

**TAŞITLAR ARASI HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN
MODELLENMESİ VE KANAL TAKİBİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Kani EREN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilimdalı

Telekomünikasyon Mühendisliği

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN

MAYIS 2014

**TAŞITLAR ARASI HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN
MODELLENMESİ VE KANAL TAKİBİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Kani EREN
(504111320)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilimdalı

Telekomünikasyon Mühendisliği

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN

MAYIS 2014

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504111320 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Kani EREN**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**TAŞITLAR ARASI HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN MODELLENMESİ VE KANAL TAKİBİ**” başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Mehmet Ertuğrul ÇELEBİ
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Hakan DOĞAN
İstanbul Üniversitesi

Teslim Tarihi : **2 Mayıs 2014**
Savunma Tarihi : **27 Mayıs 2014**

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanışına öncülük ederek çalışmalarım boyunca verdiği her türlü destek ve yardımlarından dolayı çok değerli hocam Prof. Dr. Hakan Ali Çırpan'a en içten dileklerimle teşekkür ederim. Ayrıca bu çalışmanın her safhasında önerileri ile yol gösteren, sonuçları yorumlamamda bana destek olan Sayın Ersin Öztürk'e teşekkürü borç bilirim.

Son olarak, hayatım boyunca maddi ve manevi desteğini hep yanımda hissettiğim aileme teşekkürlerimi sunarım.

Mayıs 2014

Kani EREN

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
SEMBOL LİSTESİ.....	xv
ÖZET	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ	1
1.1 Taşıtlar Arası Haberleşme Sistemlerinin Önemi	1
1.1.1 Uygulama ve servisler	1
1.1.1.1 Araç yol-kenarı birimleri haberleşmesi	2
1.1.1.2 Araçlar arası haberleşme.....	3
1.1.2 Frekans bandı kullanımı ve IEEE standartları.....	3
1.2 Tezin Amacı ve Literatür Taraması	4
2. GENEL KISIMLAR.....	9
2.1 OFDM Teorisi	9
2.2 Verici Yapısı.....	13
2.2.1 Kaynak.....	13
2.2.2 Modülatör	13
2.2.2.1 Karıştırıcı	13
2.2.2.2 Kodlayıcı.....	14
2.2.2.3 Serpiştirici.....	15
2.2.2.4 Eşleyici	16
2.2.3 OFDM ve pilot sembollerin yerleştirilmesi.....	18
2.2.4 IFFT	19
2.2.5 IEEE 802.11p paket yapısının oluşturulması	20
2.3 Kanal.....	22
2.3.1 AWGN kanal	22
2.3.2 Sönümlemeli kanal	23
2.3.2.1 Jakes sönümleme modeli	24
2.3.3 Zamanla değişen kanal	25
2.4 Alıcı Yapısı	26
2.4.1 Kanal kestirimi ve dengeleme	27
2.4.2 Demodülatör	28
2.4.2.1 Geri serpiştirici	28
2.4.2.2 Kod çözücü	29

2.4.2.3 Hata oranı hesabı	30
3. KANAL KESTİRİM YÖNTEMLERİ.....	33
3.1 En Küçük Kareler Yöntemi	33
3.2 Minimum Ortalamalı Karesel Hata Yöntemi	34
3.3 Pilot Sembol Eklemeli Kanal Kestirimi	34
3.3.1 LMS algoritması.....	35
3.4 Karar Geri Besleme	36
3.5 Beklenti Enbüyüklemeye Algoritması	37
3.5.1 Sistem modeli için BE algoritması.....	37
3.6 Önerilen Algoritma.....	40
4. BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	43
4.1 Benzetimde Kullanılan Sistem Modeli.....	43
4.2 Benzetimde Kullanılan Parametreler.....	44
4.3 Performans Eğrileri	44
4.3.1 AWGN kanal	45
4.3.2 Sönümlmeli kanal	45
4.3.3 Zamanla değişen kanal	48
4.3.3.1 Önerilen algoritma için cramer-rao sınırı	50
5. SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR.....	53
KAYNAKLAR.....	57
ÖZGEÇMİŞ	59

KISALTMALAR

AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü (Additive White Gaussian Noise)
BER	: Bit Hata Oranı (Bit Error Rate)
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying)
CFR	: Kanal Frekans Cevabı (Channel Frequency Response)
DFE	: Karar Geri Beslemeli Dengeleme (Decision Feedback Equalizer)
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)
DSRC	: Tanımlanmış Kısa Mesafe İletişim (Dedicated Short Range Communication)
EM	: Beklenti Enbüyüklenme (Expectation Maximization)
EVT	: Uç Değer Teoremi (Extreme Value Theory)
FCC	: Federal İletişim Komisyonu (Federal Communication Commission)
FDMA	: Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim (Frequency Division Multiple Access)
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
GM	: Genelleştirilmiş Maksimum Olabilirlik (Generalized Maximum Likelihood)
ICI	: Taşıyıcılar Arası Girişim (Intercarrier Interference)
IEEE	: Elektrik-Elektronik Mühendisleri Enstitüsü
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform)
ISI	: Semboller Arası Girişim (Intersymbol Interference)
ITS	: Akıllı Ulaşım Sistemleri (Intelligent Transportation Systems)
LE	: Doğrusal Dengeleme (Linear Equalization)
LMMSE	: Doğrusal En Küçük Ortalamalı Karesel Hata
LMS	: En Küçük Kareler Ortalaması (Least Mean Square)
LOS	: Direkt Görüş (Line Of Sight)
LW	: Ağırlık Baskılayıcı (Leverage Weighted)
MAP	: En Büyük Sonsal Olasılık (Maximum A Posteriori)
ML	: En Büyük Olabilirlik (Maximum Likelihood)
MLE	: Maksimum Olabilirlikli Kestirimci (Maximum Likelihood Estimation)
MLSE	: Maksimum olabilirlikli Dizi Kestirimi
MMSE	: Minimum Ortalamalı Karasel Hata (Minimum Mean Square Error)
OFDM	: Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama
PARP	: Yüksek Tepe/Ortalama Güç Oranı (Peak-to-Average Power Ratio)
QAM	: Dörtlü Genlik Modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation)
QPSK	: Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying)
SBL	: Seyrek Bayesçi Öğrenmesi (Sparse Bayesian Learning)
SNR	: İşaret Gürültü Oranı (Signal Noise Ratio)
V2I	: Taşıt-Yol Kenarı Birimleri Arası (Vehicle to Infrastructure)
WAVE	: Taşıtlar Arası Kablosuz Erişim (Wireless Access in Vehicular Environments)
WLAN	: Kablosuz Yerel Ağ Bağlantısı (Wireless Local Area Network)
V2V	: Taşıtlar Arası (Vehicle to Vehicle)

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 1.1: IEEE 802.11a ve IEEE 802.11p standartları arasındaki farklar.	4
Çizelge 2.1: Modülasyon türleri ve ilgili parametreleri.	16
Çizelge 2.2: K_{MOD} 'un modülasyon türüne göre değişimi.	18
Çizelge 2.3: Sinyal alanındaki ilk 4 bitin modülasyon tipine göre değişimi.	22
Çizelge 4.1: IEEE 802.11p sistem parametreleri.	44

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1 : DSRC Spektrumu.	3
Şekil 2.1 : FDM ve OFDM sistemlerin karşılaştırılması.	9
Şekil 2.2 : OFDM modülatör.	10
Şekil 2.3 : OFDM işarete çevrimsel önek ekleme.	11
Şekil 2.4 : Karıştırıcı.	13
Şekil 2.5 : Katlamalı kodlayıcı.	14
Şekil 2.6 : Blok serpiştirici.	16
Şekil 2.7 : BPSK, QPSK, 16-QAM ve 64-QAM yıldız diyagramı.	17
Şekil 2.8 : OFDM işaret için alt taşıyıcı tahsis.	18
Şekil 2.9 : Çerçeve yapısı.	20
Şekil 2.10 : Zaman alanındaki kısa eğitim dizisi.	21
Şekil 2.11 : 802.11p sinyal alanı.	21
Şekil 2.12 : Doppler spektrumu.	25
Şekil 2.13 : Alıcı yapısı blok diyagramı.	27
Şekil 2.14 : Paralel Gauss kanallar olarak tanımlanan temelbant OFDM sistemi.	27
Şekil 3.1 : Blok ve tarak tipi pilot yerleşimi.	35
Şekil 3.2 : Karar geri besleme denkleştirici blok diyagramı.	36
Şekil 3.3 : Önerilen kanal kestirim algoritması blok diyagramı.	40
Şekil 4.1 : OFDM sistem modeli.	44
Şekil 4.2 : Kodlamasız BPSK ile AWGN kanal performansı.	46
Şekil 4.3 : IEEE 802.11p ile AWGN kanal performansı.	46
Şekil 4.4 : IEEE 802.11p ile Rayleigh kanal performansı.	47
Şekil 4.5 : 60 km/h hareket hızı için performans karşılaştırması.	49
Şekil 4.6 : 120 km/h hareket hızı için performans karşılaştırması.	49
Şekil 4.7 : Farklı kanal parametrelerinde bit hata oranı.	51
Şekil 4.8 : MSE karşılaştırması ve paket uzunluğunun bit hata oranına etkisi.	52

SEMBOL LİSTESİ

B	: Sistem bandgenişliği
C	: Nicemleme değeri
c_0	: Işık hızı
E_b	: Bit başına birim enerji
f	: Örnekleme frekansı
f_c	: Dalganın taşıyıcı frekansı
f_i	: i. taşıyıcıya ait merkez frekansı
f_{max}	: Maksimum Doppler frekansı
$g_i(t)$	: Darbe şekillendirici
H_{CP}	: Ağırlıklandırılmış kanal frekans cevabı
h_i	: Kanal darbe cevabı
H_i	: $h(t)$ 'nin f frekansı için Fourier dönüşümü
k	: Kodlayıcı giriş bit sayısı
K_{MOD}	: Modülasyon normalizasyon katsayısı
L	: Kanalın çoklu yol sayısı
$L_{-26,26}$	: Uzun eğitim dizisi
n	: Kodlayıcı çıkış bit sayısı
N	: FFT boyutu
N_{BPSC}	: Bir alttaşıyıcıda bulunan kodlanmış bit sayısı
N_{CBPS}	: Bir OFDM sembolünde bulunan kodlanmış bit sayısı
N_{DBPS}	: Bir OFDM sembolündeki veri biti sayısı
N_0	: Gürültü
$p(z)$	: Olasılık dağılım fonksiyonu
R	: Kodlama oranı
$S(x)$	: Karıştırıcı üreteç fonksiyonu
$S_{-26,26}$	: Kısa eğitim dizisi
$s_i(t)$	: Modüle edilmiş sinyal
T_{FFT}	: FFT süresi
T_{LONG}	: Uzun eğitim sembolü süresi
T_{SHORT}	: Kısa eğitim sembolü süresi
T_g	: Koruma aralığı
T_s	: Sinyal süresi
T_t	: Toplam periyot
$x_i(t)$	: i.taşıyıcıdan iletilen veri
$z(n)$	: Sıfır ortalamalı Gauss gürültü
$\alpha_n(t)$	: Çoklu yol bileşeninin genliği
β	: İki yardımcı pilot arasındaki boşluk
γ	: Kanal katsayısının varyansını kontrol eden parametre
$\hat{H}_k$	: Kestirilmiş kanal frekans cevabı
μ	: Ortalama değer
v	: Mobil birimin hızı

ω	: Güvenirlik katsayısı
ϕ	: Dalganın geliş açısı
σ	: Gürültü varyansı
Σ	: Varyans
τ_i	: i. yol gecikmesi
$\tau_p(t)$	: Zamanla değişen gecikme
θ	: Dağılım parametresi
$E(.)$	: Beklenen değer
$(.)^T$	: Matris devriği
$(.)^*$	: Matris eşleniği
$(.)^H$	: Matris eşleniğinin devriği
$E(.)$	: Beklenen değer
$(.)^{-1}$	: Matris tersi

TAŞITLAR ARASI HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN MODELLENMESİ VE KANAL TAKİBİ

ÖZET

Son yıllarda yaşanan teknolojik gelişmelerin neticesinde taşıtlar arası iletişim alanındaki çalışmalar da hızlanmıştır. Taşıtlar arası iletişim, trafik kazalarının önüne geçme ve trafik akışını düzenlemeye yönelik geliştirilmiş bir haberleşme yapısıdır. Taşıtlar arası haberleşme, sabit bir altyapıya ihtiyaç duymadığı gibi sistem performansını arttırmaya yönelik, hücresel ağ altyapısını ve yol kenarı birimlerinin oluşturduğu sabit altyapıyı da kullanabilir. Ancak bu yeni nesil haberleşme sisteminde, güvenlik ve son kullanıcı uygulamalarının gerçekleştirilmesi için güvenli bir fiziksel iletim katmanına ihtiyaç duyulmaktadır.

IEEE 802.11p, taşıtlar arası ve taşıt-yol kenarı birimleri arası iletişim için geliştirilmiş bir standarttır. Ancak bu standart WLAN uygulamaları için mevcut IEEE 802.11a altyapısından türetildiğinden dolayı zamanla değişen hızlı sönmülemeli kanallarda performans kaybına neden olmaktadır ki bu durum bilgi güvenilirliğini önemli ölçüde etkilemektedir. Bu performans kaybının en temel sebebi, taşıtlar arası haberleşme sistemleri için ele alınan kanal yapılarının etrafta bulunan araçlar, binalar, tabelalar gibi geniş ölçekli yansıtıcılar nedeniyle, durağan kanallardan farklılık göstermesidir. Bu nedenle, sinyal zamanla değişen kanallar üzerinden iletildiğinde kestirimci, kanal değişikliklerini takip edebilecek yapıda olmalıdır. Dolayısıyla, daha gelişmiş ve karmaşık kestirim teknikleri kablosuz haberleşme alt yapısında önemli bir yere sahip olmaktadır.

Bu tez kapsamında IEEE 802.11p tabanlı taşıtlar arası haberleşme sistemine ait fiziksel katmanın modellenmesi ve mevcut kestirim algoritmalarının incelenerek hızlı sönmülemeli kanalların takibi için yeni bir algoritma önerilmesi hedeflenmiştir. Önerilen bu algoritmanın analizi için yine MATLAB ortamı kullanılmıştır. Önerilen algoritmanın temelini oluşturan Beklenti-Enbüyükleme (Expectation-Maximization, EM) tabanlı Bayes öğrenme kuralının incelenmesi ve bu yapının karar geri besleme algoritmasıyla birleştirilmesi ise bu tezin odak noktası olarak belirlenmiştir.

MODELLING AND CHANNEL TRACKING ON VEHICULAR COMMUNICATION SYSTEMS

SUMMARY

The need for communication services is constantly growing. Nowadays mobile devices are present almost everywhere and thus enable a number of future vehicular applications such as safety, information about real-time traffic, road conditions or the status of other vehicles. Effective increase in the traffic flow raises demand on innovative technologies that can improve safety and efficiency of transportation systems.

Road safety can be substantially enhanced by the deployment of wireless communication technologies for vehicular networks, which enable new services such as collision detection and collision avoidance, traffic management, adaptive traffic control and further communication facilities between moving vehicles. To perform these applications, it is necessary to have a physical-layer protocol which is able to provide reliable V2V communication in a wide range variety of driving environments.

The research community has already started analyzing the IEEE 802.11p link-layer performance by using simulation tools and real-world experiments, but in spite of the increased academic and industrial research evaluation of the standard robustness in high-mobility scenarios still remains a big challenge.

The IEEE 802.11p (or Dedicated Short Range Communication, DSRC) is the communication standard for vehicle-to-vehicle (V2V) and vehicle-to-infrastructure (V2I) communications. It serves as an underlying protocol for future inter-vehicular applications worldwide.

Unfortunately, this standard has weak performance in time-variant environments since IEEE 802.11p is an approved amendment to the IEEE 802.11a WLAN standard. Because, the channel characteristics of V2V channels are fundamentally different from indoor channels because of mobility and large stationary reflectors such as buildings, hills, trees and signs. Many studies are being conducted to try to eliminate fading effects that are caused by these obstacles.

In this thesis work a number of channel estimation methods are implemented and evaluated in an existing IEEE 802.11p physical layer simulator. Conventional channel estimators like Least Squares, Minimum Mean Square Error and pilot based estimation methods as well as more complex estimators such as decision feedback methods have been analyzed.

The purpose of IEEE 802.11p is to standardize wireless channel in vehicular environments. It is shown that conventional estimation methods do not perform sufficiently well because of factors like the high relative speed of vehicles and the delay spread of the channel.

Although the comb-type pilot methods are satisfactory in fast fading channels, the pilot organization of IEEE 802.11p standard does not perform well in urban environments, where multipath fading is severe and thus delay spreads may be long. On multipath faded channel, deep fades may be formed between two adjacent pilot symbols but linear interpolation cannot completely filter the subchannel data of these separated pilots.

To overcome the multipath effects, some methods that effectively compensate for multipath are highly needed. In other words it is necessary to update the channel state information in order to improve the performance of the Dedicated Short Range Communication (DSRC) system. This can be achieved by using data decision (DD) feedback methods to estimate the channel at subcarriers.

The EM algorithm is a technique for finding maximum likelihood estimates of system parameters where observed data are incomplete. However, it is not possible to make reliable data decision unless a good channel estimate is available for coherent demodulation.

A major objective of this thesis is to study the issues related with the wireless channel estimation in time varying conditions for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems.

The iterative channel estimation and tracking problem is considered for time-varying channel. In order to jointly estimate channel and the data, EM-based decision feedback technique is employed to the vehicular communication systems. EM-based decision feedback estimation scheme is proposed to detect transmitted data as well as estimating the channel impulse response. In this scheme, copilot subcarriers which are embedded in the data symbols are used to iteratively optimize the channel and data estimates over the transmitted symbol block on the receiver side.

Starting from the pre-existent work, the focus will be on the decision-directed channel estimation techniques. After a review on the existent work, decision directed estimation method with Expectation-Maximization (EM) algorithm will be investigated by a comparison in terms of performance.

The contribution of this work is two-fold. First, EM-based decision feedback scheme is proposed as iterative estimation technique which does not only estimate the data but also tracks the channel variation. As a second contribution, the performance of the proposed algorithm is explored through the evaluation of the Cramer-Rao Bound.

This thesis is organized as follows.

Chapter 1. This chapter deals with the description of the vehicular communication systems. The concepts of importance of vehicular communication, application and services, IEEE standards and existent works are investigated.

Chapter 2. In this chapter Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system is analyzed. Fundamentals of OFDM theory that are crucial for understanding of the implemented transmission model are briefly described in subchapter. It covers all intermediate steps, performed on binary data, in order to prepare it for wireless transmission over a channel.

Chapter 3. Chapter 3 deals with channel estimation techniques. First a brief general various channel estimation techniques is given. Long training symbol and pilot

signal-aided frequency equalizer scheme, which uses least square estimator and comb copilot interpolation to estimate received signal in the time-varying fading channels, are applied to a vehicular communication system. After that, EM based decision aided feedback algorithm as known as proposed algorithm will be explained and analyzed.

Chapter 4. In this chapter vehicular communication system is investigated for time varying channel, modulation and estimation types by making computer simulations by assuming the parameters of the IEEE 802.11p that is a special case of wireless local area network system.

Chapter 5. Chapter 5 reports a brief conclusion of this thesis.

1. GİRİŞ

1.1 Taşıtlar Arası Haberleşme Sistemlerinin Önemi

Dünya genelinde yıldan yıla artan araç sayısına paralel olarak, trafik kazaları sayısı da artmaktadır. Trafikte yaşanan bu kapasite artışı kazaların yanı sıra trafik sıkışıklığını da beraberinde getirmektedir. Trafikte geline bu nokta araştırmacıları yeni çözümler üretmek zorunda bırakmıştır.

Gelişen araç teknolojileri ile birlikte araç içerisindeki sistemler sayısallaştırılmış, sensörler ve çeşitli kontrol yapılarıyla haberleşir duruma gelmiştir. Trafik ve araç içerisindeki değişimle birlikte taşıtlar artık bilgisayar ve elektronik mühendisliği için de bir araştırma konusu olmaya başlamıştır.

Güvenli sürüş diye adlandırılan, sürücüye sunulan bir takım yeni avantajlarla araç daha kontrol edilebilir bir hale getirilmiştir.

Günümüz araçları artık çevre koşullarına ilişkin verilere ulaşabilir durumdadırlar. Örneğin GPS ile konum bilgisi alabilmekte, sayısal haritayla yolunu bulmakta, sensörler ile çevresindeki cisimleri algılayabilmektedirler. Dolayısıyla teknolojinin bu yönü güvenli sürüş adına yeni çalışma alanları yaratmaktadır.

1.1.1 Uygulama ve servisler

Önceki bölümde de belirtildiği üzere araçlar arasında kurulacak bir haberleşme ağıyla birlikte sürücü yol üzerindeki çeşitli tehlike durumları açısından uyarılabilir. Göz mesafesi dışındaki tehlike durumları içinse yeterli bir süre toleransı ile uyarılar önceden üretilebilir ve trafik yol durumlarına ilişkin sorgulamalar gerçekleştirilebilir. Bu aygıtlarla donatılmış araçlar birbirlerini konumlarına, karşılıklı durumlarına, hızlarına ve trafiğin durumuna göre bilgilendirip, sistem-trafik akış verimliliğini arttırmayı ve yol güvenliğini sağlamayı amaçlar.

Aynı zamanda eş zamanlı nesne fark etme ve belirleme teknolojisini de kullanan sistem, araçların üzerindeki algılayıcıların edindikleri bilgileri birbiriyle paylaşmasına dayanır. Bu da örneğin, arkadaki sürücüye yolun ilerisindeki bir tıkanıklığı ya da kör kavşaktan çıkan başka bir aracın uyarısını verir. Benzer şekilde sıcaklık düşüşü ya da yağış gibi yolun ilerdeki bölümüne ilişkin bilgiler de gerideki araçlara iletilir. Böylece diğer araçlar, örneğin, yol çalışması veya buzlanması konusunda uyarılır.

Bu iletişim ağı, araçtan araca haberleşme (Vehicular Communication, V2V) olarak adlandırılır. V2V teknolojisi, WAVE (Wireless Access in Vehicular Environments) platformu kullanılarak geliştirilmektedir. Bu teknolojinin gerçekleştireceği temel işlevler:

- Çarpışma uyarısı
- Kavşak çarpışma uyarı sistemi
- Ölü nokta uyarısı
- Trafik ışıkları ile haberleşme sistemleri
- Uyarlanabilir takip sistemine hazırlık
- Araç pozisyonu ile trafik durum bilgisi iletimi sistemi

Araç haberleşmesi kapsamında, genel olarak iki temel konuyu ele alabiliriz.

1.1.1.1 Araç yol-kenarı birimleri haberleşmesi

Literatürde araç altyapı haberleşmesi olarak da geçer. Araçtan sabit altyapılı sistemlerle veya tersi yönde olan haberleşme bu kapsamda değerlendirilebilir. Bu iletişim tek yönlü veya iki yönlü de olabilir. Yayın (broadcast) bir istasyondan araçlara doğru olan tek yönlü bir haberleşmedir. İki yönlü haberleşme, bir baz istasyonu aracılığıyla noktadan noktaya gerçekleştirilen haberleşmeleri kapsar. Bu haberleşme hücreli cep telefonu haberleşmesi ve WLAN olarak ikiye ayrılabilir. Cep telefonu haberleşmesi düşük veri hızları yanında altyapı eksiklikleri de barındırır. Altyapıyla WLAN gibi teknolojiyle de haberleşilebilir. Araçlar arasında gerçekleştirilecek haberleşme için kullanılacak sinyal bu amaçla da kullanılabilir. Bu şekilde araç, çok sayıda kablosuz iletim modülünü birlikte barındırmak zorunda kalmaz.

1.1.1.2 Araçlar arası haberleşme

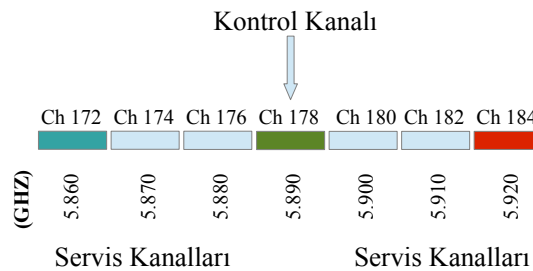
Araçtan araca olan doğrudan haberleşmeyi kapsar. Herhangi bir altyapı ihtiyacı duyulmadan kurulan bir yapısı vardır. Bir altyapı ya da erişim noktası olmadığı için diğer araçlar yönlendirici olarak kullanılarak iki düğümün haberleştirilmesi sağlanır. Tezin ilerleyen kısmında araçlar arası haberleşme daha detaylı olarak incelenmeye devam edilecektir.

1.1.2 Frekans bandı kullanımı ve IEEE standartları

Araçsal ağlarda, tahsis edilmiş kısa mesafe haberleşme (Dedicated Short Range Communication, DSRC) standardı kullanılır. İlk kabul gören standart 915 MHz frekans bandında, 0.5 Mbps veri hızına sahiptir ve otomatik geçiş sistemleri gibi daha basit alanlarda kullanılmıştır. Günümüzde kullanılan standart ise Intelligent Transportation Society (ITS)'nin talebiyle 1999 yılında Federal Communication Commission (FCC) tarafından belirlenen 5.9 GHz bandında, 75 MHz'lik band genişliğine sahip, daha yüksek veri transfer hızı (3-27 Mbps) sunan standarttır [1]. Böylece araçtan araca (Vehicle to Vehicle, V2V) ve araçtan yol kenarı birimine (Vehicle to Infrastructure, V2I) iletişimde daha düşük gecikme sağlanmaktadır. DSRC, WAVE olarak bilinir. Halen ABD, Kanada ve Meksika'da DSRC standartları kabul edilmektedir.

DSRC spektrumu 10 MHz'lik yedi kanala ayrılmıştır (Şekil 1.1). Merkezdeki kanal (Ch 178) kontrol kanalı olarak belirlenmiştir. Uçlardaki kanallar (Ch 172 - 184) ise gelecekte oluşturulacak daha ileri düzeydeki güvenlik uygulamaları için ayrılmıştır. Diğer kanallarda (Ch 174 - 176 - 180 - 182) servis kanalı olarak kullanılır. Kanalların modülasyon ve kod aktarım hızı 3 Mbps'dır.

V2V teknolojisi evlerde kullanılan WLAN (kablosuz yerel ağ bağlantısı) iletişim teknolojisinden uyarlanmış olan IEEE 802.11p standardını kullanır.



Şekil 1.1: DSRC Spektrumu.

Çizelge 1.1: IEEE 802.11a ve IEEE 802.11p standartları arasındaki farklar.

Parametre	IEEE 802.11a	IEEE 802.11p	Değişiklik
Bit Hızı (Mbit/sn)	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54	3, 4.5, 6, 9, 12, 18, 24, 27	1/2
Modülasyon Tipi	BPSK, QPSK, 16AQM, 64QAM	BPSK, QPSK, 16AQM, 64QAM	Değişiklik Yok
Kod Oranı	1/2, 2/3, 3/4	1/2, 2/3, 3/4	Değişiklik Yok
Alt Taşıyıcı Sayısı	52	52	Değişiklik Yok
Sembol Süresi	4 μ s	8 μ s	$\times 2$
Koruyucu Zaman	0.8 μ 4s	1.6 μ s	$\times 2$
FFT Süresi	3.2 μ s	6.4 μ s	$\times 2$
Önek Süresi	16 μ s	32 μ s	$\times 2$
Alt Taşıyıcı Boşluğu	0.3125 MHz	0.15625 MHz	1/2

IEEE 802.11p standardı, akıllı ulaşım sistemleri (Intellegent Transportation Systems, ITS) uygulamalarının destekleneceği Amerika Birleşik Devletleri ve Avrupa Birliği'nin oluşturduğu bir taslak olup, resmi bir standart yapılma konusundaki çalışmalar devam etmektedir [2]. IEEE 802.11p, OFDM tabanlı olup fiziksel katmanı (Physical Layer) çok iyi bilinen IEEE 802.11a standardı ile benzerlik göstermektedir.

IEEE 802.11p standardı 8 farklı data hızı içeren OFDM iletim sistemini kullanmaktadır. Kolay uygulanabilirlik açısından sistemde, 64 alt taşıyıcı band tanımlanmıştır. Ancak bunların sadece 52 tanesinden (-26 ... -1 , 1 ... 26) yararlanılmaktadır. 4 pilot taşıyıcı (-21, -7, 7, 21) belirli bir şablonu iletirken, geri kalan taşıyıcılar gönderilen verileri içermektedir [3]. 48 veri taşıyıcıdan her biri BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM modülasyon tekniklerinin yanı sıra farklı kod oranlarını kullanarak 3 ile 27 Mbps arasında bir iletim hızı sağlar. IEEE 802.11p'yi IEEE 802.11a'dan ayıran temel fark sinyal için ayrılan band genişliğinin 20 MHz yerine 10 MHz ile sınırlandırılmasıdır. Yarı zaman modu (half-clock mode) olarak adlandırılan bu sistem Çizelge 1.1'de gösterilen parametreleri etkilemektedir.

1.2 Tezin Amacı ve Literatür Taraması

Son yıllarda taşıtlar arası iletişim alanında yapılan çalışmalar ve uygulamalar hızla gelişim göstermektedir. İlk uygulamalar güvenliğe yönelik olsada, ticari alanlardaki uygulama çalışmaları da hızlanmıştır. Güvenliğe yönelik uygulamalar; yol yardımı (navigasyon, şerit ihlali), yol bilgisi (hız limiti, yol çalışmaları yapılan yerler), uyarı mesajları (trafik tıkanıklık ve kaza bilgisi) olarak örneklenebilir. Bu uygulamalarda

gecikme çok önemlidir. Bir kaza veya ani fren yapıldığında bu bilgi anında yayınlanarak çevredeki araçların kaza yapmaları önenebilir. Fakat kaza sonrasında uyarı amaçlı gönderilecek yol tıkanıklık bilgisi/trafik durumu gecikme toleranslı olabilir.

Bu sistem içerisinde araçtan-araca iletişime ilave olarak araçtan-yol kenarı birimlerine olan iletişimde yer almaktadır. Öncelikli olarak aktif güvenlik sistemleri yukarıda da belirtildiği gibi gecikme toleransı olmayan sistemler olduğu için gönderilen veri kanaldan en uygun şekilde iletilerek alıcı tarafından değerlendirilmelidir. Bu nedenle taşıtlar arası iletişimde, hata yapmaya olanak vermemek için kullanılan alıcı yapıları ve kanal kestirim yöntemleri önemli bir yer tutar. Ancak çok yollu sönümleme, güvenilir kablolu iletimin önündeki en büyük engeldir. Taşıtlar arası haberleşme sistemlerinin iletim yöntemi olarak OFDM'i kullandığından daha önceki bölümlerde bahsedilmişti. OFDM'in ana avantajı, iletim kanalının frekans seçici sönümleme karakteristiklerine karşı dayanıklılığıdır. OFDM, tüm sinyal bant genişliğini, birkaç dar bant veya dikgen alttaşıyıcılara böler ve işareti dar bantlarda paralel şekilde iletir. Bu nedenle, semboller arası girişim (ISI)'i azaltır ve karmaşık denkleştirme ihtiyacını ortadan kaldırır.

Mevcut OFDM tabanlı sistemler, düşük hızlı veya durağan ortamlar için kullanışlı ve uygun bir çözümdür. Ancak, taşıtların hareket halinde olduğu çok hızlı sönümlenmeli kanallarda, kanalın bir OFDM sembolü içerisinde değişimi, alt kanal dikliğinin kaybolmasıyla sonuçlanmakta ve bu durum taşıyıcılar arası girim (ICI)'e neden olmaktadır.

Kanal kestirimi, OFDM sistemlerindeki alıcı yapısının önemli bir parçasıdır ve bu sistemlerde kanal cevabını bulmak için genellikle bilinen pilot işaretleri kullanarak ara değerlendirme yapılmaktadır. OFDM sistemlerinde kanal kestirimi üzerindeki araştırmaların birçoğunda, bir OFDM sembolü boyunca kanalın zamanla değişmediği varsayımı yapılmıştır, fakat bu kestirim yöntemlerinin en büyük sorunu, mobilite desteğinin olmamasıdır. Bunun yanı sıra, V2V kanal karakteristikleri hareketlilik ve sabit yansıtıcılar (bina, ağaç vb.) nedeniyle bina-içi olarak tabir edilen kanal modellerinden oldukça farklıdır. Bu engellerin neden olduğu sönümlenme etkilerini yok etmek için birçok çalışma yapılmıştır. [4] numaralı çalışmada, taşıtlar arası haberleşmede kullanılan OFDM yönteminin iletim performansı üzerinde durulmuş ve

mobilitenin bit hata oranı üzerindeki etkisinden bahsedilmiştir. Buna ek olarak, bir iletim paketi içerisinde bulunan bit sayısı arttırıldığında, iletim kalitesinin ters orantılı olarak düşüş gösterdiği ispatlanmıştır.

OFDM sistemlerinde, kanal kestirimcisi performansını artırmak için, her bilgi değiştiğinde, matrisin tersini alma gerekliliği nedeniyle oluşan oldukça büyük karmaşıklığa rağmen, ayrık Fourier dönüşümü (Discrete Fourier Transform, DFT) tabanlı, doğrusal en küçük ortalamalı karesel hata (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE) kanal kestirimcisi önerilmiştir [5]. Ayrıca, maksimum olabilirlikli kestirimcisi (Maximum Likelihood Estimation, MLE) ve Bayesçi en küçük ortalamalı karesel hata kestirimcisi önerilmiş ve karşılaştırılmıştır. MLE ve Bayesçi en küçük ortalama karesel hata kestirimcisinin en önemli avantajının kanal istatistikleri ve SNR bilgisine gerek duymaması ve bu nedenle gerçekleştirilebilirliğinin basit olduğu gösterilmiştir [6].

Diğer bir araştırma, OFDM sistemleri için ara değerlendirme teknikleri hakkındadır [7]. Burada, doğrusal, alçak geçiren, zaman bölgesinde uygulanan aradeğerlemeler araştırılmış ve bu kanal kestirim algoritmaları arasında tarak tipi (comb type) pilot tabanlı kanal kestiriminin en iyi performansı sağladığı gösterilmiştir.

Ancak, tarak tipi pilot tabanlı kestirim yöntemleri, hızlı sönmülemeli kanallarda tatmin edici performans vermesine rağmen, IEEE 802.11p standardının pilot işaret yerleşimi, çok yollu sönmüleme ve yüksek gecikme yayılımı nedeniyle binadışı kanallarda yeterli olmamaktadır [8]. Başka bir deyişle, sistem performansının arttırılabilmesi için kanal kestirimlerinin uygun şekilde güncellenmesi gerekmektedir. Kanalin takip edilerek kestirim bilgilerinin güncellenmesi literatürde çok geniş bir yere sahiptir. ML tabanlı uç değer teorimi (The extreme value theory based generalize ML estimator, EVT-GM) [9] veya ağırlık kestirimci tabanlı uç değer teorimi (Leverage weight estimator, EVT-LW) [10], bu alandaki örneklerden bazılarıdır. Bu çalışmalar iyi performans sağlamasına rağmen kanal ön bilgisine ihtiyaç duyarlar.

Kanal durum bilgisini güncelleme işleminin bir yolu da karar geri besleme algoritması kullanmaktır. Tez içeriğine katkı sağlayan karar geri besleme algoritmalarından bir tanesi olan tarak tipi yardımcı pilot tabanlı ara değerlendirme yöntemi (comb co-pilot interpolation) ilerleyen bölümlerde yeniden ele alınacaktır. Ayrıca beklenti

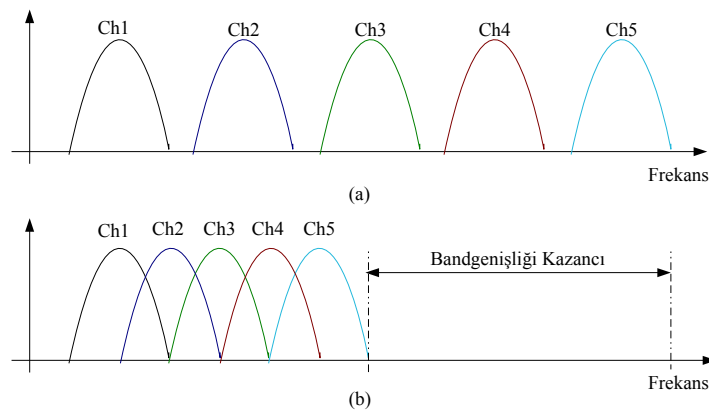
enbüyükleme (Expectation-Maximization, EM) algoritması da OFDM sistemlerinde kanal kestirimi için tercih edilen bir başka algoritmadır. Verilen bu bilgiler göz önünde bulundurulduğunda, tezin içeriğine katkı sağlayan EM tabanlı Bayes öğrenme kuralının ve karar geri besleme algoritmasının Bölüm 3’de detaylı bir şekilde incelenmesi ve bu iki algoritmanın birleştirilmesiyle yeni bir yapı önerilmesi hedeflenmiştir.

2. GENEL KISIMLAR

2.1 OFDM Teorisi

Dikgen Frekans Bölümlemeli Çoğullama (OFDM), çok sayıda modüle edilmiş alt taşıyıcı yardımıyla yüksek hızlı veri akışını bu düşük hızlı alt taşıyıcılara bölerek paralel kanallardan toplam hız değişmeyecek şekilde iletim sağlayan bir modülasyon ve çoğullama tekniğidir. Bahsedilen bu alt taşıyıcılar ya da bir başka deyişle alt kanallar, mevcut band genişliğini N alt banda böler ve her bir alt taşıyıcı için f frekans aralığı ayrılır [11]. OFDM, Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim (FDMA) ile benzerlik gösterse de OFDM ile FDMA arasındaki en temel fark; OFDM sisteminde taşıyıcı izgeleri birbiri üzerine binmekte ve bu taşıyıcıların birbirlerine dik olması sayesinde izgesel verimlilik sağlanmaktadır. Taşıyıcılar arası diklik ifadesi ile anlatılmak istenen, her bir taşıyıcının bir sembol süresi boyunca tam sayı katlarında periyotlara sahip olmasıdır. Bu sayede her bir taşıyıcının spektrumu, diğer taşıyıcıların merkez frekanslarında sıfır değerine sahip olacaktır. Bu nedenle taşıyıcılar arasında üst üste binme olmasına rağmen alt kanallar arasında bir girişim meydana gelmeyecektir.

OFDM yöntemi ile her bir alt taşıyıcının sembol süresi artacağından, çok yollu gecikme yayılımı tarafından zamanda meydana gelen saçılmanın semboller arası girişime (ISI) neden olması engellenir. Daha da fazlası, eğer ardışıl OFDM sembolleri



Şekil 2.1: FDM ve OFDM sistemlerin karşılaştırılması.

arasına koruma bandı yerleştirilirse ISI etkisi tamamiyle ortadan kaldırılabilir [12]. Kullanılacak bu koruma bandı, kanalın çoklu yol gecikmesinden daha uzun olmalıdır. Her bir taşıyıcı matematiksel olarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$s_i(t) = x_i(k)e^{j2\pi f_i t} \quad (2.1)$$

Burada s_i modüle edilmiş sinyal, x_i ve f_i ise sırasıyla i . taşıyıcıdan iletilen veri ve i . taşıyıcıya ait merkez frekansıdır. Ancak OFDM, birden fazla taşıyıcıdan meydana gelmektedir. Bu nedenle tüm taşıyıcılar üzerinden iletilen $s(t)$ kompleks sinyal

$$s(t) = \sum_i s_i(t) = \sum_i x_i(k)e^{j2\pi f_i t} \quad (2.2)$$

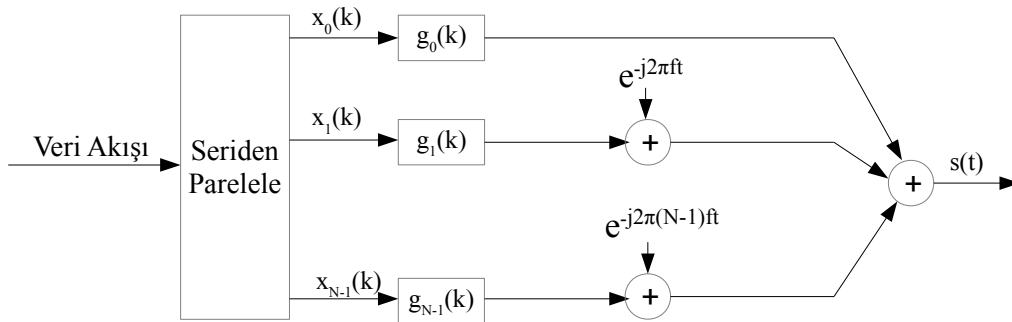
şeklinde ifade edilebilir. Öte yandan OFDM sistemleri için zaman alanında semboller arası girişimi (ISI) yok etmek ve sistemin frekans hatalarına karşı olan hassasiyetini azaltmak için uygun bir darbe şekillendiriciye ihtiyaç duyulur. Bu bilgiler göz önüne alındığında vericiden iletilen nihai işaret aşağıdaki şekildedir:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_i(k)g_i(t - kT_s)e^{j2\pi f_i t} \quad (2.3)$$

En sade durumda, OFDM için dikkate alınan darbe şekli aşağıda ifade edilen $g_i(t)$, $\frac{1}{f}$ süreli ve $\sqrt{f}$ genlikli bir dikdörtgen yapısındadır.

$$g_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t - NT/2}{NT}\right) = \begin{cases} \sqrt{f} & 0 \leq t < \frac{1}{f} \\ 0 & \frac{1}{f} \leq t < T \end{cases} \quad (2.4)$$

(2.4) sürekli zamanlı sinyale ait bir ifadedir. Gerçeğe yönelik birçok uygulamada ayrık zamanlı temel band sinyal işleme teknikleri kullanıldığından yukarıda bahsedilen sinyal tanımının sürekli zamandan ayrık zamana dönüştürülmesi gerekmektedir.



Şekil 2.2: OFDM modülatör.

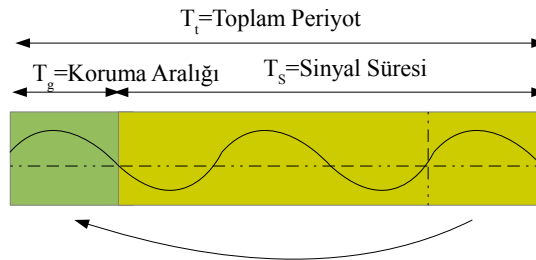
Örnekleme frekansı $f = \frac{B}{N}$ olduğundan iletilen sinyal $t = iT + mT_s$ anında örneklenirse iletilen bu işaret için $s[m] = s(mT_s)$ yazılabilir ki bu durumda (2.4)

$$s[m] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_i[k] e^{j2\pi \frac{im}{N}} \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilir. Verici tarafından üretilen bu sinyal, sonlu uzunluklu dürtü yanıtıyla modellenmiş (Finite-length Impulse Response, FIR) kanaldan iletildiğinde, bu FIR kanala ait giriş çıkış ilişkisi matematiksel olarak

$$r[m] = (h \otimes s)[m] = \sum_{l=0}^{L-1} h[l]s[m-l] \quad (2.6)$$

ifadesiyle elde edilir [13]. Bilindiği gibi zaman boyutundaki iki sinyalin konvolüsyonu, sinyallerin Fourier dönüşümü sonrası frekans boyutundaki çarpımlarıyla ilişkilidir. Bu ilişki benzer bir şekilde Ayrık Zamanlı Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform, DFT) içinde geçerlidir, ancak bu sefer dairesel konvolüsyon kullanılır. Bir iletişim sisteminde veri bitleri $s[m]$ 'lerin direkt olarak kanala verilmeleri doğrusal konvolüsyona neden olur ve DFT'nin frekans boyutundaki çarpma işlemini bozar.



Şekil 2.3: OFDM işarete çevrimsel önek ekleme.

Bu amaçla veri paketinin başına Şekil 2.3 gösterildiği gibi çevrimsel ön ek (cyclic prefix) koyularak yani OFDM sembolünün son ν uzunluklu örneği sembol dizisinin başına eklenerek doğrusal konvolüsyondan dairesel konvolüsyona geçiş yapılır. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta, çevrimsel ön ek uzunluğu maksimum kanal gecikme yayılımından daha uzun ya da buna eşit ($\nu \geq L$) olacak şekilde seçilmelidir. Bu işlemlerden sonra alınan OFDM sembolü şu hale gelir,

$$\tilde{r}[m] = (h \otimes \tilde{s})[m] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} H_i x_i e^{j2\pi f t} \quad (2.7)$$

Burada $H_i = \int_0^{L-1} h(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau$ ifadesi ile verilir ve bu ifade $h(t)$ 'nin f frekansı için Fourier dönüşümüdür. (2.7)'den, OFDM sinyalinin $[0, NT]$ aralığında örneklenmiş

bir verinin FFT'si alınarak tekrar demodüle edilebileceği görülür. Bu durumda kanal gürültüsü de göz önüne alındığında alınan veri

$$r_i[n] = H_i s_i[n] + z_i[n] \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

şeklinde ifade edilir. (2.8)'den görüleceği üzere her alt taşıyıcıya tek bir kanal katsayısı etki etmektedir. Bu ifadeden yapılacak diğer bir çıkarım ise kanalın her bir alt band için düz sönümlemeli hale gelmiş olmasıdır.

OFDM, kolay gerçekleştirilebilirliği sayesinde birçok haberleşme sistemi içerisinde kullanılan bir yöntemdir. OFDM kullanımının avantajlarını maddeler halinde tekrardan kısaca sıralayacak olursak:

- Alt taşıyıcıları üst üste bindirerek izgesel verimlilik yaratır.
- Kanalı darbandlı, düz sönümlü alt kanallara bölerek sistemin, tek taşıyıcılı sistemlere göre frekans seçici kanallara karşı daha fazla dirençli olmasını sağlar.
- Çevrimsel ön ek kullanarak semboller arası girişimi (ISI) yok eder.
- Kullanılan kanal dengelemesi, tek taşıyıcılı bir sistemde kullanılan adaptif kanal dengeleme işleminden daha basittir.
- Zamanlama hatalarına karşı tek taşıyıcılı sistemlerden daha az hassastır.
- Yardımcı kanal girişimlerine ve gürültüye karşı daha fazla koruma imkanına sahiptir.

Diğer yandan, yüksek tepe/ortalama güç oranı (Peak-to-Average Power Ratio, PARP) ve alıcıda senkronizasyon sağlanamaması OFDM sistemlerinin önündeki en büyük engellerden birisi olmasına rağmen, OFDM yinede çok geniş kullanım alanlarına sahiptir.

2.2 Verici Yapısı

2.2.1 Kaynak

Simulasyonda kullanılacak işaret dizisi özel bir bilgi içermediğinden dolayı, bu giriş verisini üretmek için rastgele ikili değerler üreten bir veri kaynağı kullanılmıştır. Bu sayede istenilen miktarda paket sayısı ve veri boyutunda veriler elde edilmesi sağlanmıştır.

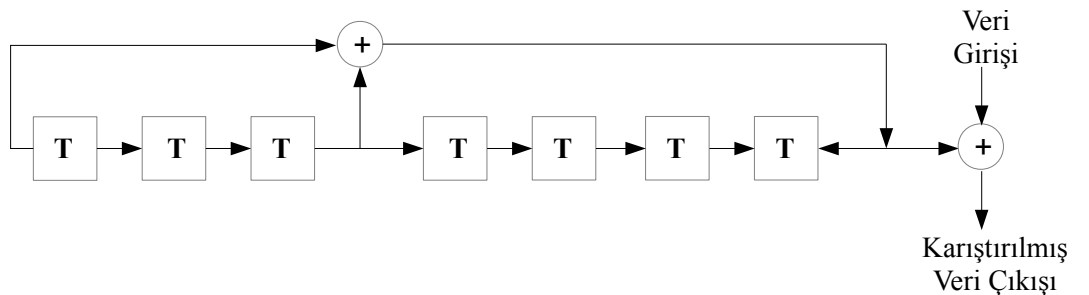
2.2.2 Modülatör

2.2.2.1 Karıştırıcı

Karıştırıcı, OFDM sistemlerinde yüksek tepe/ortalama güç oranını (Peak-to-Average Ratio, PARP) dengelemek için kullanılır. Amacı, vericide üretilen ve ardarda fazla sayıda 0 ve 1 bitlerini içeren iletim dizilerini karıştırarak rastgele veri şablonları elde etmektir. Karıştırma işlemi için $S(x)$ ile tanımlanan bir üreteç fonksiyonu kullanılır.

$$S(x) = x^7 + x^4 + 1 \quad (2.9)$$

(2.9)'da belirtilen fonksiyonu gerçekleştirmek için 7 gecikmeye ve 2 adet mod-2 toplayıcısına sahip ötelemeli kaydedici (shift register) kullanılır. Şekil 2.4'te blok diyagramı görülen ötelemeli kaydedici, 1011101 başlangıç durumu ele alınarak 127 bitlik bir dizi üretir. İletilen bilgi dizisi bu 127 bitlik dizi ile XOR işlemine tabi tutularak karıştırma işlemi gerçekleştirilir [14].



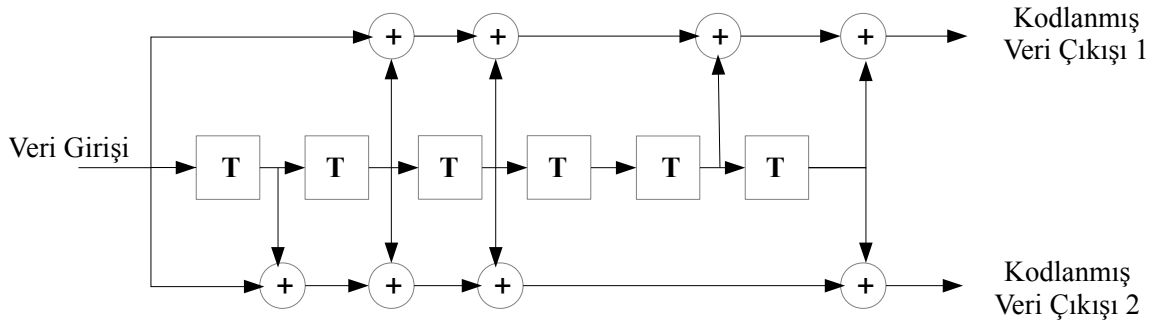
Şekil 2.4: Karıştırıcı.

2.2.2.2 Kodlayıcı

Kodlama işlemi, tüm kanallarda sayısal haberleşme sistemleri için önemli bir işlemdir. Kodlama, frekans seçimli sönmüleme etkisini ve diğer kullanıcılardan oluşabilecek olan girişimi dikkate değer bir biçimde azaltmaktadır. OFDM sistemlerinde, hata oranını azaltmak için kullanılan yöntemlerden birtanesi de katlamalı kodlamadır. Katlamalı kod, yollanacak olan bilgi dizisini, lineer, sonlu durumlu bir ötelemeli kaydediciden geçirilerek elde edilir. Bu ötelemeli kaydedici genellikle, K . mertebeden, k bit ve n lineer cebirsel fonksiyon üreticiden oluşmaktadır.

İkili (binary) olduğu kabul edilen giriş bit dizisi kodlayıcıya, ötelemeli kaydedici üzerinden her seferinde k bit kaydırılarak sokulur. Her k bit giriş için oluşan çıkış sayısı n bittir. Sonuç olarak kodlama oranı k/n olarak tanımlanır. K parametresi ise katlamalı kodun, *kısıtlama uzunluğudur (constraint length)*. Katlamalı kod, üretici matrisi (polinomu) ile tanımlanabilir. Alternatif bir yöntem olarak, üretici polinom, her vektörü için n tane mod-2 toplayıcısının olduğu, n adet vektör kümesi oluşturmak olarak tanımlanabilir. Vektörün i . pozisyonunda bulunan bir “1”, shift-register da o pozisyona karşılık gelen mertebenin mod-2 toplayıcısına yada direk çıkışa bağlı olduğunu, bir “0” ise ilgili mertebenin o polinom için kullanılmadığını göstermektedir.

İncelediğimiz bu sistemde, $1/2$ oranlı bir katlamalı kod ele alınmıştır. Bu koda ilişkin blok diyagramı Şekil 2.5’te gösterilmiş olup, kodun üreteç fonksiyonları $g_1 = [01011011]$ ve $g_2 = [01111001]$ (oktal formda ifade edecek olursak $g_1 = 133_8$ ve $g_2 = 171_8$) şeklinde ifade edilir. Diğer yandan daha yüksek iletim hızına ulaşabilmek için $1/2$ kodlamadan puncturing ile türetilen ya da bir başka deyişle kodlanmış bitlerden bazılarını göz ardı ederek çalışan katlamalı kodlarda bulunur.



Şekil 2.5: Katlamalı kodlayıcı.

Örneğin, IEEE tarafından standart olarak tanımlanan $p_0 = [1110]$ ve $p_1 = [110110]$ boşluk (puncture) vektörleri ile 2/3 ve 3/4 kodlama oranlarına sahip katlamalı kodlar elde edilebilir [15].

2.2.2.3 Serpiştirici

Hata oranını azaltmak için yapılan işlemlerden biri de serpiştirme (interleaving) işlemidir. Bu işlem sayesinde ardarda gelen bitlerden bir tanesinde ya da birkaçında gerçekleşen bozulma bütün çerçeveye dağıtılmış olur. Haberleşme sistemlerinde en çok kullanılan serpiştiricilerden biri de blok serpiştiricilerdir. Bir önceki adımda kodlanan bitler, daha sonra bu blok serpiştiriciye girerler. Blok serpiştiriciler, sütun yönünde yukarıdan aşağıya yazar, satır yönünde soldan sağa doğru okur. Şekil 2.6 bir blok serpiştirici görülmektedir. Örneğin, bu serpiştirici $[00 \dots 101 \dots 0 \dots 101 \dots 01]$ yazar ve $[01 \dots 10 \dots 0 \dots 1 \dots 1 \dots 000 \dots 11]$ okur.

IEEE 802.11p için tanımlanan serpiştirme şablonu iki aşamadan oluşur [14]. İlk aşamada, blok üzerinde geçici i indisleri belirlenir. Bu işlem (2.10) ile tanımlanır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, serpiştirici blok boyutu bir OFDM sembolünde bulunan kodlanmış bit sayısı (N_{CBPS}) ile belirlenir. N_{CBPS} Çizelge 2.1’da gösterildiği üzere modülasyon tipine bağlı olarak değişir.

$$i = \frac{N_{CBPS}}{16} \text{mod}(k, 16) + \left\lfloor \frac{k}{16} \right\rfloor, \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2.10)$$

Aynı şekilde geçici dizinin, serpiştirme matrisinin doğru elemanlarına atanması işlemi

$$j = s \cdot \left\lfloor \frac{i}{s} \right\rfloor + \text{mod}\left(i + N_{CBPS} - \left\lfloor \frac{16 \cdot i}{N_{CBPS}} \right\rfloor, s\right), \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2.11)$$

$$s = \max\left(\frac{N_{BPSC}}{2}, 1\right) \quad (2.12)$$

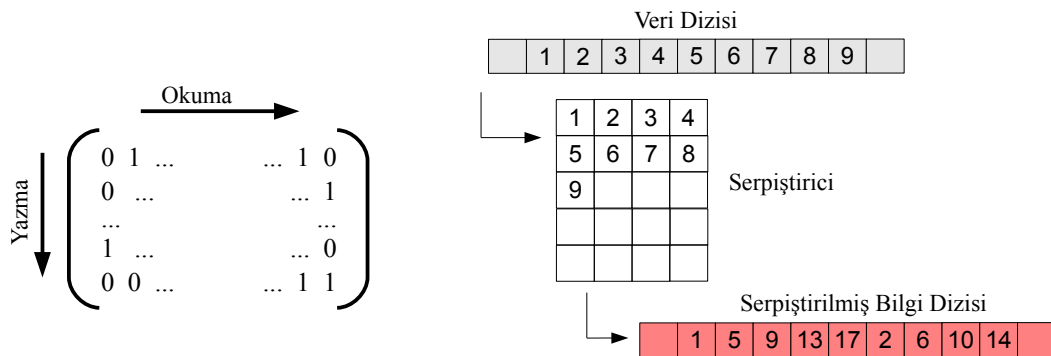
denklemleri ile gerçekleştirilir. (2.11)’de yer alan s parametresi, N_{BPSC} ile tanımlanan ve bir alt taşıyıcıda bulunan kodlanmış bit sayısına bağlı olarak (Çizelge 2.1) değişiklik gösterir ve (2.12) ile ifade edilir.

Çizelge 2.1: Modülasyon türleri ve ilgili parametreleri.

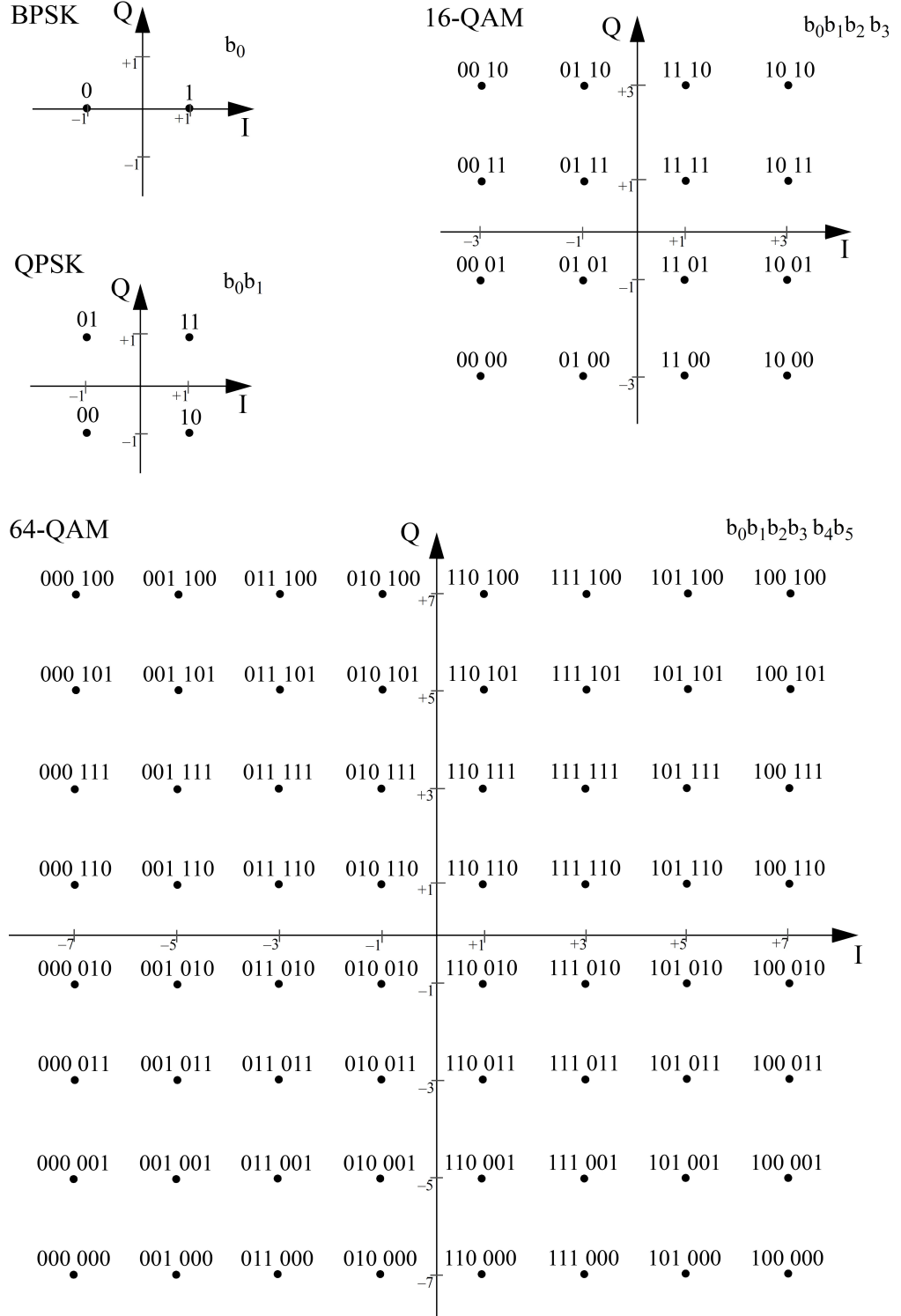
Modülasyon	Kod. oranı (R)	N_{BPSC}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Veri hızı (Mb/s)
BPSK	1/2	1	48	24	3
BPSK	3/4	1	48	36	4.5
QPSK	1/2	2	96	48	6
QPSK	3/4	2	96	72	9
16-QAM	1/2	4	192	96	12
16-QAM	3/4	4	192	144	18
64-QAM	2/3	6	288	192	24
64-QAM	3/4	6	288	216	27

2.2.2.4 Eşleyici

Eşleme (Mapping), iletilecek sinyalin her bir bağımsız OFDM alt taşıyıcısına BPSK, QPSK, 16-QAM veya 64-QAM modülasyon tekniklerinden birini kullanarak yerleştirilmesidir. Kodlanmış ve serpiştirilmiş bilgi dizisi, Çizelge 2.1’de tanımlanan N_{BPSC} (bir alt taşıyıcıda bulunan bit sayısı) değerine göre gruplandırılarak birer karmaşık simge ile eşleştirilir. Kullanılacak olan modülasyon tipi istenilen veri hızına göre belirlenir. Olası bütün karmaşık simgelerin gösterildiği diyagrama da yıldız kümesi diyagramı (constellation diagram) denir. Yıldız kümesinde eşleme sırasında Gray kodlama kullanılır (Şekil 2.7). Alt taşıyıcı modülasyonu çıkışında, I ve Q işaret bileşenleri modülasyon türüne bağlı olarak belirlenen normalizasyon katsayısı K_{MOD} ile çarpılarak $d = K_{MOD} * (I + jQ)$ şeklinde alt taşıyıcıya yüklenecek karmaşık simge elde edilir. K_{MOD} katsayısı, bütün alt taşıyıcı modülasyon türleri için aynı ortalama gücü sağlama amacıyla kullanılmaktadır. Alt taşıyıcı modülasyon türüne göre K_{MOD} katsayısı değerleri Çizelge 2.2 verilmiştir.



Şekil 2.6: Blok serpiştirici.



Şekil 2.7: BPSK, QPSK, 16-QAM ve 64-QAM yıldız diyagramı.

Çizelge 2.2: K_{MOD} 'un modülasyon türüne göre değişimi.

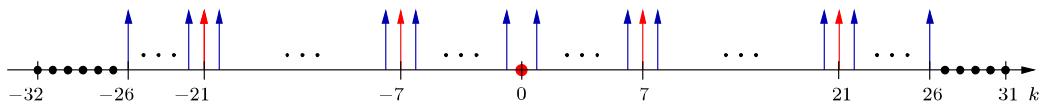
Modülasyon	K_{MOD}
BPSK	1/2
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16-QAM	$1/\sqrt{10}$
64-QAM	$1/\sqrt{42}$

2.2.3 OFDM ve pilot sembollerin yerleştirilmesi

Daha önceki bölümlerde bahsedildiği üzere, IEEE 802.11p fiziksel katmanı vericiden gönderilen işaretleri iletebilmek için 64 alt taşıyıcıya sahip OFDM sistemini kullanır. Ancak bu 64 alt-taşıyıcıdan, 48 adet veri ve 4 adet pilot olmak üzere sadece 52 tanesi kullanılmaktadır.

OFDM sisteminde gönderilecek işaret frekans bölgesinde tanımlanmaktadır. Serpiştirici çıkışında seri olarak gelen veriye ait bitler, seri/paralel dönüştürücü ile veri alt taşıyıcısı kadar, yani $N_D = 48$ hatta ayrılır. Bir OFDM simgesi için herbir hattan gelen bit sayısı istenilen veri hızına bağlı olmak üzere, BPSK için 1, QPSK için 2, 16-QAM için 4 ve 64-QAM için 6 olarak belirlenir. Simulasyon ortamında 0'dan 47'ye mantıksal olarak numaralandırılan veriler, frekans spektrumunda -26'dan 26. alt-taşıyıcılara denk gelecek şekilde yerleştirilir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta; veriler yerleştirilirken -21, -7, 7 ve 21 numaralı alt taşıyıcılar, sonraki adımda eklenecek pilot semboller ve 0 numaralı alt taşıyıcı ise DC bileşen için atlanır. -32'den -27'ye ve 28'den 32'ye olan 12 adet alt taşıyıcı ise OFDM işareti koruma bandı oluşturmak için sıfırlanır (Şekil 2.8).

Daha sonra, alıcıda evre uyumlu işaret algılamayı ve kanal takibini sağlamak amacıyla 4 adet pilot alt taşıyıcısı eklenir. Pilot alt taşıyıcılarına sırasıyla $P_{-21} = 1$, $P_{-7} = 1$, $P_7 = 1$ ve $P_{21} = -1$ değerleri atanmaktadır. Yani BPSK modülasyonuna tabi tutulmaktadırlar. Bütün OFDM simgeleri içerisindeki pilotlar aynı değildir. Pilotların



Şekil 2.8: OFDM işaret için alt taşıyıcı tahsisi.

polariteleri 127 elemanlı bir p_n dizisi ile kontrol edilir. Pilotlar da eklendikten sonra 64 noktalı IFFT işlemi ile modülasyon gerçekleştirilir.

2.2.4 IFFT

Daha önce ifade edildiği gibi OFDM çok sayıda darbant işareti kullanarak iletim yapmaktadır. Taşıyıcılar arasındaki frekans aralığı, taşıyıcıların birbirlerine dik olacakları şekilde seçilmektedir. Taşıyıcılar arasındaki mesafe, OFDM sembol oranı T ile gösterilirse, $1/T$ şeklindedir, ya da paralel modülasyon sembolünün süresi kadardır. Ayrık zamanlı Fourier dönüşümü (DFT), OFDM sistemini oluşturan temel yapı taşlarından biridir. DFT, Fourier dönüşümünün eşit aralıklı frekanslardaki örneklerine özdeştir. N -noktalı bir DFT'nin hesaplanması Fourier dönüşümünün N örneğinin, eşit aralıklı frekanslarla ($\omega_k = 2\pi k/N$) z -düzlemindeki birim çember üzerinde hesaplanmasına karşılık gelir.

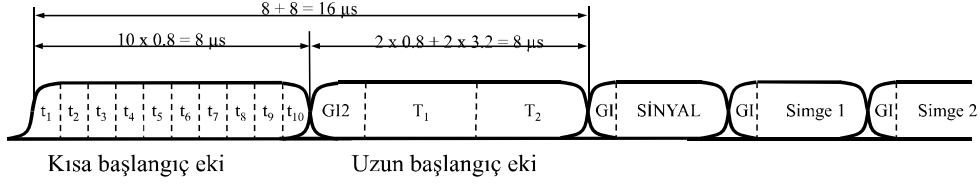
$$S[k] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.13)$$

(2.13)'de görüldüğü üzere ayrık Fourier dönüşümünün, doğrudan hesaplanmasında her bir $S[k]$ değeri için N adet karmaşık çarpma ve $N-1$ adet karmaşık toplama işlemi yapmaktadır. Ancak, $e^{-j2\pi \frac{kn}{N}}$ ifadesinin tek ve çift simetri özelliklerinden yararlanılarak, dönüşümü daha hızlı hesaplayabilmek mümkündür. Bu hızlandırılmış DFT işlemleri hızlı Fourier dönüşümü (FFT) adını alır [16].

Ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) ifadesi ise FFT ifadesi ile işaret ve bir ölçekleme faktörü haricinde aynıdır:

$$s[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S[k] e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.14)$$

IFFT, data sembolleri içeren OFDM spektrumunu modüle eder ve frekans alanındaki işaretleri zaman alanına dönüştürür. OFDM sembolleri, giriş verisine ve kullanılan modülasyon işlemine bağlı olarak oluşturulur. Bu semboller oluşturulurken kanalda meydana gelebilecek bozulmalara karşı kanal kodlaması ve serpiştirme işlemi yapılır. Gerekli olan taşıyıcı ve genlik fazı, modülasyon seçimine bağlı olarak hesaplanır. Daha sonrasında IFFT, bu spektrumunu zaman alanına çevirir. IFFT/FFT vektörünün boyutu, çok yollu kanal tarafından ortaya çıkan hatalara karşı sistem direncini belirler [17].



Şekil 2.9: Çerçeve yapısı.

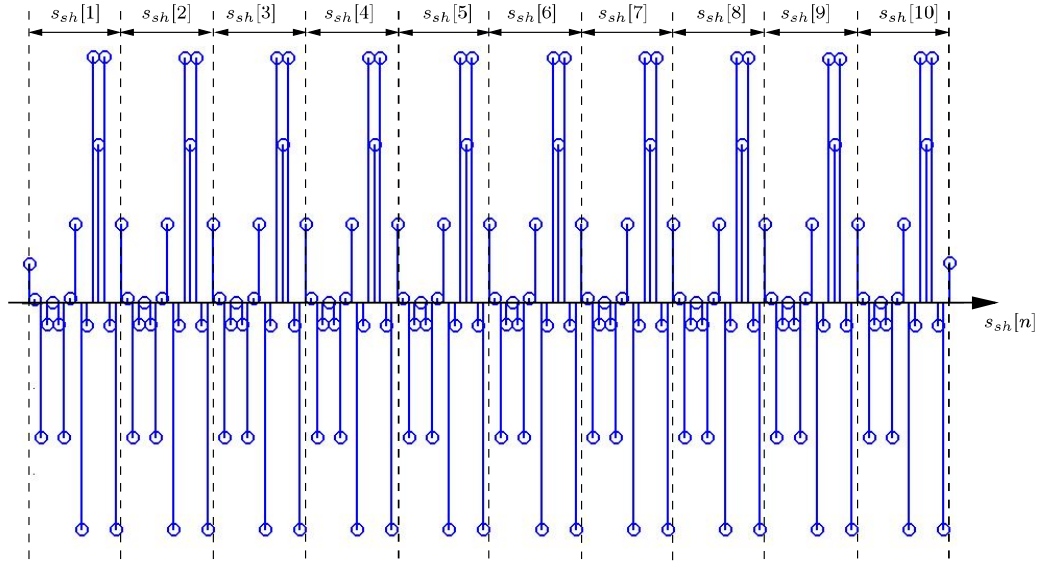
2.2.5 IEEE 802.11p paket yapısının oluşturulması

IEEE 802.11p paket yapısı Şekil 2.9 görüldüğü üzere başlangıç eki (preamble) ve veri parçası (payload) olmak üzere iki temel kısımdan oluşur.

Başlangıç eki kendi içerisinde iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısım 10 kısa OFDM simgesinden oluştuğu için kısa eğitim sembolü olarak adlandırılmıştır. İkinci kısım ise, iki OFDM simgesi uzunluğunda olduğundan uzun eğitim sembolü olarak adlandırılmıştır. Kısa eğitim dizisi, işaret algılama, otomatik kazanç denetimi, taşıyıcı frekans kayması kestirimi ve alıcı ile verici arasında eş zamanlama amacıyla kullanılmaktadır. Kısa eğitim sembolü için frekans bölgesinde kullanılan dizi

$$S_{-26,26} = \sqrt{\frac{13}{6}} \{0, 0, +1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, +1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, +1 + j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, +1 + j, 0, 0, 0, +1 + j, 0, 0, 0, +1 + j, 0, 0, 0, +1 + j, 0, 0\} \quad (2.15)$$

(2.15) şeklindedir. Buradaki $\sqrt{13/6}$ terimi simge içerisinde ortalama normalie güç elde edilmesini sağlamak için kullanılmaktadır. (2.15) verilen dizi IFFT işlemine tabi tutulduğunda, kısa eğitim dizisinin zaman bölgesi karşılığı bulunmuş olur. Şekil 2.10 gösterilen bu işaret incelendiğinde, içerisinde 16 örneklik periyodu olan işaretin 4 tam periyoda sahip olduğu görülür. Bu işaretin periyodu $T_{FFT}/4 = 0.8\mu s$ olacaktır. Kısa OFDM simgesi olarak adlandırılan bu işareten 10 adet kopyalanarak bu kısa başlangıç eki elde edilmiş olur. Kısa başlangıç ekinin süresi $T_{SHORT} = 10 \times 0.8 = 8\mu s$ olur.

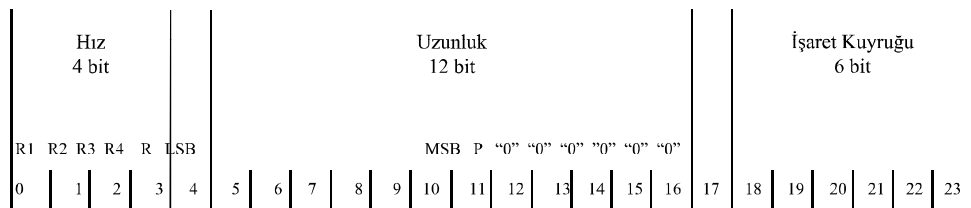


Şekil 2.10: Zaman alanındaki kısa eğitim dizisi.

Uzun eğitim sembolü, kısa eğitim dizisinin hemen ardından gelmektedir. Uzun eğitim sembolünü elde etmek için kullanılan dizi

$$L_{-26,26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1\} \quad (2.16)$$

şeklinde. Burada bütün alt taşıyıcılar birim güç taşıdıkları için herhangi bir katsayı ile çarpmaya gerek yoktur. Uzun eğitim sembolü iki OFDM simgesi uzunluktadır ve ön tarafında iki çevrimsel örnek süresine sahip bir çevrimsel örnek bulunmaktadır. Dolayısıyla, uzun eğitim sembolünün süresi $T_{LONG} = 2x(T_{FFT} + T_{GI}) = 8\mu s$ olacaktır. Uzun eğitim sembolü, alıcıda kanalın kestirilmesi amacıyla kullanılmaktadır. (2.16)'de verilen dizi IFFT işlemine tabi tutulduğunda, uzun eğitim dizisini oluşturmak için kullanılan simge elde edilir. Bu simgeden iki adet kullanılarak ve sonundaki 32 örnek baş tarafına eklenerek, uzun eğitim dizisinin zaman bölgesi karşılığı bulunmuş olur.



Şekil 2.11: 802.11p sinyal alanı.

Çizelge 2.3: Sinyal alanındaki ilk 4 bitin modülasyon tipine göre değişimi.

Hız (Mb/s)	R1-R4
3	1101
4.5	1111
6	0101
9	0111
12	1001
18	1011
24	0001
27	0011

Paket yapısına tekrar göz attığımızda başlangıç ekini *sinyal alanı* takip eder. Sinyal alanı, alıcıda kod çözme işlemi için gerekli olan iletim hızı, veri uzunluğu gibi parametreleri içerir (Şekil 2.11). İlk 4 bit, modülasyon türü ve kodlama oranı hakkında bilgi içerir (Çizelge 2.3). 5'ten 16. bite kadar olan kısım veri uzunluğu bilgisini içerir ve bu alanın doğrulama kontrolü 16.bit ile yapılır. 4 ve 17 numaralı bit gelecek uygulamalar için rezerve edilirken 18-23. bitler ise kuyruk bitleri olarak adlandırılır ve 0 bitini içerirler. Uzun eğitim sembolü, kısa eğitim dizisinin hemen ardından gelmektedir. Bu adımdan sonra, iletilecek veri kodlama, serpiştirme, modülasyon gibi işlemlerinin ardından pakete eklenir.

2.3 Kanal

Bu bölümde, temel kablosuz iletişim kanalları hakkında bilgi verilecektir ve kanal yapısı içerisinde oluşan farklı çoklu yol bileşenleri için sönümleme modelleri incelenecektir. Kanal, genel olarak bir işaretin kaynaktan hedefe ulaşmaya kadar maruz kaldığı değişimlerin bütünü olarak tanımlanan bir fiziksel ortamdır.

2.3.1 AWGN kanal

Bir kablosuz haberleşme sisteminde alıcı ve verici arasındaki sinyal bozulmalarını ve gerçek ortam modellerini oluşturmak için bir kanal ortamına ihtiyaç vardır. Toplanır Beyaz Gürültülü (AWGN) kanal, iletişim sistemlerinin modellenmesinde sıkça kullanılan klasik bir kanal modelidir. Bu model, alınan işareti bozma amacıyla eklenmiş istatistiksel olarak bağımsız gürültü örneklerinden oluşur. n örnekleme anında kanalın çıkışı $r[n]$ ve girişi de $s[n]$ olarak tanımlarsak kanal (2.17) şeklinde

ifade edilebilir,

$$r[n] = s[n] + z[n] \quad (2.17)$$

Gürültü örneklerinin genliği bir Gauss olasılık yoğunluk işlevine sahiptir. (2.17)'deki $z[n]$, sıfır ortalamalı Gauss gürültüsünü temsil etmekte ve olasılık dağılım fonksiyonu $p(z)$ ile tanımlanmaktadır. Bu gürültü örnekleri, birbirlerinden bağımsız oldukları için kendi öz ilinti fonksiyonları ideal olarak bir darbedir. Buna göre, AWGN kanalın güç spektral yoğunluğu tüm frekanslar için düzdür. Aynı zamanda, AWGN kanalın genellikle durağan olduğu ve davranışının zamanla değişmediği kabul edilir. Ancak bu kabuller nedeniyle bir AWGN kanalı, kablosuz kanal davranışını uygun bir şekilde modelleyemez. Gerçek dünyadaki gezgin hücresel radyo ağlarında karşılaşılan iletim kanalı, çok sayıda yayılım yolunun birleşimidir. Bu davranış, *çok yollu yayılım* olarak adlandırılır. Haberleşme sistemleri için çok yollu kanal modeli, kullanımı AWGN kanal modelinden daha zor olan bir kanal modelidir.

$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} \quad (2.18)$$

Varyans, σ^2 gürültü ve işaretin birbirinden bağımsız olduğu göz önüne alınarak, spektrumun gücü cinsinden $\sigma^2 = N_0/2$ ile ifade edilmektedir.

2.3.2 Sönümlemeli kanal

Kablosuz haberleşme uygulamalarında kullanılan birçok kanal, AWGN kanala oranla daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Bu karmaşıklığa sebep olan en büyük etken *sönümlemedir*. Yansıma, kırılma ve saçılma, işaret gücü üzerinde önemli bir etkiye sahiptir ve işaretin zayıflamasına yol açar. Yansıma, kırılma ve saçılmadan oluşan dalgalar arasındaki etkileşim çok yollu sönümlemeye sebep olur. Burada her yolun farklı bir zayıflatması ve zaman gecikmesi vardır.

Kablosuz bir iletim kanalı, iletilen işaretin bant genişliğinden daha büyük bant genişliğinde sabit bir kazanca ve doğrusal faz cevabına sahip olursa alınan işaret düz sönümlemeye uğrar. Düz sönümlemede, iletilen işaretin spektral karakteristikleri korunur. Başka bir deyişle, kanalda direkt görüşün (Line of Sight, LOS) olmadığı ve vericiden çıkan sinyalin alıcıya ulaştığı her yolun yaklaşık aynı zayıflatmaya sahip

olduğu kabul edilir. Bu durumda kanala ait giriş-çıkış ifadesi

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i s(t - \tau_i) \quad (2.19)$$

şeklinde verilir. Burada L kanalın çoklu yol sayısını, τ_i i . yol gecikmesini ve h_i ise kanalın darbe cevabını vermektedir. Düz sönümlemeli işaretin zarfını değiştiren istatistiksel zamanı tanımlamak için yaygın olarak Rayleigh dağılımı kullanılmaktadır. Rayleigh düz sönümlü kanal modeli, işaretin genliğini azaltır.

Frekans bağımlı kanalın, kanala giren sinyaller üzerindeki etkisini L adet kanala sahip bir filtre olarak düşünebiliriz. Bu L adet daldaki her bir darbenin aslında birim darbenin (δ) bir katsayıyla çarpılıp, belirli bir fazda kaydırılmış hali olarak ifade edilebilir. Buna göre kanalın darbe cevabı

$$h(\tau, t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t) \delta(\tau - \tau_p(t)) \quad (2.20)$$

Burada $\tau_p(t)$ zamanla değişen gecikmeyi, $h_i(t)$ i . yolun çarpımsal kazancı ifade etmektedir.

$$r(t) = h(t)s(t) + z(t) \quad (2.21)$$

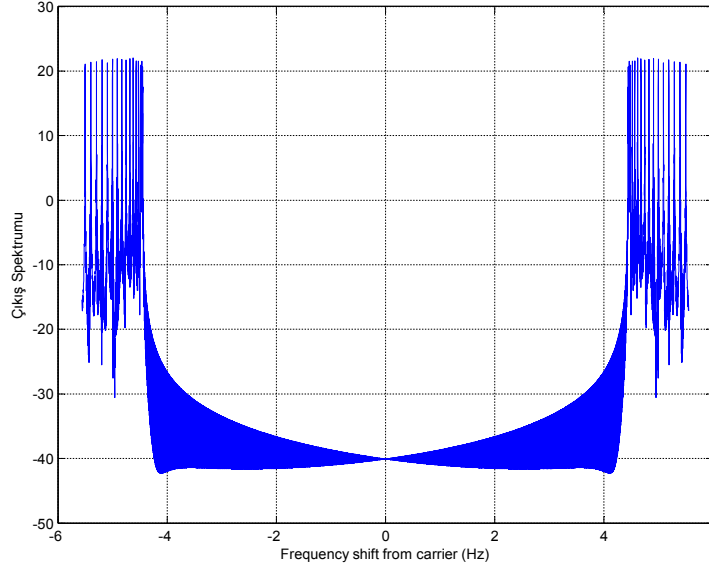
Kanal darbe cevabı $h(t)$, sıfır ortalamalı karmaşık değerli Gauss işlemi olarak modellendiğinde herhangi bir andaki zarf Rayleigh dağılımına sahip olur. Herhangi bir anda alınan işaretin karmaşık zarfının Rayleigh dağılımı şu şekilde verilmektedir:

$$p_z(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad (x \geq 0) \quad (2.22)$$

burada $2\sigma^2$ Rayleigh dağılımı için ortalama gücü ifade etmektedir. İki Gauss gürültülü işaretinin zarflarının toplamı Rayleigh dağılımına uymaktadır. Bu sönümleme dağılımı, verici ve alıcı antenler arasında hiçbir LOS yolunun olmadığı herhangi bir durumda uygulanabilir. Bu durum için kanal, "Rayleigh sönümlü kanal" olarak adlandırılır.

2.3.2.1 Jakes sönümleme modeli

Yukarıda, bahsi geçen Rayleigh dağılım modeline göre iki bağımsız rassal Gauss değişkeninden, sönümlemeli bir kanal elde edilebileceğinden bahsedilmiştir. Rayleigh sönümlemeli bir kanal yapısı oluşturmaya çalışmamızın nedeni Doppler spektrumu Şekil 2.12'dekine benzer bir sinyal üretebilmektir.



Şekil 2.12: Doppler spektrumu.

Buna göre Rayleigh modelinden Jakes modeline geçiş yapmak için $h(t) = h_c(t) + jh_s(t)$ eşitliği ele alınırsa $h_c(t)$ ve $h_s(t)$ sinüsoid dalgaları aşağıdaki matematiksel yapıda kullanmamız gerekmektedir.

$$g(t) = \sqrt{2} \left(2 \sum_{n=1}^M \cos \beta_n \cos \pi f_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos 2\pi f_d t \right) + j \left(2 \sum_{n=1}^M \cos \beta_n \cos \pi f_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos 2\pi f_d t \right) \quad (2.23)$$

2.3.3 Zamanla değişen kanal

Kanal modelleme ve kestirim çalışmalarında, kanal katsayılarının bir OFDM paketi süresince sabit olduğu varsayımı pratikte oldukça yaygındır. Ancak gerçeğe daha yakın sistemler tasarlamak için tüm olumsuz etkileri göz önünde bulundurmak gereklidir. Çok yollu kanalın bir başka karakteristiği zamanla değişen yapısıdır. Bu zamanla değişme, alıcı ve/veya verici hareketliliğinden ettiği oluşmaktadır. Bu nedenle, çoklu yola neden olan iletim hattı üzerindeki yansıtıcı bileşenlerin yerinin değişmesi kanalın dürtü yanıtını zamanla değiştirecektir. Hıza bağlı bu değişim Doppler etkisi olarak adlandırılmaktadır. Doppler etkisi, iletilen dalgaların her parçasında frekans kaymasına sebep olur. Böylece kanal katsayıları sistemin hareket hızına bağlı olarak OFDM paketi içinde değişiklik gösterecektir. Doppler kayması matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$f_{max} = \frac{v}{\lambda} = f_c \frac{v}{c_0} \quad (2.24)$$

$$f = \frac{v}{\lambda} \cos(\phi) = f_c \frac{v}{c_0} \cos(\phi) = f_{max} \cos(\phi) \quad (2.25)$$

Burada f_{max} maksimum doppler frekansı, v aracın hızı, c_0 ışık hızı, f_c dalganın taşıyıcı frekansı ve ϕ ise dalganın geliş açısı olarak tanımlanır.

Buna göre alınan işaret $r(t)$, bütün çoklu yol bileşenlerin toplamıdır.

$$r(t) = \Re \left\{ \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) u(t - \tau_n(t)) e^{j(2\pi f(t - \tau_n(t)) + \phi_{D_n}) \theta_k(t)} \right\} \quad (2.26)$$

n . çokluyol bileşeni, tek bir yansıtıcıya ya da birlikte öbeklenmiş çok sayıda yansıtıcıya ait olabilir. Her bir çoklu yol bileşeni sadece tek bir yansıtıcıya karşı geliyorsa, bu karşı düşen $\alpha_n(t)$ genliği, yol kaybı ve bu çoklu yol bileşeni ile ilgili gölgelemeye bağlıdır. $\tau_n(t)$ gecikmesiyle ilgili faz değişimi $e^{j2\pi f_c \tau_n(t)}$ 'dir. $\theta_n(t)$, sinyalin geliş açısı olmak üzere Doppler kayması (2.25) ile tanımlanmaktadır.

(2.21)'de belirtilen $h(t)$ ayrık zamanlı bir sistem olarak ele alınıp (2.23) yerine konulduğunda;

$$h(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} (h_c(n) + j h_s(n)) \quad (2.27)$$

$$h_c(n) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \cos(\phi_i) \cos(2\pi v n \cos \alpha_i + \phi) \quad (2.28)$$

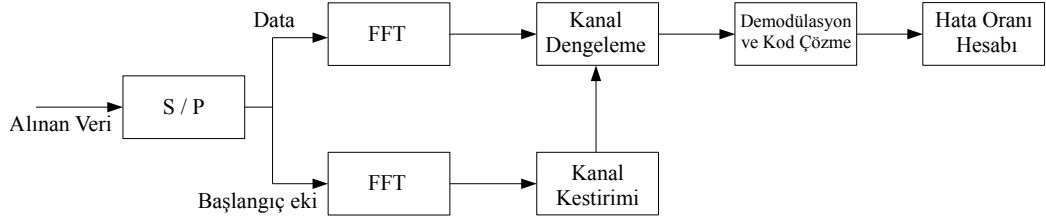
$$h_s(n) = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M \sin(\phi_i) \cos(2\pi v n \cos \alpha_i + \phi) \quad (2.29)$$

Burada M çokluyol sayısını ifade etmektedir.

2.4 Alıcı Yapısı

Bölüm 2.2'de kablosuz bir ortamdan iletilecek bir bilginin IEEE 802.11p tabanlı bir sistem için hangi şekilde üretildiği, kanalın bozucu etkilerine karşı ne gibi önlemler alındığı ve bir iletim paketinin nasıl oluşturulduğu incelendi. İletilen veri paketlerinin sistem tarafından değerlendirmeye alınarak anlam kazanması için alıcı tarafından bazı işlemlere tabi tutulması gerekmektedir. Alıcının blok diyagramı en basit şekilde Şekil 2.13'teki gibi gösterilebilir.

Kablosuz ortamdan iletilen veri, ilk olarak seri-paralel (S/P) dönüşümüne girerek her biri 80 örnek içeren bloklara ayrılır. Burada ilk iki blok paketin başında bulunan kısa eğitim dizisini, aynı şekilde üçüncü ve dördüncü bloklarda uzun eğitim

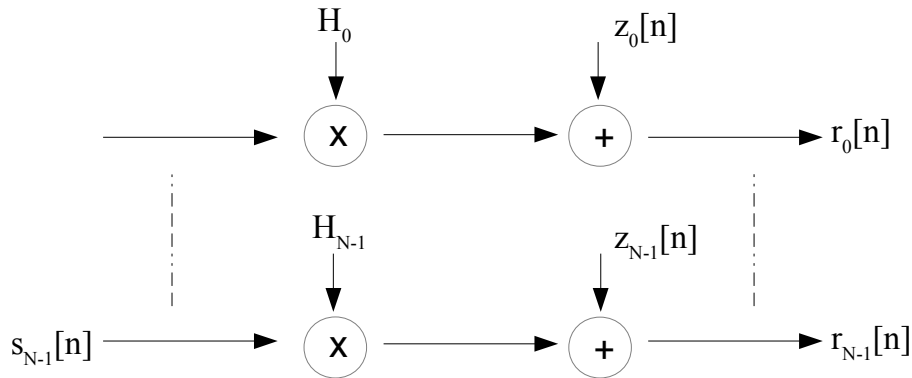


Şekil 2.13: Alıcı yapısı blok diyagramı.

dizisini içermektedir. Paket hakkında temel bilgileri içeren sinyal alanı beşinci blokta yer alırken, geriye kalan bloklar ise veri sembollerini içermektedir. Bir sonraki adımda yer alan çevrimsel önek çıkarma işlemi, bu bloklardaki ilk 16 örneğin atılmasıyla gerçekleşir. Başlangıç eki içerisinde bulunan uzun eğitim sembolleri kanal kestirimi için kullanılır. Kanal durum bilgisi elde edildikten sonra veri sembollerini içeren bloklar, kanalın bozucu etkilerinden kaynaklanan hataları gidermek için kanal dengeleme işlemine tabi tutulurlar ve aynı zamanda pilot semboller yardımıyla sistemde oluşan faz kaymalarını düzenlerler. Modülasyon tipine bağlı olarak demodüle edilen işaret dizileri kod çözücüyü iletilir ve son olarak alıcıda çözülerek elde edilmiş bu veri bitleri, hata oranlarının elde edilmesi için üretilen bitler ile karşılaştırılırlar.

2.4.1 Kanal kestirimi ve dengeleme

OFDM sisteminde frekans spektrumunun birden çok paralel sönümleyici alt kanallardan oluştuğundan Bölüm 2.1'de bahsedilmişti. Telsiz haberleşme sistemlerinde, çok yollu sönümlemeye bağlı olarak kanal frekans değişimleri ortaya çıkmaktadır. Ancak OFDM frekans seçici kanalı düz sönümlemeli hale getirmektedir. Böylece N tane alt kanal Şekil 2.14'de görüldüğü gibi birbiriyle ilintili, $h[k]$ kanal sönümlemesine sahip paralel Gauss kanallar olarak tanımlanmaktadır.



Şekil 2.14: Paralel Gauss kanallar olarak tanımlanan temelbant OFDM sistemi.

Alıcı tarafında $r_i[n]$ sinyali alındığı zaman iletilen $s_i[n]$ sembolünün yeniden elde edilebilmesi $r_i[n] = H_i s_i[n] + z_i[n]$ eşitliğinde kanal darbe cevabı olan H_i 'nin bilinmesine bağlı olmasından dolayı kanal kestiriminin yapılması gerekmektedir. Kanal kestiriminde ana amaç, gürültülü gözlemleri $(r_0[n], r_1[n], \dots, r_{N-1}[n])$ kullanarak kanal katsayılarını $H_0, H_1, \dots, H_{N-1}$ elde etmektir. Bu kestirim işlemi, alıcı tarafından bilinen verilerin iletilmesiyle gerçekleştirilebilir. Örneğin, IEEE 802.11p veri paketinin başlangıç kısmında yer alan uzun eğitim sembolleri (T_1, T_2) kanal kestiriminde kullanılan en temel bileşendir. Uzun eğitim dizileri T_1 ve T_2 pilot simgeleri birbirleriyle özdeş ve her biri 64 örnek uzunluğundadır. En küçük kareler (Least Squares, LS) çözümünü esas alan bu yöntemin matematiksel ifadesi

$$\hat{H}_k[n] = X^{-1} r_k[n] \quad (2.30)$$

şeklinde [18]. Burada X , $s_k[n]$ 'in köşegen matrisidir ($X = \text{diag}\{s_k[n]\}$). Bu yaklaşım yavaş sönümlemeli kanallar için uygundur. Hızlı sönümlemeli kanallar için kanal takibi sağlayan sistemler sonraki bölümlerde ele alınacaktır.

Çok yollu yayılma ya da kanal band genişliğinin sınırlı olması sebebiyle oluşan ISI etkisini yok etmek için kanal dengeleme yöntemlerine ihtiyaç duyulur. Dengeleme, genel olarak filtre tabanlı dengeleme ve maksimum olabilirlikli dizi tahmini (MLSE) tekniklerini içerir. Filtre tabanlı dengeleme yöntemleri ise doğrusal dengeleme (Linear Equalization, LE) ve karar geri beslemeli dengeleme (Decision Feedback Equalizer, DFE) olmak üzere iki ana sınıfta incelenir [19]. Doğrusal dengeleme, tekniği ISI'yı yok etmeye çalışırken, kanal gürültüsünün artması gibi bir dezavantaja sahiptir. DFE ise gürültü artışının üstünden gelmesine rağmen, geri besleme gecikme hattının içinden geçen yanlış kararlar nedeniyle hata yayılmasına maruz kalır.

2.4.2 Demodülatör

2.4.2.1 Geri serpiştirici

İşaretlerin geri eşleme işlemi bittikten sonra oluşan bit dizisi geri serpiştiriciye sokulur. Serpiştirme işlemi Bölüm 2.2.2.3'de anlatılmıştır. Geri serpiştiricinin mantığı da hemen hemen aynıdır. Geri serpiştirme bloğu üzerindeki geçici i indislerini elde etmek

için gerekli matematiksel ifade

$$i = s \left\lfloor \frac{j}{s} \right\rfloor + j + \text{mod} \left(\left\lfloor \frac{16 \cdot j}{N_{CBPS}} \right\rfloor, s \right), \quad j = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2.31)$$

Burada s (2.12) ile ifade edilmiştir. İkinci aşamada ise geçici dizide bulunan veriler

$$k = 16i - (N_{CBPS} - 1) \left\lfloor \frac{16i}{N_{CBPS}} \right\rfloor, \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2.32)$$

ifadesi ile elde edilen indis değerlerine atanarak geri serpiştirme işlemi tamamlanır.

2.4.2.2 Kod çözücü

Modern katlamalı kodlayıcılar tarafından kodlanan veriler, genellikle kod çözme işlemi için mesaj bloklarına ayrılırlar, fakat blok kodlu mesajlardan farklı olarak katlamalı kodlu mesajlarda bit sayısı 500 ile 10000 arasında değişmektedir. Bu da katlamalı kodlamayı, oldukça zahmetli bir hale getirmektedir (kod çözücünün hafıza gereksinimi mesajın uzunluğu ile artmaktadır). Viterbi kod çözme işlemi katlamalı kodlayıcının kodladığı bitleri çözmek için ilgili kodlayıcı yapısını baz alır.

Hafızasız kanallarda, blok kodlamanın kod çözme işleminde, alınan kod kelimesi ile 2^k gönderilmiş olması mümkün kod kelimesi arasındaki uzaklıklar hesap edilir (Sert kararlar için Hamming mesafesi, yumuşak kararlar için Euclidean mesafesi). Arkasından alınan kod kelimesine en yakın kod kelimesi bulunur. Bu karar verme kuralı (2^k metriğin hesabını gerektirir), beyaz gürültü etkisindeki ikili simetrik kanallar için hata oranı düşük sonuçlar verir. Blok kodlardan farklı olarak, sabit bir uzunluğu olan katlamalı kodlayıcı, temelde bir sonlu durum makinesidir. Dolayısıyla en uygun kod çözücü, $\hat{s} = \max\{Pr(r|s)\}$ eşitliğini sağlayan MLSE (Maximum-likelihood sequence estimator) tipinde olanlardır. Dolayısıyla, katlamalı kodlarda, en uygun kod çözme Trellis üzerinde en olası sırayı bulmaya dayanır. Yumuşak veya sert kararlar üzerinden işlem yapıyor oluşuna göre Hamming ya da Öklid (Euclidean) mesafeleri hesap edilir.

Viterbi kod çözme algoritmasında kullanılan işlemlerden biri de hata metriklerinin hesaplanmasıdır. Hata metrikleri, denkleştirici çıktısından elde edilen bit çiftleri ile olası katlamalı kodlayıcı çıkışı bit çiftleri arasındaki uzaklıktır (Hamming uzaklığı). Viterbi kod çözme algoritması genel olarak iki farklı şekilde kullanılmaktadır. Bu farklılık alıcıya kodlanmış bilginin gelme şekli olarak ifade edilir. Kodlanmış bilgiler

alıcıya, sıfır-bir kararlı ve yumuşak kararlı olmak üzere iki şekilde gelmektedir. Sıfır-bir kararlı işlemde kodlanmış bilgiler, kod çözücünde ± 1 şeklinde ifade edilir. Yumuşak kararlı işlemde ise kodlanmış bilgiler çoklu seviyede ifade edilmektedir [20]. Son olarak çözülmüş veri bitleri $\hat{u}$, geri karıştırma (descrambling) işlemine girer. Geri karıştırma işlemi, Bölüm 2.2.2.1’de belirtilen şekilde, gelen veri bitlerinin, karıştırıcı dizisiyle tekrardan XOR’lanmasıyla gerçekleştirilir.

2.4.2.3 Hata oranı hesabı

Yapılan uygulamaların hepsinde, sistemin ne kadar verimli çalıştığını test etmek ve buna göre ekleme ve/veya çıkarmalar yapmak tasarım aşamasının en önemli adımlarından biridir. Performans değerlendirmelerinde, bazı parametre ve kavramlar kullanılmaktadır. Bunlardan en önemlileri;

- SNR, Sinyal Gürültü Oranı
- BER, Bit Hata Oranı

Özellikle bu iki kavramın ne olduğunun ve değerlerinin nasıl bulunduğunun bilinmesi, performans modelleme işlemleri esnasında oldukça önemli bir yer tutacaktır.

Sinyal Gürültü Oranı: Sinyal Gürültü oranı, iletilen sinyalin gücü ile gürültünün gücünün karşılaştırıldığı bir kavramdır. Sinyalin, gürültüye oranla ne kadar güçlü olduğunu, ya da ortamdaki gürültünün ne kadar etkin olduğunu anlamak açısından kullanılabilecek bir parametredir.

$$SNR_{num} = \frac{E_b}{N_0} \quad (2.33)$$

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \quad (2.34)$$

Eğer iletilen işaret verici bloğunda kodlanmış ise yukarıdaki denklemlerde görülen E_b/N_0 oranı, E_c/N_0 olarak değişir. Bu iki oran arasındaki eşitlik aşağıda belirtildiği gibidir.

$$\frac{E_c}{N_0} = r \cdot \frac{E_b}{N_0} \quad (2.35)$$

SNR değeri, yukarıda belirtilen formüller aracılığı ile hesaplanmaktadır. Aktif olarak, desibel cinsinden değeri uygulamada en çok kullanılandır. Sistemlerde, SNR arttıkça, sistemin başarısı da artmaktadır.

Bit Hata Oranı (BER): Bit hata oranı, sistemlerin performansını belirlemek amacıyla hesaplanan oldukça önemli bir parametredir. Bu tez içerisinde modellenen sistem, sinyalin bozulmaya uğradığı ve sonuçta bu hataların düzeltilmeye çalışıldığı bir sistemdir. Bu nedenle sistem performansında baz alınacak değer, bit hata oranı olacaktır. Ancak burada dikkat edilmesi gereken nokta, OFDM sistemlerde gürültü sembol cinsinden üretilir. Dolayısıyla SNR değerleri, bit yerine sembol türünden ele alınmalıdır. Dolayısıyla (2.34)'deki eşitlik sembol başına düşen enerji cinsinden

$$\left(\frac{E_s}{N_0}\right)_{dB} = \left(\frac{N}{N_{cp} + N}\right)_{dB} + \left(\frac{N_{used}}{N}\right)_{dB} + \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB} \quad (2.36)$$

halini alacaktır. Burada N_{cp} çevrimsel önek uzunluğunu, N_{used} kullanılan alt taşıyıcı sayısını, N ise FFT uzunluğunu vermektedir. Bu dönüşüme ek olarak, OFDM işaretinin çevrimsel önek'e sahip olduğu için işarete harcanan güç çevrimsel önek üzerinde yayılmaya neden olacaktır. Alıcı tarafında, çevrimsel önek işareten atıldığı için (2.37)'deki gibi bir ölçeklendirme yapılmalıdır.

$$\tilde{y}(k) = \sqrt{\frac{N_{cp} + N}{N}} \times y(k) \quad (2.37)$$

Tüm bu ara işlemlerden sonra vericiden gönderilen işaret ile alıcıda kodu çözülen işaret bit bit karşılaştırılacak ve sonuç olarak bir hata sayısı bulunacaktır. Bu sayının mesaj uzunluğuna bölümü ile de bit hata oranı ortaya çıkacaktır.

$$BER_{pratik} = \frac{\text{Hata Sayısı}}{\text{Mesaj Uzunluğu}} \quad (2.38)$$

Tabiki sadece bu değeri hesaplamak, kendi başına yeterli olmayacaktır. Sistemlerde kullanılan modülasyon tekniğine, işaretin kodlanmasına ve çok yollu kanal etkisine uygun olarak değişkenlik gösteren formülüyle hesaplanan teorik bit hata oranı, burada göz önünde bulundurulması gereken diğer bir kavram olmaktadır. Pratik ve teorik değerlerin karşılaştırılması ile sistemin performans değerlendirmesi gerçekleştirilmiş olacaktır. BPSK modülasyonu için teorik bit hata oranı aşağıda belirtildiği gibi ifade edilmektedir.

$$BER_{teorik} = Q\left(\sqrt{(2)\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.39)$$

Kod oranı 'r' olan bir kodlayıcıda kodlanmış bir işaret için bit hata oranı formülü;

$$BER_{teorik} = Q\left(\sqrt{(2)r\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.40)$$

Ayrıca kodlanmış işaret, $h(n)$ darbe cevabına sahip çok yollu bir kanal etkisindeyse, bu duruma karşılık gelen bit hata oranı (2.41) eşitliği yardımıyla hesaplanır.

$$BER_{teorik} = Q \left(\sqrt{(2) \frac{r}{\|h(n)\|} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.41)$$

3. KANAL KESTİRİM YÖNTEMLERİ

Geniş bantlı gezgin haberleşme sistemlerinde, iletim kanalı frekans seçici olduğu ve zamanla değiştiği için iletilen OFDM paketi demodüle edilmeden önce kanal kestirimi gerekmektedir. Her ne kadar veri kodlanıp gönderilsede, kanal içerisinde bozulmalara uğrar. Özellikle hızlı sönmülemeli kanallar, iletilen verinin alıcıya bozularak ulaşmasına sebep olur. Bu da alıcının iletilen veriyi düzgün bir şekilde ayırt edememesi anlamına gelir.

Kanal kestirimi, fiziksel ortamın giriş verisi üzerindeki etkilerini karakterize etme işlemidir. Kanal kestiriminin amacı, alıcıdaki işarete meydana gelen kanal etkilerinin yaklaşık olarak belirlenmesi ve semboller arası girişim gibi bozucu etkilerin ortadan kaldırılabilmesidir. Temel olarak iki kanal kestirim metodu vardır. Bunlar kör (blind) kanal kestirimi ve eğitim dizili kanal kestirimidir. Eğitim dizili yöntemlerde işarete alıcı tarafından bilinen eğitim dizileri yerleştirilir. IEEE 802.11p standardında bu eğitim dizileri iletim paketinin başında yer almaktadır.

Bu tez kapsamında, eğitim dizili kanal kestirim metodları incelenecek olup önerilen yöntemi ile birlikte karar geri beslemeli kestirim mekanizmalarına da değinilecektir.

3.1 En Küçük Kareler Yöntemi

En küçük kareler (Least Squares, LS) kanal kestirimci [18] $Y = XH + Z$ modelinde $(Y - XH)^H(Y - XH)$ ifadesini minimize ederek

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y \quad (3.1)$$

denklemini ile kanal frekans cevabını (Channel Frequency Response, CFR) kestirir. (3.1)'de verilen X , OFDM sembolü süresinde iletilen bilgiyi kapsayan köşegen matristir. LS kestirimciler kanalın hiçbir istatistik bilgisine ihtiyaç duymadan, oldukça düşük karmaşıklıkla hesap yapabilirler; ancak ortalama-karesel hatanın yüksek olması dezavantajdır.

3.2 Minimum Ortalamalı Karesel Hata Yöntemi

h ile ifade edilen kanal vektörünün, Z kanal gürültüsüyle ilişkisiz olması durumunda h 'nın frekans alanında MMSE algoritması [18] ile kestirimi aşağıdaki eşitlik ile bulunur.

$$\hat{H}_{MMSE} = FR_{hY}R_{YY}^{-1}Y \quad (3.2)$$

Bu ifadede

$$R_{hY} = E(hY^H) = R_{hh}F^H X^H \quad (3.3)$$

$$R_{YY} = E(YY^H) = XFR_{hh}F^H X^H + \sigma_Z^2 I_N \quad (3.4)$$

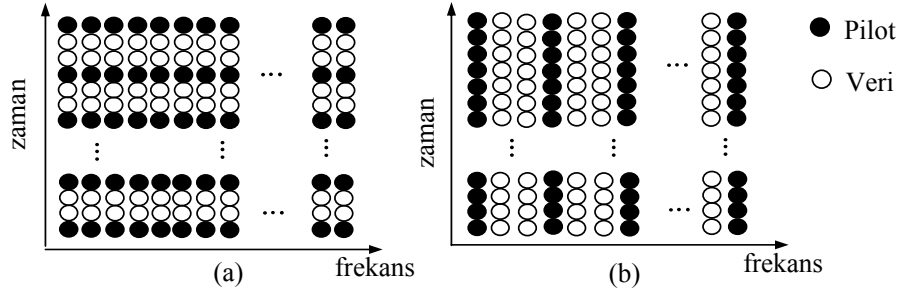
dir. (3.3) h ve Y arasındaki kovaryans matrisi ve (3.4) ise Y 'nin otokovaryans matrisini tanımlar. R_{hh} ise h 'nin kovaryans matrisidir. (3.2) ile elde edilen kanal frekans cevabı, kanal denkleştirme işlemiyle iletilen verinin kestiriminde kullanılır. MMSE kestirimciler, LS kestirimcilerden daha iyi performans gösterirler. MMSE kestirimcinin en büyük dezavantajı ise hesaplama maliyetinin yüksek oluşu ve algoritmanın gürültü varyansı, kanal kovaryansı gibi kanalın istatistiksel bilgilerine ihtiyaç duymasındır.

3.3 Pilot Sembol Eklemeli Kanal Kestirimi

Pilot tabanlı kanal kestiriminde pilot bitlerin yerleşimi blok tipi (block type) ve tarak tipi (comb type) olmak üzere iki biçimde yapılır. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi pilot bitlerin tüm alt taşıyıcılara belirli bir periyotla yerleştirilmesi blok tipi, her bir OFDM sembolüne yerleştirilmesi ise tarak tipi kanal kestirimi olarak adlandırılır. Blok tipi kanal kestirimi yavaş sönümlenmeli; tarak tipi kanal kestirimi ise hızlı sönümlenmeli kanallarda kullanılır. Tarak tipi pilot yerleşimli kanal kestiriminde kanalın tamamını kestirmek için ara değerlendirme yapılması gerekir. Blok tipi pilot yerleşimine örnek olarak IEEE 802.11p iletim paketinin başında bulunan eğitim sembolleri verilebilir.

Tarak tipi kestirim yönteminde, kanalın pilot ve veri alt taşıyıcılarındaki değerinin kestirilmesi gerekir. N_p pilot işaretleri $[X_p(m), m = 0, \dots, N_p - 1]$ $X(k)$ 'nin içine düzenli bir biçimde yerleştirilir. OFDM işaretinin k . alt taşıyıcıdaki değeri (3.5) ile verilir.

$$X(k) = X(mL + \alpha) = \begin{cases} X_p(mL) & \alpha = 0 \\ X_d(mL + \alpha) & \alpha = 1, 2, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (3.5)$$



Şekil 3.1: Blok ve tarak tipi pilot yerleşimi.

Her bir alt kanal, veri bitlerini ya da pilot bitleri iletir. Bu durumda alınan pilot bitler aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$Y_p(m) = H_p(m)X_p(m) + Z(m) \quad (3.6)$$

Tarak tipi pilot bit yerleşimli kanal kestiriminde pilot alt taşıyıcılardaki değerler LS, MMSE ve LMS algoritmaları ile belirlenir. Kanalin tamamını kestirmek için ise doğrusal, ikinci derece, alçak geçiren veya kübik eğri (spline cubic) ara değerleme algoritmaları kullanılabilir. Alçak geçiren ara değerleme algoritmasında orijinal dizinin içine sıfırlar yerleştirilir ve ardından alçak geçiren sonlu birim dürtü tepkili süzgeç uygulanır. Bu uygulamayla orijinal verinin değişmeden kalması sağlanır. Ara değerlemesi yapılan noktalar ile bu noktaların ideal değerleri arasındaki ortalama karesel hatayı en küçük yapacak şekilde ara değerleme yapılır.

3.3.1 LMS algoritması

Kapalı çevrim bir uyarlamalı proses, sürekli ayarlanan ağırlık katsayıları, bunların giriş dizisi ile iç çarpımından elde edilen kestirim cevabı ve arzu edilen işaret ile kestirilen değer arasındaki farkla kontrol edilen bir adaptif algorithmadan oluşur.

$X(k)$ giriş dizisi ve $s(k)$ arzu edilen işaretin çok kısa süreler içinde durağan olduğu kabul edilirse, işaretlerin bu aralıklar içinde ortalama değeri kendisine eşit olacaktır. Bu durumda R korelasyon matrisi ve p çapraz ilişki vektörü şu şekilde tanımlanır,

$$R(k) = X(k)X^H(k) \quad (3.7)$$

$$p(k) = X(k)s^*(k) \quad (3.8)$$

bu değerleri kullandığımızda elde edilen hata ifadesi

$$e(k) = s(k) - \theta^H(k)x(k) \quad (3.9)$$

için uyarlamalı algoritma

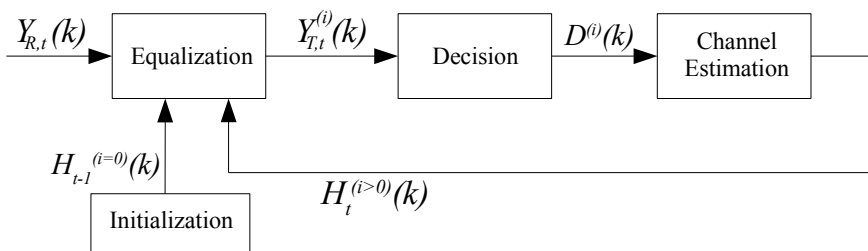
$$\theta(k+1) = \theta(k) + \mu x(k)e^*(k) \quad (3.10)$$

şeklinde elde edilir. En Küçük Ortalama Kareler (LMS) algoritmasının en önemli üstünlükleri; basit olması, korelasyon fonksiyonları ve matris tersi hesaplamasına gerek duymamasıdır.

3.4 Karar Geri Besleme

Önceki bölümlerde optimum sonuç veren ancak uygulanabilirliğinin zor olduğu kanal kestirim yöntemlerinden bahsedilmişti. Bu karmaşık yapılar yerine birçok alternatif çözüm üzerinde çalışılmıştır. Karar geri beslemeli dengeleyici (Decision Feedback Equalizer, DFE) bunlardan birisidir.

Yinelemeli DFE, [21]'te verilen algoritmaya üzerinde bir takım değişiklikler yapılması üzerine ortaya çıkmış bir yapıdır. Şekil 3.2'de bu yapıya ilişkin blok diyagramı görülebilir. DFE temel olarak önceki kanal kestirim değerlerini kullanmak üzere tasarlanmıştır. Bir DFE, kendi içinde bulunan bir karar mekanizması sayesinde sembol bazında karşılaştırma ve karar verme yeteneğine sahiptir. Bu yetenek; sırayla işleme konulan her sembolün sistemin geneline kattığı ISI'yı tespit edip ortadan kaldırma da önemli bir rol oynar. DFE denkleştirici, lineer bir yöntem olmamakla beraber karar mekanizmasının geri yönde çalışmaması olasılığı gerçekleştiği takdirde bu denkleştirici lineer bir yöntem gibi kullanılabilir. DFE'nin birden fazla tipi bulunmaktadır. DFE iç yapısının o anki durumda kanal kestirim yöntemi olarak, yine önceki bölümlerde bahsedilen LS ya da LMS yöntemleri kullanılır. Bu tiplerden hangisinin kullanılacağı ise istenilen performans ve sistemde bulunması istenen karmaşıklık ile ilgilidir.



Şekil 3.2: Karar geri besleme denkleştirici blok diyagramı.

3.5 Beklenti Enbüyüklenme Algoritması

Beklenti Enbüyüklenme (BE) algoritması, bazı elemanları eksik veri setleri için olasılık dağılım parametrelerinin hesaplanmasında kullanılan iteratif bir algoritmadır. BE iteratif özelliğinden dolayı aynı zamanda analitik bir çözüme ulaşamayan uygulamalarda da kullanılabilir. BE algoritmasında, $p(\mathbf{X}, \mathbf{Y}|\theta)$ ve parametre vektörü θ tanımlı iken $p(\mathbf{X}, \mathbf{Y}|\theta)$ olasılığını θ 'ya göre en büyüklemek amaçlanmaktadır. Burada $X = \{x_1, x_2, \dots, x_t\}$ birbirinden bağımsız örnek vektörler topluluğunu gösterirken, $\mathbf{Y}$ veri setindeki eksik örnek vektörlerini göstermektedir.

BE algoritmasında, $p(\mathbf{X}, \mathbf{Y}|\theta)$ ve parametre vektörü θ tanımlı iken $p(\mathbf{X}, \mathbf{Y}|\theta)$ olasılığını θ 'ya göre en büyüklemek amaçlanmaktadır. Burada $X = \{x_1, x_2, \dots, x_t\}$ birbirinden bağımsız örnek vektörler topluluğunu gösterirken, $\mathbf{Y}$ veri setindeki eksik örnek vektörlerini göstermektedir.

BE algoritmasının gerçekleşmesinde izlenen yol, $p(\mathbf{X}, \mathbf{Y}|\theta)$ işlevinin en büyükleme basitleştirecek bir işlevin belirlenmesidir. Bu nedenle algoritmanın her aşamasında:

Beklenti (B)-Adımı: Belirlenen işlevin, o anki parametreler ve örnekler kullanılarak kestirimi sağlanır.

Enbüyüklenme (E)- Adımı: Verinin ve gizli değişkenin dağılımını en büyükleyecek şekilde parametrelerin güncellenmesi gerçekleştirilir. Yukarıdaki varsayımlar altında BE algoritmasının Beklenti adımında (3.11)'deki Q beklenti işlevini oluşturmaktadır.

$$Q(\theta|\theta^p) = E_Y [\ln p(\mathbf{X}, \mathbf{Y}|\theta) | \mathbf{X}, \theta^p] \quad (3.11)$$

Burada θ^p , dağılım parametreleri için yapılan bir önceki kestirimleri, θ ise tüm dağılımı tanımlayan yeni kestirim için tanımlı parametre vektörünü temsil etmektedir. Q işlevi, verinin θ 'nın o anki kestirimine bağlı olarak bilinmeyen $\mathbf{Y}$ vektörüne bağlı olabilirliğinin beklenen değerini hesaplamakta kullanılmaktadır. BE algoritması, enbüyüklenme adımına ise Q işlevi p adımında öngörülen θ 'ya göre en büyüklenir ve $\arg\max_{\theta} Q(\theta|\theta^{(p)}) \rightarrow \theta^{(p+1)}$ ataması gerçekleştirilir.

3.5.1 Sistem modeli için BE algoritması

Yüksek hızlı iletme cevap vermesi ve iletim hattını verimli bir şekilde kullanarak, hatta meydana gelebilecek girişimlere ve çoklu yol kayıplarına karşı dayanıklılığından dolayı OFDM tekniğinin kullanıldığından önceki bölümlerde bahsedilmiştir. OFDM, yüksek hızlı bit veri akışını birkaç adet paralel düşük hızlı veri akışına bölmekten ve

taşıyıcıların birbirine dik olmasından dolayı, frekans seçici kanalları düz sönmlemeli hale getirir. Buna göre bir OFDM sembolü boyunca alınan y işaretinin matematiksel işareti (3.12) ile ifade edilebilir.

$$y = XFh + z \quad (3.12)$$

Burada F ($N \times L$) boyutlu DFT matrisini ifade ederken, X ($N \times N$) boyutlu iletilen işareti içeren diagonal matrisi ve N ise alt taşıyıcı sayısı ya da başka bir deyişle DFT boyutunu göstermektedir. Kanal dürtü yanıtı $h = [h(1), h(2) \dots h(L)]$, L uzunluğa sahiptir. Denklemden bulunan z ise 0 ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss gürültüsüdür. Alınan tüm y işaretleri göz önüne alındığında

$$p(y|h) = (2\pi\sigma^2)^{-N/2} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|y - XFh\|^2\right) \quad (3.13)$$

olarak ifade edilir. η şeklinde bir ön bilgi dağılımına sahip bir hipotezi ele alarak, bu hipotezi gözlemlenen y vektörüne göre yeniden ifade edersek, o ön bilgi için $p(y; \eta)$ ifadesi (3.14) denklemini aracılığıyla hesaplanır.

$$p(y; \eta) = \int p(y|h)p(h; \eta)dh \quad (3.14)$$

Kanal darbe cevabı h 'ın Rayleigh dağılımlı olduğu göz önünde bulundurulursa ve bu ifadede Bayesçi yaklaşım ele alınırsa kanal kestirim problemi $h(i) \sim N(0, \gamma_i)$ şeklinde yeniden ifade edilebilir. Bu durumda h 'a ait öncül bilgi

$$p(h; \theta) = \prod_{i=1}^L (2\pi\gamma_i)^{-1/2} \exp\left(-\frac{|h(i)|^2}{2\gamma_i}\right) \quad (3.15)$$

ile ifade edilir. Burada $\theta = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L)$ her bir kanal katsayısının varyansını kontrol eden parametrelerden oluşmuş diagonal matristir. Bu parametreler ML işlemi kullanılarak kestirilebilir. Bu kestirim için $p(y_p; \theta)$ ifadesinin en büyüklenmesi gerekmektedir.

$$\gamma_{i,ML} = \underset{\gamma_i}{\operatorname{argmax}} p(y_p; \theta) \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} p(y_p; \theta) &= \int p(y_p|h)p(h; \theta)dh \\ &= (2\pi\sigma^2)^{-N/2} |\Sigma_Y|^{-1/2} \exp\left(-\frac{1}{2} y_p^H |\Sigma_Y|^{-1} y_p\right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Eşitlik (3.16) kapalı formda yazılamayacak bir ifadedir. Bu nedenle denklemin çözümü için yinelemeli bir kestirimci kullanmak gereklidir. Bu durumda BE algoritması makul bir çözüm olur ve hesaplanması gereken ifadeler

$$\begin{aligned} \text{Beklenti Adımı: } Q(\theta|\theta^p) &= E_{h|y_p, \theta^p} [\log p(y_p, h; \theta)] \\ \text{Enbüyüklenme Adımı: } \gamma_i^{p+1} &= \underset{\gamma_i > 0}{\operatorname{argmax}} Q(\theta|\theta^p) \end{aligned} \quad (3.18)$$

denklemleri ile elde edilir. Aynı şekilde (3.12) modelinde vericiden iletilen x sinyalini elde etmek için, $p(y, h|x)$ fonksiyonunu kullanarak h parametresi üzerinden $p(y|x)$ ifadesi beklenti enbüyüklenme algoritması yardımıyla maksimize edilebilir. X 'in kestirimi yine her bir $p = 0, 1, 2, \dots$ yinelemesi için iki temel adım içerir.

$$\begin{aligned} \text{Beklenti Adımı: } Q(x|x^p) &= E_{h|y, x^p} [\log p(y, h|x)|y, x^p] \\ \text{Enbüyüklenme Adımı: } x^{p+1} &= \underset{x}{\operatorname{argmax}} Q(x|x^p) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Bu denklemde $Q(x|x^p)$

$$Q(x|x^p) = \int_{y \in \mathcal{Y}} [\log p(y, h|x)] p(h|y, x^p) dy \quad (3.20)$$

şeklinde yazılırsa ve $\log p(y, h|x) = \log p(y|h, x) + \log p(h|x)$ eşitliğini de göz önüne alındığında (3.20) $\log p(h|y, x^p)$ ve $\log p(h|x, x^p)$ koşullu olasılıklarının çarpımına bağlı olur. h ve x birbirinden bağımsız kabul edilerek koşullu olasılık $p(h|y, x^p)$

$$p(h|y, x^p) = \frac{p(y|h, x^p)p(h|x^p)}{p(y|x^p)} = \frac{p(y|h, x^p)p(h)}{p(y|x^p)} \quad (3.21)$$

$$Q(x|x^p) = \int_{y \in \mathcal{Y}} [\log p(y|h, x)] p(y|h, x^p) p(h) dy \quad (3.22)$$

şeklinde yazılır ve (3.20)'ün son hali (3.22)'e eşit olur. Bu durumda $Q(x|x^p)$ AWGN gürültüsüne sahip sönmülemeli kanal altında hesaplanacak olursa $p(y|h, x)$ ve $p(y|h, x^p)$ koşullu olasılık dağılımları (3.23) ile ifade edileceğinden (3.22), (3.24)'e eşit olur ve aslında bu ifadeyi enbüyüklemek $E(\|y - XFh\|^2|y, x^p)$ ifadesini enküçüklemeye eşdeğerdir.

$$\begin{aligned} p(y|h, x) &= (2\pi\sigma^2)^{-N} \exp\{-\|y - XFh\|^2/2\sigma^2\} \\ p(y|h, x^p) &= (2\pi\sigma^2)^{-N} \exp\{-\|y - X^p Fh\|^2/2\sigma^2\} \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$Q(x|x^p) = - \int_{y \in \Upsilon} ||y - XFh||^2 p(h|y, x^p) dh \quad (3.24)$$

Bu enküçükleme problemi $\max_x \{E(h^H \phi + \phi^H h - h^H G h | y, x^p)\}$ şeklinde yeniden düzenlenir [21]. Burada $\phi = F^H X^H Y$ ve $G = F^H X^H X F$ ’ye eşittir.

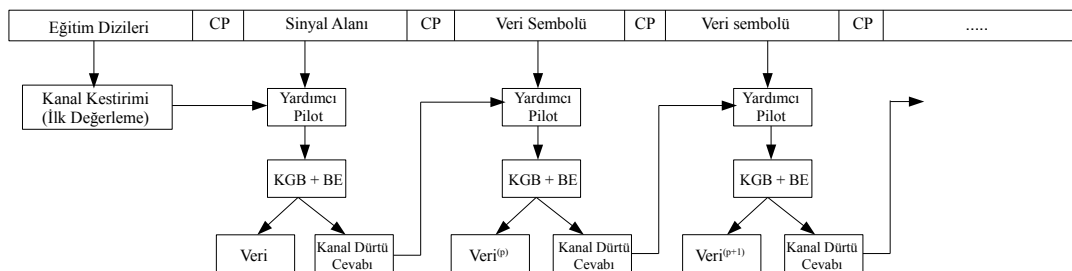
3.6 Önerilen Algoritma

Yinelemeli karar geri besleme algoritmasının özelliklerinden Bölüm 3.4’de bahsedilmiştir. Bu bölümde ise karar geri besleme dengeleyicisi, beklenti enbüyükme yöntemiyle birleştirilerek, yeni bir takip algoritması önerilecektir (Şekil 3.3). Önerilen bu algoritmanın temel çıkış noktası kanal kestirime ve sinyal tahminine aynı anda izin veren EM-SBL algoritmasıdır [22]. EM-SBL algoritmasında parametrelendirilmiş bir ön dağılım kullanılmaktadır. Buradaki amaç regresyonda kullanılacak bir sonuç bulmaktır. Bunu yaparken iletilen veriler (X) ve kanalın istatistiğini içeren matris bilinmeyen; kanal da nuisance parametre olarak kabul edilir. Bu noktadan sonra ise EM algoritması uygulanarak nuisance parametrenin sonsal (posterior) olasılığı elde edilerek istenilen parametreler enbüyükme adımında ortak şekilde maksimize edilir.

$$\begin{aligned} \text{Beklenti Adımı: } Q(x, \theta | \theta^p, x^p) &= E_{h|y, x^p, \theta} [\log p(y, h | x, \theta)] \\ \text{Enbüyükme Adımı: } (\gamma_i^{(p+1)}, x^{p+1}) &= \underset{x, \gamma_i > 0}{\operatorname{argmax}} Q(x, \theta | x^p, \theta^p) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Önerilen algoritma iki temel adımdan oluşur:

1. Başlangıç değeri atama: Önerilen sistemdeki beklenti enbüyükme algoritması, $\theta^{(0)}$ ve $x^{(0)}$ ilk değerleriyle başlatılır. (3.25)’te verilen logaritmik olasılık her iterasyonda artar [23]. Dolayısıyla, iterasyonu başlatacak bu ilk değer algoritmanın parametre kestirimi açısından başarılı olması için oldukça önemlidir.



Şekil 3.3: Önerilen kanal kestirim algoritması blok diyagramı.

Başlangıç değerleri

$$\begin{aligned}\theta^{(0)} &= \frac{1}{L} I_{L \times L} \\ x^{(0)} &= \underset{\bar{X} \in \mathcal{S}}{\operatorname{argmin}} \|y - H\bar{X}\|^2\end{aligned}\quad (3.26)$$

eşitlikleri ile hesaplanmaktadır. Önerilen algoritmayı EM-SBL'den ayıran temel fark bu başlangıç değerlerinin elde edilme aşamasında kendini göstermektedir. EM-SBL'de $x^{(0)}$ başlangıç değeri, pilot verilerin yardımıyla elde edilen bir kanal kestirimi aracılığıyla oluşturulur. Ancak IEEE 802.11p sisteminde, OFDM sembolleri içerisinde bu kanal kestirimini gerçekleştirecek sayıda pilot işaret yoktur. Bu nedenle önerilen algoritmada, yardımcı pilotlardan yararlanılır. Yardımcı pilot sisteminde [24], OFDM sembolünde verilerin iletildiği alt taşıyıcılardan türetilen "*sanal pilot*" işaretler kullanılır.

$H_t(k)$ t anındaki OFDM sembolü için kanal frekans cevabı (CFR) olarak tanımlansın. $x^{(0)}$ oluşturulurken kullanılacak, yardımcı pilotları içeren kanal frekans cevabı her bir λ alt taşıyıcısı için,

$$H_{CP}(\lambda) = \sum_{k=-\beta}^{+\beta} \omega_k H_t(\lambda + k) \quad (3.27)$$

olarak ifade edilir. Burada ω_k parametreleri güvenilirlik katsayılarını belirler. Bu katsayılar (3.28) ve (3.29)'da belirtilen kısıtları sağlamak zorundadır.

$$\sum_k \omega_k = 1 \quad (3.28)$$

$$0 < \omega_k \leq 1, \forall k \quad (3.29)$$

Ek olarak ilk OFDM sembolüne ait kanal frekans cevabının kestirimi $H_0(k)$, en küçük kareler yöntemiyle Şekil 2.9'da gösterilen $T_1[n]$ ve $T_2[n]$ uzun eğitim dizileri kullanılarak hesaplanır.

$$\begin{aligned}Y_1(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} T_1[n] e^{-\frac{2\pi j}{N} kn} \\ Y_2(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} T_2[n] e^{-\frac{2\pi j}{N} kn} \\ H_0(k) &= \frac{Y_1(k) + Y_2(k)}{2X(k)}\end{aligned}\quad (3.30)$$

2. Sinyal sezimi ve CFR güncellemesi: Başlangıç değer atamasından sonra BE algoritması gerçekleştirildikten sonra $p(h|y, x^p, \theta^p)$ sonsal olasılığı, μ ortalamalı Σ

varyanslı $N(\mu, \Sigma)$ normal dağılımına indirgenebilir. Bu eşitlikteki ortalama ve varyans

$$\begin{aligned}\mu &= \sigma^{-2} \Sigma F^H X^{p^H} y \\ \Sigma &= (\sigma^{-2} F^H X^{p^H} X^p F + \theta^{(p)^{-1}})^{-1}\end{aligned}\quad (3.31)$$

ifadeleriyle hesaplanır. (3.31)'da unutulmaması gereken nokta, p iterasyon sonunda elde edilen μ , kanal katsayılarına ait vektörün MAP kestirimini $(\hat{h} = (h(\hat{1}), h(\hat{2}), \dots, h(\hat{L}))^T)$ ifade etmektedir. Diğer yandan, (3.25)'teki enbüyüklenme adımı ise en basit şekilde [22]

$$\begin{aligned}\gamma_i^{(p+1)} &= \Sigma_{i,i} + |\mu_i|^2 \\ \hat{x}^{(p+1)} &= \text{diag}(C^{-1}(\mu^H F^H Y_{N \times N}^T))\end{aligned}\quad (3.32)$$

eşitlikleri yardımıyla hesaplanır. Bu eşitliklerde, $\Sigma_{i,i}$ ve μ_i değişkenleri sırasıyla Σ 'nın i . diagonal ve μ 'nun i . bileşenleridir. C ise $(C = \text{diag}(C_0, C_1, \dots, C_{N-1}))$ nicemleme değerinin pozitif karekökleri olmak üzere

$$C_i^2 = \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{(m-k)i}{N}} (\Sigma_{(m,k)} + \mu_m^* \mu_k) \quad (3.33)$$

eşitliğiyle hesaplanır. Bu aşamadan sonra elde edilen veri sembolleri, yumuşak karar koşulu ile yıldız diyagramı üzerinde en yakın işaret sembolüne eşlenir. Elde edilen $\hat{h}$ ise (3.35)'te ifade edildiği şekilde bir sonraki OFDM sembolünün takibi için kullanılır.

$$x^{(p+1)} = \{s_i \mid \|\hat{x}^{(p+1)} - s_i\| < \|\hat{x}^{(p+1)} - s_j\|, 1 \leq i, j \leq M, i \neq j\} \quad (3.34)$$

Burada s_i modüle edilmiş olası işaretler dizisini ifade ederken, M ise modülasyon derecesine eşit olmaktadır.

$$H_{t+1} = F \otimes \hat{h}_t \quad (3.35)$$

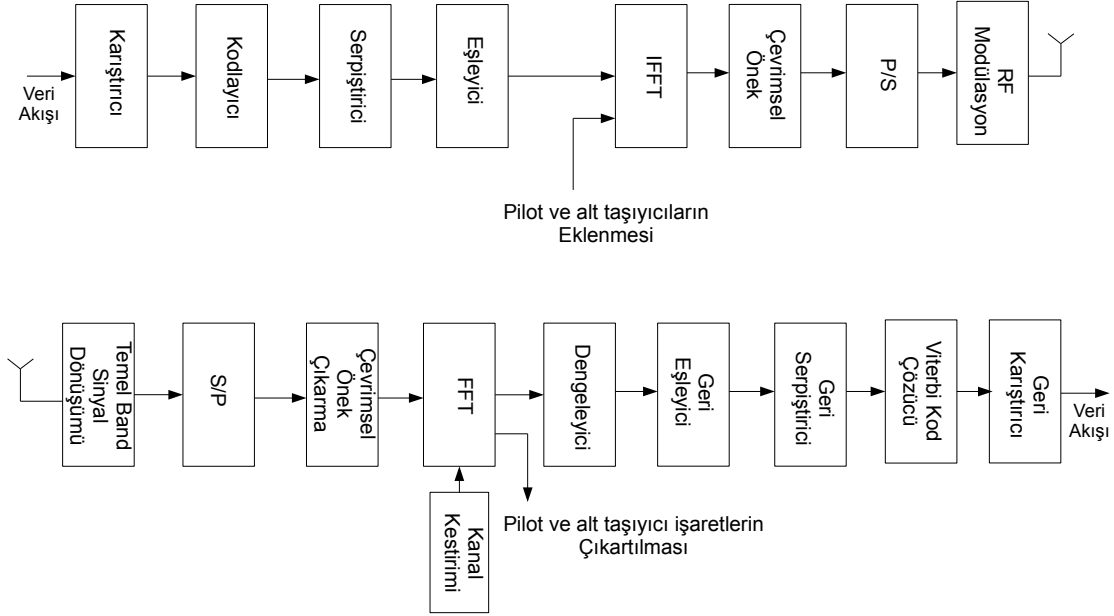
4. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu tez çalışmasında, taşıtlar arası haberleşme sisteminde kullanılan kanal kestirim kestirim yöntemlerinin bilgisayar ortamında benzetimi yapılarak, çeşitli kanal ve modülasyon tipleri için IEEE 802.11p standardına sahip bir sistemin performansı incelenmiştir. Sistemde analizi gerçekleştirilecek yapı, kanal kestirim ve denkleştirme fonksiyonlarını içeren alıcı bloğudur. Benzetimde, bu fonksiyonlarda ve bazı kanal parametrelerinde yapılan değişikliklerin sistemin genel performansına etkisi gözlemlenecektir.

4.1 Benzetimde Kullanılan Sistem Modeli

Bilgisayar benzetimlerinde, Şekil 4.1'deki OFDM sistem modeli referans alınmıştır. Bu yapıdaki kısımları açıklayacak olursak, öncelikle sisteme giriş değeri olarak tanımlanan parametrelerden bahsedelim. Benzetimde kullanılan giriş ve çıkış verileri "bit" cinsinden ifade edilmektedir. Programda giriş verisi için rastgele ikili değerler üreten bir fonksiyon kullanılmıştır. Bu sayede istenilen paket sayısında ve boyutunda veriler elde edilebilmektedir.

Kanalda meydana gelebilecek çeşitli bozulmalara karşı veri $1/2$, $2/3$ veya $3/4$ oranlı konvolüsyonel kodlayıcılar yardımıyla kodlanıp akabinde serpiştirme işlemi yapılmıştır. Bir sonraki aşamada veri, BPSK, QPSK, 16QAM ya da 64QAM gibi sayısal modülasyon türleri kullanılarak modüle edilmiştir. Seri haldeki yüksek hızlı veri akışı, daha düşük hızlı paralel verilere dönüştürülmüştür. Paralel hale dönüştürülen verinin, zaman alanındaki karşılığını elde etmek için 64 noktalı ters Fourier dönüşümü kullanılmıştır. Ters Fourier dönüşümü alınmış olan veri, paralel halden tekrar seri hale getirildikten sonra, kanallar arası girişim (ICI) ve semboller arası girişim (ISI) oluşmasını önlemek için FFT zamanının $1/4$ 'ü kadarlık kısmı, çevrimsel önek olarak veri akışına eklenmiştir.



Şekil 4.1: OFDM sistem modeli.

Kanaldan iletilen işaretin alıcıda tekrardan elde edilmesi amacıyla yukarıda bahsedilen işlemler işarete ters yönde yeniden uygulanır. Kanal kod çözme işleminde Viterbi kod çözme algoritması kullanılmaktadır.

4.2 Benzetimde Kullanılan Parametreler

Çizelge 4.1’de benzetimde kullanılan ve IEEE 802.11p kablosuz haberleşme protokolünü oluşturan parametreler yer almaktadır.

4.3 Performans Eğrileri

Çizelge 4.1: IEEE 802.11p sistem parametreleri.

Parametre	Değeri
Örnekleme Frekansı (f_s)	10 MHz
Alttaşıyıcı Sayısı	48
Pilot Alttaşıyıcı Sayısı	4
Toplam Alttaşıyıcı Sayısı	52
FFT Boyutu	64
Alttaşıyıcı Frekans Boşluğu	0.15625 MHz
IFFT/FFT Süresi (T_{ifft}/T_{fft})	6.4 μs
Koruma Aralığı Süresi	$T_{fft}/4 = 1.6 \mu s$
Eğitim Sembolü Koruma Aralığı Süresi	$T_{fft}/2 = 3.2 \mu s$
Kullanılan Modülasyon Tipi	BPSK, QPSK
Kanal Tipi	AWGN, Çok Yollu Rayleigh

4.3.1 AWGN kanal

Bölüm 2.3.1’de belirtildiği üzere AWGN kanal taşıtlar arası haberleşme sistemleri için uygun bir model değildir. Ancak AWGN kanal, benzetim çalışmalarında sistemin doğruluk ve kararlılık analizlerinin yapılabilmesi için yeterli bir referans noktası oluşturabilir. BPSK modülasyonuna ait bit hata olasılığı üst sınırı (2.39) ile verilmiş olup aynı eşitlik QPSK sembolleri için de kullanılabilir.

Şekil 4.2’te AWGN kanalda kodlamasız BPSK iletime ait teorik ve benzetim ile elde edilen BER sonuçları görülmektedir. Teorik ve benzetim eğrilerinin örtüşmesinden dolayı,

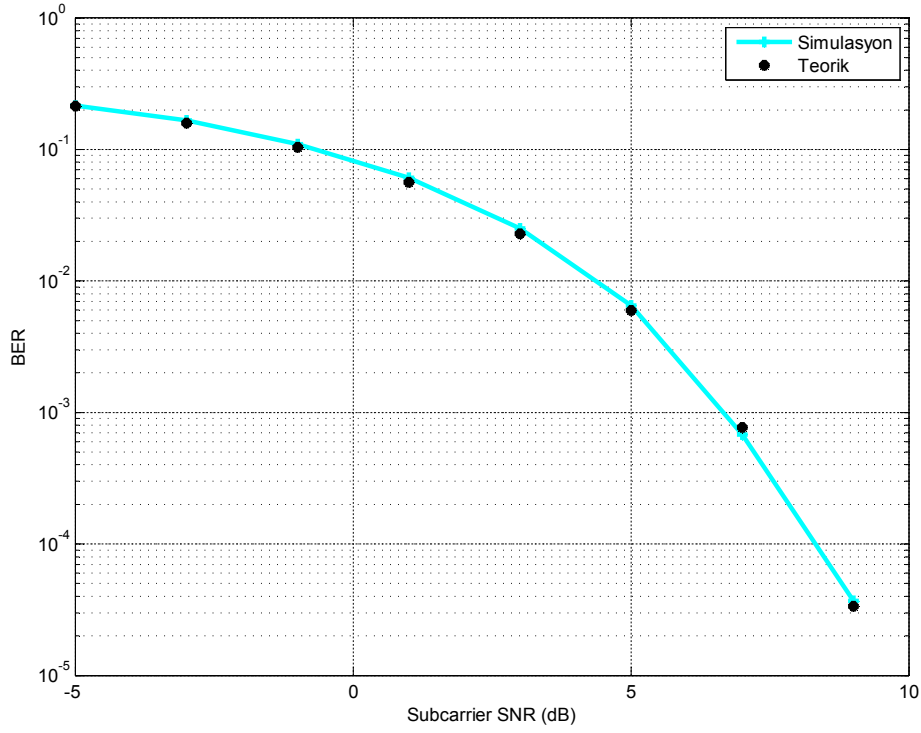
1. (2.4.2.3)’te tanımlanan alt taşıyıcı SNR’ların matematiksel ifadesi doğrulanmış,
2. Sistemin alıcı ve verici yapılarının sorunsuz bir şekilde çalıştığı kanıtlanmıştır.

Şekil 4.3’te ise Çizelge 2.1’de listelenen, mevcut tüm kodlama oranları ve modülasyon türleri için AWGN kanalda BER başarımı incelenmiştir. Burada ele alınan BER-SNR karşılaştırmasından da görüldüğü üzere 16-QAM ve 64-QAM’in sistem başarımları BPSK ve QPSK modellerinden oldukça düşüktür. Aslında bu beklenen bir durumdur. Çünkü, 16-QAM ve 64-QAM’in, yıldız diyagramında daha kısıtlı bir karar bölgesine sahip olması nedeniyle karar verilen hatalı bitler sistem performansına olumsuz yönde etki etmektedir.

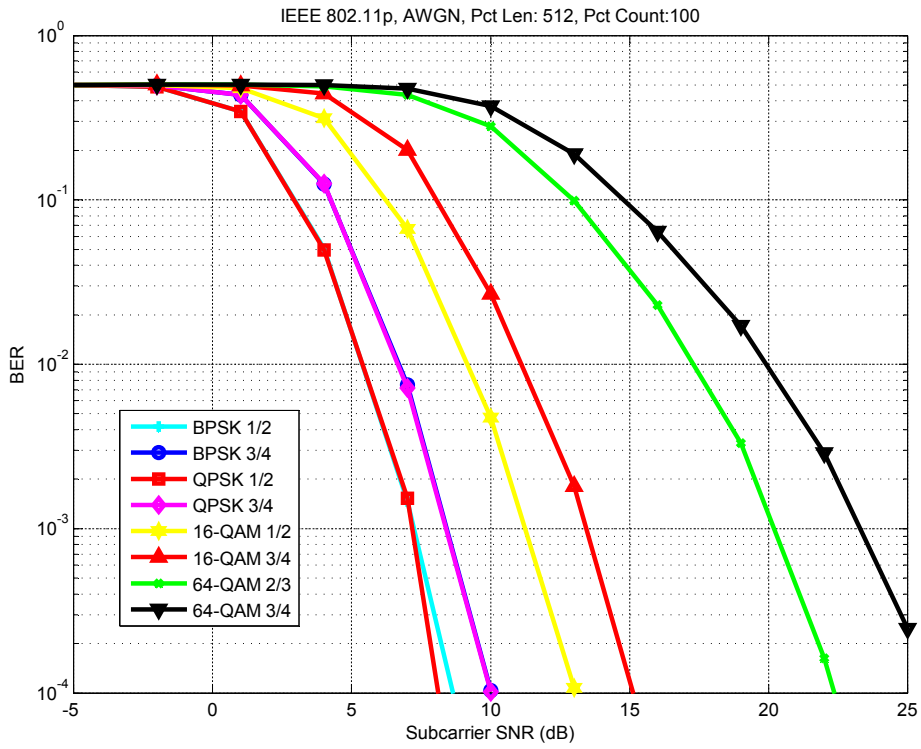
4.3.2 Sönümlemeli kanal

Bu bölümde, IEEE 802.11p protokolüne sahip fiziksel katmanın sönümlemeli kanallar üzerindeki performansı incelenmiştir. Sönümlemeli kanallardan iletilen işaret, farklı gecikmelere sahip kopyalarından dolayı girişime sebep olur. Alıcıda oluşan girişim nedeniyle demodülasyon sırasında hatalı bitlere karar verilir. Bu yanlış karar, sistemin hata oranını ciddi ölçüde etkiler. Dolayısıyla, haberleşme sistemleri sönümlemeli kanallarda AGWN kanala göre daha kötü bir performans sergilemektedir.

Alıcıya ulaşan çok yollu işaret bileşenleri, değişik faz değerlerine karşılık gelen farklı gecikmelere ve genlik değerlerine sahiptir. Eğer alıcı ile verici arasında yansımali yol sayısı çok fazla ise ve doğrudan görüş hattı bulunmuyorsa, alınan işaretin zarfı Rayleigh dağılımı ile tanımlanabilir.

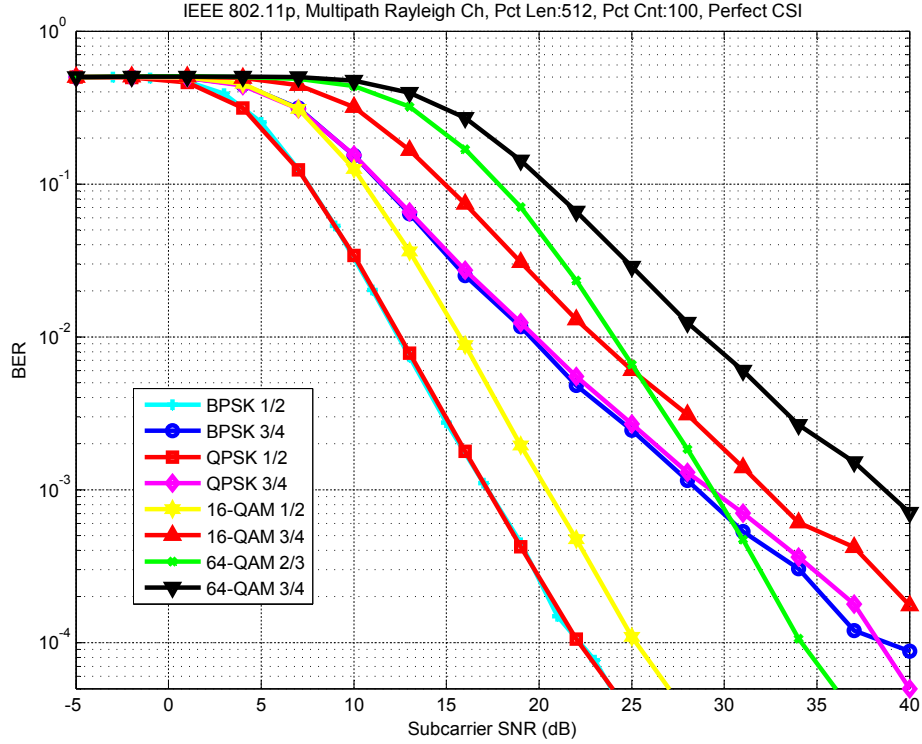


Şekil 4.2: Kodlamasız BPSK ile AWGN kanal performansı.



Şekil 4.3: IEEE 802.11p ile AWGN kanal performansı.

Sönümlemeli kanaldan iletilen işaretteki bozulma oranını azaltmak için alıcıda kanal parametrelerinin tahmin edilerek, işaretin dengelenmesine ihtiyaç duyulur. Şekil 4.4’de, sistemin Rayleigh sönümlemeli kanal üzerindeki performansı test edilmiştir. 10 adet çoklu yola sahip bir sönümlemeli kanal modeli ele alınmıştır. Alıcı tarafında kanal parametrelerinin ideal bir şekilde bilindiği varsayılarak "Sıfıra Zorlayıcı Dengeleme" yapılmıştır. Bu noktadaki amaç, ideal kanal durum bilgisini kullanarak sistem performansı için bir alt sınır elde etmektir. Şekil 4.4’de görüldüğü üzere:



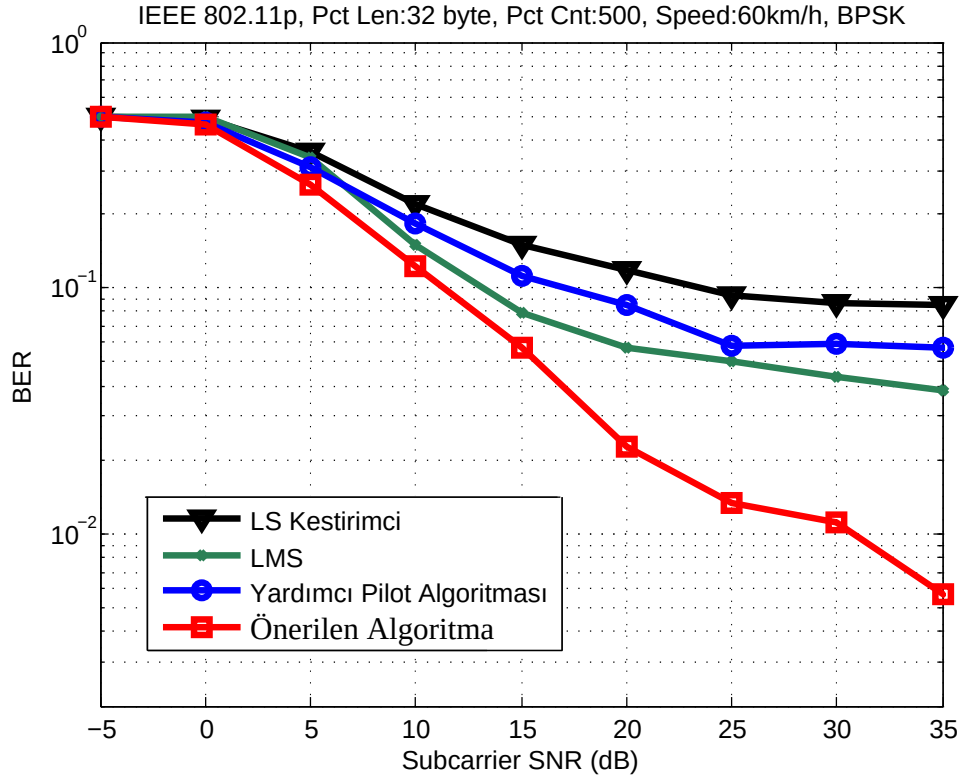
Şekil 4.4: IEEE 802.11p ile Rayleigh kanal performansı.

- BPSK ve QPSK performans eğrileri her iki kodlama oranında kesişmeye devam etmektedir.
- Boşluklu (punctured) kodlar, daha iyi hata düzeltme kapasitesine sahip olmalarına rağmen AWGN kanal ile karşılaştırıldığında, sönümlemeli kanallarda daha düşük bir performans sergilemektedir. Örneğin; 1/2 kodlama oranına sahip 16-QAM, yıldız diyagramı üzerinde daha sınırlı bir karar bölgesine sahip olmasına rağmen, 3/4 kodlama oranına sahip BPSK ve QPSK'dan özellikle yüksek SNR'larda daha iyi performans sağlamaktadır.
- İletim kanalı kötüleştiğinde de en yüksek başarımlı oranına sahip kodlama türü BPSK ve QPSK olmaya devam etmektedir. Kodlama karmaşıklığı ve performans açısından en uygun karşılaştırma ortamını BPSK ve QPSK modülasyonları sağlayacağından kanal kestirim algoritmalarının performans karşılaştırmaları da yine bu iki modülasyon tipi üzerinden devam edecektir.

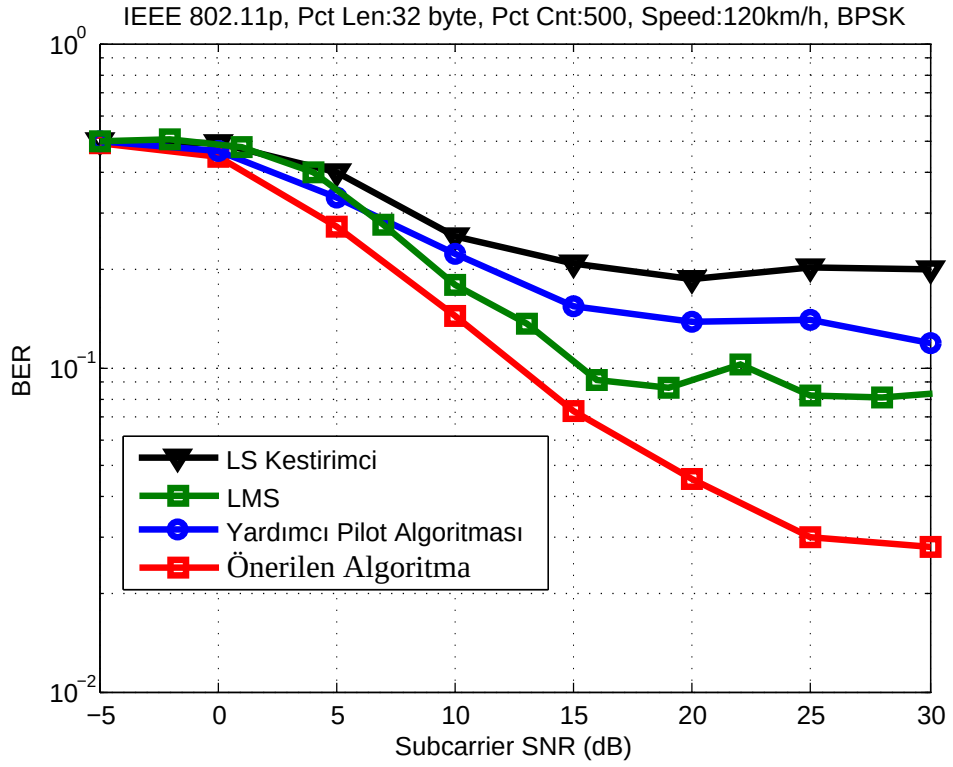
4.3.3 Zamanla değişen kanal

Zamanla değişen kanal modeli, taşıtlar arası haberleşme sistemleri için oldukça uygun bir yapıya sahiptir. Daha önceden de bahsedildiği üzere, alıcı ve verici antenlerin sabit hızda hareketleri dolayısıyla alıcı tarafında sabit bir frekans kayması oluşacaktır. Aracın hareketi nedeniyle oluşan bu Doppler frekansı, aynı zamanda $T_c \approx \frac{1}{f_d}$ eşitliği ile ifade edilen, kanalın uyumluluk süresini tanımlamada da kullanılır. Uyumluluk süresi kanal parametrelerinin değişmeden kalacağı zaman aralığını işaret eder. Uyumluluk süresi yeterince düşükse kanal hızlı sönümlemeli olur.

Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da elde edilen benzetim sonuçları, önerilen algoritmanın hızlı sönümlemeli kanal üzerindeki sistem performansını göstermektedir. Burada eğitim dizilerine bağlı LS kestirimci, kanal takip desteği sağlayan LMS adaptif dengeleyici, yardımcı pilot interpolasyonu ve EM tabanlı karar geri besleme kestirimcisi (önerilen algoritma), BPSK ve QPSK modülasyonları için karşılaştırılmıştır. Kanal gecikme ve güç profili olarak Georgia Technology Enstitüsü'nün gerçek ölçümlere dayalı kanal parametreleri kullanılmıştır [25]. Buna göre gecikme matrisi $d = [0 \ 100 \ 200 \ 300 \ 400 \ 500 \ 600 \ 700]$ ns ve güç profili $p = [-0 \ 11.2 \ 19 \ 21.9 \ 25.3 \ 24.4 \ 28 \ 26.1]$ dB olarak tanımlanmıştır.



Şekil 4.5: 60 km/h hareket hızı için performans karşılaştırması.



Şekil 4.6: 120 km/h hareket hızı için performans karşılaştırması.

Mobil sistemin bağıl hızı 60 km/h ve 120 km/h olarak ele alınmıştır. Her iletim paketi içerisinde 15 OFDM sembolü yerleştirilmiştir. Önerilen algoritma için X başlangıç kestirimi (3.26) ifadesiyle hesaplanıp, algoritmanın sonlanması için $Trace[(\theta^{(p+1)} - \theta^p)^2] < 10^{-8}$ veya 25 iterasyon koşulu konulmuştur. (3.27) hesaplanırken $\beta = 1$ ve $\omega_{-1} = \omega_1 = 0.25, \omega_0 = 0.5$ değerleri kullanılarak, her bir veri alt taşıyıcısının 3 farklı kanal ölçümü ile ağırlıklandırılması sağlanmıştır.

Şekilden görüldüğü üzere zamana bağlı sistemler için LS kestirimci yetersizdir. Aynı şekilde, kanal takibini sağlayan yardımcı pilot interpolasyonu ve adaptif LMS algoritması da yeterince iyi bir sonuç verememektedir. Burada, yardımcı pilot interpolasyonu en temel şekliyle ağırlıklandırılmış sanal pilot sembollerin aradeğerleme işlemine tabi tutularak, kanal frekans cevabının elde edilmesine dayanır. Son olarak önerilen algoritmanın bit hata performansına göz attığımızda, bu kestirim yöntemi, düşük SNR’larda diğer algoritmalarla eşdeğer yapıda olsa da SNR değerleri yükseldikçe fark edilebilir düzeyde bir kazanç sağlamaya başlamıştır.

Önerilen algoritmanın başarımını daha iyi görebilmek amacıyla kanal parametreleri üzerinde indirgeme yaptığımızda, uyumlu zamandan bağımsız olarak kanalın bir OFDM sembolü boyunca değişmediği varsayımı altında Şekil 4.7a’deki gibi bir sonuç elde ederiz. Bunlara ek olarak bir OFDM sisteminde, ISI etkisinin yok edilebilmesi için kanalın çoklu yol uzunluğunun çevrimsel önek uzunluğundan küçük olması koşulu sağlanmalıdır. ITU tarafından oluşturulan "Vehicular A" modeli için bir performans analizi gerçekleştirildiğinde Şekil 4.7b’de, önerilen algoritmanın bahsedilen bu durumdan etkilenmediğini görülebilir.

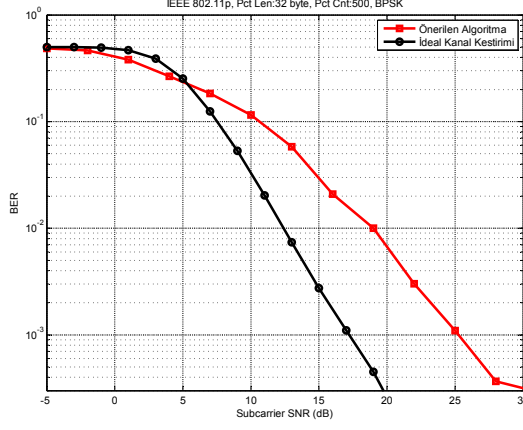
4.3.3.1 Önerilen algoritma için cramer-rao sınırı

Bir parametre kestirim algoritmasının erişebileceği en iyi başarımlar, Cramer-Rao alt sınırı (CRLB) ile belirlenir. CRLB’nin hesaplanması, (4.1)’deki gibi Fisher bilgi matrisinin (FIM) tersinin alınmasıyla gerçekleştirilebilir.

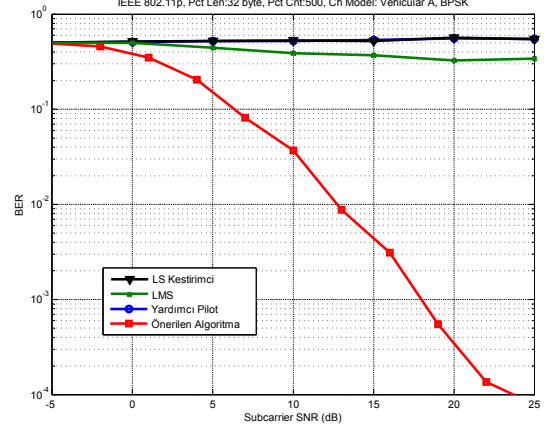
$$E[(h - \hat{h})(h - \hat{h})^H] \geq J^{-1} \quad (4.1)$$

Bu eşitlikte $\hat{h}$, kanal impuls cevabı h ’ın kestirim sonucu elde edilmiş halidir. Ele alınan kestirim ifadesinde öncül olasılığının kullanılması durumunda değiştirilmiş FIM

$$J = J_D + J_P \quad (4.2)$$



(a) Bir OFDM sembolü boyunca sabit kanal.



(b) Vehicular A kanal modeli.

Şekil 4.7: Farklı kanal parametrelerinde bit hata oranı.

$$J = -E \left[\frac{\partial^2 \ln p(R|G)}{\partial G^* \partial G^T} \right] - E \left[\frac{\partial^2 \ln p(G)}{\partial G^* \partial G^T} \right] \quad (4.3)$$

eşitlikleri kullanılarak tanımlanır. J_D , veri bilgi matrisini içerirken J_P ise öncül bilgi olasılığını ifade etmektedir. (3.12)'de X vektör formundan köşegen matris formuna ($A = \text{diag}(X)$) dönüştürülüp aynı şekilde $G = \text{diag}(Fh)$ yazılırsa alınan işaret $R = AG + Z$ şeklinde ifade edilebilir. G ve Z 'nin birbirinden bağımsız olduğu göz önüne alınırsa ve gönderilen işaretin alıcı tarafından bilindiği varsayılırsa koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonu (Probability Density Function, PDF)

$$p(R|G) = \frac{1}{\sigma^2} (R - AG)^H (R - AG) \quad (4.4)$$

şeklinde yazılabilir. Koşullu PDF'in iki defa türevi alınırsa,

$$\frac{\partial \ln p(R|G)}{\partial G^T} = \frac{\partial}{\partial G^T} (R - AG)^H (AG) = (R^T - G^T A^T) A \quad (4.5)$$

$$\frac{\partial^2 \ln p(R|G)}{\partial G^T} = -\frac{I}{\sigma^2} \quad (4.6)$$

eşitlikleri elde edilir. (4.2) eşitliğinde ikinci terim olan $J_p(G)$ ifadesinin türevleri ise G 'ye ait öncül olasılık işlevi $p(G) \sim \exp(-G^H \gamma G)$ yardımıyla

$$\frac{\partial \ln p(G)}{\partial G^T} = -G^H \gamma^{-1} \quad (4.7)$$

$$\frac{\partial^2 \ln p(G)}{\partial G^T} = -\gamma^{-1} \quad (4.8)$$

olarak bulunabilir. Değiştirilmiş FIM'ye ait hesaplamayı ifade eden (4.3) eşitliğine göre bulunan (4.6) ve (4.8) eşitliklerinin negatif beklenti ifadeleri alınarak toplanırsa,

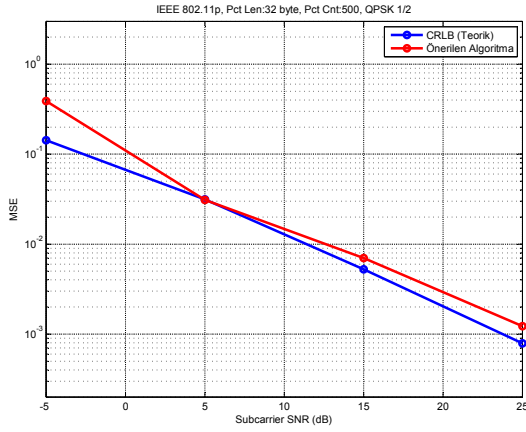
değiştirilmiş FIM

$$J = \frac{I}{\sigma^2} + \frac{1}{\gamma} \quad (4.9)$$

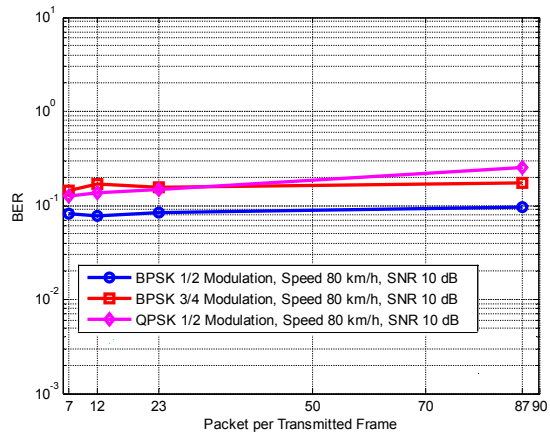
şeklinde bulunur. J matrisinin tersi minimum karesel hata (MSE) için Cramer-Rao alt sınırını vermektedir ve

$$E[||h - \hat{h}||^2] \geq \sum_{i=1}^L \left(\frac{N_{subcarrier}}{\sigma^2} + \frac{1}{\gamma_i} \right)^{-1} \quad (4.10)$$

olarak bulunur. Sonuç olarak önerilen algoritma için CRLB, beklenti enbüyüklenme iterasyonları sonucunda elde edilen γ_i değerlerine bağlıdır. (4.10)'de bulunan $N_{subcarrier}$ değişkeni de gözlem sayısını belirtmektedir ve sistemde kullanılan veri alt taşıyıcı sayısına eşittir. Bu bilgiler doğrultusunda önerilen algoritma için CRLB, Monte-Carlo simülasyonları sonucunda Şekil 4.8a'daki gibi elde edilir.



(a) MSE Karşılaştırması



(b) Paket uzunluğu - BER ilişkisi.

Şekil 4.8: MSE karşılaştırması ve paket uzunluğunun bit hata oranına etkisi.

5. SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR

Tez kapsamında IEEE 802.11p tabanlı taşıtlar arası haberleşme sistemine ait fiziksel katman incelemesi yapılmış ve kanal kestirimi için yeni bir algoritma yapısından bahsedilerek, MATLAB ortamında elde edilen bir analiz sunulmuştur. Taşıtlar arası haberleşme sistemleri, yapısal olarak mobil ağlarla benzerlik gösterebilir bu iki sistemi birbirinden ayıran önemli faktörler vardır. Örneğin; mobil ağlarda, verici baz istasyonu çatı seviyesinde sabit olurken, taşıtlar arası haberleşmede her iki birim de sokak seviyesinde ve hareketlidir. Diğer yandan, taşıtlar arası haberleşmede, güç tüketimi sistemi olumsuz etkileyecek bir faktör değildir; ancak hassasiyet ve güvenilirlik mobil ağlar ile karşılaştırıldığında oldukça fazla önem teşkil etmektedir. Bu gibi farklılıklardan ötürü, taşıtlar arası haberleşmede kanal yapıları ve kestirim algoritmaları modellenirken bu varsayımlar da dikkate alınmalıdır.

Mevcut haberleşme teknolojisinde, hareket halindeki sistemlerde yaşanan performans sorunları, fiziksel katmandaki altyapı yetersizliğinden kaynaklanmaktadır. Taşıtlar arası haberleşme sistemlerinde, IEEE 802.11a kablosuz haberleşme protokolünün parametrelerinden türetilmesinden dolayı, yaşanan hız artışına bağlı olarak performans kaybı yaşanmaktadır. Bilindiği gibi kablosuz haberleşme kanalları, her ne kadar teoride zamanla değişen ve değişmeyen kanallar olarak ayrılıp, analizler bu şekilde yapılsa da gerçek uygulamalarda, her kanal zamanla değişen bir yapıya sahiptir. Uyumlu zaman, kanalın değişime uğramadığı zaman aralığını ifade eden bir terim olmakla beraber Doppler frekansı ile ilişkisinden Bölüm 4.3.3’de bahsedilmiştir. Buna göre, T_c , bir IEEE 802.11p çerçevesinin iletim süresinden büyükse, kanal bu paket boyunca değişmiyor kabul edilir ve bu durumda kanal kestirimi çerçeve başında bulunan eğitim dizileri yardımıyla kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Ancak, araçların yüksek hızlara ulaşabildiklerini ve diğer araçlar nedeniyle meydana gelen yansımaları göz önünde bulundurduğumuzda, yukarıda bahsedilen model gerçek ortam için pek uygun değildir. Kanalin, bir çerçeve iletim süresince devamlı değiştiğini kabul edersek, sistem performansını yükseltebilmek için sürekli bir kanal takibi gereklidir.

IEEE 802.11p çerçevesindeki OFDM sembollerinde bulunan pilotlar, kanal değişimini takip etmede yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle alternatif kanal takip ve kestirim algoritmalarına ihtiyaç duyulur.

LS kestirim algoritması, durağan kanallar üzerinde uygulanabilen basit yapıda bir kanal dengeleyicidir. Bu yöntemde, kanal dengeleme işlemi iletim paketi içerisinde bulunan her bir veri sembolü için tekrarlanır. Bu nedenle durağan kanallarda OFDM sistemler için eğitim dizisi tabanlı LS kanal kestirimi optimum çözüm sunmaktadır. Ancak, sinyal zamanla değişen kanallar üzerinden iletildiğinde, kestirimci kanal değişikliklerini takip edebilecek yapıda olmalıdır. Dolayısıyla, daha gelişmiş ve karmaşık kestirim teknikleri kablosuz haberleşmede önemli bir yere sahip olmaktadır.

Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da, tez içerisinde ele alınan kanal kestirim algoritmaları 60 km/h ve 120 km/h hareket hızına sahip zamanla değişen kanallar için karşılaştırılmıştır. Şekillerden görüldüğü üzere, önerilen algoritma, mevcut diğer kestirim yöntemlerine göre belirli oranda kazanç sağlamakta ve bu kazanç, SNR değeri yükseldikçe artmaktadır. Ancak, yüksek hızlara çıkıldıkça, kanalın uyumlu zamanı düşmekte ve bu da sistemde bir hata katının oluşmasına neden olmaktadır. Önerilen algoritmanın performansı, kanal parametreleri bir OFDM sembolü boyunca sabit tutularak incelendiğinde, hata oranının ideal duruma yaklaştığı Şekil 4.7a'den gözlemlenebilir.

Dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta ise geleneksel kanal kestirim yöntemlerinde iletim çerçevesinin paket uzunluğu arttıkça, sistem performansı hatalı çözülen bitler nedeniyle düşmektedir [4]. Şekil 4.8b diğer kestirim yöntemlerinin aksine önerilen algoritmanın paket uzunluğundan etkilenmediğini göstermektedir.

Bu tezde yapılan çalışma ile taşıtlar arası haberleşme sistemlerine ve bu sisteme ait kanal kestirim algoritmalarının modellenmesine değinilmiştir. Tezden çıkarılan sonuçlar ve gelecek çalışmalar için ortaya çıkan araştırma alanları aşağıdaki gibi listelenmiştir:

- İlk olarak, kanal parametrelerinin kestirimi ve kanal dengeleme, alıcı tasarımı için oldukça önemli bir sorun olmaya devam etmektedir. Birçok literatür araştırmasında, LS kestirimci her ne kadar optimum çözüm olarak gösterilse de, kanal parametrelerinin takibinde IEEE 802.11p için kullanılan pilot sembollerin

yetersizliği herseferinde yeniden ele alınmıştır. Zamanla değişen kanalların takibi, pilot sembollerin yetersizliği nedeniyle mümkün olmadığından dolayı hata katının oluşması, çoğu kez alternatif kestirim yöntemleri için de engellenememiştir. Bu nedenle yukarıda da bahsedildiği üzere, daha karmaşık yapıda bir kestirim algoritması üretme çalışmaları önem kazanmıştır.

- Simulasyon analizleri için deneysel kanal modelleri ele alınsa da gerçek uygulamalarda sonuç daha farklı olabilmektedir. Çünkü, taşıtlar arası iletişimde ortaya çıkan saçılmalar, hareketli birimler sayesinde gölgeleme etkisi olarak modellenebilmektedir. Hatta bu yansıma ve saçılmalar önemli ölçüde arttıklarında LoS etkisi yaratabilirler.
- Bunlara ek olarak sistemdeki hata oranını düşürmek için verici ve/veya alıcı tarafında çoklu anten yapıları kullanılabilir. MIMO yapılarıdaki çeşitleme avantajlarından yararlanılarak, sistem kapasitesi arttırılabilir ve böylece band genişliği, iletim gücü vb. parametreler değiştirilmeden, yüksek veri iletim hızlarında bile istenilen düzeyde bit hata performansı sağlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Federal Communications Commission** (2002). Before the Federal Communications Commission, **5558**(01), 1–57.
- [2] **Weigle, M.** (2008). Standards: WAVE / DSRC / 802.11p.
- [3] **Rohde and Schwarz** (2007). WLAN 802.11p Measurements for Vehicle to Vehicle (V2V) DSRC, **Teknik Rapor**.
- [4] **Sassi, A., Charfi, F. ve Kamoun, L.** (2012). OFDM Transmission Performance Evaluation in V2X Communication, **9**(2), 141–148.
- [5] **Said, F. ve Aghvami, H.** (1998). Linear Two Dimensional Pilot Assisted Channel Estimation, (451), 32–36.
- [6] **Morelli, M. ve Mengali, U.** (2001). A Comparison of Pilot-aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **49**(12), 3065–3073.
- [7] **Coleri, S., Ergen, M., Puri, A. ve Bahai, A.** (2002). Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems, *IEEE Transactions on Broadcasting*, **48**(3), 223–229.
- [8] **Grunheid, R. ve Rohling, H.** (2002). Robust Channel Estimation in Wireless LANs for Mobile Environments, 1545–1549.
- [9] **Kalyani, S. ve Giridhar, K.** (2007). Mitigation of Error Propagation in Decision Directed OFDM Channel Tracking Using Generalized M Estimators, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **55**(5), 1659–1672.
- [10] **Kalyani, S. ve Giridhar, K.** (2006). Leverage Weighted Decision Directed Channel Tracking for OFDM systems, *Communications, 2006. ICC'06. IEEE*, (c), 2899–2904.
- [11] **Peled, A. ve Ruiz, A.** (1980). Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms, *IEEE International Conference on ICASSP'80*, 964–967.
- [12] **Bahai, A. ve Saltzberg, B.R.** (2002). *Multi-Carrier Digital Communications*, Kluwer Academic Publishers.
- [13] **Cirpan, H.**, (2012), Wireless OFDM Systems, Ders Notları.
- [14] **IEEE 802.11 Working Group** (2009). Information Exchange Between systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC), *IEEE Std. 802.11-2007 (Revision of IEEE Std 802.11)*.

- [15] **IEEE Standard** (1999). Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC), *IEEE Std.*
- [16] **Cooley, J. ve Tukey, J.** (1965). An Algorithm for The Machine Calculation of Complex Fourier Series, *Mathematics of Computation*, 297–301.
- [17] **Weinstein, S. ve Ebert, P.** (1971). Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using The Discrete Fourier Transform, *Communication Technology, IEEE, C(5)*, 628–634.
- [18] **Van de Beek, J., Edfors, O., Sandell, M., Wilson, S. ve Borjesson, P.** (1995). On Channel Estimation in OFDM Systems, *1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference. Countdown to the Wireless Twenty-First Century*, 2(1), 815–819.
- [19] **Bernard, S.** (2001). Digital Communications Fundamentals and Applications.
- [20] **Hagenauer, J. ve Hoeher, P.** (1989). A Viterbi Algorithm with Soft-decision Outputs and its Applications, 1680–1686.
- [21] **Kobayashi, H.** (2002). Maximum Likelihood Channel Estimation and Signal Detection for OFDM Systems, *2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333)*, 3, 1640–1645.
- [22] **Prasad, R. ve Murthy, C.R.** (2010). Bayesian Learning for Joint Sparse OFDM Channel Estimation and Data Detection, *2010 IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM 2010*, (3), 1–6.
- [23] **Paalanen, P., Kamarainen, J. ve Kalviainen, H.** (2004). Bayesian Classification Using Gaussian Mixture Model And EM Estimation.
- [24] **Fernandez, J., Stancil, D. ve Bai, F.** (2010). Dynamic channel equalization for IEEE 802.11p waveforms in the vehicle-to-vehicle channel, *2010 48th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, 542–551.
- [25] **Acosta, G. ve Ingram, M.** (2007). Six Time- and Frequency-Selective Empirical Channel Models for Vehicular Wireless LANs, *2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference*, 2134–2138.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Kani Eren

Doğum Yeri ve Tarihi: Çorlu/1989

Adres: İstanbul

E-Posta: kanieren@itu.edu.tr

Lisans: İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh.

Y. Lisans: İTÜ Telekomünikasyon Mühendisliği

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Eren K.**, Ozturk E., Cirpan H.A., 2013: Bayesian Learning Approach For Sparse Channel Estimation In IEEE 802.11p Based V2V Communication Systems. *International Conference - Technical and Physical Problems of Electrical Engineering*, September 09-11, 2013 Istanbul, Turkey.