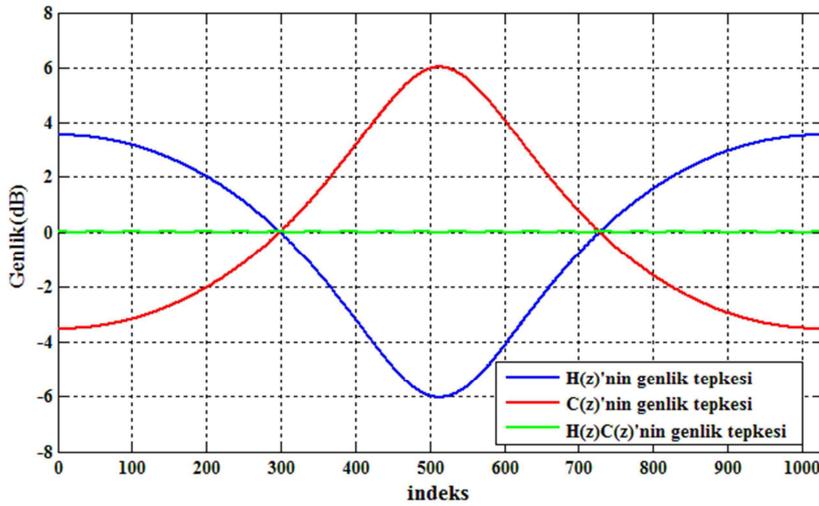
Şekil 1.26. $N=3$ olduğunda $H(z)$, $C(z)$ ve $H(z)C(z)$ 'nin genlik tepkeleri.



Şekil 1.27. $N=5$ olduğunda $H(z)$, $C(z)$ ve $H(z)C(z)$ 'nin genlik tepkeleri



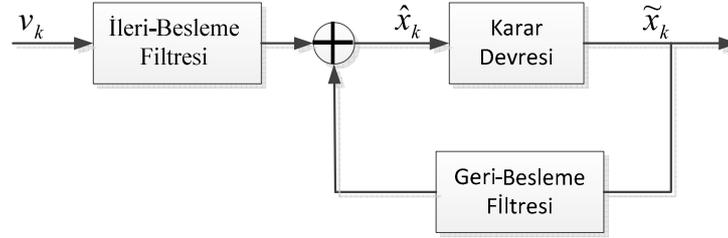
Şekil 1.28. $N=7$ olduğunda $H(z)$, $C(z)$ ve $H(z)C(z)$ 'nin genlik tepkeleri



Şekil 1.29. $N=21$ olduğunda $H(z)$, $C(z)$ ve $H(z)C(z)$ 'nin genlik tepkeleri

1.5.2. Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştiriciler

Karar geri-beslemeli kanal denkleştiricilerinin (Decision Feedback Equalizer, DFE) temel mantığı, daha önce karar verilmiş simgelerin kendilerinden sonraki simgelerle oluşturacağı girişimin kestirilerek, karar verilmeden önce bu simgelerden çıkarılmasına dayanmaktadır. Şekil 1.30'da 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 yapısındadır. İkinci kısım ise, girişine daha önce karar verilmiş olan ve \tilde{x}_k vektörü ile gösterilen simgeler uygulanan geri-beslemeli filtredir.



Şekil 1.30. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici blok yapısı

Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici çıkışı

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i v_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (1.136)$$

ile hesaplanır. 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.

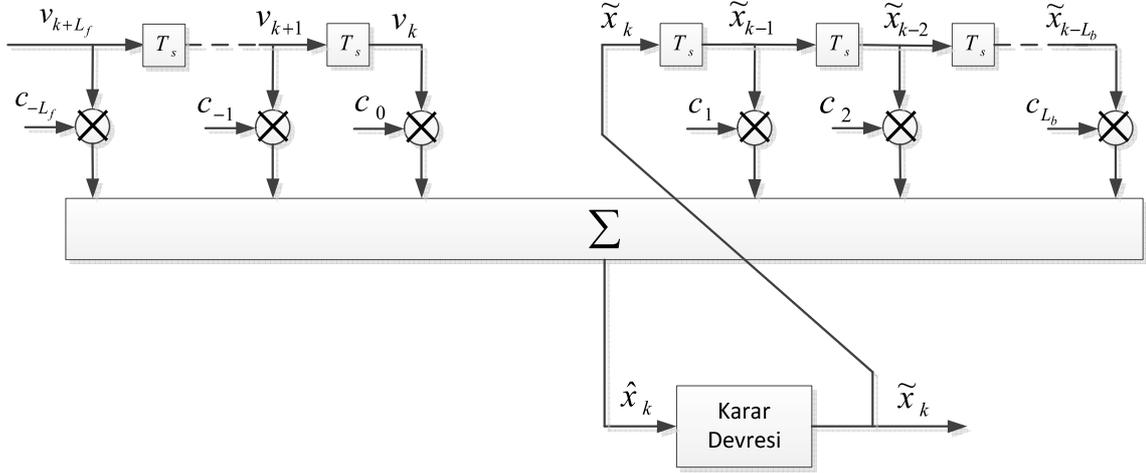
1.5.2.1. Sıfıra Zorlamalı Karar Geri-Beslemeli Kanal Denkleştirici

Şekil 1.31 ile verilen DFE filtresinin birim vuruş tepkesine Nyquist kriteri uygulandığında,

$$\sum_{k=-L_f}^0 c_k h_{n-k} = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = -L_f, -L_f + 1, \dots, -1 \end{cases} \quad (1.137)$$

$$\sum_{k=n}^0 c_{n-k} h_{n-k} + c_n = 0, n = 1, 2, \dots, L_b \quad (1.138)$$

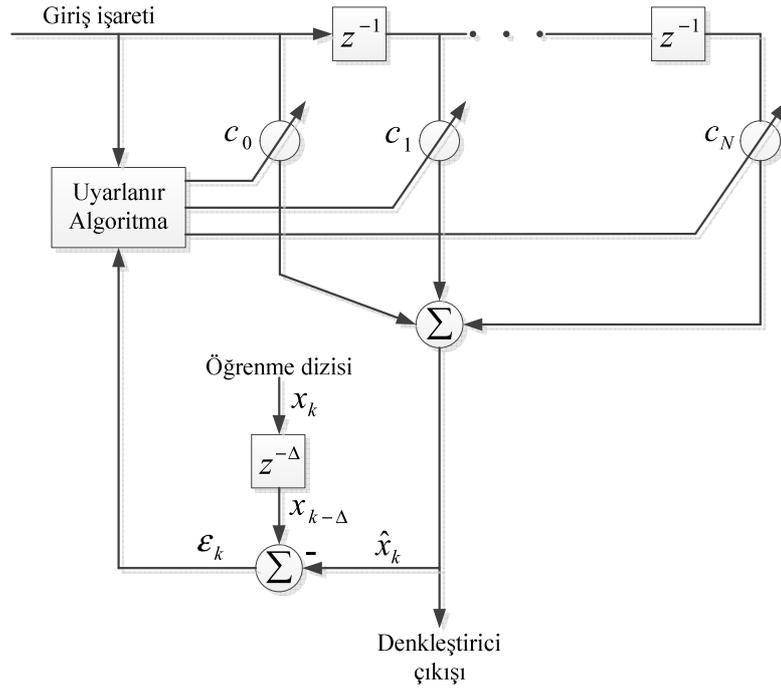
elde edilir [36].



Şekil 1.31. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici filtresi

1.5.3. Genel Uyarlanırlar Bir Denkleştirici

Haberleşme kanallarının, özellikle gezgin radyo kanallarının rastgele ve zamanla değişen yapılarından dolayı alıcı tarafta kullanılacak denkleştirici filtrenin bu değişimleri takip edebilmesi gerekir. Bu tür denkleştiriciler uyarlanırlar denkleştiriciler olarak bilinir. Şekil 1.32’de genel uyarlanırlar bir denkleştiricinin genel yapısı verilmiştir.



Şekil 1.32. Doğrusal uyarlanır bir denkleştiricinin blok şeması.

Denkleştiricinin transfer fonksiyonu MMSE kriterine göre tasarlandığında

$$G_{MMSE}(z) = \frac{H^*(z^{-1})z^{-\Delta}}{H(z)H^*(z^{-1}) + \sigma_w^2} \quad (1.139)$$

eşitliği ile ifade edilir. ZF kriterine göre tasarlandığında ise

$$G_{ZF}(z) = \frac{z^{-\Delta}}{H(z)} \quad (1.140)$$

şeklinde ifade edilir. (1.140) eşitliğinde görüldüğü gibi ZF kriterine göre tasarım yapıldığında gürültünün etkisi ihmal edilir. Bu durum, haberleşme kanalının transfer fonksiyonunda derin sönümlenmeler olduğunda gürültünün gücünün yükselmesine yani sistemin başarımının düşmesine neden olur. MMSE kriterine göre tasarım yapıldığında ise ISI etkisi ile gürültünün etkisi de azaltılır. (1.139) ve (1.140) eşitlikleri incelendiğinde, (1.139) eşitliğinde gürültünün etkisinin ihmal edildiği durumda (1.140) eşitliğinin elde edildiği görülmektedir.

Uyarıları bir denkleştiricinin hata fonksiyonu tanımlandıktan sonra denkleştirici çıkışı ile referans sistem çıkışı arasındaki hata minimize edilecek şekilde denkleştirici katsayıları güncellenir. Denkleştiricinin hata fonksiyonu

$$e_k = x_{k-\Delta} - \hat{x}_k \quad (1.141)$$

şeklinde yazılır. Denkleştiricinin çıkış ifadesi ise

$$\hat{x}_k = \sum_{i=0}^N c_i v_{k-i} \quad (1.142)$$

ile verilir. (1.142) ifadesi vektör formunda yazılırsa

$$\hat{x}_k = v_k^T c_k = c_k^T v_k \quad (1.143)$$

şeklinde ifade edilir. Eğer alıcıda elde edilmek istenen işaret biliniyorsa yani öğrenme dizisi mevcutsa hata sinyali ve ortalama karesel hata (mean square error, MSE),

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (1.144)$$

$$e_k = x_k - v_k^T c_k = x_k - c_k^T v_k \quad (1.145)$$

$$\begin{aligned} J_k &= E\{(x_k - \hat{x}_k)^2\} \\ &= E\{(x_k - c_k^T v_k)(x_k - v_k^T c_k)\} \end{aligned} \quad (1.146)$$

eşitlikleri ile verilir. Burada J_k maliyet fonksiyonu olarak adlandırılır ve tekrar düzenlenirse

$$J_k = E\{x_k^2\} - 2c_k^T E\{v_k x_k\} + c_k^T E\{v_k v_k^T\} c_k \quad (1.147)$$

olur. Giriş ve istenen dizi durağan sıfır ortalamalı rastgele süreç olması durumunda (1.147) ifadesi

$$J_k = \sigma_x^2 - 2c_k^T p + c_k^T R c_k \quad (1.148)$$

şeklinde ifade edilir. Burada σ_x^2 , istenen çıkış dizisinin (x_k) varyansını, p giriş dizisi ile istenen çıkış dizisi arasındaki çapraz ilişki vektörü ve R ise giriş dizisinin özilişki matrisine karşılık gelir. p vektörü ve R matrisinin açılımları aşağıda verilmiştir.

$$p = E\{v_k x_k\} = E\{[v_k x_k \quad v_{k-1} x_k \quad \dots \quad v_{k-N} x_k]^T\} \quad (1.149)$$

$$R = E\{v_k v_k^H\} = E \left\{ \begin{bmatrix} v_k^* v_k & v_k^* v_{k-1} & \dots & v_k^* v_{k-N} \\ v_{k-1}^* v_k & v_{k-1}^* v_{k-1} & \dots & v_{k-1}^* v_{k-N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{k-N}^* v_k & v_{k-N}^* v_{k-1} & \dots & v_{k-N}^* v_{k-N} \end{bmatrix} \right\} \quad (1.150)$$

(1.148) eşitliğini minimum yapan denkleştirici katsayıları

$$c_0 = R^{-1} p \quad (1.151)$$

olarak elde edilir. Bu sonuç Wiener-Hopf eşitliği olarak bilinir.

1.5.4. En Küçük Ortalama Kareler Algoritması

Şekil 1.32'de verilen uyarlanırlı denkleştiricinin anlık hatası

$$e_k = x_k - y_k \quad (1.152)$$

ile verilir. Burada x_k vericiden gönderilen ve alıcı tarafından da bilinen işareti, y_k kanal denkleştirici çıkışındaki işareti göstermektedir. Denkleştirici katsayılarının hesaplanmasında maliyet fonksiyonu olarak, ortalama karesel hata (mean square error, MSE) kriteri kullanılabilir [37]. Buna göre amaç fonksiyonu

$$J = E\{e_k^2\} \quad (1.153)$$

şeklinde yazılır. (1.153) ile verilen amaç fonksiyonunu en küçük yapan denkleştirici katsayıları

$$\begin{aligned}\frac{\partial J}{\partial c_i} &= \frac{\partial E\{e_k^2\}}{\partial c_i} \\ &= 2E\left\{e_k \frac{\partial e_k}{\partial c_i}\right\}\end{aligned}\quad (1.154)$$

ifadesinden elde edilir. Burada $\varepsilon_k = x_k - y_k$ eşitliği kullanılırsa

$$\begin{aligned}\frac{\partial J}{\partial c_i} &= 2E\left\{e_k \frac{\partial (x_k - y_k)}{\partial c_i}\right\} \\ &= 2E\left\{e_k \left(\frac{\partial x_k}{\partial c_i} - \frac{\partial y_k}{\partial c_i}\right)\right\} \\ &= -2E\left\{e_k \frac{\partial y_k}{\partial c_i}\right\} \\ &= -2E\{e_k x_{k-i}\}\end{aligned}\quad (1.155)$$

elde edilir. Burada

$$R_{ex}(i) = E\{e_k x_{k-i}\} \quad (1.156)$$

ifadesi ile verilir ve hata ile giriş işareti arasındaki çapraz ilişki fonksiyonudur [37].

$$\frac{\partial J}{\partial c_i} = -2R_{ex}(i) \quad (1.157)$$

olur. Kanal denkleştirici katsayıları ise

$$\frac{\partial J}{\partial c_i} = -2R_{ex}(i) = 0 \quad (i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N) \quad (1.158)$$

denkleminin çözümünden elde edilir. (1.158) eşitliği $2N+1$ denklemden oluşan ve $\{e_k\}$ ve $\{x_k\}$ dizilerinin birbirleri ile dik (ortogonal) olma koşuludur [37]. Amaç fonksiyonu $2N+1$ değişkene bağlı, kase biçimli çok boyutlu bir fonksiyondur. Bu fonksiyona ait yüzeyin dip noktasında fonksiyon en küçük değerini alır ve bu noktadaki katsayılar optimum katsayılar olurlar. Dolayısıyla, uyarlama işlemi aslında kaseinin dip noktasını bulmak için katsayıların ayarlanması işlemi olmaktadır. En küçük karesel hatayı ulaşmak için, amaç fonksiyonunun, uyarlanacak katsayıya göre kısmi türevin gösterdiği yönde olacak şekilde katsayı ayarlanmalıdır. Eğim düşümü algoritması olarak bilinen bu algoritmanın yinelemeli biçimi,

$$c_i(k+1) = c_i(k) - \frac{1}{2} \mu \frac{\partial J}{\partial c_i} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (1.159)$$

ile verilmektedir [37]. Burada, μ adım büyüklüğünü göstermektedir. (1.158) eşitliği (1.159) eşitliğinde yazılacak olursa

$$c_i(k+1) = c_i(k) + \mu R_{ex}(i) \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (1.160)$$

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

$$\hat{R}_{ex}(i) = e_k x_{k-i} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (1.161)$$

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

$$\hat{c}_i(k+1) = \hat{c}_i(k) + \mu e_k x_{k-i} \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (1.162)$$

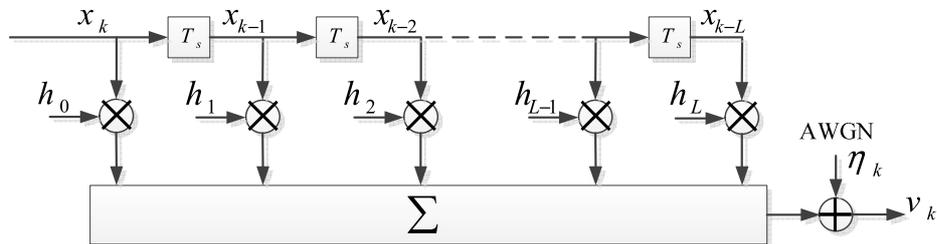
olarak elde edilir. (1.162) eşitliğinde katsayıların ve işaretlerin karmaşık olması durumunda, amaç fonksiyonun kısmi türevi katsayıların eşleniklerine göre alınarak işlemler gerçekleştirilir [38]. Benzer şekilde işlemler yapıldığında LMS algoritmasının karmaşık biçimi için güncelleme bağıntısı

$$\hat{c}_i(k+1) = \hat{c}_i(k) + \mu e_k x_{k-i}^* \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \quad (1.163)$$

olarak elde edilir.

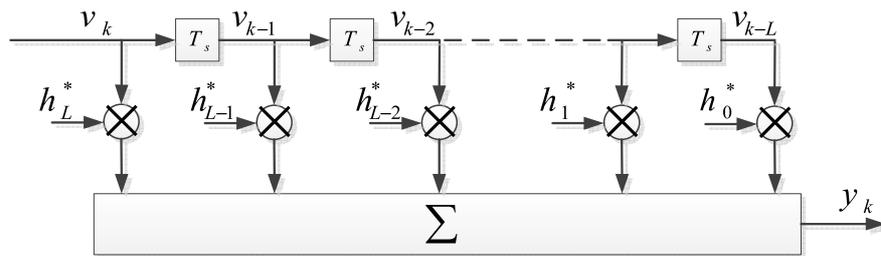
1.5.5. Kanal Uyumlu Filtre Karar Geri-Beslemeli Denkleştirici

Haberleşme kanallarında kanalın çok yolluluğu nedeni ile alıcıya ilk önce ulaşan işaretin en kısa yoldan geldiği varsayılarak, en az zayıflamaya uğradığı ve dolayısı ile en fazla enerjiye sahip olduğu, diğerlerinin genliklerinin ise üstel olarak azaldığı tespit edilmiştir [39]. Haberleşme kanalları için genel çok yollu kanal modeli ilk olarak Turin tarafından oluşturulmuştur [16]. Turin çok yollu kanaldaki gecikmeyi eşit parçalara bölmüş ve her bir parçada gelen elektromanyetik ışınları toplayıp tek bir ışın olarak kabul etmiştir. Böylece haberleşme kanalı bir dallı gecikme hattı (tapped delay line, TDL) süzgeç olarak modellenmiştir. Şekil 1.33'de $L+1$ dallı yani sembol saklama kapasitesi L olan iletişim kanalının TDL filtre modeli görülmektedir. Burada x_k iletilen sembolleri ve η_k ise toplanır Beyaz Gauss gürültü (Additive White Gaussian Noise, AWGN)'ye karşılık gelir. x_k sembolleri birbirinden bağımsız ve düzgün dağılıma sahiptirler. Aynı zamanda x_k sembolleri ile η_k AWGN gürültüsü de birbirinden bağımsızdır. h_k kanal katsayılarını, v_k alınan veri dizisini ve T_s ise örnekleme periyodunu göstermektedir.



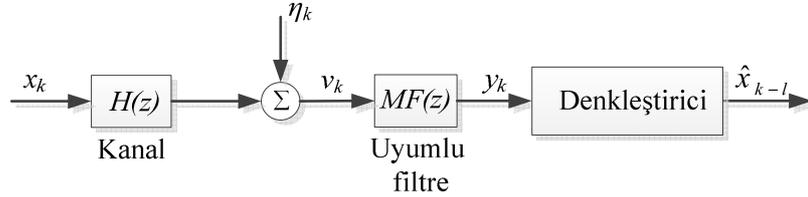
Şekil 1.33. İletişim kanalının TDL modeli

Kanal uyumlu filtrenin birim vuruş tepkisi kanalın birim vuruş tepkesinin zamanda ters eşleniğine karşılık gelmektedir. Şekil 1.33'de TDL modeli verilen kanalın kanal uyumlu filtresi Şekil 1.34'de görülmektedir.



Şekil 1.34. Şekil 1.33'de verilen iletişim kanalının kanal uyumlu filtresi

Alıcıda uyumlu filtre kullanıldığında kanal çıkışından alınan işaret alıcı tarafta Şekil 1.35'de görüldüğü gibi ilk olarak kanal uyumlu filtreye uygulandıktan sonra denkleştirici filtreye uygulanır.



Şekil 1.35. Uyumlu filtre ile alıcı yapısı

Uyumlu filtrenin transfer fonksiyonu ve ayırık birim vuruş tepkisi (1.164) ve (1.165) ile ifade edilir.

$$MF(z) = H^*(1/z^*) \quad (1.164)$$

$$m_k = h_{-k}^*, \quad k = 0, \dots, L \quad (1.165)$$

Alıcı tarafta örnekleme noktasında maximum işaret gürültü oranını elde etmek için $N_m = N_h$ olmalıdır. Burada N_m ve N_h sırasıyla $MF(z)$ ve $H(z)$ nin filtre boyutunu göstermektedir. Kanal çıkışından alınan işaret, alıcıda uyumlu filtreye uygulandıktan sonra uyumlu filtre çıkışındaki işaret üzerinde oluşan etkin ISI bileşenleri

$$d_k = [d_{-L} \quad \dots \quad d_0 \quad \dots \quad d_L]^T = h * m = \sum_{i=0}^L h_i h_{i-k}^* \quad (1.166)$$

olmak üzere $N_d = 2L + 1$ tane olacaktır. (1.166) eşitliğinden görüldüğü gibi d_0 katsayısı gerçel ve $k \neq 0$ için $d_k = d_{-k}^*$ 'dir.

Haberleşme kanalının çıkışı sembol hızında örneklendiğinde $H(z)$ ve $MF(z)$ filtrelerinin çıkışındaki işaretler (1.167) ve (1.168) eşitliği ile yazılabilir.

$$v_k = \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (1.167)$$

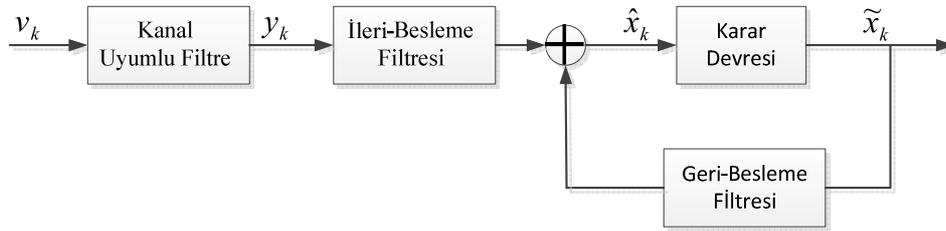
$$y_k = \sum_{i=0}^L h_{L-i}^* v_{k-i} \quad (1.168)$$

olur. (1.168) eşitliği düzenlendiğinde $MF(z)$ çıkışı

$$y_k = \sum_{i=-L}^L d_i x_{k-i} + \eta'_k \quad (1.169)$$

şeklinde yazılabilir.

Şekil 1.36'dan görüldüğü gibi uyumlu filtreden sonra denkleştirici olarak karar geri-beslemeli denkleştirici kullanıldığı durumda denkleştirici çıkışındaki işaret



Şekil 1.36. CMF-DFE kanal denkleştiricinin blok şeması

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i y_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (1.170)$$

ile verilir. Burada \hat{x}_k kanal çıkışında kesitirilen 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 ise denkleştirici filtrenin katsayılarını göstermektedir. Kanal uyumlu filtre denkleştirici filtreden önce kullanıldığında denkleştirici katsayıları kanal çıkışından kör olarak elde edilir [38], [40], [41]. Uyumlu filtre çıkışındaki etkin ISI bileşenleri kör olarak

$$d_j = \sum_{j=-L}^L E\{v_k v_{k-j}^*\} \quad (1.171)$$

eşitliği ile belirlenir. Burada $E\{.\}$, beklenen değer operatörüdür. CMF-DFE sifra zorlama kuralı [40], [42] kullanılarak CMF-DFE denkleştiricinin ileri ve geri yön filtre katsayıları,

$$D \times c = b \quad (1.172)$$

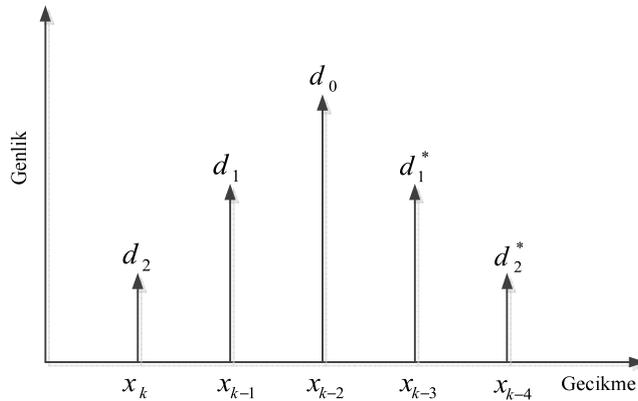
ile elde edilir. Bu eşitlikte,

$$\mathbf{c} = [c_{-L_f} \quad c_{-L_f-1} \quad \cdots \quad c_0 \quad c_1 \quad c_{L_b}]^T$$

$$\mathbf{b} = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_0 & d_1 & \dots & d_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_1^* & d_0 & \dots & d_{L-2} & d_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_2^* & d_1^* & \dots & d_{L-3} & d_{L-2} & d_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_{L-1}^* & d_{L-2}^* & \dots & d_1^* & d_0 & d_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_{L-1}^* & \dots & d_2^* & d_1^* & d_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & d_3^* & d_2^* & d_1^* & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & d_4^* & d_3^* & d_2^* & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & d_{L-1}^* & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Şekil 1.37’de CMF filtresi çıkışındaki işaretin ISI profile verilmiştir. ISI profili incelendiğinde x_{k-2} teriminin çarpanının gerçel olduğu görülmektedir. Bu durum, eşzamanlamanın x_{k-2} simgesine yapılması halinde, CMF’in çıkışında bu simgenin fazı düzeltilmiş olarak elde edilebileceği anlamında gelmektedir. Bu durumda diğer bileşenler ISI bileşenleri olacaktır. Eğer bu ISI bileşenleri ortadan kaldırabilir ise geriye elde edilmek istenen simgeye ait işaret kalacaktır. x_{k-2} simgesinin katsayısının genliği diğer simgelerin katsayılarının genliğinden hem daha büyük, hemde gerçel değerlidir. x_{k-2} simgesine ait bütün dallardan gelen enerji toplanmış olmaktadır. Ayrıca, ISI bileşenlerinden x_k ile x_{k-4} ’ün, x_{k-1} ile x_{k-3} ’ün katsayıları birbirlerinin karmaşık eşlenikleridir. CMF’in bir özelliği de en iyi örnekleme noktasını sağlıyor olmasıdır.



Şekil 1.37. CMF çıkışındaki işarete etkin ISI bileşenleri

γ_{CMF} , CMF çıkışındaki işaret gürültü oranını göstermek üzere

$$\gamma_{CMF} = 10 \log_{10} \frac{E\left\{\left|\sum_{i=-L}^L d_i x_{k-i-L}\right|^2\right\}}{E\left\{\left|\sum_{j=0}^L h_i^* \eta_{k+j-L}\right|^2\right\}} \quad (1.173)$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde kanalın çıkışındaki veya alıcının girişindeki işaret gürültü oranı γ_{CH} ,

$$\gamma_{CH} = 10 \log_{10} \frac{E\left\{\left|\sum_{i=0}^L h_i x_{k-i}\right|^2\right\}}{E\{|\eta_k|^2\}} \quad (1.174)$$

olarak yazılabilir. CMF yardımıyla simge eşzamanlaması ve alıcıda işaret gürültü oranını iyileştirme konusunda çalışmalar bulunmaktadır [43]. [42] ile verilen çalışmada CMF'in alıcının girişindeki işaret gürültü oranına göre 3dB kazanç sağladığı gösterilmiştir.

1.6. Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization, PSO) algoritması 1995 yılında Kennedy ve Eberhart tarafından geliştirilen evrimsel bir hesaplama tekniğidir [44]. Diğer evrimsel hesaplama tekniklerinde olduğu gibi PSO algoritması da popülasyon temelli bir arama algoritmasıdır. Problem uzayında parçacık olarak adlandırılan rastsal çözüm değerlerinin oluşturduğu popülasyon ile başlatılır. Diğer evrimsel hesaplama tekniklerinden farklı olarak PSO'daki her parçacığa hız bileşeni eşlik etmektedir. Parçacıklar geçmiş davranışlarına bağlı olarak ayarlanan hızları ile arama uzayında uçarlar. Bu yüzden parçacıkların arama süresince daha iyi arama bölgelerine doğru uçuş eğilimleri vardır. Literatürde bu alanda birçok araştırma raporlanmıştır. Evrimsel Hesaplamalar Kongresi başta olmak üzere birçok konferansta ve kongrede 1998'den beri PSO ile ilgili çalışmalar tartışılmıştır. 2003 yılında Sürü Zekası ile ilgili ilk IEEE sempozyumu düzenlenmiştir.

PSO algoritmasının çıkış noktasında kuş ve balık gibi hayvanların sosyal davranışları ve sürü teorisi yer almaktadır. Algoritmanın ilgi çekici teknikler arasında yer almasının başlıca nedenlerinden birisi ayarlanacak parametre sayısının az olmasıdır. PSO algoritmasının geliştirilme nedeni canlılar arasındaki bilginin sosyal paylaşılmasının evrimsel avantaj oluşturduğu teoridir. PSO algoritmasında parçacık olarak adlandırılan

çözümler bireyleri oluştururlar ve her parçacık D -boyutlu problem uzayında kendi ve arkadaşlarının uçuş tecrübeleri ile dinamik olarak ayarlanan hızlarda uçmaktadırlar.

PSO'nun ilgi çekici bir optimizasyon algoritması olmasının başlıca nedenlerinden biri algoritma üzerinde küçük değişiklikler ile istenilen uygulamaya adapte edilebilen bir çözüm yolu önermesidir.

Genetik algortmaya benzer şekilde PSO'da sistem rastgele çözümlerden oluşan popülasyon ile başlar ve potansiyel çözüm noktalarının jenerasyon sayısı kadar güncelleyerek optimum sonuca yaklaştırmaya çalışır. Ancak çaprazlama ve mutasyon gibi genetik algortmada bulunan evrimsel operatörler PSO'da bulunmamaktadır. PSO'da parçacık olarak isimlendirilen potansiyel çözüm noktaları o anki daha iyi çözüm noktalarını izleyerek problemin çözüm uzayında uçarlar. PSO algoritmasının basit bir yapısı vardır. Algoritmanın yapısında yer alan bileşenler, terimler aşağıda açıklanmıştır.

Parçacık, PSO'da sürüdeki her bir bireye parçacık ismi verilmektedir. Her bir parçacık problemin olası bir çözümüne karşılık gelmektedir. Her parçacığa ait konum ve hız değerleri mevcuttur.

Parçacık Pozisyonu: Her parçacığın D boyutlu çözüm uzayında bulunduğu noktayı belirtir.

Parçacık hızı: Her parçacığın D - boyutlu çözüm uzayında bulunduğu iterasyondaki hızını belirtir. Bir sonraki iterasyona ait hız ve konum güncellemede kullanılır.

Sürü büyüklüğü: PSO algortimasında kullanılan parçacık sayısı sürü büyüklüğü olarak adlandırılmaktadır. Bu değer fazla olduğunda iterasyon sayısı bakımından daha hızlı bir aramanın olmasını sağlar yani algoritmanın yakınsama hızını artırır. Gerçek zamanlı problemlerde zaman önemli bir problem olduğundan algoritma için geçen zaman dikkate alınmalıdır.

Parçacığa Ait En İyi Değer: PSO algoritmasında her parçacığın belleği bulunmaktadır. Her parçacık iterasyonlarda elde ettiği en iyi değeri belleğinde saklar. Bu değer "*pbest*" olarak gösterilir. Sonraki iterasyonlarda bu değerden daha iyi bir değer elde ettiğinde belleğinde sakladığı bu değer güncellenir. Bu değer parçacığın hızı güncellenirken kullanılır.

Global En İyi Değer: PSO algoritmasında her bir parçacığın belleği olduğu gibi sürüye ait de bir bellek bulunur ve geçmiş iterasyonlarda tüm parçacıklar içerisinde en iyi değere sahip olan değer global en iyi değer olarak sürü belleğinde saklanır. Sonraki

iterasyonlarda bu değerden daha iyi bir değer elde edildiğinde bu değer güncellenir. Global en iyi değer genellikle “*gbest*” olarak gösterilir.

Uygunluk Değeri: D boyutlu uzayda parçacığın konum koordinatlarının uygunluk fonksiyonuna uygulanması ile elde edilen değerdir. Amaç fonksiyonunda maximizasyonu veya minimizasyonu belirlenecek fonksiyonun aldığı çözümdür.

Aralık sınırlaması: Sürünün yayılımı sırasında parçacığın arama uzayını terk etme olasılığı vardır. Parçacıkların arama uzayının terk etmemeleri için, arama uzayı [x_{min} , x_{max}] olacak şekilde

$$x_d \leftarrow \min(\max(x_d + v_d, x_{min}), x_{max}) \quad (1.175)$$

sınırlandırılabilir. Bu şekilde bir sınırlandırma parçacıkları her zaman arama uzayında tutar. Yalnız bu şekilde bir sınırlandırma farklı problemleri oluşturabilmektedir. Aralık sınırlaması ile arama uzayından dışarı çıkan parçacığın sınıra tekrar gelmesi sağlanır, ancak parçacığın hızı değiştirilmez. Parçacığın hız vektörü aynı yönü göstereceğinden bir sonraki adımda parçacık tekrar sınırlar dışına çıkma eğilimi gösterecektir ve tekrardan sınıra taşınacaktır. Bu süreç bu şekilde devam eder ve sınır bölgesinde parçacığın sıkışması anlamına gelir. Hızın o anda sıfırlanması problemi çözen yöntemlerden birisidir [45].

$$x_d \notin [x_{min}, x_{max}] \Rightarrow \begin{cases} v_d \leftarrow 0 \\ x_d < x_{min} \Rightarrow x_d \leftarrow x_{min} \\ x_d > x_{max} \Rightarrow x_d \leftarrow x_{max} \end{cases} \quad (1.176)$$

Sonlandırma Kriteri: Algoritmanın durmasını sağlayan kriterdir. Uygulamada sıklıkla kullanılan yöntem iterasyon sayısını belirlemek ve bu sayı kadar algoritmayı yinelemektir. Sonlandırma kriterine erişildiğinde en iyi parçacığa ait konum değeri algoritmanın sonuç değeridir.

1.6.1. PSO'nun Genel Mekanizması

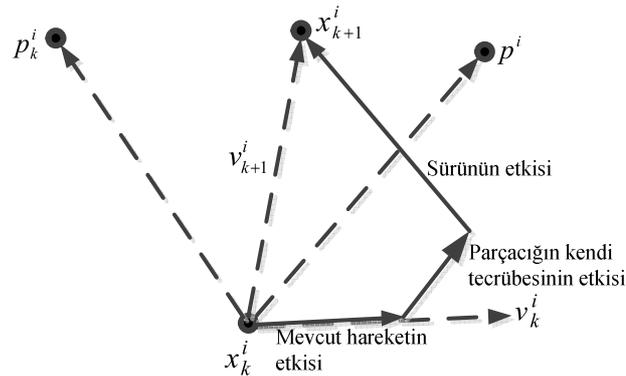
Parçacık sürü optimizasyonun temelini iki unsur oluşturmaktadır. Bunlar yapay hayat ve sürü teorisisidir [44]. Orjinal PSO algoritması sosyal model simülasyonundan esinlenerek oluşturulmuştur. Diğer evrimsel algoritmalarda olduğu gibi PSO algoritması da populasyon

temelli başlangıç değerlerinin rastsal atandığı ve popülasyondaki bireyler arasında etkileşimler olan bir arama yöntemidir. Diğer evrimsel algoritmalarından farklı olarak PSO'da her parçacık çözüm uzayında uçar, geçmiş en iyi değerini bellekte tutar ve nesilden nesile hayatta kalırlar. Ayrıca diğer evrimsel algoritmalar ile kıyaslandığında PSO'nun orjinal versiyonu çözüme başlangıçta çok hızlı yaklaşırken, hassas ayar yakınsamasında yavaştır [46].

PSO'da parçacık olarak adlandırılan potansiyel çözümler bireyleri oluşturmaktadırlar. GA'da olan seçim operatörü PSO'da bulunmamaktadır. Tüm parçacıklar algoritmanın iterasyon süresince sürüden elenmezler ve sonuç bulunana kadar varlıklarına devam ederler [47]. PSO'da her parçacık D -boyutlu problem uzayında kendi ve sürüdeki diğer bireylerin uçuş tecrübeleri ile dinamik olarak ayarlanan hızlarda uçmaktadırlar. PSO algoritmasında parçacıklar hız ve konumlarını her iterasyonda değiştirirler. PSO algoritmasının en temel yapısı üç adımda oluşmaktadır.

1. Adım: Parçacıkların konumlarının ve hızlarının oluşturulması
2. Adım: Parçacıkların hızlarının güncellenmesi
3. Adım: Parçacıkların konumlarının güncellenmesi

şeklinde. Parçacıklar çözüm uzayında noktalar olarak düşünülebilir. Parçacıkların hızları her iterasyonda güncellenen hız değerleri ile değiştirilir.



Şekil 1.38. PSO' da konum güncelleme süreci

D -boyutlu problem uzayında i . parçacık $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD}]$ şeklinde gösterilir. Parçacıkların konum bilgileri güncellenirken her bir parçacığın o ana kadar elde ettiği en iyi konum ($pbest$) ve tüm parçacıkların en iyi konum bilgisi ($gbest$) kullanılarak güncelleme yapılır. Örneğin D adet parametreden oluşan n adet parçacık olduğu durumda popülasyon, parçacık matrisi

$$x = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2D} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{n1} & x_{n2} & \cdots & x_{nD} \end{bmatrix}_{n \times D} \quad (1.177)$$

şeklinde yazılabilir. i 'inci parçacığın en iyi uygunluk değerine karşılık gelen konumu $pbest_i = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD}]$ olarak ifade edilir. $gbest$ değeri ise tüm parçacıklar için ortak değer olup $gbest = [p_1, p_2, \dots, p_D]$ şeklinde gösterilir. i 'inci parçacığın her boyuttaki konum değiştirmesi yani hızı ise $v_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD}]$ olarak ifade edilir. Bir parçacığın hız ve konum vektörü daha önceki iterasyonlarda elde ettiği tecrübeden ($pbest$), sürünün genel tecrübesinden ($gbest$) faydalanılarak (1.178) ve (1.179) eşitlikleri ile hesaplanır [44], [46].

$$v_{id} = w * v_{id} + c_1 * r_1 * (pbest_{id} - x_{id}) + c_2 * r_2 * (gbest_d - x_{id}), \quad 1 \leq d \leq D \quad (1.178)$$

$$x_{id} = x_{id} + v_{id}, \quad 1 \leq d \leq D \quad (1.179)$$

(1.178) eşitliğinde yer alan w atalet ağırlık katsayısıdır ve orijinal PSO algoritmasında yer almamaktadır. 1998 yılında Eberhart ve Shi tarafından yapılan çalışma ile algoritmanın yapısına eklenmiştir [48]. c_1 ve c_2 hızlandırma katsayılarıdır ve her parçacığı $pbest$ ve $gbest$ değerlerine doğru hızlandırır. c_1 parçacığın kendi tecrübelerine göre hareket etmesini, c_2 ise sürüdeki diğer parçacıkların tecrübelerine göre hareket etmesini sağlar. Düşük değerler seçilmesi parçacıkları hedef bölgeye doğru çekilmeden önce, bu bölgeden uzak konumlarda dolaşmalarına neden olabilmektedir. Bu durum hedefe ulaşma süresinin uzamasına neden olmaktadır. Yüksek değerler seçilmesi ise hedefe ulaşmayı hızlandırırken, hedef bölgenin geçilip karasızlığa yol açabilmektedir. r_1 ve r_2 katsayıları ise 0-1 arasında düzgün dağılıma sahip değişkenlerdir. PSO algoritmasının işlem adımları aşağıda verilmiştir.

Adım 1: Problem uzayı tanımlanır ve tap ağırlıklarının alacağı maximum ve minimum değerler belirlenir.

Adım 2: Parçacıklar problem uzayında rastgele olarak konumlandırılır.

Adım 3: Parçacıkların mevcut konumlarının problem uzayı içerisinde olup olmadığı kontrol edilir, değilse problem uzayı içerisinde olacak şekilde konumları ayarlanır.

Adım 4: Parçacıkların uygunluk değerleri hesaplanır.

Adım 5: Her parçacık için uygunluk değeri önceki en iyi değeri (*pbest*) ile karşılaştırılır. Eğer uygunluk değeri daha iyi ise *pbest* değeri güncellenir ve mevcut konumu *pbest* konumu olarak atanır.

Adım 6: Parçacıkların *pbest* değerlerinden en iyi olanı (global minimum) belirlenir.

Adım 7: Eğer global minimum değeri *gbest* değerinden daha iyi ise *gbest* değeri güncellenir ve mevcut konumu *gbest* konumu olarak atanır.

Adım 8: Parçacıkların hızları (1.178)'e göre güncellenir.

Adım 9: Parçacıkların konumları (1.179)'a göre güncellenir.

Adım 10: Belirlenen hata kriterine ulaşıncaya kadar Adım 3 ile Adım 9 arasındaki işlemler tekrarlanır.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

2.1. Giriş

Modern haberleşme sistemlerinde yüksek bant genişliği ve güç verimliliğinden dolayı QAM modülasyon türü oldukça ilgi görmektedir [49]. Buna karşın QAM sinyalleri ISI'ya karşı oldukça duyarlıdır [22]. ISI aynı zamanda kablosuz haberleşme sistemlerinde yüksek hızlı haberleşmeyi sınırlayan en büyük problemdir. Düşük bit hata oranlarında yüksek hızlı haberleşmenin sağlanabilmesi için kanalın oluşturduğu genlik ve faz bozunumunun yüksek doğrulukla kestirilmesi oldukça önemlidir. Gerçek sistemlerde uygulanabilirlik açısından bu problemi çözmek için kullanılan en yaygın yöntem denkleştirici filtrelerin kullanılmasıdır. Denkleştirici filtreler, bant verimliliği yüksek haberleşme sistemleri için alıcı yapılarında bulunması gereken zorunlu bir bileşenlerdir. MLSE simgeler arası girişimi yok etmek için kullanılacak en iyi denkleştirici yöntemidir. Ancak kanalın iletilen işareti yaymasıyla yani kanal filtresinin dal sayısı ve kullanılan modülasyon türünün derecesi ile üstel olarak artan hesaplama karmaşıklığı gerçek sistemlerde kullanılmasına imkan vermemektedir. Bu nedenle doğrusal enine kanal denkleştirici (LTE) ve karar geri beslemeli kanal denkleştirici (DFE) yaygın olarak kullanılan denkleştirici yapılarıdır [22], [37]. Bu denkleştiricilerin işlem karmaşıklığı denkleştirici filtrenin dal sayısı ile doğrusal olarak artmaktadır. LTE yapısındaki denkleştiricilerin başarımı haberleşme kanalının frekans tepkesinde derin sönümlenmeler olduğu durumda iyi değildir. DFE yapısındaki denkleştiricilerin başarımı ise LTE denkleştiricilerin başarımından daha iyidir [22]. DFE denkleştiriciler ile LTE denkleştiricilerin arasındaki temel fark DFE denkleştiricilerde yer alan geribesleme filtresidir. Bu filtreye karar verilen semboller uygulanarak kanalın oluşturduğu ISI etkisi azaltılır. DFE türündeki denkleştiricilerin başarımı yüksek olmasına karşın en temel problemleri, geribesleme filtresinden dolayı oluşabilecek hata yayılımıdır. Geribesleme filtresine karar verilen semboller uygulandığından bir sembol üzerinde yapılan hata diğer sembollerin yanlış karar verilmesine neden olabilmektedir. Hata yayılımından dolayı oluşan performans kaybı bazı kanallarda 2dB seviyelerinde olmaktadır [22].

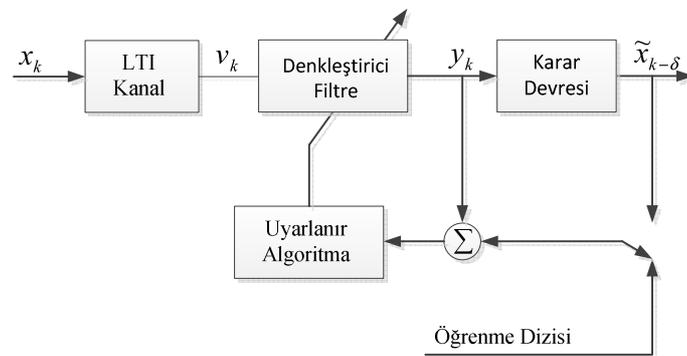
LTE ve DFE'nin katsayıları simgeler arası girişimi yok edecek şekilde iletim kanalına göre hesaplanmalıdır. Bu hesaplama için iki farklı yol izlenebilir. Birincisi, eğer

iletim kanalı alıcıda biliniyorsa ya da alıcıda kestirilmişse denkleştirici katsayıları doğrudan var olan herhangi bir ölçüte göre hesaplanabilir. İkincisi, kanal bilgisi alıcıda yoksa veya kanal zamanla değişiyorsa uyarlanır denkleştiriciler kullanılabilir [22].

Denkleştirici katsayılarını doğrudan hesaplamada veya uyarlanır algoritmalarla elde edilmesinde kullanılan üç hata ölçütünden en anlamlı olanı denkleştirici çıkışındaki kestirilen hatalı verilerin tüm veri paketindeki bit sayısına oranı olan bit hata oranıdır (Bit Error Rate, BER). Fakat bu ölçütü kullanarak denkleştirici katsayılarını hesaplamak çok karmaşıktır [22]. Diğer kullanılan ölçütler ise tepe bozulma ölçütü (Peak Distortion Ratio, PDR veya Peak to Mean value Ratio, PMR) ve ortalama karesel hata (Mean Square Error, MSE) ölçütüdür.

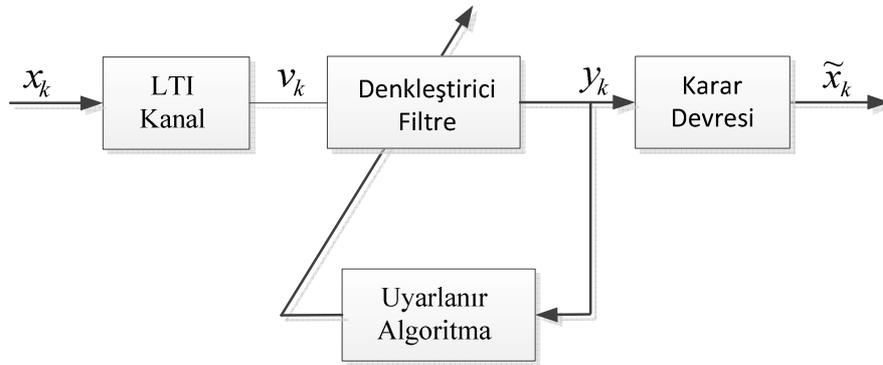
Eğer kanalın frekans spektrumu sıfırlar içeriyorsa tepe bozulma ölçütü kullanan kanal denkleştiricilerin performansı zayıf olur. Bu ölçütü kullanan denkleştiriciler kanalda zayıflamanın çok fazla olduğu frekans bileşenlerini yükseltirken gürültüyü de yükseltmiş olurlar. Denkleştiricilerin katsayılarının uygun olup olmadığına karar vermek için tanıtılmış ölçütler içerisinde kaynaklarda en yaygın kullanılanı karesel ortalama hata (MSE) ölçütüdür.

Geleneksel denkleştiricilerde, denkleştirici filtrenin tap ağırlıkları başlangıçta verici ve alıcının bildiği veri sembollerinden oluşan öğrenme dizisi ile belirlenir. Bu denkleştirici türleri kör olmayan denkleştiriciler olarak adlandırılırlar ve kör olmayan kanal denkleştirme için ayrıntılı bir çalışma Qureshi tarafından sunulmuştur [50]. Bu tip denkleştirici türlerinin başarımları yüksektir ve yaygın olarak kullanılırlar. Aynı zamanda bu tip denkleştirici türlerini kullanan alıcı yapılarında LMS algoritması yaygın olarak kullanılır [36]. Geleneksel uyarlanır bir kanal denkleştiricinin yapısı Şekil 2.1'de görülmektedir.



Şekil 2.1. Karar-yönelimli kanal denkleştirici yapısı

Öğrenme dizisi kullanan denkleştirici yapılarının başarımları yüksek olmasına rağmen, haberleşme sistemlerinde öğrenme dizisinin kullanılmasının uygun olmadığı sistemler ve durumlar vardır. Öğrenme dizisi kullanılması öncelikli olarak sistemin bant verimliliğini düşürür. Maliyet açısından değerlendirildiğinde alıcı ve verici tasarımındaki karmaşıklığın önemli ölçüde artmasına yol açar. Ağ haberleşmesi gibi tek noktadan çok noktaya haberleşme trafiği olan sistemlerde öğrenme dizisi kullanımı uygulanabilir değildir ve transfer edilen veri miktarı açısından çok pahalıdır. Aynı zamanda kanal profilinin yavaş değişim gösterdiği kanallarda denkleştirici filtrenin katsayılarını belirlemek için öğrenme dizisi kullanımının oluşturacağı performans kaybı telafi edilebilir. Kanal profilinin durağan olmadığı, hızlı değişim gösterdiği kanallarda ise öğrenme dizisi kullanımı uygun değildir. Bu nedenlerden dolayı haberleşme sistemlerinde öğrenme dizilerinin kullanımına ihtiyaç duymayan yöntemlere gereklilik vardır. Benzer şekilde askeri alanlarda kullanılan sistemler gibi bazı sistemlerde de öğrenme dizisinin kullanılması mümkün olmamaktadır. Kör denkleştiriciler haberleşme kanalının kestirilmesi ve denkleştirilmesi için öğrenme dizisine ihtiyaç duymazlar. Buna karşın kör denkleştirme algoritmaları alıcı ve vericinin bildiği sembol dizisini kullanmak yerine, iletilen veri dizisine ilişkin, bilinen istatistiksel bilgileri kullanırlar. Genel bir kör denkleştirici sistemin blok diyagramı ise Şekil 2.2’de verilmiştir.



Şekil 2.2. Uyarlanır kör denkleştirici sistemi

Genel olarak değerlendirildiğinde kör kanal denkleştiricilerin kullanım amacı kanal profilinin ve iletilen işaretin bilinmediği durumda, kanalın çıkışından ve iletilen işaretin istatistiksel ve olasılıksal özelliklerini kullanarak gönderilen işareti yüksek doğrulukla elde etmektir [51], [52].

Kör kanal denkleştirme teknikleri genel olarak üç farklı grup altında özetlenebilir. Birinci gruptaki algoritmalar hızlı iniş (steepest descent) temellidir. İkinci gruptaki algoritmalar alınan sinyalin ikinci veya daha yüksek dereceden istatistiksel özelliklerinden faydalanarak denkleştirici tasarımı için kanalın kestirilmesine dayalıdır. Üçüncü gruptaki algoritmalar ise kanalı kestirmek için ML ölçütünün kullanılmasına dayalıdır.

Sayısal haberleşme sistemlerinde sistemlerin başarımını sınırlayan problemlerin çözümüne yönelik çalışmalar 1960'lı yıllara kadar uzanır. Denkleştiricilere yönelik yapılan ilk çalışmalar Lucky tarafından gerçekleştirilmiştir ve bu nedenle uyarlanır denkleştiricileri ilk bulan kişi olarak bilinir [53], [54].

Lucky ilk olarak FIR yapıdaki denkleştirici filtrelerde kullanılan ve ZF olarak bilinen yöntemi önermiştir. Önerilen bu yöntem, FIR denkleştirici katsayılarını ayarlamak için kullanılan uyarlanır bir süreçtir. Gürültünün olmadığı durumda ZF denkleştiricinin transfer fonksiyonu haberleşme kanalının transfer fonksiyonunun tersine karşılık gelir.

Lucky tarafından önerilen ikinci yöntemde ise, birinci yöntemi genişleterek karar yönelimli (decision-directed) denkleştirici yapısını önerdi. Bu yöntem denkleştiricinin tasarımı için referans bilgi işareti kullanmaz. Bununla birlikte yöntemin başarımı, denkleştirici katsayılarının başlangıç koşullarına önemli oranda bağımlı olduğundan etkin bir yöntem değildir.

Bu süreçte aynı zamanda Windrow ve Hoff tarafından haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılan en küçük kareler (Least Mean Square, LMS) algoritması sunulmuştur. LMS algoritması uyarlanır sürecin başında öğrenme dizisi kullanır ve öğrenme dizisi ile denkleştirici çıkışı arasındaki ortalama karesel hatayı (Mean Square Error, MSE) azaltacak şekilde uyarlanır süreç yürütülür [55], [56].

Kör sistemlere yönelik ilk güçlü yöntem 1975 yılında Sato tarafından sunulmuştur [57]. Sato darbe genlik modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation, PAM) ile modüle edilmiş sinyaller ile çalışan uyarlanır bir denkleştirici yapısı önermiştir.

Kör kanal denkleştirme problemine yönelik ilk kapsamlı çalışma Benveniste, Goursat ve Ruget tarafından 1980 yılında yapılmıştır [58]. Bu çalışmada yazarlar tarafından kör algoritmaların bir sınıfı önerilmiştir ve bu sınıf Sato tarafından önerilen yöntemi de kapsamaktadır. Aynı zamanda bu çalışmada algoritmaların yakınsama özellikleri de ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Sato tarafından önerilen yöntem birçok farklı çalışma için başlangıç noktası olmuştur. Takip eden yıllarda 1980 yılında Godard [59] tarafından karmaşık değerli

işaretler için, 1983 yılında Treichler ve Agee [60] tarafından AM/FM modüle edilmiş işaretler için, 1984 yılında Serre ve Estenes [61] ve 1986 yılında Bellini [62] tarafından PAM sinyalleri için bir çok çalışma sunulmuştur. Sunulan bu çalışmalarda taşıyıcı faz belirsizliği vardır yani kör genlik denkleştirme yapılmıştır.

Kör denkleştirme ve taşıyıcı faz belirsizliğini gidermek için yapılan ilk çalışmalar 1984 yılında Benveniste ve Goursat tarafından [63], 1987 yılında Picchi ve Prati tarafından [65], yine 1987 yılında Wesolowski tarafından [66], 1992 yılında Kennedy ve Ding tarafından yapılmıştır [64]. “Kör denkleştirme” terimi ilk defa [63] çalışmasında kullanılmıştır. Bu çalışmada yazarlar hem karar yönelimli hemde Sato algoritmasının birleşiminden oluşan bir yöntem önermişlerdir. Aynı zamanda kanal çıkışının yüksek dereceden istatistiklerinin kör denkleştirme probleminde kullanılabileceğini göstermişlerdir. Son yıllarda ise [67], [68], [69], [70], [71], [72], [73], [74], [75], [76], [77], [78] çalışmaları sunulmuştur. Bu kör denkleştiriciler Bussgang tipi olarak sınıflandırılırlar [62].

Godard tarafından önerilen [59] çalışması ile karesel genlik modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) ile modüle edilmiş karmaşık değerli işaretler için yeni bir maliyet fonksiyonu sınıfı önerilmiştir. Daha sonrasında Treichler ve Agee maliyet fonksiyonu tasarlamak için iletilen işaretin yapısal özelliklerinden faydalanmışlardır. Özellikle bazı modülasyon çeşitlerinin sabit genlik (Constant Modulus, CM) özellikleri sabit genlik algoritmasında (Constant Modulus Algorithm, CMA) kullanılmıştır [60].

CMA algoritması basit yapısı nedeni ile en fazla araştırılan ve en yaygın olarak kullanılan kör denkleştirme algoritmasıdır. CMA algoritmasının performansını, LMS algoritmasında olduğu gibi yapısındaki adım büyüklüğü parametresi önemli ölçüde etkilemektedir. Sabit adım büyüklüğünden dolayı algoritmaların yakınsama hızları ve sürekli durum ortalama karesel hataları istenilen düzeyde değildirler. Ayrıca yakınsama hızlarının düşük ve sürekli durumda ortalama karesel hata seviyelerinin yüksek olması en büyük problemleridir. Bu problemlerin çözümüne ilişkin literatürde yapılmış bir çok çalışma mevcuttur. Sabit adım büyüklüğünden dolayı oluşan başarımlı kaybını azaltmak için adım büyüklüğü parametresi dinamik olarak değişen birçok algoritma önerilmiştir [79], [80], [81], [82], [83], [84], [85], [86]. Değişken adım büyüklüğünün kullanımındaki temel amaç, yakınsamayı hızlandırmak için uyarlanabilir sürecin başında adım büyüklüğünün büyük seçilmesi ve yakınsama sağlandıkça adım büyüklüğünün küçültülmesidir.

CMA algoritmasının adım büyüklüğü parametresinden bağımsız olarak da yakınsama hızını iyileştirmek ve sürekli durum ortalama karesel hatasını düşürmek için literatürde yapılmış birçok çalışma mevcuttur [87], [88], [89], [90], [91], [92], [93], [94].

[87] ve [88] çalışmalarında CMA algoritmasının hata fonksiyonu değiştirilerek değiştirilmiş sabit genlik algoritması (Modified Constant Modulus Algorithm, MCMA) sunulmuştur.

Kör kanal denkleştirme problemine yönelik ikinci önemli çalışma 1990 yılında Shalvi ve Weinstein tarafından yapılmıştır [95]. Yazarlar bu çalışmada daha önce Benveniste ve arkadaşları tarafından sunulan kör kanal denkleştirme problemine yönelik durumları önemli ölçüde basitleştirmişlerdir. [95] çalışmasından önce ZF denkleştiricinin mükemmel sağlanması için sonsuz istatistik bilginin gerektiği görüşü hakimdi. Shalvi ve Weinstein denkleştirilecek sinyalin sadece iki istatistiksel bilgisinin olması durumunda ZF denkleştiricinin gerçekleştirilebileceğini bu çalışma ile gösterdiler. Bu çalışma ile eğer dördüncü dereceden kümülan (kurtosis) maksimize edilir ve ikinci dereceden kümülan aynı kalırsa düzeltilen sinyalin iletilen sinyalin ölçeklenmiş ve fazı kaymış hali olacağını kanıtladılar. Daha sonra aynı zamanda yüksek dereceden istatistiklerin mükemmel denkleştirmeyi garanti etmek için kullanılabilirliğini gösterdiler [96]. 1993 yılında aynı yazarlar super-exponential algoritması olarak bilinen kümülan tabanlı bir algoritma önerdiler [97].

Kör kanal denkleştirme probleminin çözümü için alınan işaretin ikinci ve yüksek dereceden momentlerini kullanan kör denkleştirme teknikleri [98], [99], [100], [101], [102] çalışmaları ile sunulmuştur. En büyük olabilirlik (Maximum Likelihood, ML) yaklaşımını kullanarak ortak kanal kestirimi ve veri kararlaştırmasını gerçekleştiren yöntemler [103], [104], [105], [106] çalışmaları ile sunulmuştur. Aynı zamanda istatistiksel eğilim (stokastik gradient) temelli kör kanal denkleştirme algoritmalarının yakınsama karakteristikleri [107], [108] çalışmaları ile incelenmiştir.

Literatür çalışmaları incelendiğinde kör kanal denkleştirme probleminin çözümüne yönelik haberleşme sistemlerinde en iyi alıcı yapısı olarak bilinen uyumlu filtre alıcı yapısını kullanan çözümlerin de sunulduğu görülmektedir.

[109] çalışmasında yazarlar tarafından uyumlu filtre (Matched Filter, MF) ve DFE denkleştirici yapısını kullanan bir yöntem önerilmiştir. DFE filtreleri kanal çıkışındaki veri kullanılarak kanalın özilişki fonksiyonundan kör olarak elde edilmiştir. Uyarlanır sürecin başlangıcında DFE denkleştiricinin geri besleme kısmı ihmal edilerek LE modunda

kullanılmıştır. Bu durumda MF filtresi CMA algoritması kullanılarak kestirilmiştir. Yakınsama sağlandıktan sonra geribesleme filtresi dahil edilerek LE modundan orjinal DFE moduna geçilmiştir. Benzetim çalışmalarında birim vuruş tepkesi $h = [1.0 \ 0.57 \ 1.12 \ -0.12 \ 0.95]^T$ olan kanal profili ve BPSK modülasyonu kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlardan uyumlu filtre katsayılarının yaklaşık 9000 iterasyon sonunda kararlılığa ulaştığı görülmektedir.

[110] çalışmasında Forney tarafından önerilen uyumlu filtre alıcı (Matched filter receiver, MFR) yapısı, ISI ve Gaussian gürültünün olduğu kanallarda kör alıcı yapıları için araştırılmıştır. Bu çalışmada kör MLSE, kör LE ve kör DFE yapıları incelenmiştir. Kör MFR yapısında kanal filtresi CMA gibi bir algoritma ile kolayca kestirilmektedir. CMA algoritmasının kanal kestirimindeki başarımı gürültünün olduğu durumda kötüleşir. Bu problemin çözümü için yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Aynı zamanda bu çalışma, literatürde CMA algoritmasının direk CIR kestiriminde kullanıldığı ilk çalışmadır. Benzetim çalışmalarında birim vuruş tepkesi $h = [0.45 \ 0.51 \ 0.62 \ 0.40]^T$ olan kanal profili ve BPSK modülasyonu kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlardan uyumlu filtre katsayılarının yaklaşık 1500 iterasyon sonunda kararlılığa ulaştığı görülmektedir.

[111] çalışmasında kör dekleştirici sadece bilinmeyen kanalın faz kestiriminde kullanılmıştır. Kanalın genlik yanıtı kanalın özilişki fonksiyonundan elde edilmiştir. Daha sonra faz ve genlik yanıtları birleştirilerek bilinmeyen haberleşme kanalı kestirilmiştir.

[112] çalışmasında MFR alıcı yapısının kör sistemlerde özellikle kör kanal kestiriminde nasıl kullanılabileceği gösterilmiştir ve yeni bir kör MFR yapısı sunulmuştur. MFR yapısı yeniden düzenlenerek CMA algoritması ile birlikte uyumlu filtrenin kestirimi için kullanılmıştır. Uyumlu filtre kestirildiğinde uyumlu filtrenin birim vuruş tepkesi kanalın birim vuruş tepkesinin ters eşleniği olduğundan kanalın birim vuruş tepkesi de kestirilmiş olur. MFR ve CMA algoritması birlikte kullanılarak yeni bir kör kanal kestirimi yöntemi sunulmuştur.

[113] çalışmasında kör uyumlu filtre alıcı yapısının gerçekleştirilmesi üzerine yeni bir mimari sunulmuştur. Bu çalışmada matris ters alma ve matris çarpma işlemleri basit ardışıl bir algoritma ile gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda sunulan yaklaşım MMSE denkleştiricinin gerçekleştirilmesi için gürültünün varyansına ihtiyaç duymaz. MMSE denkleştirici filtresi yalnızca kanalın özilişki fonksiyonu ile gerçekleştirilmektedir.

Hücrel haberleşme sistemlerinin hızlı değişimlerin yaşandığı dünyasında düşük yakınsama hızlarına ve yüksek işlem karmaşıklığına sahip yöntemler ilgi görmemektedir.

Bu nedenle uygulanabilirlik açısından HOS tabanlı algoritmalarından SOS tabanlı algoritmalara doğru değişen bir eğilim bulunmaktadır [114], [115].

Bu değerlendirmeler doğrultusunda yapılan bu çalışmada kör denkleştirme problemi için uyumlu filtre esaslı yeni bir çözüm yaklaşımı önerilmiştir. Kör sistemlerde kanal kestirimi ve denkleştirme için referans veri olmadığından gönderilen veriye ait istatistiksel bilgiler kullanılır. Bu çalışmada ise referans bilgisi olarak kanal çıkışından alınan verinin kullanılması ile problemin çözümüne yeni bir yaklaşım getirilmiştir. Önerilen yapı, uyumlu filtre ve karar geribeslemeli denkleştiriciden oluşmaktadır. Uyumlu filtre, karar geribeslemeli denkleştirici yapısı ile kullanıldığı durumda denkleştirici filtrelerinin katsayıları kanal çıkışından kör olarak elde edilmektedir [109]. DFE filtrelerinin birim vuruş tepkeleri elde edildikten sonra uyumlu filtrenin birim vuruş cevabı ise geleneksel haberleşme sistemlerinde kullanılan LMS gibi uyarlanır algoritmalar kullanılarak kolaylıkla elde edilir. Uyumlu filtrenin birim vuruş tepkisi kestirildiğinde, uyumlu filtrenin birim vuruş tepkisi kanalın birim vuruş tepkesinin zamanda ters eşleniği olduğundan kanalın birim vuruş tepkisi de kestirilmiş olur. Önerilen yapı ile kanal denkleştirme işlemi doğrusal bir filtre kestirimi işlemine dönüştürüldüğünden yakınsama hızı ve başarımı yüksek bir yöntem elde edilmiştir.

Çalışmanın ikinci kısmında LMS, CMA gibi istatistiksel tabanlı algoritmaların başarımlarının, hata fonksiyonlarının yüzeyle tek değerlikli minimum değere sahip (convex) olmayan yapıdaki problemlerin çözümünde yeterli olmamaktadır. Dolayısıyla son yıllarda doğrusal olmayan problemlerin çözümünde uygulama alanı bulan parçacık sürü optimizasyonu (Particle Swarm Optimization, PSO) algoritması [44] bu çalışmada kör kanal denkleştirme problemine uyarlanmıştır. PSO algoritması ile çözüm uzayı çoklu olası çözümler ile tarandığından yerel minimumlara takılma ihtimali daha azdır. Aynı zamanda PSO algoritmasının parametre hassasiyetinin düşük olması diğer bir avantajıdır. PSO algoritması ilk defa bu çalışma ile kör MF-DFE yapısında kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlardan PSO algoritması ile önerilen yöntemin yakınsama hızında ve başarımında önemli bir iyileştirme yapılmıştır ve kör sistemler için yakınsama hızı ve başarımı yüksek bir yöntem elde edilmiştir.

Çalışmanın son kısmında ise önerilen yöntemin hata tabanının ortadan kaldırılması amaçlanmıştır. Sistemde kalıcı ISI bileşenlerinden dolayı oluşan hata tabanı, performansı yüksek kanal kodlayıcılardan olan Turbo kodlayıcıların kullanılması ile ortadan kaldırılmıştır.

Bir sonraki bölümde kör sistemlerde yaygın kullanılan algoritmalar verildikten sonra önerilen yöntemler verilmiştir.

2.2. Uyarlanır Kör Kanal Denkleştiriciler

Uyarlanır kör denkleştirme algoritmaları sıklıkla sadece kanal çıkışındaki veriyi içeren, yani öğrenme dizisini içermeyen özel maliyet fonksiyonlarının minimizasyonunu sağlayacak şekilde tasarlanır. Maliyet fonksiyonu (2.1) ile verildiği gibi ifade edilir.

$$J = E\{\Psi(y[k])\} \quad (2.1)$$

(2.1) ile verilen maliyet fonksiyonu stokastik gradient descent algoritması ile kolaylıkla (2.2) eşitliğinde verildiği gibi türetilir.

$$\begin{aligned} c(k+1) &= c(k) - \mu \frac{\partial}{\partial c(k)} \Psi(y[k]) \\ &= c(k) - \mu \Psi'(v^T(k)c(k))v^*[k] \end{aligned} \quad (2.2)$$

(2.2) eşitliğinde yer alan $v[k]$ ve $y[k]$ terimleri sırasıyla kanal çıkışındaki ve denkleştirici çıkışındaki veriye karşılık gelir. $\Psi(x)$ fonksiyonun birinci türevi (2.3) ifadesinde belirtildiği gibi $\psi(x)$ fonksiyonu ile gösterilmiştir.

$$\psi(x) \triangleq \Psi'(x) = \frac{\partial}{\partial x} \Psi(x) \quad (2.3)$$

Bu ifadeler sonucunda kör denkleştirme algoritması sonuç olarak

$$c(k+1) = c(k) - \mu \psi(v^T(k)c(k))v^*[k] \quad (2.4)$$

ile ifade edilir.

Kör bir denkleştirici, maliyet fonksiyonu $\Psi(x)$ veya eşdeğer olarak maliyet fonksiyonun türevi $\psi(x)$ fonksiyonu ile tanımlanır. Bu fonksiyonlar aynı zamanda hata fonksiyonu olarak da nitelendirilirler. Genel olarak değerlendirildiğinde bir kör denkleştirici tasarımı $\Psi(x)$ veya $\psi(x)$ fonksiyonlarının seçimi olarak yorumlanabilir.

Maliyet fonksiyonu J 'nin minimum noktası, (2.4) eşitliğini minimum yapan çözüm kümesi denkleştirici çıkışında ISI'nın önemli oranda azaltıldığı noktadır.

2.2.1. Bussgang Algoritması

Bussgang tipi bir kör eşitleyici üç kısımdan oluşmaktadır. Bunlar, sonlu vuruş cevaplı (FIR) denkleştirici filtresi, sıfır hafızalı doğrusal olmayan çıkış birimi ve filtre parametrelerini ayarlayan uyarlanırlar bir algoritmadır [116]. Denkleştirici filtre çıkışı y_k , sıfır hafızalı doğrusal olmayan kestirimciye uygulandığında iletilen işaretin kestirimi \tilde{x}_k elde edilir.

$$\tilde{x}_k = g(y_k) \quad (2.5)$$

Burada $g(\cdot)$ doğrusal olmayan bir fonksiyondur [36]. Hata fonksiyonu

$$e_k = y_k - \tilde{x}_k \quad (2.6)$$

şeklinde yazılır. Maliyet fonksiyonu ise

$$\begin{aligned} J &= E\{(y_k - \tilde{x}_k)^2\} \\ &= E\{(y_k - g(y_k))^2\} \end{aligned} \quad (2.7)$$

olan Bussgang algoritmasında filtre katsayıları

$$c(k+1) = c(k) - \mu(y_k - g(y_k))v_k^* \quad (2.8)$$

şeklinde güncellenir. Denkleştirici uzunluğu yeteri kadar uzun olduğunda ve algoritma yakınsadığında denkleştirici çıkışı y_k yaklaşık olarak aşağıdaki koşulu sağlar.

$$E\{y_k y_{k+1}\} = E\{y_k g(y_{k+1})\} \quad (2.9)$$

Bu koşulu sağlayan proseslere “Bussgang prosesi” adı verilir. Bu proseslerde prosesin öz ilişki fonksiyonu, proses ile prosesin sıfır hafızalı doğrusal olmayan kestirimci çıkışı arasındaki çapraz ilişkiye eşit olmalıdır. (2.9) eşitliğini sağlayan kör uyarlamalı denkleştirme algoritmaları Bussgang algoritmaları olarak bilinirler [116].

Bussgang tipi algoritmaların yakınsamaları garanti edilemez. Çünkü sonlu uzunluktaki filtrelerin değer fonksiyonları konveks olmayan bir yapıdadır, bu da yanlış minimuma yakınsamalarına neden olabilmektedir.

2.2.2. Sato Algoritması

PAM ile modüle edilmiş sinyaller için Sato tarafından önerilen ilk kör denkleştirme algoritmasıdır [57]. (2.10) eşitliği ile verilen hata fonksiyonu ile tanımlanır.

$$\psi_1(y[k]) = y[k] - R_1 \text{sgn}(y[k]) \quad (2.10)$$

(2.10) eşitliğinde R_1 terimi,

$$R_1 \triangleq \frac{E\{|x[k]|^2\}}{E\{|x[k]|\}} \quad (2.11)$$

ile tanımlanır. (2.10) eşitliğinden görüldüğü gibi öğrenme dizisi kullanan sistemlerde öğrenme dizisinin $(x(n - \delta))$ yerini $R_1 \text{sgn}(y[k])$ terimi almıştır.

2.2.3. BGR Algoritması

Sato algoritması Benveniste, Goursat ve Ruget tarafından genişletilerek (2.12) ile verilen hata fonksiyonlarının bir sınıfını sunmuşlardır [58].

$$\psi_b(y[k]) = \tilde{\psi}(y[k]) - R_b \text{sgn}(y[k]) \quad (2.12)$$

Burada R_b terimi,

$$R_b \triangleq \frac{E\{\tilde{\psi}(x[k])x[k]\}}{E\{x[k]\}} \quad (2.13)$$

ile tanımlanır. Burada $\tilde{\psi}(x)$ fonksiyonu tek bir fonksiyondur ve (2.14) ile verilen koşulu sağlar.

$$\tilde{\psi}''(x) \geq 0, \quad \forall x \geq 0 \quad (2.14)$$

$\tilde{\psi}(x) = x$ olduğunda Sato algoritması elde edilir. (2.12) ve (2.14) eşitlikleri ile tanımlanan algoritmaların sınıfı BGR algoritmaları olarak bilinir.

Bu algoritmalar karmaşık sinyaller (QAM) ve karmaşık denkleştirici parametreleri için genelleştirildiğinde gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılarak kolayca değerlendirilir.

$$\begin{aligned} \psi_b(y[k]) = & \tilde{\psi}(Re\{y[k]\}) - R_b \operatorname{sgn}(Re\{y[k]\}) + \\ & j\{\tilde{\psi}(Im\{y[k]\}) - R_b \operatorname{sgn}(Im\{y[k]\})\} \end{aligned} \quad (2.15)$$

2.2.4. Sabit Genlik Algoritması (CMA)

$\psi_1(x)$ ile verilen Sato hata fonksiyonun, (2.10) eşitliğinin integrali alındığında, Sato algoritmasının [58] (2.16) denklemindeki gibi eşdeğer bir maliyet fonksiyonuna sahip olduğunu gösterir.

$$\Psi_1(y[k]) = \frac{1}{2} (|y[k]| - R_1)^2 \quad (2.16)$$

Bu maliyet fonksiyonu [57]'deki maliyet fonksiyonları tarafından belirtilen algoritmaların diğer bir sınıfı içinde Godard tarafından genelleştirildi.

$$\Psi_q(y[k]) = \frac{1}{2q} (|y[k]|^q - R_q)^2, \quad q = 1, 2, \dots \quad (2.17)$$

(2.17) eşitliğinde R_q terimi,

$$R_q \triangleq \frac{E\{|x[k]|^{2q}\}}{E\{|x[k]|^q\}} \quad (2.18)$$

ile ifade edilir. Godard algoritmalarının bu sınıfı pozitif tam sayı q tarafından gösterilir. Stokastik Gradient Descent (SGD) yaklaşımı kullanıldığında, Godard algoritmaları (2.19) denklemi ile verilir.

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \mu(|y[k]|^q - R_q)|y[k]|^{q-2}y[k]v^*[k] \quad (2.19)$$

Burada $y[k] = c(k)^T v[k]$ 'yi yani denkleştirici çıkışını ve üst indis $(.)^*$ karmaşık eşleniği gösterir.

Godard algoritması $q=2$ olduğu durum için Treichler ve Agee tarafından eşzamanlı olarak sabit genlik algoritması (Constant Modulus Algorithm, CMA) olarak geliştirildi [60]. $|x[k]|^2 = R_2$ sabit genliğine sahip olan kanal giriş işareti için, CMA denkleştirici istenen sabit genlik özelliklerine sahip olmayan $y[k]$ çıkış örneklerini azaltır. Genlik hatası basit olarak,

$$e[k] = |y[k]|^2 - R_2 \quad (2.20)$$

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

2.2.5. Değiştirilmiş CMA Algoritması

Değiştirilmiş CMA (Modified CMA, MCMA) algoritması [87] CMA algoritmasının maliyet fonksiyonun değiştirilmesi ile elde edilmiştir. CMA algoritmasının maliyet fonksiyonu gerçel ve sanal kısımlara ayrılarak değerlendirilmiştir. Maliyet fonksiyonu

$$J(k) = J_R(k) + J_I(k) \quad (2.21)$$

ifadesi ile verilir. Burada $J_R(k)$ ve $J_I(k)$ sırasıyla denkleştirici çıkışının gerçel ve sanal kısımlarının maliyet fonksiyonlarına karşılık gelir ve aşağıda verildiği gibi tanımlanırlar.

$$J_R(k) = E \left\{ (|y_R[k]|^2 - R_{2,R})^2 \right\} \quad (2.22)$$

$$J_I(k) = E \left\{ (|y_I[k]|^2 - R_{2,I})^2 \right\} \quad (2.23)$$

Bu eşitliklerde yer alan $R_{2,R}$ ve $R_{2,I}$ terimleri

$$R_{2,R} = \frac{E\{|x_R[k]|^4\}}{E\{|x_R[k]|^2\}} \quad (2.24)$$

$$R_{2,I} = \frac{E\{|x_I[k]|^4\}}{E\{|x_I[k]|^2\}} \quad (2.25)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Hata fonksiyonu ise

$$e[k] = e_R[k] + e_I[k] \quad (2.26)$$

eşitliği ile verilir. Burada

$$e_R[k] = y_R[k](y_R^2[k] - R_{2,R}) \quad (2.27)$$

$$e_I[k] = y_I[k](y_I^2[k] - R_{2,I}) \quad (2.28)$$

şeklinde ifade edilir.

2.2.6. Önerilen LMS-CMF-BLIND Kör Denkleştirme Yöntemi

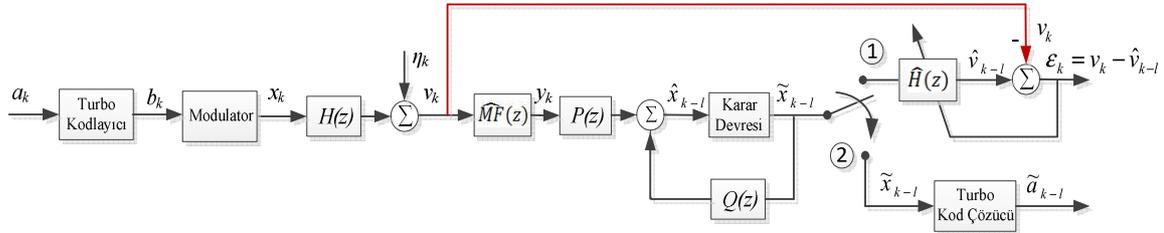
Kör sistemlerde önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi öğrenme dizileri kullanılmaz. Bundan dolayı alıcıda haberleşme kanalının kestirilmesi ve denkleştirilmesi için kullanılacak referans işareti bulunmaz. Alınan işaretin yeniden elde edilmesi için iletilen işaretlerin olasılıksal ve istatistiksel özellikleri kullanılır. Bu çalışmada önerilen yöntem ile kör kanal denkleştirme problemine farklı bir çözüm yaklaşımı getirilmektedir. Önerilen sistemin blok diyagramı Şekil 2.3'de görülmektedir. Önerilen yöntem uyarlanırlı algoritma olarak LMS algoritması kullanıldığı durumda LMS-CMF-BLIND olarak

adlandırılmaktadır. Önerilen yapı ile alıcı tarafta alınan verinin bir kestirimi elde edilerek kanal çıkışından alınan işaret referans işareti olarak kullanılmaktadır. Hata devresi ise açık olarak Şekil 2.4’de verilmektedir. Verilen blok diyagramından görüldüğü gibi önerilen yöntem kanal uyumlu filtre ve karar geribeslemeli denkleştirici yapısını içermektedir. Kanal uyumlu filtre karar geribeslemeli denkleştirici yapısı incelendiğinden burada tekrar bahsedilmeyecektir.

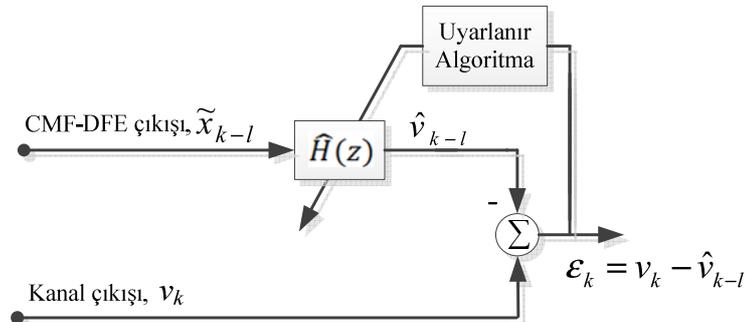
Uyarlanırlar süreç boyunca, diğer bir ifade ile uyumlu filtrenin ve kanal katsayılarının uyarlanırlar algoritma ile elde edilmesi süresince anahtar 1 konumunda olmaktadır. Uyarlanırlar sürecin başında denkleştirici filtreleri öğrenme dizilerine ihtiyaç duyulmadan kanal çıkışından kör olarak (1.170) ile elde edilir. (1.170) eşitliğinde \mathbf{D} matrisi kanalın özilişki fonksiyonu ile ilişkilidir. \mathbf{D} matrisinin bileşenleri yani uyumlu filtre çıkışındaki ISI bileşenleri,

$$d_i = E\{v_k v_{k-i}^*\} \quad i \neq 0 \quad (2.29)$$

ile elde edilir. (2.29) eşitliğinden görüldüğü gibi d_0 teriminde gürültünün varyansı toplamsal olarak görülmektedir.



Şekil 2.3. Önerilen sistemin blok diyagramı



Şekil 2.4. Önerilen sistemin hata devresi

[42] çalışmasında gürültünün varyansının CMF-DFE yapısı üzerindeki etkisi incelenmiş ve d_0 terimi üzerinde gürültünün varyansının toplamsal olarak etki ettiği durumda denkleştirici performansının daha iyi olduğu gösterilmiştir. Denkleştirici katsayıları c_i 'ler ZF kuralı ile hesaplanmaktadır [38], [40].

DFE filtrelerinin katsayıları hesaplandıktan sonra kestirilmesi gereken filtreler uyumlu filtre ($\widehat{MF}(z)$) ve kanal filtresidir ($\widehat{H}(z)$). Yani kanal denkleştirme problemi doğrusal bir filtre kestirimi problemine indirgenmiş olur. Uyumlu filtre kestirildiğinde uyumlu filtrenin birim vuruş tepkisi kanalın birim vuruş tepkesinin ters eşleniği olduğundan kanalın birim vuruş tepkisi de kestirilmiş olur. Uyumlu filtrenin ve kanal filtresinin birim vuruş tepkeleri arasındaki ilişki (2.30) eşitliği ile verilmiştir.

$$\widehat{m}_i = \widehat{h}_{-i}^*, \quad i = 0, \dots, L' \quad (2.30)$$

Uyumlu filtre ($\widehat{MF}(z)$) ve dekleştirici filtre çıkışı (2.31) ve (2.32) ile verilir.

$$\widehat{y}_k = \sum_{i=0}^{L'} \widehat{h}_{L'-i}^* v_{k-i} \quad (2.31)$$

$$\widehat{x}_k = \sum_{i=-L_{ff}}^0 c_i \widehat{y}_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_{fb}} c_i \widehat{x}_{k-i} \quad (2.32)$$

Denkleştirici çıkışında elde edilen soft değerler daha sonra karar devresine uygulanır. Karar devresinde iletilen sembollere karar verilirken modülasyon tipinin bilinmesi gerekir. Modülasyon tipinin bilinmediği durumda sembollere ait soft değerler kullanılır. Karar devresinin çıkışında karar verilen semboller (\widehat{x}_k) DFE'nin geribesleme filtresine uygulanır. Soft değerlerin kullanılması durumunda ISI azaltılmasında azalma olmaz ve modülasyon türü bilinmeyen veri denkleştirilebilir. Buna karşın sistemin yakınsama hızında bir azalma gözlenebilir. Bu durumda sistemin yakınsama hızını artırmak için soft-sınırlayıcı kullanılır. Soft-sınırlayıcının çıkışı (2.33) ve (2.34) ile verilmiştir.

$$\widehat{x}_k = \gamma_k \angle \widehat{\theta}_k \quad (2.33)$$

Burada $\widehat{\theta}_k = \arg(\widehat{x}_k)$ 'dir ve kestirilen verinin fazına karşılık gelir.

$$v_k = \begin{cases} 1 & |\hat{x}_k| > 1 \\ |\hat{x}_k| & |\hat{x}_k| < 1 \end{cases} \quad (2.34)$$

İletilen verinin kestirimi elde edildikten sonra (2.35) ile kanal çıkışının kestirimi elde edilir.

$$\hat{v}_{k-l} = \sum_{i=0}^{L'} \hat{h}_i \tilde{x}_{k-i-l} \quad (2.35)$$

Burada L' kestirilen kanal filtresinin sembol saklama hafızasını veya girişim oluşturan sembol sayısını gösterir ve alıcıda bilinmediği kabul edilmiştir. $L' > L$ alınmış ve en iyi değeri $L' = 2L + 1$ 'dir. l ise sabit bir gecikmeye karşılık gelir ve en iyi seçimi $l = L' + L_f$ 'dir.

Kanal çıkışının kestirimi elde edildikten sonra hata fonksiyonu kanal çıkışından alınan veri kullanılarak

$$\varepsilon_k = v_k - \hat{v}_{k-l} \quad (2.36)$$

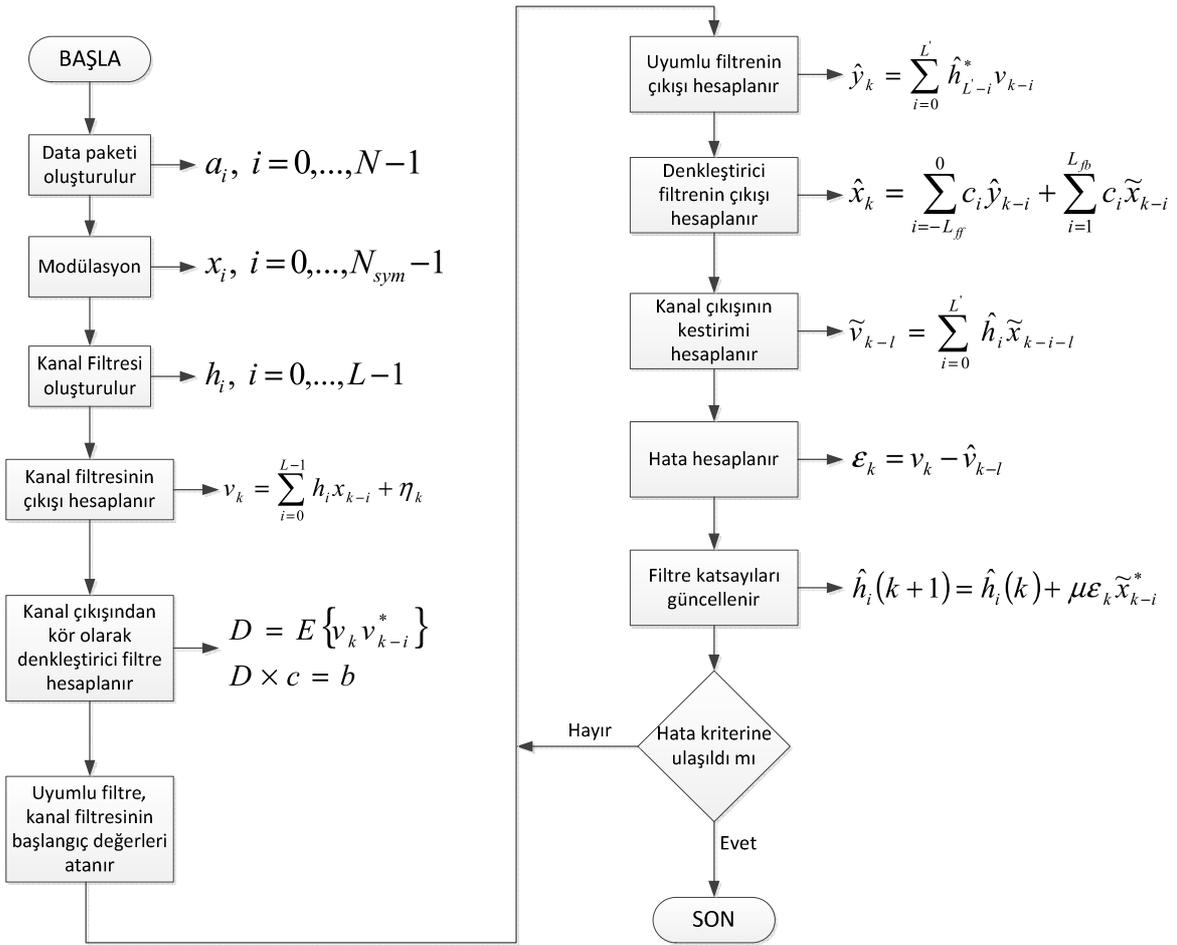
ile yazılır. Hata fonksiyonu elde edildikten sonra maliyet fonksiyonu ise (2.37) ile verilmiştir.

$$J = \min\{|\varepsilon_k|^2\} \quad (2.37)$$

Maliyet fonksiyonu elde edildikten sonra bu fonksiyonu minimum yapan katsayı takımı geleneksel haberleşme sistemlerinde kullanılan uyarlanır algoritmalar kullanılarak kolaylıkla elde edilir. LMS algoritması ile belirlendiği durumda güncelleme eşitliği (2.38) ile verilmiştir.

$$\hat{h}_i(k+1) = \hat{h}_i(k) + \mu \varepsilon_k \tilde{x}_{k-i}^* \quad i = 0, 1, 2, \dots, L' \quad (2.38)$$

Önerilen yönteme ilişkin akış diyagramı Şekil 2.5'de verilmiştir.



Şekil 2.5. Önerilen yönteme ilişkin akış diyagramı

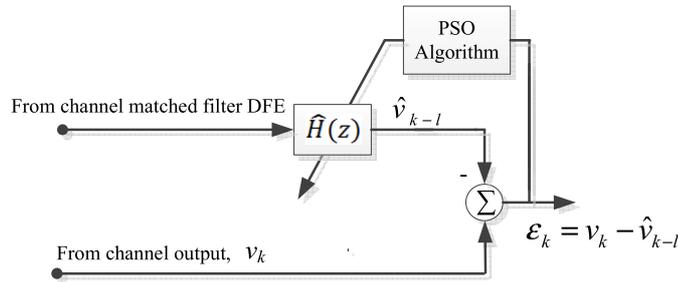
2.2.7. Önerilen PSO-CMF-BLIND Kör Denkleştirme Yöntemi

LMS algoritmasının parametre hassasiyetinin yüksek olmasından dolayı yakınsama hızını ve başarımını yapısında yer alan adım büyüklüğü parametresi önemli bir şekilde etkilemektedir. Buna ilaveten hata fonksiyonlarının yüzeyleri convex olmayan problemlerde yakınsama hızının ve başarımının yeterli olmaması önemli eksiklerindedir.

Bu değerlendirmeler doğrultusunda çalışmanın ikinci kısmında sürü zekası önerilen yönteme uyarlanmaktadır. Bu doğrultuda parametre hassasiyeti düşük olan ve sosyal tabanlı bir optimizasyon algoritması olan PSO algoritması uyarlanır algoritma olarak kullanılmaktadır. Uyarlanır algoritma olarak PSO algoritması kullanıldığından yöntem PSO-CMF-BLIND olarak adlandırılmıştır. PSO algoritmasının sosyal tabanlı bir optimizasyon algoritması olması nedeni ile parçacıkların problemin çözümü süresince

birbirleri ile olan etkileşimleri algoritmanın performansını yükseltmektedir. PSO algoritmasının hızlı yakınsama özellikleri ve mühendislik alanında farklı problemlerin çözüme başarılı bir şekilde uygulanması PSO algoritmasını potansiyel bir araç haline getirmiştir [117], [118], [119].

PSO algoritmasının kullanılması durumunda hata devresinin blok diyagramı Şekil 2.6'da verilmiştir. Şekil 2.6'da verilen hata devresi kullanılarak $\widehat{MF}(z)$ ve $\widehat{H}(z)$ filtreleri PSO algoritması kullanılarak kestirilir. PSO algoritmasının kullanımı aşağıda açıklanmıştır.



Şekil 2.6. Hata devresi

Öncelikle tanımlanan problem sınırları içerisinde kalacak şekilde tüm parçacıkların başlangıç değerleri rassal olarak atanır. Burada her bir parçacığın konum bilgisi uyumlu filtrenin ($\widehat{MF}(z)$) dolaylı olarak kanalın ($\widehat{H}(z)$) birim vuruş tepkelerine karşılık gelmektedir. Parçacıkların başlangıç değerleri belirlendikten sonra tüm parçacıklar için kanal çıkışındaki veri kullanılarak (2.31) ve (2.32) ile uyumlu filtre ve DFE denkleştiriciye uygulanarak gönderilen datanın her parçacık için bir kestirimi elde edilir. Daha sonra parçacıklar için elde edilen bu veriler $\widehat{H}(z)$ filtresine uygulanarak her parçacık için (2.35) eşitliği kullanılarak kanal çıkışının bir kestirimi elde edilmektedir. Elde edilen bu veriler ile kanal çıkışından alınan gerçek veriler kullanılarak oluşturulan ortalama karesel hatayı (MSE) azaltacak şekilde $\widehat{MF}(z)$ ve $\widehat{H}(z)$ filtrelerinin tap ağırlıkları uyarlanır olarak güncellenerek en iyi tap ağırlıkları elde edilir. Her bir iterasyonda amaç fonksiyonu bir giriş penceresi için MSE'nin kestirimine karşılık gelir. n'inci iterasyonda i'inci parçacık için MSE değeri (2.39) ile verilir.

$$J_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |\epsilon_{ji}(n)|^2 \quad (2.39)$$

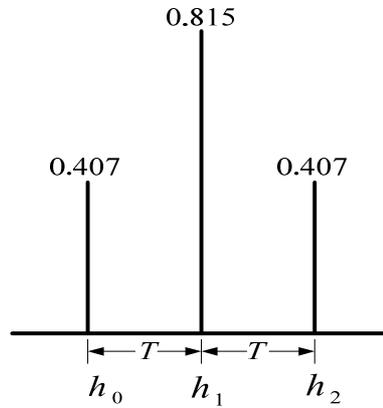
Burada N filtreye giriş verisinin pencere boyutununa karşılık gelir ve $\varepsilon_{ij}(n)$ ise i 'inci parçacığın j 'inci hatasını belirtir.

$\widehat{MF}(z)$ ve $\widehat{H}(z)$ filtresi için uyarlanır olarak en iyi tap ağırlıkları elde edildikten sonra anahtar 2 konumuna alınır. Anahtar 2 konumuna alındıktan sonra aynı veri kullanılarak iletilen verinin bir kestirimi elde edilir.

Bir sonraki bölümde benzetim ortamı verilerek, kör olmayan ve kör sistemlere yönelik elde edilen sonuçlar verilir değerlendirilmeleri yapılmıştır.

2.3. Benzetim Ortamı

Bu çalışmada yapılan tüm benzetimler C++ programlama dili kullanılarak temel bantta hazırlanmış ve Monte Carlo döngüsüyle gerçekleştirilmiştir. Tüm benzetimlerde iletim kanalı 3 dallı Rayleigh dağılımlı olarak kabul edilmiştir. Kanal profili olarak Proakis B kanal profili kullanılmıştır. Kullanılan kanal profili Şekil 2.7'de verilmiştir [22].



Şekil 2.7. Benzetimlerde kullanılan kanal profili [22]

Doppler frekans kaymasının olmadığı durum için Rayleigh dağılımlı iletim kanal filtresinin katsayıları aşağıdaki eşitlik ile verilir.

$$h_k = \sum_{i=1}^{N_{ışın}} A_k e^{j\alpha_i} \quad (2.40)$$

Burada $N_{ışın}$, alıcı antene α_i açılarından gelen ışınların sayısını, A_k ise kanalın güç gecikme profili katsayısını belirtmektedir. α_i , $(0, 2\pi)$ arasında düzgün dağılıma sahiptir. Tüm benzetimlerde $N_{ışın} = 8$ alınmıştır.

Benzetim çalışmalarında karesel faz modülasyonu (QPSK) kullanılmıştır. Benzetimlerde 4000 sembollük veri paketleri 3000 farklı Rayleigh kanala uygulanarak sonuçlar elde edilmiştir. Hazırlanan veri paketlerinin ilk kısmına CAZAC dizisi yerleştirilmiştir. CAZAC dizisinin ardından güvenlik sembolleri ve ardından veri sembolleri yerleştirilmiştir. CAZAC dizisi yalnızca BER başarımlarının elde edilmesinde faz belirsizliği probleminin çözümü ve senkronizasyon için kullanılmıştır yani uyarlanırsüreçte kullanılmamıştır [119].

Önerilen yöntemlerde alıcı tarafta kanalın tap sayısının bilinmediği varsayıldığından $L = 3$ taplı bir kanal profili için kanalın tap sayısı $L' = 5$ olarak alınmıştır. DFE filtrelerinin tap sayıları ise ileri yön için $L_{ff} = 5$ tap ve geri yön için $L_{fb} = 4$ tap alınmıştır. PSO-CMF-BLIND ve LMS-CMF-BLIND algoritmalarının performansı CMA algoritmasının performansı ile karşılaştırılmıştır. Benzetimi yapılan diğer yöntemlerde de denkleştirici filtrenin tap sayısı $N = 9$ alınmıştır. Aynı zamanda elde edilen sonuçlar en iyi çözüm olarak bilinen MLSE başarımlarını ölçütü ile de karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada PSO-CMF-BLIND denkleştirici de klasik PSO algoritması [44] kullanılmıştır. PSO-CMF-BLIND algoritmasında problemin çözümü için 40 parçacık kullanılmıştır. Problem uzayı $x_{max} = 1.5$ ve $x_{min} = -1.5$ olarak alınmıştır. Burada x_{max} ve x_{min} kanal tap ağırlıklarının alabileceği maksimum ve minimum değerlerine karşılık gelmektedir. Algoritmalarda kullanılan parametre değerleri aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 2.1. Başarım analizlerinde kullanılan algoritmaların parametre değerleri

CMA	LMS-CMF-BLIND	PSO-CMF-BLIND		
μ	$\mu_{LMS-CMF-BLIND}$	c_1	c_2	N
0.0075	0.04	1.5	2.0	150

Önerilen yöntemlerin kodlayıcı ile başarımlarında Turbo kodlayıcı [19] ile performans grafikleri elde edilmiştir. Turbo kodlayıcıda kısıt uzunluğu $K=3$ olan ve aynı üreteç fonksiyonlarını $(5,7)_8$ kullanan özyinelemeli sistematik katlamalı kodlayıcılar kullanılmıştır. Serpiştirici olarak random serpiştirici kullanılmış ve delme işlemi

uygulanmamıştır. Turbo kod çözücünde kod çözücü algoritması olarak Log-MAP algoritması [26] kullanılmıştır.

Yapılan benzetim çalışmalarında başarımlık ölçütü olarak iki ölçüt kullanılmıştır. Bunlar, bit hata oranı (Bit Error Rate, BER) ve ortalama karesel hata (Minimum Mean Square, MSE) ölçütüdür. BER ölçütü paket içerisindeki hatalı bit sayısının toplam bit sayısına oranıdır. MSE ölçütünün ifadesi ise aşağıda verilmiştir.

$$MSE[k] = \frac{1}{N_{sembol}} \sum_{i=1}^{N_{sembol}} (Q(y[k]) - y[k])^2 \quad (2.41)$$

(2.41) ifadesinde $y[k]$ denkleştirici filtre çıkışını, $Q(y[k])$ ise karar devresi çıkışında karar verilen sembolü gösterir. Benzetim sonuçlarında $N_{sembol} = 100$ olarak alınmıştır.

2.4. Bant Sınırlı Sinyaller İçin Karmaşık Sayılarla Temel Bant Gösterimi

Haberleşme sistemlerinin neredeyse tamamı bilgiyi sinüzoidal taşıyıcıların üzerinde ileten modülasyonla çalışır. Vericiden yayılan sinyalin taşıyıcı frekansı iletişim sisteminde bilgi içeren bir bileşen değil, bilgi içeren sinyalin üzerinde modüle edildiği bir sinyaldir. Bu nedenle iletişim sistemlerinin analizinde işlemleri oldukça basitleştiren, taşıyıcı frekanstan bağımsız karmaşık temel band gösterim modeli kullanılır.

Herhangi bir bant sınırlı sinyal aşağıdaki gibi gösterilebilir;

$$x_c(t) = x_I(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) - x_Q(t)\sqrt{2} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.42)$$

Burada f_c taşıyıcı frekansı gösterir ve $f_c - \frac{B_T}{2} \leq f_c \leq f_c + B_T/2$ şeklindedir. $x_I(t)$ sinyalin (I), $x_Q(t)$ ise (Q) bileşeni olarak adlandırılırlar. Bu işaretler reel değerli olup bant genişlikleri B_T 'dir. Buradaki $\sqrt{2}$ bileşeni bant sınırlı sinyal ile temel bant sinyalinin aynı güçte olmasını sağlar. Yukarıda kanonik formda gösterilen bant sınırlı işaret genlik ve faz bileşeni olarak da aşağıdaki gibi gösterilebilir;

$$x_c(t) = x_A(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t + x_P(t)) \quad (2.43)$$

Burada $x_A(t)$ işaretin genliğini $x_P(t)$ ise fazını temsil eder. İki gösterim arasında dönüşüm aşağıdaki gibi yapılabilir;

$$x_A(t) = \sqrt{x_I(t)^2 + x_Q(t)^2} \quad x_P(t) = \tan^{-1}[x_Q(t), x_I(t)] \quad (2.44)$$

ve

$$x_I(t) = x_A(t) \cos(x_P(t)) \quad x_Q(t) = x_A(t) \sin(x_P(t)) \quad (2.45)$$

Buradan karmaşık değerli sinyal ise aşağıdaki gibi gösterilir;

$$x_Z(t) = x_I(t) + jx_Q(t) = x_A(t)e^{jx_P(t)} \quad (2.46)$$

Orijinal bant sınırlı sinyal buradan;

$$x_c(t) = \sqrt{2}\Re[x_Z(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.47)$$

şeklinde elde edilebilir. Görüldüğü üzere $x_c(t)$ farklı olarak sadece merkez frekansını gösterir, bu nedenle $x_Z(t)$ tüm bilgiyi taşıyabilmektedir.

Haberleşme kanalı genel olarak doğrusal bir filtre ve bu filtrenin çıkışında işarete eklenen beyaz Gauss dağılımlı gürültü (AWGN) bileşeni olarak modellenenir. Bu durumda haberleşme kanalının çıkışı aşağıdaki gibi verilebilir;

$$y_c(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x_c(\tau)h(t - \tau)d\tau + z_c(t) \quad (2.48)$$

burada $h(t)$ doğrusal bir filtre olarak modellenen kanalın birim vuruş tepkesini, $z_c(t)$ ise karmaşık değerli AWGN bileşenini temsil etmektedir. Giriş sinyali bant sınırlı olduğundan doğrusal filtrenin etkisi de aşağıdaki gibi kanonik biçimde gösterilebilir;

$$h_c(t) = 2h_I(t) \cos(2\pi f_c t) - 2h_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.49)$$

Bu filtrenin karmaşık değerli şekilde gösterimi ise aşağıdaki gibidir;

$$h_z(t) = h_I(t) + jh_Q(t) \quad (2.50)$$

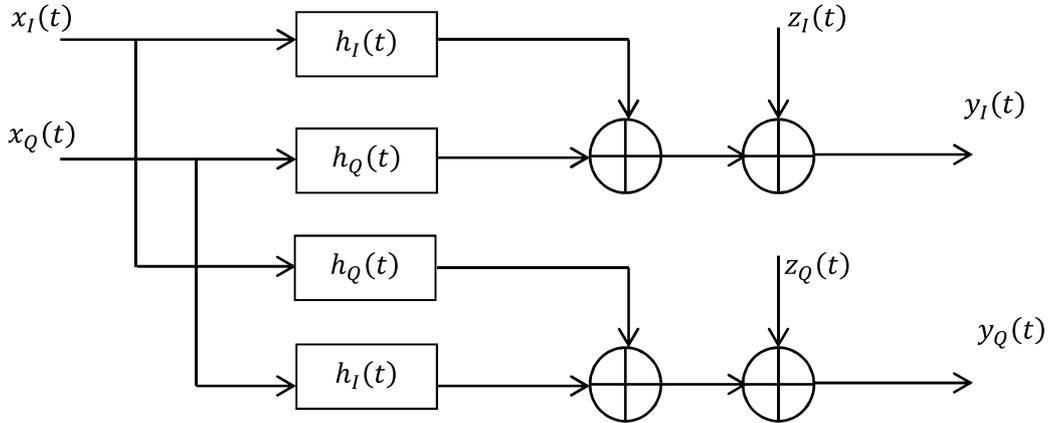
ve aynı şekilde;

$$h_c(t) = 2\Re[h_z(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.51)$$

Sonuç olarak kanalın çıkışı karmaşık değerli şekilde aşağıdaki gibi verilebilir;

$$y_z(t) = y_I(t) + jy_Q(t) = [x_I(t) \otimes h_I(t) - x_Q(t) \otimes h_Q(t) + z_I(t)] + j[x_I(t) \otimes h_Q(t) + x_Q(t) \otimes h_I(t) + z_Q(t)] \quad (2.52)$$

Aşağıdaki şekil karmaşık değerli temel bant gösterimi için haberleşme kanalını modellemektedir. Bu tür bir gösterim kullanmanın en büyük avantajı haberleşme sistemini analiz etmenin basit olması ve etkin şekilde bilgisayar simülasyonları yapmaya izin vermesidir.



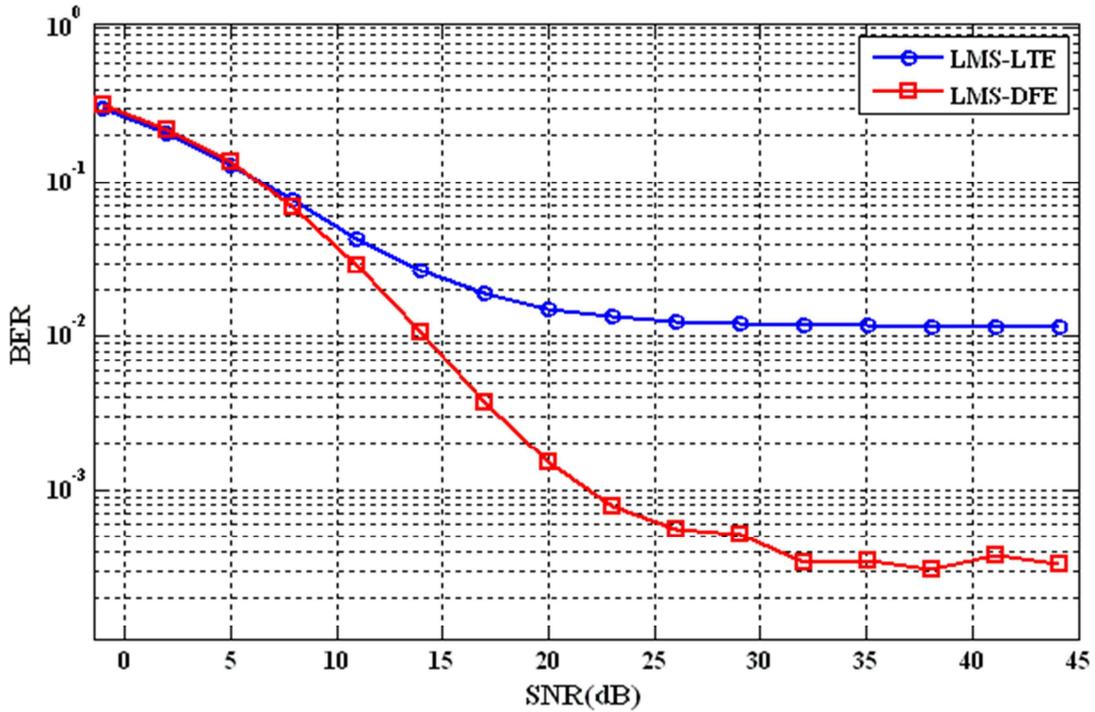
Şekil 2.8. Haberleşme kanalının karmaşık değerli temel bant gösterimi

2.5. Kör Olmayan Sistemlere İlişkin Başarım Sonuçları

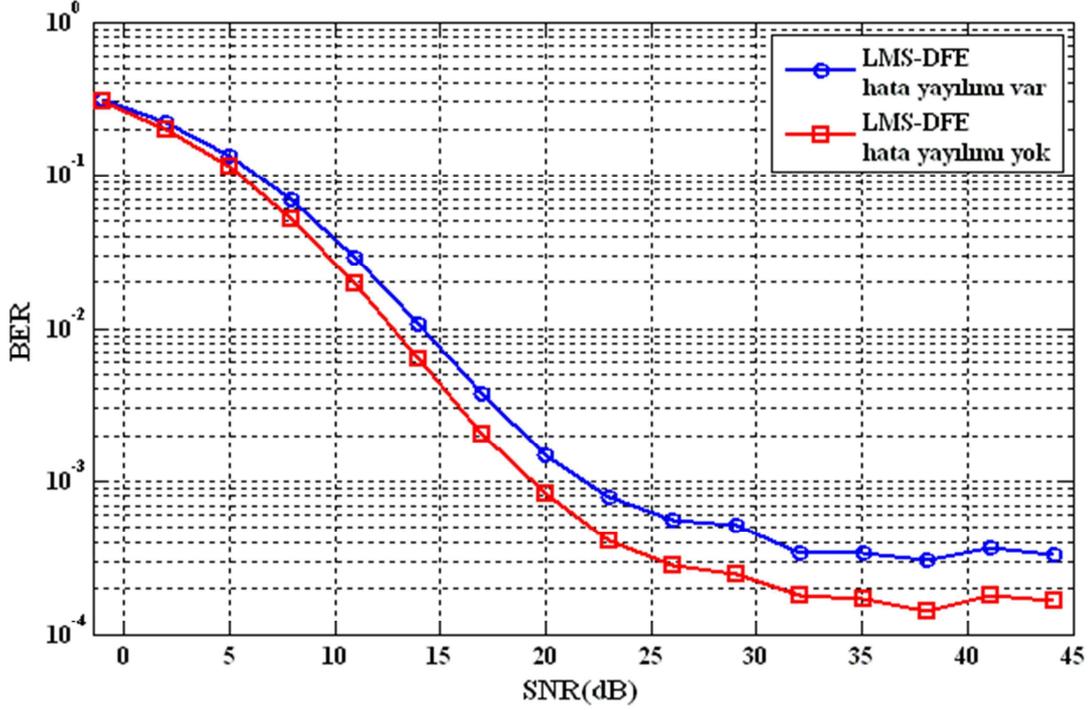
Bu bölümde öğrenme dizisi kullanan kör olmayan haberleşme sistemlerinde öncelikli olarak LTE ve DFE denkleştiricilerinin başarımları grafikleri verilmiştir. Bu başarımlarında öğrenme dizisinin boyu 196 sembol alınmıştır. Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi LTE ve DFE türündeki denkleştiriciler haberleşme sistemlerinde en

yaygın kullanılan denkleştirici yapılarıdır. DFE türündeki denkleştiricilerin başarımı LTE denkleştiricilerin başarımından daha yüksektir [22]. Bu durum Şekil 2.9'da verilen sonuçlardan açıkça görülmektedir. Denkleştiricilerde uyarlanır algoritma olarak LMS algoritması kullanıldığından isimlendirmeler LMS-LTE ve LMS-DFE olarak yapılmıştır. Şekil 2.9'dan görüldüğü gibi LMS-LTE denkleştiricinin başarımı $1e-2$ hata tabanına yakınsarken LMS-DFE denkleştiricinin başarımı ise $3e-4$ hata tabanına yakınsamıştır.

DFE denkleştiricinin başarımı LTE denkleştiriciden daha iyi olmasına rağmen DFE türündeki denkleştiricilerin en büyük problemi geri besleme filtresinden dolayı oluşabilecek hata yayılmasıdır. Bu durum Şekil 2.10'da verilen sonuçlardan görülmektedir. Hata yayılımından dolayı oluşan performans kaybı $1e-3$ hata düzeyinde yaklaşık olarak 2.5 dB olmaktadır. Hata yayılımının olduğu durumda LMS-DFE denkleştirici yaklaşık olarak $3e-4$ hata düzeyine yakınsarken, hata yayılımının olmadığı durumda yaklaşık olarak $1.5e-4$ hata düzeyine yakınsamaktadır.

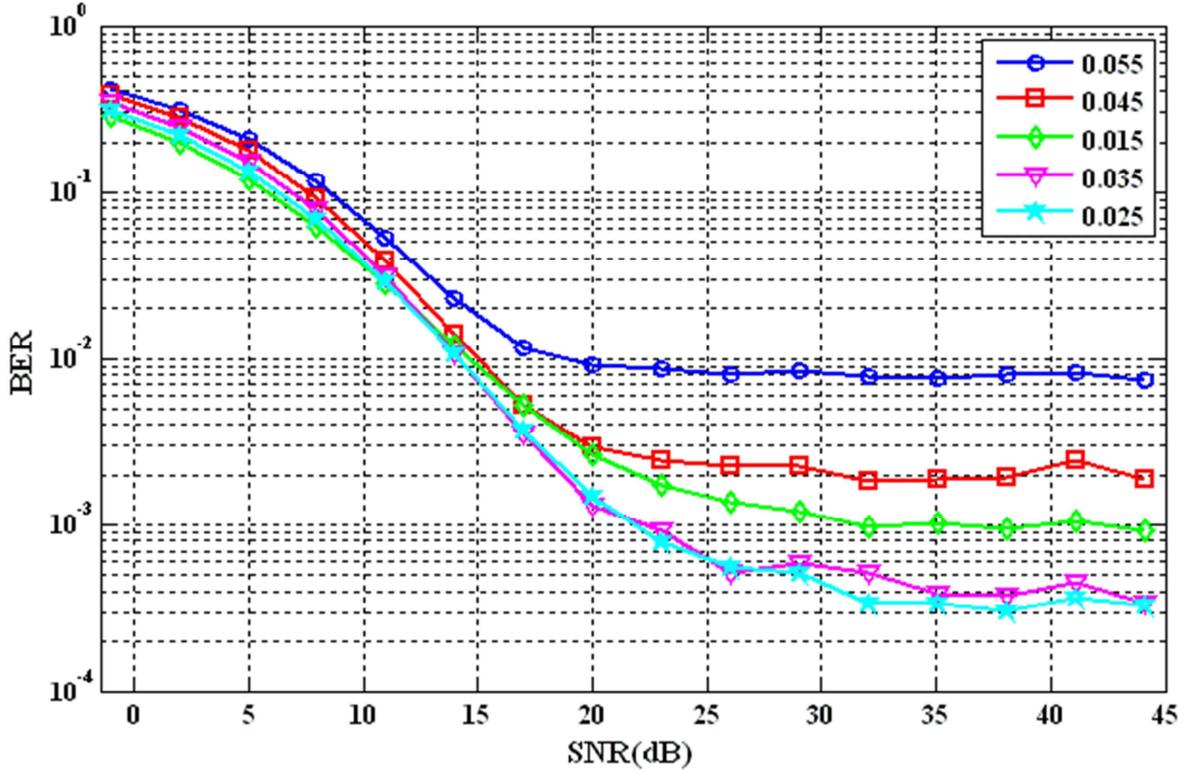


Şekil 2.9. LMS-DFE ve LMS-LTE denkleştiricilerin başarımı



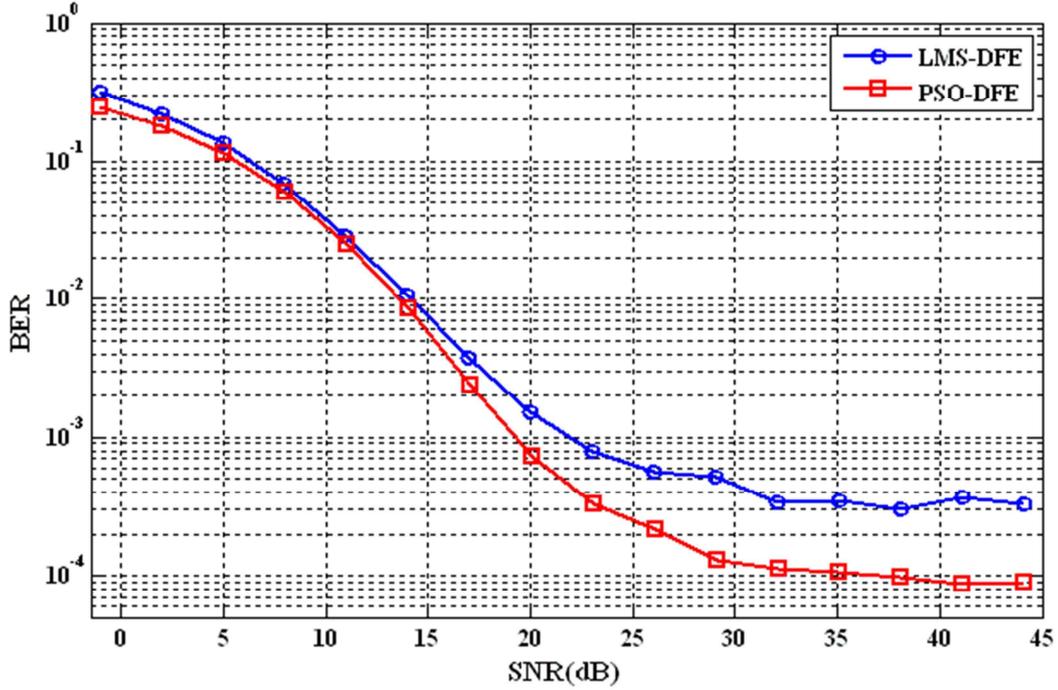
Şekil 2.10. Hata yayılması olduğunda ve olmadığında DFE denkleştiricinin başarımı

Kör olmayan denkleştirici türlerinin başarımları yüksek olduğundan haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılırlar. LMS algoritması basit yapısı nedeni ile bu tip denkleştirici türlerini kullanan alıcı yapılarında yaygın olarak kullanılır [36]. LMS algoritmasının parametre hassasiyetinin yüksek olmasından dolayı başarımını yapısında yer alan adım büyüklüğü parametresi önemli bir şekilde etkilemektedir. Bu durum Şekil 2.11'de verilen LMS-DFE denkleştiricinin farklı adım büyüklüklerindeki başarımlarından açık bir şekilde görülmektedir. Sonuçlardan görüldüğü gibi adım büyüklüğü parametresi denkleştiricinin başarımını önemli ölçüde etkilemektedir. En iyi başarımlar adım büyüklüğünün $\mu = 0.025$ değerinde elde edilmiştir. Bu durumda oluşan hata tabanı yaklaşık olarak $3e-4$ değerindedir. $\mu = 0.055$ olduğu durumda ise en kötü başarımlar elde edilmiş ve oluşan hata tabanı yaklaşık olarak $8e-3$ değerindedir.



Şekil 2.11. Adım büyüklüğü parametresinin LMS algoritmasının başarımı üzerindeki etkisi

LMS algoritmasının parametre hassasiyetinin yüksek olması başarımını önemli oranda etkilemektedir. Özellikle hata fonksiyonlarının yüzeyleri convex yapıda olmayan problemlerde başarımının düşük olması önemli eksiklerindedir. Hata fonksiyonları convex yapıya sahip olmayan problemlerde, problem uzayında çoklu olası çözümler kullanan PSO algoritması önem kazanmaktadır. PSO algoritmasının parametre hassasiyeti düşük ve parçacıkların problemin çözümü süresince birbirleri ile olan etkileşimleri algoritmanın performansını yükseltmektedir. Bu durum Şekil 2.12’de görülmektedir. Burada DFE denkleştiricide PSO algoritması kullanıldığı için isimlendirme PSO-DFE olarak yapılmıştır.



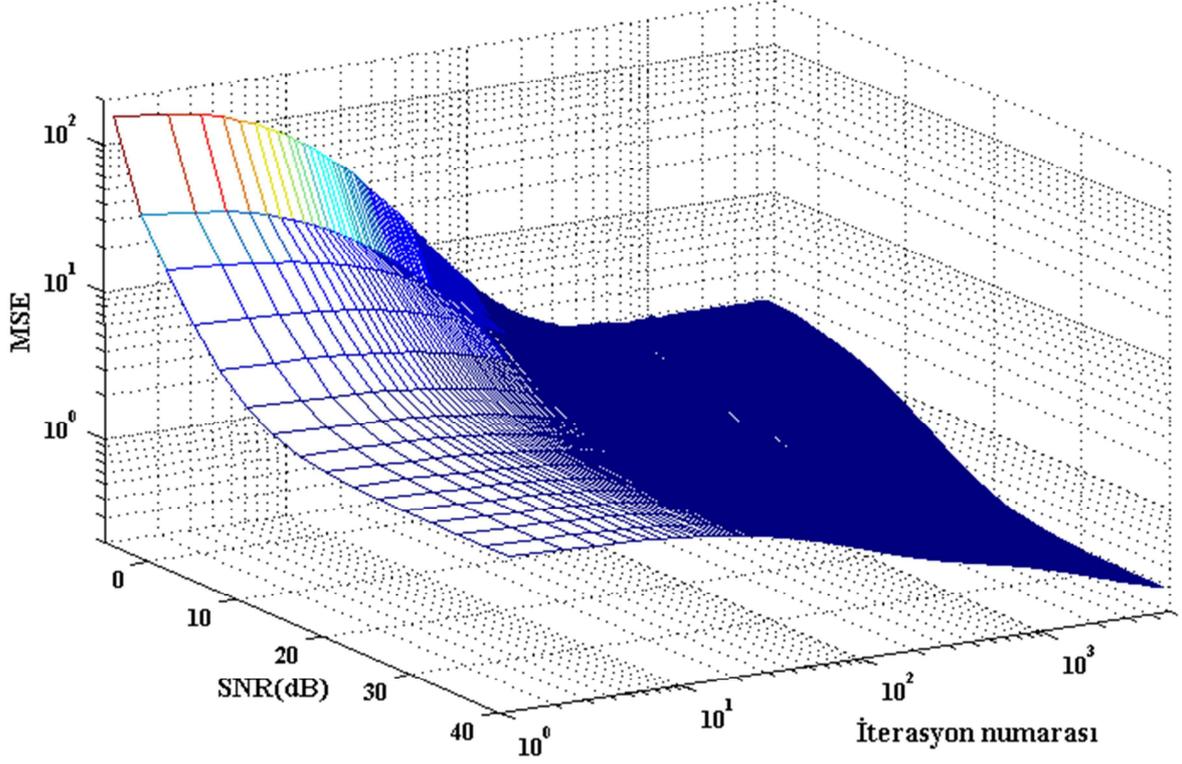
Şekil 2.12. LMS-DFE ve PSO-DFE denkleştiricilerinin başarımı

Şekil 2.12'den görüldüğü gibi PSO algoritmasının kullanılması durumunda önemli bir kazanç elde edilmektedir. LMS-DFE denkleştirici yaklaşık olarak $3e-4$ hata tabanına yakınsarken PSO-DFE denkleştirici yaklaşık olarak $9e-5$ hata tabanına yakınsadığı görülmektedir. Aynı zamanda $1e-3$ hata düzeyinde PSO-DFE denkleştirici yaklaşık olarak 2.6 dB kazanç sağlamaktadır.

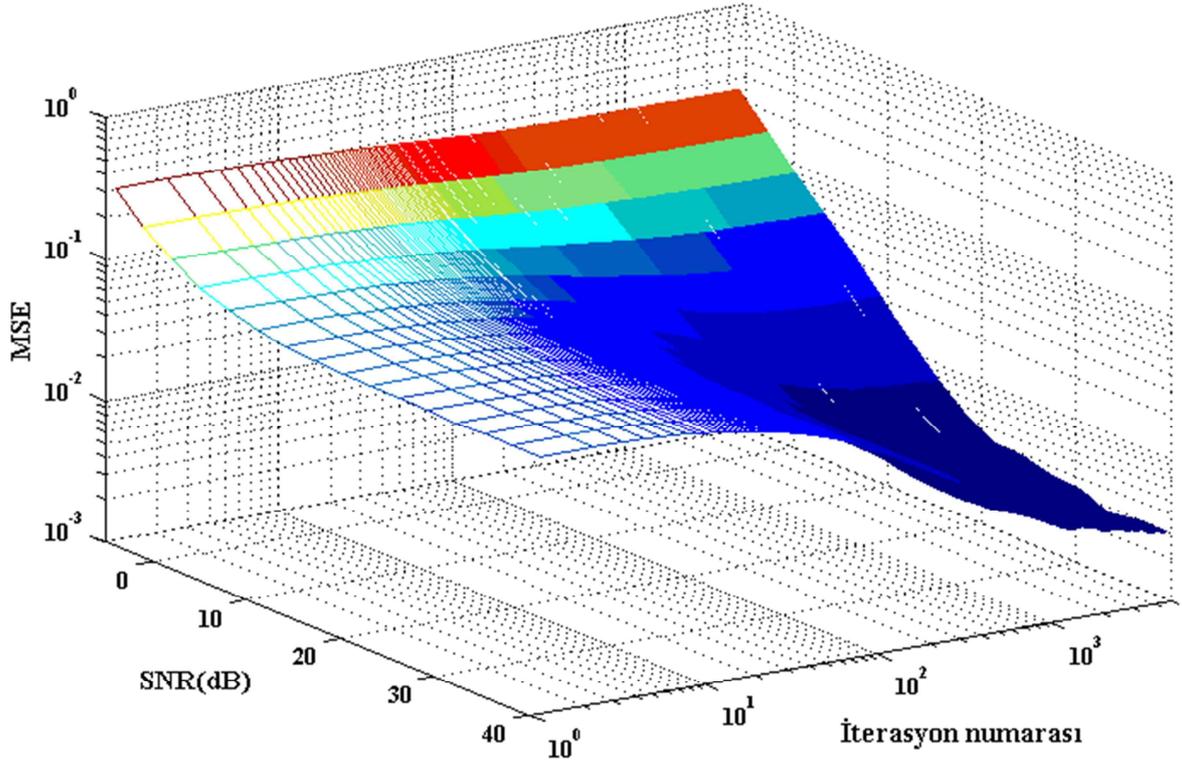
2.6. Kör Sistemlere İlişkin Başarım Sonuçları

Bu bölümde öğrenme dizisi kullanmayan kör sistemler için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Algoritmaların ortalama karesel hata (Mean Square Error, MSE) grafikleri Şekil 2.13, Şekil 2.14, Şekil 2.15, Şekil 2.16 ve Şekil 2.17'de verilmiştir.

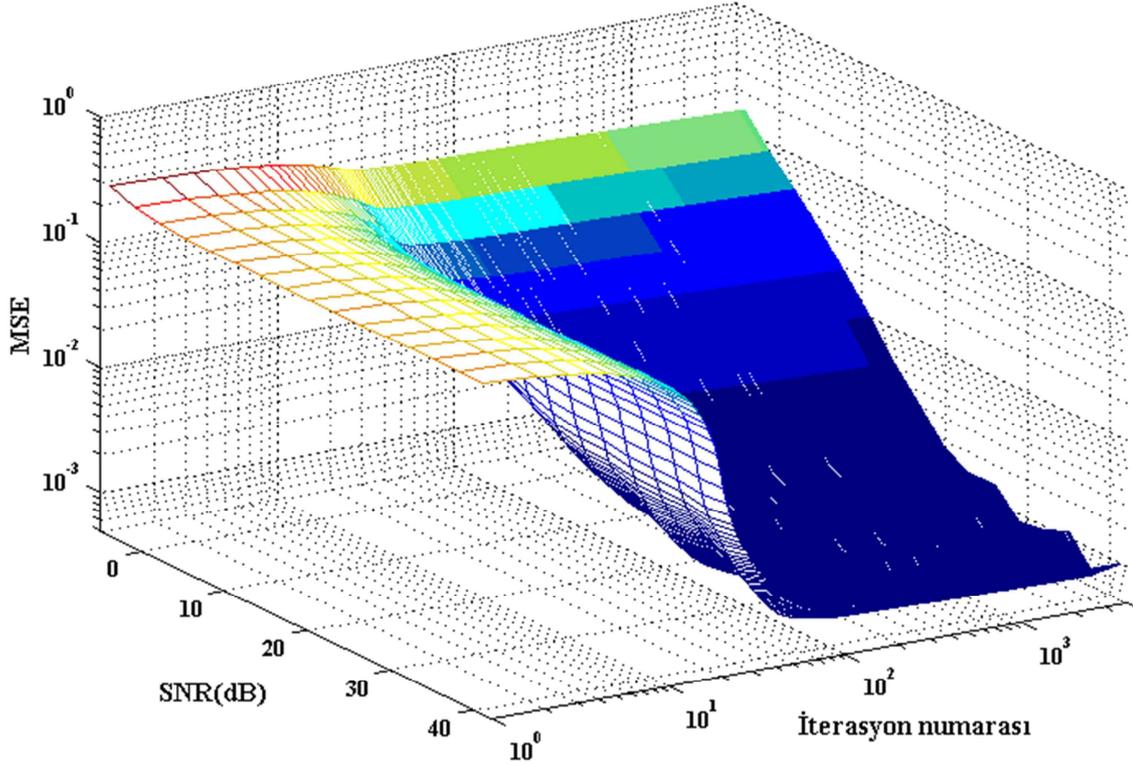
Şekil 2.13, Şekil 2.14 ve Şekil 2.15'de sırası ile CMA, LMS-CMF-BLIND ve PSO-CMF-BLIND algoritmalarına ilişkin geniş bir SNR aralığında MSE başarım grafikleri verilmiştir.



Şekil 2.13. CMA algoritmasına ilişkin MSE başarımı



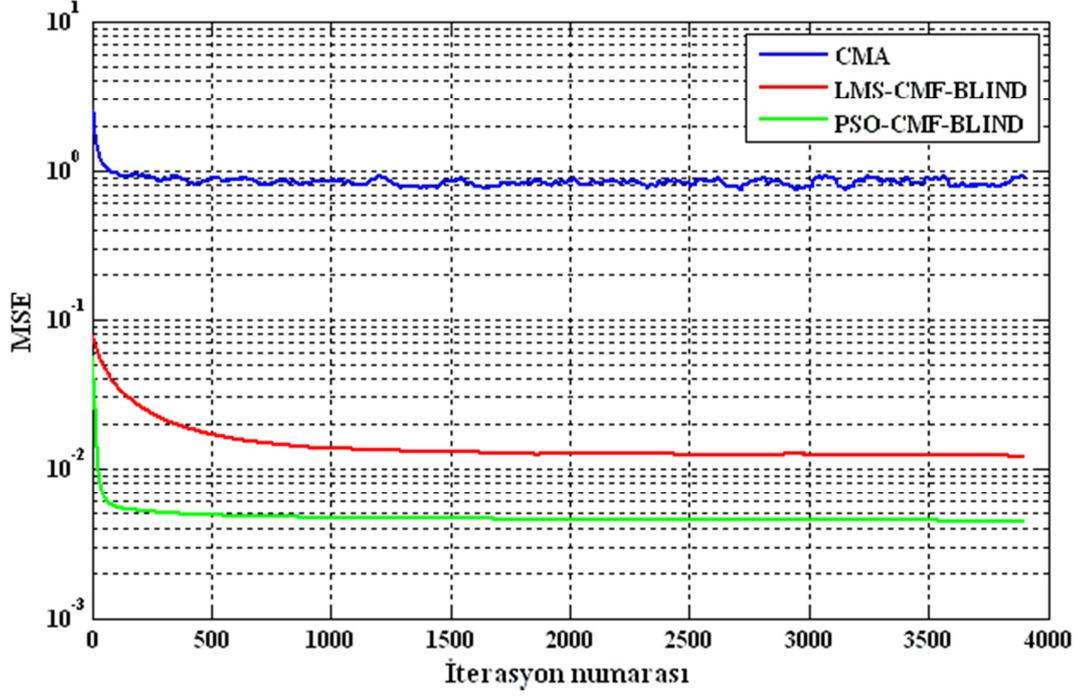
Şekil 2.14. LMS-CMF-BLIND algoritmasına ilişkin MSE başarımı



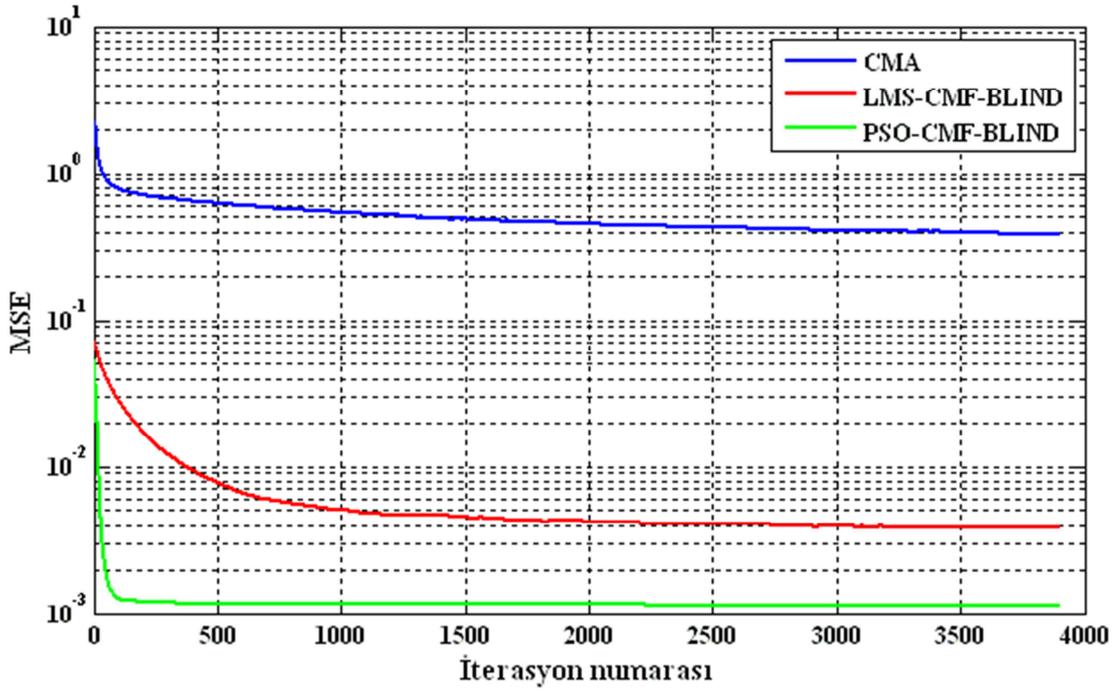
Şekil 2.15. PSO-CMF-BLIND algoritmasına ilişkin MSE başarımı

Verilen sonuçlar incelendiğinde LMS-CMF-BLIND algoritmasının yakınsama hızının ve başarımının CMA algoritmasına göre daha yüksek olduğu görülmektedir. Benzer şekilde PSO-CMF-BLIND algoritmasının yakınsama hızının ve başarımının ise her iki algoritmaya göre daha yüksek olduğu açıkça görülmektedir. Özellikle yüksek yakınsama hızına sahip olması dikkat çekmektedir.

Şekil 2.16 ve Şekil 2.17’de ise belirli SNR değerlerinde elde edilen MSE başarımları verilmiştir. Şekil 2.16’da 15 dB işaret gürültü oranı (Signal to Noise Ratio, SNR) değerinde algoritmaların yakınsama karakteristikleri verilmiştir. Elde edilen sonuçlardan LMS-CMF-BLIND denkleştirici yapısının CMA algoritmasının yakınsama hızını ve sürekli durum hatasını önemli oranda iyileştirdiği ve yaklaşık 800 adım civarında kararlılığa ulaşarak $1.2e-2$ hata tabanına yakınsadığı görülmektedir. CMA algoritması ise yaklaşık $9.5e-1$ hata tabanında kalmaktadır. PSO-CMF-BLIND denkleştirici yapısı ise her iki yöntemin yakınsama hızını ve sürekli durum hata tabanını önemli oranda iyileştirdiği görülmektedir. 200 adım civarında kararlılığa ulaşarak ve $4.5e-3$ hata tabanına yakınsamıştır.



Şekil 2.16. Durağan ortamlarda 15 dB SNR değerinde kör uyarlanırların başarımları

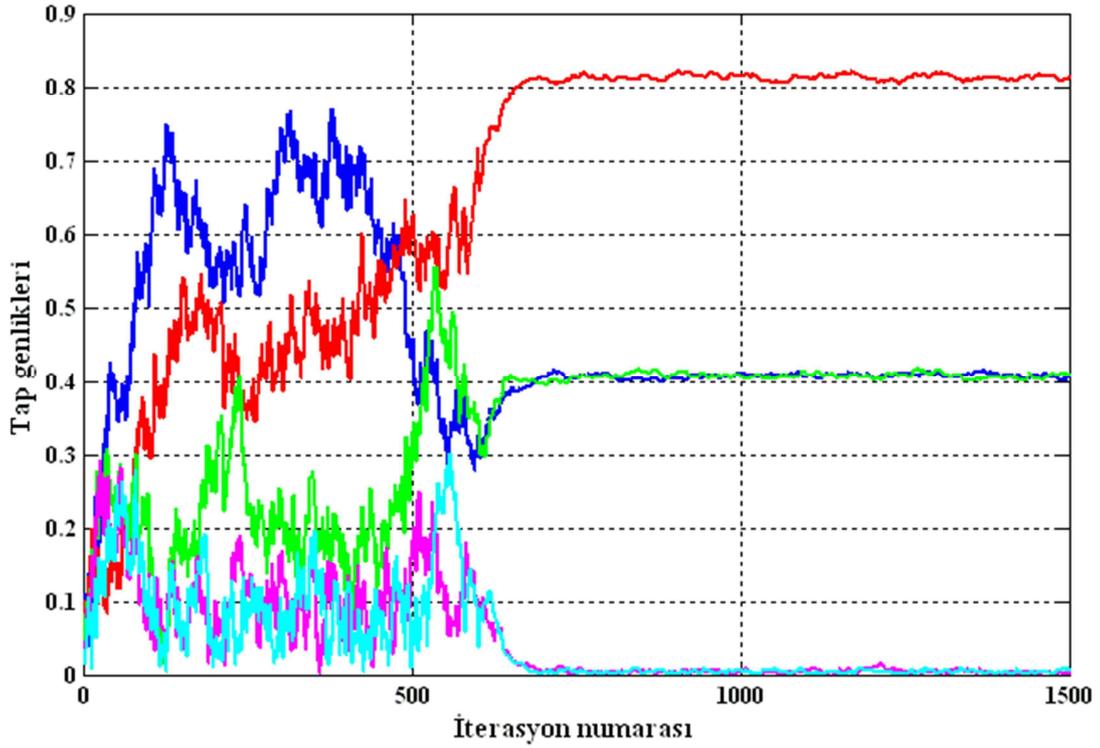


Şekil 2.17. Durağan ortamlarda 30 dB SNR değerinde kör uyarlanırların başarımları

Şekil 2.17'de 30 dB SNR değerinde elde edilen sonuçlar verilmiştir. Şekil 2.16'da verilen sonuçlara benzer şekilde LMS-CMF-BLIND denkleştirici CMA algoritmasının

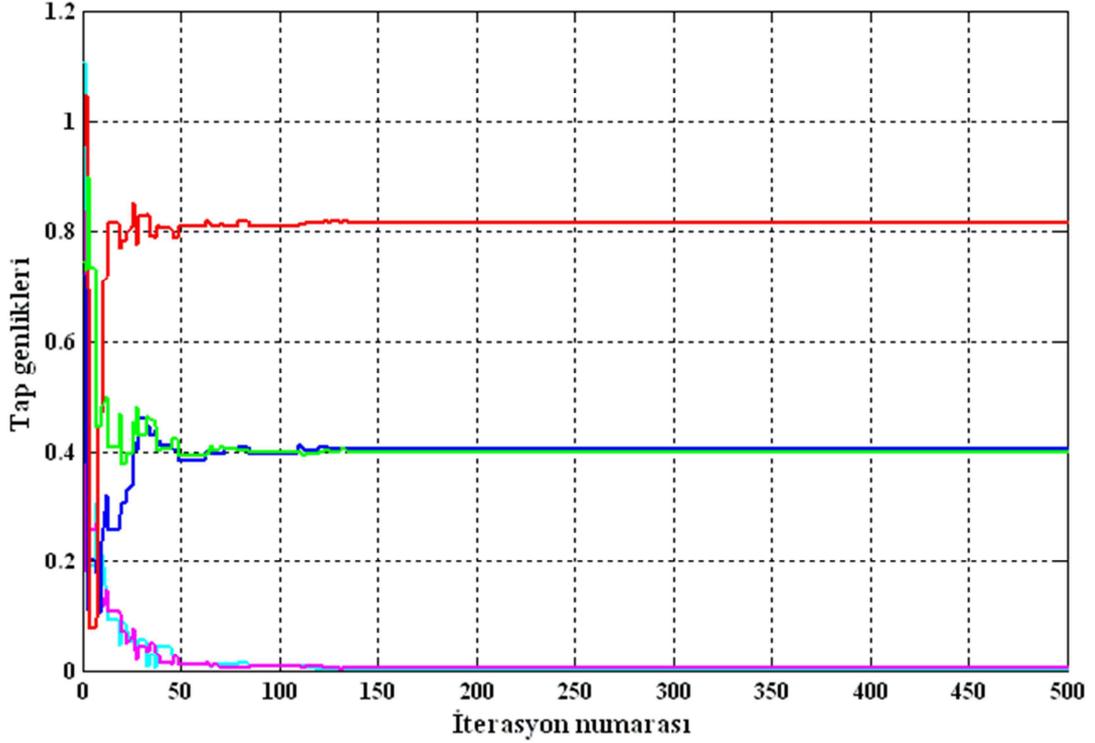
yakınsama hızını ve sürekli durum hata tabanını önemli ölçüde iyileştirmiştir ve 600 adım civarında kararlılığa ulaşarak $4e-3$ hata tabanına yakınsamıştır. CMA algoritması ise $4e-1$ hata tabanına yakınsamıştır. PSO-CMF-BLIND denkleştirici ise her iki yöntemin yakınsama hızını ve sürekli durum hata tabanını iyileştirip 150 adım civarında kararlılığa ulaşarak $1.2e-3$ hata tabanına yakınsamıştır.

Şekil 2.18 ve Şekil 2.19’da ise 30 dB işaret gürültü oranında LMS-CMF-BLIND ve PSO-CMF-BLIND denkleştiricilerinin kullanıldığı durumda kanal katsayılarının uyarlanıp süreç boyunca genlik değişimleri verilmiştir.



Şekil 2.18. LMS-CMF-BLIND denkleştirici kullanıldığında kanal katsayılarının genlik değişimi

Şekil 2.18’den görüldüğü gibi LMS-CMF-BLIND denkleştirici kullanıldığında kanal katsayılarının yaklaşık olarak 650 adım civarında kararlılığa ulaştığı görülmektedir.

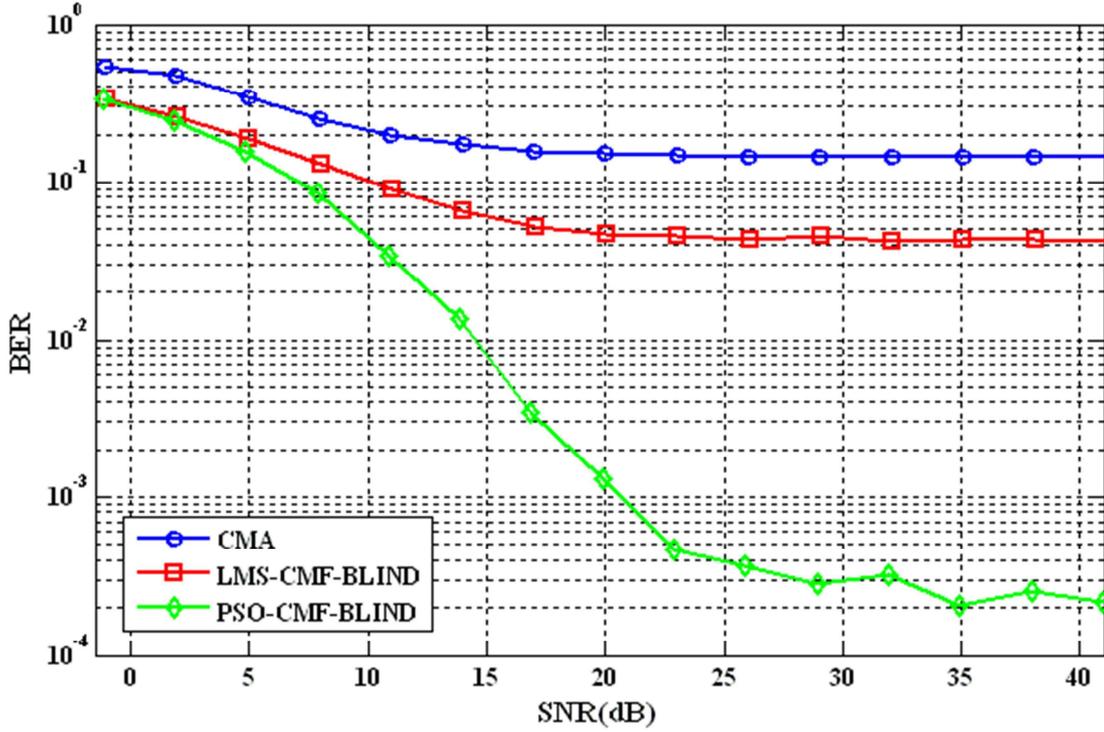


Şekil 2.19. PSO-CMF-BLIND denkleştirici kullanıldığında kanal katsayılarının genlik değişimi

Şekil 2.19'dan görüldüğü gibi PSO-CMF-BLIND denkleştirici kullanıldığında kanal katsayılarının yaklaşık 150 adım civarında kararlılığa ulaştığı görülmektedir.

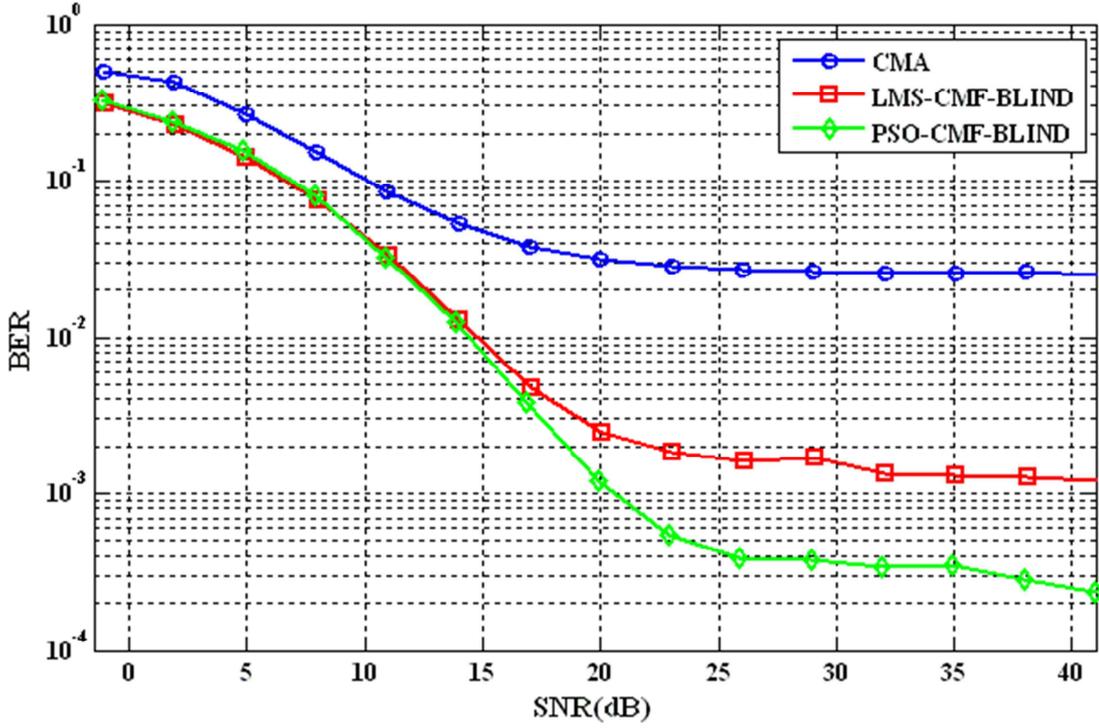
Geleneksel haberleşme sistemleri ile karşılaştırıldığında kör sistemlerin en önemli eksiklikleri kullanılan algoritmaların yakınsama hızlarının ve sürekli duruma ulaştıklarında hata tabanlarının yeterince iyi olmamasıdır. Şekil 2.16, Şekil 2.17, Şekil 2.18 ve Şekil 2.19'da verilen sonuçlardan görüldüğü gibi önerilen yöntemlerin, özellikle sürü zekasının, PSO algoritmasının kullanıldığı durumda bu problemlere iyi bir çözüm sunduğu açıkça görülmektedir.

Şekil 2.16 ve Şekil 2.17'de verilen MSE grafiklerine karşılık gelen BER başarımları Şekil 2.20 ve Şekil 2.21'de verilmiştir. Şekil 2.20 ve Şekil 2.21 ile verilen BER başarımlarının Şekil 2.16 ve Şekil 2.17'de verilen MSE sonuçları ile uyumlu olduğu görülmektedir.



Şekil 2.20. Öğrenme süresi 196 sembol için kör uyarlanırlar denkleştiricilerin BER başarımları

Şekil 2.20 ile verilen başarımlarında öğrenme süresi 196 sembol olarak alınmıştır. CMA algoritmasının yakınsama hızı ve sürekli durumda kararlılığa ulaştığında hata tabanı yüksek olduğundan başarımları yüksek değildir ve yaklaşık olarak 1.4×10^{-1} hata tabanına yakınsamıştır. LMS-CMF-BLIND denkleştiricinin yakınsama hızı ve sürekli durumda hata tabanı CMA algoritmasına göre daha iyi olduğundan daha yüksek başarımlara sahip olduğu görülmektedir. Sürekli durumda CMA algoritmasının hata tabanını iyileştirerek 4.2×10^{-2} hata tabanına yakınsamıştır. PSO-CMF-BLIND denkleştirici ise yüksek yakınsama hızına sahip olduğundan her iki yöntemin başarımlarını önemli oranda iyileştirmiştir. Sürekli durumda yaklaşık olarak 2.5×10^{-4} hata tabanına yakınsamıştır.



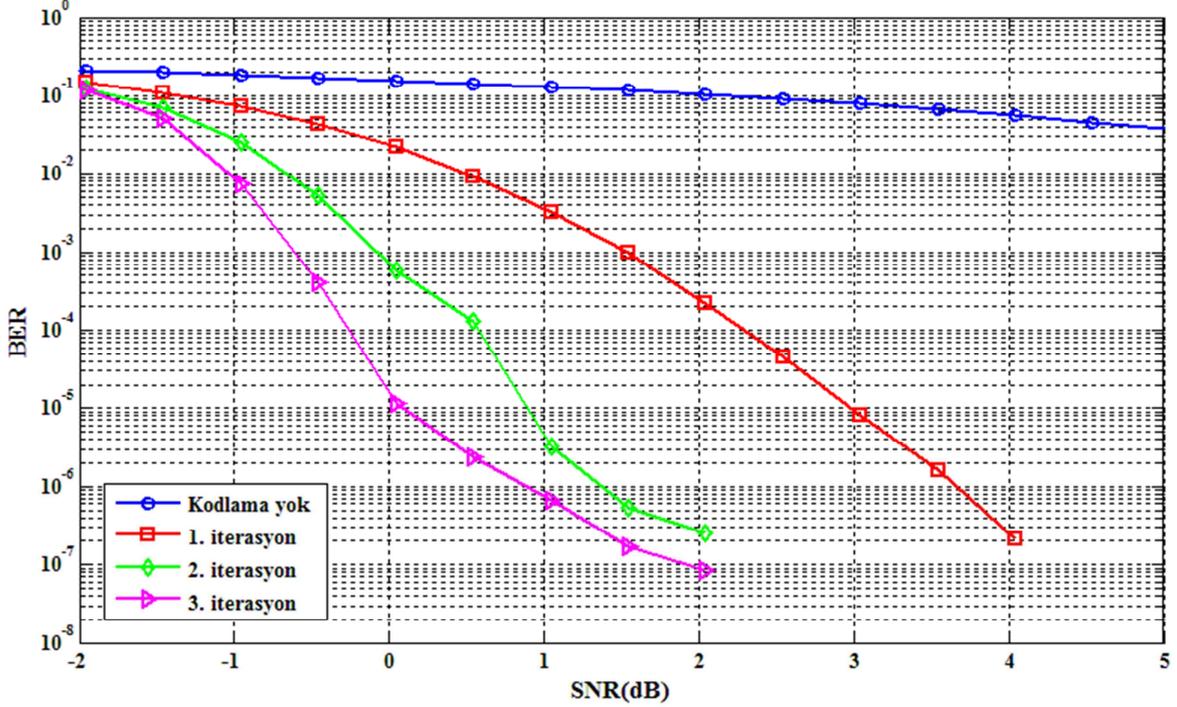
Şekil 2.21. Öğrenme süresi 4000 sembol için kör uyarlanırlar denkleştiricilerin BER başarımları

Şekil 2.21 ile verilen başarımlar sonuçlarında öğrenme süresi 4000 sembol olarak alınmıştır. LMS-CMF-BLIND denkleştirici yapısının yüksek öğrenme sürelerinde hata tabanı CMA algoritmasına göre düşük olduğundan başarımları yüksektir. CMA algoritması yaklaşık olarak 2.5×10^{-2} hata tabanına yakınsamıştır. LMS-CMF-BLIND denkleştirici ise CMA algoritmasının hata tabanını önemli oranda iyileştirerek yaklaşık olarak 1.2×10^{-3} hata tabanına yakınsamıştır. PSO-CMF-BLIND denkleştirici ise her iki algoritmanın hata tabanını önemli oranda iyileştirmiş ve yaklaşık olarak 2×10^{-4} hata tabanına yakınsamıştır.

2.7. Kanal Kodlayıcı Kullanıldığı Durumda Kör Sistemlere İlişkin Başarımlar Sonuçları

Bu bölümde öncelikle Turbo kodlayıcıların AWGN kanallarda elde edilen BER başarımları Şekil 2.22’de verilmiştir. Şekil 2.22’de verilen sonuçlardan görüldüğü gibi Turbo kodlayıcılar kullanıldığında önemli bir kodlama kazancı elde edilmektedir. Turbo kodlayıcıların yapısından bahsedilirken kod çözme işleminde temel noktanın bileşen kod çözümler arasında taşınan yan bilginin (extrinsic information) olduğundan bahsedilmiştir. Kod çözümler arasında taşınan bu bilgi her bir iterasyon sonucunda

düzeltilen hatalı bit miktarını artırır. Şekil 2.22’de verilen sonuçlardan da görüldüğü gibi iterasyon sayısı ile birlikte başarımda artış gözlenmektedir.

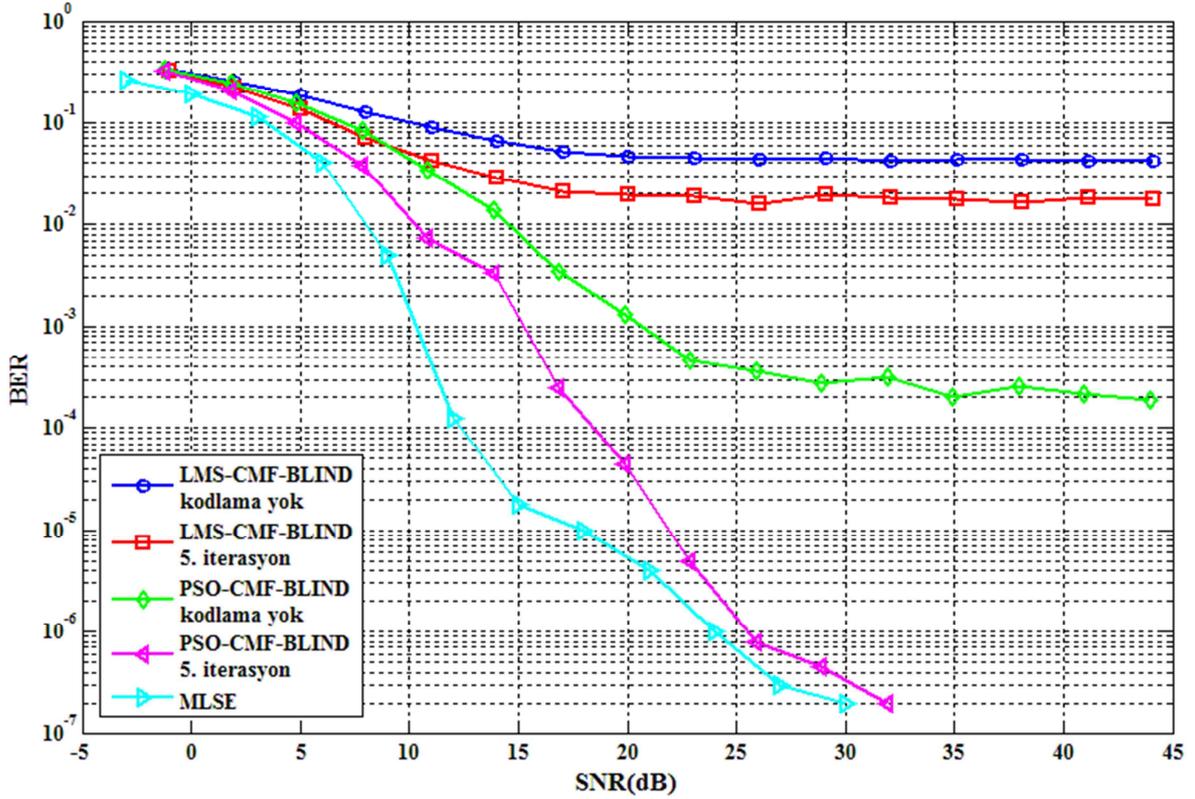


Şekil 2.22. Turbo kodlayıcıların AWGN kanallardaki başarımı

1e-5 hata düzeyinde 2. iterasyonda 1. iterasyonda elde edilen başarıma göre yaklaşık olarak 2.1 dB’lik kodlama kazancı elde edilmektedir. Benzer şekilde 3. iterasyonda yaklaşık olarak 2.9 dB kodlama kazancı elde edilmektedir.

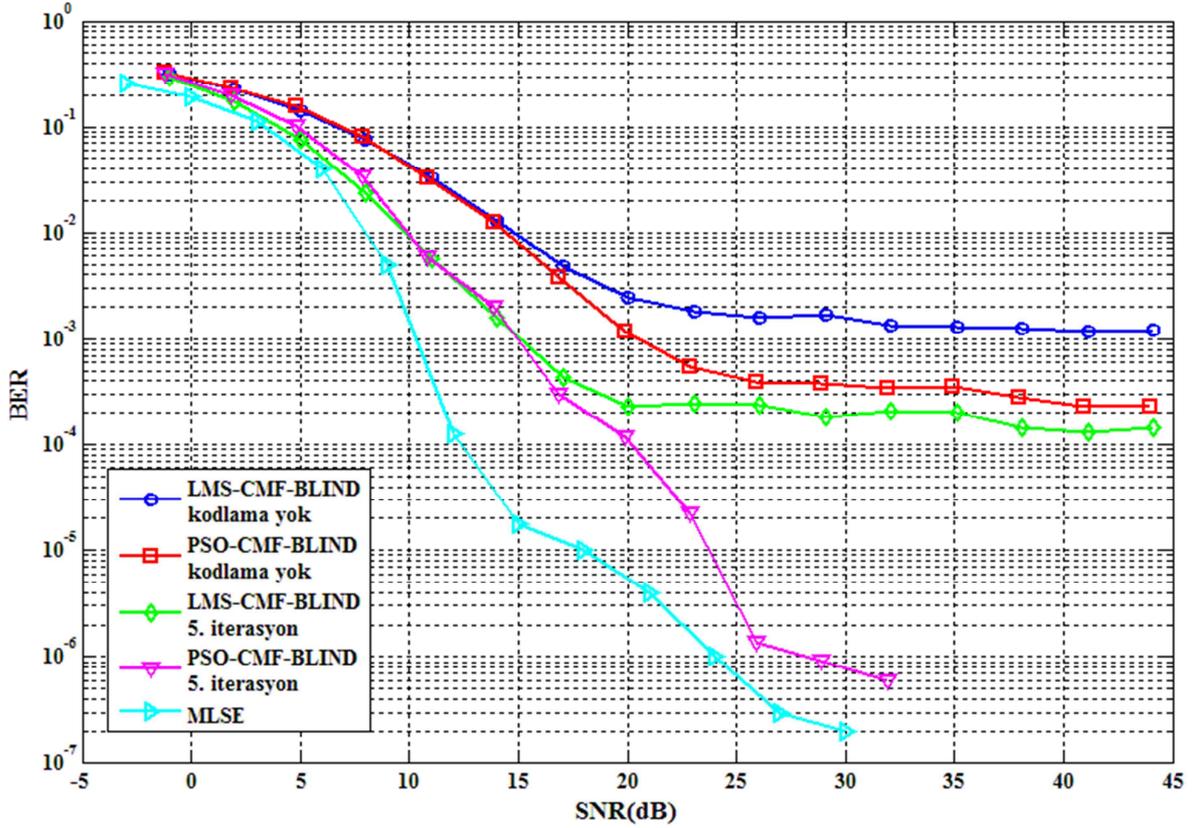
Şekil 2.23 ve Şekil 2.24’de öğrenme süresinin 196 sembol ve 4000 sembol olarak alındığı durumda Turbo kodlayıcı ile önerilen yöntemlere ilişkin başarımların grafikleri verilmiştir.

Şekil 2.23’de öğrenme süresi 196 sembol olduğu durum için LMS-CMF-BLIND denkleştirici kodlayıcı kullanılmadan 4.2e-2 hata tabanına yakınsadığı görülmektedir. Kodlayıcı kullanıldığı durumda ise 5. iterasyon sonucunda kodlama kazancı elde edilerek 1.7e-2 hata tabanına ulaşmıştır. PSO-CMF-BLIND denkleştirici ise kodlayıcı kullanılmadığı durumda yaklaşık olarak 2.5e-4 hata düzeyine ulaşmaktadır. Kodlayıcı kullanıldığı durumda ise 5. iterasyon sonucunda sistemdeki hata tabanının ortadan kalktığı görülmektedir ve önemli bir kodlayıcı kazancı elde edilmektedir. PSO-CMF-BLIND ile 1e-3 hata düzeyinde 5. iterasyonda 5.5 dB’lik kodlama kazancı elde edilmektedir.



Şekil 2.23. Öğrenme dizisi 196 sembol olduğunda kör uyarlanır denkleştiricilerin Turbo kodlayıcı ile BER başarımları

Şekil 2.23'de öğrenme süresi 4000 sembol olduğu durum için LMS-CMF-BLIND denkleştiricinin kodlayıcı kullanılmadan 1.2×10^{-3} hata tabanına yakınsadığı görülmektedir. Kodlayıcı kullanıldığı durumda ise 5. iterasyon sonucunda önemli bir kodlama kazancı elde edilerek 1.5×10^{-4} hata tabanına ulaşmıştır. PSO-MF-DFE denkleştirici ise kodlayıcı kullanılmadığı durumda yaklaşık olarak 2×10^{-4} hata düzeyine ulaşmaktadır. Kodlayıcı kullanıldığı durumda ise 5. iterasyon sonucunda sistemdeki hata tabanının ortadan kalktığı görülmektedir ve önemli bir kodlayıcı kazancı elde edilmektedir. PSO-CMF-BLIND denkleştirici ile 1×10^{-3} hata düzeyinde 5. iterasyonda 5.5 dB'lik kodlama kazancı elde edilmektedir.

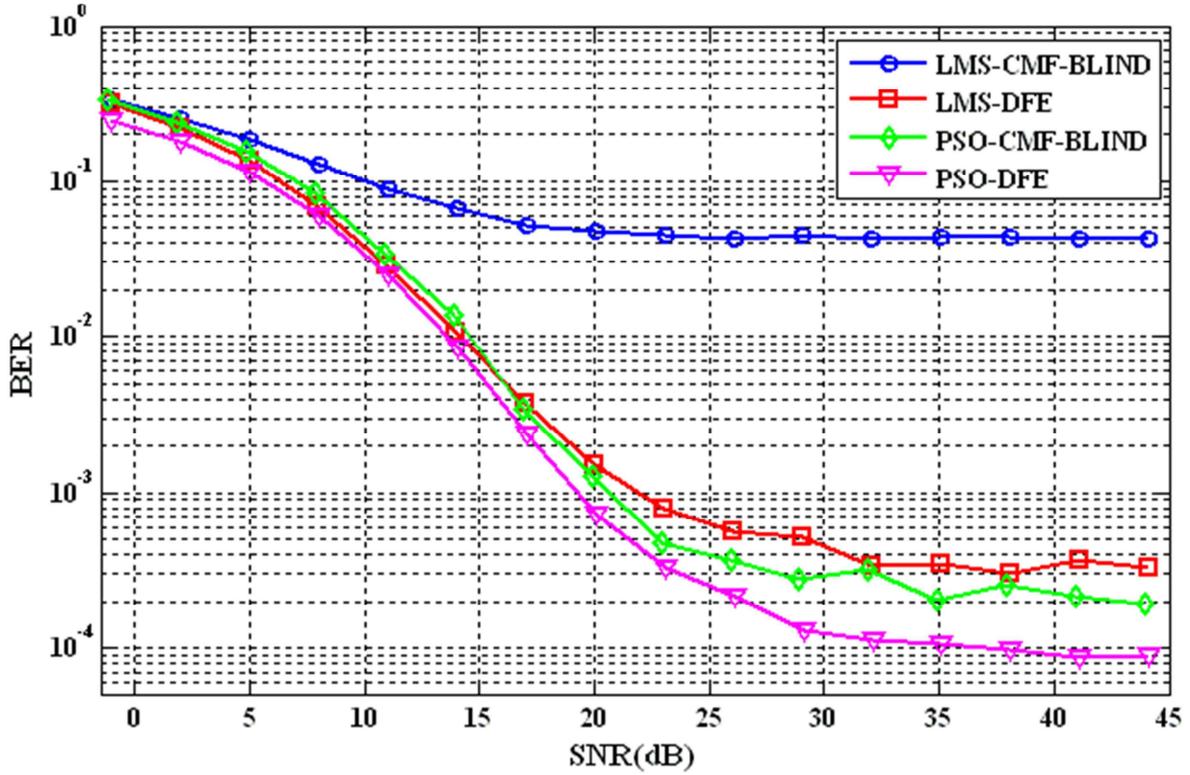


Şekil 2.24. Öğrenme dizisi 4000 sembol olduğunda kör uyarlanırlar denkleştiricilerin Turbo kodlayıcı ile BER başarımları

Şekil 2.23 ve Şekil 2.24 ile verilen başarımlar sonuçlarında özellikle düşük öğrenme sürelerinde PSO-CMF-BLIND ile elde edilen başarımlar sonuçları kör sistemlerin öğrenme dizisi kullanan geleneksel kör olmayan sistemler ile karşılaştırıldığında uygulanabilirlik açısından oldukça önemlidir. Kodlayıcı kullanıldığı durumda elde edilen başarımlar önerilen yöntemlerin gerçek zamanlı olarak kullanılabilirliğini artırmaktadır. Elde edilen sonuçlardan uygulamada kör sistemlerin genel problemleri olarak görülen, yakınsama hızlarının yavaş olması ve sürekli durumda hata tabanlarının yüksek olması iki önemli problemine çözüm sunduğu görülmektedir.

Şekil 2.25 ile verilen başarımlar sonuçlarında ise öğrenme dizisi kullanan yöntemler ile öğrenme dizisi kullanmayan kör yöntemlerin öğrenme için 196 sembol kullanıldığı durumda başarımlar sonuçları verilmiştir. Verilen başarımlar sonuçları incelendiğinde LMS-CMF-BLIND algoritmasının düşük öğrenme sürelerinde başarımlar düşük olduğundan en düşük başarımlar sahip olduğu görülmektedir. Geleneksel LMS-DFE denkleştiricinin başarımlar ise beklendiği gibi LMS-CMF-BLIND denkleştiriciye göre oldukça yüksektir. LMS-CMF-BLIND denkleştirici $4.2e-2$ hata tabanına yakınsarken LMS-DFE denkleştirici

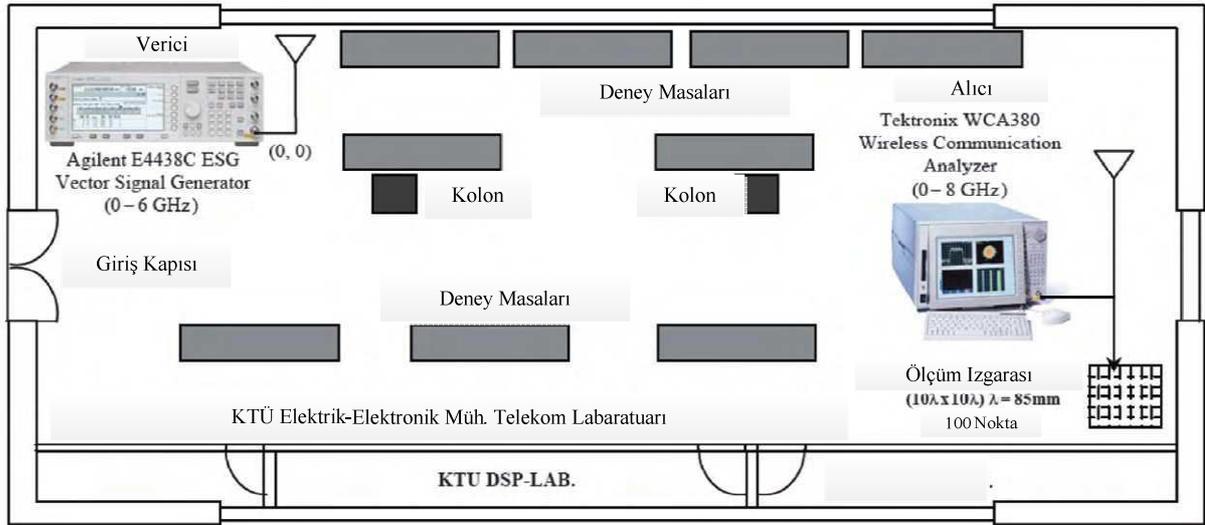
ise $3e-4$ hata tabanına yakınsamaktadır. Uyarlanı algoritma olarak PSO algoritmasının kullanıldığı durumda, PSO algoritmasının yüksek yakınsama hızına sahip olmasından dolayı PSO-CMF-BLIND denkleştiricinin başarımının LMS-DFE denkleştiricinin başarımından yüksek olduğu görülmektedir. Öğrenme dizisi kullanan PSO-DFE denkleştiricinin başarımı ise beklenildiği gibi en iyi başarıma sahiptir. Sürekli durumda $9e-5$ hata tabanına yakınsamaktadır.



Şekil 2.25. Öğrenme dizisi 196 sembol olduğunda kör ve kör olmayan uyarlanı denkleştiricilerin BER başarımları

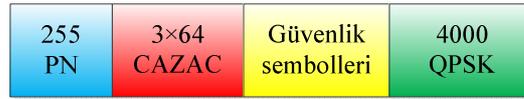
2.8. Deneysel Çalışma Sonuçları

Yapılan deneysel çalışmada, kullanılan radyo düzeneğinde verici ünitesi olarak Agilent firmasının vektör işaret üretici E4438C ESG (0-6 GHz) kullanılmaktadır. Alıcı tarafta ise radyo alıcısı için Tektronix firmasının WCA380 (0-8 GHz) model vector sinyal analizörü kullanılmaktadır. Deneysel çalışmaların yapıldığı ortamın modeli Şekil 2.26'da görülmektedir.



Şekil 5.26. Bina içi deneysel çalışma düzeneği

Verici tarafından iletilen veri paketinin yapısı Şekil 2.27’de görülmektedir. İletimi yapılacak veri paketi tabanbant işareti olarak önceden bir bilgisayar ortamında hazırlanmıştır.



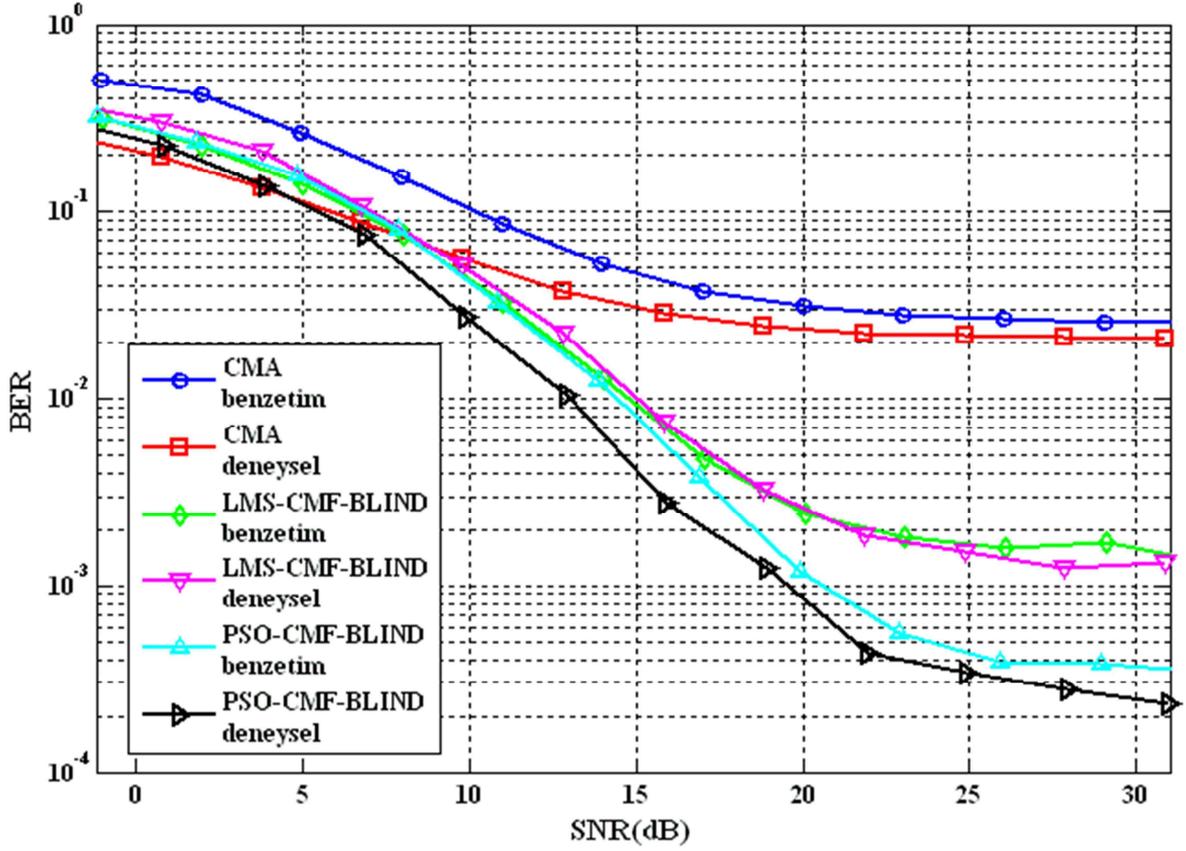
Şekil 2.27. İletilen veri paketinin yapısı

Hazırlanan veri paketleri vektör işaret üreticisine yüklenir ve 20.48 Msample/s sembol hızıyla kesintisiz bir şekilde vericiden iletilir. Alıcıda gelen sinyal 20.48 Msample/s hızında örneklenir ve analizörde depolanır. Kaydedilen veri paketleri bilgisayar ortamına alınarak eşzamanlama, denkleştirme işlemlerini içeren BER hesaplaması yapılır.

Burada PN dizisi veri paketinin başlangıcını belirlemek için CAZAC dizisi ise kör yöntemlerde faz belirsizliğini düzeltmek için kullanılmıştır [120].

BER hesaplaması için Şekil 2.26’ dan de görüldüğü gibi kapalı alanda birbirlerine 8.5 cm uzaklıkta (taşıyıcının yaklaşık dalga boyu) kare şeklinde bir alanda yer alan 100 adet noktada ölçüm yapılmıştır. Ölçme noktaları için seçilen bu yapı literatürde birçok çalışmada kullanılmıştır [120], [121], [122], [123]. BER başarımlarının farklı SNR değerlerinde elde edilmesi için modüle edilmemiş aynı taşıyıcı frekansında iletim yapıldığı durumda demodülatör çıkışı örneklenerek gürültü kaydedilmiştir.

Deneysel verilerden elde edilen sonuçlar Şekil 2.28’de verilmiştir. Verilen sonuçlar incelendiğinde elde edilen deneysel ve benzetim sonuçlarının uygunluğu görülmektedir.



Şekil 2.28. Kör yöntemlerin benzetim ve deneysel başarımları

Verilen sonuçlar incelendiğinde CMA algoritmasının benzetim sonuçlarında $2.5e-2$ hata tabanına yakınsadığı deneysel sonuçlarda ise $2e-2$ hata tabanına yakınsadığı görülmektedir. LMS-CMF-BLIND denkleştirici ise benzetim ve deneysel sonuçlarda yaklaşık olarak $1.3e-3$ hata tabanına yakınsamaktadır. PSO-CMF-BLIND denkleştirici ise benzetim çalışmalarında $3.5e-4$ hata tabanına deneysel sonuçlarda ise $2.5e-4$ hata tabanına yakınsamaktadır. Sonuçlar incelendiğinde deneysel sonuçlarda başarımın yüksek çıkmasının nedeni benzetim çalışmalarında kullanılan kanal profilinin gerçek zamanlı kanal profillerine göre spektral karakteristiğinin kötü olmasıdır [22]. Deneysel çalışmalarda karşılaşılan kanal profillerinde ise en kısa yoldan gelen işaretin enerjisi, yani kanal profillerinde ilk taplarının enerjileri daha yüksek olduğundan başarımları daha iyidir [39].

3. SONUÇLAR

Haberleşme sistemlerinde uyarlanırlık kanal denkleştirme, uyarlanırlık filtrelemenin en önemli uygulamaları arasındadır. Geleneksel haberleşme sistemlerinde uyarlanırlık kanal denkleştirme öğrenme dizisi esastır ve bu sistemlerin başarımı öğrenme dizisi kullanmayan kör sistemlere göre daha yüksektir. Kör yöntemlerin geleneksel öğrenme dizisi kullanan yöntemlere göre avantajları olmasına rağmen, kör yöntemler halen yaygın bir kullanım alanına sahip değillerdir. Bunun nedeni halen kör sistemlere yönelik yakınsama hızı ve başarımı yüksek bir yöntemin geliştirilememiş olmasıdır.

Kör uyarlanırlık denkleştiricilerin yakınsama özellikleri geleneksel uyarlanırlık denkleştiricilere göre zayıf kalmaktadır. CMA algoritması basit yapısı nedeniyle ile kör denkleştirme algoritmaları içerisinde en yaygın kullanılan algoritmadır. Buna karşın algoritmanın kabul edilebilir bir başarımlık düzeyinde yakınsama hızı yavaştır. Bu nedenle küçük paket boyutlarında da kanal kestirimini yada denkleştirici hesabını gerçekleştirebilecek başarımı yüksek algoritmaların geliştirilmesine ihtiyaç duyulmaktadır.

Haberleşme sistemlerinde yüksek SNR değerleri için en iyi alıcı yapısı kanal uyumlu filtredir. Bu çalışmada kör kanal denkleştirme problemi için kanal uyumlu filtre ve klasik DFE yapısını kullanan yeni bir yöntem önerilmiştir. Kör kanal denkleştirme probleminde alıcı tarafta referans bilgi işareti olmadığından iletilen işarete ait, bilinen istatistiksel ve olasılıksal özellikler kullanılır. Önerilen yöntemde, kanal çıkışından alınan veri referans işareti olarak kullanıldığından kör denkleştirme problemine farklı bir çözüm yaklaşımı getirilmiştir. Önerilen yapıda DFE filtreleri kanal çıkışının öz ilişki fonksiyonundan kör olarak elde edilmiştir. DFE filtreleri elde edildikten sonra bilinmeyen tek filtre kanal uyumlu filtredir. Bu nedenle uyarlanırlık süreç sadece kanal uyumlu filtrenin kestirimi için kullanılmıştır. Kanal denkleştirme problemi doğrusal bir filtre kestirimi problemine dönüştürüldüğünden yakınsama hızı ve performansı yüksek bir yöntem elde edilmiştir. Önerilen yöntem ile geleneksel haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılan LMS gibi uyarlanırlık algoritmaların kör sistemlerde kullanılması sağlanmıştır.

Diğer yandan, Öğrenme dizilerini kullanan sistemlerde yaygın olarak kullanılan LMS ve kör sistemlerde yaygın olarak kullanılan CMA gibi algoritmaların parametre hassasiyetinin yüksek olması ve hata fonksiyonlarının yüzeyleri convex olmayan problemlerde başarımlarının düşük olmasından dolayı, çalışmanın ikinci kısmında LMS

algoritmasının yerine son yıllarda birçok alanda başarılı uygulamalara sahip ve sosyal tabanlı bir optimizasyon algoritması olan PSO algoritması önerilen yöntem uyarlanmıştır. Özellikle başlangıç değerlerine bağlı olarak yakınsamalar gösteren kör denkleştiriciler için PSO algoritmasının öğrenme süresince çoklu başlangıç değerleri kullanması önemli avantajlar getirmiş ve yüksek başarımlar elde edilmiştir.

Kör sistemlerde uyumlu filtre ve DFE yapısını kullanan alıcı yapısında PSO algoritması ilk defa bu çalışma ile uygulanmıştır. PSO algoritmasında uyarlanma süreci boyunca parçacıklar arasındaki bilgi aktarımı sayesinde önerilen yöntemin yakınsama hızında ve başarımlarında önemli bir iyileştirme sağlanmıştır. Kör yöntemlerin geleneksel haberleşme sistemleri ile karşılaştırıldığında uygulanabilirlik noktasındaki en büyük eksiklikleri yakınsama hızlarının kabul edilebilir düzeyde olmamasıdır. Elde edilen sonuçlardan önerilen yöntemin özellikle PSO algoritması kullanıldığı durumda bu probleme iyi bir çözüm sunduğu görülmektedir. Önerilen yöntemin geleneksel kör denkleştiriciler ile kıyaslandığında yakınsama hızının ve performansının yüksek olması pratik sistemler için önemli bir alternatif oluşturmuştur. Kör yöntemlerin uygulanması zorunlu sistemler düşünüldüğünde elde edilen sonuçlar oldukça önemlidir. Yöntemin yakınsama hızının yüksek olması kör sistemlerde hızlı değişen kanal ortamlarında kanal takibinin gerekliliği açısından önemlidir. Elde edilen başarımlar sonuçları, PSO algoritmasının kör sistemlerde etkin olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

Çalışmanın son kısmında önerilen sistemde kalıcı ISI bileşenleri tarafından oluşan hata tabanlı kanal kodlayıcılar kullanılarak ortadan kaldırılması amaçlanmıştır. Kanal kodlayıcı olarak birçok standartta yer alan ve başarımları yüksek kanal kodlayıcılardan Turbo kodlayıcılar kullanılmıştır. Turbo kodlayıcıların iteratif bir yapıya sahip olmasından dolayı önemli bir kodlama kazancı elde edilmiştir. Turbo kodlayıcı kullanıldığı durumda 10^{-3} hata düzeyinde 5. iterasyonda 5.5 dB'lik bir kodlayıcı kazancı elde edilmiş ve sistemin hata tabanlı ortadan kalkmıştır.

Genel olarak değerlendirildiğinde bu tez çalışmasında, kör sistemler için özellikle düşük öğrenme sürelerinde yüksek başarımla sahip bir yöntemin geliştirilmesi amaçlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Öğrenme dizisi kullanmayan kör sistemlerde düşük öğrenme sürelerinde elde edilen başarımlar sonuçlarının öğrenme dizisi kullanan sistemlerin başarımlarına yakın olması bu tez çalışmasının en önemli sonucudur.

4. ÖNERİLER

Sayısal haberleşme sistemlerinde QAM modülasyon türü yüksek bant genişliği ve güç verimliliği açısından yaygın olarak tercih edilen bir modülasyon türüdür. Bu çalışmada elde edilen başarımlarında QPSK modülasyonu kullanılmıştır. Bant verimliliği yüksek sistemler açısından değerlendirildiğinde yüksek seviyeli modülasyon türleri için başarımlar elde edilebilir. Aynı zamanda elde edilen başarımlarında kanal ortamı durağan kabul edilmiştir. Kanal ortamında hızlı değişim olduğu durumlar için başarımlarının elde edilmesi önemli olacaktır. Benzer şekilde önerilen yöntemin kanal ortamında değişimin olduğu durumda kanal takibindeki başarımlarını gözlenebilir.

Bu çalışmada genel PSO algoritması kullanılmıştır. PSO algoritmasının değiştirilmiş ve daha yüksek başarımlarına sahip çeşitleri için başarımlar elde edilebilir. Bu algoritmalar kullanıldığı durumda elde edilen başarımlar daha da iyileşecektir.

5. KAYNAKLAR

1. Goldsmith, A., Wireless Communication, Cambridge University Press., UK, 2005.
2. Sklar, B., Defining, designing, and evaluating digital communication systems, IEEE Communication Magazine, 30, 11 (1993) 91-101.
3. Poole, I., Cellular Communcations Explained From Basics to 3G, Elsevier Ltd., UK, 2006.
4. Garg, V. K., Wireless Communications and Networking, Elsevier Ltd., USA, 2007.
5. Wang, J., High-Speed Wireless Communications: Ultra-wideband, 3G Long-Term Evolution, and 4G Mobile Systems, Cambridge University Press, UK, 2008.
6. Ergen, M., Mobile Broadband Including WiMAX and LTE, Springer, USA, 2009.
7. Ahmadi, S., Mobile WiMAX A Systems Approach to Understanding IEEE 802.16m Radio Access Technology, Elsevier Ltd., USA, 2011.
8. Forney, G. D., Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference, IEEE Trans. Inform. Theory, 18, 3 (1972) 363-378.
9. Werner, J. J., Yang, J., Harman, D. D. ve Dumont, G. A., Blind Equalization for Broadband Access, IEEE Communication Magazine, 37, 4 (1999) 87-93.
10. Shannon, C. E., A Mathematical Theory of Communication, The Bell System Technical Journal, 27 (1948) 379-423, 623-656.
11. Nix, A.R., Fundamental Investigation into Short Range High Capacity Mobile Data Transmission, Ph.D. Thesis, University of Bristol, England, September 1993.
12. Soysal, B., OFDM Tabanlı Kablosuz İletişim Sistemleri İçin Yüksek Başarılı Alıcı Tasarımı, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2004.

13. Özen, A., Sayısal Haberleşme Kanallarında Hızlı Parametre Kestirim Yöntemleri İçin Bulanık Mantık Esaslı Bir Dış Çevrim Denetleyicisi ile Hız ve Başarım Artırımı, Doktora, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2005.
14. Rappaport, T.S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, Inc., New Jersey, USA, 1996.
15. Sklar, B., Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems, IEEE Communications Magazine, 35, 7 (1997) 90-109.
16. 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.
17. Papoulis, A., Probability, Random Variables, and Stochastic Process, 4rd Edition, McGraw Hell, New York, 2002.
18. Sweeney, P., Error Control Coding From Theory to Practice, John Wiley & Sons, 2002.
19. Berrou, C., Glavieux, A. ve Thitimajshima, P., Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding, Turbo-Codes, IEEE International Conference on Communication (ICC'93), Mayıs 1993, Geneva, Bildiriler Kitabı; 1064-1070.
20. Forney, G.D., Concatenated Codes, MIT Press, Cambridge, 1966.
21. Ryan, W. E., A Turbo Code Tutorial, Proc. IEEE Globecom'98, 1998.
22. Proakis, J., G., Digital Communication, Fourth Edition, 2001.
23. Hanzo, L., Liew, T., H. ve Yeap, B., L, Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels, 2002.
24. Yuan, J., Vucetic, B. ve Feng, W., Combined turbo codes and interleaver design, IEEE Transactions on Communications, 47, 4 (1999) 484-487.
25. Bahl, L., R., Cocke, J., Jelinek, F. ve Raviv, J., Optimal Decoding of Linear Codes for Minimising Symbol Error Rate, IEEE Transactions on Information Theory, 20, 2 (1974) 248-287.
26. Robertson, P., Villebrun, E. ve Hoeher, P., A Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain, IEEE International Conference on Communications, Haziran 1995, Seattle, Bildiriler Kitabı; 1009-1013.

27. Koch, W. ve Baier, A., Optimum and sub-optimum detection of coded data disturbed by time-varying intersymbol-interference, *IEEE Global Telecommunications Conference*, Aralık 1990, San Diego, Bildiriler Kitabı; 1679-1684.
28. Viterbi, A., J., Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm, *IEEE Trans. Inform. Theory*, 13, 2 (1967) 260-269.
29. Hagenauer, J. ve Hoeher, P., A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications, *Globecom*, Kasım 1989, Dallas, Bildiriler Kitabı; 1680–1686.
30. Woodard, J. P. ve Hanzo, L., Comparative Study of Turbo Decoding Techniques, An Overview, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49, 6 (2000) 2208-2233.
31. Robertson, P., Illuminating the Structure of Code and Decoder of Parallel Concatenated Recursive Systematic (Turbo) Codes, *Globecom*, Aralık 1994, San Francisco, Bildiriler kitabı; 1298-1303.
32. Sadjadpour, H., R., Maximum A Posteriori Decoding Algorithms For Turbo Codes, *Proc. SPIE 4045, Digital Wireless Communication II*, Temmuz 2000, Orlando, Bildiriler Kitabı; 73-83.
33. Hagenaur, J., Robertson, P. ve Papke, L., Iterative (turbo) decoding of systematic convolutional codes with the MAP and SOVA Algorithms, 1994.
34. Gibson, J.D., *The Mobile Communication Handbook*, Second Edition, 1999.
35. Johnson, Jr. C.R. ve Sethares, W.A., *Telecommunication Breakdown; Concepts of Communication Transmitted via Software-Defined Radio*, Prentice Hall 1st ed, 2003.
36. Haykin, S., *Adaptive Filter Theory*, Third Edition, Prentice Hall, New Jersey, 1996.
37. Haykin, S., *Communication Systems*, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., Singapore, 1994.
38. Hayes, M.H., *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1996.
39. 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*, Ekim 1997, Aalborg, Bildiriler Kitabı; 308-313.

40. Baltacı, Y., Kaya, I ve Nix, A., R., Implementation of a HIPERLAN/1 Compatible CMF-DFE Equalizer, IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings, Mayıs 2000, Tokyo, Bildiriler Kitabı; 1884-1888.
41. Özçelik, İ, Kale, İ. ve Baykal, B., Decision Feedback Equalizer With The Blind Matched Filter Estimation, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Mayıs 2005, Kobe, Bildiriler Kitabı; 5746 -5749.
42. 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.
43. 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.
44. Kennedy, J. ve Eberhart, R. C., Particle swarm optimization, IEEE Intel. Conf. On Neural Networks, Aralık 1995, Perth, Bildiriler Kitabı; 1942–1948.
45. Clerc, M., Partical Swarm Optimization, 2006.
46. Shi, Y., Partical Swarm Optimization, IEEE Neural Networks Society, 2, 1 (2004) 8-13.
47. Shi, Y. ve Eberhart, R. C., Emprical Study Of Partical Swarm Optimization, Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation (CEC99), Temmuz 1999, Washington, Bildiriler Kitabı; 1945-1950.
48. Eberhart, R. C. ve Shi, Y., Partical swarm optimization: developments, applications and resources, Evolutionary Computation, Mayıs 2001, Seoul, Bildiriler Kitabı; 81-86.
49. Xiong, F. Q., Digital Modulation Techniques, Artech House, London, 2000.
50. Qureshi, S.U.H. , Adaptive Equalization, Proceedings of the IEEE, 73, 9 (1985) 1349-1387.
51. Ding, Z. ve Li, Y. Blind Equalization and Identification, Marcel Dekker Inc., 2001, New York.
52. Haykin, S., Blind deconvolution, Prentice Hall, 1994.
53. R. W. Lucky. Automatic equalization for digital communication, Bell Systems Technical Journal, 44, 4 (1965) 547–588.

54. Lucky., R. W., Techniques for adaptive equalization of digital communication systems, Bell Systems Technical Journal, 45, 2 (1966) 255–286.
55. Widrow, B. ve Hoff, M.E., Adaptive switching circuits, Proc. IRE WESCON Conf. Rec. 1960, New York, Bildiriler Kitabı; 96-104.
56. Widrow, B., McCool, J. ve Ball, M., The complex LMS algorithm, Proc. IEEE, 63, 4 (1975) 719–720.
57. Sato, Y., A method of self-recovering equalization for multi-level amplitudemodulation, IEEE Transactions on Communications, 23, 6 (1975) 679–682.
58. Benveniste, A., Goursat, M. ve Ruget, G., Robust identification of a nonminimumphase system: Blind adjustment of a linear equalizer in data communications, IEEE Transactions on Automatic Control, 25, 3 (1980) 385-399.
59. Godard, D. N., Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communications systems, IEEE Trans. Commun., 28, 11 (1980) 1867–1875.
60. Treichler, J. ve Agee, B., A new approach to multipath correction of constant modulus signals, IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing, 31, 2 (1983) 459–471.
61. Serra, J. ve Esteves, N., A blind equalization algorithm without decision, IEEE International Conference on ICASSP, Mart 1984, San Diego, Bildiriler Kitabı; 475–478.
62. Bellini, S., Bussgang techniques for blind equalization, Proc. IEEE GLOBECOM, Aralık 1986, Houston, Bildiriler Kitabı; 1634–1640.
63. Benveniste, A. ve Goursat, M., Blind equalizers, IEEE Trans. Commun., 32, 8 (1984) 871–883.
64. Kennedy, R. ve Ding, Z., Blind adaptive equalizers for quadrature amplitudemodulated communication systems based on convex cost functions, Optical Engineering, 31, 6 (1992) 1189–1199.
65. Picchi, G. ve Prati, G., Blind equalization and carrier recovery using a ‘stop-and-go’ decision-directed algorithm, IEEE Trans. Commun., 35, 9 (1987) 877–887.

66. Wesolowski, K., Self-recovering adaptive equalization algorithms for digital radio and voiceband data modems, Proc. European Conf. Circuit Theory and Design, Eylül 1987, Paris, Bildiler Kitabı; 19–24.
67. Abrar, S. ve Nandi, A.K., Adaptive solution for blind equalization and carrier-phase recovery of square-QAM, IEEE Sig. Processing Lett., 17, 9 (2010) 791–794.
68. Abrar, S. ve Nandi, A.K., Adaptive minimum entropy equalization algorithm, IEEE Commun. Lett., 14, 10 (2010) 966–968.
69. Abrar, S. ve Nandi, A.K., An adaptive constant modulus blind equalization algorithm and its stochastic stability analysis, IEEE Sig. Processing Lett., 17, 1 (2010) 55–58.
70. Abrar, S. ve Nandi, A.K., A blind equalization of square-QAM signals: a multimodulus approach, IEEE Trans. Commun., 58, 6 (2010) 1674–1685.
71. Abrar, S. ve Shah, S., New multimodulus blind equalization algorithm with relaxation, IEEE Sig. Processing Lett., 13, 7 (2006) 425–428.
72. Abrar, S. ve Qureshi, I. M., Blind equalization of cross-QAM signals, IEEE Sig. Processing Lett., 13, 12 (2006) 745–748.
73. Abrar, S., Zerguine, A. ve Deriche, M., Soft constraint satisfaction multimodulus blind equalization algorithms, IEEE Sig. Processing Lett., 12, 9 (2005) 637–640.
74. Goupil, A. ve Palicot, J., New algorithms for blind equalization: the constant norm algorithm family, IEEE Trans. Sig. Processing, 55, 4 (2007) 1436–1444.
75. Im, G.-H., Park, C.-J. ve Won, H.-C., A blind equalization with the sign algorithm for broadband access, IEEE Commun. Lett., 5, 2 (2001) 70–72.
76. Yang, J., Werner, J.-J. ve Dumont, G., The multimodulus blind equalization and its generalized algorithms, IEEE Jr. Sel. Areas Commun., 20, 5 (2002) 997–1015.
77. Yuan, J.-T. ve Lin, T.-C., Equalization and carrier phase recovery of CMA and MMA in blind adaptive receivers, IEEE Trans. Sig. Processing, 58, 6 (2010) 3206–3217.
78. Yuan, J.-T. ve Tsai, K.-D., Analysis of the multimodulus blind equalization algorithm in QAM communication systems, IEEE Trans. Commun., 53, 9 (2005) 1427–1431.

79. Tuğcu, E., Çakır, F. ve Ozen, A., A New Step Size Control Technique for Blind and Non-Blind Equalization Algorithms, Radio Engineering, 22, 1 (2013) 44-51.
80. Xiong, Z., Linsheng, L., Dongfeng, Z. ve Zengshou, D., A new adaptive step-size blind equalization algorithm based on autocorrelation of error signal, In 7th International Conference on Signal Processing, Eylül 2004, Beijing, Bildiriler Kitabı; 1719-1722.
81. Liyi, Z., Lei, C. ve Yunshan, S., Variable step-size CMA blind equalization based on non-linear function of error signal, International Conference on Communications and Mobile Computing, Ocak 2009, Yunnan, Bildiriler Kitabı; 396-399.
82. Shahzad, K., Ashraf, M. ve Iqbal, R., Improved blind equalization scheme using variable step size constant modulus algorithm, In Proceedings of the 7th WSEAS Int. Conf. on Signal Processing, Computational Geometry & Artificial Vision, Ağustos 2007, Athens, Bildiriler Kitabı; 86-90.
83. Ozen, A., Kaya, I. ve Soysal B., Variable step-size constant modulus algorithm employing fuzzy logic controller, Wireless Personal Communications, 54, 2 (2010) 237-250.
84. Ozen, A., A novel variable step size adjustment method based on channel output autocorrelation for the LMS training algorithm, International Journal of Communication Systems, 24, 7 (2011) 938-949.
85. 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.
86. Kwong, R. H. ve Johnston, E. W., A variable step size LMS algorithm. IEEE Transactions on Signal Processing, 40, 7 (1992) 1633-1642.
87. Oh, K. N. ve Chin, Y. O., Modified Constant Modulus Algorithm: Blind Equalization and carrier Phase Recovery Algorithm, IEEE International Conference on Communication, Haziran 1995, Seattle, Bildiriler Kitabı; 498-502.
88. Oh, K. N. ve Chin, Y. O., New Blind Equalization Techniques based on constant modulus algorithm, Globecom, Kasım 1995, Singapore, Bildiriler Kitabı; 865-869.
89. Lin, J. C. ve Lee, L. S., A Modified Blind Equalization Technique Based on a Constant Modulus Algorithm, Haziran 1998, Atlanta, Bildiriler Kitabı; 344-348.

90. Chahed, I., Belzile, J. ve Kouki, A. B., Blind decision feedback equalizer based on high order MCMA, Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering, Mayıs 2004, Ontario, Bildiriler Kitabı; 2111-2114.
91. Jones, D. L., A normalized constant modulus algorithm, IEEE Conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Kasım 1995, Pacific Grove, Bildiriler Kitabı; 694-697.
92. De Castro, F.C.C., De Castro, M.C.F. ve Arantes, D.S., Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization, IEEE International Conference on Communications, Haziran 2001, Helsinki, Bildiriler Kitabı; 366-371.
93. 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.
94. Wei, X., Xiaoni, Y. ve Zhaoyang, Z., A Stop and Go Blind Equalization Algorithm for QAM Signals, International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), Eylül 2010, Chengdu, Bildiriler Kitabı; 1-4.
95. Shalvi, O. and Weinstein, E., New criteria for blind deconvolution of nonminimum phase systems (channels), IEEE Transactions on Information Theory, 36, 2 (1990) 312-321.
96. Shalvi, O. ve Weinstein, E., Universal Methods for Blind Deconvolution, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1994.
97. Shalvi, O. ve Weinstein, E., Super-exponential methods for blind deconvolution, IEEE Transactions on Information Theory, 39, 2 (1993) 504-519.
98. Giannakis, G. B., Cumulants: A Powerful Tool in Signal Processing, Proceedings of the IEEE, 75, 9 (1987) 1333-1334.
99. Giannakis, G. B. ve Mendel, J. M., Identification of Nonminimum Phase Systems Using Higher-Order Statistics, IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, 37, 3 (1989) 360-377.
100. Hatzinakos, D. ve Nikias, C. L., Blind Equalization Using a Tricepstrum-Based Algorithm, IEEE Trans. on Commun, 39, 5 (1991) 669-682.
101. Tong, L., Xu, G., Hassibi, B. ve Kailath, T., Blind Channel Identification Based on Second-Order Statistics: A Frequency-Domain Approach, IEEE Trans. Inform. Theory, 41,1 (1995) 329-334.

102. Tong, L., Xu, G. ve Kailath, T. Blind Identification and Equalization Based on Second-Order Statistics, IEEE Trans. Inform. Theory, 40, 2 (1994) 340-349.
103. Sato, Y., Blind Equalization and Blind Sequence Estimation, IEICE Trans. Commun., E77-B, 5 (1994) 545-556.
104. Seshadri, N., Joint Data and Channel Estimation Using Fast Blind Trellis Search Techniques, IEEE Trans. Commun., 42 (1994) 1000-1011.
105. Ghosh, M. ve Weber, C. L., Maximum Likelihood Blind Equalization, Optical Engineering, 31, 6 (1992) 1224-1228.
106. Zervas, E., Proakis, J. G. ve Eyuboglu, V., A Quantized Channel Approach to Blind Equalization, IEEE International Conference on Communications, Haziran 1992, Chicago, Bildiriler Kitabı; 1539-1543.
107. Ding, Z., Application Aspects of Blind Adaptive Equalizers in QAM Data Communication, Ph.D. Thesis, Department of Electrical Engineering, Cornell University, 1990.
108. Johnson, C. R., Admissibility in Blind Adaptive Channel Equalization, IEEE Control Syst. Mag., 11, 1 (1991) 3-15.
109. Özçelik, İ., Kale, İ. ve Baykal, B., Decision Feedback Equalizer With The Blind Matched Filter Estimation, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Mayıs 2005, Kobe, Bildiriler Kitabı; 5746-5749.
110. Baykal, B., Blind Matched Filter Receiver, IEEE Trans. On Circuits and Systems-I: Regular Papers, 51, 2 (2004) 379-390.
111. Baykal, B., Blind channel estimation via combining autocorrelation and blind phase estimation, IEEE Trans. On Circuits and Systems-I: Regular Papers, 51, 6, (2004) 1125-1131.
112. Baykal, B., ve Constantinides, A. G., Matched filtering for CMA- based blind channel estimation, Electronics Letters, 39, 17 (2003) 1285-1287.
113. Coşkun, A, ve Kale, İ., All-Adaptive Blind Matched Filtering for the Equalization and Identification of Multipath Channels: A Practical Approach, IEEE Trans. On Circuits and Systems-I: Regular Papers, 60, 1, (2013) 232-242.
114. Gardner, W. A., A New Method of Channel Identification, IEEE Transactions on Commications, 39, 6 (1991), 813-817.

115. Tong, L., Xu, G. ve Kailatah, T., A new approach to blind identification and equalization of multipath channels, Conference Record of the Twenty-Fifth Asimolar Conference on Signals, Systems and Computers, Kasım 1991, Pacific Grove, Bildiriler Kitabı; 856-860.
116. Haykin, S., Unsupervised Adaptive Filtering, Volume II Blind Deconvolution, John Wiley & Sons, Inc. New York, 2000.
117. Cakir, O., Kaya, İ., Yazgan, A., Cakir, O. ve Tugcu, E., Emitter Location Finding using Particle Swarm Optimisation, Radioengineering, 23, 1, (2014) 252-258.
118. Al-Awami, T., Zerguine, A., Cheded, L., Zidori, A. ve Saif, W., A new modified particle swarm optimization for adaptive equalization, Digital Signal Processing, 21, 2 (2011) 195-207.
119. Zubair, M., Choudhry, M. A. S., Naveed, A., Qureshi, I. M., Joint Channel and Data Estimation Using Particle Swarm Optimization, IEICE Trans. on Commun., E91-B, 9 (2008) 3033-3036.
120. Özen A., A Comparative study of blind and non-blind trainings in single carrier WiMAX (IEEE 802.16-2004) radio, Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 20, 2 (2012) 207-218.
121. Rappaport, T. S., Seidel, S. Y. ve Takamizawa, K., Statistical channel impulse response models for factory and open plan building radio communicate system design, IEEE Transactions on Communication, 39, 5, (1991) 794– 807.
122. Kaya, I, Turk, K. ve Baltaci, Y., Experimental BER Performance Evaluation of OFDM and Single Carrier Transmissions in Real-Time WiMax Radio, The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07), Eylül 2007, Athens, Bildiriler Kitabı; 1-5.
123. Turk, K. ve Kaya, I., Experimental BER Performance Evolution of Equalizations and Matched Filter Bounds for Single-Carrier WiMax Radio in 3.5 GHz, IEEE Wireless Communication and Networking Conference (WCNC'08), Nisan 2008, Las Vegas, Bildiriler Kitabı; 2015-2020.

ÖZGEÇMİŞ

Emin TUĞCU, 21.11.1982 tarihinde Trabzon'da doğdu. Lise öğrenimini Trabzon Lisesi'nde tamamladı. 1999 – 2000 eğitim-öğretim yılında, Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. 2004 yılında bu bölümden Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2004-2007 yılları arasında Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimini yaptı. Kasım 2006'da aynı bölümde araştırma görevlisi olarak göreve başladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.

SCI/SCI-E indekslerine giren dergilerde yayınlanan makaleler

1. Tuğcu E., Çakır F., A. Özen, “A New Step Size Control Technique for Blind and Non-Blind Equalization Algorithms”, Radioengineering Journal, Vol. 22, Number 1, pp. 44-51, April 2013, ISSN 1210-2512.
2. Oguzhan Cakir, Ismail Kaya, Ayhan Yazgan, Omer Cakir, Emin Tugcu, “Emitter Location Finding using Particle Swarm Optimization” , Radioengineering Journal, Vol. 23, No.1, pp.252-258, April 2014.

Hakemli konferans/sempozyumların bildiri kitaplarında yer alan yayınlar

1. Tuğcu E., F. Çakır, A. Özen, “A Novel Variable Step Size Constant Modulus Algorithm Employing Cross Correlation between Channel Output and Error Signal”, 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2012, Page(s): 678-683, July 3-4, 2012, Prague, Czech Republic.
2. Çakır F., E. Tuğcu, A. Özen, I. Kaya, “Novel Cascaded Turbo-Permutation Coding for Frequency Selective Rayleigh Fading Channels”, 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2012, Page(s): 237-241, July 3-4, 2012, Prague, Czech Republic.
3. Tuğcu E., I. Kaya, A. Özen, “A Novel PSO Based Blind Channel Estimation and Equalization”, IEEE 20th Signal Processing and Communications Applications SIU 2012, Page(s): 1-4 (CD-ROM), April 18-20, 2012, Fethiye.

4. Özen A., A. Güner, O. Çakır, E. Tuğcu, B. Soysal, I. Kaya, "Experimental Performances of Blind Adaptive Equalization Algorithms for Single Carrier Real-Time WiMAX Radio", IEEE 17th Signal Processing and Communications Applications SIU 2009, Page(s): 472-475, April 20-22, 2009, Antalya.
5. Özen A., A. Güner, O. Çakır, E. Tuğcu, B. Soysal, and I.Kaya, "A Novel Approach for Blind Channel Equalization", Fourth International Conference on Intelligent Computing, ICIC 2008, Page(s):347-357, Shanghai, China, September 15-18, 2008.
6. Özen A., E. Tuğcu, B. Soysal, I. Kaya, "A Fuzzy Logic Based Adaptive Whitening for Blind Channel Equalization", IEEE 16th Signal Processing and Communications Applications SIU 2008, Page(s): 1-4 (CD-ROM), April 20-22, 2008, Aydın.
7. Özen A. Güner A., Çakır O., Tuğcu E., Soysal B., Kaya I., "A Novel Approach for Blind Channel Equalization", Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, ISSN: 0302- 9743 (Print) 1611-3349 (Online), pp. 347-357, 2008, DOI: 10.1007/978-3-540-85984-0-43, Berlin 2008.
8. Çakır F., E. Tuğcu, A. Özen, "Frekans Seçici Rayleigh Sönümlmeli Kanallar İçin Yeni Bir Kaskad RS-CC-Permütasyon Kodlama Yöntemi", VI. URSI-TÜRKİYE'2012 Bilimsel Kongresi Ulusal Genel Kurul Toplantısı, Sayfa: 1-4 (CD-ROM), 2-5 Eylül 2012, Doğu Üniversitesi, İstanbul.
9. Tuğcu E., O. Çakır, A. Güner, A. Özen, I. Kaya, "Çok Taşıyıcılı WiMAX (IEEE 802.16) Radyoda Çift İkili (Double Binary) Turbo Kodlayıcı ile Klasik Kodlayıcıların BER Başarım Analizleri", HABTEKUS09 III. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu, Sayfa: 9-14, 09-11 Aralık 2009, İstanbul.
10. Tuğcu E., O. Çakır, A. Güner, A. Özen, B. Soysal, I. Kaya, "Çok Taşıyıcılı Gerçek Zaman WiMAX Radyoda Zaman Bölgesi ve Frekans Bölgesi Kanal Denkleştiricilerin Teorik ve Deneysel BER Başarım Analizleri", İTUSEM 2009 IV. İletişim Teknolojileri ve Ulusal Sempozyumu, Sayfa: 31-36, 15-16 Ekim 2009, Adana.
11. Tuğcu, E., Çakır, O., Güner, A., Özen, A., Kaya, I., "Comparative Study of Supervised and Blind Training Techniques for Communication Systems", 3rd International Computer & Instructional Technologies Symposium, 2009, Trabzon, Türkiye.
12. O. Çakır, E. Tuğcu, C. Şimşek, A. Yazgan, İ. Kaya, "Neural Network Based Learning and RF Probing Measurements using Non-Specific Mode Wave Guide", INISTA 2009 International Symposium on INnovations in Intelligent SysTems and Applications, 2009, Trabzon, Türkiye.