

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

144790

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

MMSE ESASLI İLKLENDİRMELİ ZAMAN DOMENİ KANAL
DENKLEŞTİRİCİLER

144790

Elektronik Yük. Müh. Kadir TÜRK

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

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 05.07.2005
Tezin Savunma Tarihi : 20.09.2005

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA

Jüri Üyesi : Prof. Dr. Buyurman BAYKAL

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Cemal KÖSE

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2005

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında yüksek hızlarda ve düşük enerji seviyelerinde haberleşme yapabilmek için ilklendirme tekniği kullanılarak karar geri beslemeli kanal denkleştiricileri için geleneksel öğrenme algoritmalarının performansı ve sayısal özellikleri arttırılmaya çalışılmıştır. Ayrıca akademik geliştirmelere harcanan kadar süre ve belki daha fazla emekle gerçekleştirilen ve bu çalışmanın önemli bir kısmını oluşturduğunu düşündüğüm gerçek zamanlı video iletimi sisteminin de gereğince değerlendirilebilmesini diliyorum.

Öncelikle 2001 yılından sonra doktora tez danışmanlığımı üstlenmeyi kabul edip çalışmalarımız boyunca bana hocalık ve ağabeylik eden Sayın Hocam Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA'ya en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Yüksek lisans çalışmam ve doktora çalışmalarımın ilk yılında danışmanlığımı üstlenen Sayın Hocam Doç. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU'na, doktora çalışmalarımın devamında danışmanım olan fakat daha sonra üniversitedeki görevinden ayrılan Sayın Hocam Yusuf BALTACI'ya teşekkürlerimi sunarım.

Başta Birol SOYSAL, Mustafa AKTAŞ, Salim KAHVECİ, Ali ÖZEN ve Adem YARDIM olmak üzere Elektrik-Elektronik Anabilim Dalında lisansüstü çalışmalarını yürüten yada tamamlamış arkadaşlara, bölümümün değerli hocalarına, personeline ve tüm arkadaşlarıma gösterdikleri güler yüz ve hoş sohbetleri için teşekkür ederim.

Uygulama sisteminin gerçekleştirilmesinde önemli yardımları dokunan Sayın Hocam Yusuf BALTACI'ya ve KTÜ-TI-DSP kardeş kartlarının tasarlanıp gerçekleşmesinde birlikte çalıştığımız Birol SOYSAL'a ayrıca teşekkür ederim.

Tüm hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen, çalışmalarımın son zamanlarında aynı şehirde yaşamamıza rağmen bazen haftalarca görüşemediğim annem Ayşe, babam Hüseyin ve kardeşim Yasemin TÜRK'ten önce özür diler sonrada destekleri için teşekkür ederim. Çin'deki ailem kayınvalidem Shu Fen, ablam Xin ve merhum kayınpederim Pin Xiang'a destekleri için teşekkür ederim.

Son olarak da her zaman yanımda olan hayat arkadaşım eşim Yu TÜRK'e teşekkürleri sunarım.

Kadir TÜRK

Tarbzon 2005

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET	VI
SUMMARY	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ	VIII
TABLolar DİZİNİ	XII
SEMBOLLER DİZİNİ	XIII
KISALTMALAR DİZİNİ	XV
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş	1
1.2. Gezgin Radyo İletişim Kanalı	2
1.2.1. Doppler Kayması	4
1.2.2. Rayleigh ve Ricean Kanal Modelleri	6
1.3. Denkleştiriciler	7
1.3.1. Genel Bir Uyarlanır Denkleştirici	9
1.3.2. Denkleştirici Tekniklerinin İncelenmesi	11
1.3.2.1. Doğrusal Denkleştiriciler	11
1.3.2.2. Doğrusal Olmayan Denkleştiriciler	12
1.3.3. Uyarlanır Denkleştirici Algoritmaları	14
1.3.3.1. En Küçük Ortalama Kareler Algoritması	15
1.3.3.2. Özyinelemeli En Küçük Kareler Algoritması	17
1.4. MIMO Sistemleri	19
1.4.1. V-BLAST	20
1.4.2. Uzay-Zaman Kodlaması	21
1.4.3. Denkleştiricili Teknikler	22
1.4.3.1. En Büyük Olabilirlikli Denkleştiriciler	23
1.4.3.2. MIMO OFDM	24
1.4.3.3. MIMO DFE	26

1.5.	Kanal Kodlama Teknikleri	27
1.6.	Yayılı Spektrum	29
1.6.1.	Doğrudan Dizili Yayılı Spektrum	30
1.6.2.	Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim	32
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA	33
2.1.	SISO Sistemlerde İklendirme Yönteminin İncelenmesi	36
2.1.1.	Sistem Modeli	37
2.1.2.	SISO Denkleştiriciler İçin İklendirme Hesabı	38
2.1.3.	MMSE-DFE ve Güç Oranı Yaklaşıklığı	44
2.1.4.	Benzetişim İşlemi ve Sonuçları	46
2.1.4.1.	İklendirilmiş LMS'in Geleneksel LMS'le Karşılaştırmalı İncelemesi	48
2.1.4.2.	N-LMS, RLS ve İklendirilmiş Durumları	59
2.1.4.3.	Yöntemlerin Kanal Takip Özellikleri	63
2.1.5.	Değerlendirme	65
2.2	MIMO Sistemlerin ve İklendirme Yönteminin İncelenmesi	68
2.2.1.	Sistem Modeli	68
2.2.2.	MIMO DFE İçin İklendirme Hesabı	70
2.2.3.	MIMO LMS ve MIMO RLS	76
2.2.4.	Benzetişim Sonuçları	77
2.2.5.	Değerlendirme	84
2.3.	Düşük SNR Değerlerinde İklendirmenin Etkisinin İncelenmesi	85
2.3.1.	Sistem Modeli	86
2.3.2.	Benzetişim Sonuçları	87
2.3.3.	Değerlendirme	95
2.4.	Gerçek Zamanlı Video İletimi Uygulaması	96
2.4.1.	Kullanılan Donanım Elemanları	98
2.4.1.1.	DSP Kartları	98
2.4.1.2.	Kardeş Kartları	99
2.4.2.	Kullanılan Donanım Elemanlarının Programlanması	100
2.4.2.1.	TxPC Programı	100
2.4.2.2.	TxDSP Programı	102
2.4.2.3.	TxDB Programı	103
2.4.2.4.	RxDB Programı	104

2.4.2.5. RxDSP Programı	105
2.4.2.6. RxPC Programı	107
2.4.3. Değerlendirme	107
3. SONUÇLAR	109
4. ÖNERİLER	111
5. KAYNAKLAR	112
ÖZGEÇMİŞ	119



ÖZET

Kanalın çok yolluluğundan dolayı ortaya çıkan simgeler arası girişim (ISI) yüksek hızlı sayısal radyo haberleşmesinin önündeki ana engeldir. Bu tez çalışması ISI'yı azaltmak için kullanılan zaman eksenli uyarlanabilir kanal denkleştiricilerinin performansını bilhassa denkleştirici eğitiminin zor olduğu yüksek karmaşıklık durumunda ve/veya düşük SNR değerlerinde arttırmayı amaçlamaktadır. Bu amaçla MMSE esaslı iklendirme tekniği önerilmiştir.

İklendirme tekniğiyle özellikle rasgele gradyan algoritmalarının (LMS v.b.) eğitim özellikleri iyileşir. Böylece eğitim zamanı kısalmış, öğrenme algoritmalarının kararlılığı artar, denkleştiricinin yanlış ayarlanması düşer ve BER başarımı yükselir. İklendirme değerlerinin hesaplanması için gerekli kanal birim vuruş tepkisi birçok uygulamada eşzamanlamanın kanal kestirimiyle birleştirilmesiyle elde edilebilir. Teknikle gelen hesaplama karmaşıklığı artışı kabul edilebilir durumdadır.

Birinci bölümde geleneksel yöntemler ve temel tanımlamalar verilmiştir. Tezin ikinci bölümü ise dört kısımdan oluşur. Birinci kısım önerilen iklendirme yöntemini SISO sistemler için inceler, ikinci kısım iklendirmeyi MIMO sistemler için değerlendirir. Üçüncü kısımda incelenmesinin amaçladığı iklendirme yönteminin düşük enerji seviyelerindeki performansının için DSSS sistemi seçilmiştir. Son olarak dördüncü kısımda tekniklerin bir gerçekleştirilmesi olarak Texas Instrument'un TMS320C6201 DSP kartları yardımıyla gerçek zamanlı bir video iletimi sunulur. DSP kartları, üzerinde ikili ADC/DAC gurubu ve FPGA yongası bulunan kardeş kartlarla birleştirilmiştir. FPGA yongası çerçeve eş zamanlayıcısı ve FIFO görevi yapacak şekilde ayarlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kanal Denkleştirme, İklendirme, MMSE, LMS, RLS, MIMO, Düşük-Güçlü Sayısal Radyo, DSSS, DSP Uygulaması

SUMMARY

MMSE Based Initialized Time Domain Equalizers

Intersymbol interference (ISI) due to multipath propagation is a major obstacle to high-speed digital radio communication. This thesis aims to improve the performance of time domain adaptive equalizers used to mitigate ISI, especially when the equalizer training is difficult in high complexity and/or in the low SNR values. With this purpose, MMSE based initialization technique is proposed.

The initialization technique improves especially training features of stochastic gradient algorithms (i.e. LMS). As a consequence training time is shortened, stability of training algorithms increased, misadjustment of equalizers reduced and BER performance improved. The channel impulse response, which is necessary for the calculation of initial values, can be obtained in many applications by combining the synchronization and channel estimation algorithms. The additional calculation complexity which comes with the technique is acceptable.

The first section is an introduction, including basic definitions and the conventional techniques. The second section consists of four parts. The first part investigates the proposed initialization for the SISO systems, the second part evaluates the initialization for the MIMO systems. In the third part DSSS system is chosen to examine the system performance in the low SNR region. And lastly, the fourth part presents a real-time video transmission as an implementation of techniques by using TMS320C6201 DSP boards from The Texas Instruments. The DSP boards are integrated with a daughter boards composed by a FPGA chip and dual ADC/DAC group. FPGA chip is adjusted to be FIFO and frame synchronizer.

Key Words: Equalization, initialization, MMSE, LMS, RLS, MIMO, low-power digital-radio, DSSS, DSP implementation

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1.	Gezgin radyo iletişim kanalında çok yolluluk 3
Şekil 1.2.	Turin tarafından sunulan geniş bantlı kanal modeli [8] 4
Şekil 1.3.	Rayleigh kanalda alıcıya ulaşan işaretin gücünün değişimi[3] 5
Şekil 1.4.	Çok yollu kanalda ISI'nın iletilen veriye etkisi [9] 8
Şekil 1.5.	Eğitim aşamasında çalışan bir doğrusal uyarlanırlar denkleştirici [4] 9
Şekil 1.6.	Karar geri beslemeli kanal denkleştiricisi 13
Şekil 1.7.	V-BLAST sistem diyagramı [33] 20
Şekil 1.8.	MIMO-DFE blok şeması [24] 26
Şekil 1.9.	Kod oranı 1/2 olan 3 bellek elemanlı Konvolüsyonel kodlayıcı 28
Şekil 1.10.	DSSS'in işaretin gücünü frekans ekseninde yayması 30
Şekil 1.11.	DSSS işaretinin girişime karşı direnci 31
Şekil 1.12.	QPSK DSSS vericisi [65] 32
Şekil 2.1.	LMS, RLS ve türevi algoritmaların hesaplama karmaşıklığı [12] 34
Şekil 2.2.	Karar geri beslemeli kanal denkleştiricisinin blok diyagramı 38
Şekil 2.3.	Benzetişimlerde kullanılan 3 farklı kanal güç gecikme profili 46
Şekil 2.4.	Kanal katsayılarının tek bir kanal için Doppler frekans kaymasının etkisiyle veri paketi boyunca değişimi 48
Şekil 2.5.	Benzetişimler sırasında vericide hazırlanan veri paketi 48
Şekil 2.6.	LMS ve I-LMS yöntemlerinin (5,2)'lik DFE için MSE eğrilerinin karşılaştırılması 49
Şekil 2.7.	LMS ve I-LMS'in (7,3)'lük DFE için farklı adım büyüklükleriyle MSE eğrileri 49
Şekil 2.8.	LMS ve I-LMS'in LTE için MSE eğrileri 50
Şekil 2.9.	Kanal kestirimiyle hesaplanan ilklendirmenin karşılaştırılması 50
Şekil 2.10.	LMS ve I-LMS yöntemlerinin farklı güç gecikme profiline sahip kanaldaki MSE eğrileri 51
Şekil 2.11.	LMS, I-LMS, PRA ve MMSE yöntemlerinin 15dB SNR için MSE eğrilerinin karşılaştırılması..... 52
Şekil 2.12.	LMS ve I-LMS'in denkleştirici katsayılarını yenilemesi 53
Şekil 2.13.	LMS ve I-LMS'in Bit/Hata Oranının özyineleme sayısına göre değişimi..... 54

Şekil 2.14.	LMS algoritmasında hızlı öğrenme için en uygun adım büyüklüğünün işaret/gürültü oranına göre değişimi	56
Şekil 2.15.	I-LMS algoritmasında hızlı öğrenme için en uygun adım büyüklüğünün işaret/gürültü oranına göre değişimi.....	56
Şekil 2.16.	LMS ve I-LMS'in farklı adım büyüklükleri için BER başarımı	57
Şekil 2.17.	LMS ve I-LMS'in farklı özyineleme sayıları için BER başarımı	58
Şekil 2.18.	LMS ve I-LMS yöntemlerinin farklı profilli kanaldaki BER eğrileri ..	58
Şekil 2.19.	İleri ve geri yöndeki dallar için farklı adım büyüklüğü kullanan LMS ve I-LMS'in BER başarımları	59
Şekil 2.20.	N-LMS, I-N-LMS'in 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranında MSE eğrileri	61
Şekil 2.21.	N-LMS, I-N-LMS'in 50 ve 150 adım öğrenme için BER başarımı	62
Şekil 2.22.	RLS, I-RLS'in 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranında MSE eğrileri	62
Şekil 2.23.	RLS ve I-RLS'in 50 ve 150 sembol öğrenme dizisi boyu için BER başarımı eğrileri	63
Şekil 2.24.	Öğrenme algoritmalarının farklı Doppler frekansı etkisindeki BER eğrileri	64
Şekil 2.25.	Öğrenme algoritmalarının kanal takip özelliklerinin karşılaştırılması ...	65
Şekil 2.26.	SISO sistemi için öğrenme algoritmalarının BER başarımlarının (5,2) DFE ve öğrenme için karşılaştırması	67
Şekil 2.27.	MIMO sisteminde çok yolluluk [57]	69
Şekil 2.28.	MIMO kanal modeli [51]	70
Şekil 2.29.	MIMO DFE'nin blok diyagramı [51]	71
Şekil 2.30.	Öğrenme algoritmalarının farklı anten sayıları için MSE eğrileri	79
Şekil 2.31.	(3x3) MIMO sistemi için öğrenme algoritmalarının MSE eğrilerinin 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranında karşılaştırılması	79
Şekil 2.32.	Öğrenme algoritmalarının BER başarımlarının farklı anten sayıları için değişimi	80
Şekil 2.33.	Öğrenme algoritmalarının (3x3) MIMO sisteminde BER başarımlarının öğrenme dizisinin boyuna göre değişimi	81
Şekil 2.34.	Öğrenme algoritmalarının (3x3) MIMO sisteminde BER başarımlarının farklı öğrenme dizi boyları için karşılaştırılması	81
Şekil 2.35.	I-LMS algoritmasının (3x3) MIMO sistem için farklı kanal profillerindeki BER başarımları	82
Şekil 2.36.	Farklı öğrenme algoritmalarının (3x3) MIMO sisteminde 1/2 konvolüsyonel kodlama için BER başarımlarının karşılaştırılması	83
Şekil 2.37.	Yöntemlerin kanal takibi performansları	83

Şekil 2.38.	Kanal takibi performanslarının karşılaştırılması	84
Şekil 2.39.	DS-CDMA sistemi için DFE alıcının blok şeması [89]	86
Şekil 2.40.	Benzetişimde kullanılan m ve PN dizilerinin özilişki eğrileri	88
Şekil 2.41.	DSSS sistemi için LMS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımının öğrenme dizisi boyuna göre değişimi	89
Şekil 2.42.	DSSS sistemi için LMS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımının farklı öğrenme dizisi boyları için karşılaştırılması	90
Şekil 2.43.	DSSS sistemi için RLS algoritmasının farklı unutm faktörü ve öğrenme dizisi boyundaki BER başarımı eğrileri	90
Şekil 2.44.	DSSS sistemi için RLS algoritmasının farklı öğrenme dizisi boyundaki BER başarımının unutm faktörüne göre değişimi	91
Şekil 2.45.	DSSS sistemi için I-RLS algoritmasının farklı öğrenme dizisi boyundaki BER başarımı eğrileri	91
Şekil 2.46.	DSSS sistemi için öğrenme algoritmalarının 150 öğrenme adımı için BER başarımı eğrilerinin birbirleriyle karşılaştırılması	92
Şekil 2.47.	DSSS sistemi için öğrenme algoritmalarının 150 öğrenme adımı için BER başarımı eğrilerinin birbirleriyle karşılaştırılması	93
Şekil 2.48.	RLS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımlarının farklı güç gecikme profilli kanallarda karşılaştırılması	94
Şekil 2.49.	RLS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımlarının farklı güç gecikme profilli kanallarda karşılaştırılması	94
Şekil 2.50.	RLS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımlarının farklı güç gecikme profilli kanallarda karşılaştırılması	95
Şekil 2.51.	DSSS ve SISO sistemleri için LMS, I-LMS ve RLS algoritmalarının BER başarımlarının karşılaştırılması	96
Şekil 2.52.	Gerçeklenen uygulamanın blok şeması	97
Şekil 2.53.	Gerçeklenen sistemin alıcı tarafının gerçek görüntüsü	97
Şekil 2.54.	DSP kartı ve üzerine bağlanan kardeş kart	98
Şekil 2.55.	Kardeş Kartın basitleştirilmiş blok şeması	99
Şekil 2.56.	TxDC programının görünüşü	101
Şekil 2.57.	TxDC programının akış diyagramı	102
Şekil 2.58.	TxDC için hazırlanan programla FPGA yongasında oluşturulan donanımın blok şeması	103
Şekil 2.59.	RxDC için hazırlanan programla FPGA yongasında oluşturulan donanımın blok şeması	104
Şekil 2.60.	RxDC programının akış diyagramı	105
Şekil 2.61.	RxDC programının görünüşü	107

Şekil 2.62.	Gerçek zamanlı video iletimi uygulamasında farklı denkleştiricilerin BER başarımlarının karşılaştırılması	108
-------------	---	-----



TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. Denkleştiricilerin sınıflandırılması [4]	12
Tablo 1.2. Çeşitli algoritmaların hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması [4]	18
Tablo 2.1. 3.5GHz için maksimum Doppler frekansları	64
Tablo 2.2. Benzetişimlerde kullanılan değişken değerleri	65
Tablo 2.3. MIMO LMS ve MIMO I-LMS için kullanılan adım büyüklükleri	78
Tablo 2.4. Benzetişimde kullanılan PN ve m dizileri	87



SEMBOLLER DİZİNİ

a_k	: Kanal katsayısının genliği
C	: Denkleştirici katsayıları vektörü
c	: Işık hızı
$c_I(t)$: I bileşeninin kodu
$c_Q(t)$: Q bileşeninin kodu
$c_m^{(i,j)}$: MIMO denkleştiricinin katsayısı
\hat{C}_N	: Kestirilen denkleştirici katsayısı vektörü
d_0	: Özilişki matrisinin tam sayı bileşeni
e_k	: Denkleştirici katsayısı kestirim hatası
f_c	: Taşıyıcı frekansı
f_d	: Doppler frekans kayması
f_n	: OFDM alt taşıyıcı frekansı
f_s	: Örnekleme frekansı
h	: Kanal katsayısı
$h_m^{(i,j)}$: MIMO sistemi kanal katsayısı
\hat{h}_n	: Kanal katsayısı kestirimi
I	: Birim matris
∇J	: Maliyet vektörü
K_{ff}	: Denkleştiricinin ileri yöndeki dal sayısı
K_{fb}	: Denkleştiricinin geri yöndeki dal sayısı
P	: Kanalı çapraz ilişki vektörü
R	: Kanalı öz ilişki matrisi
T_C	: Kodun chip uzunluğu
t_k	: Yol gecikmesi
T_S	: Örnekleme periyodu
V	: Denkleştirici giriş vektörü
V_k	: MIMO için alıcıya ulaşan işaret vektörü

v_k	: Alıcıya ulaşan sinyal
\hat{x}_k	: Kestirilen veri
X_k	: MIMO için veri vektörü
\tilde{x}	: DFE için geri besleme değeri
\hat{X}_t	: Veri kestirim vektörü
\tilde{X}_t	: MIMO DFE için geri besleme vektörü
θ_k	: Taşıyıcının fazı
η	: Gürültü bileşeni
λ	: Dalga boyu
λ_i	: Öz ilişki matrisinin öz değeri
α_i	: Kanal katsayısının fazı
μ	: LMS algoritmasının adım büyüklüğü
ω	: RLS algoritmasının unutmama faktörü
$\phi_n(t)$: Kanal katsayısının fazı
σ_η	: Gürültü yoğunluk fonksiyonu
Π_k	: MIMO için gürültü vektörü
ε_k	: MIMO için kestirim hatası vektörü

KISALTMALAR DİZİNİ

ADC	: Analog Digital Converter
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BCH	: Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
BER	: Bit Error Rate
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CDMA	: Code Division Multiple Access
CMF	: Channel Matched Filter
DAC	: Digital Analog Converter
DB	: Daughter Board
DFE	: Decision Feedback Equalization
DMT	: Discrete Multitone
DSP	: Digital Signal Processor
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
EMIF	: Expansion Memory Interface
EPIF	: Expansion Peripheral Interface
FFT	: Fast Fourier Transform
FHSS	: Frequency-Hopping-Spread-Spectrum
FIFO	: First-Input First-Output
FIR	: Finite Impulse Response
FPGA	: Field Programmable Gate Array
GPS	: Global Position System
GSM	: Global System for Mobile
IF	: Intermediate Frequency
I-LMS	: Initializing LMS
ISI	: Intersymbol Interference
LMS	: Least Mean Squares
LTE	: Linear Transversal Equalizer
MAI	: Multiple Access Interference
MIMO	: Multiple-Input Multiple-Output
ML	: Maximum Likelihood

MLD	: Maximum Likelihood Detection
MLED	: Maximum Likelihood Equalizer and Decoder
MLSD	: Maximum Likelihood Symbol Detection
MLSE	: Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMSE	: Minimum Mean Square Error
MSE	: Mean Square Error
N-LMS	: Normalized LMS
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PN	: Pseudorandom Noise
PRA	: Power Ratio Approximation
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
RLS	: Recursive Least Squares
SISO	: Single-Input Single-Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
SS	: Spread Spectrum
STBC	: Space-Time Block Coding
STC	: Space-Time Coding
STTC	: Space-Time Trellis Coding
TI	: Texas Instrument
TDL	: Tapped Delay Line
TDMA	: Time Division Multiple Access
THSS	: Time-Hopping Spread Spectrum
V-BLAST	: Vertically-Layered Bell Laboratories Layered Space-Time
ZM-WSS	: Zero Mean Wide Sense Stationary

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Artık toplumun günlük hayatının birer parçası haline gelen kablosuz haberleşme sistemleri heyecan verici günlerini yaşıyor. İnsanlık kablosuz haberleşme sistemleriyle iletişimde bir devrim gerçekleştiriyor. Gezgin haberleşmeden bahsedildiğinde büyük ihtimalle akla ilk gelecek şey olan cep telefonları hikâyenin sadece bir parçası. Gelen talepler doğrultusunda sistemler daha hızlı, daha kaliteli, daha verimli, daha ucuz, daha güvenilir olacak ve daha az enerji harcayacak şekilde v.b. geliştirilmeye devam ediliyor.

Birinci nesil kablosuz haberleşme cihazları ses ve çok sınırlı hızlarda veri iletimiyle ortaya çıkmıştır. Dünyanın büyük bir kısmında kullanılan ikinci nesil cihazlar ise artırılmış hızda veri ve ses iletimi gerçekleştirebilmektedir. İkinci nesil, GSM, CDMA, cdmaOne ve TDMA gibi sayısal hücreli haberleşme sistemlerini içerir. Bu sistemler ve üçüncü nesil ile ikinci nesil arasında bir ara dönem oluşturan sistemler 9.6Kbps dan 160Kbps'a kadar hızları desteklemektedirler. Üçüncü nesil cihazların ise hızlı hareket halinde iken 144Kbps, açık alanda 384Kbps ve kapalı mekânlarda 2Mbps'ı desteklemesi amaçlanmaktadır. Artık endüstride, akademik çevrelerde, uluslar arası örgütlerde ve konferanslarda tartışılan dördüncü nesil kablosuz haberleşme cihazlarının ise 20Mbps'lık bir veri hızını destekleyebilmesi düşünülmektedir [1], [2].

Kablosuz iletimde yüksek hızlı haberleşmenin önündeki en büyük engel iletim kanalının karakteristiğinden dolayı ortaya çıkan simgeler arası girişim (intersymbol interference, ISI) ve hızlı değişen kanal karakteristiğidir. Yukarıda sözü edilen yüksek hızlarda iletim yapmayı hedefleyen sistemlerin öncelikle ISI problemini çözmeleri gerekir. Yöntemlerin pratikte kullanılabilmesi için ISI'yı yok etme yeteneklerinin yanında basit olmaları da gerekir. Literatürde simgeler arası girişimi yok etme ya da azaltmada çok başarılı olmasına karşın, teknolojik veya ekonomik olarak gerçekleştirilmeleri mümkün olmayan çok sayıda çalışma vardır.

Simgeler arası girişimle başa çıkmak için kullanılan en önemli yöntem olan denkleştiriciler konusundaki araştırma ve geliştirmeler 1990'lı yılların başında hızlanan ve 2000'li yıllara doğru yavaşlayan bir seyir izlemiştir. Fakat denkleştiricilerin gelişimi hala sıcak bir konu olarak sürmekte, yeni sistemlere göre araştırma ve geliştirmelerine devam

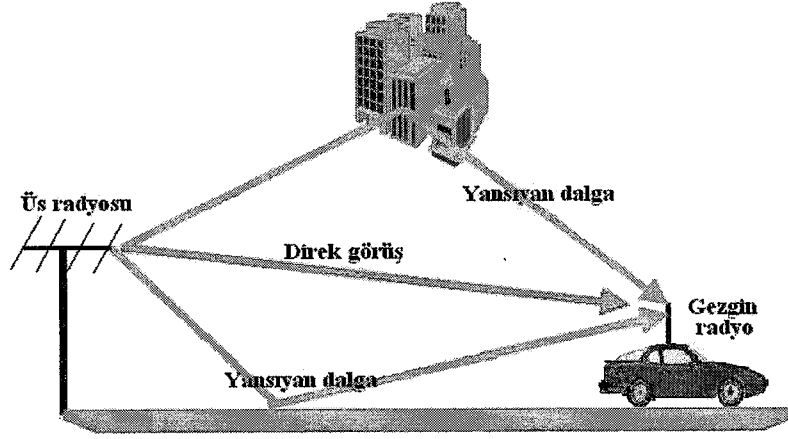
edilmektedir. Bu tez çalışmasında yüksek hızlı ve düşük enerjili kablosuz iletişim sistemleri için denkleştiriciler incelenmiş ve denkleştiricilerin performanslarının en küçük ortalama karesel hata (minimum mean square error, MMSE) esaslı ilklendirmeyle artırılmasına çalışılmıştır. Tezin ilk bölümünde bahsedilen çalışmalara temel olması için gezgin radyo iletim kanalının karakteristiğinden başlamak üzere genel bilgiler verilecektir.

1.2. Gezgin Radyo İletişim Kanalı

Kablosuz haberleşme sistemlerinin başarımını etkileyen en önemli faktör alıcıyla verici arasındaki kanalın karakteristiğidir. Kablosuz haberleşme sistemleri kullanarak güvenilir iletişim sağlayabilmek için iletişim kanalının davranışının önceden bilinmesi gerekir. Öyle ki, alıcıda kullanılacak kanal karşılama filtresi veya denkleştiricinin boyut ve kanal takip hızı tasarım aşamasında belirlenebilsin.

Kablosuz haberleşmede vericiden yayılan elektromanyetik dalga alıcı antene ulaşana dek binalardan, dağlardan, ağaçlardan, hareketli cisimlerden yansır, kırınım ve saçılma uğrar. Sonuçta elektromanyetik dalga alıcı antene birçok farklı yolu izleyerek ulaşır. Elektromanyetik dalga bu yollardan geçerken farklı miktarda zayıflamaya uğrar ve alıcı antene farklı zamanlarda ve farklı fazlarda ulaşır. İşaretin alıcıya birden fazla yolu takip ederek ulaşmasına çok yolluluk denir (Şekil 1.1). Alıcı antende çok yollu ortamdan geçerek gelen dalga toplanır. Buna daha çok ortam ve alıcıda oluşan ısı gürültü ve istenmeyen rasgele oluşan etkiler de eklenir. Farklı faz, zaman gecikmesi, genliğe ve gürültüye sahip dalgaların toplamında işaret güçlenebilir ya da zayıflayabilir. Kablosuz haberleşme cihazlarının yerlerinin değiştirilmesi ya da yansımaya sebep olan cisimlerin yer değiştirmesi sonucu çok yollu kanal çok kısa zaman içerisinde değişebilir. Eğer iletişim sistemi gezginse bu değişim çok daha hızlı gerçekleşir. Dolayısıyla, alıcıya ulaşan sinyalin genliği aniden oldukça büyük miktarda zayıflayabilir yani bayılmaya uğrayabilir.

Çok yolluluk terimi işaretin kanal tarafından zamanda saçılmasını ifade eder ve yüksek hızlı veri iletimini sınırlayan en önemli etken olan simgeler arası girişime kanalın bu karakteristiği sebep olur. Dar bantlı iletim söz konusu olduğunda vericiden elektromanyetik dalgaya bindirilerek gönderilen sembol alıcıya fazı ve genliği değişmiş dalgalarla ulaşır. Eğer iletim geniş bantlıysa sembolün gecikmiş, zayıflamış kopyalarının yanında, vericiden daha önce gönderilmiş sembollerin yankıları da alıcı antende toplanır. Yani simgeler arası girişim meydana gelir [3-8].



Şekil 1.1. Gezgin radyo iletişim kanalında çok yolluluk

Kablosuz haberleşme kanalları genellikle fiziksel ya da istatistiksel olarak modellenebilir. Fiziksel modellerle analiz oldukça karmaşıktır. Bunun yerine analizi daha kolay olan istatistiksel modeller kullanılabilir. Bu istatistiksel modellerden alıcı ile verici arasında direk görüşün olmadığı durum, Rayleigh dağılımlı olarak modellenir ve bu modele Rayleigh kanal modeli, direk görüşün olduğu durumsa Ricean dağılımlı olarak modellenir ki bu modele de Ricean kanal modeli adı verilir. Ricean kanalda alıcıya çok yollu ortamdan geçerek ulaşan işaretlerden biri, alıcı anteniyle verici anteni arasında direk görüşün olmasından dolayı diğerlerine göre daha baskındır. Oysa kentsel bölgelerde yoğun yapılaşmadan dolayı alıcı ve vericinin birbirini görmesi taşınabilir ve gezgin radyo cihazları söz konusu olduğunda pek mümkün değildir. Bu yüzden Rayleigh kanal modeli kablosuz haberleşme kanallarını modellemede daha sık kullanılır.

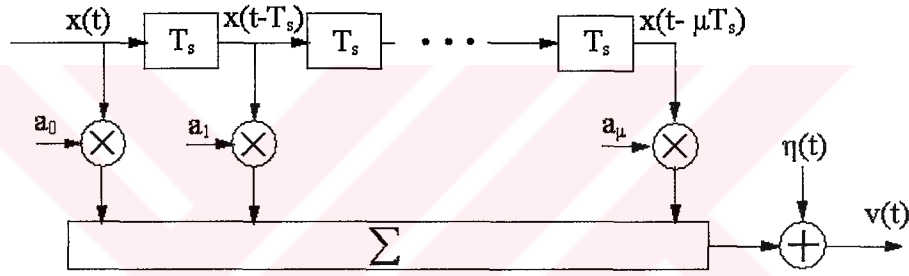
Sonuç olarak dar bantlı iletimin yapıldığı kanal, zayıflamayı ya da kanalın kazancını temsil eden tek bir karmaşık sayı ve toplanır gürültü bileşeni ile modellenebilir. Bu karmaşık sayı da Rayleigh veya Ricean modeliyle hesaplanabilir. Geniş bantlı kanalda vericiden iletilen işaretin kanalın zamandaki yayma özelliğiyle katlanması gerekir. Yani geniş bantlı kanal bir doğrusal süzgeç kanal olarak görülebilir. Bu süzgecin, birer karmaşık sayı olan katsayıları da Rayleigh veya Ricean modeliyle hesaplanabilir.

Genel çok yollu kanal modeli ilk Turin [5] 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 (Şekil 1.2). Birçok çalışma Turin'in

çalışmasını izledi ve onun kanal modelini kullandı. Turin'in modellediği kanalın birim vuruş tepkisi şu şekilde ifade edilebilir.

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\mu} a_k \delta(t - t_k) e^{-j\theta_k} \quad (1.1)$$

Burada a_k , t_k ve θ_k rasgele değişkenlerdir ve sırasıyla yol zayıflatmasını, yolun gecikmesini ve taşıyıcının fazını temsil etmektedir. Şekil 1.2'deki kanal modelinde $\eta(t)$ toplamsal gürültü bileşenidir ve toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) olarak modellenmektedir.



Şekil 1.2. Turin tarafından sunulan geniş bantlı kanal modeli [8].

1.2.1. Doppler Kayması

Kablosuz haberleşme kanalı açısından taşınabilir radyo ile gezgin radyo arasında fark vardır. Taşınabilir sistemler bir yerden başka bir yere kolayca taşınabilir fakat iletim gerçekleştiği sırada sabittirler. Gezgin radyolar da bir yerden bir yere kolayca taşınabilirler ama iletim sırasında da hareketli olabilirler. Bu durum iletimin gerçekleştiği anda kanalın da değişmesine sebep olur.

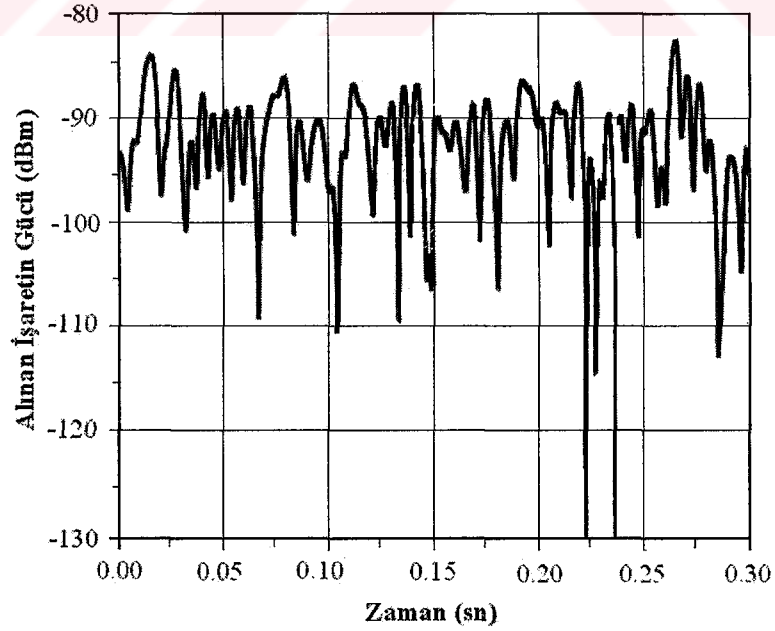
Vericiyle alıcının birbirlerine göre bağlı hareketleri sonucu, alınan işaretin frekansında değişme olur. Bu değişmeye Doppler kayması adı verilir. Herhangi bir andaki Doppler kaymasının büyüklüğüne de Doppler frekansı denir. Doppler frekansı alıcı veya vericinin birbirlerine göre bağlı hızlarıyla doğru, taşıyıcının dalga boyu ile ters orantılıdır. Doppler frekansı f_d aşağıdaki formülle hesaplanabilir;

$$f_d = \frac{V}{\lambda} \cos \theta \quad (1.2)$$

Burada V sabit kabul edilen terminale göre hareketli terminalin hızını, θ hareket doğrultusuyla iki terminali birleştiren doğru arasındaki açıyı ve λ taşıyıcının dalga boyunu temsil etmektedir. Formülden görülebileceği gibi alıcı ve verici birbirlerine doğru ya da tam zıt yönde hareket ettiklerinde Doppler frekansı en büyük olur. Fakat terminalleri birleştiren doğruya dik doğrultudaki harekette Doppler frekansı sıfır olur. Maksimum Doppler frekansı;

$$f_{d_{\max}} = \frac{V}{c} f_c \quad (1.3)$$

bağıntısıyla hesaplanabilir. Burada c ışık hızını, f_c taşıyıcı frekansını temsil etmektedir. Şekil 1.3'de taşıyıcı frekansı 900MHz olan bir iletimde 100km/h bağıl hızla hareket eden bir alıcı antene ulaşan işaretin gücünün zamana göre değişimi görülmektedir. İşaretin gücü ani olarak derin bayıllamalara uğramaktadır.



Şekil 1.3. Rayleigh kanalda alıcıya ulaşan işaretin gücünün değişimi [3].

1.2.2. Rayleigh ve Ricean Kanal Modelleri

Alıcıya ulaşan sinyalin faz ve genlik değişimi birçok geçici duruma bağlıdır. Bunlar genlikleri ve geliş fazları değişen sonsuz sayıda sinüzoidal işaretin toplamı olarak düşünülebilirler. Bu kabulde alıcıya gelen her bir ışının fiziksel geliş açısı, elektriksel olarak fazı ve genliği mevcuttur. Uygulamada bu işlem iki şekilde gerçekleştirilebilir. Birincisinde her bir ışının eşit genlikli ve 0 ile 2π arasında düzgün dağılımlı olduğu kabul edilir. Bu durum Rayleigh kanal olarak adlandırılır ve birçok yayında en kötü radyo yayılım durumu olarak nitelendirilmektedir. Rayleigh kanal modeli, direk görüşün olmadığı, yoğun yapılaşmalı kentsel bölgelerdeki fiziksel karakteri başarılı bir şekilde karşılamaktadır. İkinci model ise direk görüşün olmasından dolayı baskın ışının bulunduğu Ricean kanal modelidir.

Kanal modeli olarak Rayleigh dağılım seçildiğinde ışınların geliş fazları 0 ile 2π arasında düzgün dağılımlıdır. Alıcı antene sonsuz sayıda ışın yerine sonlu sayıda ışın ulaştığı kabul edilir. Alıcıya 8 ışının ulaştığı durumun iyi bir model olabileceği gösterilmiştir. N ışınlı model için i 'inci ışının fiziksel varış açısı $\theta_i = 2\pi(i-1)/N$ olmak üzere elde edilen kanal modeli I ve Q bileşenleri için aşağıdaki ifadelerle gösterilebilir;

$$I_{lk} = \sum_{i=1}^N A_i \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi V k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (1.4)$$

$$Q_{lk} = \sum_{i=1}^N A_i \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi V k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (1.5)$$

Burada k özyineleme (iterasyon) indeksi, T_s örnekleme periyodu, V gezgin radyonun hızı, α_i ışının elektriksel varış açısı, λ taşıyıcı dalga boyu, A_i i 'inci ışının ($i=0, \dots, L$) kazancı ve $L+1$ kanal süzgecinin dal sayısıdır.

Ricean model basit bir işlemle Rayleigh modelden elde edilebilir. Bu modelin Rayleigh modelden farkı eşit genlikli ışınların yanında genliği B_i ve geliş açısı γ_i olan baskın ışının olmasıdır. (1.4) ve (1.5) denklemlerinden Ricean kanal modeli için aşağıdaki bağıntılar yazılabilirler;

$$I_{lk} = \sum_{i=1}^N A_i \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi V k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B_i \cos \left[\varphi + \frac{2\pi V n T_s}{\lambda} \cos \gamma_i \right] \quad (1.6)$$

$$Q_{lk} = \sum_{i=1}^N A_i \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi V k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B_i \sin \left[\varphi + \frac{2\pi V n T_s}{\lambda} \cos \gamma_i \right] \quad (1.7)$$

Çok yollu kanalı sayısal olarak modellemek için TDL süzgecinin katsayıları (1.1) eşitliği yeniden düzenlenerek aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$h_l(kT_s) = I_{lk} + jQ_{lk} \quad (1.8)$$

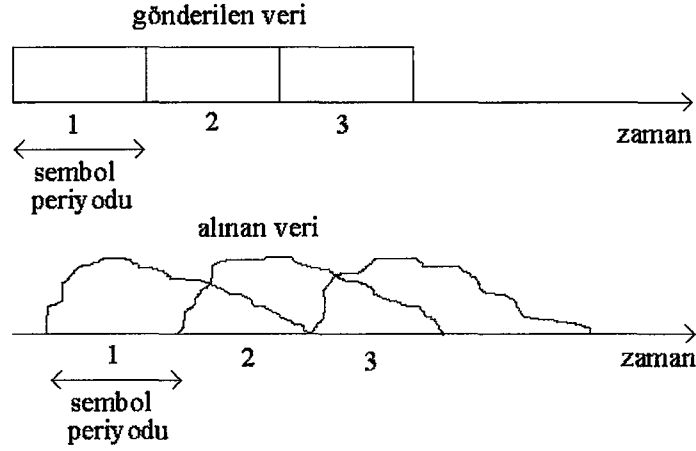
Alıcıya ulaşan sinyal ise aşağıdaki şekilde ifade edilebilir. Bu bağıntıda η toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü temsil etmektedir [8].

$$v(kT_s) = \sum_{l=0}^L h_l(kT_s) x((k-l)T_s) + \eta(kT_s) \quad (1.9)$$

1.3. Denkleştiriciler

Kablosuz haberleşmede alıcı antenle verici anten arasındaki iletim ortamının çok yolluluğu kendisini düşük hızlarda bayılma, yüksek hızlarda ise simgeler arası girişim (ISI) olarak gösterir. Bu da alıcıya ulaşan sinyalin yanlış olarak algılanmasına sebep olur. Çok yollu kanalda sembol hızını kanal tarafından belirlenen bir değerin üzerinde arttırmak, alıcıya farklı yollardan farklı gecikmelerle ulaşan sembollerin birbiri içine girmelerine ve birbirlerini etkilemelerine sebep olur. Bu durum Şekil 1.4'de gösterilmiştir. ISI yüksek hızlı iletimin önündeki ana engel olarak görülmektedir ve bu durumda işaret gürültü oranını arttırmak sistemin hata oranını düşürmez. Denkleştirici simgeler arası girişimi ortadan kaldırmak yani kanal tarafından bozulan genlik ve fazı düzeltmek için kullanılan ayrık zamanlı bir süzgeçtir [4], [9].

Gezgin radyo kanalları rasgele ve zamanla değişen olduğundan, denkleştirici kanalın değişimlerini de takip edebilmelidir. Kanal modelindeki filtrenin katsayıları değiştiğinde, denkleştirici de katsayılarını çeşitleme sağlayacak ve simgeler arası girişimi azaltacak yönde yenileyebilmelidir. Bu tür denkleştiriciler uyarlanabilir denkleştirici olarak bilinir.



Şekil 1.4. Çok yollu kanalda ISI'nın iletilen veriye etkisi [9].

Uyarlanırlı denkleştiricilerin genel işlem aşamaları denkleştirici eğitimi ve kanal takibini içerir. İlk olarak denkleştirici eğitimi gerçekleştirilmelidir. Bunun için verici tarafından gönderilen veri paketinin başına alıcı tarafından da bilinen, sabit uzunluklu bir eğitim dizisi yerleştirilir. Eğitim dizisini kullanıcı verisi (kodlanmış ya da kodlanmamış olarak) takip eder. Alıcı antene ulaşan sinyal denkleştiriciden geçirilirken öz yineleme işlemiyle denkleştiricinin çıkışında eğitici dizi elde edilecek şekilde uyarlanırlı denkleştiricinin katsayıları düzeltilir. Eğitici dizi olarak genellikle bir sözde rasgele dizi (pseudorandom sequence, PN) seçilir. Öğrenme işlemi bittiğinde uyarlanırlı denkleştirici katsayıları neredeyse alabilecekleri en iyi değere getirilmiş olur. Eğitim işlemi bittikten sonra denkleştirici kanal takibi işlemine geçer ve zamanla değişen kanal katsayılarına göre denkleştirici katsayılarını düzeltir [4], [10].

Denkleştirici genellikle alıcıda temel bant (base band) katında ya da ara frekans (intermediate frequency, IF) katında gerçekleşir. Temel bantta işaretin bir simgesi bir karmaşık sayıyla gösterilebildiği için denkleştirici benzetimi ve gerçekleştirilmesi sıklıkla temel bant katında yapılır [4], [11].

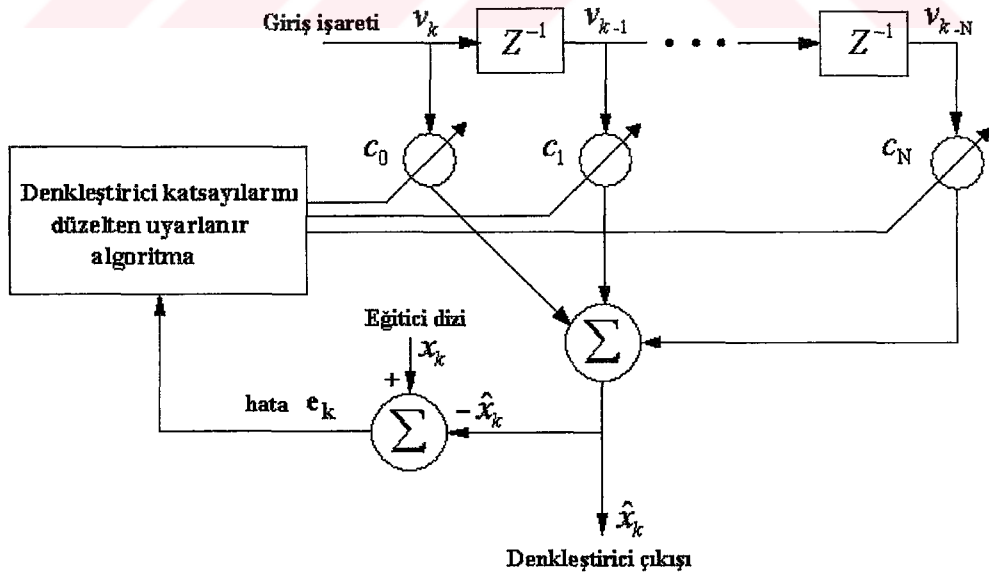
Sonuç olarak kanalın çok yolluğundan dolayı iletim sırasında kanal tarafından bozulan sinyal alıcı tarafta denkleştirici vasıtasıyla kanalın tersiyle çarpılmış olur. Bu sayede simgeler arası girişim yok edilirken kanal tarafından dağıtılmış olan sinyal gücü yeniden toplanır. İletim ortamının çok yolluluğu, alıcıya sinyalin birden fazla yoldan gelmesiyle çok yolluluk çeşitlemesi yaptığı da gözden kaçırılmamalıdır. Bu yollardan herhangi birinde derin bayılmalar meydana gelse bile diğer yollardan gelen sinyalin

denkleştirici tarafından toplanmasıyla iletilen verinin alıcıda doğru olarak algılanma ihtimali vardır.

Aşağıdaki bölümde denkleştiriciler hakkında bazı temel bilgiler verilerek sınıflandırılması yapılacak, bu tez çalışmasında kullanılan denkleştirici türleri ve uyarlanırların denkleştiriciler için öğrenme algoritmaları daha geniş olarak tanıtılacaktır.

1.3.1. Genel Bir Uyarlanırların Denkleştirici

Uyarlanırların denkleştirici, katsayıları sürekli olarak yeniden ayarlanması gereken zamanla değişen bir süzgeçtir. Şekil 1.5’de genel bir uyarlanırların denkleştirici yapısı görülmektedir. Burada k ayrık zaman indeksini temsil etmektedir. Denkleştiricinin girişi v_k dir ve değeri iletim ortamının karakteristiğine bağlıdır. Ayrıca içerisinde gürültü bileşeni de içerir. Şekil 1.5’de gösterilen denkleştirici yapısı enine süzgeç (transversal filter) olarak adlandırılır ve buradaki süzgeç N tane geciktirme elemanı, $N+1$ tane dal ve $N+1$ tane ağırlıkları ayarlanabilen karmaşık sayı çarpıcısı içerir. Çarpıcıların ağırlıkları, yani denkleştirici katsayıları herhangi bir uyarlanırların algoritma tarafından düzeltilir. Bu düzeltme her bir sembol için bir kez ya da bir grup sembol bloğu için bir kez yenilenebilir.



Şekil 1.5. Eğitim aşamasında çalışan bir doğrusal uyarlanırların denkleştirici [4].

Uyarlanır algoritma hata sinyali e_k tarafından kontrol edilir. Bu hata sinyali denkleştiricinin çıkışındaki sinyal olan \hat{x}_k ile eğitici dizinin karşılaştırılmasıyla elde edilir. Uyarlanır algoritma e_k 'yi maliyet işlevini (cost function) en küçük yapmak için kullanır.

Genel bir uyarlanır denkleştiricinin tasarımı ve analizi için önemli olan bazı hesaplamalar aşağıdaki gibi verilebilir. Vektörel formda denkleştiricinin giriş sinyali V_k ve denkleştirici katsayıları C_k olmak üzere;

$$V_k = [v_k \quad v_{k-1} \quad \cdots \quad v_{k-N}]^T \quad (1.10)$$

$$C_k = [c_{0k} \quad c_{1k} \quad \cdots \quad c_{Nk}]^T \quad (1.11)$$

Uyarlanır denkleştiricinin çıkışı;

$$\hat{x}_k = \sum_{i=0}^N c_{ik} v_{k-i} \quad (1.12)$$

(1.10), (1.11) ve (1.12) eşitlikleri birleştirilerek aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir;

$$\hat{x}_k = V_k^T C_k = C_k^T V_k \quad (1.13)$$

Eğer alıcıda elde edilmek istenen işaret biliniyorsa yani eğitici dizi alıcıda mevcutsa hata sinyali ve onun karesi;

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (1.14)$$

$$e_k = x_k - V_k^T C_k = x_k - C_k^T V_k \quad (1.15)$$

$$|e_k|^2 = x_k^2 + C_k^T V_k V_k^T C_k - 2x_k V_k^T C_k \quad (1.16)$$

$E\{ \}$ istatistiksel beklenti operatörü olmak üzere;

$$E\{e_k|^2\} = E\{x_k^2\} + C_k^T E\{V_k V_k^T\} C_k - 2E\{x_k V_k^T\} C_k \quad (1.17)$$

Görüldüğü gibi (1.17) eşitliğinde denkleştirici katsayıları istatistiksel beklenti işleminin dışına çıkmıştır. Çünkü denkleştirici katsayılarının uygun değerlerine ulaştığı ve zamanla değişmediği kabul edilmiştir.

Denkleştirici incelemeleri için önemli olan çapraz ilişki vektörü p ve özilişki matrisi R aşağıda verilmiştir.

$$p = E\{x_k V_k\} = E\left\{ \begin{bmatrix} x_k v_k & x_k v_{k-1} & \cdots & x_k v_{k-N} \end{bmatrix}^T \right\} \quad (1.18)$$

$$R = E\{V_k V_k^H\} = E\left\{ \begin{bmatrix} v_k^* v_k & v_k^* v_{k-1} & \cdots & v_k^* v_{k-N} \\ v_{k-1}^* v_k & v_{k-1}^* v_{k-1} & \cdots & v_{k-1}^* v_{k-N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{k-N}^* v_k & v_{k-N}^* v_{k-1} & \cdots & v_{k-N}^* v_{k-N} \end{bmatrix} \right\} \quad (1.19)$$

Eğer x_k ve V_k sabit, R ve p zamanla değişmeyense, (1.18) ve (1.19) denklemleri kullanılarak (1.17) eşitliğini tekrar yazılabilir;

$$\text{OrtalamaKareselHata} \equiv \xi = E\{x_k^2\} + C^T R C - 2p^T C \quad (1.20)$$

1.3.2. Denkleştirici Tekniklerinin İncelenmesi

Denkleştiriciler doğrusal ve doğrusal olmayan denkleştiriciler olarak iki gruba ayrılabilir. Eğer denkleştiricinin çıkışı daha önceki çıkışları içeriyorsa doğrusal olmayan olur. Denkleştiricilerin genel bir sınıflaması ve bu denkleştiricilerin kullandıkları uyarlanırlar algoritmalar Tablo 1.1'de sunulmuştur.

1.3.2.1. Doğrusal Denkleştiriciler

Doğrusal denkleştiriciler enine (transversal) ve kafes (lattice) yapılı olarak iki gruba ayrılabilir. Doğrusal enine denkleştirici (linear transversal equalizer, LTE) en basit

denkleştirici türüdür. Dallı gecikme hattı, çarpıcılar, toplayıcı ve karar verme devresinden ibarettir. LTE’de alıcıdan alınan sinyalin alındığı andaki ve daha önceki değerleri denkleştirici katsayılarıyla doğrusal bir şekilde çarpılır ve çıkışı elde etmek için toplanır. Son olarak da bir karar verme devresinden geçirilerek veri elde edilir.

Tablo 1.1. Denkleştiricilerin sınıflandırılması [4].

Doğrusal denkleştiriciler		Doğrusal olmayan denkleştiriciler			
Enine	Kafes	DFE		MLSD	MLSE
		Enine	Kafes	Enine kanal kestirimi	
Sıfıra zorlayan	Gradyan RLS	LMS	Gradyan RLS	LMS	
LMS		RLS		RLS	
RLS		Hızlı RLS		Hızlı RLS	
Hızlı RLS		Karekök RLS		Karekök RLS	
Karekök RLS					

Diğer bir doğrusal denkleştirici kafes denkleştiricidir. Bu tür denkleştiricilerin iki temel avantajı kararlı olması ve eğitiminin daha hızlı olmasıdır. Ayrıca, kafes denkleştirici kanalın durumuna göre dal sayısını dinamik olarak ayarlayabilmektedir. Kanalın işareti yayma miktarı azsa kafes denkleştirici aktif işlem yapan dal sayılarını düşürür. İletim ortamının işareti yayması arttığında ise denkleştiricinin çalışması durdurulmadan aktif dal sayısı arttırılabilir. Bu avantajlarının yanında kafes denkleştirici LTE’ye göre daha karmaşıktır.

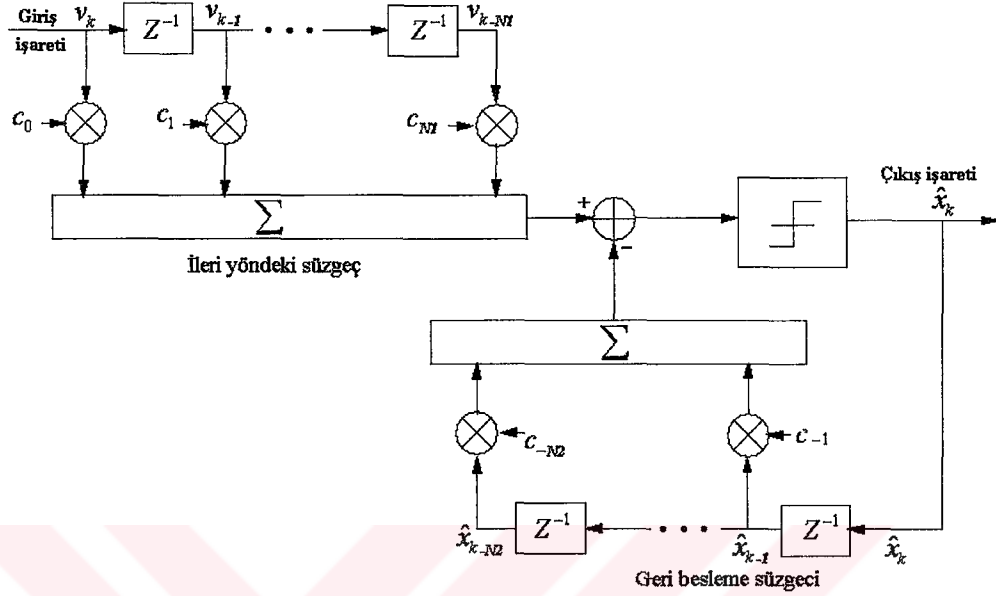
1.3.2.2. Doğrusal Olmayan Denkleştiriciler

Doğrusal olmayan denkleştiriciler kanal bozulununun fazla olduğu durumlar için doğrusal denkleştiricilere göre daha iyi çalışırlar. Bayılmaların olduğu durumda doğrusal denkleştiriciler, kanalın tersini almak ve bayılmanın etkisini yok edebilmek için kazancı çok arttırırlar. Bu durum gürültünün de aynı oranda artmasına sebep olur ve denkleştiricinin performansını düşürür.

Doğrusal denkleştiricilere göre başarıyı yüksek üç tane, oldukça etkili doğrusal olmayan denkleştirici yöntemi geliştirilmiştir.

1. Karar geri beslemeli denkleştirici (decision feedback equalization, DFE)
2. En büyük olabirlikli sembol algılama (maximum likelihood symbol detection)

3. En büyük olabilirlikli dizi kestirimi (maximum likelihood sequence estimation, MLSE)



Şekil 1.6. Karar geri beslemeli kanal denkleştiricisi

Karar geri beslemeli denkleştiricinin arkasındaki temel fikir, alıcıda veri algılandıktan sonra, bu veriyi kullanarak gelecek sembolün içereceği ISI bileşenini kestirip alıcıya ulaşan sinyalin içerisinden çıkartmaktır [4], [12]. Yani, alıcıya ulaşan sinyalin içerisinde var olan ISI bileşeninin, denkleştiricinin merkez dalından önceki kısmı DFE'nin ileri yöndeki dalları tarafından yok edilmeye çalışılır. Merkez dalın sağında kalan kısım geri besleme kısmı tarafından yok edilir. Genel bir DFE yapısı Şekil 1.6'te sunulmuştur. Görüldüğü gibi DFE ileri yönde ve geri yönde birer süzgece sahiptir. İleri yöndeki süzgeç $N1+1$ ve geri yöndeki süzgeç ise $N2$ dala sahiptir. Denkleştiricinin geri besleme kısmı, yine denkleştiricinin algılaması yapılmış çıkışı tarafından sürülmektedir. Denkleştiricinin çıkışı aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\hat{x}_k = \sum_{m=0}^{N1} c_m v_{k-m} + \sum_{m=-N2}^{-1} c_m \tilde{x}_{k-m} \quad (1.21)$$

İncelemeler göstermiştir ki, eğer iletim kanalında derin bayılmalar varsa DFE'nin ortalama karesel hatası (mean square error, MSE) LTE'ye göre oldukça düşüktür. Ayrıca,

kanalın çok yollu olması nedeniyle bir simgenin birçok kopyasının alıcıya farklı zamanlarda ulaştığı durum düşünüldüğünde, en yüksek enerjili simge bileşeninin alıcıya ilk ulaşmadığı durumda LTE'nin başarımı yine düşüktür. Bu nedenle LTE'nin düz sönümlemeli kanallarda kullanılması daha uygundur.

Bir başka DFE yapısı Belfiore ve Park tarafından tanıtılan öngörücü (predictive) DFE'dir [13]. DFE'nin kafes yapılı olanı da mevcuttur.

MLSE de doğrusal olmayan denkleştiricilerdendir. Bu tür denkleştirmede, denkleştirici var olabilecek tüm veri dizilerini alıcıya ulaşan sinyalle karşılaştırır ve en uygun diziyi bir başka deyişle olabilirliği en büyük olan diziyi seçer. Bu yöntem oldukça karmaşık olmasının yanında en iyi çözümdür. İlk MLSE denkleştirici Forney [14] tarafından tanıtılmıştır.

1.3.3. Uyarlanı Denkleştirici Algoritmaları

Uyarlanı denkleştiriciler bilinmeyen ve zamanla değişen kanalların etkisini yok etmeyi amaçladıklarından, denkleştirici katsayılarını denkleştirici eğitimi boyunca ve kanal takibi sırasında yenileyecek algoritmalara ihtiyaç duyarlar. Bu işlemi yapan birçok yöntem vardır. Bu yöntemler karşılaştırılırken aşağıdaki özellikleri değerlendirilmelidir.

Öğrenme hızı: Öğrenme hızı denkleştirici katsayılarının, en iyi değerlerine yeterince yaklaştığı durum için gerekli özyineleme sayısı olarak tanımlanabilir. Yüksek öğrenme hızı sabit kanal için gerekli denkleştirici katsayılarını daha çabuk yakalamayı sağladığı gibi kanal takibini de daha hızlı yapmaya olanak sağlar. Özellikle gezgin haberleşmede radyonun hızlı hareketleri sonucunda kanalda meydana gelecek hızlı değişimleri yakalayabilmek için öğrenme hızının yüksek olması gerekir.

Yanlış ayarlama (Misadjustment): Bu parametre algoritmanın en iyi çözüme ne kadar yaklaştığının bir ölçüsüdür ve buna uyarlanmanın sonundaki hataya bakılarak karar verilir.

Hesaplama karmaşıklığı: Algoritmanın bir tam özyinelemeyi yapabilmesi için icra etmesi gereken işlem sayısıdır.

Sayısal özellikleri: Algoritma sayısal olarak gerçekleştirildiğinde yuvarlama gürültüsü ve gösterim hatalarından dolayı yanlışlıklar olabilir. Bu tür hatalar algoritmanın kararlılığını etkiler.

Pratikte, işlemcinin maliyeti, güç seviyesi ve yayılım ortamının karakteristiği kullanılacak denkleştirici yapısını ve onun uyarlama algoritmasını belirlenmesinde baskın rol oynar. Gezgin ünitenin hızı kanalın bayılma miktarını ve Doppler kaymasını belirler.

Uyarlanır denkleştirici katsayılarını yenilemek için kaynaklarda tanıtılan birçok algoritma vardır. Bu algoritmalar denkleştirici katsayılarını düzeltmek için hata fonksiyonunu belirlemede yaygın olarak kullanılan iki başarımlı ölçütlü bakarlar;

1. Tepe bozulma (peak distortion) ölçütü
2. Ortalama karesel hata (mean square error, MSE) ölçütü

Burada, bu öğrenme kestirim algoritmalarından hem kaynaklarda en yaygın olarak kullanılan hem de bu tez çalışmasında uygulanan iki tanesine yer verilmiştir.

1.3.3.1. En Küçük Ortalama Kareler Algoritması

Çok yaygın bir kullanım alanı bulan en küçük ortalama kareler (least mean square, LMS) algoritması 1960 yılında Widrow ve Hoff tarafından tanıtıldı. LMS rasgele gradyan (stochastic gradient) algoritmaları ailesinin önemli bir üyesidir. LMS'in en göze çarpan özelliği basitliğidir. Bu basitliği onu diğer algoritmalar arasında standart bir algoritma haline getirmiştir [4].

Ortalama karesel hata için aşağıdaki eşitlik verilmiştir;

$$MSE \equiv \xi = J(C_N) = E\{x_k^2\} + C_N^T R_{NN} C_N - 2p_N^T C_N \quad (1.22)$$

Maliyet işlevi ∇J gradyan vektörü, MSE'nin C 'ye göre kısmi türevi olmak üzere, gradyan vektörünün en küçük değerini bulmak için;

$$\nabla J(C_N) = \frac{\partial}{\partial C_N} J(C_N) = -2p_N + 2R_{NN} C_N = 0 \quad (1.23)$$

olmalıdır. Denklem (1.23) daha basit şekilde yazılırsa;

$$R_{NN} \hat{C}_N = p_N \quad (1.24)$$

Denklem (1.24), hata en küçük yapıldığı ve yine hata elde edilmesi arzulanan x_k ile dik hale getirildiği için normal denklem olarak adlandırılır. Denklem (1.24) sağlanırsa denkleştiricinin en küçük ortalama karesel hatası aşağıdaki gibi olur;

$$J_{opt} = J(\hat{C}_N) = E\{x_k x_k^*\} - p_N^T \hat{C}_N \quad (1.25)$$

En uygun denkleştirici katsayıları vektörü \hat{C}_N 'i elde etmek için normal denklem, J_{opt} kabul edilebilir ölçüde küçük olana kadar denkleştirici eğitilirken özyinelemeli olarak çözümlenmelidir. Bu işlemi gerçekleştirebilmek için birkaç yol vardır. İlk görünen çözüm aşağıdaki denklemi hesaplamaktır.

$$\hat{C}_N = R_{NN}^{-1} p_N \quad (1.26)$$

Matris tersi almak N^3 işlem gerektirir. Gauss eliminasyon ve Cholesky çarpanlara ayırma yöntemi her bir özyinelemede N^2 işlem gerektirirler. Bu yöntemlerin avantajları denkleştirici katsayılarının direk olarak hesaplanmasıdır [4]. Denklem (1.26)'nın çözümü için sadece N tane giriş işaretine gerek vardır. Yani uzun eğitim dizilerine ihtiyaç duyulmaz.

Pratikte MSE'nin en küçük yapılması Widrow tarafından tanıtılan rasgele gradyan algoritması ile gerçekleştirilmektedir. Daha çok en küçük ortalama kareler algoritması adıyla anılan bu yöntem en basit denkleştirici algoritmasıdır ve her öz yinelemede sadece $2N+1$ tane işleme ihtiyaç duyar. LMS algoritmasının denkleştirici katsayılarını düzeltmesi n özyineleme indeksi olmak üzere aşağıdaki gibi verilebilir. Denkleştirici çıkışı;

$$\hat{x}_k(n) = C_N^T(n) V_N(n) \quad (1.27)$$

Denkleştirici çıkışındaki kestirim hatası;

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (1.28)$$

Denkleştirici katsayılarının düzeltilmesi;

$$C_N(n+1) = C_N(n) + \mu e_k^* V_N(n) \quad (1.29)$$

Burada N denkleştiricinin dal sayısı, μ ise algoritmanın kararlılığını ve eğitim hızını kontrol eden adım büyüklüğüdür.

LMS algoritmasının hızı, adaptasyon hızını kontrol eden sadece bir değişken içerdiği için yavaştır [10]. Eğitimin kararsız olmaması için adım büyüklüğünün aşağıdaki aralıkta seçilmesi gereklidir;

$$0 < \mu < 2 / \sum_{i=1}^N \lambda_i \quad (1.30)$$

Burada λ_i özilişki matrisi R_{NN} 'nin i 'inci özdeğeridir. Özdeğerlerin toplamı

$$\sum_{i=1}^N \lambda_i = V_N^T(n) V_N(n) \quad (1.31)$$

olduğundan kararsızlığı önlemek için μ adım büyüklüğü toplam giriş gücü tarafından kontrol edilebilir [4], [10].

1.3.3.2. Özyinelemeli En Küçük Kareler Algoritması

Gradyan tabanlı LMS algoritmalarının öğrenme hızı oldukça düşüktür. Bunların yerine daha fazla parametre içeren daha karmaşık algoritmalar geliştirilmiştir. Bunlardan biri de uyarlanır denkleştiricilerin eğitim hızını oldukça yükselten özyinelemeli en küçük kareler (recursive least square, RLS) algoritmasıdır.

Alınan gerçek işaretin zaman ortalamasına dayalı en küçük kareler hatası aşağıdaki gibi tanımlanır [4], [10], [12];

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \omega^{n-1} e^*(i, n) e(i, n) \quad (1.32)$$

Tablo 1.2. Çeşitli algoritmaların hesaplama karmaşıklıklarının karşılaştırılması [4].

Algoritma	Çarpma İşlemi Sayısı	Avantajları	Dezavantajları
LMS Gradyan DFE	2N+1	Düşük hesaplama karmaşıklığı, basit programlama	Yavaş eğitim hızı, zayıf kanal takibi
Kalman RLS	2.5N ² +4.5N	Hızlı eğitim, iyi kanal takibi yeteneği	Yüksek hesaplama karmaşıklığı
FTF	7N+14	Hızlı eğitim, iyi kanal takibi, düşük hesaplama karmaşıklığı	Karmaşık programlama, kararsız
Gradyan Kafes	13N-8	Kararlı, düşük hesaplama karmaşıklığı, esnek yapı	Başarım diğer RLS'ler kadar iyi değil, karmaşık programlama
Gradyan Kafes DFE	13N ₁ +33N ₂ -36	Düşük hesaplama karmaşıklığı	Karmaşık programlama
Hızlı Kalman DFE	20N+5	DFE için kullanılabilir, hızlı eğitim ve iyi kanal takibi	Karmaşık programlama, hesaplama az değil, kararsız
Karekök RLS DFE	1.5N ² +6.5N	Daha iyi sayısal özellikleri	Yüksek hesaplama karmaşıklığı

Burada ω değeri 1'e yakın fakat 1'den küçük olan unutma faktörüdür. RLS algoritması için öncelikle başlangıç değerleri yerleştirilir. $C(0) = k(0) = x(0) = 0$, $R^{-1}(0) = \delta I_{NN}$ yapılır. Burada I_{NN} , NxN boyutlu birim matrisi, δ ise büyük değerli pozitif bir sayıyı göstermektedir. Algoritmanın özyinelemeli hesaplama adımı ise aşağıdaki gibi özetlenebilir;

$$\hat{x}(n) = C^T(n-1)V(n) \quad (1.33)$$

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) \quad (1.34)$$

$$k(n) = \frac{R^{-1}(n-1)V(n)}{\omega + V^T(n)R^{-1}(n-1)V(n)} \quad (1.35)$$

$$R^{-1}(n) = \frac{1}{\omega} [R^{-1}(n-1) - k(n)V^T(n)R^{-1}(n-1)] \quad (1.36)$$

$$C(n) = C(n-1) + k(n)e^*(n) \quad (1.37)$$

(1.36) eşitliğindeki ω unutma faktörü algoritmanın başarımını değiştirebilir. Kanal takibi sırasında, eğer kanal zamanla değişmiyorsa unutma faktörü 1 seçilebilir. Eğer kanal

zamanla değişense unutm faktörü $0.8 < \omega < 1$ aralığında seçilir. Bu büyüklük algoritmanın kanal takibi hızını değiştirir. Eğer 1'e yakın seçilirse kanal takibi zayıf olabilir fakat uzak seçilirse de algoritma kararsızlık üretebilir. Yukarıda tanımlanan RLS algoritması Kalman RLS algoritması olarak adlandırılır. Her bir özyineleme için $2.5N^2 + 4.5N$ tane aritmetik işlem yapar.

1.4. MIMO Sistemleri

Kablosuz haberleşme sistemleri daha fazla veri hızı için çabalamaya devam edecektir. Bu istek temel olarak güç, bant genişliği ve karmaşıklık tarafından sınırlanır. Çok girişli çok çıkışlı anten sistemleri kanal kapasitesini hatırı sayılır ölçüde arttırmaktadır. Bu konudaki öncü çalışmalar Winters [15], Teletar [16] ve Foschini [17] tarafından yapılmıştır [18].

Çok girişli ve çok çıkışlı (multiple-input multiple output, MIMO) sistemlerin tek girişli ve tek çıkışlı (single-input single-output, SISO) sistemlere göre iki temel avantaja sahiptir;

- Veri hızını, bant genişliğini ve verici gücünü büyütmeden artırır,
- Sönümlenmeli kanala karşı çeşitlemeyi artırır ve sistem performansını yükseltir.

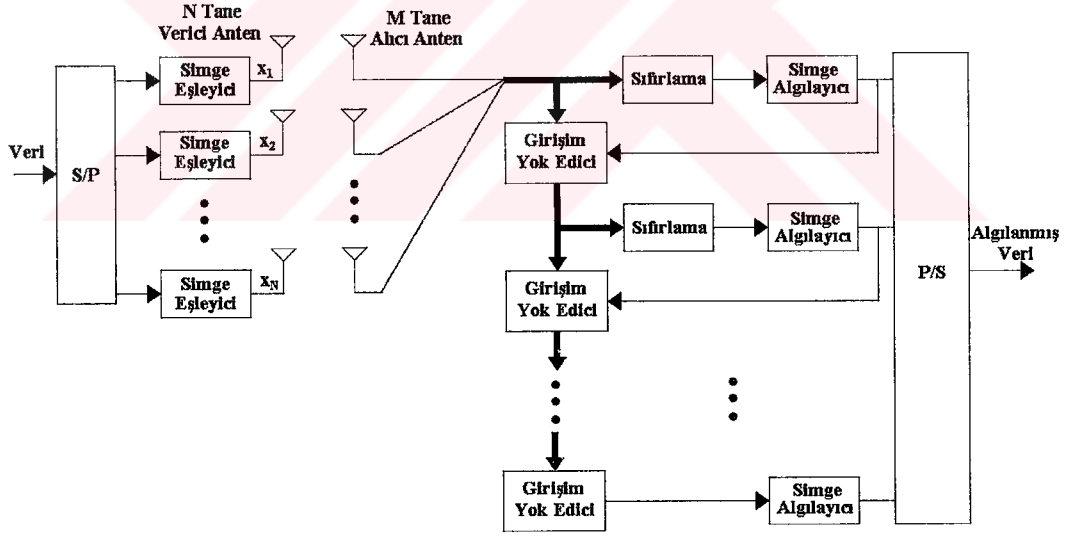
Günümüze kadar birçok MIMO sistem tanıtılmıştır. Bunlardan en bilindik olanları şöyle sıralanabilir; en büyük olabirlikli algılama (maximum likelihood detection, MLD) [19], dikey-katmanlı Bell Laboratuvarları katmanlı uzay-zaman (vertically-layered Bell Laboratories layered space-time, V-BLAST) [20-22], uzay-zaman kodlaması (space-time coding, STC) [23] ve denkleştirici teknikleri [24-31]. Bu tekniklerin çoğu dar bantlı kanallar için sunulmuştur [32].

Yukarıda adı geçen tekniklerden popüler olanları bu tez çalışmasında uygulanan MIMO-DFE tekniğinin tüm MIMO sistemleri içindeki yerini ortaya koyabilmek için kısaca sunulmuştur. Bununla birlikte, MIMO-DFE'e bu bölümde kısaca tanıtılmış olup daha geniş bilgi tezin ikinci bölümünde verilmiştir.

1.4.1. V-BLAST

Foschini ve arkadaşları tarafından, daha önce teorik olarak ispatlanmış doğrusal kapasite artışını gerçekleştirmek için bir MIMO katmanlı uzay-zaman mimarisi sunuldu [17], [20-22]. Bu sistem dikey-katmanlı Bell Laboratuvarları katmanlı uzay-zaman (V-BLAST), olarak bilinmektedir. MIMO sistemler arasında en popüler algoritmalarından birisi V-BLAST'dır. Bu teknikte M tane sıradan alıcı N tane vericiden gelen tüm sinyali alır. Data dizileri arasında oldukça büyük girişim oluşur. V-BLAST'ın çalışma ilkesi diziler arasındaki girişimi çıkartıp orijinal veriyi elde etmektir [32-33].

N tane verici M tane alıcı antenden oluşan V-BLAST sisteminin yapısı Şekil 1.7'de sunulmuştur. Vericide tek bir veri dizisi seri/paralel dönüştürücüyle N tane alt diziyeye ayrılır, her alt dizinin bitleri sembol kodlayıcıda birer sembole dönüştürülür. Bu semboller eş zamanlı olarak N tane sıradan vericiyi besler. Böylece i 'inci vericiden gönderilen alt sembol dizisi aşağıdaki gibi yazılabilir;



Şekil 1.7. V-BLAST sistem diyagramı [33].

$$x_i = [x_i(1) \quad x_i(2) \quad \dots \quad x_i(T)] \quad (1.38)$$

Burada $x_i(t)$, t zamanında i 'inci verici antenden gönderilen sembol ve T de çerçeve boyudur. Bu sembollerin enerjileri birer normalize edilmek için her bir vericide semboller $1/N$ ile çarpılır. Gönderilen tüm semboller matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_N]^T \quad (1.39)$$

i 'inci verici anteninden j 'inci alıcı antenine doğru olan kanal kazancı h_{ij} olsun ve bu kanal katsayıları birbirlerinden bağımsız rasgele Gauss dağılımlı, sıfır ortalamalı ve standart sapması bire normalize edilmiş olsun. Bu durumda düz sönümlemeli, dar bantlı kanal $M \times N$ boyutlu bir matris olarak ifade edilebilir.

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M,1} & h_{M,2} & \cdots & h_{M,N} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

Alıcı tarafında j 'inci antendeki işaret v_j olsun. Alıcıdaki tüm semboller matris şeklinde gösterilirse;

$$V = [v_1 \quad v_2 \quad \cdots \quad v_N]^T = HX + \eta \quad (1.41)$$

burada η toplamsal beyaz Gauss gürültü (AWGN) vektörüdür [33].

Yukarıda da bahsedildiği gibi V-BLAST'ın çalışma ilkesi diziler arasındaki girişimi çıkartıp orijinal veriyi elde etmektir. Bu hem en uygun birleştirme (combining) hem de girişim yok etme (interference cancellation) yapılarak icra edilir. Önce optimum birleştirme icra edilerek tek en iyi işaret dizisi algılama için seçilir. Bu diziden diğer dizilerin oluşturduğu girişim çıkarılarak veriler elde edilir. V-BLAST katmalı bir işlem olduğu için alt dizilerin algılayıcıdan geçirilme sırası tüm sistemin performansını etkiler. Bu yüzden doğrusal olmayan bir yöntemdir [32].

1.4.2. Uzay-Zaman Kodlaması

Uzay-zaman kodlaması, V-BLAST'ta sağlanan yüksek veri hızı yerine sönümlemeli kanala karşı daha fazla çeşitlemeyle daha yüksek performans sağlayan bir başka MIMO sistemidir. İlk kez Tarokh ve arkadaşları tarafından 1998 yılında, çoklu anten sistemleriyle sönümlemeli kanalda verici çeşitlemesi yapan yeni bir yöntem olarak tanıtıldı [34]. Daha

önce çoklu anten sistemlerindeki çok yönlü sönümlenmenin etkisi zaman çeşitlemesi, frekans çeşitlemesi ve alıcı anten çeşitlemesi gibi yöntemlerle giderilmeye çalışılıyordu ve alıcı anten çeşitlemesi de içlerinde en çok kullanılanı idi. Fakat alıcının daha basit, ucuz ve küçük olmasının istendiği durumlarda alıcı anten çeşitlemesi çok da cazip değildi. Bu yüzden, ticari nedenlerden dolayı anten çeşitlemesinin üs radyosuna konmasına karar verildi ve verici çeşitlemesi hızla popüler bir hale geldi. Uzay-zaman blok kodlama (space-time block coding, STBC) ve uzay-zaman kafes kodlama (space-time trellis coding, STTC) olmak üzere iki tane ana STC türü vardır.

STBC ortaya çıkışı Alamouti'nin 1998 yılında yayımladığı iki verici anten ve bir alıcı antenden oluşan, alıcıdaki sinyal kalitesini arttıran basit verici çeşitlemesi tasarımı ile oldu [35]. Daha sonra Alamouti bu çalışmasını iki verici antene karşı m alıcı antene genişletti. Alamouti'nin basit verici çeşitlemesi Tarokh ve arkadaşları tarafından değişik sayıda verici antenle işlem yapacak şekilde genişletildi ve daha karmaşık uzay-zaman blok kodları sunuldu [36-37]. STBC bir giriş simgeleri bloğu üzerinde işlem yapar. Çıkışta sütunları zamanı, satırları antenleri temsil eden bir matris oluşturur. AWGN kanalındaki tek antenli blok kodların aksine STBC bir başka kodla birleştirilmedikçe kod kazancı sağlamaz. Ana özellikleri çok basit bir kod çözme işlemiyle tüm çeşitleme türlerini sağlamalarıdır.

Diğer taraftan STTC bir defasında bir giriş simgesi üzerinde işlem yapar, boyu antenleri temsil eden bir simge vektörü dizisi oluşturur. Tek antenli geleneksel kafes kodlu modülasyonda (trellis coded modulation) olduğu gibi kod kazancı sağlar. STTC da tüm çeşitleme türlerini sağladığı için STBC' e göre avantajlı kod kazancı sağlamasıdır. Buna karşılık tasarlanmaları oldukça zordur ve çok karmaşık kodlayıcı ve kod çözücülere ihtiyaç duyarlar [23], [34], [38].

1.4.3. Denkleştiricili Teknikler

Yukarıda sunulan MIMO sistemler yüksek veri hızı ya da yüksek performans sağlarlar. Bu tekniklerin hepsi dar bantlı düz sönümlenmeli kanallar için geliştirilmiştir. Eğer çok yönlü kanalda oldukça büyük yayılım gecikmesi varsa kullanılan simge süresine bağlı olarak düz sönümlenmeli kanal kabulü mümkün olmaz ve kanal frekans seçici kanala dönüşür. Bu durumda alıcıda simgeler arası girişime karşı uzay-zaman denkleştirici kullanmak gerekli olur. Denkleştiriciye alternatif olarak çok taşıyıcı tasarımlar da kullanılabilir [39].

Frekans seçici kanalda uzay-zaman denkleştirici kullanan muhtelif teknikler vardır. Bu teknikleri üç ana başlık altında toplayabiliriz;

1.4.3.1. En Büyük Olabilirlikli Denkleştiriciler

En iyi algılama çözümü vericiden gönderilebilme ihtimali olan tüm diziler üzerinde işlem yapan genel en büyük olasılıklı (maximum likelihood, ML) aramadır. Bununla beraber, bu çözüm aşırı derecede karmaşıktır. Tek vericili bir sistem düşünülürse, bir simgenin alabileceği durumların sayısı m ve vericiden gönderilen veri paketinin sahip olduğu simge sayısı T olmak üzere, gönderilebilecek farklı veri paketlerinin sayısı m^T olur. Görüldüğü üzere ihtimal sayısı veri paketinin boyuyla üstel olarak artmakta böylece bu dizileri araştırarak en büyük olasılıklı aramanın işlem yükü, karmaşıklığı ve bu tür bir işlem yapan donanımın gerektireceği bellek büyüklüğü de üstel olarak artmaktadır. Verici anten sayısı N olan bir MIMO sistemi için farklı veri paketleri sayısı ise m^{TN} şeklinde hesaplanır. Yani MIMO sistem için bu karmaşıklık katlanarak artmaktadır. Örneğin tek girişli bir sistemde QPSK modülasyonlu 128 simgeden oluşan bir çerçeve için bu sayı 4^{128} olur ki bu da yaklaşık olarak 10^{77} eder. 2 verici antenli MIMO sistem için aynı çerçevenin alabileceği farklı değerlerin ihtimali yaklaşık olarak 10^{154} olur. Dolayısıyla genel ML aramanın pratik olarak gerçekleştirilmesi gerçekçi değildir [33].

Frekans seçici sönümlenmeli kanal L tane daldan oluşan bir dallı gecikme hattı süzgeç olarak modellenemediği için, tek girişli ve tek çıkışlı bir sistem düşünüldüğünde ML araması tüm dizi boyunca değil de kanal filtresi içerisindeki simgeler için $m^{(L-1)}$ durum ve m tane dala sahip sonlu durum makinesi (finite state machine) yardımıyla gerçekleştirilebilir. En büyük olabilirlikli yol Viterbi algoritması [14] bir denkleştirici olarak kullanılarak bulunabilir. Denkleştiricinin $m^{N(L-1)}$ durum ve m^N dal gerektirdiği çok vericili sistem için Viterbi algoritması Van Etten [40] tarafından sunulmuştur.

V-BLAST'ın orijinal katmalı algılama yapısı frekans seçici sönümlenmeli kanalda çalışmaz. Veriyi algılamak için MIMO Viterbi denkleştirici kullanılabilir fakat V-BLAST tekniği genellikle yüksek sayıda verici anteni kullandığı için oldukça karmaşıktır ve gerçekleştirilmesi de aynı oranda zordur. Uzay-zaman blok kodlamalı sistemde ise kodların dikgenliği frekans seçici sönümlenmeli kanalda simgeler arası girişimden dolayı bozular. Yani, iletilen dizilerin ayrıştırılması gerçekleştirilemez ve basit algılama mimarisi

kullanılamaz. Frekans seçici sönümlenmeli kanalda uzay-zaman blok kodlama sistemine MIMO Viterbi denkleştirici uygulanabilir. Karmaşıklık V-BLAST MIMO Viterbi denkleştiriciyle özdeştir. STBC sistemde az sayıda verici anten kullanıldığı için (genellikle iki tane), karmaşıklığı V-BLAST sistemindeki kadar değilse de asıl amacı olan basit alıcı yapısıyla verici çeşitlemesi sağlamayı gerçekleştiremez. MIMO ML denkleştirici bu sebeplerden dolayı ne V-BLAST ne de STBC sistemler için tercih edilmez [33].

Uzay-zaman kafes kodlama yapısı alıcıda hem kafes denkleştirme hem de kafes algılama gerektirmektedir. STTC için ML algılamaya en büyük olabilirlikli denkleştirici ve kod çözücü (maximum likelihood equalizer and decoder, MLED) adı verilir. STTC için ilk MLED yapısı [41] de ortaya çıktı. Çok karmaşık olan bu tasarımı daha basitleştirilmiş olanları izledi [33].

1.4.3.2. MIMO OFDM

Çok taşıyıcılı modülasyon ya da ayrık çok tonlu (Discrete Multitone, DMT) olarak da bilinen dikgen frekans paylaşımlı çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) frekans seçici kanala karşı koymak için kullanılan frekans eksenini yaklaşımıdır. Onun frekans seçici sönümlenmeli kanalın sert etkilerinde, mükemmel denilebilecek çalışma yeteneği büyük dikkat çekti ve yıllar boyunca OFDM'in değişik açılardan incelemelerinin yapılmasına ve yayınlanmasına neden oldu [42-46].

OFDM işareti her biri bir alt taşıyıcıya karşı düşen birçok sinüzoidal işaretin toplamından oluşur. N tane alt taşıyıcının toplamından oluşacak işaret aşağıdaki gibi verilebilir:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t) e^{j[2\pi f_n t + \phi_n(t)]} \quad (1.42)$$

Burada A_n alt taşıyıcıların zamanla değişen genliğini, $\phi_n(t)$ alt taşıyıcının fazını, f_n alt taşıyıcıların frekansını göstermektedir. Toplam ifadesinin önündeki $1/N$ birim güç elde etmek amacıyla kullanılmaktadır. Elde edilen işaret OFDM işaretinin sürekli biçimidir. Bu işaret $f_s = 1/T_s$ frekansıyla örneklenirse;

$$s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j[2\pi f_n k T_s + \phi_n]} \quad , \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1.43)$$

elde edilir. Bu denklem düzenlenip aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j2\pi n k / N} \quad (1.44)$$

Bu denklem görüldüğü gibi elemanları $A_n e^{j\phi_n}$ olan N elemanlı bir dizinin ters Fourier dönüşümüdür. Yani OFDM işaretleri ters Fourier dönüşümü kullanılarak çok kolay elde edilebilir.

Alıcıda elde edilen sinyal aşağıdaki gibi verilebilir;

$$v(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l;t) s(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (1.45)$$

Burada h kanal katsayılarını, τ_l l 'inci yoldaki gecikmeyi ve $\eta(t)$ de AWGN bileşenini temsil etmektedir. Alıcıya ulaşan sinyalden öntaki çıkartıldıktan sonra hızlı Fourier dönüşümü (fast Fourier transform, FFT) alınır.

Böylece OFDM uygulamakla geniş bantlı frekans seçici sönmlemeli kanal etkin olarak K tane dar bantlı düz sönmlemeli alt kanala dönüştürülmüş olur. Bu sebeple, düz sönmlemeli kanallar için geliştirilmiş herhangi bir tasarım, OFDM kullanılarak frekans seçici sönmlemeli kanala dönüştürülebilir [47].

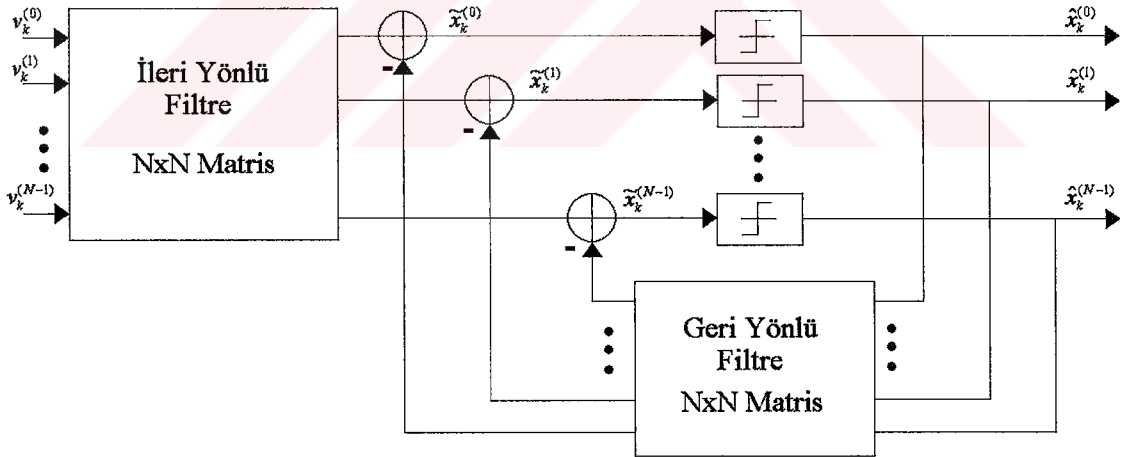
OFDM, [48]'de V-BLAST'a uygulandı ve HIPERLAN/2 sistemi ile değerlendirildi. Simgeler alt taşıyıcılarla modülasyona tabi tutulup gönderildiği için V-BLAST algılama işlemi her alt taşıyıcıya uygulanmak zorundadır. Bu da sistemin karmaşıklığını oldukça fazla arttırmaktadır. Karmaşıklığı azaltılmış bir başka OFDM V-BLAST [49]'da sunulmuştur. Burada katmalı algılama işlemi yakın alt taşıyıcılara grup olarak uygulanmıştır. Diğer bir sorun, OFDM sitemlerinde belirli alt taşıyıcılarda oldukça büyük zayıflamalara sebep olan kanal bayılması (frekans ekseninde) görülmektedir. Bu durum istenmeyen, yüksek oranda çerçeve hatası ihtimaline yol açmaktadır. Dolayısıyla, OFDM

V-BLAST sistemine uygulanırsa, ek bir hata düzeltme kodlamasının bir serpiştiriciyle birlikte uygulanması gerekmektedir.

OFDM günümüzün teknolojisinde dahi gerçekleştirilmesi zor ve pahalı olan yüksek doğrusallıkta güç yükselteci gerektirmektedir [43]. Ayrıca OFDM işlemi frekans ofsetine ve faz gürültüsüne karşı oldukça duyarlıdır [44]. Bu nedenle yine oldukça pahalı olan frekans ve faz takip devrelerine ihtiyaç duymaktadır. OFDM frekans seçici sönmülemeli kanalda oldukça başarılı olmasına rağmen bu eksiklerinin göz ardı edilmemesi gerekmektedir [33].

1.4.3.3. MIMO DFE

MIMO kanallar için MMSE ölçütünü kullanan doğrusal kanal denkleştiricisi (MIMO-LTE) ve karar geri beslemeli kanal denkleştiricisi (MIMO-DFE) Duel-Hallen tarafından [24], [25]'de tanıtılmıştır. Duel-Hallen tarafından tanıtılan MIMO-DFE yapısı Şekil 1.8'da sunulmuştur.



Şekil 1.8. MIMO-DFE blok şeması [24].

MIMO-DFE de SISO-DFE'de olduğu gibi biri ileri yönde diğeri geri yönde çalışan iki filtreden oluşur. İleri yönlü filtre kanal tarafından oluşturulan simgeler arası girişimi düzeltirken, geri yönlü filtre kalan simgeler arası girişimi yok etmeye çalışır. Farklı olarak M tane verici ve N tane alıcı anteninden oluşan bir MIMO sistemi için MIMO-DFE'nin dal katsayıları $M \times N$ boyutlu birer matristir. Bu, N tane alıcı anteninin her birinde birbirleriyle

bağlantılı M tane SISO-DFE'nin bulunduğu bir yapı olarak düşünülebilir. Böylece MIMO-DFE ileri yöndeki dallarıyla hem çok yolluluk çeşitlemesi hem de anten çeşitlemesi yaparken geri yönlü dallarıyla antenler arasında oluşan da dâhil simgeler arası girişimi yok etme işlemi gerçekleştirir. Kanal denkleştiricisinin dal katsayılarını MMSE ölçütüne göre hesaplayan kapsamlı bir çalışma [26]'da yapılmıştır. MIMO-DFE ayrıca [27]-[31]'de incelenmiştir.

Değişik öğrenme algoritmaları kullanan uyarlanırlar MIMO-DFE [50]-[57]'de incelenmiştir. Bu çalışmalarda MIMO-DFE için LMS ve RLS algoritmaları da tanıtılmıştır. [53]'de MIMO-DFE'nin RLS algoritmasıyla kanal takibi detaylı olarak incelenmiştir. [56]'da MIMO-DFE için MMSE ölçütüne göre ilklendirme incelenmiş ve 1/2 konvolüsyonel kodlamalı durum için BER başarımı sunulmuştur. [57]'de ise 4x4'lük bir MIMO sisteminde N-LMS algoritması kullanan uyarlanırlar MIMO-DFE alıcısıyla 28.8 Mbps veri hızına ulaşan bir gerçekleştirme yapılmıştır.

1.5. Kanal Kodlama Teknikleri

Bu tez çalışması içerisinde MIMO sistemlerin incelemesinde, MIMO-DFE için 1/2'lik konvolüsyonel kodlama kullanılması durumundaki başarım da incelenmiştir. Bu nedenle bu bölümde kanal kodlama teknikleri hakkında çok kısa bir tanıtım yapılmıştır.

Kanal kodlamada kullanılan kodları blok kodlar, konvolüsyonel kodlar, ardışıl kodlar ve turbo kodlar olmak üzere dört kısma ayırmak mümkündür.

Kanal kodlama tekniklerinin ilk ortaya çıkanları blok kodlama tekniğini kullananlardır. Bu tür kodlarla yapılan kodlama işleminde k tane veri biti alınır ve kullanılan kodla çeşitli işlemlerden geçirildikten sonra $n > k$ olmak üzere n tane kodlu veri bitine dönüştürülür. Böyle bir kodlamanın kod hızı $R = k/n$ olarak tanımlanır. (n, k) şeklinde ifade edilen farklı kodların farklı kod hızları vardır. Blok kodlarının en bilindik olanları Hamming kodlar, Hadamard kodlar, Golay kodları, BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) kodlar, Cyclic kodlar ve Reed-Solomon kodlarıdır [12], [58].

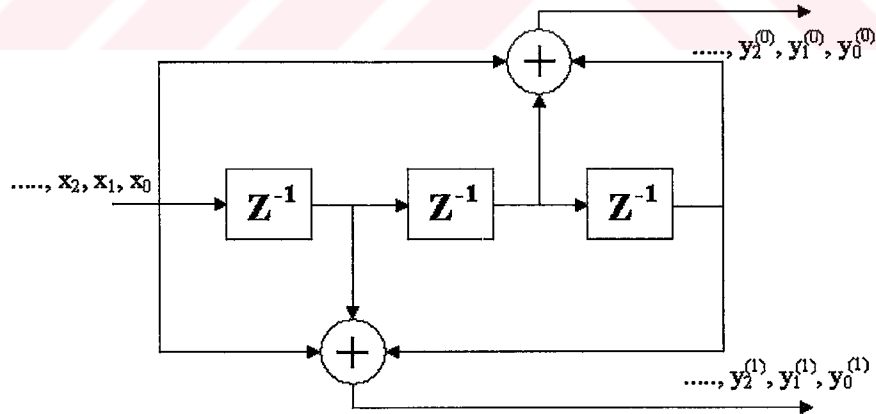
Blok kodlar işaret gürültü oranının yüksek olduğu yerlerde oldukça yüksek performans sağlarlar fakat işaret seviyesinin azaldığı durumlarda performansları oldukça düşer. Bunun en önemli sebebi bu kodların 0 ve 1 değerleriyle işlem yapmalarıdır. Yani kanal çıkışındaki yumuşak değer, karar vericiden geçirilerek sert değerlere çevrilir ve daha sonra kod çözücüye gönderilmektedir. Ayrıca blok kodların diğer dezavantajları çok iyi bir

çerçeve zamanlamasına ihtiyaç duymaları ve kod çözme işlemine başlamadan önce tüm çerçevenin alıcıya ulaşmasının beklenmesi gereğidir.

Konvolüsyonel kodlar ilk 1955 yılında Elias tarafından tanıtılmıştır [59]. Bu tür kodlamada giriş verisi çeşitli kodlarla katlama işlemine tabi tutulurlar. Dolayısıyla giriş verisi bloklara ayrılmaz ve alıcıda da tüm çerçevenin beklenmesine ya da kesin bir eş zamanlamaya ihtiyaç yoktur. Bu tür kodların pratik kod çözme algoritmaları zaman içerisinde geliştirildi ve 1967 yılında Viterbi [60] tarafından kendi adıyla anılan optimum kod çözme algoritması tanıtıldı. Şekil 1.9'da üç tane bellek elemanı içeren, kod oranı 1/2 olan bir konvolüsyonel kodlayıcı sunulmuştur.

Konvolüsyonel kodların en büyük dezavantajı ise hata patlaması olduğu durumlarda sergilediği kötü performanstır. Bu dezavantajdan serpiştirici kullanılarak hata patlaması olan bölgedeki peş peşe gelen hatalı bitlerin tüm çerçeveye dağıtılmasıyla kurtulmaya çalışılır.

Diğer bir kod türü olan ardışıl kodlar 1966'da Forney tarafından tanıtıldı. Bu tür kodlamada iki veya daha fazla basit kodlayıcı yüksek kod kazancı sağlamak için birleştirilir. En genel haliyle bilgi bitleri önce dış kodlayıcıyla ilk kodlama işlemine tabi tutulur. Bir serpiştiriciden geçirilen işaret ikinci olarak iç kodlayıcıda kodlanır [58].



Şekil 1.9. Kod oranı 1/2 olan 3 bellek elemanlı Konvolüsyonel kodlayıcı

Kodlamada Shannon kapasite sınırına en yakın olan turbo kodlar 1993 yılında Berrou ve arkadaşları tarafından tanıtıldı [61]. Bu kodlama şekli bir serpiştiriciyle birbirlerine paralel olarak bağlanmış iki özyinelemeli konvolüsyonel kodlayıcıdan ibarettir. Kod çözme işlemi ise Bahl algoritmasıyla yapılmaktaydı. 1994 yılında Robertson [62] işlem

karmaşasını azaltan yeni bir Bahl algoritması geliştirdi. 1996 yılında Benedetto ve Montorsi turbo kodların yapısına açıklık getirmiş ve yine aynı yıl içerisinde Perez turbo kodların anlaşılmasına katkıda bulunmuştur [63].

1.6. Yayılı Spektrum

Esası işaretin kodlama ile frekans bölgesinde yayılması olan yayılı spektrum (Spread Spectrum, SS) teknikleri 1940'lerden beri özellikle gizliliğin ve güvenliğin önemli olduğu askeri uygulamalarda kullanılmaktadır. Kasıtlı olarak oluşturulabilecek ya da kasıtsız olarak oluşan, boğma (jamming) olarak ortaya çıkan girişime mükemmel bir şekilde karşı koyabilir ve çok düşük verici çıkış gücüyle, gürültü seviyesinin altında bile iletişim kurmaya olanak verir. Halen en geniş kullanım alanı askeri uygulamalar olmakla beraber hem ses hem de veri haberleşme endüstrilerinde de tercih edilen SS tekniklerinin avantajları aşağıdaki gibi maddeler halinde özetlenebilir;

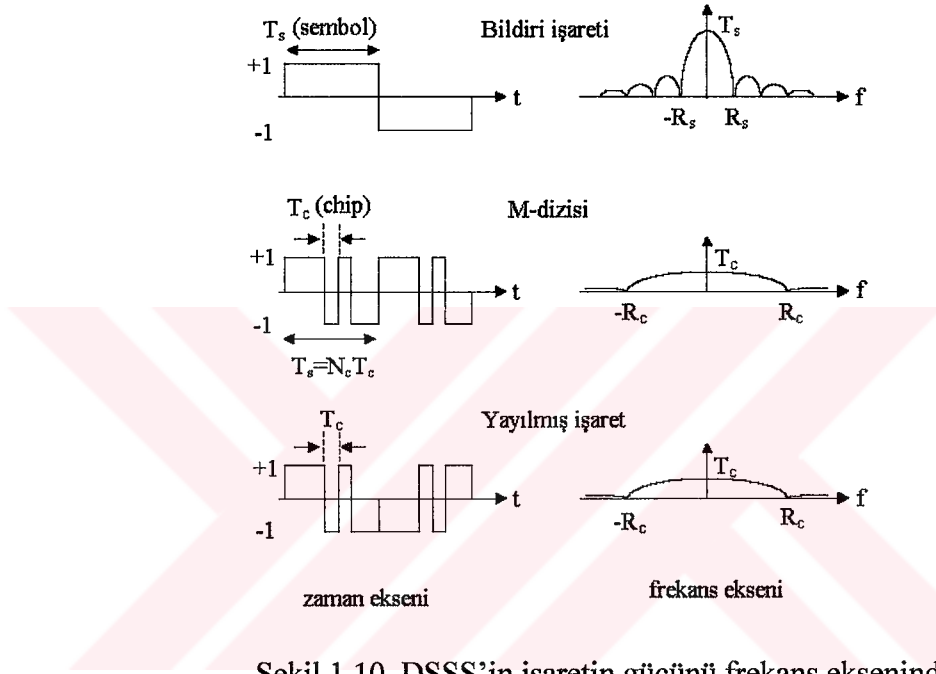
- Girişime ve boğmaya karşı dirençlidir
- SS tekniğiyle vericinin gücü gürültü seviyesinin altına kadar düşürülebilir ve böylece düşman tarafından vericinin yerinin bulunmasının engellenebilir.
- Kanalin çok yolluluğundan dolayı oluşan simgeler arası girişime karşı dirençlidir.
- Birden fazla kullanıcının aynı anda ortak iletişim kanalına erişmesine izin verir.
- İki nokta arasındaki uzaklığın ölçülmesini sağlar [64], [65].

SS sistemlerini gerçekleştirmek için genel olarak üç yaklaşım vardır. Bunlar doğrudan dizili yayılı spektrum (direct sequence spread spectrum, DSSS), frekans atlamalı yayılı spektrum (frequency-hopping spread spectrum, FHSS), zaman atlamalı yayılı spektrum (time-hopping spread spectrum, THSS)'dur. Bunlardan en çok kullanılanı kod bölümlü çoklu erişimin de (code division multiple access, CDMA) temelini oluşturan doğrudan dizili yayılı spektrumdur [64], [65].

Bu tez çalışmasında MMSE esaslı iklendirmenin düşük enerji seviyelerinde kanal denkleştiricilerinin performansını nasıl etkilediğinin araştırılması için DSSS sistemi seçilmiştir. Yukarıda da belirtildiği gibi yayılı spektrum teknikleriyle düşük işaret/gürültü oranlarında çalışmak mümkündür.

1.6.1. Doğrudan Dizili Yayılı Spektrum

Taşıyıcı, veri sinyalinin bit hızından çok daha yüksek bit hızına sahip bir sayısal kod ile çarpılarak elde edilir. Böylece işaret gücü frekans bandına yayılır. Alıcıda işaret tekrar aynı kodla çarpılarak bildiri işareti elde edilir. DSSS işlemine tabi tutulan verinin gücünün frekans ekseninde nasıl yayıldığı Şekil 1.10'de sunulmuştur.



Şekil 1.10. DSSS'in işaretin gücünü frekans ekseninde yayması

DSSS işlemi için kullanılan kodlardan bazıları şunlardır;

M-dizisi: Bu diziler sözde rasgele gürültü (pseudo random noise, PN) dizileri olarak bilinirler ve doğrusal geri beslemeli kaydırmalı kaydedici kullanılarak kolayca hesaplanabilirler. Bu dizilerin özilişki işlevleri başlangıç noktası hariç -1 değerini alır.

Gold kodları: İki m-dizisinin birleştirilmesiyle elde edilirler. Böylece iyi çapraz ilişki işlevine sahip kod grupları oluşturulabilir.

Kasami kodları: Bu kodlar optimum çapraz-ilişki işlevine sahiptirler. Yine m-dizilerinden elde edilirler.

Barker kodları: Bu kodlar asıl olarak radar uygulamalarında kullanılmak üzere geliştirilmişlerdir. Kısa kodlardır. En uzununu 13 bittir. Esasında m-dizilerinin bir alt setidir.

Walsh kodları: Hadamard matrislerinden elde edilirler. Bir birlerine dik (ortogonal) kodlar üretir.

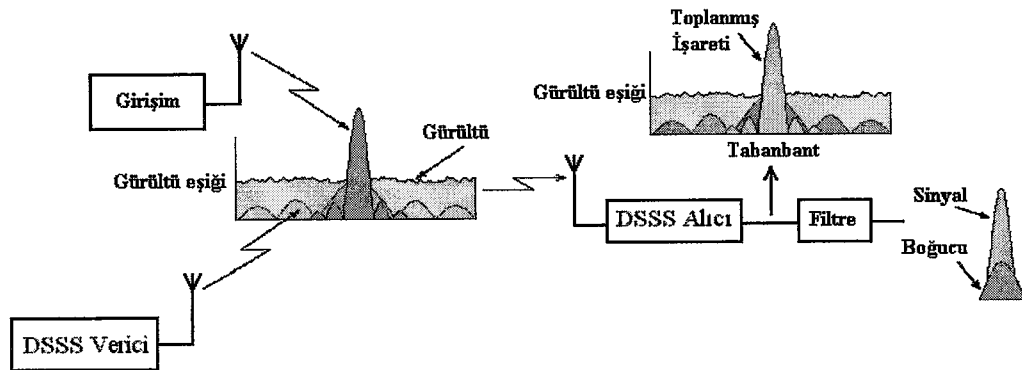
Data hızı R bit/sn, mevcut kanal bant genişliği W Hz ve kullanılan modülasyonda BPSK olsun. T_C sayısal kodun chip uzunluğu bant genişliğine uygun olarak seçilir. T_S ise veri sinyalinin sembol boyudur [12]. Bu duruma göre;

$$B_e = \frac{W}{R} = \frac{T_S}{T_C} \quad (1.46)$$

pratikte T_S/T_C oranı bir tam sayıdır,

$$N_C = \frac{T_S}{T_C} \quad (1.47)$$

Şekil 1.11’de DSSS vericisinden çıkan sinyalin nasıl girişimden etkilenmeden ve gürültü eşiği altında kalarak kanaldan geçtiği görülmektedir. Alıcı tarafa, DSSS vericisinden gönderilen işaret, girişim olarak etki gösteren diğer vericilerin gönderdiği işaret ve beyaz gürültünün toplamı ulaşır. DSSS alıcıda toplam işaret tekrar kodla çarpılır. Bunun sonucu olarak DSSS verici tarafından frekans eksenine yayılarak gönderilen işaret toplanır fakat diğer vericilerin işaretleri frekans ekseninde yayılır. Böylece istenen işaret aradan kolayca alınabilir.



Şekil 1.11. DSSS işaretinin girişime karşı direnci

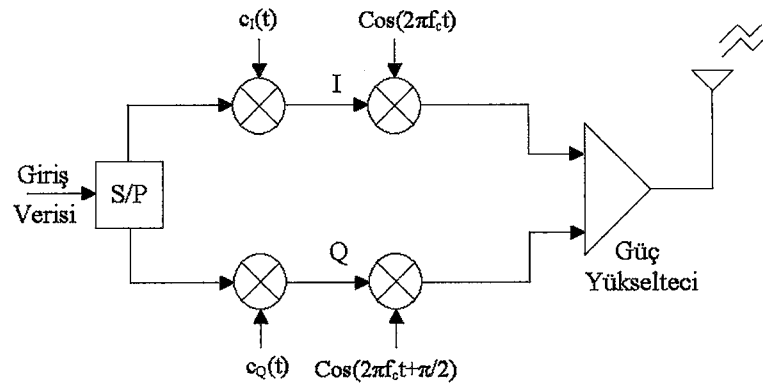
QPSK modülasyonu yapan DSSS vericinin blok şeması Şekil 1.12’de sunulmuştur. Giriş işareti QPSK modülasyonunu gerçekleştirebilmek için I ve Q bileşenlerine ayrılır. Bu iki bit dizisi aynı ya da farklı $c_I(t)$, $c_Q(t)$ dizileriyle çarpılır. Daha sonra işaret RF’ye

çıkarmak için aralarında 90° faz farkı olan iki sinüs işaretiyle çarpılır. Güç yükselticiden geçen işaret antene ulaşır.

1.6.2. Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim

Kod bölüşümlü çoklu erişim (CDMA) sisteminde birden fazla kullanıcı aynı anda aynı frekans bandını paylaşır. Her kullanıcının kendine ait ve diğer kodlara dik olan birer sayısal kodu vardır. Her bir kullanıcıya ait bildiri işaretinin diğerlerine karışmamasının sebebi kodların birbirlerine dik olmasıdır.

Mevcut CDMA standartlarından biri de IS-95 tir. Bu standart temelde Kuzey Amerika'da hücresel haberleşmede kullanılmak üzere QUALCOMM tarafından geliştirilmiştir. Her bir hücre 1.25MHz'lik bant genişliğine sahiptir. Üs istasyondan (base station) mobil istasyona doğru olan ileri yönde, farklı kullanıcıları birbirinden ayırmak için Walsh kodları kullanılır. Mobil istasyondan üs istasyona doğru olan ters yönde kanalları birbirinden ayırmak için ise farklı PN (pseudorandom noise) dizileri kullanılır. Sistemdeki tüm üs istasyonlar aynı frekans bandını ve zamanda kaydırılmış aynı Walsh fonksiyonlarını kullanırlar. Bu nedenle tüm üs istasyonlar GPS (global position system) yardımıyla eşzamanlı yapılır. Farklı üs istasyonları zamanda kaydırılmış PN dizilerini kullanırlar. Mobil istasyon tarafından kullanılan PN dizileri bilgisayar benzetimiyle en düşük özilişki ve çapraz-ilişki işlevine sahip olacak şekilde seçilirler [66].



Şekil 1.12. QPSK DSSS vericisi [65].

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA

Bilindiği gibi kablosuz yüksek hızlı haberleşmeyi sınırlayan en büyük engel simgeler arası girişimdir (ISI). İletişim sistemleri günümüzdeki ve gelecekteki beklentilere cevap verebilmek için öncelikle semboller arası girişimi etkin bir şekilde ayrıştırabilmelidirler. Çok yollu kanalın oluşturduğu sembol girişimi ISI'yı yok etmede en başarılı olan sistemler çok taşıyıcılı sistemlerdir [67]. Fakat bu sistemlerin gezgin haberleşmede ortaya çıkan kanal takibi problemini çözmedeki yetenekleri düşüktür ve aynı zamanda belirli bir SNR değerinin altında çalışmazlar.

ISI'yı yok etmek için diğer bir seçenek de zaman ekseni filtrelemeyle yapılan kanal denkleştiricileridir. MLSE simgeler arası girişimi yok etmek için en uygun denkleştirici yöntemidir, ancak kanalın iletim işaretini yaymasıyla yani kanal filtresinin dal sayısı ile üstel olarak artan hesaplama karmaşıklığı gerçek sistemlerde kullanılmasına pek imkân vermez. Bu nedenle kanal denkleştirme için diğer yöntemler daha fazla tercih edilmektedir. Doğrusal enine kanal denkleştirici (LTE) ve karar geri beslemeli kanal denkleştirici (DFE) bu yöntemlerdendir. Denkleştiricilerin işlem karmaşıklığı dal sayısı ile doğrusal olarak artar.

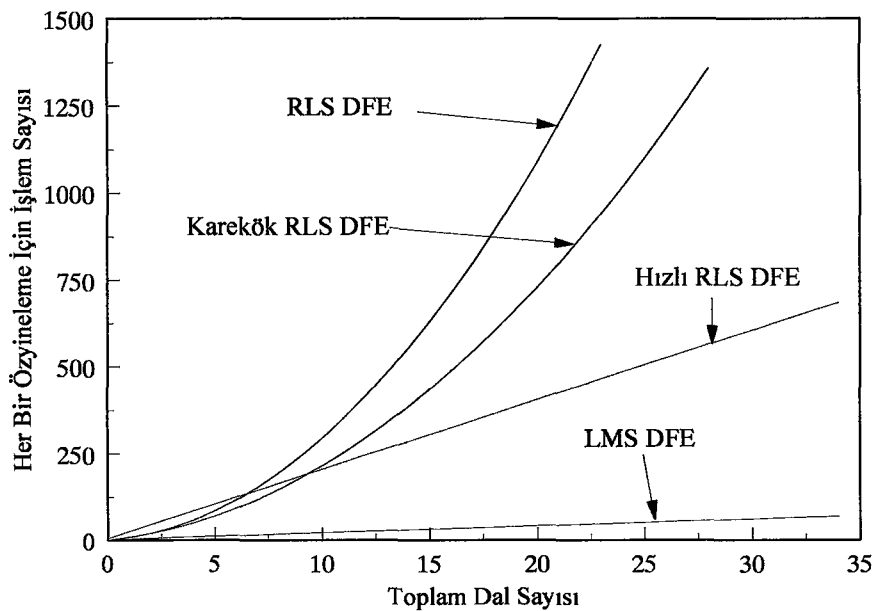
LTE ve DFE'nin katsayıları simgeler arası girişimi yok edebilecek şekilde iletim kanalına göre hesaplanmalıdır. Bu hesaplama için iki farklı yol izlenebilir. Birincisi, eğer iletim kanalı alıcıda biliniyorsa ya da alıcıda kestirilmişse denkleştirici katsayıları doğrudan var olan herhangi bir ölçüte göre hesaplanabilir. İkincisi, kanal bilgisi alıcıda yoksa veya kanal zamanla değişiyorsa uyarlanırlı denkleştirici kullanılabilir [4]. Bilindiği gibi gezgin radyo iletim kanalları rasgele ve zamanla değişen yapıdadır. Bu nedenle, uyarlanırlı denkleştirici kullanılması daha uygun bir seçenektir. Böylece, uyarlanırlı denkleştiricinin eğitimi bittikten sonra zamanla değişen kanalın takibi de gerçekleştirilebilir. Bunun yanında uyarlanırlı yöntem denkleştirici katsayılarını gürültüyü azaltacak şekilde de ayarlayabilir.

Denkleştirici katsayılarını doğrudan hesaplamada ya da uyarlanırlı algoritmalarla elde edilmesinde kullanılan üç hata ölçütünden en anlamlı olanı denkleştirici çıkışında kestirilen hatalı veri bitlerinin tüm veri paketindeki bit sayısına oranı olan bit hata oranıdır (bit error rate, BER). Fakat bu ölçütü kullanarak denkleştirici katsayılarını hesaplamak çok

karmaşıktır [12]. Diğer ölçütlerse daha önce de belirtildiği gibi tepe bozulma ölçütü ve ortalama karesel hata ölçütüdür.

Eğer kanalın frekans spektrumu sıfırlar içeriyorsa tepe bozulma ölçütü kullanan kanal denkleştiricilerinin performansını zayıftır. 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.

Uyarlanır denkleştiricilerin katsayılarını düzeltmek için MSE ölçütünü kullanan algoritmalarından en iyi bilinenleri LMS (least mean squares) ve RLS (recursive least squares) algoritmaları ve bunların türevleridir. 1960 yılında Widrow ve Hoff tarafından tanıtılan ve rasgele gradyan algoritmaları ailesinin önemli bir üyesi olan LMS'in en göze çarpan özelliği diğer yöntemlere göre oldukça düşük olan hesaplama karmaşıklığıdır. Fakat LMS algoritmasının öğrenme hızı da oldukça düşüktür. Öğrenme hızının düşük olmasından dolayı kanal takip kapasitesi de zayıftır. Buna karşılık RLS algoritması hesaplama karmaşıklığı karesel olarak artan ama bunun yanında öğrenme hızı ve kanal takip yeteneği yüksek bir algoritma olarak karşımıza çıkmaktadır. LMS ve RLS tabanlı yöntemlerinin hesaplama karmaşıklığını kanal denkleştiricilerinin dal sayılarına göre karşılaştıran grafik Şekil 2.1'de sunulmuştur. Bu grafikte denkleştirici dal sayısı arttığında



Şekil 2.1. LMS, RLS ve türevi algoritmaların hesaplama karmaşıklığı [12].

RLS yönteminin hesaplama yükünün LMS yöntemine göre ne denli hızla arttığı açıkça görülmektedir. MIMO kanallarda kullanılan denkleştiriciler için bu fark çok daha fazladır. RLS algoritmasının yüksek hızına karşı hesaplama karmaşıklığının da yüksek olması onun gerçek uygulamalarda kullanılmasını oldukça zorlaştırır. LMS algoritmasının yavaş öğrenme hızı ise yüksek hızlı haberleşme için bir sorun olmaktadır. Bu nedenle öğrenme hızı LMS algoritmasından yüksek, hesaplama karmaşıklığı da RLS algoritmasından düşük LMS ve RLS türevi yöntemlerin arayışı süregelmiştir.

Öğrenme algoritmalarının hızını ve diğer sayısal özelliklerini yükselten yöntemlerden bazıları da kanal kestirimi esaslı olanlardır. Bu yöntemler kestirimle elde edilen kanal katsayılarını kullanarak kanal denkleştiricilerinin katsayılarını tam olarak yada belirli bir yaklaşıklıkla hesaplar. Bu değerler kanal denkleştiricisine öğrenme işlemine geçmeden önce başlangıç değeri olarak yerleştirilirler. Bilindiği gibi kanal katsayılarının kestirimi, kanal denkleştiricisi katsayılarının kestirimine göre çok daha kolaydır. Söz konusu yöntemler literatürde ilklendirmeli denkleştirici yada hızlı başlayan denkleştirici (fast start-up equalizer) olarak da bilinmektedir [12], [56], [68]. Tezin bundan sonraki kısmında ilklendirme ile [56]'da tanıtılan MMSE esaslı olup denkleştirici katsayılarını belirli bir yaklaşıklıkla hesaplayan yöntem kastedilecektir.

Bu tez çalışmasının ikinci bölümü dört kısım halinde hazırlanmıştır. Bu kısımların içerikleri kısaca aşağıda verilmiştir.

Birinci kısım: Bu kısımda yukarıda belirtilen diğer ilklendirme teknikleri tanıtılmış ve bu tez çalışmasının odağını oluşturan ilklendirme tekniği detaylı olarak verilmiştir. Daha sonra yapılan benzetişimlerle ilklendirme yöntemleri farklı öğrenme algoritmaları için karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Son olarak da öğrenme algoritmalarının kanal takip yetenekleri araştırılmış ve birinci kısmın değerlendirmesi yapılmıştır.

İkinci kısım: Bu kısımda hesaplama karmaşıklığının anten sayısı ile karesel olarak arttığı ve kanal denkleştirici katsayılarının uyarlanabilir yöntemlerle hesaplanmasının zorlaştığı çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemler için ilklendirme hesabı yapılmış ve ilklendirmenin MIMO karar geri beslemeli kanal denkleştiricisinin performansını nasıl arttırdığı incelenmiştir. Son olarak yine öğrenme algoritmalarının kanal takip yetenekleri araştırılmış ve ikinci kısmın değerlendirilmesi yapılmıştır.

Üçüncü kısım: Çalışmanın bu kısmında, ilklendirmenin düşük işaret gürültü oranında kanal denkleştiricisi katsayılarının belirlenmesindeki iyileştirici etkisini ortaya koyabilmek için doğrudan dizili yayılı spektrum (DSSS) sistemleri seçilmiş ve öğrenme

algoritmalarının davranışı karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Bu kısmın sonunda da bir değerlendirme yer almaktadır.

Dördüncü kısım: Son olarak dördüncü kısımda tekniklerin bir gerçekleştirilmesi olarak Texas Instrument'un TMS320C6201 DSP kartları yardımıyla gerçek zamanlı bir video iletimi sunulur. DSP kartları, üzerinde ikili ADC/DAC gurubu ve FPGA yongası bulunan kardeş kartlarla birleştirilmiştir. FPGA yongası çerçeve eş zamanlayıcısı ve FIFO görevi yapacak şekilde ayarlanmıştır.

2.1. SISO Sistemlerde İklendirme Yönteminin İncelenmesi

Literatürde kanal denkleştirici katsayılarının belirlenmesinde öğrenme süresini azaltmak amacıyla, öğrenme işlemine başlamadan önce denkleştirici katsayılarını yaklaşık ya da tam olarak hesaplayıp bu değerleri kullanan yada bu değerlerle öğrenmeye başlayan bir dizi yöntem sunulmuştur. Bunlardan en bilindik olanları MMSE ölçütünü kullananlardır [69], [70]. MMSE-DFE ve CMF-DFE [8] yöntemleri direk çözüm olarak bilinirler. Yöntemlerden bazıları kanal denkleştiricisinin öz değerler matrisinin tersini değişik yöntemlerle hesaplar [71]- [74], bazıları da periyodik öğrenme dizisi kullanarak kanal filtresinin tersini frekans ekseninde hesaplar [12], [75]-[77]. Bir başka yöntemse Seller ve arkadaşları tarafından [68]'de tanıtılan güç oranı yaklaşıklığıdır (power ratio approximation, PRA).

MMSE ölçütünü kullanılarak, kanal denkleştiricisinin öz ilişki matrisinin ana köşegeninin yanında, diğer matris elemanlarını ihmal ederek, belirli bir yaklaşıklıkla hesaplanan kanal denkleştiricisi katsayılarını başlangıç değerleri olarak kullanan iklendirilmeli LMS (initializing LMS, I-LMS) algoritmasına, [78]'deki patent çalışmalarında yer verilmiş olup ilk [56]'da tanıtılmıştır. Bu yöntemde, kanal parametrelerinin kestirimi kanal denkleştiricisinin katsayılarını hesaplamaktan çok daha kolay olduğundan, alıcıda eş zamanlama işleminin yapıldığı sırada kanal parametreleri kestirilmekte ve basit bir hesaplama ile kanal denkleştiricisinin katsayıları yaklaşık olarak elde edilmektedir. Bu katsayılar başlangıç değeri olarak denkleştiriciye yerleştirilmekte ve LMS algoritmasıyla denkleştirici eğitime devam edilmektedir. İklendirmeli LMS yöntemi (I-LMS) LMS algoritmasının özyineleme adımlarındaki hesaplama karmaşıklığını arttırmadan öğrenme hızını yükseltmekte, yanlış ayarlamayı düşürmekte ve sayısal özelliklerini iyileştirerek algoritmanın kararlılığını arttırmaktadır [56].

Çalışmanın bu bölümünde tek vericili ve tek alıcılı (SISO) bir sistem ele alınmıştır. Öncelikle bu sistemin modeli verilmiş ve karar geri beslemeli kanal denkleştiriciler için ilklendirme işleminin nasıl yapıldığı açıklanmıştır. Daha sonra, literatürde tanıtılan kanal katsayılarının kestirimi esaslı diğer yöntemler olan [68] ve [69]'da tanıtılan MMSE-DFE ve [70]'de tanıtılan güç oranı yaklaşıklığı sunulmuştur. Yapılan benzetişimlerle ilklendirmenin LMS yönteminin başarımını neden arttırdığı irdelenmiş, ilklendirmenin SISO sistemlerde sadece LMS algoritmasının değil normalize LMS (normalized-LMS, N-LMS) ve RLS algoritmalarının da öğrenme özelliklerini iyileştirdiği gösterilmiştir.

2.1.1. Sistem Modeli

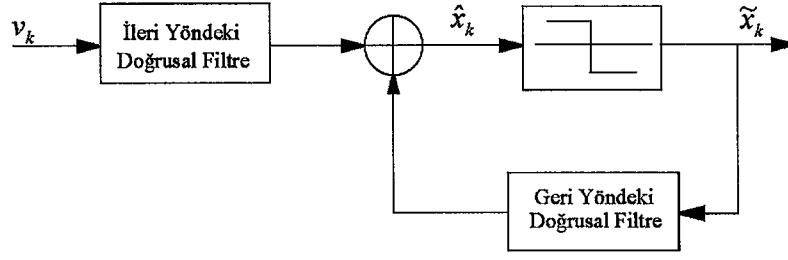
Sinyal verici antenden çok-yollu iletim ortamına verilir. Çok-yollu seçici sönmülemeli kanal sonlu dürtü yanıtı (finite impulse response, FIR) filtre olarak modellenebilir. Bu durumda kanalın çıkışı yani alıcı antene ulaşan v_k sinyali;

$$v_k = \sum_{i=0}^{L-1} h_i x_{k-i} + \eta_k \quad (2.1)$$

olarak ifade edilebilir. Burada k örneklenmiş sinyalin zaman indeksi olmak üzere, x_k verici antenden gönderilen uzun dönem ortalaması sıfır (zero mean wide sense stationary, ZM-WSS) olan veri dizisini, η_k toplanır beyaz Gauss gürültüyü (additive white Gaussian noise, AWGN), h_i kanal filtresinin katsayılarını ve L de kanal filtresinin dal sayısını temsil etmektedir. Karar geri beslemeli kanal denkleştiricisinin çıkışı ise aşağıdaki şekilde verilebilir;

$$\hat{x}_k = \sum_{i=0}^{K_{ff}-1} c_i v_{k-i} + \sum_{i=-K_{fb}+1}^{-1} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (2.2)$$

burada \hat{x}_k DFE'nin çıkışını, K_{ff} ileri yöndeki dal sayısını, K_{fb} geri yöndeki dal sayısını ve \tilde{x}_{k-i} ise verinin önceki kestirimlerini ifade eder (Şekil 2.2).



Şekil 2.2. Karar geri beslemeli kanal denkleştiricisinin blok diyagramı

2.1.2. SISO Denkleştiriciler İçin İlkendirme Hesabı

İlkendirme yapabilmek için uyarlanırlar kanal denkleştiricisinin başlangıç değerleri önce ileri yöndeki dal katsayıları için hesaplanacak sonra bu değerlere göre kanal denkleştiricisinin çıkışı elde edilecektir. Geri yöndeki dal katsayıları ise denkleştirici çıkışında var olan ISI bileşenlerini yok edecek şekilde hesaplanacaktır. Doğrusal enine kanal denkleştiricinin (LTE) çıkışı aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\hat{x}_k = \sum_{i=0}^{K_{ff}-1} c_i v_{k-i} \quad (2.3)$$

Denkleştiricinin hata fonksiyonu;

$$\varepsilon_k = x_k - \hat{x}_k \quad (2.4)$$

şeklinde elde edilebilir. MMSE ölçütüne göre kanal denkleştiricisinin giriş vektörü ve hata vektörü birbirine dik olmalı. Yani;

$$E\{\varepsilon_k V^*\} = 0 \quad (2.5)$$

Burada $E\{\}$ istatistiksel beklenti operatörünü, $(*)$ karmaşık sayıların eşleniğini, V giriş vektörünü ifade etmektedir. Giriş vektörü V aşağıdaki şekle sahiptir.

$$V = [v_k \quad v_{k-1} \quad \cdots \quad v_{k-K_{ff}+1}]^T \quad (2.6)$$

(2.4) eşitliği (2.5)'te yerine yazılır ve ifade düzenlenirse;

$$E\{x_k V^*\} - E\{C V^* V^T\} = 0 \quad (2.7)$$

elde edilir. Bu ifadede C kanal denkleştiricisinin katsayı vektörünü göstermekte olup aşağıdaki şekle sahiptir.

$$C = [c_0 \quad c_1 \quad \dots \quad c_{K_{ff}-1}]^T \quad (2.8)$$

(2.7) eşitliği matris şeklinde yazılırsa;

$$E \left\{ \begin{bmatrix} v_k^* \\ v_{k-1}^* \\ \vdots \\ v_{k-K_{ff}+1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_k & v_{k-1} & \dots & v_{k-K_{ff}+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{K_{ff}-1} \end{bmatrix} \right\} = E \left\{ x_k \begin{bmatrix} v_k^* \\ v_{k-1}^* \\ \vdots \\ v_{k-K_{ff}+1}^* \end{bmatrix} \right\} \quad (2.9)$$

Alıcıya ulaşan verinin öz ilişki matrisi;

$$R = E\{V^* V^T\} \quad (2.10)$$

olmak üzere açık halde yazılırsa;

$$R = E \left\{ \begin{bmatrix} v_k^* v_k & v_k^* v_{k-1} & \dots & v_k^* v_{k-K_{ff}+1} \\ v_{k-1}^* v_k & v_{k-1}^* v_{k-1} & \dots & v_{k-1}^* v_{k-K_{ff}+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{k-K_{ff}+1}^* v_k & v_{k-K_{ff}+1}^* v_{k-1} & \dots & v_{k-K_{ff}+1}^* v_{k-K_{ff}+1} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.11)$$

şeklinde ifade edilebilir. Görüldüğü üzere öz ilişki matrisi olan R eşlenik bakışımli (Hermitian) ve Teoplitz matristir. R matrisini aşağıdaki şekilde gösterebiliriz;

$$R = \begin{bmatrix} d_0 & d_1 & \cdots & d_{K_{\mathcal{F}}-1} \\ d_{-1} & d_0 & \cdots & d_{K_{\mathcal{F}}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{-K_{\mathcal{F}}+1} & d_{-K_{\mathcal{F}}+2} & \cdots & d_0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

R matrisinin elemanlarının değerini hesaplayabilmek için (2.3) eşitliği kullanılırsa;

$$d_0 = E\{v_k^* v_k\} = E\left\{ \left(\sum_{i=0}^{L-1} h_i^* x_{k-i}^* + \eta_k^* \right) \left(\sum_{i=0}^{L-1} h_i x_{k-i} + \eta_k \right) \right\} \quad (2.13)$$

elde edilir. Bu denklem açılır ve düzenlenirse;

$$d_0 = E \left\{ \begin{array}{l} h_0^* h_0 x_k^* x_k + h_0^* h_1 x_k^* x_{k-1} + \cdots + h_0^* h_{L-1} x_k^* x_{k-L+1} + h_0^* x_k^* \eta_k + \\ h_1^* h_0 x_{k-1}^* x_k + h_1^* h_1 x_{k-1}^* x_{k-1} + \cdots + h_1^* h_{L-1} x_{k-1}^* x_{k-L+1} + h_1^* x_{k-1}^* \eta_k + \\ \vdots \\ h_{L-1}^* h_0 x_{k-L+1}^* x_k + h_{L-1}^* h_1 x_{k-L+1}^* x_{k-1} + \cdots + h_{L-1}^* h_{L-1} x_{k-L+1}^* x_{k-L+1} + h_{L-1}^* x_{k-L+1}^* \eta_k + \\ h_0 x_k \eta_k^* + h_1 x_{k-1} \eta_k^* + \cdots + h_{L-1} x_{k-L+1} \eta_k^* + \eta_k \eta_k^* \end{array} \right\} \quad (2.14)$$

Vericiden gönderilen dizi olan x_k 'nin uzun dönem ortalaması sıfır olduğundan farklı indise sahip elemanların çarpımlarının istatistiksel beklentisi de sıfır olur. Buna göre R matrisinin tüm elemanları aşağıdaki gibi hesaplanabilir;

$$\begin{aligned} d_0 &= E\{v_k^* v_k\} = E\{v_{k-1}^* v_{k-1}\} = \dots = E\{v_{k-K_{\mathcal{F}}+1}^* v_{k-K_{\mathcal{F}}+1}\} = h_0^* h_0 + h_1^* h_1 + \dots + h_{L-1}^* h_{L-1} + \sigma_{\eta}^2 \\ d_1 &= d_{-1}^* = E\{v_k^* v_{k-1}\} = E\{v_{k-1}^* v_{k-2}\} = \dots = E\{v_{k-K_{\mathcal{F}}+2}^* v_{k-K_{\mathcal{F}}+1}\} = h_1^* h_0 + h_2^* h_1 + \dots + h_{L-1}^* h_{L-2} \\ d_2 &= d_{-2}^* = E\{v_k^* v_{k-2}\} = E\{v_{k-1}^* v_{k-3}\} = \dots = E\{v_{k-K_{\mathcal{F}}+1}^* v_{k-K_{\mathcal{F}}+3}\} = h_2^* h_0 + h_3^* h_1 + \dots + h_{L-1}^* h_{L-3} \\ &\vdots \\ d_{L-1} &= d_{-L+1}^* = E\{v_k^* v_{k-L+1}\} = h_{L-1}^* h_0 \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$E\{[v_{k-K_{ff}+i}^* v_{k-K_{ff}+j}]\} = 0 \quad i, j > L-1 \quad (2.16)$$

Burada σ_η sadece d_0 da bulunur ve gürültü yoğunluk fonksiyonudur. Diğer elemanlar herhangi bir gürültü bileşeni içermezler. Çünkü AWGN gürültü dizisi elemanları birbirleriyle ilişkiye sahip değildir. R matrisinin elemanlarının değerlerini kısaca aşağıdaki gibi de ifade edebiliriz.

$$d_{m-n} = E\{r_{m,n}\} = \begin{cases} \sum_{i=0}^{L-1} h_i^* h_i + \sigma_n & m = n \\ \sum_{i=0}^{L-|n-m|-1} h_{i+|n-m|}^* h_i & |n-m| < L \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad m, n = 0, 1, \dots, K_{ff} - 1 \quad (2.17)$$

Denklem (2.9)'da eşitliğin sağ tarafı için de istatistiksel beklenti hesaplanırsa elde edilen sonuç kısaca aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$E\{x_k v_{k-i}^*\} = \begin{cases} h_i^* & i \geq 0, i \leq L-1 \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.18)$$

Elde edilen sonuçlara göre (2.9) denklemini tekrar yazalım;

$$\begin{bmatrix} d_0 & d_1 & \dots & d_{L-1} & 0 & \dots & 0 \\ d_{-1} & d_0 & \dots & d_{L-2} & d_{L-1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{-L+1} & d_{-L+2} & \dots & d_0 & d_1 & \dots & \vdots \\ 0 & d_{-L+1} & \dots & d_{-1} & d_0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & d_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ c_{K_{ff}-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ h_1^* \\ \vdots \\ h_0^* \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Yukarıdaki denklemde R matrisinin elemanlarından d_0 karmaşık bir sayı değil gerçek bir sayıdır ve diğer elemanlar içerisinde en büyük değere sahiptir. R öz ilişki matrisinin genlik

olarak en büyük değerlerinin bulunduğu ana köşegeni 1'e normalize etmek için yukarıdaki eşitlik d_0 'a bölünürse;

$$\begin{bmatrix} 1 & d_1 & \dots & \frac{d_{L-1}}{d_0} & 0 & \dots & 0 \\ \frac{d_{-1}}{d_0} & 1 & \dots & \frac{d_{L-2}}{d_0} & \frac{d_{L-1}}{d_0} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{d_{-L+1}}{d_0} & \frac{d_{-L+2}}{d_0} & \dots & 1 & \frac{d_1}{d_0} & \dots & \vdots \\ 0 & \frac{d_{-L+1}}{d_0} & \dots & \frac{d_{-1}}{d_0} & 1 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ c_{K_{ff}-2} \\ c_{K_{ff}-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \frac{h_{L-1}^*}{d_0} \\ \vdots \\ \frac{h_1^*}{d_0} \\ \frac{h_0^*}{d_0} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Yukarıdaki denklemde $1 \succ \frac{d_1}{d_0} \succ \frac{d_2}{d_0} \succ \frac{d_3}{d_0} \dots$ olduğu gösterilebilir. Eşitlikte R matrisinde ana köşegeni dışındaki elemanları, bu köşegen elemanlarının değerleri yanında ihmal edilirse sadece ileri yönde dala sahip LTE kanal denkleştiricisinin dal katsayılarının değeri kolayca görülebilir.

$$C = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \frac{h_{L-1}^*}{d_0} & \dots & \frac{h_1^*}{d_0} & \frac{h_0^*}{d_0} \end{bmatrix}^T \quad (2.21)$$

Böylece MMSE ölçütüne göre LTE'nin katsayıları belirli bir yaklaşıklıkla hesaplanmış oldu. Karar geri beslemeli kanal denkleştiricisinin geri yöndeki bölümü, ileri yöndeki bölümden sonra oluşacak ISI bileşenlerini yok edecek şekilde çalışır. Bu nedenle ilklendirme için hesaplanan LTE katsayıları yerleştirildiğinde kanal denkleştiricisinin çıkışı hesaplanacak ve daha sonra da bu çıkış işaretindeki ISI bileşenlerini yok edebilmek için gerekli geri yön filtre katsayıları belirlenecektir. LTE'nin çıkışı (2.3) eşitliğinde, kanalın çıkışı ise (2.1) verilmişti. Bu iki eşitlik birleştirilirse, kanal denkleştiricisinin çıkışı veri sinyali ve kanal katsayıları cinsinden aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\hat{x}_k = \sum_{m=0}^{K_{ff}-1} \sum_{n=0}^{L-1} c_m h_n x_{k-m-n} + \sum_{m=0}^{K_{ff}-1} c_m \eta_{k-m} \quad (2.22)$$

Kanal denkleştiricisinin ilklendirilmesi için hesaplanan dal ağırlıkları (2.22) eşitliğinde yerine koyulursa;

$$\hat{x}_k = \sum_{m=-K_{ff}+1}^{L-1} d_m x_{k-m-K_{ff}+1} + \sum_{m=0}^{K_{ff}-1} c_m \eta_{k-m} \quad (2.23)$$

Denklem (2.23) öz ilişki elemanları ve gürültü bileşenleri içerir. Bu denklemde gürültü bileşenleri ihmal edilirse;

$$\hat{x}_k = \sum_{m=-K_{ff}+1}^{-1} d_m x_{k-m-K_{ff}+1} + d_0 x_{k-K_{ff}+1} + \sum_{m=1}^{L-1} d_m x_{k-m-K_{ff}+1} \quad (2.24)$$

şeklinde yazılabilir. (2.24) eşitliği üç parçadan oluşur. Kanal denkleştiricisinin merkez dalından önceki dallarda biriken ISI bileşenleri, merkez dal ve merkez daldan sonraki ISI bileşenleri. Uzunluğu K_{ff} olan merkez daldan önceki ISI bileşenleri LTE tarafından yok edilir. Merkez daldan sonraki ISI bileşenlerinin eleman sayısı ise kanal filtresi L tane dala sahip olduğu için $L-1$ tanedir ve geri besleme tarafından yok edilecektir. Dolayısıyla DFE'nin geri yöndeki dal katsayıları (2.24) eşitliğinin üçüncü kısmının ters işaretlisi olarak elde edilebilir. Bu katsayılar (2.20) eşitliğinde olduğu gibi d_0 'a bölünerek normalize edilirse tüm DFE'nin katsayıları aşağıdaki gibi elde edilebilir;

$$C = \frac{1}{d_0} \left[0 \quad \cdots \quad 0 \quad h_{L-1}^* \quad \cdots \quad h_1^* \quad h_0^* - d_1 \quad -d_2 \quad \cdots \quad -d_{L-1} \right]^T \quad (2.25)$$

Sonuç olarak (2.25) eşitliğinde tüm karar geri beslemeli kanal denkleştiricisi için ilklendirme değerleri hesaplanmış oldu. Bu değerler uyarlanır kanal denkleştiricisine, öğrenme işlemine geçmeden önce başlangıç değeri olarak yerleştirilirler.

Örnek olarak 3 dallı bir iletişim kanalı için, ileri yönde 5 geri yönde ise 2 dala sahip bir karar geri beslemeli kanal denkleştiricisi için ilklendirme değerleri aşağıdaki gibi elde edilebilir;

$$C = \frac{1}{d_0} [0 \ 0 \ h_2^* \ h_1^* \ h_0^* \ d_{-1} \ d_{-2}]^T \quad (2.26)$$

Burada d_0 , d_{-1} ve d_{-2} değerleri ise aşağıdaki gibidir;

$$\begin{aligned} d_0 &= h_0 h_0^* + h_1 h_1^* + h_2 h_2^* \\ d_{-1} &= h_0 h_1^* + h_1 h_2^* \\ d_{-2} &= h_0 h_2^* \end{aligned} \quad (2.27)$$

Bir başka örnek olarak da 5 dallı bir kanalda, ileri yönde 9 geri yönde 4 dala sahip bir DFE için iklendirme değerleri verilecektir. İklendirilmiş DFE için katsayılar vektörü;

$$C = \frac{1}{d_0} [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ h_4^* \ h_3^* \ h_2^* \ h_1^* \ h_0^* \ d_{-1} \ d_{-2} \ d_{-3} \ d_{-4}]^T \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} d_0 &= h_0 h_0^* + h_1 h_1^* + h_2 h_2^* + h_3 h_3^* + h_4 h_4^* \\ d_{-1} &= h_0 h_1^* + h_1 h_2^* + h_2 h_3^* + h_3 h_4^* \\ d_{-2} &= h_0 h_2^* + h_1 h_3^* + h_2 h_4^* \\ d_{-3} &= h_0 h_3^* + h_1 h_4^* \\ d_{-4} &= h_0 h_4^* \end{aligned} \quad (2.29)$$

2.1.3. MMSE-DFE ve Güç Oranı Yaklaşıklığı

Daha öncede belirtildiği gibi MMSE-DFE direk çözüm yöntemlerindedir [68], [69]. Kanal katsayılarının alıcı tarafta bilinmesi gerekir. Bu yöntemde kanalın öz ilişki matrisinin tersi yine kanalın çapraz ilişki matrisiyle çarpılarak kanal denkleştiricisi katsayıları elde edilir. Yöntem matris tersi almayı gerektirdiğinden pratik olarak uygulanması zordur. Ayrıca öz ilişki matrisi her zaman tersi alınabilir bir matris olmayabilir [8], [72].

DFE için giriş vektörü aşağıdaki gibi verilebilir;

$$V = [v_k \quad v_{k-1} \quad \cdots \quad v_{k-K_f+1} \quad \tilde{x}_{k-1} \quad \tilde{x}_{k-2} \quad \cdots \quad \tilde{x}_{k-K_f+1}]^T \quad (2.30)$$

Burada \tilde{x} verinin bir önce kestirilmiş ve denkleştiricinin geri besleme kısmının girişi, K_f geri besleme tarafındaki dal sayısını temsil etmektedir. (2.19) eşitliği benzetişimler de seçilen, 3 dallı kanalda ileri yönde 5 geri yönde 2 dala sahip bir DFE için aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\begin{bmatrix} d_0 & d_1 & d_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_1^* & d_0 & d_1 & d_2 & 0 & 0 & 0 \\ d_2^* & d_1^* & d_0 & d_1 & d_2 & 0 & 0 \\ 0 & d_2^* & d_1^* & d_0 & d_1 & h_2^* & 0 \\ 0 & 0 & d_2^* & d_1^* & d_0 & h_1^* & h_2^* \\ 0 & 0 & 0 & h_2 & h_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_2 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_{-1} \\ c_{-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ h_2^* \\ h_1^* \\ h_0^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

MMSE-DFE'nin koşulabilmesi için kanal katsayıları kestirilip eşitlikteki öz ilişki matrisinin hesaplanarak oluşturulması ve tersinin alınması daha sonrada çapraz ilişki matrisiyle çarpılması gerekir.

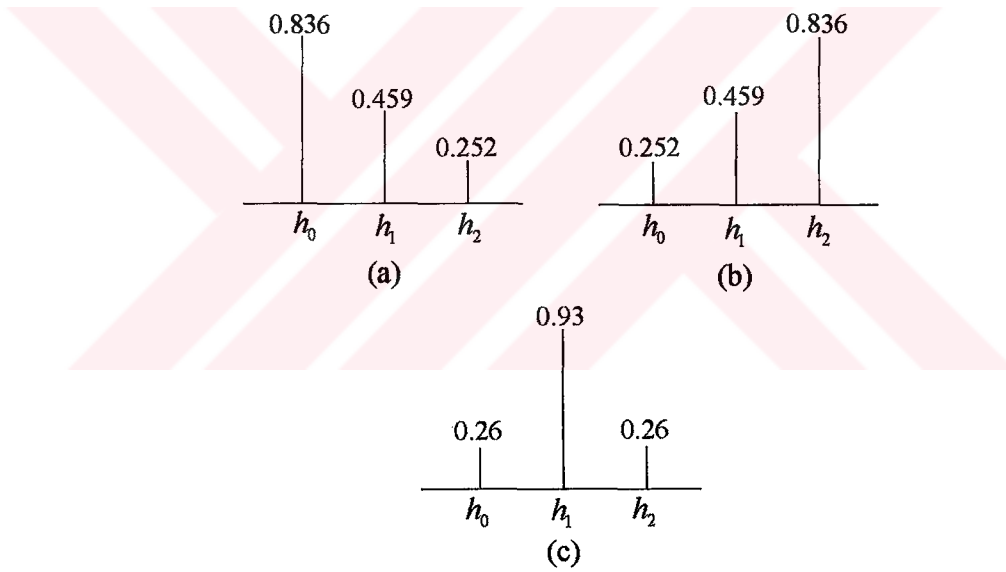
Güç oranı yaklaşıklığı (power ratio approximation, PRA) Sellers ve arkadaşları tarafından [68]'de tanıtılmıştır. Bu yöntemde uyarlanır kanal denkleştiricisi LMS algoritmasıyla öğrenme işlemine başlamadan önce kanal kestirimiyle elde edilen kanal uyumlu filtre (channel matched filter, CMF) katsayıları DFE'nin ileri yöndeki dallarına yerleştirilir. Yapılan bir dizi işlemle iletim kanalının direk görüşe sahip olup olmadığı belirlenir ve buna göre kanal uyumlu filtre katsayıları yeniden düzenlenir. Denkleştiricinin geri yöndeki dalları biriken ISI'yı yok edecek şekilde hesaplanır ve LMS algoritmasıyla öğrenme işlemine başlanır.

PRA ile ilklendirilen LMS algoritmasının eğitim hızı artar ve sayısal özellikleri yükselir. [68]'de benzetişim sonuçlarının yanında deneysel sonuçlarda sunulmuştur. İlklendirme yöntemiyle PRA ile ilklendirme arasında iki fark vardır. Birincisi PRA yönteminde kanalın tipine göre denkleştirici katsayıları yeniden şekillendirilir. Alıcı ile verici arasında direk görüşün olması durumunda kanal birim vuruş tepkesinde diğerlerine göre yüksek enerjili dala kilitlenmeyi amaçlayan bu yöntem bazı durumlarda çok yolluluk çeşitlemesini önleyeceğinden BER başarımının düşmesine yol açabilir. İkinci fark ise

ilkendirme yöntemince icra edilen fakat PRA'da gerçekleştirilmeyen ve denkleştiricilerin performansını oldukça fazla etkileyen normalizasyon işlemidir.

2.1.4. Benzetişim İşlemi Ve Sonuçları

Tüm benzetişimler C++ Builder kullanılarak hazırlanan benzetişim programlarıyla temel bantta, Monte Carlo döngüsüyle gerçekleştirilmiştir. Tüm benzetişimlerde iletim kanalı 3 dallı Rayleigh dağılımlı olarak kabul edilmiştir. Kullanılan iletişim kanallarının güç gecikme profilleri (power delay profile) Şekil 2.3'te sunulmuştur. Bu tezde Şekil 2.3 (a)'da gösterilen profile sahip kanaldan kanal-A, (b)'de gösterilenden kanal-B ve (c)'de gösterilenden de kanal-C adlarıyla bahsedilecektir.



Şekil 2.3. Benzetişimlerde kullanılan 3 farklı kanal güç gecikme profili

Kanal-A en küçük evreli kanal (minimum-phase channel) olarak bilinir. Bu tip kanalda denkleştiricinin merkez dalı kanalın birinci tapına kilitlenir. Bu tapdan önce herhangi bir tap bulunmadığından denkleştirilmesi en kolay kanaldır fakat sadede en büyük tapın enerjisi alındığından çok yolluluk çeşitlemesi gerçekleştirilemez. Kanal-B en küçük evreli olamayan kanal (nonminimum-phase channel) olarak bilinir. Bu tür kanalda denkleştirme ve öğrenme işlemleri daha zordur. GSM gibi bazı uygulamalarda bu tip kanalla karşılaşıldığında veri paketi tersten denkleştirme işlemine tabi tutulur ve kanal en

küçük evreli kanal dönüştürülmüş olur. Kanal-C denkleştirilmesi en güç kanal olarak bilinir [10], [12].

Doppler frekans kaymasının olmadığı durum için Rayleigh dağılımlı iletim kanal filtresinin katsayıları aşağıdaki eşitlikle verilebilir.

$$h_k = \sum_{i=1}^N A_k e^{j\alpha_i} \quad (2.32)$$

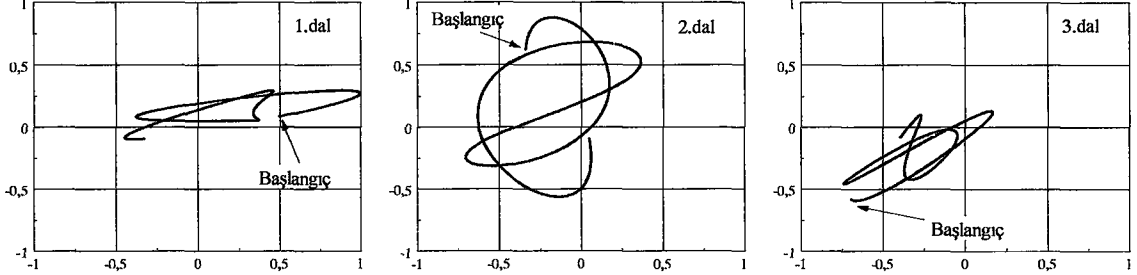
Burada N alıcı antene farklı α_i açılarından gelen ışınların sayısını, A_k kanalın güç gecikme profili katsayısını temsil etmektedir. α_i , $(0, 2\pi)$ arasında rasgele değişir. Tüm benzetişimlerde N ışın sayısı 8 alınmıştır. Doppler kaymasının etkili olduğu durumda ise kanal katsayıları aşağıdaki gibidir.

$$h_{k,l} = \sum_{i=1}^N A_k e^{j(\alpha_i + \frac{2\pi V T_s}{\lambda} \cos \theta_i)} \quad (2.33)$$

λ taşıyıcı işaretin dalga boyunu, T_s alıcıdaki örnekleme periyodunu, l veri paketi boyunca zaman indeksini, V hareketli alıcı yada vericinin hızını ve θ_i ise $(0, 2\pi)$ arasında düzgün olarak değişen aracın hareket doğrultusuyla verici anten arasındaki açıyı göstermektedir. Bir veri paketinin iletimi boyunca kanal filtresinin tek bir kanal için Doppler frekans kaymasının etkisiyle nasıl değiştiği Şekil 2.4'de gösterilmiştir. Doppler etkisinin olmadığı durumda kanal katsayılarının bir veri paketinin iletimi sırasında değişmediği kabul edilmiştir.

Tüm benzetişimler sırasında karesel modülasyon (QPSK) kullanılmıştır. Verici tarafında hazırlanan veri paketi Şekil 2.5'te gösterilmiştir. Veri paketinin başında ve sonunda benzetişim sırasında kanal ve kanal denkleştiricisiyle verinin çarpımından dolayı paket dışına çıkılmaması için ek güvenlik sembolleri yerleştirilmiş ve bunlar sonuçlarda dikkate alınmamıştır. Veri sembollerinden önce ise öğrenme dizisi yerleştirilmiştir. Bu diziyi ise veri sembolleri takip etmektedir. Benzetişimde 1000 bitlik veri bloğuna sahip 1000 farklı veri paketi 1000 farklı kanaldan geçirilerek sonuçlar elde edilmiştir. Öğrenme dizisinin boyu değişkendir ve her veri paketi için rasgele olarak elde edilmektedir. Kanal

kestiriminin yapıldı durumda ise öğrenme dizisi olarak tek bir PN (pseudo noise) dizisi kullanılmıştır.



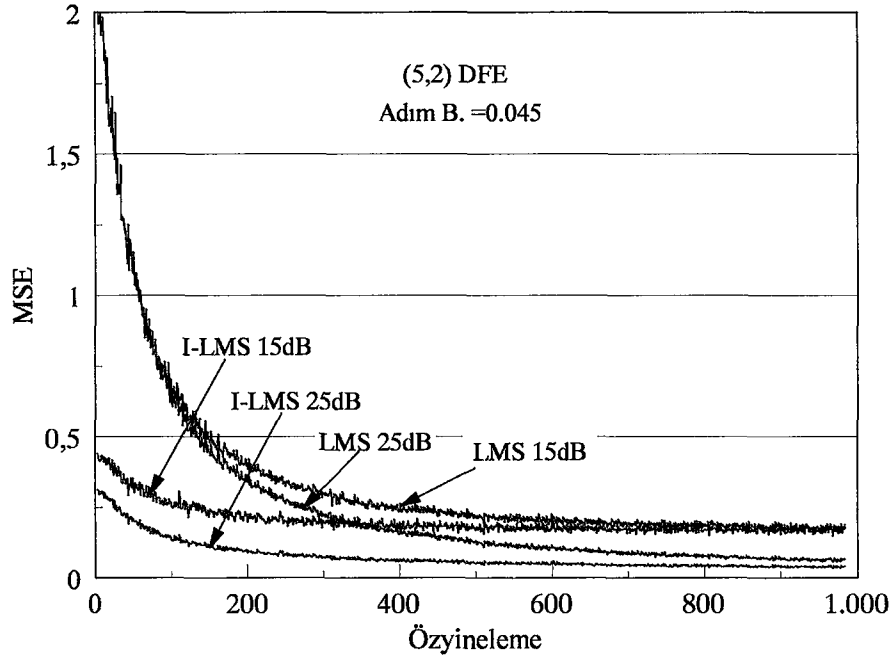
Şekil 2.4. Kanal katsayılarının tek bir kanal için Doppler frekans kaymasının etkisiyle veri paketi boyunca değişimi



Şekil 2.5. Benzetişimler sırasında vericide hazırlanan veri paketi

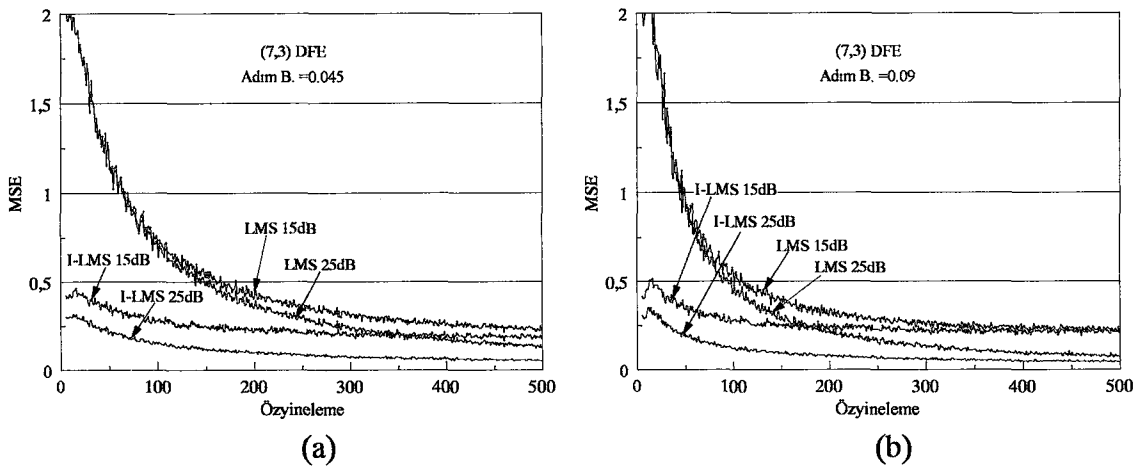
2.1.4.1. İklendirilmiş LMS'in Geleneksel LMS'le Karşılaştırmalı İncelemesi

Şekil 2.6'da ileri yönde 5 geri yönde 2 dala sahip (5,2) karar geri beslemeli bir denkleştiricinin 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranında LMS ve iklendirilmeli LMS (I-LMS) için ortalama karesel hata (mean square error, MSE) eğrileri sunulmuştur. İklendirme değerleri hesaplanırken kanal katsayılarının alıcıda tam olarak bilindiği kabul edilmiş, LMS ve I-LMS algoritmalarının adım büyüklüğü olarak eğitimin kararlı, hızlı ve öğrenme sonundaki yanlış ayarlamamanın düşük olması açısından 0.045 değeri kullanılmıştır [12]. Şekilde iklendirilmenin hızlandırıcı etkisi açık şekilde görülmektedir. I-LMS optimum denkleştirici katsayılarına yakın dal ağırlıklılarıyla eğitime başladığı için, daha ilk özyinelemelerde bile oldukça düşük MSE değerlerine ulaşmakta ve dolayısıyla denkleştirici katsayıları çok daha hızlı hesaplanabilmektedir. Eğitimin geri kalanında ise daha ince ayar yapılabilmektedir. Dikkat çekici bir başka nokta ise 1000 öz yineleme adımından sonra bile LMS algoritmasının MSE değerinin I-LMS'inkinin uzağında olmasıdır. Ayrıca 15dB'de yapılan eğitimde hata tabanı daha yukarıda oluşmaktadır.

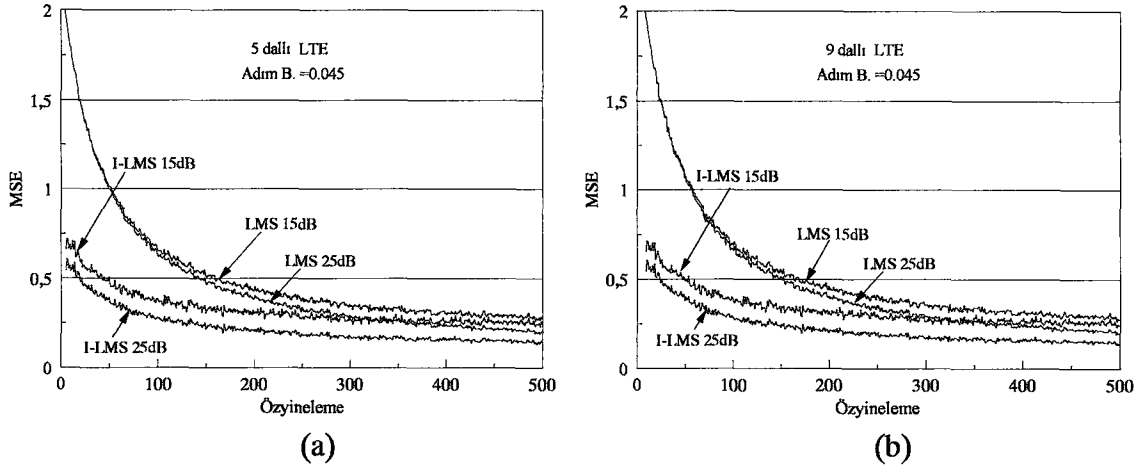


Şekil 2.6. LMS ve I-LMS yöntemlerinin (5,2)'lik DFE için MSE eğrilerinin karşılaştırılması

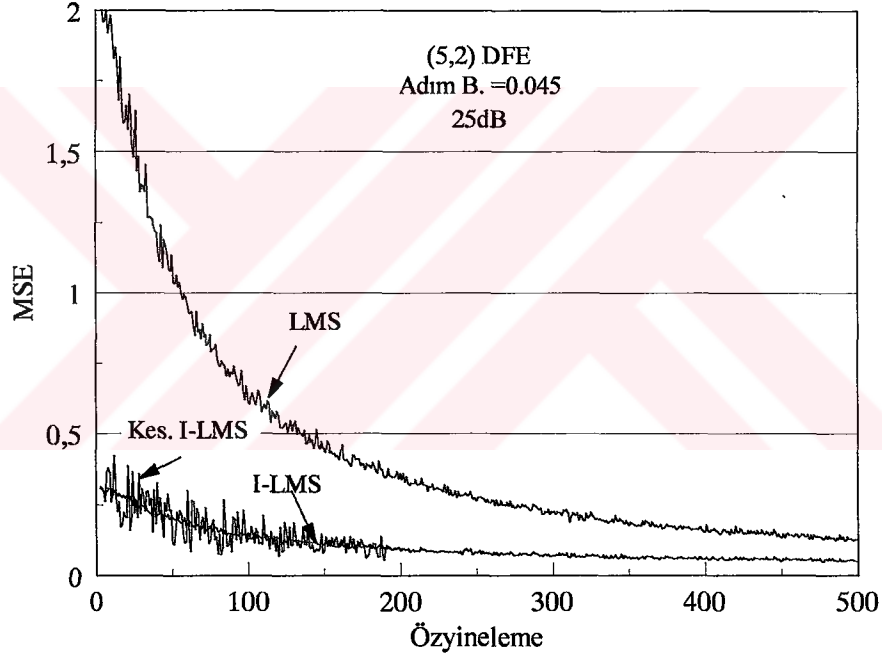
Şekil 2.7'de LMS ve I-LMS algoritmalarının farklı sayıda dala sahip DFE için farklı adım büyüklükleri kullanılarak elde edilmiş MSE eğrileri sunulmuştur. Eğriler yine 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranlarında elde edilmiştir. Şekil 2.8'de ise ilklendirmenin doğrusal kanal denkleştiricisinin öğrenme performansına etkisi MSE eğrileriyle verilmiştir. Eğriler 5 ve 9 dala sahip LTE için 15dB, 25dB işaret/gürültü oranında elde edilmiştir.



Şekil 2.7. LMS ve I-LMS'in (7,3)'lük DFE için farklı adım büyüklükleriyle MSE eğrileri



Şekil 2.8. LMS ve I-LMS'in LTE için MSE eğrileri



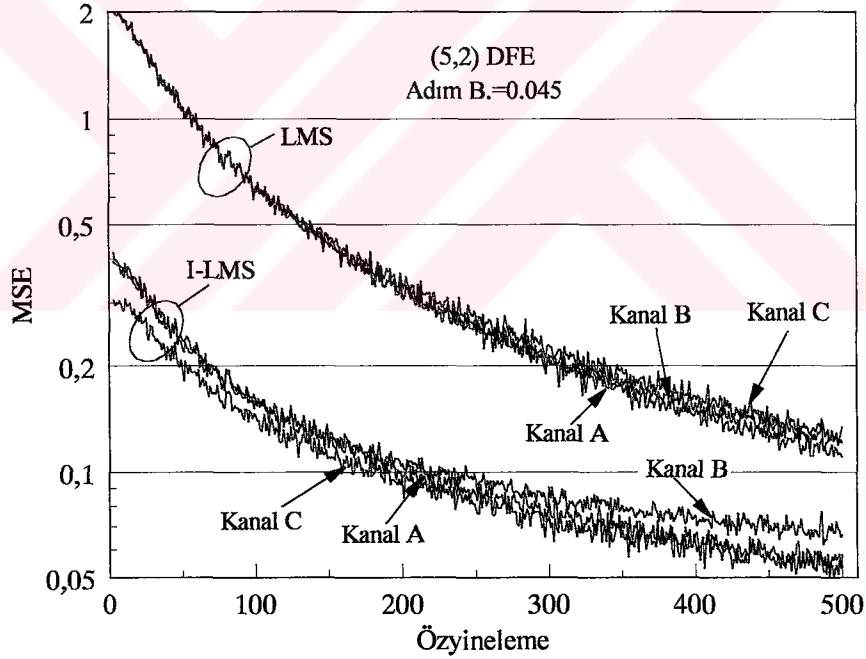
Şekil 2.9. Kanal kestirimiyle hesaplanan iklendirimin karşılaştırılması °

Şekil 2.9'de (5,2)'lik DFE için 25dB işaret/gürültü oranında, 0.045 adım büyüklüğünde MSE eğrileri sunulmuştur. Şekilde I-LMS için kanal katsayılarının alıcıda tam olarak bilindiği durumdaki ve kanal katsayılarının kestirimle hesaplandığı durumdaki (Kes. I-LMS) MSE eğrisi sunulmuştur. Benzetişim sırasında kanal kestirimi 127 bit uzunluklu PN dizisi kullanılarak yapılmıştır. Kestirim yapılmadığı durumlarda öğrenme dizisi olarak her veri paketi için farklı olan rasgele diziler seçilmiştir. Sonuçtaki MSE eğrileri bu farklı öğrenme dizilerinin ürettiği MSE'lerin ortalamasıdır. Fakat kestirim

yapılacağı durumda her veri paketinin başına aynı öğrenme dizisi yerleştirilmiş bu nedenle kestirimli durumun MSE eğrisi sabit öğrenme dizisi boyunca pürüzlü olarak görünmektedir. PN dizisi yerleştirilirken QPSK modülasyon kullanıldığı için vericideki temel bant işaretinin hem gerçek hem de sanal kısmına aynı PN dizisi yerleştirilmiştir. Kanal kestirimi için kullanılan denklem aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\hat{h}_n = \frac{1}{2 \times 127} \sum_{i=0}^{126} PN_i^* v_{k+i+n} \quad (2.34)$$

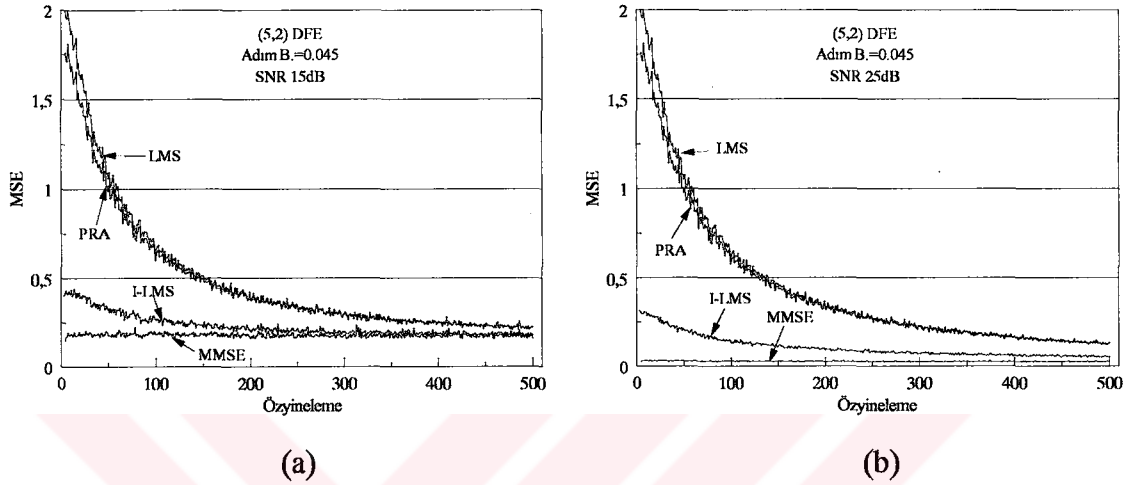
Burada \hat{h}_n kanalın n 'inci katsayısının kestirimini, v_k ise alıcıya ulaşan işareti temsil etmektedir. Görüldüğü gibi kanal kestirimi ile yapılan iklendirmeyle, kanal katsayılarının bilindiği kabul edilerek yapılan iklendirme eğrileri birbirine çok yakındır.



Şekil 2.10. LMS ve I-LMS yöntemlerinin farklı güç gecikme profiline sahip kanallardaki MSE eğrileri

Şekil 2.10'da sunulan ortalama karesel hata eğrileri ise LMS ve I-LMS yöntemlerini farklı güç gecikme profiline sahip kanallarda karşılaştırır. Bu grafikte düşey eksen olan MSE eksenini logaritmik olarak verilmiştir. Yine LMS ve I-LMS yöntemleri arasındaki fark oldukça büyüktür. İki yöntemde en düşük ortalama karesel hataya kanal-A'da

ulaşmaktadır. En büyük MSE ise kanal-B’de ortaya çıkmaktadır. Kanal-C’de elde edilen MSE eğrileri ise diğer iki kanalda elde edilen eğrilerin arasında kalmaktadır. Benzetişim 25dB işaret/gürültü oranında, (5,2)’lik DFE için gerçekleştirilmiştir. Adım büyüklüğü olarak 0.045 seçilmiştir.

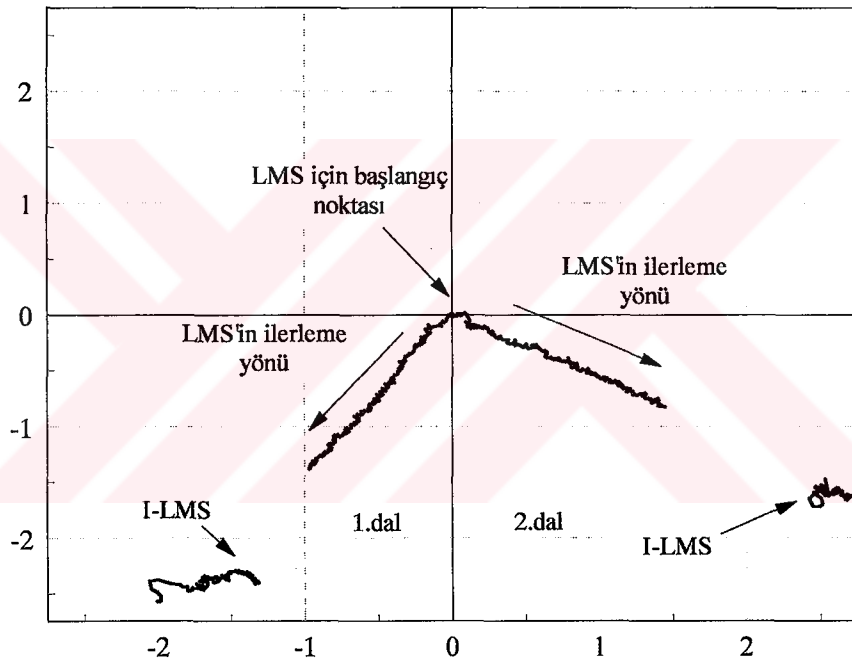


Şekil 2.11. LMS, I-LMS, PRA ve MMSE yöntemlerinin 15dB ve 25dB SNR için MSE eğrilerinin karşılaştırılması

Şekil 2.11’de LMS ve I-LMS yöntemlerinin diğer iklenmeli yöntemler olan PRA ve MMSE ile MSE bakımından karşılaştırılmaları verilmiştir. Eğriler (5,2)’lik DFE için 15dB ve 25dB SNR değerleri için elde edilmiştir. Adım büyüklüğü tüm yöntemler için 0.045 seçilmiştir. Direk çözüm yöntemi olarak bilinen ve denkleştirici katsayılarını kanalın özilişki matrisinin tersini alarak hesaplayan MMSE yöntemi MSE eğrisi en küçük olandır. Ayrıca eğitim süresince MSE sabit kalmakta yani öğrenme olmamaktadır. Bunun sebebi MMSE’nin optimum denkleştirici katsayılarını elde etmesidir. MMSE eğrisinin üzerinde sırasıyla I-LMS, PRA ve LMS yöntemleri yer alır. PRA’nın eğrisinin LMS’e yakın olması dikkat çekicidir. [68]’de tanıtılan PRA yönteminde sonuçlar LMS için ileri ve geri yöndeki denkleştirici katsayılarının eğitiminde aynı adım büyüklüğü, PRA içinse farklı adım büyüklüğü kullanılarak alınmıştır.

Şekil 2.12’de denkleştirici eğitimi sırasında, denkleştirici katsayılarının LMS ve I-LMS yöntemleri tarafından nasıl yenilediği gösterilmiştir. Bu eğriler 25dB işaret/gürültü oranında (5,2)’lik DFE için tek bir kanalda elde edilmiştir. Adım büyüklüğü olarak 0.07 seçilmiş ve eğitim için 300 özyineleme gerçekleştirilmiştir. İklenme hesabı için kanal katsayılarının alıcı tarafta bilindiği kabul edilmiştir. Değişimlerini göstermek için

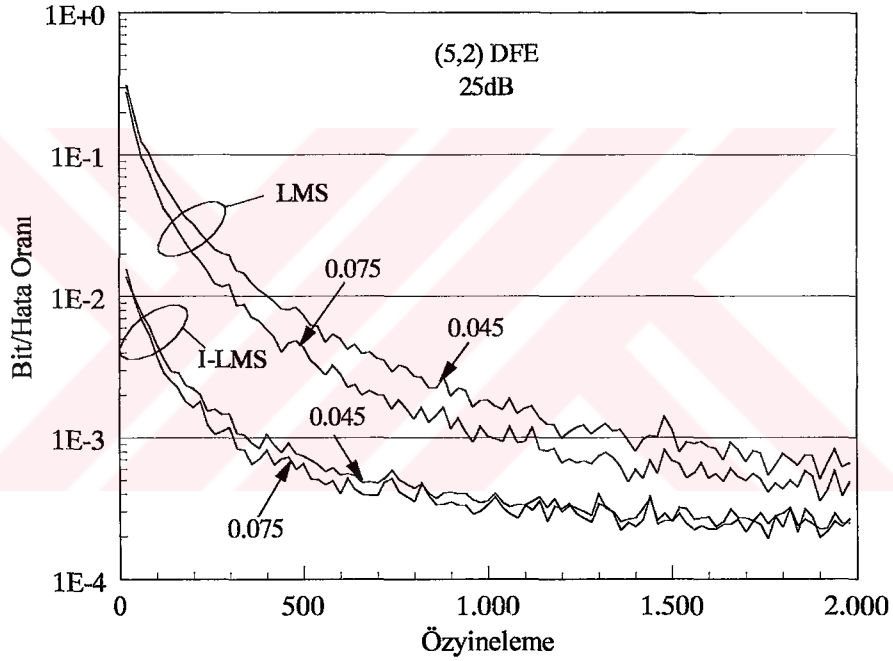
denkleştirici katsayılarından eğitim sırasında değişimin büyük olduğu iki tanesi seçilmiştir. Denkleştirici katsayıları karmaşık sayıdır ve şekildeki eğrinin yatay eksenini karmaşık sayının gerçekte, dikey eksenine sanal kısmını ifade etmektedir. LMS yöntemi denkleştirici katsayılarını verilen başlangıç değerlerinden ($\{0.01;0\}$) MMSE ölçütüne göre en uygun olan denkleştirici katsayısı değerlerine doğru değiştirmektedir. Şekilde iki farklı denkleştirici katsayısı için de bu doğrultular ok işaretleriyle gösterilmiştir. I-LMS yönteminde ise eğitim için başlangıç değerleri MMSE ölçütüne göre en uygun olan denkleştirici katsayısı değerlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. LMS yöntemi 300 özyineleme yaptıktan sonra bile en uygun değerlerin uzağındadır.



Şekil 2.12. LMS ve I-LMS'in denkleştirici katsayılarını yenilemesi

Eğitim işlemi LMS ve I-LMS yöntemleriyle yapılan bir denkleştiricinin bit başına hata oranının eğitim dizisinin boyuna göre değişimi Şekil 2.13'te sunulmuştur. Benzetişim 25dB işaret/gürültü oranında (5,2)'lik DFE için gerçekleştirilmiş, LMS ve I-LMS yöntemlerinin adım büyüklüğü olarak 0.045 ve 0.075 seçilmiştir. Bu grafikte eğitim dizisinin boyu arttıkça denkleştirici katsayıları MMSE ölçütüne göre en uygun denkleştirici katsayılarına daha fazla yaklaşmakta ve böylece sistemin başarımı artmaktadır. Eğitim işlemi sırasında I-LMS yöntemini kullanan denkleştirici ilk özyineleme adımlarından sonra bile en uygun değerlere çok daha fazla yakın olmaktadır. Eğitim dizisinin boyu 2000

sembol çıkarılmasına rağmen LMS algoritması kullanan uyarlanır denkleştiricinin başarımı, I-LMS'in başarımını yakalayamamıştır. Bu iklendirme işleminin LMS algoritmasının eğitim hızını arttırmakla kalmayıp denkleştirici katsayılarının yanlış ayarlanmasını (misadjustment) da azalttığını gösterir. Eğitim dizisinin boyu pratikte uygulanabilirlik sınırları içinde kalmak şartıyla ne kadar arttırılırsa arttırılsın LMS yönteminin bit/hata oranı başarımı I-LMS'in başarımını yakalayamaz. I-LMS eğrisinin LMS'e göre daha kararlı olması yöntemin sayısal özelliklerinin de yükseldiğini ortaya koyar. Ayrıca LMS yönteminin öğrenme hızının adım büyüklüğüne I-LMS'ten daha duyarlı olduğu da görülmektedir.



Şekil 2.13. LMS ve I-LMS'in Bit/Hata Oranının özyineleme sayısına göre değişimi

Bilindiği gibi LMS'in eğitim hızı adım büyüklüğüyle değişir. Küçük adım büyüklüğü eğitim hızını düşürürken eğer özyineleme sayısı yeterliyse denkleştirici katsayılarının yanlış ayarlanmasını düşürür. Buna karşılık adım büyüklüğünün arttırılması eğitim hızını arttırırken yanlış ayarlamayı da arttırır. Adım büyüklüğünün belirli bir değerin üzerinde arttırılması ise eğitim algoritmasını kararsızlığa götürür. Bu sınır (2.35) eşitliğinde verilmiştir.

$$0 < \mu < 2 / \sum_{i=1}^N \lambda_i \quad (2.35)$$

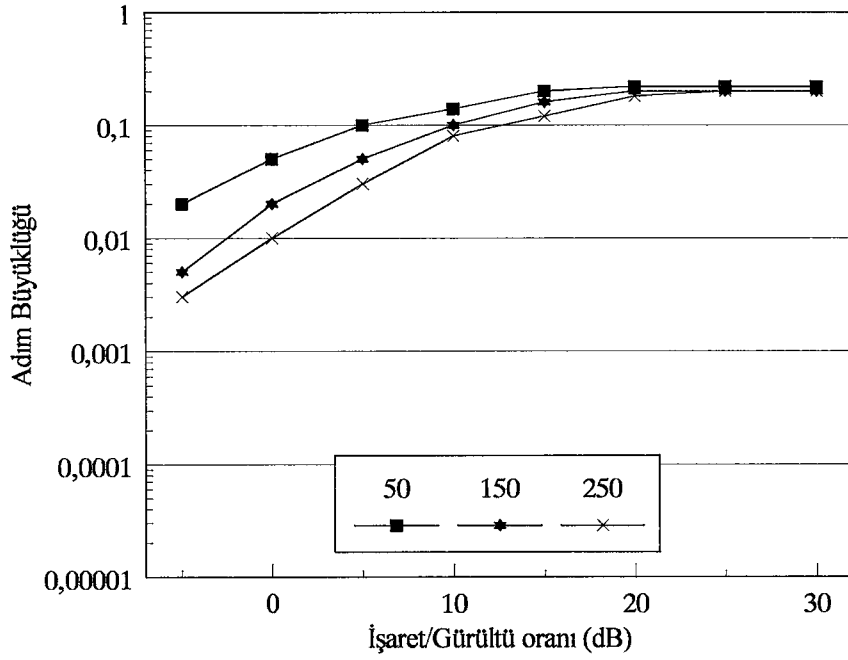
Burada λ_i özilişki matrisi R 'nin i 'inci özdeğeridir [4]. Aslında adım büyüklüğünün (2.35)'de verilen üst sınırından çok daha küçük değerlerde bile LMS algoritmasının kararsızlık gösterdiği de bilinmektedir [12].

Literatürde denkleştiricilerin LMS yöntemiyle eğitim hızlarının yükseltilmesi için en uygun adım büyüklüğünü araştıran ve adım büyüklüğünü eğitim süreci boyunca en uygun olacak şekilde değiştiren birçok çalışma vardır [79], [80]. Bu çalışmada hem algoritmaları en hızlı durumlarındayken karşılaştırmak hem de ilklendirmeyle optimum adım büyüklüğünün nasıl değiştiğini göstermek için LMS ve I-LMS algoritmalarının en uygun adım büyüklükleri benzetişimle bulunmaya çalışılmıştır. Sonuçlar Şekil 2.14 ve Şekil 2.15'de sunulmuştur. En uygun adım büyüklüğünün belirlenmesinde farklı adım büyüklüğü, SNR ve özyinelemeler için sistemin BER başarımına bakılmış ve en düşük olduğu değerler alınmıştır.

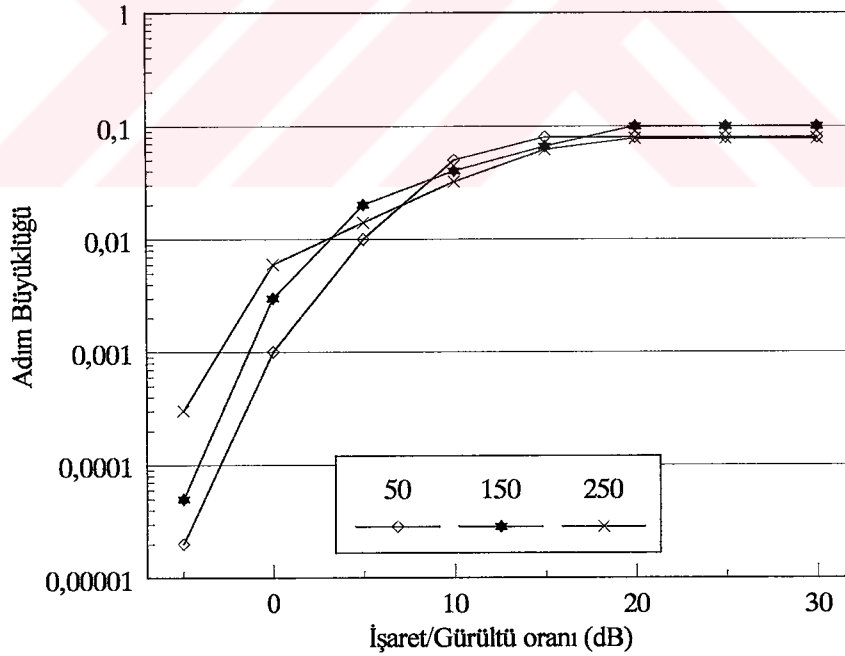
Şekil 2.14'de LMS yöntemi için en uygun adım büyüklüğünün işaret/gürültü oranına göre değişimi görülmektedir. Eğriler 50, 150 ve 250 özyineleme adımı ve (5,2)'lik DFE için verilmiştir. Şekilden 20dB'nin üzerindeki işaret/gürültü oranlarında LMS yönteminin en hızlı olduğu durum öğrenme adımının 0.2 olduğu durumdur. Yine eğrilerden SNR'nin artması durumunda daha hızlı öğrenme için adım büyüklüğünün artırılması ve özyineleme sayısı büyüdükçe de yanlış ayarlamaların azaltılması için adım büyüklüğünün küçültülmesi gerektiği görülmektedir.

Şekil 2.15'de ise I-LMS yöntemi için en uygun adım büyüklüğünün işaret/gürültü oranına göre değişimi görülmektedir. I-LMS yönteminde denkleştirici katsayıları belirli bir yaklaşıklıkla önceden hesaplandığı ve öğrenme sırasında denkleştirici katsayıları için ince ayar yapıldığından en hızlı öğrenme için en uygun adım büyüklüğü LMS yöntemininkine göre daha düşüktür. 20dB ve üzeri SNR değerleri için en uygun adım büyüklüğü yaklaşık olarak 0.08'dir.

Sonuç olarak belirlenen en uygun adım büyüklükleriyle ve farkın görülebilmesi için bu değerlerden daha küçük adım büyüklükleriyle öğrenen LMS ve I-LMS yöntemlerinin BER başarımı Şekil 2.16'da sunulmuştur. Eğitim dizisinin boyu 150 alınmıştır. I-LMS'in BER başarımındaki üstünlüğü açık şekilde görülmektedir. Kanal katsayılarının kestirim yöntemiyle bulunarak ilklendirme değerlerinin hesaplandığı durumdaki (K.I-LMS) BER



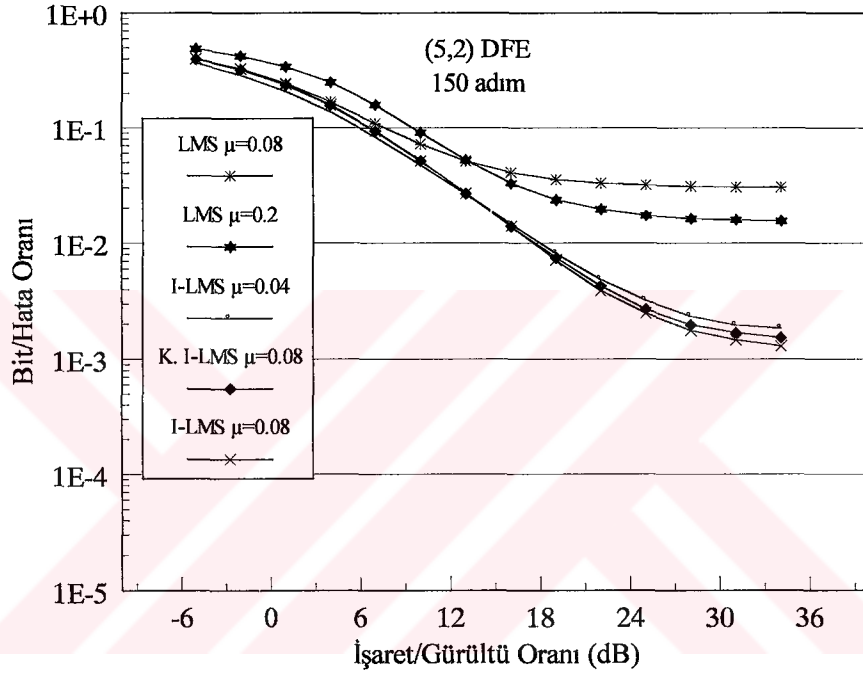
Şekil 2.14. LMS algoritmasında hızlı öğrenme için en uygun adım büyüklüğünün işaret/gürültü oranına göre değişimi



Şekil 2.15. I-LMS algoritmasında hızlı öğrenme için en uygun adım büyüklüğünün işaret/gürültü oranına göre değişimi

başarımı da şekilde görülmektedir. Bu eğrilerin elde edilmesinde LMS için adım büyüklüğü 0.2 ve 0.08, I-LMS için 0.08 ve 0.04 alınmıştır. Şekil 2.17'de ise farklı eğitim

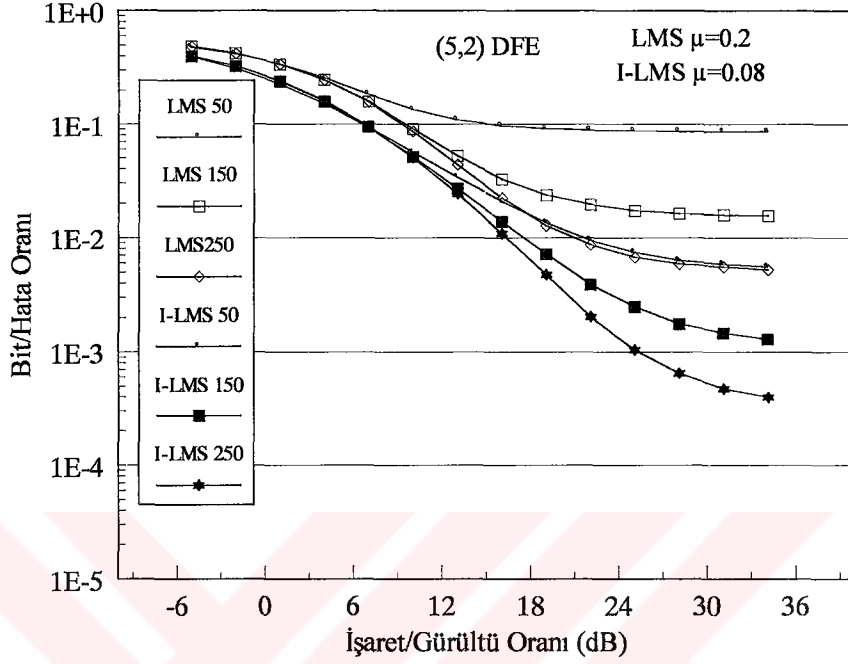
dizisi boyları için LMS ve I-LMS yöntemlerinin BER başarımları karşılaştırılmaktadır. Adım büyüklükleri LMS için 0.2, I-LMS için 0.08 seçilmiştir. Şekil 2.18’de BER başarımları eğrileri farklı kanallar için verilmiştir. Bu eğriler elde edilirken iklendirme hesabı kanal kestirimiyle yapılmıştır. Bu eğriler için de öğrenme dizisi boyu 150, LMS için adım büyüklüğü 0.2, I-LMS için de 0.08 olarak seçilmiştir. Tüm grafikler (5,2)’lik DFE için elde edilmiştir.



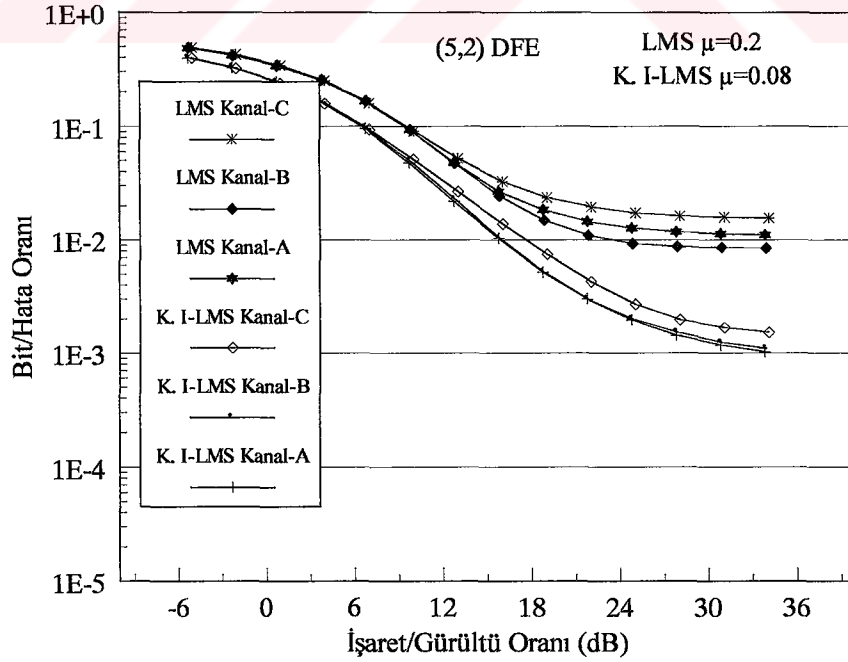
Şekil 2.16. LMS ve I-LMS'in farklı adım büyüklükleri için BER başarımları

Karar geri beslemeli denkleştiricinin eğitim sırasında, ileri ve geri yöndeki dalları için, standart LMS algoritmasında bulunmamasına rağmen, farklı adım büyüklükleri kullanılırsa sistemin BER başarımları oldukça iyileşir. Şekil 2.19’da sunulan eğrilerde LMS için ileri yöndeki denkleştirici dallarının eğitiminde adım büyüklüğü olarak 0.4’ten başlayıp 0.01’e kadar özyineleme sayısı ile doğrusal olarak azalan bir sayı ve geri yöndeki dallar içinse 0.01 seçilmiştir. Eğitim dizisinin boyu 150 alınmıştır. Şekil 2.16’da sunulan grafiklerle karşılaştırıldığında BER başarımlarının ne derece iyileştiği görülmektedir. I-LMS için kestirilmiş kanal katsayıları kullanılmış, ileri yöndeki dalların eğitimi için adım büyüklüğü 0.3-0.1 arasında yine özyineleme sayısı ile doğrusal olarak değiştirilmiş, geri yön içinse 0.01 seçilmiştir. Şekilde ayrıca ileri ve geri yöndeki dalları için aynı adım

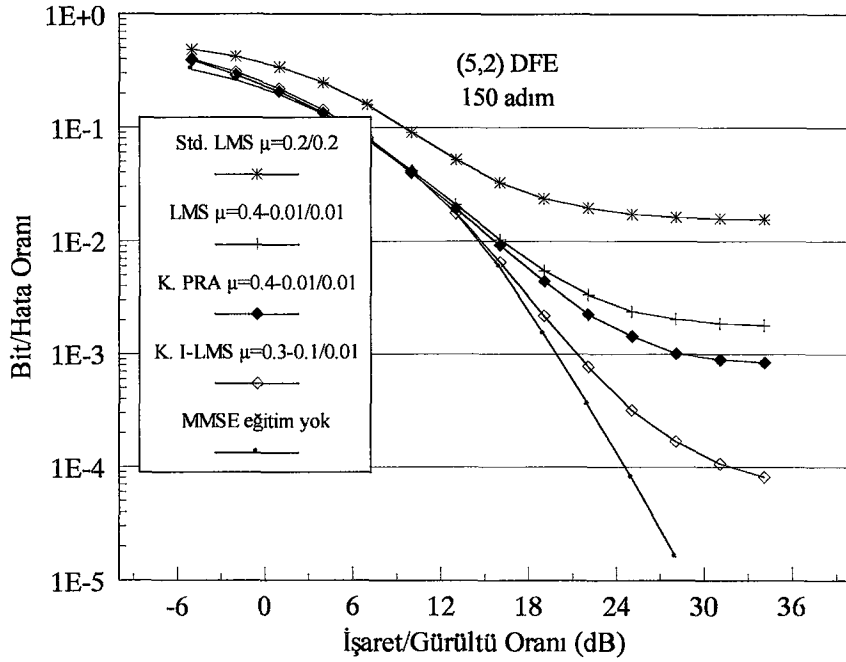
büyüklüğü kullanılan standart LMS, PRA ve MMSE yöntemlerinin eğrileri de sunulmuştur.



Şekil 2.17. LMS ve I-LMS'in farklı özyleme sayıları için BER başarımı



Şekil 2.18. LMS ve I-LMS yöntemlerinin farklı profilli kanallardaki BER eğrileri



Şekil 2.19. İleri ve geri yöndeki dallar için farklı adım büyüklüğü kullanan LMS ve I-LMS'in BER başarımları

2.1.4.2. N-LMS, RLS ve İklendirilmiş Durumları

Standart LMS algoritmasında kanal denkleştiricisinin katsayıları aşağıdaki denkleme göre düzeltilir;

$$C_N(n+1) = C_N(n) + \mu e_k^* V_N(n) \quad (2.36)$$

Burada C_N , N tane geciktirme elemanına sahip kanal denkleştiricisinin katsayı vektörü, n özyineleme indeksi, μ adım büyüklüğü, e_k hatayı ve V_N giriş vektörünü temsil etmektedir. V_N 'in büyük olması durumunda LMS algoritması gradyan gürültü kuvvetlendirmesi (gradient noise amplification) problemi yaratır [10]. Bu durumun üstesinden gelmek için normalize LMS (normalized-LMS, N-LMS) algoritması kullanılabilir. N-LMS algoritması 1967 yılında birbirlerinden bağımsız olarak Nagumu, Noda [81] ve Albert, Gardner tarafından tanıtılmıştır [10]. N-LMS için kanal denkleştiricisi katsayılarını yenileme eşitliği aşağıdaki gibi verilebilir;

$$C_N(n+1) = C_N(n) + \frac{\tilde{\mu}}{\|V_N(n)\|^2} e_k^* V_N(n) \quad (2.37)$$

(2.37) eşitliğinde görüldüğü gibi N-LMS, standart LMS'in zamanla değişmeyen sabit adım büyüklüğü μ yerine, (2.38) eşitliğinde sunulan zamanla değişen adım büyüklüğünün koyulduğu durumdur.

$$\mu(n) = \frac{\tilde{\mu}}{\|V_N(n)\|^2} \quad (2.38)$$

Burada algoritmanın kararlılığının sağlanabilmesi için $0 < \tilde{\mu} < 2$ olmalıdır.

N-LMS, standart LMS algoritmasına göre daha yüksek öğrenme hızına sahiptir [10], [81], [82]. Ayrıca N-LMS, standart LMS algoritmasının ürettiği gradyan gürültü kuvvetlendirmesi problemini çözer fakat bir başka güçlüğü de beraberinde getirir. V_N giriş vektörünü küçük değerlere sahip olması durumunda algoritma küçük değerlerle bölme yapmanın zorluğunu yaşar. Bu problemi ortadan kaldırmak için de yöntemin kanal denkleştiricisi katsayılarını güncelleme eşitliği aşağıdaki gibi değiştirilebilir;

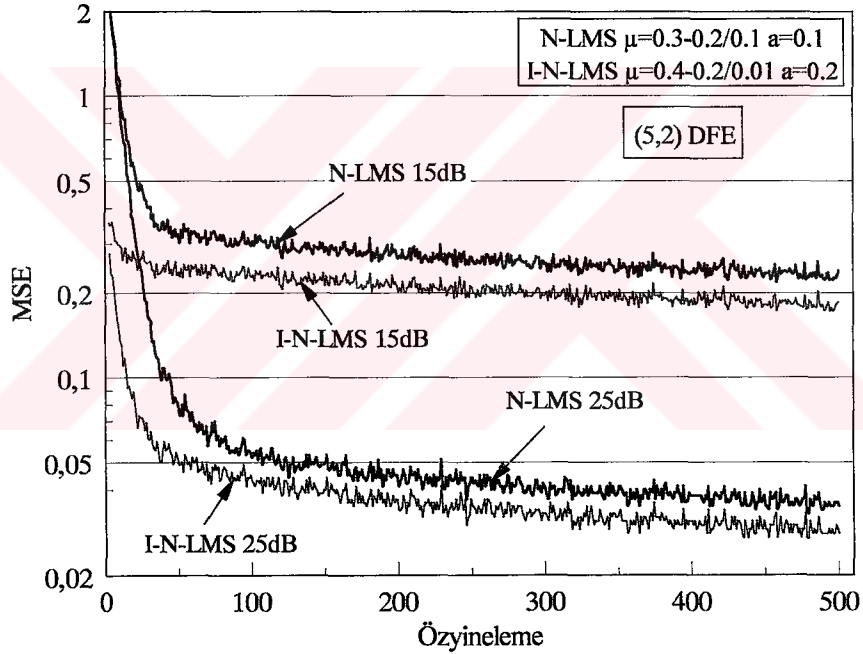
$$C_N(n+1) = C_N(n) + \frac{\tilde{\mu}}{a + \|V_N(n)\|^2} e_k^* V_N(n) \quad (2.39)$$

Burada a pozitif bir gerçek sayı ve yine $0 < \tilde{\mu} < 2$ olmalıdır.

Sonuç olarak N-LMS algoritması, LMS algoritmasının adım büyüklüğünü denkleştiricinin giriş vektörünün karesine bağlı olarak değiştirerek öğrenme hızını yükselten bir yöntem olarak görülebilir.

İklendirme yönteminin sadece LMS yönteminin değil normalize LMS (N-LMS) ve RLS yöntemlerinin de eğitim özelliklerini iyileştirdiği daha önce belirtilmişti. Şekil 2.20'de iklendirilmiş N-LMS ve N-LMS yöntemlerinin 15dB ve 25dB'deki MSE eğrileri karşılaştırılmaktadır. İklendirme LMS yönteminde olduğu gibi N-LMS için de öğrenmeyi hızlandırır ve öğrenme işleminin sonunda denkleştirici katsayılarını optimum değerlerine daha fazla yaklaştırır. Şekil 2.21'de 50 ve 150 özyinelemeli öğrenme için BER eğrileri sunulmuştur. İki şekilde de yer alan tüm eğriler elde edilirken N-LMS için adım büyüklüğü

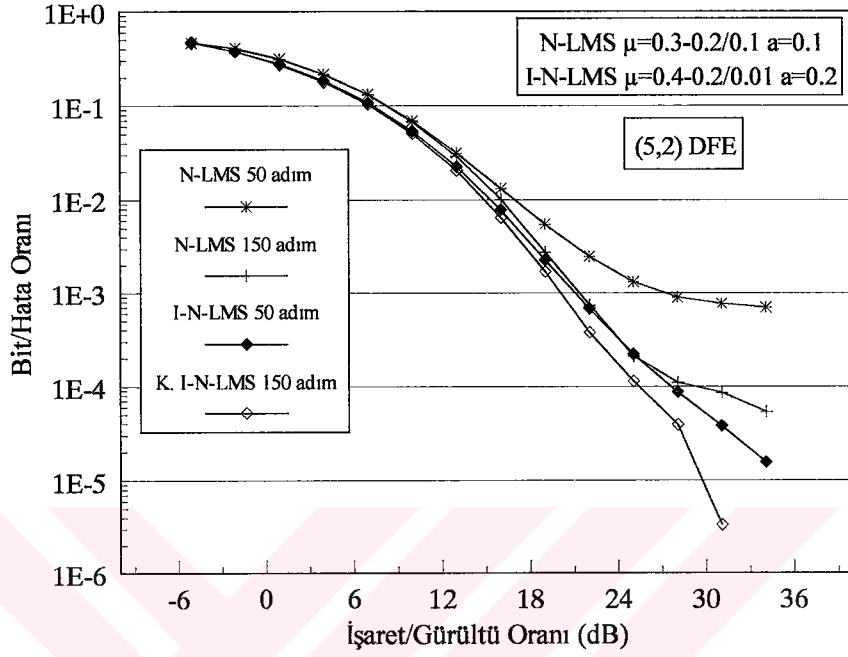
ileri yönde 0.3-0.2 arasında özyineleme sayısı ile doğrusal azalan, geri yönde 0.1 ve kararlılık katsayısı ise 0.1 seçilmiştir. I-N-LMS için bu değerler sırasıyla 0.4-0.2, 0.01, 0.2 olarak alınmıştır. Bu değerler benzetişim yoluyla yöntemlerin 25dB civarında en iyi BER başarımı elde edecek şekilde seçilmiştir. BER eğrileri elde edilirken 150 adımlık öğrenme için iklendirme kanal katsayıları kestirimle belirlendikten sonra hesaplanmıştır. N-LMS yöntemi LMS'e göre çok daha hızlı bir yöntemdir. Bu nedenle N-LMS'in iklendirilmiş haliyle arasındaki fark LMS'in iklendirilmiş haliyle olan farktan daha düşüktür. Buna rağmen iklendirme N-LMS'in performansını da oldukça yükseltir ve RLS yöntemiyle öğrenme hızı açısından karşılaştırılabilir hale getirir. Bunun yanında RLS'in hesaplama karmaşıklığının çok daha yüksek olduğu bilinmektedir.



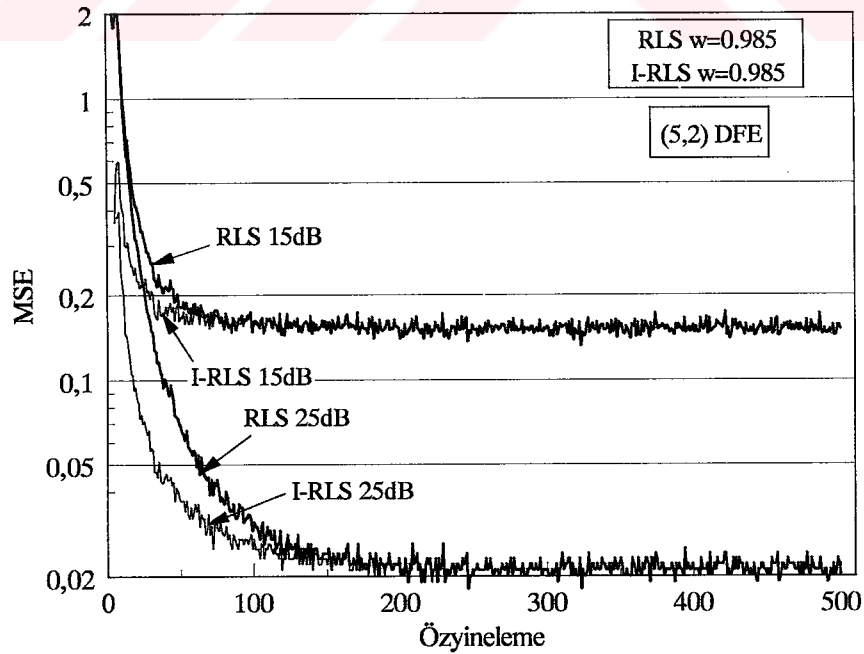
Şekil 2.20. N-LMS, I-N-LMS'in 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranında MSE eğrileri

RLS ve iklendirilmiş RLS yöntemlerinin MSE ve BER eğrileri ise sırasıyla Şekil 2.22 ve Şekil 2.23'te sunulmuştur. RLS ve I-RLS için unutma faktörü 0.985 alınmıştır. RLS yöntemi en hızlı eğitim yöntemi olarak bilinmektedir. RLS'in hızlı olmasından dolayı iklendirilmiş haliyle arasındaki performans farkı LMS ve N-LMS yöntemlerine göre oldukça azdır. Ayrıca RLS rasgele gradyan algoritmaları ailesinden değildir ve eğitim mekanizması LMS'e göre daha farklı çalışır. İklendirme yönteminin etkisinin RLS'te daha

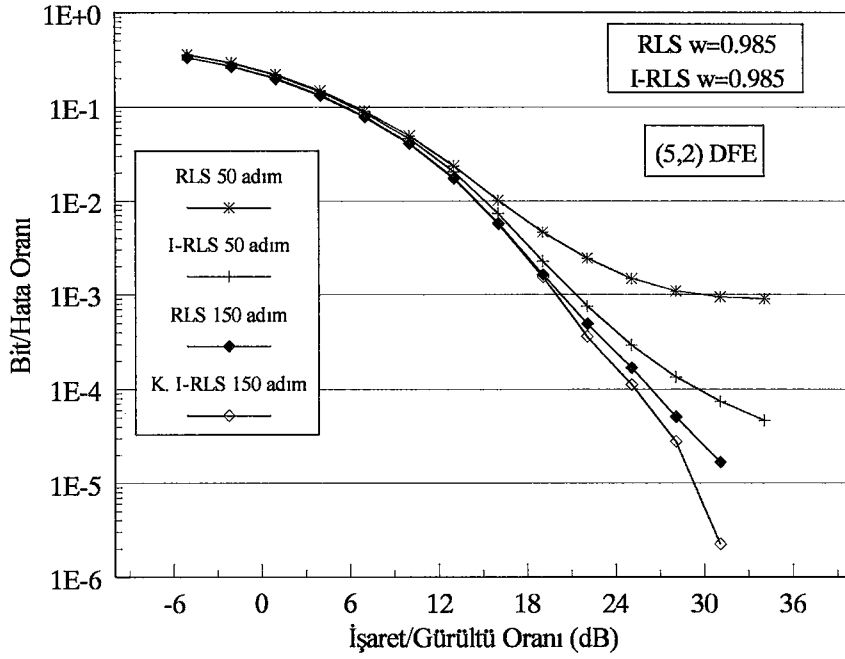
az olmasının bir sebebi de budur. Yinede RLS gibi hızlı bir yöntemde bile performansın artışı ilklendirmenin iyileştirici etkisini göstermesi açısından önemlidir.



Şekil 2.21. N-LMS, I-N-LMS'in 50 ve 150 adım öğrenme için BER başarımları



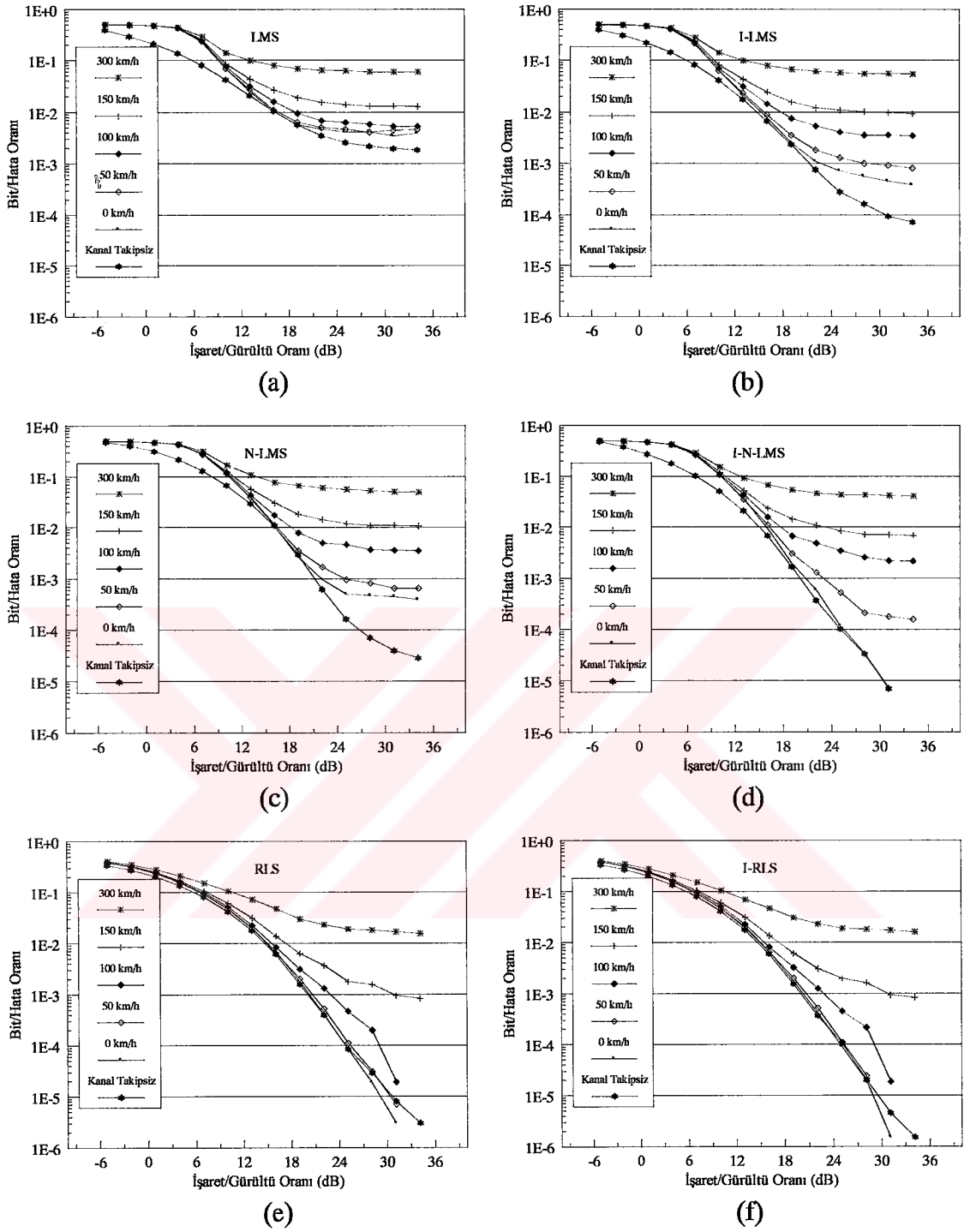
Şekil 2.22. RLS, I-RLS'in 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranında MSE eğrileri



Şekil 2.23. RLS ve I-RLS'in 50 ve 150 sembol öğrenme dizisi boyu için BER başarımları eğrileri

2.1.4.3. Yöntemlerin Kanal Takip Özellikleri

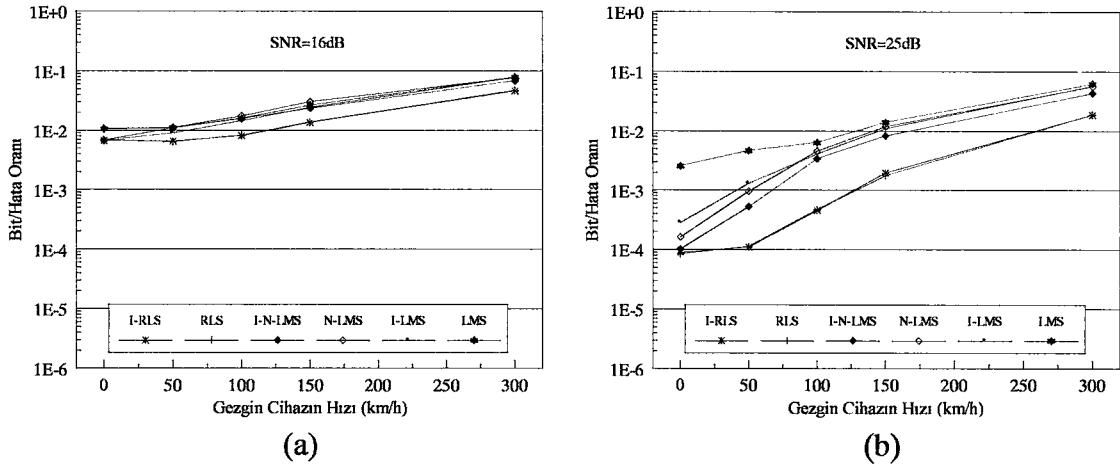
Bilindiği gibi kanal denkleştiricilerinin zamanla değişen iletim kanalını takip edebilmeleri ISI'yı yok etmek için kullanılan diğer yöntemlere göre avantajlı oldukları bir başka yandır. Kanal denkleştiricileri öğrenme işlemini tamamladıktan sonra kanal takibi işlemine geçer. Bu işlem için denkleştirici çıkışıyla, kestirilen sembol arasındaki fark hata olarak alınır ve denkleştirici katsayıları bu hatayı küçültmek için düzeltilir. LMS, N-LMS, RLS ve bu yöntemlerin ilklendirilmiş hallerinin kanal takip yetenekleri Şekil 2.24 ve Şekil 2.25'te sunulmuştur. Benzetişim için IEEE 802.16 standardına uygun olarak 3.5GHz taşıyıcı frekansında 4.2Mbps'lık veri hızı için QPSK modülasyonu kullanılarak yapılmıştır [83]. Eğriler mobil cihazın 300km/h, 150km/h, 100km/h, 50km/h ve 0km/h hızları için sunulmuştur. Ayrıca mobil cihazın durmakta olup kanal takibi işlemini icra etmediği durumdaki BER eğrileri de karşılaştırma yapabilmek amacıyla verilmiştir. Belirtilen hızlar için 3.5GHz taşıyıcı frekansındaki maksimum Doppler frekansları Tablo 2.1'de sunulmuştur. Benzetişim sırasında öğrenme dizisi boyu olarak 150 seçilmiş ve (5,2)'lik DFE kullanılmış olup öğrenme algoritmaları için seçilen parametreler de Tablo 2.2'de verilmiştir.



Şekil 2.24. Öğrenme algoritmalarının farklı Doppler frekansı etkisindeki BER eğrileri

Tablo 2.1. 3.5GHz için maksimum Doppler frekansları

	0 km/h	50 km/h	100 km/h	150 km/h	300 km/h
f_{Dmax}	0Hz	162Hz	324Hz	486Hz	972Hz



Şekil 2.25. Öğrenme algoritmalarının kanal takip özelliklerinin karşılaştırılması

Tablo 2.2. Doppler takibi yapıldığı durumda kullanılan en iyi sonucu veren yaklaşım katsayıları

	Öğrenme		Kanal Takibi	
	İleri Yön	Geri Yön	İleri Yön	Geri Yön
LMS	$\mu=0.4-0.2$	$\mu=0.05$	$\mu=0.3$	$\mu=0.01$
I-LMS	$\mu=0.2-0.01$	$\mu=0.01$	$\mu=0.3$	$\mu=0.01$
N-LMS	$\mu=0.2-0.1$ $a=0.2$	$\mu=0.1$ $a=0.2$	$\mu=0.2$ $a=0.2$	$\mu=0.01$ $a=0.2$
I-N-LMS	$\mu=0.3-0.2$ $a=0.2$	$\mu=0.01$ $a=0.2$	$\mu=0.2$ $a=0.2$	$\mu=0.01$ $a=0.2$
RLS	$\omega=0.98$	$\omega=0.98$	$\omega=0.98$	$\omega=0.98$
I-RLS	$\omega=0.98$	$\omega=0.98$	$\omega=0.98$	$\omega=0.98$

2.1.5. Değerlendirme

İklendirme yöntemi, rasgele gradyan ailesinin bir üyesi olduğu için LMS algoritmasının başarımını oldukça yükseltmektedir. Basitliği sebebiyle öğrenme algoritmaları içerisinde standart haline gelen ve çok geniş bir uygulama alanı bulan geleneksel LMS algoritmasının başarımının adım büyüklüğüyle oldukça fazla değişebildiği literatürde gösterildiği gibi bu çalışmadan da anlaşılmaktadır. Optimum adım büyüklüğünü araştıran birçok çalışma kaynaklarda bulunabilir. Burada, iklendirme yöntemi LMS algoritmasının başarımını, adım büyüklüğünün uygun seçilmesiyle elde edilen başarıma ek olarak arttırmaktadır. Bu durum tez çalışması boyunca farklı adım büyüklükleri için LMS ve I-LMS yöntemlerinin karşılaştırılmasıyla gösterilmiştir. Ayrıca N-LMS yönteminin başarımının da yine aynı şekilde farklı adım büyüklükleri kullanılarak yapılan karşılaştırmalarla iklendirme yöntemi ile artırılması yukarıda bahsedilen görüşü destekler.

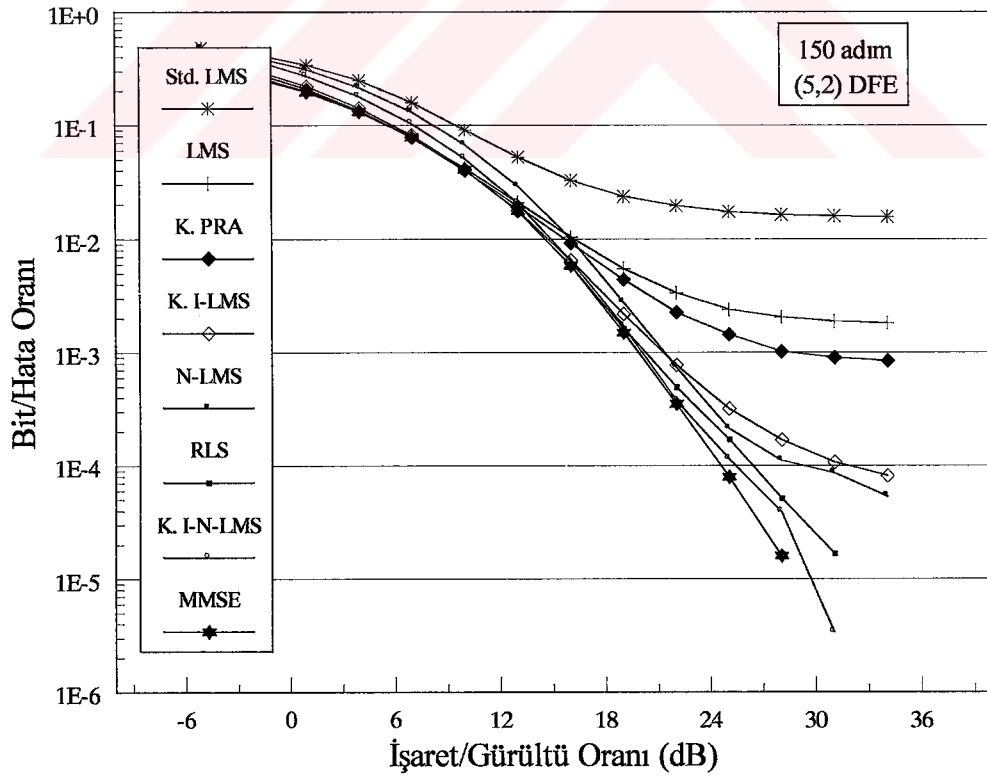
RLS bilindiği üzere her özyineleme adımında kanal özilişki matrisinin tersini kullanarak öğrenme işlemini gerçekleştirir. Bu nedenle ikklendirme yöntemi tarafından performansı yükseltilmesine rağmen bu yükselme LMS'le karşılaştırıldığında oldukça düşük kalmaktadır. Öğrenme dizisi boyu belirli bir değerin üzerinde arttırıldığında ikklendirme yönteminin RLS için herhangi bir iyileştirici etkisi kalmaz. LMS ve RLS'in öğrenme dizisi boyu sınırsız yapıldığında hesapladıkları kanal dekleştiricisi katsayıları birbirinden farklıdır. Her iki algoritmada MMSE ölçütü esaslı olmasına rağmen aynı katsayılarla sonlanmazlar. RLS özyinelemeli doğrusal olmayan bir algoritmadır. Doğrusal bir algoritma olan LMS yöntemi ise Şekil 2.12'de gösterildiği gibi ikklendirme için hesaplanan kanal dekleştiricisi katsayılarına yakınsar.

İkklendirme LMS yönteminin öğrenme hızını arttırmakla kalmayıp sayısal özelliklerini de iyileştirir. Şekil 2.13'te gösterildiği gibi öğrenme dizisi boyu kabul edilebilir sınırlar içerisinde kalması durumunda LMS I-LMS'in performansını yakalayamamaktadır. Yani ikklendirme LMS'in öğrenme işlemi sonundaki yanlış ayarlama seviyesini düşürmüştür. Ayrıca I-LMS'in optimum adım büyüklüğü değerlerinden daha yüksek değerlerde de LMS'in aksine kararsızlık üretmediği görülmüştür.

Şekil 2.26'da SISO sistemleri için MMSE, RLS ve LMS tabanlı öğrenme algoritmalarının BER başarımlarının karşılaştırması sunulmuştur. Görüldüğü üzere ikklendirme, ileri yönde değişken ve geri yöndeinden daha büyük adım büyüklüğü kullanılarak hızlandırılmış LMS algoritmasının başarımını oldukça yükseltmiştir. Standart LMS'in mümkün olan en iyi öğrenme adım büyüklüğüyle eğitilmesi durumundaki başarımı diğer yöntemlerin çok uzağındadır. PRA yöntemi de diğer ikklendirme yöntemlerine göre kötü bir performans sergiler. İkklendirme aynı zamanda LMS'e göre daha hızlı olan N-LMS'in başarımını da yükseltmiş ve böylece kestirimli ikklendirme yapan N-LMS algoritması standart RLS'in BER başarımını geçmiş MMSE yöntemininkine oldukça yaklaşmıştır. RLS'in LMS algoritmasından çok daha fazla karmaşık olması, ikklendirme ve normalizasyon işlemleri ile gelen bu başarımların artışını çok daha önemli hale getirmektedir. En iyi çözümü veren MMSE yöntemi de daha önce de belirtildiği gibi direk çözümdür ve kanalın öz ilişki matrisinin tersini alarak denkleştirici katsayılarını hesaplar. Matris tersi alma işlemlerinin karmaşıklığı ve zorlukları yine daha önce belirtildiği gibi kaynaklarda mevcuttur [68], [72]. Burada MMSE eğrisi elde edilirken literatürde tanıtılandan farklı olarak R öz ilişki matrisinin ana köşegeni 1,1 ile çarpılarak matrisin dengesizliği azaltılmış ve matris tersi alma işlemi daha doğru olarak gerçekleştirilmiştir.

İklendirme yöntemi uyarlanır kanal denkleştiricisinin kanal takibi yeteneğini arttırmaz. Fakat öğrenme dizisinin boyunun sınırlandırıldığı gerçek uygulamalarda, öğrenme işleminin sonunda denkleştirici katsayıları optimum değerlerine daha yakın olacağından, kanalın takip edilmesi kolaylaşır. Benzetişimler sırasında seçilen taşıyıcı frekansı ve veri hızı için yaklaşık 100km/h'ın üzerindeki hızlarda LMS ve I-LMS yöntemleri arasında pek bir fark kalmamaktadır. RLS ise kanal takibinde diğer yöntemlere göre çok üstündür.

RLS yönteminin kanal takibindeki hızına karşılık hesaplama karmaşıklığının yüksek olmasından dolayı gerçekleştirilmesi zordur. İşlemci hızları ne kadar artarsa artsın az enerji tüketiminin ve maliyetin çok önemli olduğu mobil cihazlarda RLS'in seçilmesi mümkün olmamaktadır. Bunun yerine daha yüksek hızlarda veri haberleşmesi yapan yada veri hızına göre daha yüksek hızlarda örnekleme (oversampling) yapan sistemler için performansı yüksek ve basit LMS tabanlı algoritmaları kullanılabilir. Bilindiği gibi veri hızı yada örnekleme hızı arttırıldığında veri paketinin süresi değişmeden örnek sayısı artacağından kanal takibi sırasında özyineleme sayısı artacak ve kanal takibi kolaylaşacaktır.



Şekil 2.26. SISO sistemi için öğrenme algoritmalarının BER başarımlarının (5,2) DFE ve 150 öğrenme için karşılaştırılması

2.2. MIMO Sistemlerin ve İklendirme Yönteminin İncelenmesi

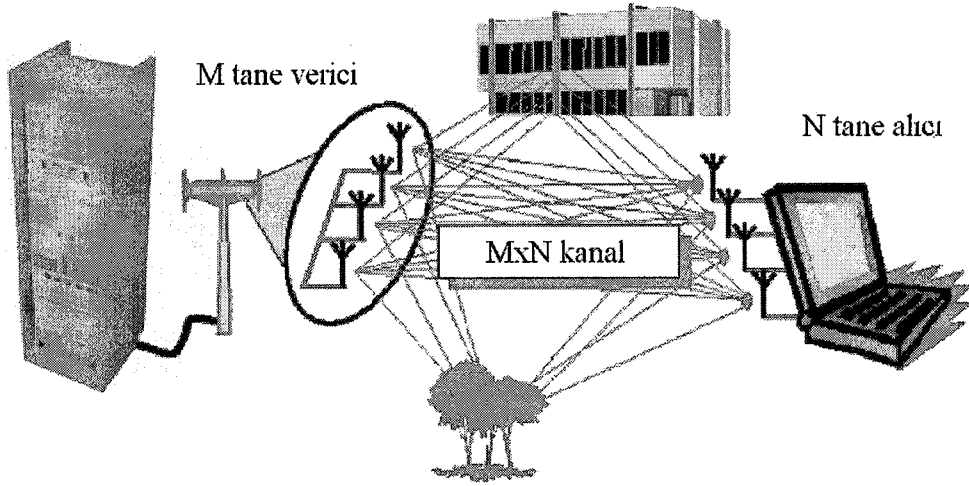
Kablosuz iletişim sistemlerinde son yıllarda önemli gelişmeler olmasına rağmen, veri hızının artırılması ve sistemlerin güç ve verimleri konusundaki şikâyetler azalmamıştır. Özellikle frekans bantlarının verimli kullanımı, düşük enerji tüketimi ve verici gücünün azaltılması konusunda önemli araştırmalar yapılmaktadır. 2000'li yılların hemen başında bu doğrultuda yapılan çalışmalar iki önemli alanda yoğunlaşmıştır; MIMO sistemler ve Turbo kodlayıcılar/kod çözücüler. Bunlardan MIMO, bant verimliliğini arttırmada çok etkin olurken, Turbo sistemler alıcıda daha düşük işaret/gürültü oranında veriyi algılayabilmekte, verici gücünün önemli ölçüde azaltılmasına imkân sağlamaktadır. Bununla birlikte, sözü edilen çalışmalardan MIMO sistemlere yönelenlerin çoğu simgeler arası girişimin olmadığı ya da çok düşük kaldığı dar bantlı düz sönümlenmeli kanallarda yapılmıştır [51], [53]. Oysa modern kablosuz iletişim sistemlerinde daha yüksek veri hızlarına ulaşabilmek amacıyla MIMO sistemlerin kullanılabilmesi için, bu sistemlerin geniş bantlı frekans seçici sönümlenmeli kanalda incelenmesi gerekmektedir.

MIMO sistemlerin geniş bantlı frekans seçici sönümlenmeli kanalda gerçekleştirilmeleri denkleştirici kullanımını gerektirir. Bunlardan en büyük olabirlikli denkleştiricilerin ve MIMO sistemlerinin OFDM'le kullanılmasının getirdiği sorunlar karar geri beslemeli kanal denkleştiricisi tekniklerini biraz daha öne çıkardı. MIMO sistemlerle ilgili geniş literatür bilgisi Bölüm 1.4'de sunulmuştur.

Çalışmanın bu bölümünde MIMO sistemleri karar geri beslemeli kanal denkleştiricileri için incelenmiştir. Kanal denkleştiricilerin dal ağırlıklarının hesaplanması için iklendirilmiş LMS ve RLS yöntemleri kullanılmış ve bu yöntemler standart LMS ve RLS'le karşılaştırılmıştır.

2.2.1. Sistem Modeli

M tane verici antenine ve N tane alıcı antene sahip bir MIMO sistemi olsun. Çok girişli çok çıkışlı anten sisteminde vericiden çıkan sinyalin iletişim kanalında çok yollu olarak yayınımlı Şekil 2.27'de sunulmuştur.



Şekil 2.27. MIMO sisteminde çok yolluluk [57].

MIMO kanalı matris şekilli sonlu dürtü yanıtı (FIR) filtre olarak modellenilebilir (Şekil 2.28). Alıcıda j 'inci antendeki işaret $v_k^{(j)}$ ($j=1, \dots, M$ için)

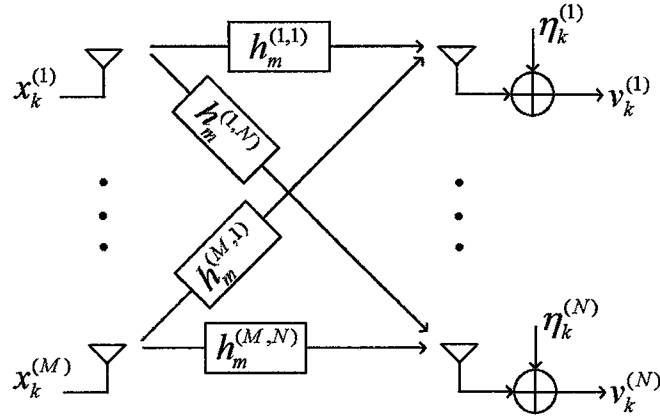
$$v_k^{(j)} = \sum_{i=1}^M \sum_{m=0}^{L-1} h_m^{(i,j)} x_{k-m}^{(i)} + \eta_k^{(j)} \quad (2.40)$$

eşittir. Burada $\{ x_{k-m}^{(i)} \}$ uzun dönem ortalaması sıfır (ZM-WSS) olan i 'inci verici anten tarafından gönderilen dizi, $h_m^{(i,j)}$ kanal filtresinin m 'inci dalı, L FIR filtredaki dal sayısı ve $\{ \eta_k^{(j)} \}$ j 'inci alıcıdaki AWGN bileşenidir. MIMO kanalın giriş çıkış ilişkisi aşağıdaki gibi vektörel formda yazılabilir;

$$V_k = \sum_{m=0}^{L-1} H_m X_{k-m} + \Pi_k \quad (2.41)$$

burada V_k , X_k ve Π_k , M uzunluklu sütun vektör, H_m kanal katsayılarının m 'inci dalının oluşturduğu matristir. MIMO DFE'nin çıkışı aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\hat{x}_k^{(i)} = \sum_{j=1}^N \sum_{m=0}^{K_{\beta}-1} c_m^{(i,j)} v_{k-m}^{(j)} + \sum_{j=1}^N \sum_{m=-K_{\beta}+1}^{-1} c_m^{(i,j)} \tilde{x}_{k-m}^{(j)} \quad (2.42)$$



Şekil 2.28. MIMO kanal modeli [51].

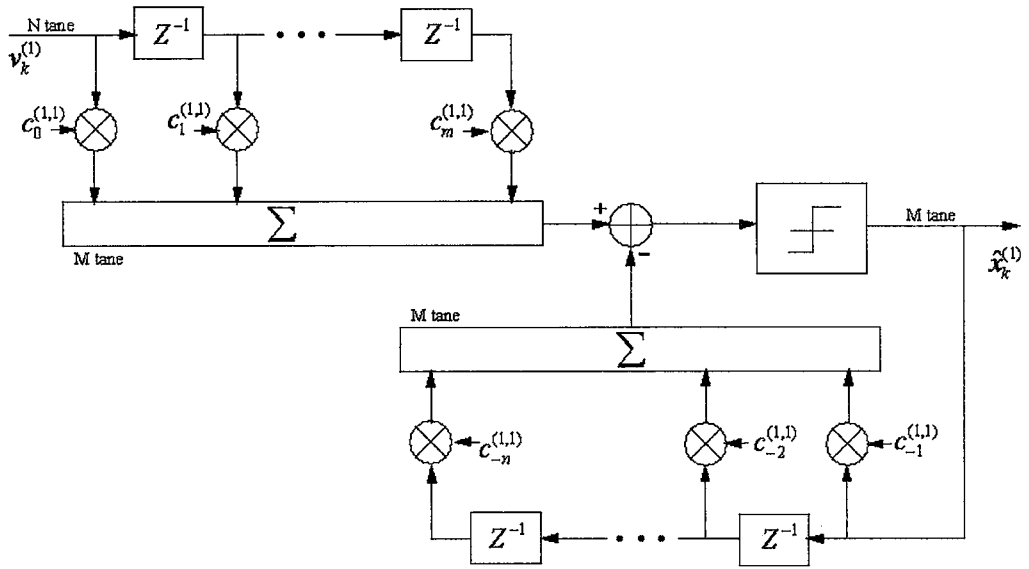
Burada $\hat{x}_k^{(i)}$, $x_k^{(i)}$ 'nin kestirimi, K_{ff} MIMO DFE'nin ileri yöndeki dal sayısını, K_{fb} geri yöndeki dal sayısını, $c_m^{(i,j)}$ ise denkleştirici katsayılarını temsil etmektedir. Vektörel formda yazılırsa;

$$\hat{X}_i = \sum_{i=0}^{K_{ff}-1} C_i V_{i-i} + \sum_{i=-K_{fb}+1}^{-1} C_i \tilde{X}_{i-i} \quad (2.43)$$

\hat{X}_i ve \tilde{X}_i N uzunluklu, V_i M uzunluklu vektör, C_i denkleştiricinin katsayılar matrisinin i 'inci $M \times N$ boyutlu matris şekilli elemanıdır. MIMO DFE'nin blok diyagramı Şekil 2.29'da sunulmuştur.

2.2.2. MIMO DFE İçin İklendirme Hesabı

Bu bölümde, işlem karmaşıklığını azaltmak için alıcı ve verici tarafta eşit sayıda M tane antene sahip bir MIMO sistemi olsun. SISO sistemde yapılan hesaplamada olduğu gibi uyarlanır karar geri beslemeli kanal denkleştiricisinin başlangıç değerleri önce ileri yön katsayıları için hesaplanacak sonra bu değerlere göre kanal denkleştiricisinin çıkışı bulunacak. Geri yöndeki katsayılar ise denkleştirici çıkışında var olan ISI bileşenlerini yok edecek şekilde hesaplanacaktır. MIMO LTE'nin çıkışı aşağıdaki gibi verilebilir;



Şekil 2.29. MIMO DFE'nin blok diyagramı [51].

$$\hat{x}_k^{(i)} = \sum_{j=1}^M \sum_{m=0}^{K_{df}-1} c_m^{(i,j)} v_{k-m}^{(j)} \quad (2.44)$$

Yukarıdaki eşitlik vektörel formda yazılırsa;

$$\hat{X}_i = \sum_{t=0}^{K_{df}-1} C_i V_{t-i} \quad (2.45)$$

$e_k^{(i)}$ MIMO LTE'nin çıkışında i 'inci alıcı anten için kestirim hatası olmak üzere;

$$e_k^{(i)} = x_k^{(i)} - \hat{x}_k^{(i)} \quad (2.46)$$

Bu yine vektörel formda aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\varepsilon_k = X_k - \hat{X}_k \quad (2.47)$$

ε_k M boyutlu satır vektörüdür. Hata vektörünün şekli aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\boldsymbol{\varepsilon}_k = [e_k^{(1)} \quad e_k^{(2)} \quad \cdots \quad e_k^{(M)}] \quad (2.48)$$

MMSE ölçütüne göre;

$$E\{V^* e_k\} = 0 \quad (2.49)$$

olmalıdır. Bu denklem MIMO LTE için genişletilir ve düzenlenirse;

$$E\{WW^H C\} = E\{W^* X_k^T\} \quad (2.50)$$

elde edilir. Burada $(^T)$ matrisin devriğini, $(^H)$ eşlenik bakışimli devriğini (Hermitian) göstermektedir ve W denkleştirici giriş matrisi olup aşağıdaki şekle sahiptir.

$$W = [V_0 \quad V_1 \quad \cdots \quad V_{K_{ff}-1}]^T \quad (2.51)$$

Eşitlik (2.50)'deki C $K_{ff}M \times M$ boyutlu kanal denkleştiricisi katsayıları matrisidir. Bu matris her biri $M \times M$ boyutlu K_{ff} tane C_m matrisinden oluşur ve aşağıdaki şekle sahiptir.

$$C = \begin{bmatrix} c_0^{(1,1)} & c_0^{(1,2)} & \cdots & c_0^{(1,M)} \\ c_0^{(2,1)} & c_0^{(2,2)} & \cdots & c_0^{(2,M)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_0^{(M,1)} & c_0^{(M,2)} & \cdots & c_0^{(M,M)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{K_{ff}-1}^{(1,1)} & c_{K_{ff}-1}^{(1,2)} & \cdots & c_{K_{ff}-1}^{(1,M)} \\ c_{K_{ff}-1}^{(2,1)} & c_{K_{ff}-1}^{(2,2)} & \cdots & c_{K_{ff}-1}^{(2,M)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{K_{ff}-1}^{(M,1)} & c_{K_{ff}-1}^{(M,2)} & \cdots & c_{K_{ff}-1}^{(M,M)} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

C matrisi $M \times M$ boyutlu C_m matrislerinin oluşturduğu bir vektör olarak da gösterilebilir.

$$C = [C_0 \quad C_1 \quad \cdots \quad C_{K_{ff}-1}]^T \quad (2.53)$$

Bu duruma göre (2.50) eşitliği tekrar yazılırsa;

$$E \left\{ \begin{bmatrix} V_k^H \\ V_{k-1}^* \\ \vdots \\ V_{k-K_{ff}+1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_k & V_{k-1} & \cdots & V_{k-K_{ff}+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_0 \\ C_1 \\ \vdots \\ C_{K_{ff}-1} \end{bmatrix} \right\} = E \left\{ X_k \begin{bmatrix} V_k^* \\ V_{k-1}^* \\ \vdots \\ V_{k-K_{ff}+1}^* \end{bmatrix} \right\} \quad (2.54)$$

Denkleştirici katsayılarını hesaplamak için kullanılan MMSE denklemi;

$$RC = D \quad (2.55)$$

Burada R öz ilişki, D çapraz ilişki matrisidir.

$$R = E\{WW^H\} \quad (2.56)$$

olmak üzere R matrisi açık halde yazılırsa;

$$R = E \left\{ \begin{bmatrix} W_k^H W_k & W_k^H W_{k-1} & \cdots & W_k^H W_{k-K_{ff}+1} \\ W_{k-1}^H W_k & W_{k-1}^H W_{k-1} & \cdots & W_{k-1}^H W_{k-K_{ff}+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{k-K_{ff}+1}^H W_k & W_{k-K_{ff}+1}^H W_{k-1} & \cdots & W_{k-K_{ff}+1}^H W_{k-K_{ff}+1} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.57)$$

şeklinde ifade edilebilir. Görüldüğü üzere öz ilişki matrisi olan R eşlenik bakışlı (Hermitian) ve Teoplitz matristir. Bu nedenle R matrisini aşağıdaki şekilde gösterebiliriz;

$$R = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_{K_{ff}-1} \\ R_1^H & R_0 & \cdots & R_{K_{ff}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{K_{ff}-1}^H & R_{K_{ff}-2}^H & \cdots & R_0 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Burada R matrisinin elemanları $M \times M$ boyutlu birer matristir. R 'nin değerini hesaplayabilmek için (2.41) eşitliği kullanılırsa;

$$R_0 = E\{W_k^H W_k\} = E\left\{\left(\sum_{m=0}^{L-1} H_m^H X_{k-m}^H + \Pi_k^H\right)\left(\sum_{m=0}^{L-1} H_m X_{k-m} + \Pi_k\right)\right\} \quad (2.59)$$

elde edilir. Bu denklem açılır, düzenlenir ve gerekli işlemler yürütülürse R öz ilişki matrisinin elemanları kısaca aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$R_j = \begin{cases} \sum_{i=0}^{L-1} H_i^H H_i + \sigma_n^2 I_M & , j=0 \\ \sum_{i=0}^{L-j-1} H_{i+j}^H H_i & , 0 < j < L \\ 0 & diger \end{cases} \quad (2.60)$$

Burada $\sigma_n^2 I_M$ sadece R_0 da bulunur ve gürültü yoğunluk fonksiyonudur. Diğer elemanlar herhangi bir gürültü bileşeni içermezler. (2.50) eşitliği bu değerlere göre tekrar yazılırsa;

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_{L-1} & [0] & \cdots & [0] \\ R_1^H & R_0 & \cdots & R_{L-2} & R_{L-1} & \cdots & [0] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{L-1}^H & R_{L-2}^H & \cdots & R_0 & R_1 & \cdots & \vdots \\ [0] & R_{L-1}^H & \cdots & R_1^H & R_0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [0] & [0] & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ C_{K_g-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ \vdots \\ [0] \\ \vdots \\ H_1^H \\ \vdots \\ H_0^H \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Burada $[0]$ tüm elemanları 0 olan $M \times M$ boyutlu matrisi temsil etmektedir. Yukarıdaki denklemde R matrisinin elemanlarından R_0 matrisinin elemanları karmaşık birer sayı değil gerçek sayılardır ve diğer elemanlar içerisinde en büyük determinant değerine sahiptirler. Normalizasyon için yukarıdaki eşitlikteki her biri $M \times M$ boyutlu matris şekline sahip tüm elemanlar R_0 matrisinin tersiyle çarpılırsa;

$$\begin{bmatrix} I & R_0^{-1}R_1 & \cdots & R_0^{-1}R_{L-1} & [0] & \cdots & [0] \\ R_0^{-1}R_1^H & I & \cdots & R_0^{-1}R_{L-2} & R_0^{-1}R_{L-1} & \cdots & [0] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_0^{-1}R_{L-1}^H & R_0^{-1}R_{L-2}^H & \cdots & I & R_0^{-1}R_1 & \cdots & \vdots \\ [0] & R_0^{-1}R_{L-1}^H & \cdots & R_0^{-1}R_1^H & I & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [0] & [0] & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ C_{K_{ff}-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ \vdots \\ [0] \\ R_0^{-1}H_{L-1}^H \\ \vdots \\ R_0^{-1}H_1^H \\ R_0^{-1}H_0^H \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

elde edilir. Burada I $M \times M$ boyutlu olan birim matrisi temsil etmektedir. (2.62) eşitliğinde R matrisinin elemanları ana köşegenin yanında ihmal edilirse MIMO LTE için uyarılama işlemine başlamadan önceki başlangıç değerleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$C = R_0^{-1} \begin{bmatrix} [0] & \cdots & [0] & H_{L-1}^H & \cdots & H_1^H & H_0^H \end{bmatrix}^T \quad (2.63)$$

Böylece MMSE ölçütüne göre MIMO LTE'nin başlangıç katsayıları belirli bir yaklaşıklıkla hesaplanmış oldu. Karar geri beslemeli filtrelerin geri yöndeki kısmı oluşacak ISI bileşenlerini yok edecek şekilde çalışır. Bu nedenle hesaplanan LTE başlangıç katsayılarına göre LTE'nin çıkışı hesaplanacak ve daha sonra da bu çıkış işaretindeki ISI bileşenlerini yok edebilmek için gerekli geri yön filtre katsayıları belirlenecektir. LTE'nin çıkışı;

$$\hat{X}_k = \sum_{m=0}^{K_{ff}-1} \sum_{n=0}^{L-1} C_m H_n X_{k-m-n} + \sum_{m=0}^{K_{ff}-1} C_m \Pi_{k-m} \quad (2.64)$$

MIMO LTE için hesaplanan ilklendirme değerleri yerlerine yerleştirildiğinde denkleştiricinin çıkışı,

$$\hat{X}_k = \sum_{m=-K_{ff}+1}^{L-1} R_m X_{k-m-K_{ff}+1} + \sum_{m=0}^{K_{ff}-1} C_m \Pi_{k-m} \quad (2.65)$$

Yukarıdaki denklem öz ilişki ve gürültü elemanlarını içermektedir. Eğer gürültü elemanları ihmal edilir ve denklem düzenli bir şekilde yazılırsa;

$$\hat{X}_k = \sum_{m=-K_{ff}+1}^{-1} R_m X_{k-m-K_{ff}+1} + R_0 X_{k-K_{ff}+1} + \sum_{m=1}^{L-1} R_m X_{k-m-K_{ff}+1} \quad (2.66)$$

elde edilir. (2.66) eşitliği üç parçadan oluşur. Merkez daldan önceki ISI bileşenleri, merkez dal ve merkez daldan sonraki ISI bileşenleri. Uzunluğu K_{ff} olan merkez daldan önceki ISI bileşenleri LTE tarafından yok edilir. Merkez daldan sonraki ISI bileşenlerinin eleman sayısı ise kanal filtresi L tane dala sahip olduğu için $L-1$ tanedir ve geri besleme tarafından yok edilecektir. Dolayısıyla DFE'nin geri yöndeki dal katsayıları denklem (2.66)'dan direk olarak elde edilebilir. Bu katsayılar (2.62) eşitliğinde olduğu gibi R^{-1} ile çarpılarak normalize edilirse tüm MIMO DFE'nin katsayıları aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$C = R_0^{-1} \begin{bmatrix} [0] & \cdots & [0] & H_{L-1}^H & \cdots & H_1^H & H_0^H - R_1 & -R_2 & \cdots & -R_{L-1} \end{bmatrix}^T \quad (2.67)$$

2.2.3. MIMO LMS ve MIMO RLS

MIMO LMS ve MIMO RLS için kanal denkleştiricisi katsayılarını düzeltme eşitlikleri bu algoritmaların SISO için kullanılan hallerinden türetilir. MIMO LMS için bu eşitlik;

$$C(n+1) = C(n) + \mu \varepsilon_k W^H(n) \quad (2.68)$$

şeklinde verilebilir. MIMO RLS eşitlikleri ise aşağıdaki gibidir [51], [53];

$$K_m(n) = \frac{R_m^{-1}(n-1)W^H(n)}{\omega + W(n)R_m^{-1}(n-1)W^H(n)} \quad (2.69)$$

$$R_m^{-1}(n) = \frac{1}{\omega} [R_m^{-1}(n-1) - K_m(n)W(n)R_m^{-1}(n-1)] \quad (2.70)$$

$$C(n+1) = C(n) + K_m(n)\varepsilon_k^H \quad (2.71)$$

2.2.4. Benzetişim Sonuçları

Benzetişim alıcı ve verici tarafta eşit sayıda antene sahip $M \times M$ MIMO sistemi için gerçekleştirilmiştir. Verici tarafta veri bitleri dizisi rasgele oluşturulduktan sonra M tane alt diziye ayrılır. Her bir kolda veri bitleri QPSK temel bant modülasyonuna uygun şekilde QPSK sembollerine çevrilir. Sembol dizilerinin başına öğrenme dizisi yerleştirilir. Benzetişimler sırasında kanal katsayılarının kestiriminin yapılmadığı durumlarda, öğrenme dizisi hazırlanan her bir paket için rasgele seçilmiştir. Kestirim yapıldığı durumlarda ise 127 bitlik bir PN dizisi zamanda kaydırılarak farklı antenlerin öğrenme dizisi olarak kullanılmıştır. Kanal kestirimi için aşağıdaki eşitlik kullanılmıştır.

$$\hat{h}_k^{(m,n)} = \frac{1}{2 \times 127} \sum_{i=0}^{126} (PN_i^{(m)})^* v_{k+i}^{(n)} \quad (2.72)$$

Burada m, n sırasıyla alıcı ve verici anten numaralarıdır. İklendirme işlemi yapılırken tüm benzetişimlerde kestirimle elde edilen kanal katsayıları kullanılmıştır. Sadece öğrenme dizisinin boyunun 50 olduğu durumda 127 bitlik PN dizisi kullanılmadığından kanal katsayıları alıcıda biliniyor kabul edilmiştir.

Öğrenme dizisi yerleştirildikten sonra paketin başına ve sonuna güvenlik sembolleri yerleştirilmiştir. Hazırlanan paketler Şekil 2.28'de gösterilen kanaldan geçirilir. Kanal katsayıları birbirlerinden istatistiksel olarak bağımsız kabul edilmiş olup güç gecikme profilleri Şekil 2.3'teki gibidir. Kullanılan 3 dallı Rayleigh kanal katsayıları aşağıdaki eşitlikle hesaplanmıştır.

$$h_{k,l}^{(m,n)} = \sum_{i=1}^N A_k^{(m,n)} e^{j(\alpha_i^{(m,n)} + \frac{2\pi V l T_s}{\lambda} \cos \theta_i^{(m,n)})} \quad (2.73)$$

Burada N alıcı antenlere farklı α_i açılarından gelen ışınların sayısını, $A_k^{(m,n)}$ kanalın güç gecikme profili katsayısını temsil etmektedir. $\alpha_i, (0, 2\pi)$ arasında rasgele değişir. Tüm benzetişimlerde N ışın sayısı 8 alınmıştır. λ taşıyıcı işaretin dalga boyunu, T_s alıcıdaki örnekleme periyodunu, l veri paketi boyunca zaman indeksini, V hareketli alıcı yada

vericinin hızını ve θ_i ise $(0,2\pi)$ arasında düzgün olarak değişen aracın hareket doğrultusuyla verici anten arasındaki açığı göstermektedir.

Tüm benzetişimler 3.5GHz taşıyıcı frekansında yapılmış ve her bir alıcı anten için veri hızı 4.2Mbps seçilmiştir. BER ve MSE eğrileri antenler için ayrı ayrı değil tüm sistem için verilmiştir. Benzetişimlerde MIMO RLS için unutma faktörü $\omega=0.985$ olarak seçilmiştir. MIMO LMS ve MIMO I-LMS için kullanılan adım büyüklükleri Tablo 2.3'te sunulmuştur.

Tablo 2.3. MIMO LMS ve MIMO I-LMS için kullanılan adım büyüklükleri

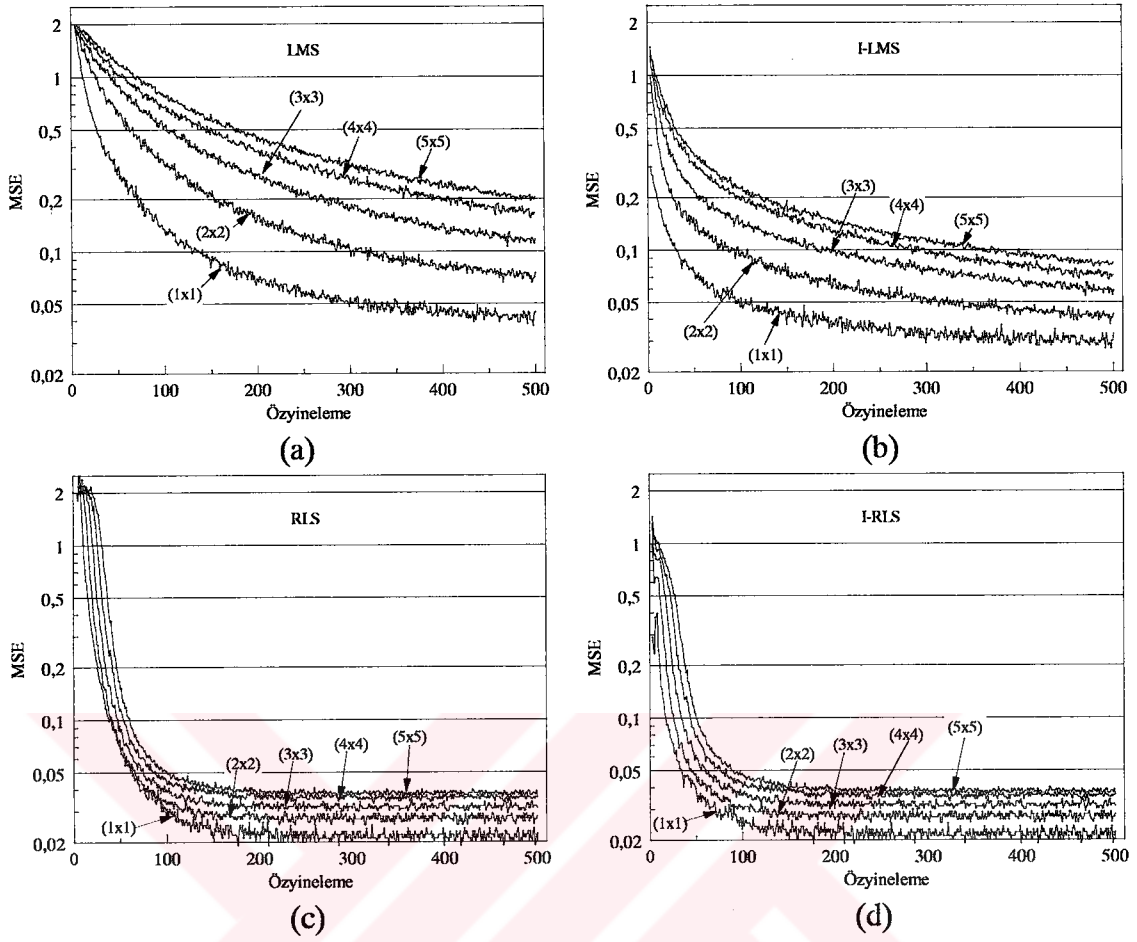
	MIMO LMS		MIMO I-LMS	
	İleri Yön	Geri Yön	İleri Yön	Geri Yön
5x5	$\mu = 0.03 - 0.005$	$\mu = 0.005$	$\mu = 0.04 - 0.005$	$\mu = 0.005$
4x4	$\mu = 0.045 - 0.01$	$\mu = 0.005$	$\mu = 0.055 - 0.005$	$\mu = 0.005$
3x3	$\mu = 0.1 - 0.01$	$\mu = 0.01$	$\mu = 0.1 - 0.005$	$\mu = 0.005$
2x2	$\mu = 0.18 - 0.01$	$\mu = 0.01$	$\mu = 0.14 - 0.005$	$\mu = 0.005$
1x1	$\mu = 0.3 - 0.01$	$\mu = 0.01$	$\mu = 0.3 - 0.005$	$\mu = 0.005$

Şekil 2.30'da yöntemlerin 25dB işaret/gürültü oranında farklı anten sayıları için MSE eğrileri verilmiştir. Grafiklerde MSE eksenini logaritmik olarak gösterilmiştir. Tüm yöntemlerde anten sayısı artarken karmaşıklık da arttığından MSE değerleri büyümektedir. Şekil 2.31'de ise (3x3) MIMO sistemi için yöntemlerin MSE eğrileri 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranında karşılaştırılmaktadır. LMS yöntemi için ilklendirme çok etkili olduğu görülmektedir. LMS, I-LMS'in oldukça uzağındadır. RLS'de ise öğrenme işleminin en başında ilklendirme hızı artırır. Fakat Şekil 2.31(a)'da yaklaşık 140'ıncı (b)'de 90'ıncı özyineleme adımından sonra RLS I-RLS'i yakalamış gibi görünmektedir.

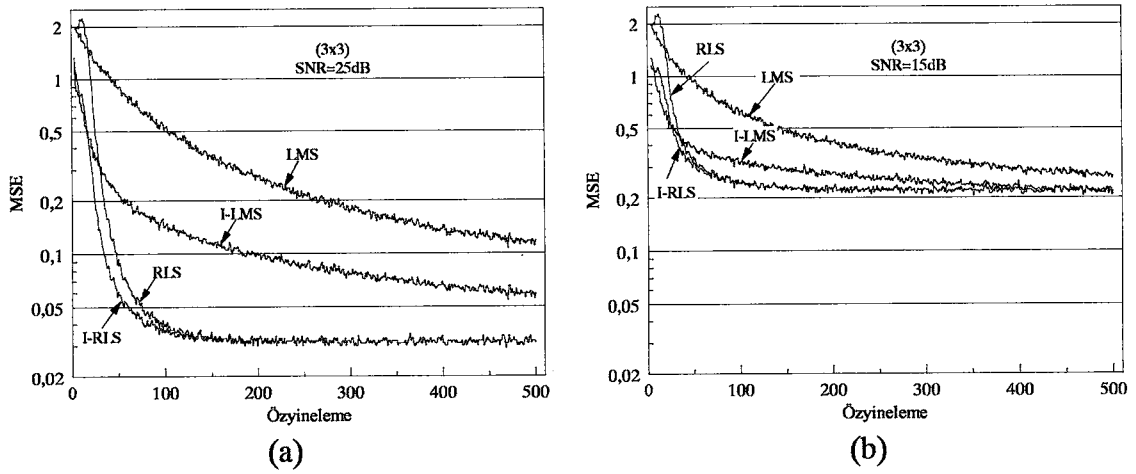
RLS'in hesaplama karmaşıklığının ne kadar yüksek olduğunun unutulmaması gerekir. MIMO sisteminde ise bu karmaşıklık çok daha fazladır. $M \times M$ MIMO sistemi için hem LMS hem de RLS'in her bir özyineleme işlemindeki hesaplama yükü M^2 kez artar. Yöntemler için her bir özyinelemede gerekli çarpma sayıları aşağıdaki gibidir;

$$MIMO - LMS_{\text{çarpma}} = M^2 (2N + 1) \quad (2.74)$$

$$MIMO - RLS_{\text{çarpma}} = M^2 (2.5N^2 + 4.5N) \quad (2.75)$$

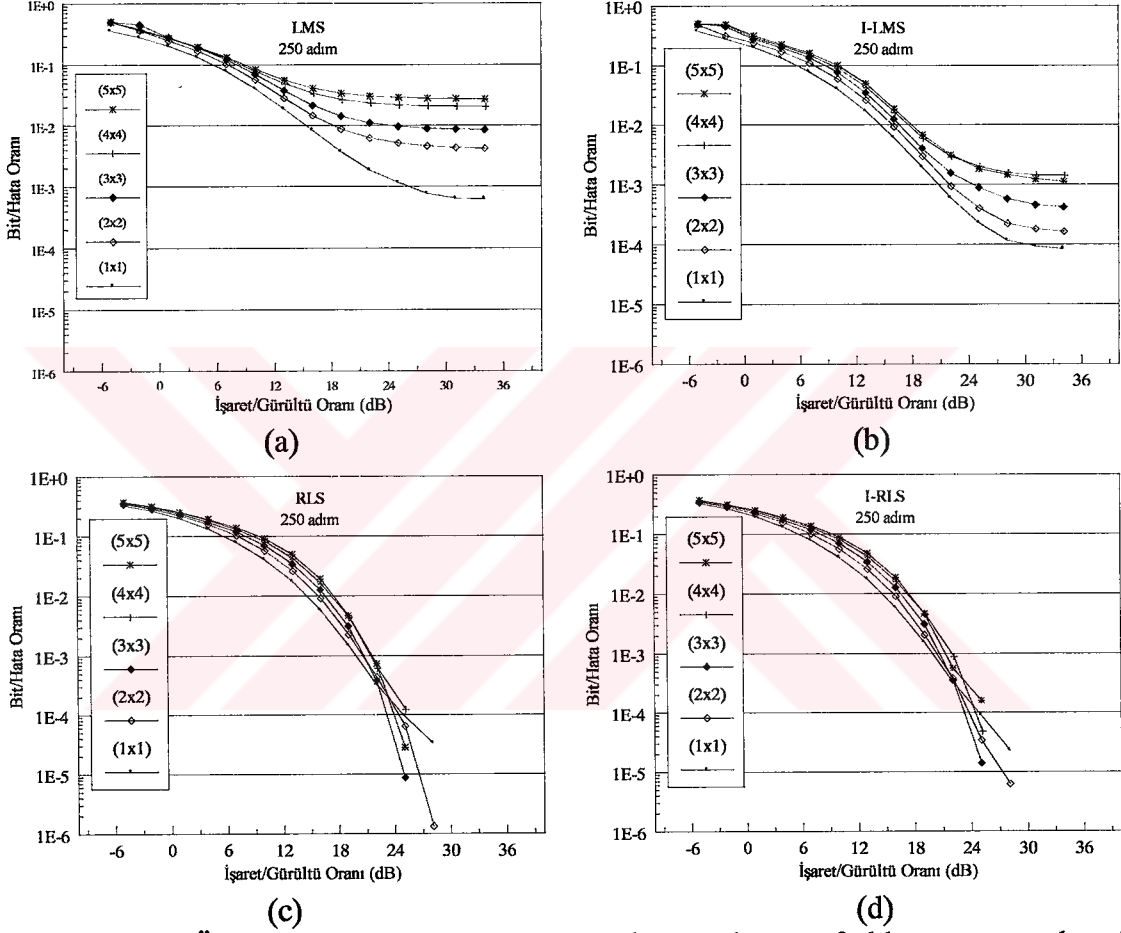


Şekil 2.30. Öğrenme algoritmalarının farklı anten sayıları için MSE eğrileri



Şekil 2.31. (3x3) MIMO sistemi için öğrenme algoritmalarının MSE eğrilerinin 15dB ve 25dB işaret/gürültü oranında karşılaştırılması

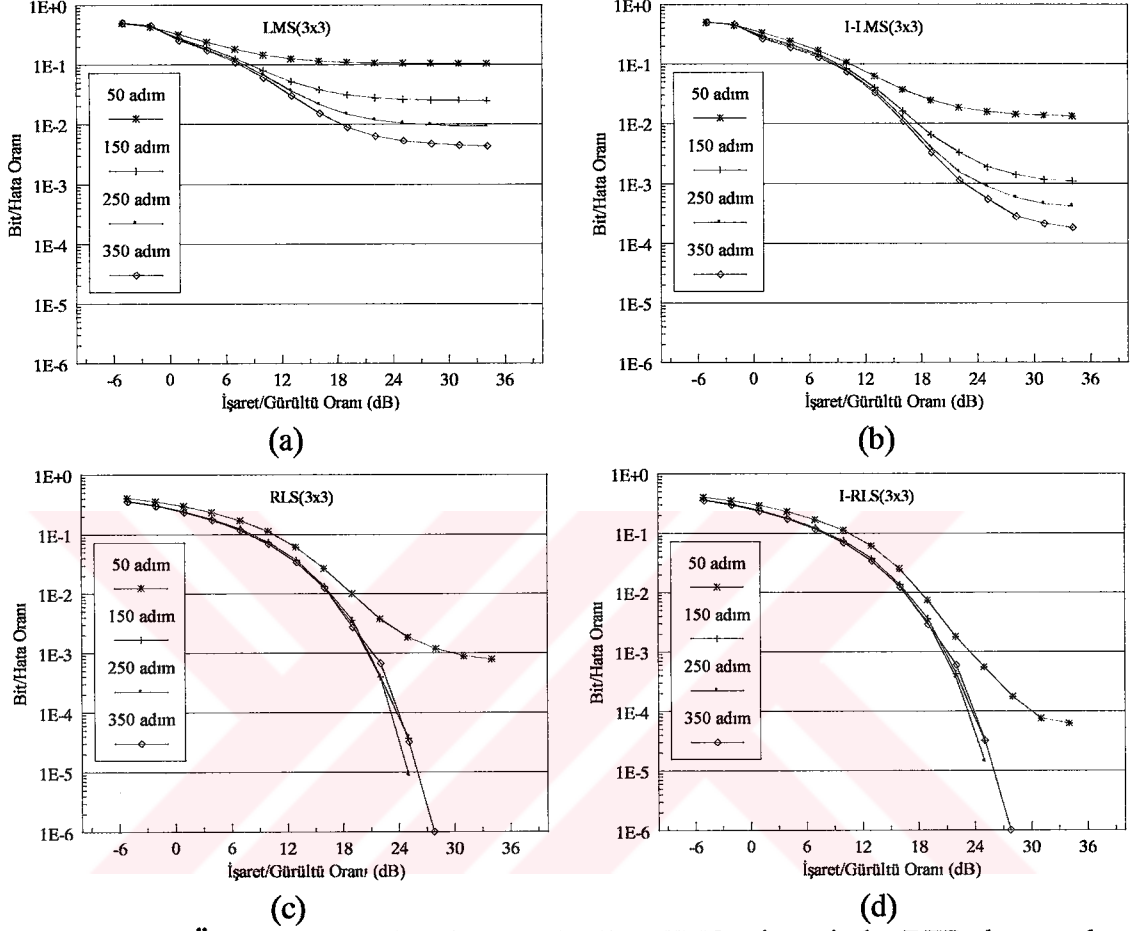
Örnek olarak (5x5)'lik MIMO sistemi için ileri yönde 7, geri yönde 3 dala sahip bir kanal denkleştiricisinin eğitimi sırasında her bir özyineleme işleminde RLS yöntemi 7375 çarpma işlemi gerçekleştirirken LMS sadece 525 çarpma yapar. Yani RLS yöntemi için yaklaşık 14 kat işlem yapmak gerekir. Bu oranın denkleştirici boyu ile karesel olarak arttığı da unutulmamalıdır.



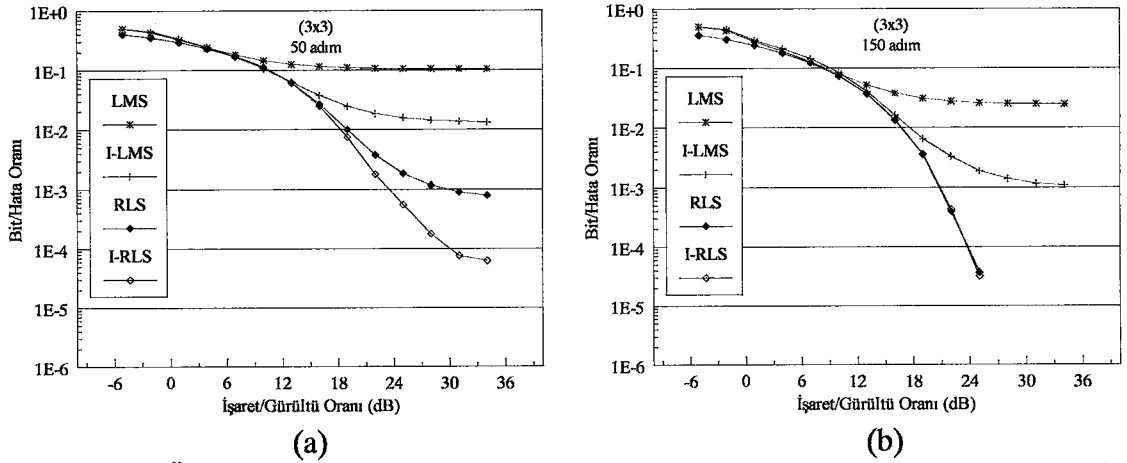
Şekil 2.32. Öğrenme algoritmalarının BER başarımlarının farklı anten sayıları için değişimi

Şekil 2.32'de yöntemlerin 250 öğrenme dizisi boyu için farklı anten saylarındaki BER başarımları eğrileri sunulmuştur. Bu eğrilerde de anten sayısı arttıkça sistem performansının düştüğü görülmektedir. Şekil 2.33'te öğrenme yöntemlerinin (3x3)'lük MIMO sisteminde farklı uzunluktaki öğrenme dizileri için BER başarımları sunulmuştur. Şekil 2.34'de ise yöntemlerin (3x3) MIMO sisteminde farklı uzunluktaki öğrenme dizileri için BER eğrilerinin birbirleriyle karşılaştırılması sunulmuştur. LMS yöntemi için iklandirmenin başarımı artırıcı etkisi yüksektir. Öğrenme dizisi boyu arttırıldığında bile

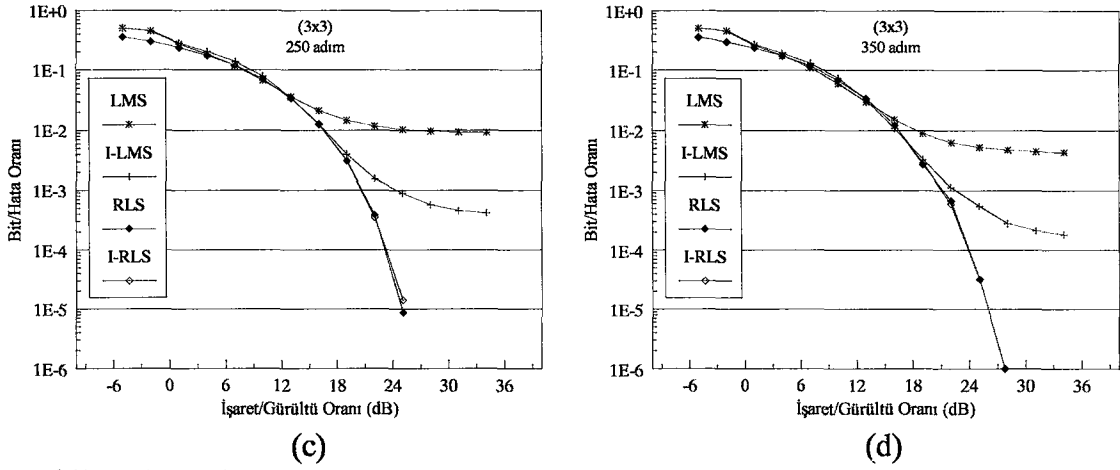
LMS ile I-LMS arasındaki fark pek azalmamaktadır. RLS yönteminde ise iklenidirmenin etkisi 150 bit ve üzerindeki öğrenme dizisi boyu için yok denecek kadar azdır.



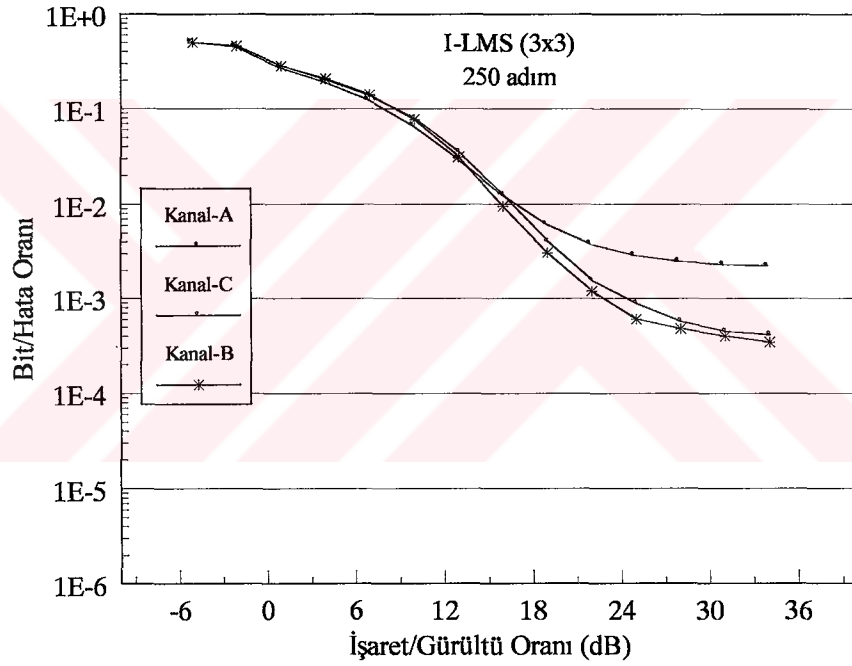
Şekil 2.33. Öğrenme algoritmalarının (3x3) MIMO sisteminde BER başarımlarının öğrenme dizisinin boyuna göre değişimi



Şekil 2.34. Öğrenme algoritmalarının (3x3) MIMO sisteminde BER başarımlarının farklı öğrenme dizi boyları için birbirleriyle karşılaştırılması

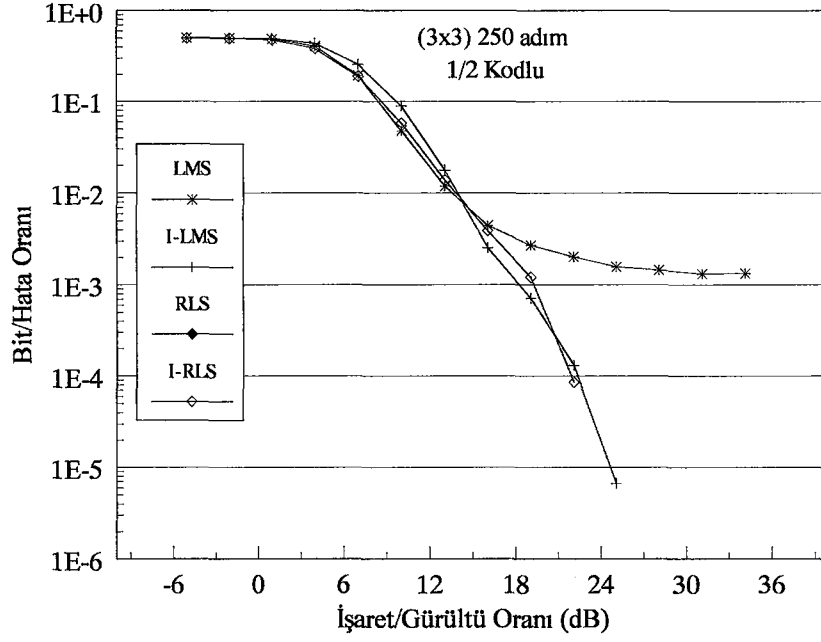


Şekil 2.34.'ün devamı

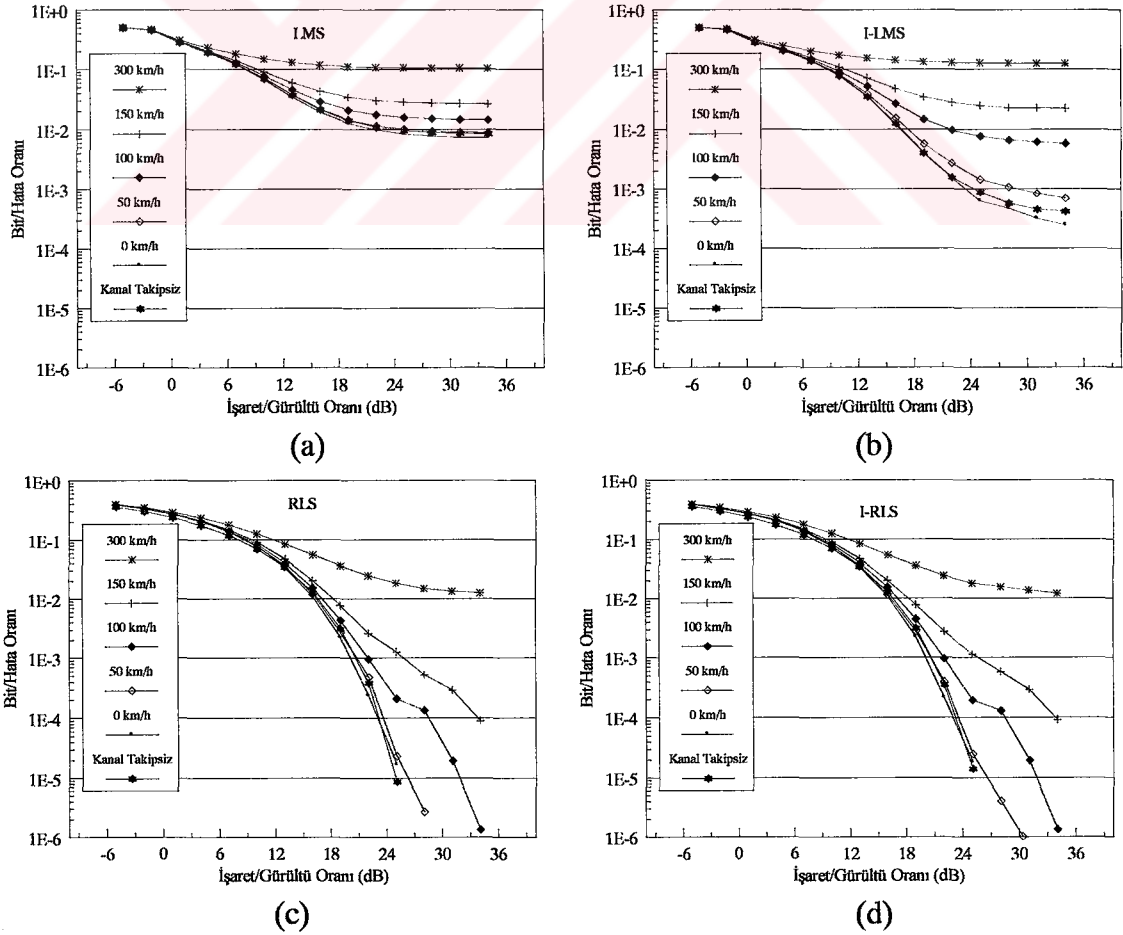


Şekil 2.35. I-LMS algoritmasının (3x3) MIMO sistem için farklı kanal profillerindeki BER başarımları eğrileri

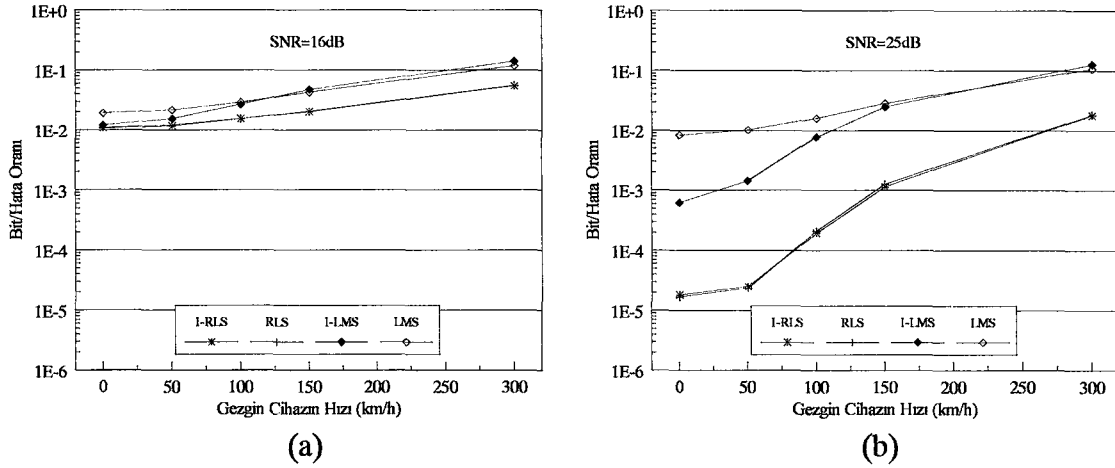
Şekil 2.35'de I-LMS'in (3x3) MIMO sisteminde 250 bitlik öğrenme dizisi için farklı kanal gecikme profillerindeki BER başarımları eğrileri sunulmuştur. Şekil 2.36'da ise yöntemlerin 1/2 konvolüsyonel kodlama yapılmaması durumundaki BER başarımları eğrileri sunulmuştur. Kodlama sırasındaki serpiştirme antenler arasında diyagonal olarak gerçekleştirilmiştir. Kodlamalı durumda I-LMS'in RLS'i yakaladığı görülmektedir.



Şekil 2.36. Farklı öğrenme algoritmalarının (3x3) MIMO sisteminde 1/2 konvolüsyonel kodlama için BER başarımlarının karşılaştırılması



Şekil 2.37. Yöntemlerin kanal takibi performansları



Şekil 2.38. Kanal takibi performanslarının karşılaştırılması

Şekil 2.37 ve Şekil 2.38’de yöntemlerin kanal takibi yeteneklerini gösteren BER eğrileri ve bunların birbirleriyle karşılaştırmaları sunulmuştur. Bu sonuçlar da 250 bit öğrenme dizisi kullanılarak (3x3) MIMO sistemi için elde edilmiştir. Kanal takibi sırasında LMS ve I-LMS’in adım büyüklüğü kanal denkleştiricisinin ileri ve geri yöndeki dalları için $\mu=0.005$, RLS için unutma faktörü $\omega=0.985$ seçilmiştir.

2.2.5. Değerlendirme

Son yıllarda bant genişliğini daha verimli kullanabilmek için yapılan çalışmaların en önemlisi MIMO sistemleridir. Literatürde MIMO konusunda sunulmuş çalışmaların büyük çoğunluğu ISI’nın çok az olduğu yada hiç olmadığı düz sönümlenmeli kanallarda yapılmıştır. Oysa bant verimliliğini artırması düşünülen bir sistemin frekans seçici kanallarda da araştırılması gereklidir.

Tez çalışmanın bu kısmında MIMO sistemleri için uyarlanırlı denkleştiriciler incelenmiş ve ilkendirme etkisi araştırılmıştır. MIMO DFE için de ilkendirme LMS algoritmasının başarımını oldukça yükseltmiştir. Bu performans artışı karmaşıklığın anten sayısının karesiyle arttığı MIMO sistemleri için çok daha önemlidir. LMS’in öğrenme hızını arttıran diğer tekniklerin ilkendirmeyle birlikte uygulanması halinde performansın çok daha iyileştirilebileceği düşünülmektedir. MIMO DFE’nin başarımını 1/2 konvolüsyonel kodlamanın kullanıldığı durum için de araştırılmıştır. Kodlamanın kullanıldığı durumda I-LMS’in RLS’i yakaladığı görülmektedir. Bunların yanında RLS’in kanal takip yeteneği MIMO sistemler içinde LMS’e göre çok iyidir.

Kanal katsayılarının hesaplanması denkleştirici katsayılarının hesaplanmasına göre çok daha hızlı ve doğru olduğundan ilklendirmenin özellikle denkleştirici eğitiminin zor olduğu durumlarda performansı artırıcı etki yaptığı düşünülebilir. Uyarlanırlı denkleştiriciler için karmaşıklığın yüksek olduğu MIMO sistemler için ilklendirmenin etkisi araştırıldıktan sonra işaret/gürültü oranının düşük olduğu sistemler için de ilklendirmenin etkisi araştırılmıştır. Bunun için işlem kazancı 32 olan doğrudan dizili yayılı spektrum sistemi seçilmiştir.

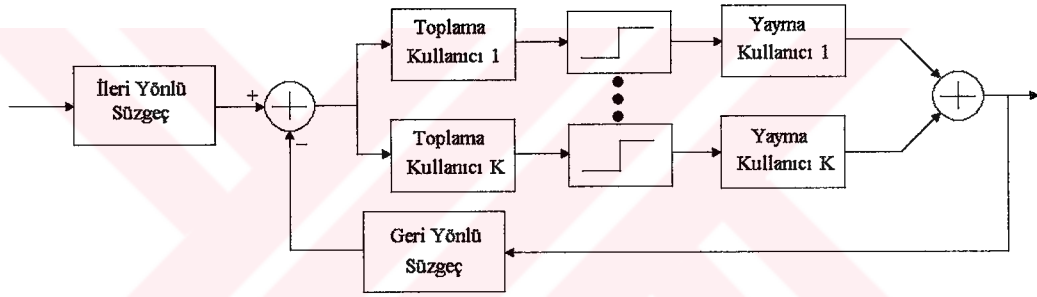
2.3. Düşük SNR Değerlerinde İlklendirmenin Etkisinin İncelenmesi

İşaret/gürültü oranının düştüğü durumlarda kanal denkleştiricilerinin başarımlarının birbirlerine göre farkı değişir. Kanal denkleştiricilerinin bu düşük SNR değerlerindeki performanslarını karşılaştırabilmek ve bunlara ilklendirme yönteminin etkisini araştırabilmek için düşük enerji seviyelerinde çalışan bir sistem olarak doğrudan dizili yayılı spektrum (direct sequence spread spectrum, DSSS) seçilmiştir. Turbo sistemi gibi yüksek kodlama seviyeleri kullanarak düşük SNR değerlerinde çalışabilen sistemlerden farklı olarak DSSS sistemi kullanılan kod uzunluğuyla doğru orantılı bir SNR kazancı sağlamaktadır. Dolayısıyla kanal denkleştiricilerinin küçük SNR değerlerindeki performanslarını karşılaştırmak için DSSS sistemi daha uygundur. Bu bölüm [85]'te de açıklandığı gibi kanal uyumlu süzgecin (RAKE) çalışmadığı durumlar için bir uygulama olarak ele alınabilir.

Yayılı spektrum sistemleri, doğasından gelen girişime karşı koyabile yeteneğiyle, yıllar içerisinde birçok farklı iletişim sistemi için popüler bir teknik haline gelmiştir [84]. Doğrudan dizili yayılı spektrum (direct sequence spread spectrum, DSSS) kod bölüşümlü çoklu erişim (code division multiple access, CDMA) ile hücrel haberleşme sistemlerinde uygulama alanı buldu.

Üçüncü nesil kablosuz haberleşme cihazlarının yüksek veri hızlarını desteklemesi beklenmektedir. Üçüncü nesil cihazlar için seçilen geniş bantlı DS-CDMA ile yüksek veri hızlarına ulaşabilmek için işlem kazancının azaltılması yani yayma işlemi için kullanılan dizinin boyunun kısaltılması gerekmektedir [86]. Yayma faktörünün düşük olduğu durumlarda genellikle sadece bir kullanıcı yüksek hızlarda iletim yapar. Bu durumda çoklu erişim karışması (multiple access interference, MAI) düşüktür, fakat haberleşme kanalının çok yolluluğundan dolayı ortaya çıkan simgeler arası girişim kullanılan yayma dizilerinin

birbirlerine olan dikgenliğini bozacağından [87]'de gösterildiği gibi geleneksel RAKE alıcının performansı oldukça düşer [86]. Bu nedenle işlem kazancının yeterince yüksek olmadığı durumlarda kanal denkleştiricisi kullanmak bir ihtiyaçtır. Bunun yanında DS-CDMA sisteminde MMSE alıcılar uyarlanır yapıları, optimum yakın-uzak (near-far) dirençleri ve yüksek spektrum verimleri sebebiyle ilgi çekmişlerdir [88]. Basitliği sebebiyle özellikle sabit istasyondan gezici radyoya doğru olan iletim için düşünülen doğrusal kanal denkleştiricileri (LTE), geleneksel RAKE alıcıya göre daha yüksek bir başarıma sahiptir. Fakat [89]'da gösterildiği gibi DS-CDMA sisteminde sabit istasyondan gezici radyoya iletim için chip seviyesinde karar geri beslemeli kanal denkleştirici kullanmak sistemin performansını oldukça yükseltir. DS-CDMA sistemi için DFE alıcının blok şeması Şekil 2.39'da sunulmuştur.



Şekil 2.39. DS-CDMA sistemi için DFE alıcının blok şeması [89].

Tez çalışmasının bu kısmında DSSS sistemi için chip seviyesinde çalışan uyarlanır karar geri beslemeli kanal denkleştiricisinin BER başarımı farklı öğrenme algoritmaları kullanılarak yapılan benzetişimle incelenmiştir. Bu inceleme düşük işaret/gürültü oranlarında öğrenme algoritmalarının performansı ve iklendirilmenin iyileştirici etkisini gösterir. Bu enerji seviyelerinde algoritmaların davranışları değişir. Benzetişim çalışmalarında DSSS sisteminde iklendirilmiş LMS algoritmasının RLS algoritmasından daha iyi bir BER başarıma sahip olması dikkat çekicidir.

2.3.1. Sistem Modeli

Bir verici ve bir alıcı antenin oluşturduğu bir sistem olsun. Verici tarafta bildiri işareti yayma dizisiyle çarpılır. Verici antenden iletilen işaret aşağıdaki gibidir;

$$x_{Nl+m} = c_{Nl+m} b_l, m=0, 1, \dots, N-1 \quad (2.76)$$

Burada c yayma dizisini, b bildiri işaretini, N yayma dizisinin boyunu, l ve m sırasıyla yayma dizisinin ve yayılmış işaretin indeksini göstermektedir. İletim kanalından geçerek alıcı antene ulaşan sinyalse aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$v_{Nl+m} = \sum_{i=0}^{L-1} h_i x_{Nl+m-i} + \eta_{Nl+m} \quad (2.77)$$

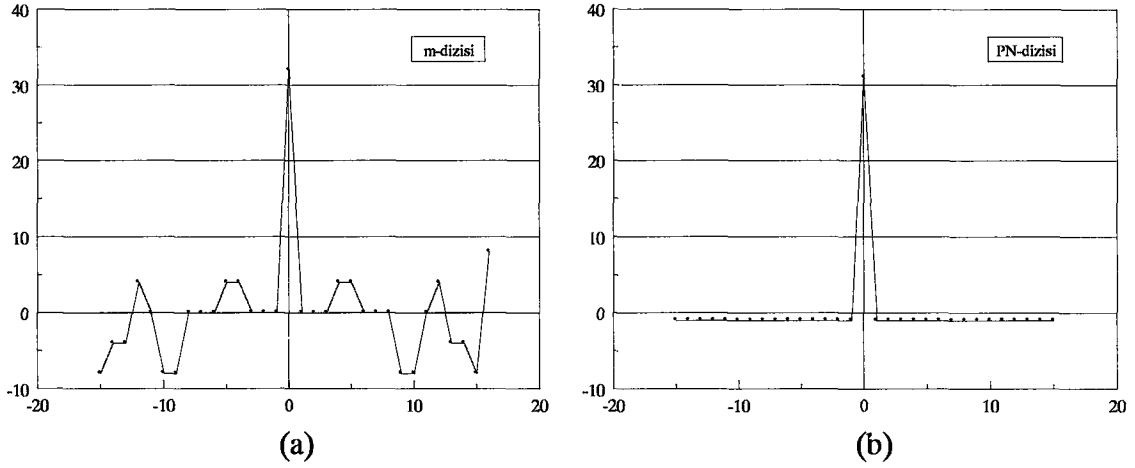
Burada h_i kanal katsayılarını, L kanal filtresini dal sayısını ve η_{Nl+m} toplanır beyaz Gauss gürültüyü (AWGN) temsil etmektedir.

2.3.2. Benzetişim Sonuçları

Benzetişim çalışması Bölüm 2.1'deki gibi 3 dallı frekans seçici sönmülemeli kanalda belirtilen güç gecikme profilleri için bir vericili ve bir alıcılı sistemde tek bir kullanıcı için gerçekleştirilmiştir. Benzetişimlerde Şekil 1.12'de gösterilen QPSK modülasyonunun yapıldığı sistem kullanılmıştır. Yayma dizisi olarak 31 bitlik PN dizisi ve bilgisayar benzetimi kullanılarak elde edilen 32 bitlik bir m dizisi kullanılmıştır. Kullanılan PN dizisi ve m dizisi Tablo 2.4'de, bu dizilerin özilişki eğrileri de Şekil 2.40'ta sunulmuştur. QPSK modülasyonu yapılırken sembolün I ve Q bileşenleri için aynı yayma dizisi kullanılmıştır. Veri paketi yine Şekil 2.5'deki gibi hazırlanmış olup yayılmış veri sembollerinin başında rasgele elde edilen öğrenme dizisi yer almaktadır. Kanal kestiriminin yapıldığı durumlarda öğrenme dizisinin başlangıcına 127 bit uzunluklu PN dizisi yerleştirilir. Ayrıca veri paketinin en başında ve sonunda BER hesabında işleme katılmayan güvenlik sembolleri yer almaktadır.

Tablo 2.4. Benzetişimde kullanılan PN ve m dizileri

PN-dizisi	-1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1
m-dizisi	-1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1

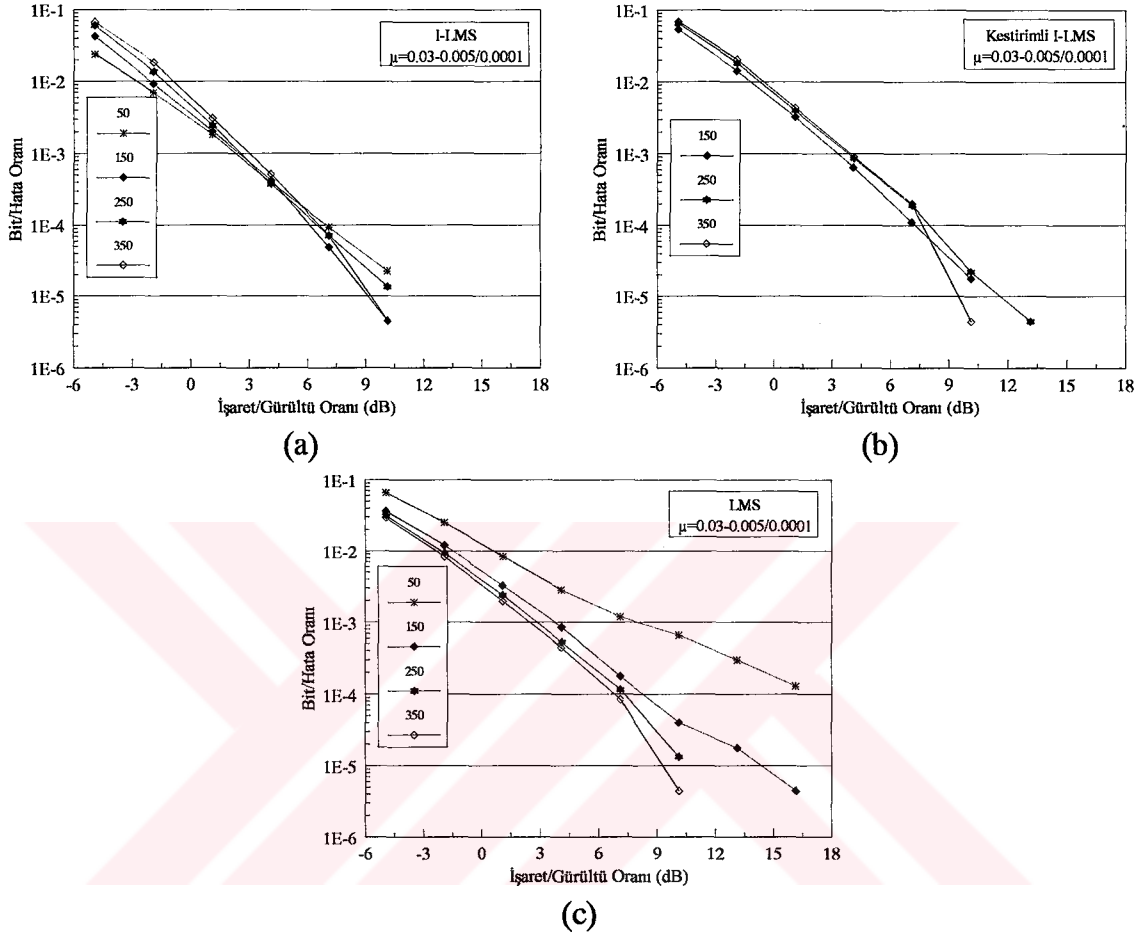


Şekil 2.40. Benzetişimde kullanılan m ve PN dizilerinin özilişki eğrileri

Şekil 2.41’de LMS ve I-LMS algoritmalarının doğrudan dizili yayılı spektrum sistemi için farklı öğrenme dizisi boyları için bit/hata oranı eğrileri sunulmuştur. Bu eğriler C tipi kanalda 32 bitlik m-dizisi kullanılarak ileri yönde 5 geri yönde 2 dala sahip DFE için elde edilmiştir. Tüm benzetişimlerde adım büyüklüğü ileri yöndeki dallar için 0.03’ten 0.005’e kadar özyineleme sayısı ile doğrusal olarak azaltılmış, geri yöndeki dallar içinse 0.0001 seçilmiştir. Bu adım büyüklüğü değerleri işaret/gürültü oranının (SNR) 15dB-25dB olduğu geleneksel SISO sistemlerinkilere göre küçüktür. Adım büyüklüğünün düşük enerji seviyelerinde küçültülmesi öğrenme hızını düşürmesine rağmen yanlış ayarlamayı azaltacağından sistem performansını yükseltir. Şekil 2.41 (a)’da kanal katsayılarının alıcıda tam olarak bilindiği kabul edilmiştir. BER eğrileri 50, 150, 250 ve 350 sembol öğrenme dizisi boyları için verilmiştir. Eğrilerin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. Eğrilerin -5dB civarındaki bölümlerinde öğrenme dizisi boyunun küçük olduğu durumlarda BER başarımının daha düşük olduğu görülmektedir. Çünkü bu enerji seviyelerinde seçilen adım büyüklüğü yüksek olduğundan öğrenme işlemi ikklendirmeyle optimum değerlerine yaklaştırılan kanal denkleştiricisi katsayılarını bu değerlerden uzaklaştırmaktadır. Fakat SNR’nin yükseldiği bölgelerde öğrenme işlemi kanal dekleştiricisi katsayılarını optimum değerlerine yaklaştırabilmektedir. Bu benzetişimlerde adım büyüklükleri 8dB civarında optimum olacak şekilde seçilmeye çalışılmıştır.

Şekil 2.41 (b), (a) ile karşılaştırılarak incelendiğinde, kestirimli I-LMS’te durumun biraz daha farklı olduğu görülür. Kestirim hatasının bu enerji seviyelerinde yüksek

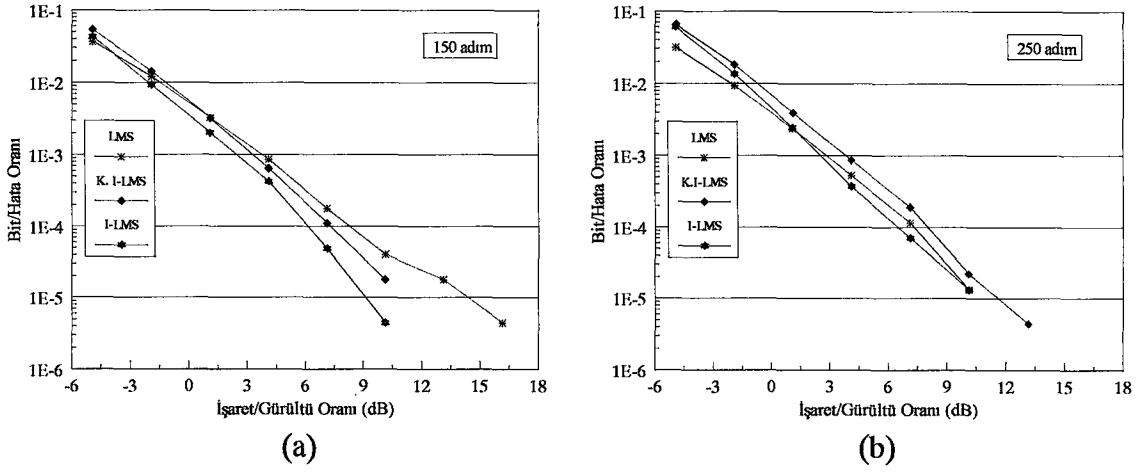
olmasından dolayı, iklendirme işlemi de daha hatalı olmaktadır. (c) şeklinde ise öğrenme dizisi boyunun artmasıyla LMS algoritmasının BER başarımının yükseldiği görülmektedir.



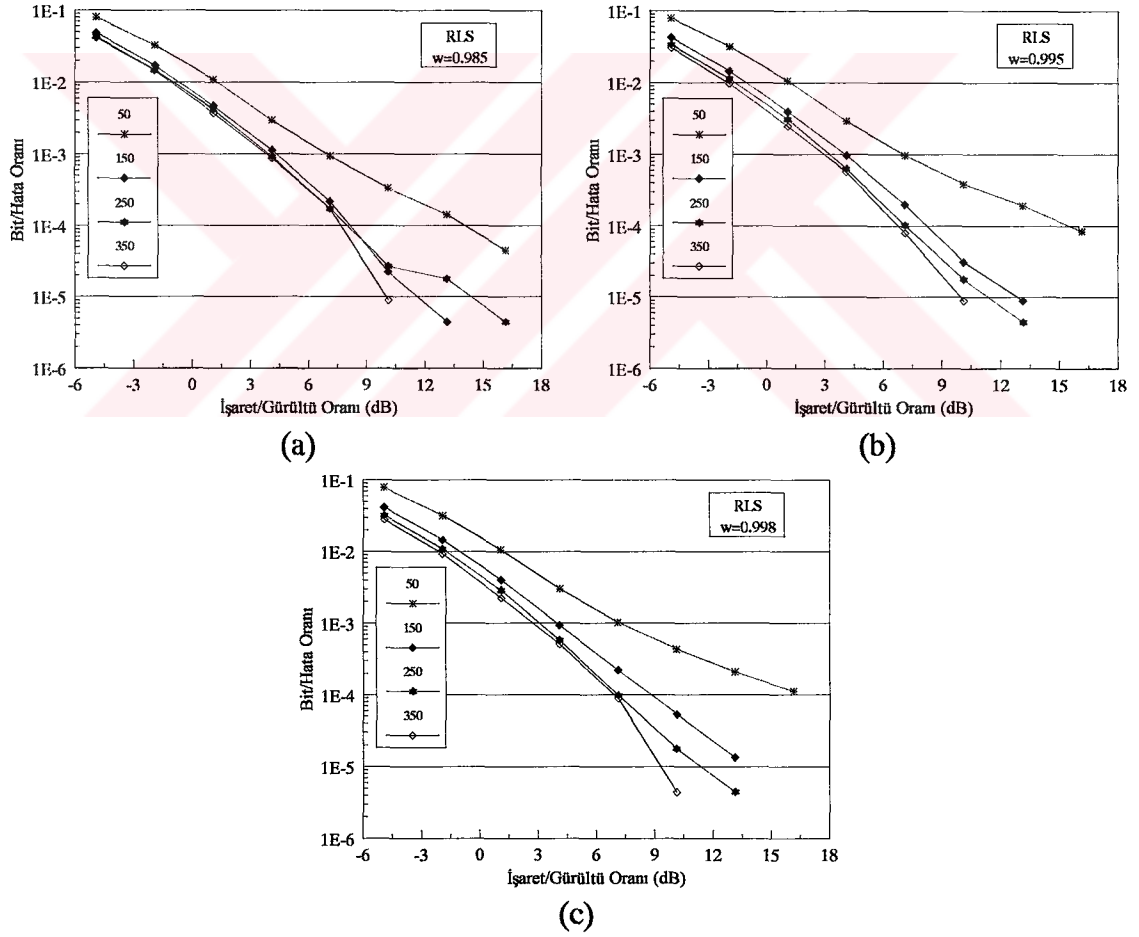
Şekil 2.41. DSSS sistemi için LMS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımının öğrenme dizisi boyuna göre değişimi

Şekil 2.42’de ise LMS algoritmalarının farklı öğrenme dizisi boyları için BER başarım eğrilerinin birbirleriyle karşılaştırılması yapılmıştır. Özellikle 150 adım öğrenmenin yapıldığı durumda iklendirme iyileştirici etkisi açıkça görülmektedir.

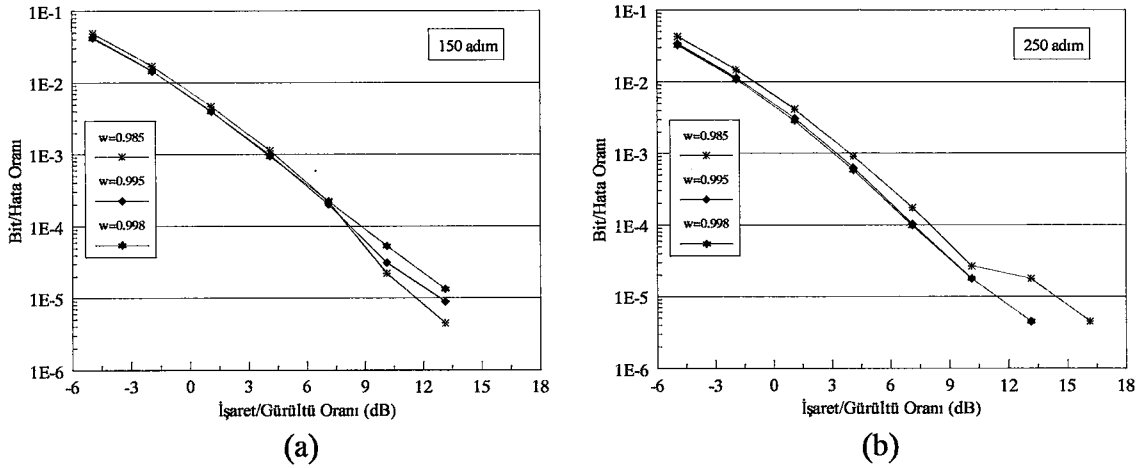
LMS algoritmalarını RLS algoritmasıyla karşılaştırmak için RLS’in bu SNR seviyelerinde en yüksek BER başarımını verdiği unutm faktörü belirlenmeye çalışılmıştır. Bunun için elde edilen eğriler Şekil 2.43’te sunulmuştur. Bu eğriler unutm faktörünün 0.985, 0.995 ve 0.998 olduğu durumlarda farklı öğrenme dizisi boyları için BER başarımlarını göstermektedir. Bu eğrilerin karşılaştırılmaları ise Şekil 2.44’de verilmiştir.



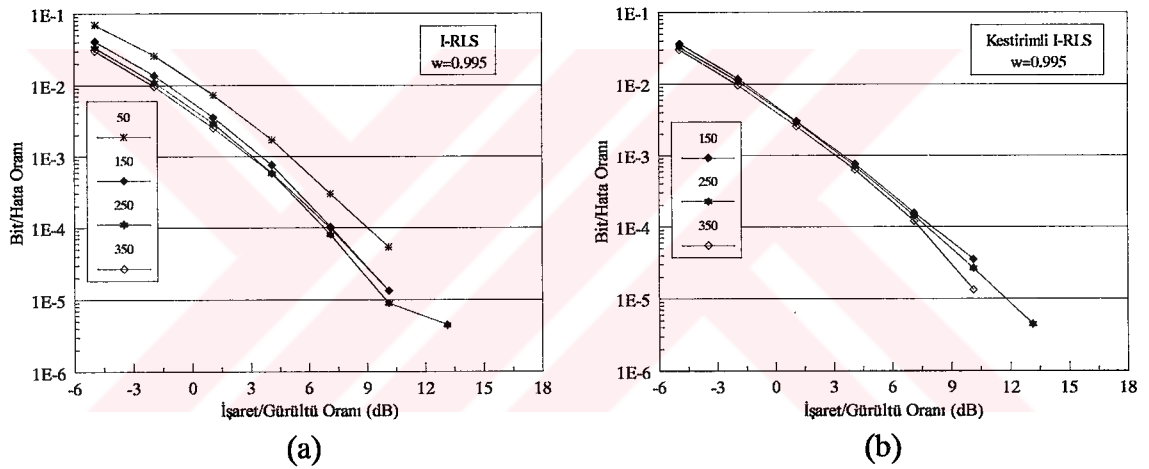
Şekil 2.42. DSSS sistemi için LMS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımının farklı öğrenme dizisi boyları için karşılaştırılması



Şekil 2.43. DSSS sistemi için RLS algoritmasının farklı unutma faktörü ve öğrenme dizisi boyundaki BER başarımı eğrileri



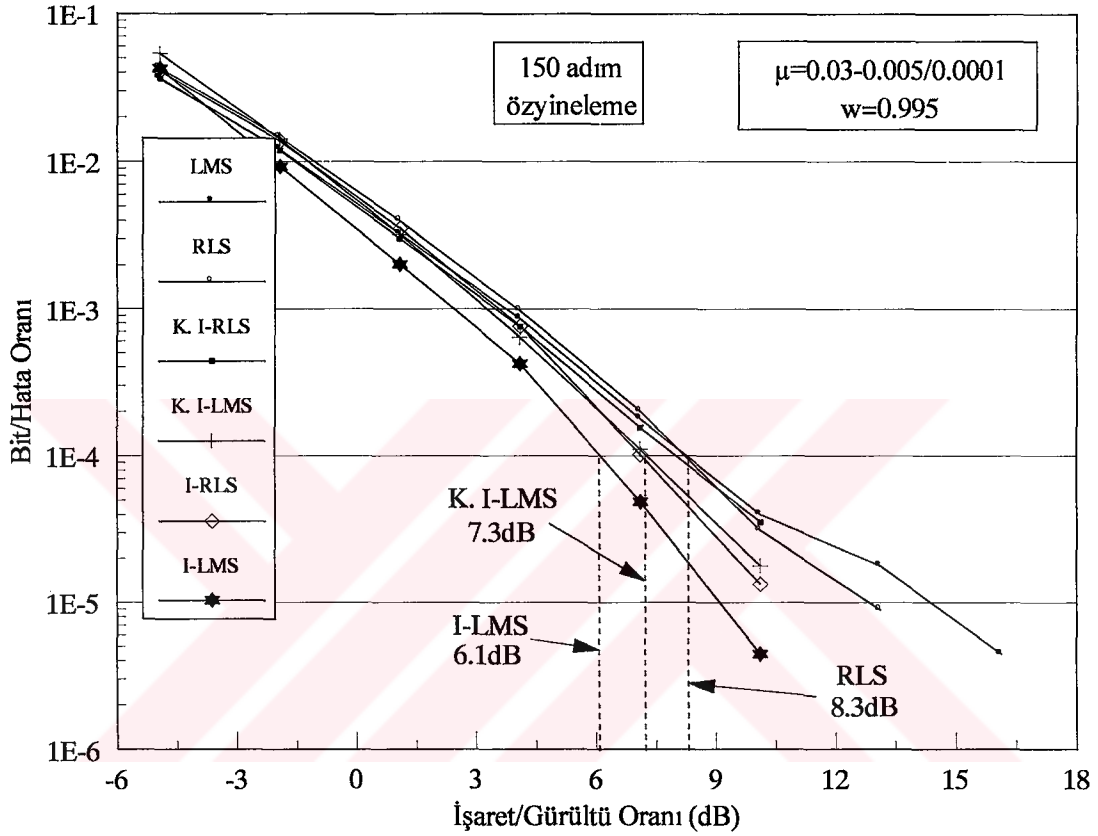
Şekil 2.44. DSSS sistemi için RLS algoritmasının farklı öğrenme dizisi boyundaki BER başarımının unutmaya faktörüne göre değişimi



Şekil 2.45. DSSS sistemi için I-RLS algoritmasının farklı öğrenme dizisi boyundaki BER başarımı eğrileri

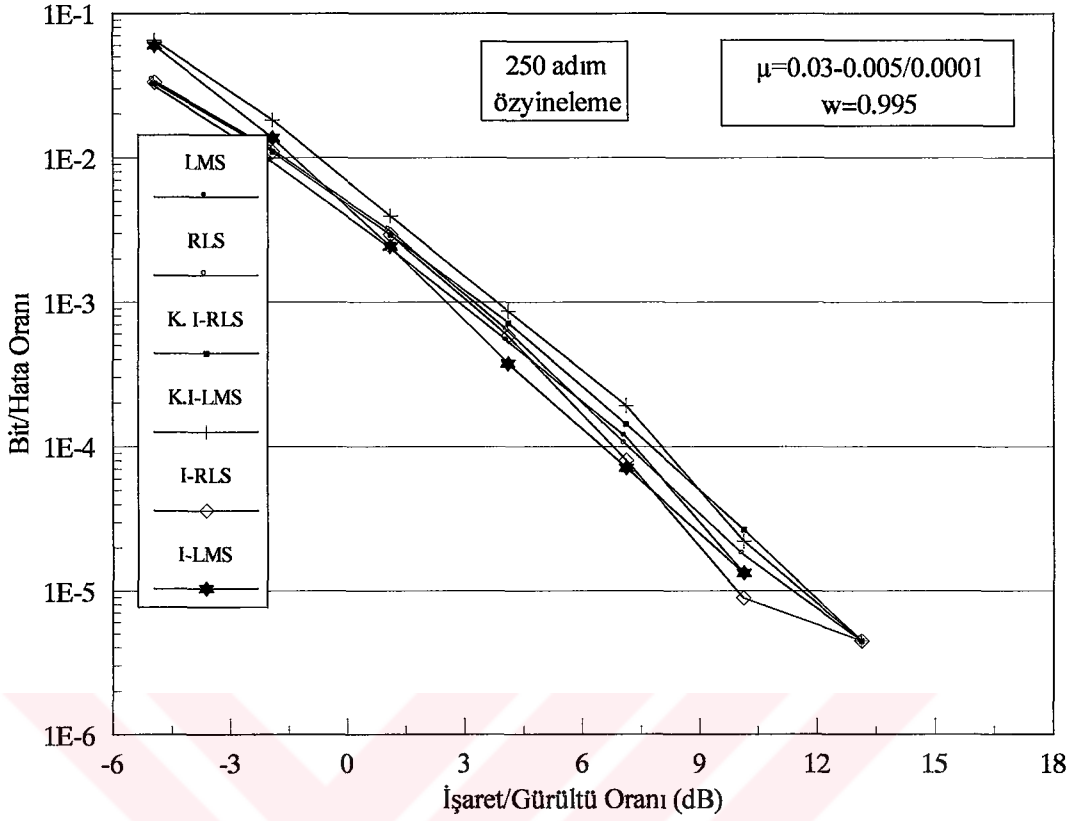
RLS algoritmasının DSSS sisteminde hem 150 adım hem de 250 adım öğrenme özyinelemesi için 8dB civarındaki optimum unutma faktörünün yaklaşık olarak $w=0.995$ olduğu görülmektedir. Bu unutma faktörü için I-RLS algoritmasının BER eğrileri de Şekil 2.45'te görülmektedir. Tüm yöntemleri 150 öğrenme özyinelemesi için BER başarımı eğrileri Şekil 2.46'da sunulmuştur. Şekilde kanal katsayılarının alıcıda bilindiği durumda ve kanal katsayılarının kestirimle hesaplandığı durumdaki iklendirmeli LMS algoritmasının BER başarımının RLS'inkinden daha iyi olduğu görülmektedir. BER değerinin 10^{-4} olduğu noktayı I-LMS algoritması 6.1dB'de, kestirimli I-LMS algoritması 7.3dB'de geçmesine rağmen RLS algoritmasının 8.3dB'de geçtiği görülmektedir. RLS

algoritmasının I-LMS'le arasında 2.2dB, kestirimli I-LMS'le arsında 1dB fark vardır. Bu enerji seviyelerinde 127 bitlik PN dizisiyle yapılan kestirim işleminin yeterince iyi olmayacağı açıktır. 10^{-4} değerini I-RLS'de yaklaşık 7.3dB'de geçer. Algoritmaların 250 öğrenme dizisi boyu için karşılaştırılmaları da Şekil 2.47'de verilmiştir.



Şekil 2.46. DSSS sistemi için öğrenme algoritmalarının 150 öğrenme adımı için BER başarımları eğrilerinin birbirleriyle karşılaştırılması

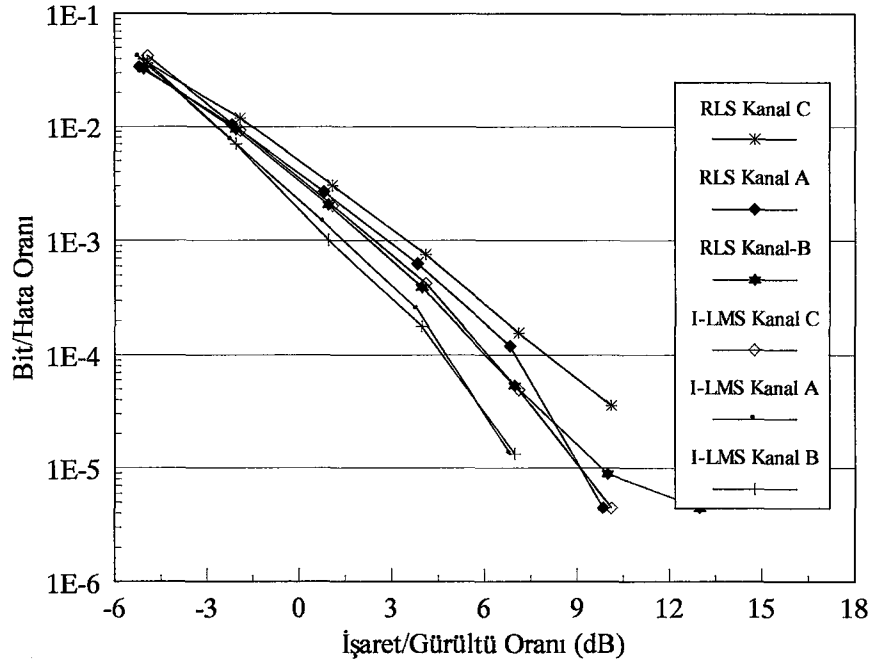
I-LMS ve RLS algoritmalarının BER performanslarının karşılaştırması farklı güç gecikme profiline sahip kanallar için de gerçekleştirilmiş ve sonuçlar Şekil 2.48'de sunulmuştur. 150 özyineleme adımıyla öğrenmenin yapıldığı bu benzetişimlerde her iki öğrenme algoritması için de BER performansının en kötü olduğu kanal C-tipi kanaldır. Daha sonra sırasıyla A-tipi ve B-tipi kanallar gelmektedir.



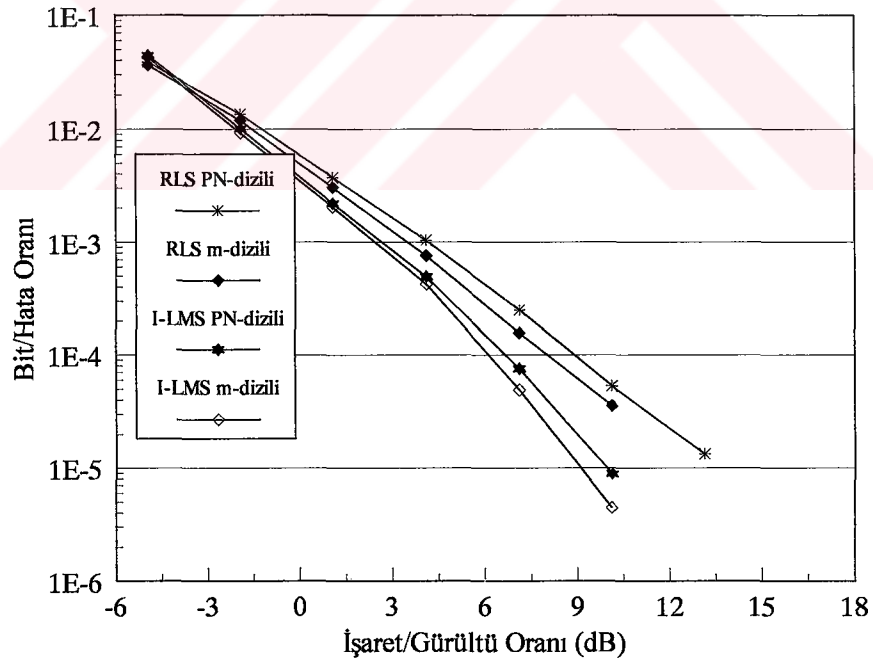
Şekil 2.47. DSSS sistemi için öğrenme algoritmalarının 150 öğrenme adımı için BER başarımları eğrilerinin birbirleriyle karşılaştırılması

Şimdiye kadar DSSS sistemi için sunulan eğriler m-dizisiyle yayma işlemi yapılarak elde edilmiştir. Yayma dizisi olarak PN-dizisinin kullanıldığı durumdaki BER başarımları eğrileri ise Şekil 2.49'da görülmektedir. İki yöntem için de m-dizisinin kullanıldığı durumdaki BER başarımları daha iyidir. Bunun sebebi m-dizisinin özilişki fonksiyonunda ana tepenin sağ ve solunda özilişkinin sıfır olmasına karşılık PN dizisinde -1 olmasıdır. Benzetişimde kullanılan kanal 3 dallı olduğu için öz ilişki fonksiyonunun ana dalın sağ ve solundaki bu 3 değer önemlidir. Ayrıca m-dizisi 32, PN-dizisi ise 31 bitlidir. Bu nedenle m-dizisinde tepe değerle yanındaki değerler arasındaki fark 32, PN-dizisinde ise 30'dur.

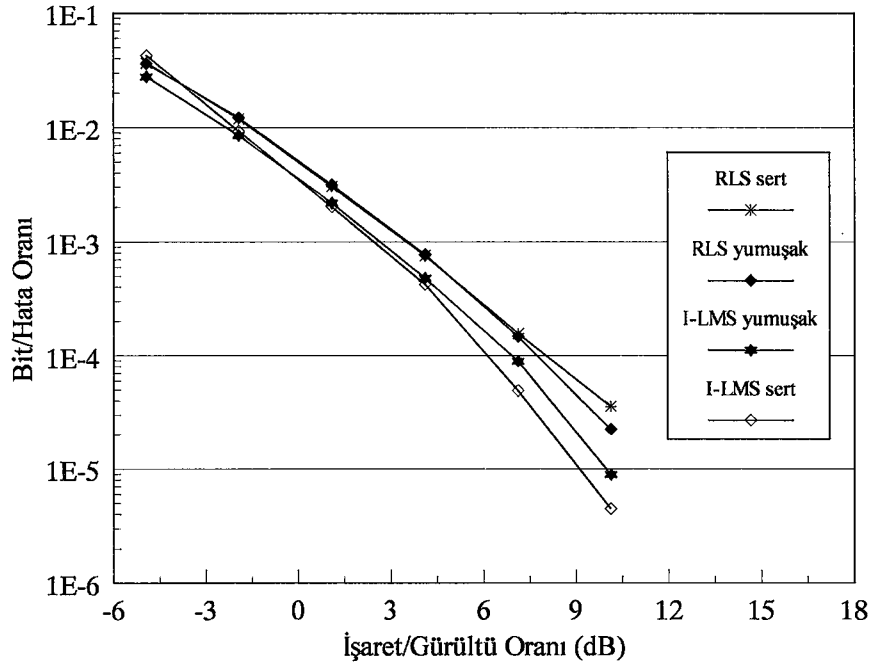
Şekil 2.50'de karar geri beslemeli denkleştirici için geri besleme olarak yumuşak kararın kullanıldığı durumdaki BER başarımları eğrileri ile sert kararın kullanıldığı durumdaki eğrilerin karşılaştırılması sunulmuştur. RLS için yumuşak kararlı durumda başarımları biraz daha iyi olmasına karşın I-LMS algoritması için sert kararın kullanıldığı durumdaki BER başarımları daha iyidir.



Şekil 2.48. RLS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımlarının farklı güç gecikme profilli kanallarda karşılaştırılması



Şekil 2.49. RLS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımlarının farklı güç gecikme profilli kanallarda karşılaştırılması

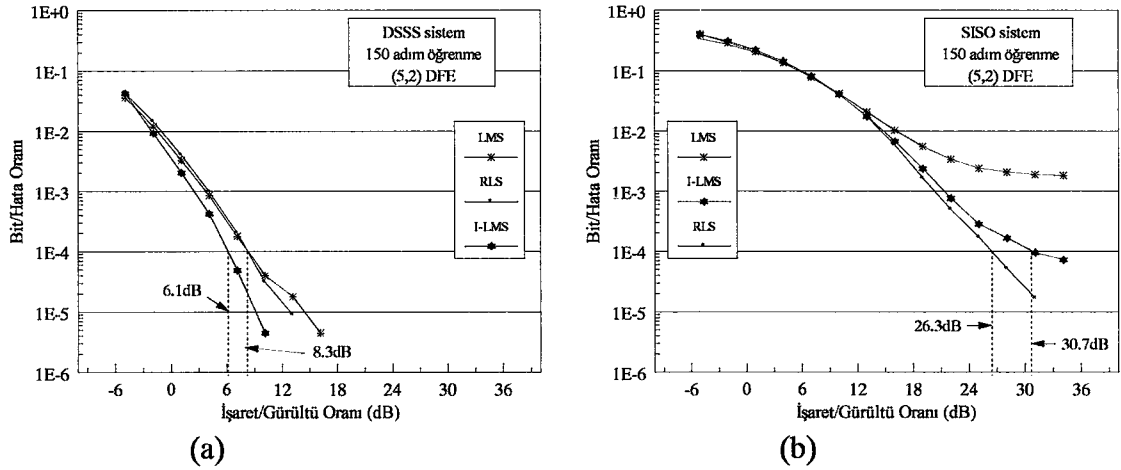


Şekil 2.50. RLS ve I-LMS algoritmalarının BER başarımlarının farklı güç gecikme profili kanallarda karşılaştırılması

2.3.3. Değerlendirme

Beklendiği gibi ilkendirme denkleştirici eğitiminin nispeten daha zor olduğu düşük işaret/gürültü oranlarında başarımları yükseltici etki yapmıştır. Bu etki yine LMS için RLS'e göre çok daha yüksektir. DSSS sistemi için 150 adım öğrenme özyinelemesi kullanıldığı durumda LMS, I-LMS ve RLS yöntemlerinin BER başarımları eğrileri Şekil 2.51 (a)'da, karşılaştırma yapabilmek için SISO sistemler için eğrilerde (b)'de sunulmuştur. I-LMS'in yüksek işaret/gürültü oranında çalışan SISO sistemi için RLS'e yaklaşmasına rağmen gerisinde kaldığı halde SNR'nin düştüğü bölgede I-LMS RLS'i geçmiştir. Böylece bu SNR değerlerinde I-LMS yönteminin ISI'yı daha iyi azalttığı gibi önemli bir sonuç ortaya çıkmaktadır.

Eğriler incelendiğinde DSSS sisteminde LMS algoritmasının da I-LMS ve RLS'e yaklaştığı görülmektedir. Doğrusal bir yöntem olan LMS yine doğrusal bir yöntemle ilklendirildiğinde doğrusal olmayan RLS algoritmasını geride bırakmıştır. Bu nedenle doğrusal yöntemlerin düşük enerji seviyelerinde öğrenme işlemini doğrusal olmayan yöntemlere göre daha iyi gerçekleştirebildiği gibi önemli bir sonuç ortaya çıkmaktadır.



Şekil 2.51. DSSS ve SISO sistemleri için LMS, I-LMS ve RLS algoritmalarının BER başarımlarının karşılaştırılması

2.4. Gerçek Zamanlı Video İletimi Uygulaması

Tez çalışmasının son kısmında tekniklerin bir uygulaması olarak Texas Instruments'ın TMS320C6201 tipi sayısal işaret işleyici (digital signal processor, DSP) kartları yardımıyla gerçek zamanlı bir video iletimi yapılmıştır. Bu uygulamada alıcı tarafta doğrusal ve karar geri beslemeli uyarlanırlı kanal denkleştiriciler kullanılmıştır. Uyarlanırlı denkleştiricilerin eğitimi için ise LMS ve ilklendirilmiş LMS algoritmaları kullanılmış ve böylece ilklendirmenin LMS yöntemi için etkisi gerçek bir sistemde gösterilmiştir. Bu uygulama ilklendirmenin iyileştirici etkisini ve ilklendirmenin DFE için LTE'den daha uygun olduğunu açıkça göstermiştir.

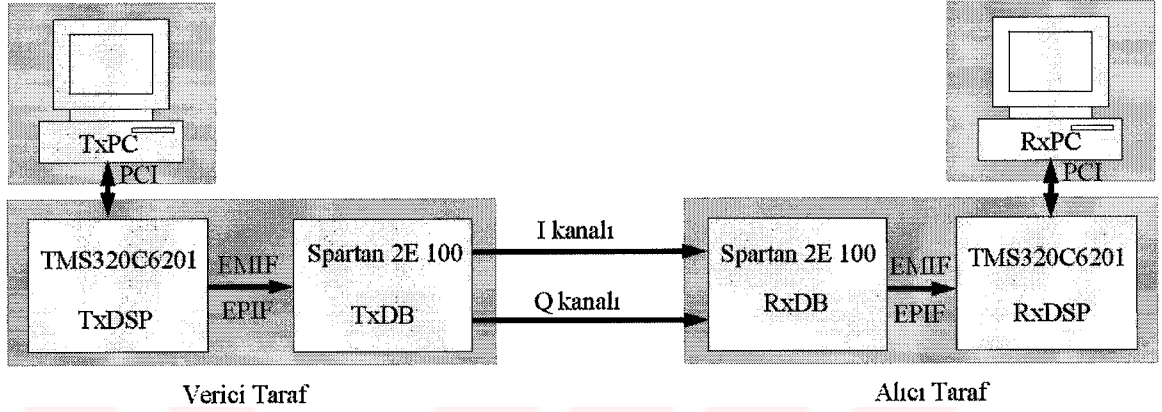
Oluşturulan sistemde DSP kartları, üzerinde ikili analogtan sayısala çevirici (analog digital converter, ADC), sayısalan analoga çevirici (digital analog converter, DAC) gurubu ve FPGA (field programmable gate array) yongası bulunan kardeş kartlarla (daughter board, DB) birleştirilmiştir. FPGA yongası FIFO (first-in first-out) ve alıcıda çerçeve başlangıcı algılayıcısı görevi yapacak şekilde ayarlanmıştır.

Oluşturulan uygulama düzeneği ve bu tez boyunca kullanılacak kısaltmaları aşağıdaki gibidir;

1. Verici olarak çalışan bilgisayar (TxPC)
2. Verici olarak çalışan DSP kartı (TxDSP)
3. Verici olarak çalışan kardeş kart (TxDB)
4. Alıcı olarak çalışan bilgisayar (RxPC)

5. Alıcı olarak çalışan DSP kartı (RxDSP)
6. Alıcı olarak çalışan kardeş kart (RxDB)

Uygulama düzeneğinin blok şeması Şekil 2. 52’de, alıcı tarafın gerçek görüntüsü ise Şekil 2.53’te sunulmuştur.



Şekil 2.52. Gerçeklenen uygulamanın blok şeması



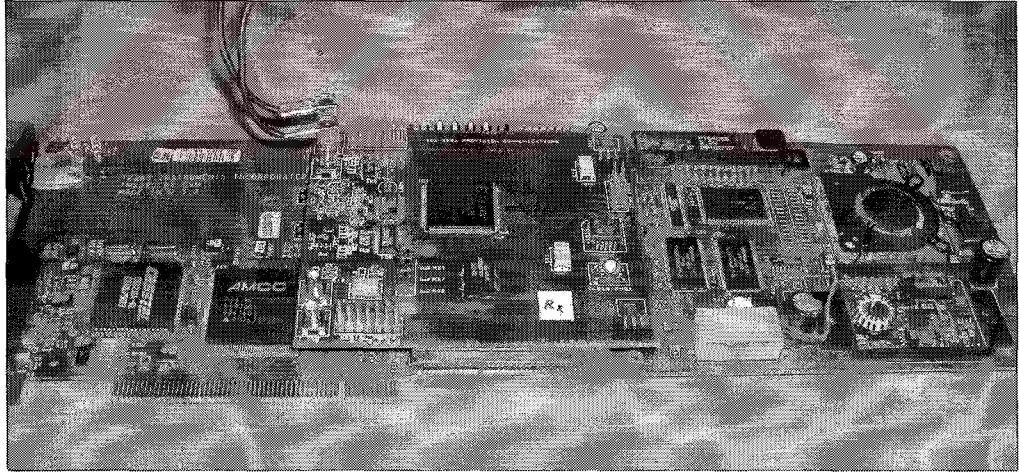
Şekil 2.53. Gerçeklenen sistemin alıcı tarafının gerçek görüntüsü

Uygulamanın gerçekleştirilebilmesinde kullanılan 3 çift eleman için 6 farklı program yazılmıştır. Önce TxPC için yazılan program çalıştırılır. Bu programla TxDSP için hazırlanan program yüklenir. Daha sonra bir video çalıştırılır ve video penceresinden bir

görüntü çerçevesi yakalanır. Bu çerçeve, kanal katsayıları ve AWGN gürültü bileşenleri TxDSP'ye aktarılır. TxDSP'de çerçeve paketler halinde QPSK modülasyonu yapılarak hazırlanır, eğer istenirse kanalla çarpılıp gürültü eklenir ve TxDB'ye gönderilir. TxDB, gelen paketleri iki kablo aracılığıyla RxDB'ye gönderir. RxDB kanalı her zaman dinler ve paketin gönderilip gönderilmediğini test eder. Paket ulaştığında bunu önce kendi FIFO'suna kaydeder sonrada RxDSP ye gönderir. RxDSP'de paket için eşzamanlama yapılır ve kanal denkleştiricisi koşulur. Sonuçta elde edilen veri paketlerinden görüntü çerçevesi tekrar oluşturulur ve RxPC'ye gönderilir. Ulaşan görüntü RxPC'de ekrana çizilir.

2.4.1. Kullanılan Donanım Elemanları

Uygulamanın gerçekleştirilmesi için 2 bilgisayarın yanında bir çift TMS320C6201 EVM DSP kartı ve bir çift de spartan 2E 100 (Xilinx XC2S100E 100K) FPGA yongası tabanlı kardeş kart kullanılmıştır. Şekil 2.54'te DSP kartı ve üzerine takılı olan kardeş kart görülmektedir. Aşağıda bu elemanların kısaca teknik özelliklerinden bahsedilecektir.



Şekil 2.54. DSP kartı ve üzerine bağlanan kardeş kart

2.4.1.1. DSP Kartları

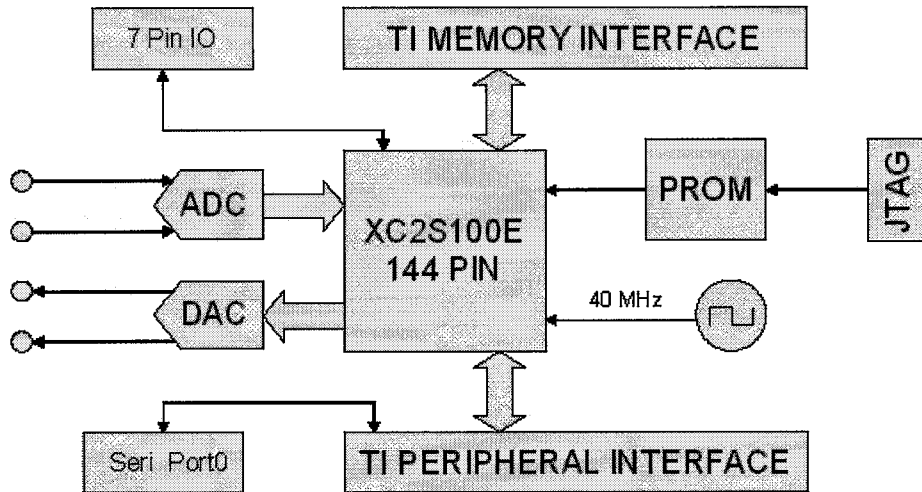
Gerçek zamanlı işlemleri gerçekleştirebilmek için kullanılan DSP işlemcilerinin genel amaçlı işlemcilerden farkı çarpma ve toplama işlemlerini daha hızlı gerçekleştirebilecek şekilde optimize edilmiş olmalarıdır. Ayrıca bu işlemciler daha az

enerji harcarlar ve daha ucuzdurlar. Bu nedenle endüstriyel uygulamalarda geniş kullanım alanı bulmuşlardır. Günümüzde DSP marketi Analog Devices, Motorola, Lucent ve Texas Instrument gibi büyük üretici firmalar tarafından paylaşılmıştır [90].

Bu tez çalışması dâhilinde yapılan uygulamada Texas Instrument TMS320C6201 EVM kartı kullanılmıştır. Bu kartlar, üzerinde DSP işlemcisinin bulunduğu bir modül şeklindedir. Kart üzerinde DSP'den başka bellek modülü, ses kodlayıcısı, saat, arayüz blokları gibi bileşenleri de vardır. Bu kartın sahip olduğu işlemci 200 MHz hızında çalışmakta olup 32 bitlik veri yoluna sahiptir. Ayrıca 16 bitlik çarpma yapan 2 tane paralel çarpıcısı, 32 bitlik 32 tane kaydedicisi, 32 bitlik 16K uzunluklu dâhili veri belleği ve aynı uzunlukta dâhili program belleğine sahiptir. Bilgisayara PCI üzerinden bağlanabildiği için bilgisayarla haberleşmesi hızlıdır. Bu kart üzerine takılan kardeş kartlarla EMIF (expansion memory interface) ve EPIF (expansion peripheral interface) üzerinden haberleşebilir. Haberleşme 32 bitlik kelime uzunluğu ile 50MHz'de gerçekleştirilebilir.

2.4.1.2. Kardeş Kartlar

Uygulama sırasında kullanılan kardeş kartının basitleştirilmiş blok şeması Şekil 2.55'te sunulmuştur. Kart Xilinx XC2S100E 100K FGPA tabanlıdır. Bu kartlar Texas Instrument DSP kartlarıyla EMIF ve EPIF üzerinden haberleşebilir. 20 Mhz'lik maksimum örnekleme hızına sahip kardeş kartların üzerinde 10 bitlik stereo ADC ve DAC bulunur.



Şekil 2.55. Kardeş kartın basitleştirilmiş blok şeması

Kart Texas Instrument (TI) DSP kartlarından gelebilecek sinyaller için 7 bacaklı genel giriş çıkış konektörüne ve yine DSP kartı ile ulaşılabilen bir seri konektöre sahiptir. Kartın ADC ve DAC tarafından giriş çıkışı 2.5 volt DC ofsetin üzerinde tepeden tepeye 3 volt olacak şekildedir ve kesim frekansı 11MHz olan üçüncü dereceden örtüşme-önler filtreye sahiptir. FPGA JTAG konektörü üzerinden bilgisayar aracılığıyla programlanabilir. Eğer istenirse FPGA programı PROM'a kaydedilip kart enerjilendirildikten sonra otomatik olarak çalıştırılması sağlanabilir. Kullanılan ADC ve DAC yongaları sırasıyla AD9201 ve D9761 dir. Her iki yonga da I ve Q sinyallerini aynı anda işleyebilecek çiftli giriş veya çıkışa sahiptir.

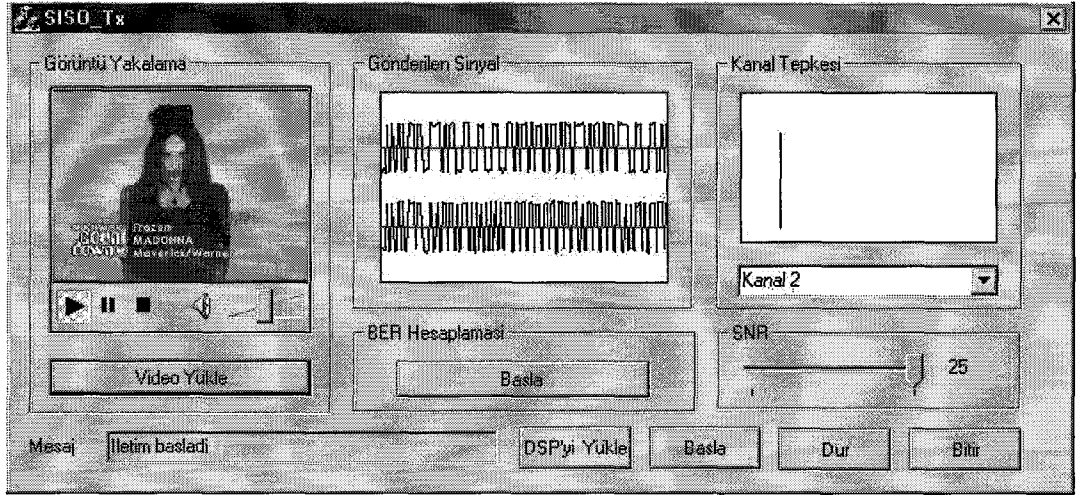
2.4.2. Kullanılan Donanım Elemanlarının Programlanması

Uygulamanın gerçekleşmesi için daha önce de belirtildiği gibi kullanılan 6 eleman için 6 farklı program hazırlandı. Aşağıda bu programlar hakkında kısaca bilgi sunulmuştur.

2.4.2.1. TxPC Programı

TxPC ve RxPC için Visual C++ programa diliyle iki program hazırlanmıştır. İki programda çalıştırdıktan sonra DSP programlarının DSP kartlarına yüklenmesi sağlar. Ayrıca uygulamanın çalıştırılması sırasında DSP ile bilgi alış verişi sürekli olarak devam ettirilmektedir.

TxPC programının çalıştırıldığındaki görüntüsü Şekil 2.56'da verilmiştir. Programın DSP ile olan bağlantıları TI tarafından sağlanan DLL dosyası yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Program çalıştırılıp DSP programı da yüklendikten sonra sol köşedeki *media player* penceresi sayesinde herhangi bir video çalıştırılır. Programın *Başla* tuşuna basıldıktan sonra video görüntüsü belirli aralıklarla TxPC programı tarafından yakalanır. Bu işlem yapılırken *Windows*'un görüntü ayarları 16bit renk gösterecek şekilde ayarlanmalıdır. Bunun anlamı her bir görüntü noktacığı 16 bitle yani 2 bayt ile saklanabilir. Görüntü yakalama penceresi 160x120 boyutlarındadır. Böylece her bir görüntü çerçevesi için 38400 baytlık bir görüntü dizisi yakalanmış olur.

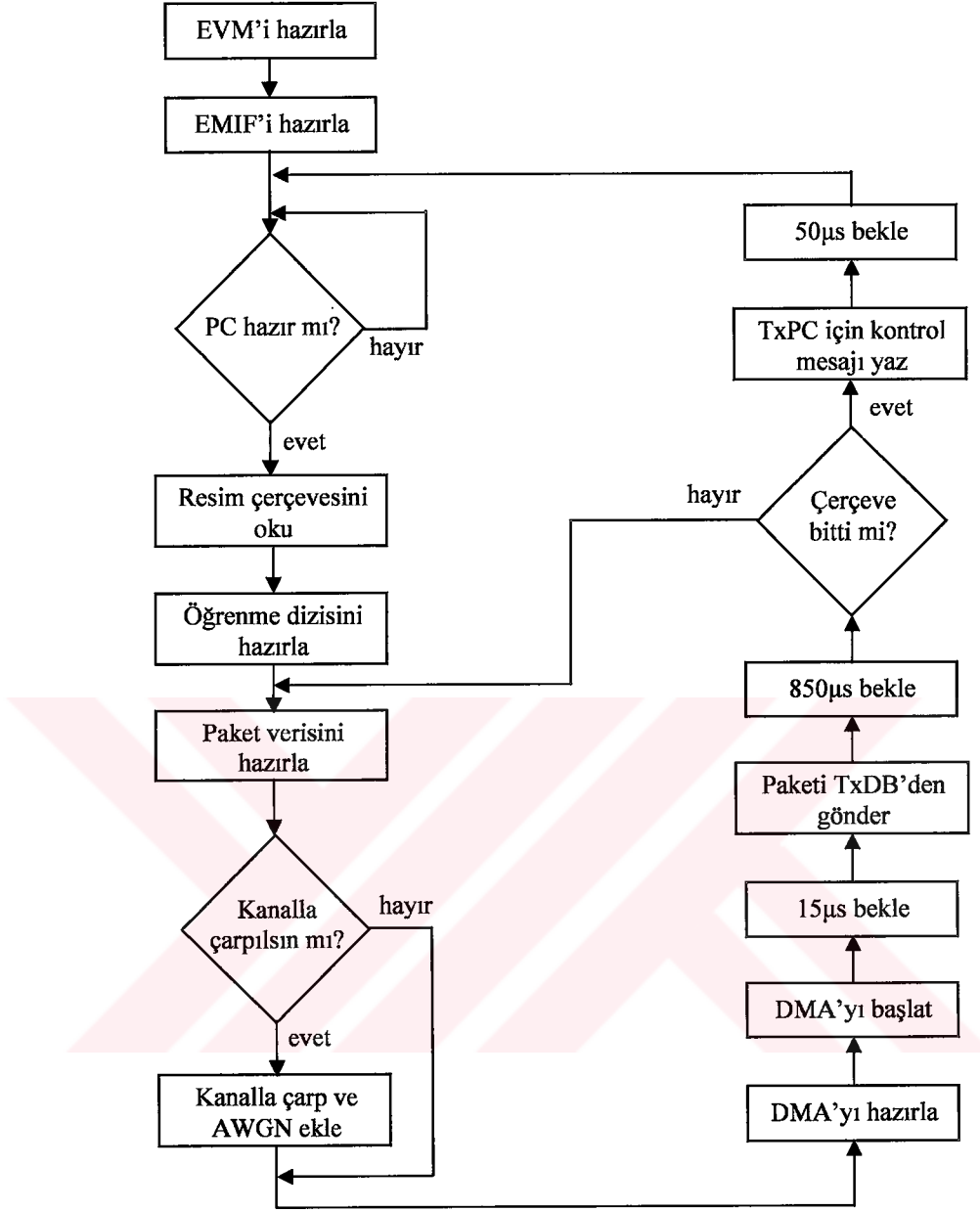


Şekil 2.56. TxPC programının görünüşü

Program görüntüsünün sağ tarafında görünen bölümden iletimin yapılacağı kanal seçilebilir. Kanal olarak sadece fiziksel ortamın oluşturmuş olduğu kanal seçilebileceği gibi istenirse verici tarafta tek dallı yada üç dallı kanalla çarpma yapıp istenilen ölçüde de AWGN gürültüsü eklenebilir. Fakat her durumda DAC, iletim kabloları, ADC ve filtrelerin oluşturduğu bir kanal mevcut olacak aynı zamanda alıcı ve verici kısım farklı saatlerle çalıştığı için frekans ofseti meydana gelecektir.

Seçilen kanal türüne göre TxPC'de hesaplanan kanal katsayıları ve gürültü bileşenleri de bilgisayarda bir bellek bölgesine yerleştirilir. TxPC bu işlemleri tamamladıktan sonra TxDSP'nin bellek alanı içinde TxDSP tarafından bilinen *inmailbox* adlı bir adrese (0x01300000) hazırlanmış olduğu görüntü, kanal katsayısı ve gürültü dizilerinin başlangıç adreslerini koyar ve bu dizilerin iletme hazır oldukları anlamına gelen bir bayrağı setler. TxDSP hazır olunca bu dizileri alır. TxPC, TxDSP'den gelecek mesajı beklemeye başlar. TxDSP yeni görüntü çerçevesini istediğinde daha önce hazırlanmış olduğu veri paketlerinden birinin bir kısmını da TxPC tarafından bilinen bir adrese (*outmailbox*, 0x01300010) koyar. TxPC bu diziyi alır ve Şekil 2.56'da *Gönderilen Sinyal* penceresinde görüntüler.

TxPC programı aracılığıyla AWGN gürültüsünün büyüklüğünü ayarlamak mümkündür. Ayrıca alıcı tarafta BER hesabı yapılmak istendiğinde RxPC tarafından bilinen 38400 bayt uzunluklu bir dizi görüntü dizisi yerine gönderilir.



Şekil 2.57. TxDSP programının akış diyagramı

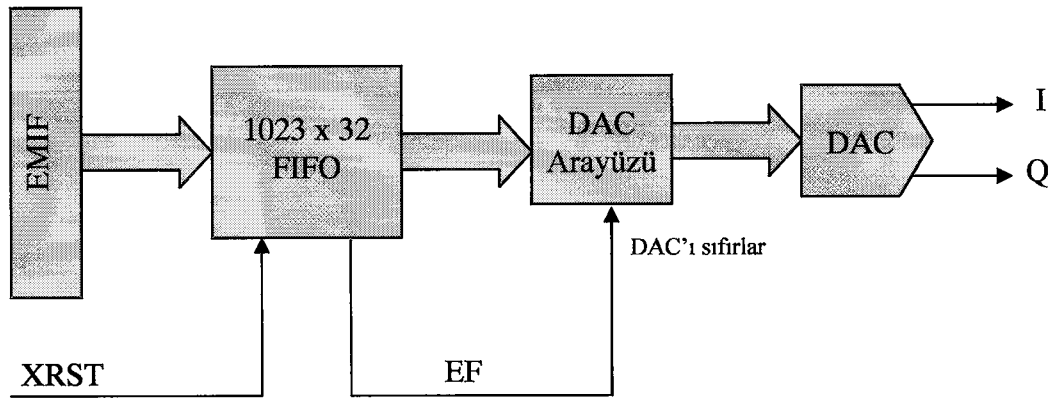
2.4.2.2. TxDSP Programı

TxDSP programı TI tarafından sağlanan *Code Composer* adlı C ve Assembly tabanlı olarak DSP için kod geliştirme imkânı veren program ile hazırlanmıştır. TxDSP programı TxPC tarafından DSP'ye yüklenir. Program çalışınca DSP kartı için gerekli ayarlamaları yapar, TxDB'yi sıfırlar ve TxPC'den gelecek mesajı beklemeye başlar. TxPC'den görüntü çerçevesi ulaştıktan sonra TxDB içerisindeki FIFO'nun büyüklüğüne uygun olarak 38400

baytlık dizi 200 tane pakete ayrılır. Her bir paket 192 bayt uzunluklu olup 96 tane görüntü noktacığının bilgisini içermektedir. Her bir görüntü noktacığı 16 bit olduğundan I ve Q bileşenleri için ayrı ayrı 768 tane QPSK sembolü oluşturulur. Her paketin başına I ve Q da aynı olmak üzere başlık bilgisi yerleştirilir. Bu başlık bilgisi kanal katsayılarının hesabı, eşzamanlama ve denkleştirici eğitimi için kullanılır. Başlık bilgisinin ortasına 127 bitlik PN ve bu dizinin başına aynı PN dizisinin son 30, sonuna ise yine aynı PN dizisinin ilk 30 biti yerleştirilir. Başlık bilgisinden sonra 768 bitlik veri yerleştirilerek bir paket oluşturulur. Bu paketin boyu $30+127+30+768=955$ bit uzunluğunda olup I ve Q bileşenleri için ayrı ayrı hazırlanmaktadır. Oluşturulan paket EMIF aracılığıyla TxDB ye iletilir. İletim için TxDB'ye yazma uçları aktif yapılmış olmalıdır. İletimin sonlanması beklenir. Yazma ucu pasif yapılır. TxDB'nin paketi iletmesi beklenir ve TxDB tekrar sıfırlanır. Sonra diğer paketlerin hazırlanması işlemine geçilir. TxDB ile TxDSP arasındaki iletim 50Mhz hızı ile gerçekleştirilir. TxDSP programının akış diyagramı Şekil 2.57'de sunulmuştur.

2.4.2.3. TxDB Programı

TxDB programı FPGA'i bir FIFO ve DAC arayüzü haline getirme işlemini gerçekleştirir. Bu yapı Şekil 2.58'de sunulmuştur. Bilindiği gibi FPGA yongası yüklenen programla istenilen herhangi bir donanımmış gibi kullanılabilir, bacak bağlantıları istenildiği gibi ayarlanabilir. TxDB programı Xilinx firması tarafından sağlanan kod geliştirme programı sayesinde yazılmıştır.

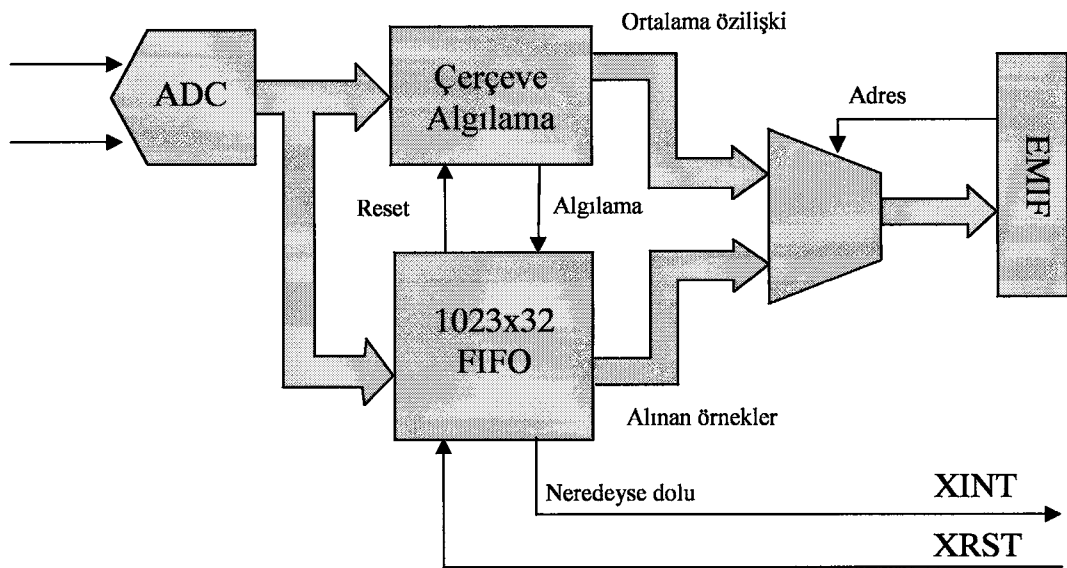


Şekil 2.58. TxDB için hazırlanan programla FPGA yongasında oluşturulan donanımın blok şeması

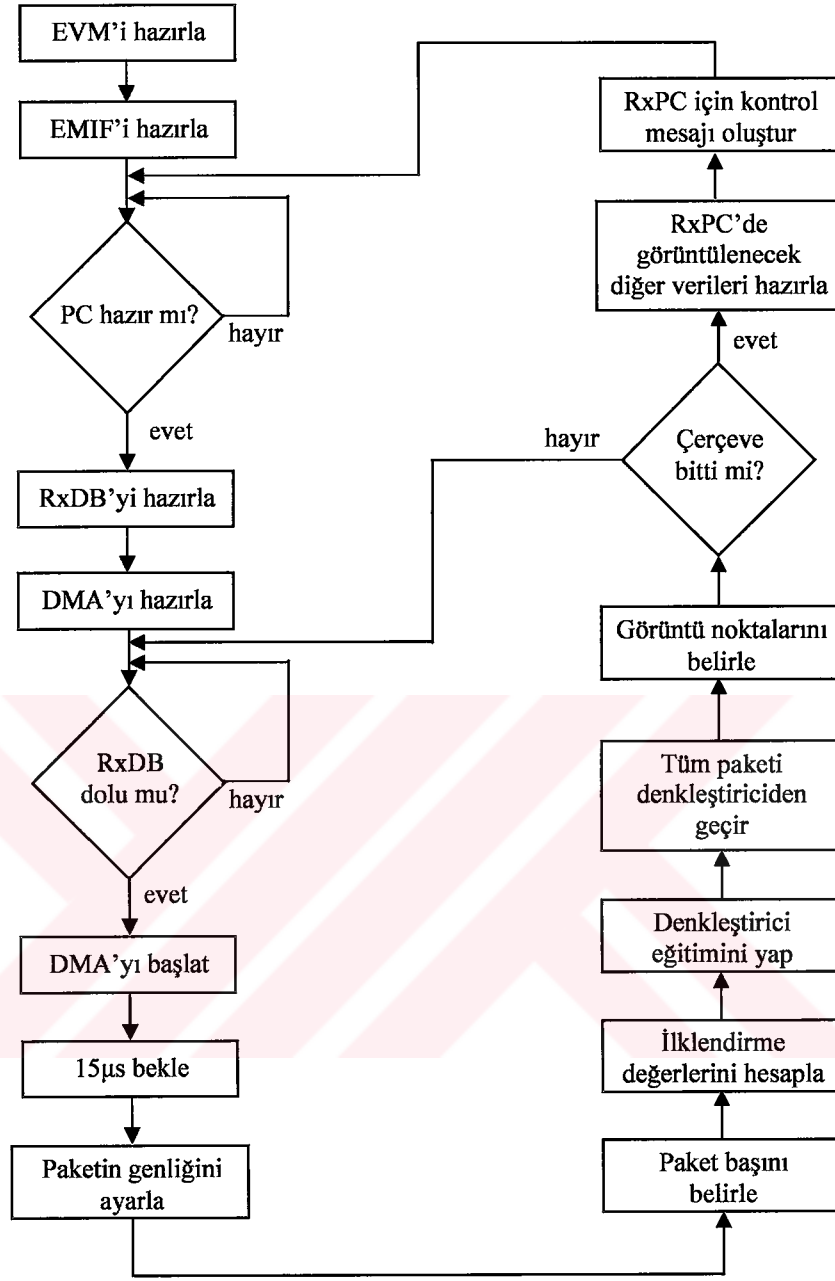
Yazılan program aracılığıyla TxDSP'nin EMIF'ine bağlı 32 bitlik 1023 kelime boyunda bir FIFO oluşturulur. Ayrıca TxDSP'nin sıfırlama (reset) ucu bu FIFO'yu sıfırlayacak şekilde ayarlanır. FIFO ile DAC arasında bir DAC arayüzü de oluşturulur. Bu arayüz FIFO'ya kaydedilen 32 bitlik bilginin üst ve alt yarısının en anlamlı 10 bitini DAC'a gönderir. DAC'ta analoğa çevrilen I ve Q işaretleri iki kablo aracılığıyla RxDB'ye gönderilir. İki kablonun haricinde herhangi bir saat ya da kontrol bağlantısı kullanılmaz. Bu haliyle sistem RF için de uygundur.

2.4.2.4. RxDB Programı

Bu program aracılığıyla RxDB'nin FPGA yongasında oluşturulan yapı Şekil 2.59'da sunulmuştur. RxDB paket haberleşmesinin yapıldığı bu sistemde sürekli olarak kanalı dinler. ADC'den alınan veri FIFO'yu ve çerçeve algılama ünitesini besler. Çerçeve algılama kısmında alınan işaret sürekli olarak özilişki işlevine tabi tutularak ve bu işlemin sonundaki değişimle veri paketinin geldiği anlaşılır. Kanalda var olan gürültü bu işlemi güçleştirdiği için karmaşık bir işlem gerektirir. Alınan veri paketi EMIF aracılığıyla RxDSP'ye iletilir. Paketin hazır olduğu RxDSP kartına *XINT* ucu ile bildirilir. Paketin RxDB'de hazır olduğunu anlayan RxDSP gerekli kontrol işaretleriyle FIFO'yu okur.



Şekil 2.59. RxDB için hazırlanan programla FPGA yongasında oluşturulan donanımın blok şeması



Şekil 2.60. RxDSP programının akış diyagramı

2.4.2.5. RxDSP Programı

RxDSP programının akış diyagramı Şekil 2.60'da sunulmuştur. Program önce diğer gerekli hazırlıkları ve ön yüklemeleri yapar ve RxDB'den gelecek paketi bekler. Paket ulaşınca I ve Q bileşenleri uygun şekilde ayrılır, gelen 10 bitlik verinin ortalaması alınır ve veri DSP'deki işlemler 16 bitlik olarak yapılabildiğinden en yüksek duyarlılık için 16 bite

ötelenir. Oluşturulan dizi 127 bitlik PN dizisiyle başından itibaren 20 kez birer bit kaydırılarak çapraz ilişki işlemine tabi tutulur. Yapılan işlemler karmaşıktır ve sonuçta kanalın birim vuruş tepkisi elde edilmiş olur. Kanalın yayması daha fazla olsaydı çapraz ilişki hesabı sayısı daha da arttırılmalydı. Elde edilen bu 20 değerlik dizi içerisinde genliklerine göre en büyük enerjiye sahip 5 sıralı değer belirlenir ve bu 5 değer birincisi elde edilen paketin başlangıcı olarak kabul edilir. Böylece eşzamanlama işlemi gerçekleştirilmiş olur. Toplamaları genlik olarak en büyük 5 değer aranmasının sebebi kanalın geniş bantlı olması ve üçgen profile sahip olabilmesidir. Eğer kanal dar bantlı olsaydı en büyük genlikli kanal birim vuruş değerini bulmak ve ona eşzamanlı olmak yeterli olacaktı.

Eş zamanlamadan sonra eğer iklendirme yapılacaksa eşzamanla sırasında elde edilen kanal katsayıları kullanılarak iklendirme değerleri hesaplanır ve kanal denkleştiricilerine yerleştirilir. Daha sonra denkleştirici LMS algoritmasıyla eğitim dizisi olarak bu 127 bitlik PN dizisi kullanılarak eğitilir. Eğitimin sonunda tüm veri paketi denkleştiriciden geçirilir.

Uygulama sırasında LTE ve DFE denkleştiriciler kullanılmıştır. Kanal ölçümleri sırasında kanalın yaklaşık olarak 5 dallı kabul edilebileceği saptanmış bu nedenle LTE 11 dallı seçilmiştir. LTE'nin boyu kanal dal sayısının 3 katına kadar seçilebilir. DFE için ise ileri yönde kanal dal sayısının yaklaşık 1,5 katı geri yön için ise kanal dal sayısının bir eksiği seçilir. Geri besleme kısmı için neden kanal dal sayısının bir eksiği seçildiği (2.24) eşitliğinden görülebilir. Bu nedenle (7,4)'lük DFE seçilmiştir.

Denkleştiriciden geçirilen veri ile uygun işlemler gerçekleştirilerek resim çerçevesinin noktalarının rengi belirlenir. Tüm bir resim çerçevesi tamamlandığında bu çerçeve RxPC'ye gönderilir. RxPC'ye ayrıca denkleştirmeden önceki ve sonraki veri, kanalın birim vuruş tepkisi, denkleştirici eğitimi sırasındaki MSE eğrisi ve RxDB'ye ulaşan veri de gönderilir.

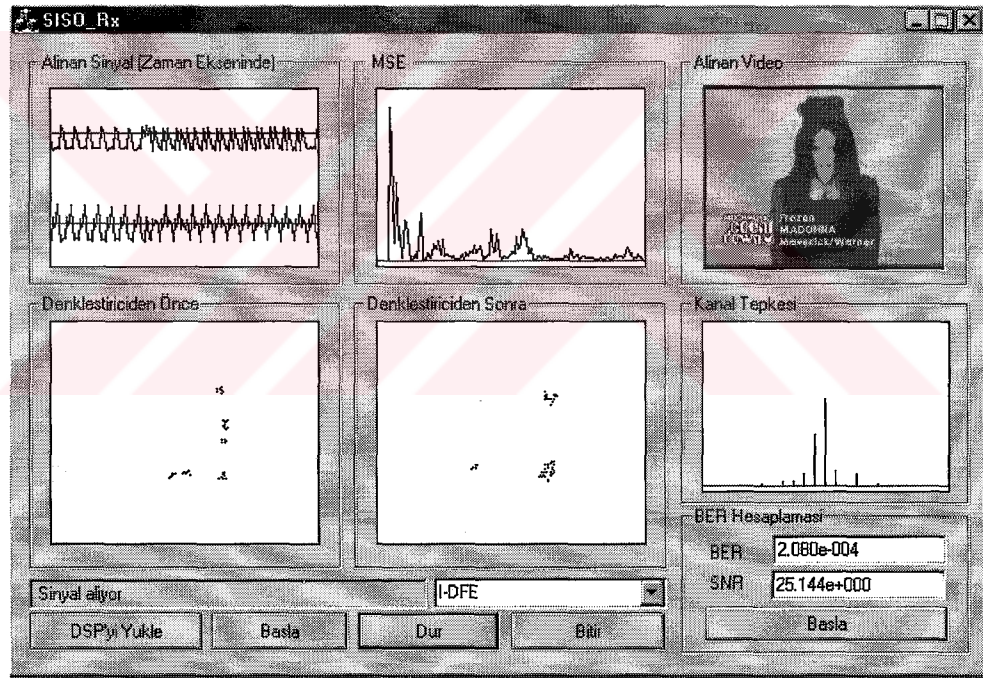
Bu arada resim çerçevesi TxDSP'den gönderilmeden önce tamamı 127 bitlik PN dizisinin tekrarı olan bir paket gönderilir. Bu paket RxDSP'de belirlenmeye çalışılır ve böylece resim çerçevesinin başlangıcı da belirlenmiş olur.

Kullanılan DSP'nin sabit noktalı olması, tüm işlemlerin tam sayılarla gerçekleşmesini gerektirir. Bu da işlemlerin icrası sırasında sonucun 16 bit içinde kalmak şartıyla doğruluğu yükseltmek için mümkün olabilecek en büyük değere normalize edilmeleri için önlem almayı şart koşar. Ayrıca denkleştiricinin geri besleme kısmına verilecek verinin normalizasyonu da önemlidir.

Bu uygulamada ofset frekansını düzeltmek için herhangi bir önlem alınmamasına rağmen denkleştirici bu frekans farkının etkisini de azaltmaktadır.

2.4.2.6. RxPC Programı

RxPC programı RxDSP’de hazırlanan 38400 baytlık görüntü dizisini ve diğer görüntülenecek verileri TxPC için anlatılan yöntemle alır, görüntüler. RxPC programı çalıştırıldığında görünümü Şekil 2.61’de verilmiştir. RxDSP için dört farklı program hazırlanmıştır. Bunlar I-DFE, DFE, I-LTE ve LTE için hazırlanmıştır. Bu programlar koşulmak istenen denkleştiriciye göre seçilip yüklenebilir. Ayrıca alıcı tarafta BER ve SNR hesabı da yapılmaktadır.



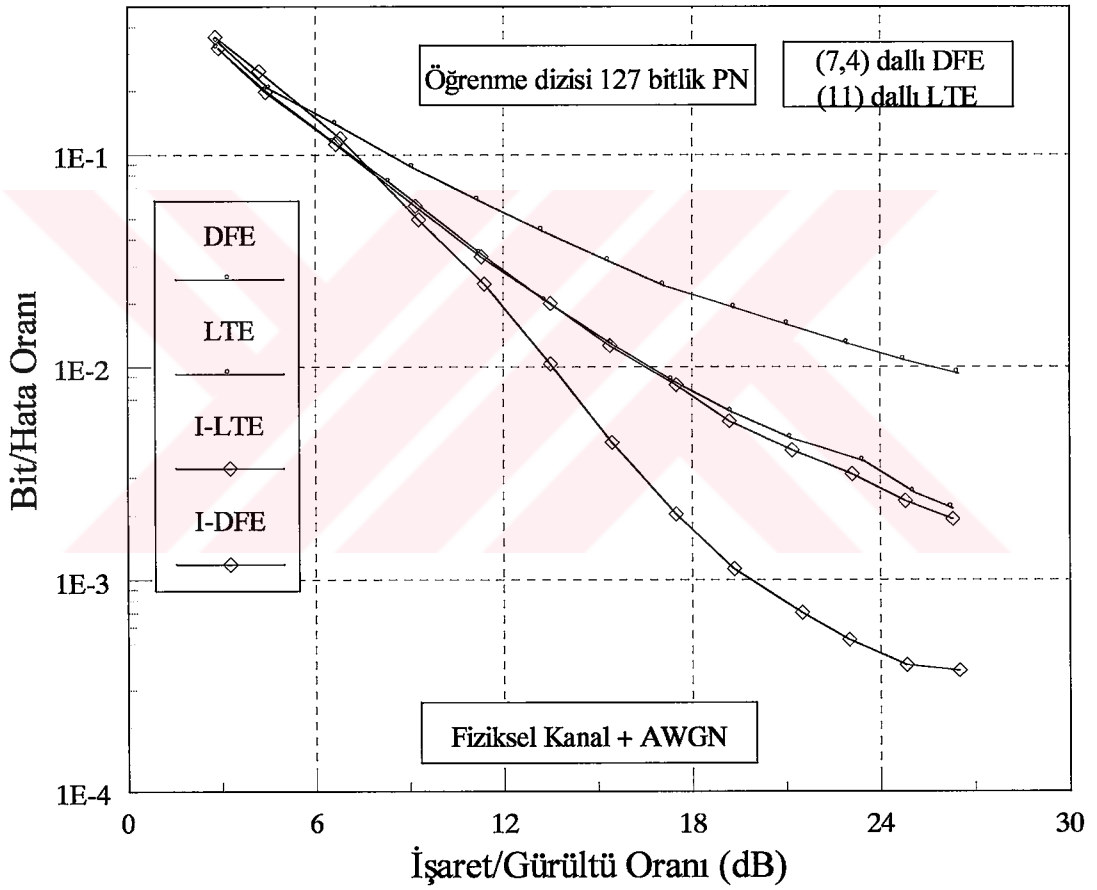
Şekil 2.61. RxPC programının görünüşü

2.4.3. Değerlendirme

Bu tez çalışmasında benzetişimi yapılan tekniklere bir uygulama olması açısından gerçek zamanlı video iletimi gerçekleştirilmiştir. Böylece gerçek ortamda farklı algoritmaların birbirleriyle karşılaştırılmaları mümkün olmuştur. Uygulamada alıcı tarafta 11 dallı LTE ve (7,4) dallı DFE kullanılmıştır. Bu denkleştiriciler LMS ve ilklendirilmiş

LMS yöntemleri kullanılarak 127 özyineleme adımında eğitilmiştir. I-DFE için ileri ve geri yönün eğitimi için farklı adım büyüklüğü kullanılmıştır.

Bu dört yöntemin BER başarımları Şekil 2.62’de sunulmuştur. Görüldüğü üzere iklelendirme işlemi DFE’nin başarımını oldukça arttırmıştır. Fakat bu fark benzetişimlerde de gözleendiği gibi LTE için görülmemektedir. Bunun yanında DFE’nin BER başarımının LTE’den yüksek olması beklenmesine rağmen LTE’nin performansı daha iyi çıkmıştır. Bu ise hala DFE’nin karar geri beslemesi için yapılan normalizasyonun tam doğru olarak çalışmadığını göstermektedir. Yine de I-DFE en iyi performansa sahiptir.



Şekil 2.62. Gerçek zamanlı video iletimi uygulamasında farklı denkleştiricilerin BER başarımlarının karşılaştırılması

3. SONUÇLAR

• MMSE ölçütünü kullanan iklendirme yöntemi, denkleştirici katsayılarını doğrudan hesaplama yöntemlerinin hızlılığını ve uyarlanırlar yöntemlerin adaptasyon özelliklerini birleştirir. Böylece özellikle LMS tabanlı algoritmaların öz-yineleme sırasındaki hesaplama karmaşıklıklarını arttırmadan öğrenme hızını yükseltir, yanlış ayarlamayı düşürür ve kararlılığı artırır.

• İklendirme yönteminin öğrenme algoritmasının hızına ek olarak bir hız artışı getirir. Öz-yineleme adımlarında yapılan işlemleri değiştirmez.

• I-LMS için optimum adım büyüklüğü LMS'inkinden farklıdır. Bu farklılık bu tez çalışması içerisinde sunulmuştur.

• LMS tabanlı yöntemlerle kanal denkleştiricilerinin geri yön adım büyüklüğünden daha büyük seçilen ileri yön adım büyüklüğü öğrenme hızını artırır. Öyle ki bu hıza normal LMS'de çıkmak mümkün değildir.

• SISO sistemler için Doppler frekans kaymasının olmadığı durumda I-N-LMS algoritmasının RLS algoritmasından daha iyi bir BER performansına sahip olması oldukça önemli bir sonuçtur.

• İklendirme kanal takip yeteneğini arttırmaz fakat öğrenme işlemi sırasında ulaşılan denkleştirici katsayıları optimum değerlerine daha yakın olduğundan kanal takibi kolaylaşır.

• Kanalın birim vuruş tepesine çok bağlı olmasına karşılık genel olarak MIMO sistemleri ile kanal kapasitesi oldukça yükseltilebilmektedir.

• MIMO sistemlerinde anten sayısı arttıkça elde edilen kapasite artışları, aynı derecede verici gücü artışı gerektirmemekle birlikte bir miktar güç artırımı kaçınılmazdır.

• MIMO ile gelen sistem karmaşıklığı oldukça fazla olup bu günkü yüksek teknolojide dahi RLS algoritması ile kanal kestirimi veya kanal denkleştirme işlemi oldukça zor işlemlerdir.

• İklendirme MIMO sistemlerinde de LMS algoritmasının performansını yükseltmiştir. Bu haliyle RLS'in hesaplama karmaşıklığı sebebiyle gerçekleştirilmesindeki güçlükler düşünülüğünde öğrenme hızı iklendirme, değişken adım büyüklüğü, üst düzey örnekleme v.b. yöntemlerle yükseltilmiş LMS, MIMO DFE için iyi bir seçenektir.

- MIMO sisteminde 1/2'lik Konvolüsyonel kodlama kullanıldığında I-LMS RLS'in performansını yakalamaktadır (Şekil 2.36).
- MIMO sistemlerinde de kanal takibinde RLS algoritması daha iyidir.
- Bu tez çalışmasından çıkan önemli sonuçlardan biri de iklendirme için düşük SNR değerlerinde ISI yok etmede öğrenme algoritmalarının performansını arttırmasıdır. Bu DSSS sistemleri için yapılan incelemede gösterilmiştir.
- DSSS sisteminde I-LMS'in BER başarımının RLS'i geride bırakmış olması da önemli bir sonuçtur (Şekil 2.46).
- MIMO ve DSSS sistemleri için yapılan incelemelere göre iklendirme, denkleştirici eğitiminin karmaşıklık yada düşük SNR'den dolayı zor olduğu yerlerde sistem performansını arttırır.
- Gerçek zamanlı video iletimi uygulamasında iklendirme yönteminin iyileştirici etkisi açıkça görülmektedir (Şekil 2.62).

4. ÖNERİLER

İklendirme işlemi literatürde tanıtılan başarımı yüksek ve basit öğrenme algoritmaları için de incelenebilir. Bu şekilde başarımı daha da yüksek, kararlı ve hızlı yöntemler elde edilebilir ve bu yöntemler gerçek uygulamalar için kullanılabilir.

Bu çalışmada daha önce uyarlanır kanal denkleştiricilerinin kullanılmasının pek fazla düşünülmediği düşük SNR değerlerinde de basit algoritmalarla denkleştirici eğitiminin yapılabileceği gösterilmiştir. Düşük SNR değerleri için, bu çalışma içerisindeki benzetişimlerde kullanılan kanal kestiriminden daha iyi yöntemlerle (mesela daha uzun PN kullanarak) düşük enerji seviyelerinde de uyarlanır kanal denkleştiricilerinin avantajlarından yararlanılabilecek çalışmalar yapılabilir. Bu çalışmada düşük enerji seviyeleri için inceleme ortamı olarak seçilen DSSS sisteminin yanında son yıllarda önemli gelişmelerin olduğu ve bu nedenle büyük ilgi çeken Turbo kodlamanın da iklendirme denkleştiricilerle başarımının araştırılması yararlı olabilir.

Diğer birçok bilim dalına göre haberleşmede akademik gelişimin yanında geliştirilen yöntemin uygulanabilirliği de çok önemlidir. Bu sebeple diğer MIMO alıcı yöntemleri içerisinde özellikle basitliği ile öne çıkan MIMO DFE'nin yine hesaplama karmaşıklığı düşük LMS algoritmasıyla kullanımı çok önemli bir seçenektir. MIMO DFE için LMS tabanlı algoritmaların performansını arttırıcı çalışmalar özellikle endüstri alanında büyük ilgi çekebilir. DSP ve FPGA platformları yapılacak geliştirmeler için oldukça uygundur. Ülkemizin günümüzde, akademik çalışmaların yanında endüstriyel uygulamalara da şiddetle ihtiyacı olduğu unutulmamalıdır. Yapılan akademik çalışmaların endüstrinin çok çok ilerisinde olmasına karşılık, bu çalışmaların endüstriye yönelik yapılmaması, en önemli üretim belgelerinin (lisansların) yabancı kaynaklı olmasına neden olmuştur.

5. KAYNAKLAR

1. Held, G., Data Over Wireless Networks: Bluetooth, WAP & Wireless LAN, McGraw-Hill, China, 2001.
2. Choi, R.L., Murch, R.D. ve Letaief, K.B., MIMO CDMA Antenna System for SINR Enhancement, IEEE Transactions on Wireless Communications, 2, 2 (2003), 240-249.
3. Haykin, S., Moher, M., Modern Wireless Communications, Pearson Education, Inc., United State of America, 2005.
4. Rappaport, T.S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, Inc., New Jersey, USA, 1996.
5. 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.
6. Suzuki, H., A Statistical Model for Urban Radio Propagation, IEEE Transactions on Communications, 25, 7 (1977), 673-680.
7. Hashemi, H., Simulation of the Urban Radio Propagation Channel, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 28 (1979), 213-225.
8. Kaya, İ., A Study of High Performance Equalisation and Pre-Equalisation for High Speed Wireless Data Communications, Doktora Tezi, Centre for Communications Research, University of Bristol, 1998.
9. Wesel, E. K., Wireless Multimedia Communication: Networking Video, Voice, and Data, Addison-Wesley, USA, 1998.
10. Haykin, S., Adaptive Filter Theory, Third Edition, Prentice Hall, New Jersey, 1996.
11. Couch, L. W., Digital and Analog Communication Systems, Forth Edition, Macmillan, New York, 1993.
12. Proakis, J.G., Digital Communications, Fourth Edition, McGraw-Hill, Singapore, 2001.
13. Belfiori, C.A., ve Park, J.H., Decision Feedback Equalization, Proceeding of IEEE, 67 (1979), 1143-1156.
14. Forney, G.D., The Viterbi Algorithm, Proceeding of IEEE, 61, 3 (1978), 268-278.

15. Winters, J., On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 5 (1987) 871-878.
16. Telatar, E., Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels, European Transaction Telecommunication ETT, Kasım 1999, 585-596.
17. Foschini, G.J., Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas, Bell Laboratories Technical Journal, 1, 2 (1996) 41-59.
18. Goldsmith, A., Jafar, S.A., Jindal, N. ve Vishwaneth, S., Capacity Limits of MIMO Channels, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 21, 5 (2003) 684-702.
19. Zhu, X. ve Murch, R.D., Performance Analysis of Maximum Likelihood Detection in a MIMO Antenna System, IEEE Transaction on Communication, 50, 2 (2002) 954-960.
20. Wolniansky, P.W., Foschini, G.J., Golden, G.D. ve Valenzuela, R.A., V-BLAST: an Architecture for Realizing Very High Data Rates Over Rich-Scattering Wireless Channel, URSI International Symposium on Signal, Systems and Electronics, Eylül 1998, 295-300.
21. Foschini, G.J., Golden, G.D., Valenzuela, R.A. ve Wolniansky, P.W., Simplified Processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-Element Arrays, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 17 (1999) 1841-1852.
22. Golden, G.D., Foschini, G.J., Valenzuela, R.A. ve Wolniansky, P.W., Detection Algorithm and Initial Laboratory Result using V-BLAST Space-Time Communication Architecture, IEE Electronics Letters, 35, 1 (1999) 14-16.
23. Naguib, A., Tarokh, V., Seshadri, N. ve Calderbank, A.R., A Space-Time Coding Modem for High-Data-Rate Wireless Communication, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16, 8 (1998) 1459-1478.
24. Duel-Hallen, A., Equalizers for Multiple-Input Multiple-Output Channels and PAM Systems with Cyclostationary Input Sequences, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 10 (1992) 630-639.
25. Duel-Hallen, A., A Family of Multiuser Decision-Feedback Detectors for Asynchronous Code-Division Multiple-Access Channels, IEEE Transactions on Communications, 43 (1995) 421-434.
26. Al-Dhahir, N. ve Sayed, A.H., The Finite-Length Multi-Input Multi-Output MMSE-DFE, IEEE Transaction on Signal Processing, 48, 10 (2000) 2921-2936.

27. Gerstacker, W.H., Obernosterer, F., Meyer, R. ve Huber, J.B., An Efficient Method for Prefilter Computation for Reduced-State Equalization, in Proc. 11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2000), Bildiri Kitabı Cilt I, 2000, 604-609.
28. Al-Dhahir, N., Overview and Comparison of Equalization Schemes for Space-Time-Coded Signals with Application to EDGE, IEEE Transactions on Signal Processing, 50, 10 (2002) 2477-2488.
29. Lozano, A. ve Papadias, C., Layered Space-Time Receivers for Frequency Selective Wireless Channels, IEEE Transactions on Communications, 50, 1 (2002) 65-73.
30. Zhu, X. ve Murch, R.D., MIMO-DFE based BLAST over Frequency Selective Channels, in Proc. Global Telecommunications Conference, 2001, 25-29.
31. Al-Dhahir, N., Naguib, A.F. ve Calderbank, A.R., Finite-Length MIMO Decision Feedback Equalization for Space-Time Block Coded Signals Over Multipath-Fading Channels, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 50, 4 (2001) 1176-1182.
32. Murch, R.D., Letaief, K.B., Antenna Systems for Broadband Wireless Access, IEEE Communication Magazine, 4 (2002) 76-83.
33. So, D.K.C., MIMO Wireless Communication in Frequency Selective Fading Channels, Doktora, The Hong Kong University of Science and Technology, Hong Kong, 2003.
34. Tarokh, V., Seshadri, N. ve Calderbank, A.R., Space-time Codes for High Data Rates Wireless Communications: Performance Criteria and Code Construction, IEEE Transaction on Information Theory, 44 (1998) 744-765.
35. Alamouti, S.M., Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16 (1998) 1451-1458.
36. Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A.R., Space-Time Block Coding from Orthogonal Designs, IEEE Transaction on Information Theory, 45 (1999) 1546-1467.
37. Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A.R., Space-Time Block for Wireless Communications: Performance Results, IEEE Journal on Selected Area in Communications, 17 (1999) 451-460.
38. Tarokh, V., Naguib, A., Seshadri, N. ve Calderbank, A.R., Space-time Codes for High Data Rates Wireless Communications: Performance Criteria in the Presense of Channel Estimation Errors, Mobilty, and Multiple Paths, IEEE Transaction on Communications, 47, 2 (1999) 199-207.

39. Mietzner, J. ve Hoeher, P.A., Boosting the Performance of Wireless Communication Systems: Theory and Practice of Multiple-Antenna Techniques, IEEE Communications Magazine, 42, 10 (2004) 40-47.
40. Van Etten, W. Maximum Likelihood Receiver for Multiple Channel Transmission Systems, IEEE Transaction on Communications, 25 (1976) 276-283.
41. Bauch, G. ve Naguib, A.F., MAP Equalization of Space-Time Coded Signal Over Frequency Selective Channels, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 1999, 261-265.
42. Weinstein, S. ve Ebert, P., Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using The Discrete Fourier Transform, IEEE Transaction on Communications, 19 (1971) 628-634.
43. Sari, H., Karam, G. ve Jeanclaud, I., An Analysis of Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Mobile Radio Applications, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, 3 (1994) 1635-1635.
44. Pollet, T., Van Bladel, M. ve Moeneclaey, M., BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise, IEEE Transactions on Communications, 44 (1995) 191-193.
45. Moose, P.H., A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction, IEEE Transactions on Communications, 42 (1994) 2908-2914.
46. Li, Y., Seshadri, N. ve Ariyavisitakul, Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels, IEEE Journal on Selected Area in Communications, 17,3 (1999) 461-471.
47. Soysal, B., OFDM Tabanlı Kablosuz İletişim Sistemleri İçin Yüksek Başarılı Alıcı Tasarımı, Doktora Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2004.
48. Piechocki, R.J., Fletcher, P.N., Nix, A.R., Canagarajah, C.N. ve McGeehan, J.P., Performance Evaluation of BLAST-OFDM Enhanced Hiperlan/2 Using Simulated and Measured Channel Data, Electronics Letters, 37, 18 (2001), 1137-1139.
49. Boubaker, N., Letaief K.B. ve Murch, R.D., A Low Complexity Multi-Carrier BLAST Architecture for Realizing High Data Rates Over Wideband Channels, IEEE Vehicular Technology Conference, 2 (2001) 800-804.
50. Frigon, J.F., Daneshard, B., Multiple Input-Multiple Output (MIMO) Receiver for Wideband Space-Time Communications, Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol:1, Pages: A164-A168, 30 Eylül.-3 Ekim, 2001.

51. Frigon, J.F., Daneshard, B., A Multiple Input-Multiple Output (MIMO) Adaptive Decision Feedback Equalizer (DFE) with Cancellation for Wideband Space-Time Communications, International Journal of Wireless Information Networks, 9, 1 (2002), 13-23.
52. Komninakis, C., Fragouli, C., Sayed, A.H. ve Wesel, R.D., "Adaptive Multi-Input Multi-Output Fading Channel Equalization Using Kalman Estimation IEEE International Conference on Communications, 3, 1655-1659, 18-22 Haziran, 2000.
53. Komninakis, C., Fragouli, C., Sayed, A.H. ve Wesel, R.D., Multi-Input Multi-Output Fading Channel Tracking and Equalization Using Kalman Estimation, IEEE Transactions on Signal Processing, 50, 5 (2002), 1065-1076.
54. Enescu, M., Sirbu, M. ve Koivunen, V., Adaptive Equalization of Time-Varying MIMO Channels, Elsevier Signal Processing, 85 (2005), 81-93.
55. Türk, K., Kahveci, S. ve Kaya, İ., Seçici Sönümlmeli Kanallarda Çoklu Anten Sistemi İçin RLS ve LMS Esaslı Uyarlanı Denkleştiriciler, URSl İkinci Ulusal Kongresi, Eylül 2004, Ankara, Bildiriler Kitabı, 288-290.
56. Kaya, İ, Türk, K, ve Nix, A., A Coherent Initialisation Method of Adaptive MIMO Equalizer, IEE/IEEE Waveform Diversity and Design Conference, Edinburg, 2004.
57. Garrett, D, Woodward, G.K., Davis, L. Ve Nicol, C., A 28.8 Mb/s 4 x 4 MIMO 3G CDMA Receiver for Frequency Selective Channels, IEEE journal of Solid-State Circuits, 40, 1 (2005), 320-330.
58. Wells, R.B., Applied Coding and Information Theory for Engineers, Prentice-Hall, U.S.A., 1999.
59. Elias, P., Coding for Noisy Channels, IRE Convention Record, 3, 4 (1955) 37-46.
60. Viterbi A.J., Error Bound for Convolutional Codes and An Asymptotically Optimum Decoding Algorithm, IEEE Transactions on Onformation Theory, 13 (1967) 260-269.
61. Berrou, C., Glavieux, A. ve Thitimajshima, P., Near Shannon Limit Error-Correction Coding and Decoding: Turbo Codes (1), IEEE International Conference on Communication Geneva, 1993, İsviçre, 1064-1070.
62. Robertson, P., Illuminating The Structure of Parallel Concatenated Recursive Systematic (Turbo) Codes, GLOBECOM, Kasım 1994, San Francisco, Cilt III, 1298-1303.
63. Benedetto, S. ve Montorsi, G., Design of Parallel Concatenated Convolutional Codes, IEEE Transactions on Information Theory, 44, 5 (1996) 591-600.

64. Vijay, K.G., Smolik, K.F. ve Wilkes, J.E., Application of CDMA in Wireless/Personel Communications, Prentice-Hall, New York, 1997.
65. Peterson, R.L., Ziemer, R.E. ve Borth, D.E., Introduction to Spread Spectrum Communication, Prentice-Hall, USA, 1995.
66. Rhee, M.Y., CDMA Cellular Mobile Communications Network Security, Prentice-Hall, USA, 1998.
67. Wang, Z., Ma, X. ve Giannakis, G.B., OFDM or Sigle-Carrier Block Transmission?, IEEE Transactions on Communications, 52, 3 (2004) 380-394.
68. Sellars, M.P., Porter, J., Greaves, S.D., Wassel, I.J., Hopper, A. ve Fitzgerald, W.J., Performance of a Fast Start-up Equaliser for Broadband Indoor Radio, IEE Proceedings- Communications, 148, 1 (2001) 49-56.
69. Salz, J., Optimum Mean-Square Decision Feedback Equalization, Bell System Technical Journal, 52 (1973) 1341-1373.
70. Smee, J.E. ve Beaulieu, N.C., On the Equivalence of the Simultaneous and Seperate MMSE Optimizations of DFE FFF and FBF, IEEE Transactions on Communications, 45 (1997) 156-158.
71. Shukla, P.K. ve Turner, L.F., Channel-Estimation-Based Adaptive DFE for Fading Multipath Radio Channels, IEE Proceedings-I, 138 (1991) 525-543.
72. Al-Dhahir, N. ve Cioffi, M.J., Fast Computation of Channel-Estimation Based Equalizers in Packet Data Transmission, IEEE Transactions on Signal Processing, 43 (1995) 2462-2473.
73. Raphaeli, D., Efficient DFE Initialization for High Speed Wireless LAN, Proceeding of ICUPC'98, Ekim 1998, Florence, Italya, 717-720.
74. Fevrier, I.J., Gelfand, S.B. ve Fitz, M.P., Reduced Complexity Decision Feedback Equalization for Multipath Channels with Large Delay Spread, IEEE Transactions on Communications, 47 (1999) 927-936.
75. Qureshi, S.U.H., Fast Start-up Equalization with Periodic Training Sequences, IEEE Transactions on Information Theory, 23 (1977) 553-563.
76. Chevillat, P.R., Maiwald, D.M. ve Ungerboeck, G., Rapid Training of a Voiceband Data-Modem Receiver Employing an Equalizer with Fractional-T Spaced Coefficients, IEEE Transactions on Communications, 35 (1987) 869-876.
77. Milewski, A., Periodic Sequences with Optimal Properties for Channel Estimation and Fast Start-up Equalization, IBM J. Res. Develop., 27, 5 (1983) 426-431.

78. Nix, A.R., Bull, D., Kaya, İ. ve Baltacı, Y., Adaptive Filter Equalisation Techniques, Patent Dökümanı WO 059168(A1), 01.02.2002.
79. Chen., R.Y. ve Wang., C.L., On The Optimum Step Size For The Adaptive Sign And LMS Algorithms, IEEE Transactions on Circuit and Systems, 37, 6 (1990) 836-840.
80. Keratiotis, G. ve Lind, L., Optimum Variable Step-Size Sequence For LMS Adaptive Filters, IEE Proc.-Vis. Image Signal Process, 146, 1 (1999) 1-6.
81. Nagumo, J. ve Noda, A., A Learning Method For System Identification, IEEE Transactions on Automatic Control, 12, 3 (1967) 282-287.
82. Douglas, S.C. ve Meng, T.H.Y., Stochastic Gradient Adaptation Under General Error Criteria, IEEE Transactions on Signal Processing, 42, 6 (1994) 1335-1351.
83. IEEE 802.16, PHY Proposal for IEEE 802.16.3, IEEE, USA, Ekim 2000.
84. Ko, S.J., Lee, K.H. ve Choi, H.J., Performance of Coherent DS-SS/QPSK for Mobile Communications in Fast-Fading Multipath and High-Frequency Offset, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 50, 1 (2001) 250-266.
85. Freitag, L. ve Stojanovic, M., MMSE Acquisition of DSSS Acoustic Communication Signals, MTS/IEEE Techno-Ocean '04, 9-12 Kasım 2004, Kobe, Japonya, 14-19.
86. Tang, K., Milstein, L.B. ve Siegel, P.H., MLSE Receiver for Direct-Sequence Spread-Spectrum Systems on a Multipath Fading Channel, IEEE Transactions on Communications, 51, 7 (2003) 1173-1184.
87. Hwang, K.C. ve Lee, K.B., Performance Analysis of Low Processing Gain DS-CDMA Systems with Random Spreading Sequences, IEEE Communications Letters, 2 (1998) 315-317.
88. Guo, Z. Ve Letaief, K.B., Adaptive MMSE Receiver with Beamforming for DS/CDMA Systems, IEEE Transactions on Wireless Communications, 2, 4 (2003) 605-610.
89. Choi, J., Kim, S.R. ve Lim, C.C., Receivers with Chip-Level Decision Feedback Equalizer for CDMA Downlink Channels, IEEE Transactions on Wireless Communications, 3, 1 (2004) 300-314.
90. Dahnoun, N., Digital Processing Implementation Using the TMS320C6000™ DSP Platform, Prentice Hall, Cornwall, UK, 2000.

ÖZGEÇMİŞ

13.12.1973 tarihinde Trabzon'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Trabzon'da tamamladı. 1990 yılında başladığı Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 1994 yılında Elektronik Mühendisi unvanı ile mezun oldu ve yüksek lisans öğrenimine başladı. 1995 yılında aynı bölümde araştırma görevlisi oldu. 1998 yılında yüksek lisansını tamamladı ve doktora çalışmalarına başladı. 2000 yılında doktora çalışmalarına ara vererek bir yıl süreyle Japonya Uluslar Arası İşbirliği Örgütünün sağladığı bursla Tokyo Polytechnic Üniversitesinde bilgi teknolojileri konusunda öğrenim gördü ve bu süre içerisinde Unisys, Omron, Sun Microsystem ve Hitachi şirketlerinin eğitim programlarına katıldı. 2001 yılında doktora çalışmalarına tekrar başladı. 2002 yılında hala görev yapmakta olduğu KTÜ Trabzon Meslek Yüksek Okulu'na öğretim görevlisi olarak atanan Kadir Türk evli olup İngilizce ve başlangıç düzeyinde Japonca ve Çince bilmektedir.