

OFDM İÇİN ÖNGÖRÜLÜ KANAL KESTİRİMİ

PREDICTIVE CHANNEL ESTIMATION FOR OFDM

ZEYNEP YILDIRIR

Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin
ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

2011

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Başkan :
Prof. Dr. Salim Kayhan

Üye (Danışman) :
Doç. Dr. Cenk Toker

Üye :
Yrd. Doç. Dr. Özgür Ertuğ

Üye :
Yrd. Doç. Dr. Mücahit K. Üner

Üye :
Yrd. Doç. Dr. Umut Sezen

ONAY

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin ilgili maddeleri uyarınca yukarıdaki jüri üyeleri tarafından/....../2011 tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulunca/....../2011 tarihinde kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Adil Denizli

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRÜ

ZEYNEP YILDIRIR

ÖZ

Son yıllarda gelişen telsiz haberleşme sistemlerinde yüksek haberleşme hızı ihtiyacının giderek artacağı aşikardır. Bu ihtiyaç göz önüne alındığında, değişen kullanıcı ihtiyaçlarıyla şekillenen iletişim hizmetlerini karşılayabilmek için yeni stratejiler gerekecektir. Sahip olunan büyük gelişmelere karşın istenilen en üst seviye veri hızları bazı nedenlerden dolayı sınırlandırılmaktadır.

Modern yüksek performanslı OFDM verici stratejileri vericideki kanal durum bilgisine ihtiyaç duyarlar. Mevcut alıcıdan kanal kestiriminin dönütü alınarak kanal durum bilgisi elde edilebildiği gibi verici kanalda kendi kestirimini de yapabilir. Doppler frekansının yüksek olduğu, kanalın hızlı değiştiği yüksek değişkenliğe sahip çevrelerde, verici tarafından kullanılan kanal durum bilgisi işlemler ve geri beslemelerin doğurduğu gecikmelerden dolayı güncelliğini yitirir.

Kanal öngörüsü için sıklıkla başvurulan iki ana yöntemden birisi sinüzoidal model ile pilot tabanlı kanal öngörü yöntemi, diğeri ise uyarlamalı kanal öngörü yöntemidir. Bu tezde öncelikle kanal öngörü yöntemlerinin benzetimi için kullanılan kanal, 3G sisteminden 4G haberleşme sistemine geçiş için ortaya konulmuş LTE sisteminin parametreleri kullanılarak tasarlanmış ve gerçek zamanlı pratik kanallarda olduğu gibi modellenmiştir. Daha sonra bu model kullanılarak tüm kanal öngörü yöntemleri incelenmiştir. Yöntemlerin başarımlarını çalışmaları ve karşılaştırmaları yapılarak mevcut senaryoda en iyi kanal öngörüsü yapan yöntem elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: OFDM, OFDMA, Kanal Kestirimi, Kanal Tahmini, LTE

Danışman: Doç. Dr. Cenk Toker, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

ZEYNEP YILDIRIR**ABSTRACT**

It is clear that the need for high-speed communication in recently improving wireless communication systems will rise to the highest level. Given this need, new strategies will be needed to be able to meet the communication services which are shaped by the needs of changing users. Despite major improvements which are owned, the highest level of the desired data rates is limited due to some reasons.

Modern high-performance OFDM transmitter strategies need the transmitter to have channel state information. Channel state information can be obtained by taking the feedback of channel estimation from the available receiver and it may also perform its own estimation in the transmitter channel. In high mobility environments, where the Doppler frequency is high and the channel changes rapidly, the channel state information used by the transmitter would be outdated due to the processing and feedback delays, causing significant performance degradation. An effective means of overcoming the feedback delay is channel prediction.

One of the two main methods that are often referred to for channel prediction is sinusoidal method with the pilot-based model and the other one is adaptive channel prediction method. In this thesis, firstly the channel which is used to simulate the channel prediction methods have been designed by using the parameters of LTE introduced for switching from 3G to 4G communication system and it has been modeled just like practical real-time channels. Then, using this model, all the channel prediction methods have been investigated. Through the performance studies and comparisons with similar studies of the methods, the best method for channel prediction in current scenario has been obtained.

Keywords: OFDM, OFDMA, Channel Estimation, Channel Prediction, LTE

Advisor: Doç. Dr. Cenk Toker, Hacettepe University, Department of Electrical and Electronics Engineering

Bu tezin gerçekleştirilmesinde, başlangıcından sonuna kadar, gerekli bütün yardım, tavsiye ve yönlendirmeleri yapan, değerli bilgilerini benden esirgemeyen, karşılaştığım problemlerin çözümünde deneyimlerinden yararlandığım sayın hocam ve danışmanım Doç. Dr. Cenk Toker'e teşekkürü bir borç bilirim.

Bilgi ve deneyimlerini paylaşan değerli jüri üyelerine teşekkür ederim.

Hacettepe niversitesi'ndeki eğitimim boyunca gösterdikleri anlayış ve yardımları için Elektrik ve Elektronik Mühendisliği'ndeki tüm hocalarıma, araştırma görevlisi arkadaşlarıma ve ayrıca desteklerini her zaman hissettiğim tüm Fen Bilimleri Enstitüsü çalışanlarına çok teşekkür ederim.

Hayatım boyunca beni hep destekleyen, teşvik eden, bana olan inançları ve sabırları bir an bile eksilmeyen ve beni bu şekilde bir insan olarak yetiştirdikleri için hergün şükrettiğim biricik anneme ve babama, kardeşlerime içtenlikle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZ	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	ix
SÖZLÜK DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
1.1. OFDM Tekniği ve Çoklu Erişim	1
1.2. Kanal Kestirimi ve Öngörümü	2
2. LTE BAZ-MOBİL BAĞI İÇİN FİZİKSEL KATMAN	5
2.1. OFDM Tabanlı Yapı	5
2.2. Çerçeve Yapısı	7
2.3. OFDM İletimi için Aşağı Yönlü Akış Parametreleri	7
3. KANAL MODELİ	11
3.1. Çokyollu Gecikmeli İletim	11
3.1.1. Jakes Modeli	14
3.2. Zamanda ve Frekansta Evre Uyumluluk	16
3.3. ITU Kanal Modeli	18
4. KANAL KESTİRİMİ	22
4.1. OFDM Sinyal Modeli	22
4.2. En Küçük Kareler Kestiricisi (LS)	29
4.2.1. Frekans Alanında En Küçük Kareler Kestiricisi ile Kanal Kestirimi	30
4.2.2. Frekans Alanından Zaman Alanına Geçiş	30
4.2.3. Zaman Alanında En Küçük Kareler Kestiricisi ile Kanal Kestirimi	31

5. SİNÜZOİDAL MODEL İLE PİLOT TABANLI KANAL ÖNGÖRÜSÜ	33
5.1. Sistem Modeli	34
5.1.1. OFDM Tabanbant Sistem Modeli	34
5.1.2. Çifte Seçici Telsiz Kanal	36
5.1.3. Pilot Örüntüsü ve LS Kanal Kestirimi	38
5.2. OFDM Kanal Öngörü Algoritması	40
5.2.1. Kanal Model Parametrelerinin Yakalanması	40
5.2.1.1. Zaman Gecikmesi Kestirimi	41
5.2.1.2. Doppler Frekanslarının Kestirimi	43
5.2.2. Kanal Öngörü	45
6. UYARLAMALI KANAL ÖNGÖRÜSÜ	46
6.1. Sistem Modeli	48
6.2. NLMS Algoritması	49
6.3. RLS Algoritması	50
7. BENZETİM SONUÇLARI	52
7.1. Kanal Modeli	52
7.2. Özilinti Fonksiyonları	59
7.3. Sinüzoidal Model ile Pilot Tabanlı Kanal Kestirimi Benzetimleri	62
7.4. NLMS ve RLS Süzgeçleri İçin Öngörü Hatasının Süzgeç ve Öngörü Uzunluğuyla Değişimi	65
7.5. NLMS ve RLS Süzgeçleri İle Öngörü	70
8. SONUÇLAR	78
KAYNAKLAR DİZİNİ	80
EKLER	83
ÖZGEÇMİŞ	92

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. LTE için çerçeve yapısı	7
Şekil 2.2. Alt-çerçeve yapısı	8
Şekil 2.3. OFDM İletimi için Aşağı Yönlü Akış Parametreleri	9
Şekil 2.4. Aşağı Yönlü Kaynak Izgara Yapısı	9
Şekil 2.5. İki Antenli ve Bir Dilim için 6 OFDM Sembol Sahip Referans Sembol Yapısı	10
Şekil 3.1. Çokyollu Radyo Ortamı	11
Şekil 3.2. En Büyük Doppler Kayması 10 Hz iken Jakes Doppler Güç İzgesi ..	14
Şekil 3.3. Modifiye Edilmiş Jakes Modeldeki Saçıcı Aralığı	16
Şekil 3.4. Bir OFDM Sinyalinin İzge Yapısı Birbiri Üzerine Binen <i>sinc</i> Fonksiyonlarından Oluşur [27]	19
Şekil 4.1. Döngüsel Önek CP'nin Her Bir OFDM Sembolünün Önüne Eklenmesi	23
Şekil 4.2. Döngüsel Önek CP, Çip ve Sembol Süreleri	23
Şekil 5.1. Uyarlamalı OFDM Sisteminin Blok Şekli	34
Şekil 5.2. OFDM Kanal Öngörü Algoritmasının Blok Şekli	40
Şekil 6.1. Verimli DFT Uygulaması	48
Şekil 7.1. Düşük Doppler Kaymasına (10 Hz) Sahip Kanal	53
Şekil 7.2. Orta Doppler Kaymasına (93 Hz) Sahip Kanal	54
Şekil 7.3. Büyük Doppler Kaymasına (222 Hz) Sahip Kanal	55
Şekil 7.4. Düşük Doppler Kaymasına (10 Hz) Sahip Kanalın Tüm Yolları	56
Şekil 7.5. Orta Doppler Kaymasına (93 Hz) Sahip Kanalın Tüm Yolları	57
Şekil 7.6. Büyük Doppler Kaymasına (222 Hz) Sahip Kanalın Tüm Yolları	58
Şekil 7.7. Düşük Doppler Kaymasına Sahip Kanal Tüm Yolların Özilinti Fonksiyonu	59
Şekil 7.8. Orta Doppler Kaymasına Sahip Kanal Tüm Yolların Özilinti Fonksiyonu	60
Şekil 7.9. Büyük Doppler Kaymasına Sahip Kanal Tüm Yolların Özilinti Fonksiyonu	61

Şekil 7.10. Pilot Tabanlı Sinüzoidal Model Kestirim	62
Şekil 7.11. Sinüzoidal Model Kestirime Dayanarak Öngörölmüş Kanal	64
Şekil 7.12. Orta Hızlı Bir Kanalda Farklı Süzgeç Uzunlukları için Öngörö Uzunluğunun Öngörö Hatasına Etkisi (NLMS Algoritması ile)	66
Şekil 7.13. Orta Hızlı Bir Kanalda Farklı Öngörö Uzunlukları için Süzgeç Uzunluğunun Öngörö Hatasına Etkisi (NLMS Algoritması ile)	67
Şekil 7.14. Orta Hızlı Bir Kanalda Farklı Süzgeç Uzunlukları için Öngörö Uzunluğunun Öngörö Hatasına Etkisi (RLS Algoritması ile)	68
Şekil 7.15. Orta Hızlı Bir Kanalda Farklı Öngörö Uzunlukları için Süzgeç Uzunluğunun Öngörö Hatasına Etkisi (RLS Algoritması ile)	69
Şekil 7.16. NLMS Süzgeci ile Öngörö (10 dB SNR, 1 öngörö uzunluğu)	70
Şekil 7.17. NLMS Süzgeci ile Öngörö (25 dB SNR, 1 öngörö uzunluğu)	71
Şekil 7.18. NLMS Süzgeci ile Öngörö (25 dB SNR, 10 öngörö uzunluğu)	72
Şekil 7.19. NLMS Süzgeci ile Öngörö (25 dB SNR, 30 öngörö uzunluğu)	73
Şekil 7.20. RLS Süzgeci ile Öngörö (10 dB SNR, 1 öngörö uzunluğu)	74
Şekil 7.21. RLS Süzgeci ile Öngörö (25 dB SNR, 1 öngörö uzunluğu)	75
Şekil 7.22. RLS Süzgeci ile Öngörö (25 dB SNR, 10 öngörö uzunluğu)	76
Şekil 7.23. RLS Süzgeci ile Öngörö (25 dB SNR, 30 öngörö uzunluğu)	77
Ek1.1. Çok Taşıyıcılı Kiplenim Yapısı	84
Ek1.2. OFDM Blok Şeması	85
Ek2.1. Orta Hızda Değişen Kanal için NLMS HATA Tablosu	90
Ek2.2. Orta Hızda Değişen Kanal için RLS HATA Tablosu	91

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 3.1. ITU Kapalı Alan için Çok Yollu Gecikme Hattı Parametreleri	20
Tablo 3.2. Genişletilmiş Yaya-A (EPA) için Gecikme ve Güç Değerleri	20
Tablo 3.3. Genişletilmiş Vasıtalı-A (EVA) için Gecikme ve Güç Değerleri	20
Tablo 3.4. Genişletilmiş Tipik Kentsel Alan (ETU) için Gecikme ve Güç Değerleri	21
Tablo 3.5. Gecikme Yayılımları	21
Tablo 3.6. Doppler Frekansları	21
Tablo 5.1. Kanal Öngörü Notasyonunda Sıkça Kullanılan Parametreler	35
Tablo 6.1. Kanal Öngörü Yöntemleri için Hesapsal Karmaşıklık	46
Tablo 7.1. Sinüzoidal Model ile Kestirilen Kanal Gecikme Profili	63
Ek2.1. Evre Uyumlu Bant Genişliği	89
Ek2.2. Evre Uyumlu Zaman Süresi	89

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

3GPP	: Third Generation Partnership Project : Üçüncü Nesil Mobil İletişim Ortalık Projesi
DFT	: Discrete Fourier Transform : Ayrık Fourier Dönüşüm
DwPTS	: Downlink Pilot Timeslot : Aşağı Yönlü Pilot Zaman Dilimi
FFT	: Fast Fourier Transform : Hızlı Fourier Dönüşüm
ITU	: International Telecommunication Union : Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
LS	: Least Squares : Küçük Kareler
LTE	: Long Term Evolution : Uzun Dönem Evrim
MMSE	: Minimum Mean Squared Estimator : Enküçük Ortalama Karesel Kestirici
NLMS	: Normalised Least Mean Squares : Normalize Enküçük Ortalama Kareler
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing : Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
OFDMA	: Orthogonal Frequency Division Multiple Access : Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
PD SCH	: Physical Downlink Shared Channel : Fiziksel Aşağı Yönlü Paylaşım Kanalı
PDCCH	: Physical Downlink Control Channel : Fiziksel Aşağı Yönlü Kontrol Kanalı
RLS	: Recursive Least Squares : Özyinelemeli Enküçük Kareler
TTI	: Transmission Time Interval : İletim Zaman Aralığı
UMTS	: Universal Mobile Telephone System : Evrensel Mobil Telefon Sistemi
UpPTS	: Uplink Pilot Timeslot : Yukarı Yönlü Pilot Zaman Dilimi

\mathbf{A}	: \mathbf{A} matrisi
\mathbf{A}^T	: \mathbf{A} matrisinin devriği
\mathbf{A}^H	: \mathbf{A} matrisinin karmaşık devriği
\mathbf{a}	: \mathbf{a} vektörü
\mathbf{I}_M	: M boyutlu birim matris
$\mathbf{1}_{1 \times N}$: Elemanları 1 olan $1 \times N$ boyutlu vektör
$\mathbf{0}_{1 \times N}$: Elemanları 0 olan $1 \times N$ boyutlu vektör
$\text{diag}(\mathbf{A}, \mathbf{B})$: \mathbf{A} ve \mathbf{B} matrislerinden oluşan blok köşegen matris
$\text{diag}(\mathbf{a})$: Elemanlarını \mathbf{a} vektörünün oluşturduğu köşegen matris
$\text{tr}(\mathbf{A})$: \mathbf{A} matrisinin izi

SÖZLÜK DİZİNİ

Ağ	: Network
Alt-Kanal	: Sub-channel
Alt-Taşıyıcı	: Sub-carrier
Aşağı Yönlü	: Downlink
Ayrık Zaman	: Discrete Time
Bant Genişliği	: Bandwidth
Benzetim	: Simulation
Birörnek	: Uniform
Çerçeve	: Frame
Çeşitleme	: Diversity
Çifteş	: Dual
Çoklu Erişim	: Multiple Access
Çoklu Ortam	: Multimedia
Çokyollu	: Multipath
Dal	: Tap
Dar Bant	: Narrowband
Darbe	: Pulse
Devamlı	: Continuous
Dışbükey	: Convex
Dilim	: Slot
Doğrusal	: Linear
Doppler Güç İzgesi	: Doppler Power spectrum
Doppler Yayılımı	: Doppler Spread
Dönüt	: Feedback
Döngüsel Önek	: Cyclic Prefix
Düğüm	: Node
Dürtü Yanıtı	: Impulse Response
Enbüyük	: Maximum
Eniyileme	: Optimization
Enküçük	: Minimum

Evreyumlu Bant Genişliği	: Coherence Bandwidth
Evreyumlu Zaman	: Coherence Time
Evrişim	: Convolution
Fiziksel Katman	: Physical Layer
Frekans esitlemesi	: Frequency Diversity
Frekans Kayması	: Frequency Offset
Gecikme G İzgesi	: Delay Power Spectrum
Geniş Anlamda Durağan	
İlintisiz Saçıcı Modeli	: Wide Sense Stationary Random Process
Geniş Bant	: Wideband
Girişim	: Interference
Girişimle Sınırlı	: Interference Limited
Halka	: Cycle
Hzme	: Beam
Isıl	: Thermal
İkili	: Binary
İlinti	: Correlation
İşlev	: Function
İzge	: Spectrum
İzgel G Yoğunluğu	: Power Spectral Density
Kestirim	: Estimation
Kısıt	: Constraint
Kıymık	: Chip
Kipozc	: Demodulator
Kiplenim	: Modulation
Kod ozc	: Decoder
Maliyet	: Cost
Olurlu	: Feasible
Ortak	: Joint
nek	: Prefix

Önsel	: A Priori
Örnek	: Sample
Özdeğer	: Eigenvalue
Özdeğişinti	: Autocovariance
Özilinti	: Autocorrelation
Özvektör	: Eigenvalue
ÖzYinelemeli	: Recursive
Pilot Tabanlı	: Pilot Assisted
Saçıcı Fonksiyonu	: Scatterer Function
Sonsal	: A Posteriori
Sönümleme	: Fading
Taban Bant	: Base Band
Öngörü	: Prediction
Tahsis	: Allocation
Tamsayı	: Integer
Tekil	: Singular
Uyarlamalı	: Adaptive
Yavaş Değişen	: Slow Fading
Yayılm	: Propagation
Yerel	: Local
Yinelemeli	: Iterative
Yukarı Bağıntı	: Uplink
Zaman Çeşitlemesi	: Time Diversity
Zaman Çoğullama	: Time Multiplexing
Zamanla Değişen	: Time Varying

1. GİRİŞ

Günümüzde gündelik yaşamın bir parçası haline gelen telsiz iletişim sistemlerinin en yaygın kullanım alanı çoklu ortam iletişimidir. Her geçen gün artan kullanıcı sayısına paralel olarak artan daha yüksek veri hızında iletişim talebini karşılamak için yüksek başarıma sahip çeşitli sistemler geliştirilmektedir. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) yöntemi de bunlardan biridir. Bu yöntem, kablosuz yerel alan bağı ve sabit/mobil geniş bant erişim sistemi (IEEE 802.16a-e), sayısal video yayını (DVB) gibi bir çok uygulama için öncelikli kiplenim şekli olarak kullanılmaktadır. Bunun yanında OFDM uygulama teknikleri hakkındaki çalışmalar tüm hızıyla devam ederken tüm çoklu ortam iletişimlerinde olduğu gibi kullanıcıların ortaklaşa erişmeye çalıştıkları iletişim kanalı, bu gelişmenin önünde bir engel oluşturmaktadır.

1.1 OFDM Tekniği ve Çoklu Erişim

Dar bant kablosuz iletişim sistemleri için oldukça elverişli bir kiplenim türü olan OFDM yönteminde, mevcut geniş bant aralığı çok sayıda birbirinden bağımsız dar bantlı alt-kanallara bölünerek çok taşıyıcılı kiplenim gerçekleştirilir. Bu alt-kanallar birbirine diktir ve böylelikle frekans bölüşümlü çoğullama sistemi gerçekleştirilmiş olur. Alt-taşıyıcıların birbirine dik seçilmesindeki sebep aralarında oluşabilecek çapraz karışmanın (crosstalk) engellenmesidir.

Alt-kanallara bölme işlemi ile yavaş iletişim yapan ama girişimden arınmış alt kanalların toplamdaki veri hızı oldukça artar. Tek taşıyıcı kullanan sistemlerin aksine güçlü bir kanal eşitleyiciye gerek kalmamasına rağmen geniş bant aralığını, daha dar parçalara bölmek için ek işlemlere ihtiyaç duyulur. Bir iletişim sisteminde kanalın ilinti bant genişliğinin mevcut bant genişliğinden daha dar olması durumunda kanal frekans seçici özellik gösterir. Bu durum mevcut kanal bant genişliğinin alt-kanalların sayısı kadar (yeteri kadar büyük seçilirse) eşit parçaya bölünmesiyle giderilir ve artık bu alt-kanallar frekans seçici olmaktan çıkıp göreceli olarak frekans-düz sönümlenmeye maruz kalırlar.

Telsiz iletişim sistemlerinde, ses veya görüntü iletişimi gibi süreklilik isteyen ve gecikmeye duyarlı sistemler mevcuttur. Bu sistemler, genelde yüksek performansla çalışması ve iletişimin sürekli olması için özel olarak atanmış kanallara ihtiyaç duyarlar. Bu gibi bir iletişim sisteminde haberleşmek için ortak kanala erişmek isteyen

birden fazla kullanıcının olduğu durumda, bu kullanıcılar mevcut kanalı paylaşmak zorundadırlar. T süresi boyunca devam eden ve bant genişliği B olan sinyaller, $2BT$ boyutunda bir sinyal uzayı kaplarlar [13].

Çoklu Erişim (MA), çoklu kullanıcının desteklenebilmesi için bir sistemin sinyal uzayı boyutlarının farklı kullanıcılara paylaşılması işlemidir. Paylaştırma işlemi, belirli kurallara göre yani belirli bir kanal tahsis yöntemiyle yapılarak sinyal uzayından elde edilmelidir. Kullanılan bu tahsis yöntemi çoklu erişimin nasıl yapılacağını belirler. Çoklu erişim teknikleri toplam sinyalleşme boyutlarını alt-kanallara böler ve bu kanalları farklı kullanıcılara dağıtır.

Çok kullanıcıli sistemlerde, kanala erişim için Frekans Bölüşümlü Çoklu Erişim (FDMA), Zaman Bölüşümlü Çoklu Erişim (TDMA) [2], Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (CDMA) [14] [15] ve Uzay Bölüşümlü Çoklu Erişim (SDMA) [13] gibi yöntemler kullanılmaktadır.

Çoklu erişim yöntemleri tek taşıyıcıli sistemlerde olduğu gibi çok taşıyıcıli bir sistem olan OFDM de kullanılmaktadır. Bu tezde temel olarak OFDM-FDMA yönteminin tek isim altında toplanmasıyla ifade edilen OFDMA ele alınacaktır. Ek1.1' de gösterildiği gibi OFDM de çok taşıyıcıli kiplenerek kullanılmasıyla kanal alt parçalara bölünür. Farklı kullanıcılara bu alt-kanallar atanarak sisteme erişimleri sağlanır. OFDMA de ise kanal birbirine dikgen alt-kanallara bölünüp belirli kurallar çerçevesinde kullanıcılara atanır. Sonuç olarak OFDMA sistemi, herhangi bir OFDM çerçevesinde birden fazla kullanıcının kaynak verisinin taşınabilmesine izin verir.

1.2 Kanal Kestirimi ve Öngörümü

Modern yüksek performanslı OFDM verici stratejileri; Uyarlamalı Çok Kullanıcıli Kaynak Tahsisi, Uyarlamalı Çok Antenli Önkodlama gibi stratejiler kanal durum bilgisine sahip olmak için vericiye ihtiyaç duyarlar. Mevcut alıcıdan kanal kestiriminin dönütü alınarak kanal durum bilgisi elde edilebildiği gibi verici Zaman Bölmeli Çift yönlü (TDD) kanalda kendi kestirimini de yapabilir. Doppler frekansının yüksek olduğu yani kanalın hızlı değiştiği yüksek değişkenliğe sahip çevrelerde, verici tarafından kullanılan kanal durum bilgisi işlemler ve geri beslemelerin doğurduğu gecikmelerden dolayı güncelliğini yitirmektedir ve bu da sistemde önemli bir performans azalmasına sebep olmaktadır. Bu geri besleme gecikmesinin üstesinden gelmenin etkili bir

yolu kanal öngörü yöntemidir.

Telsiz kanalların hareketliliği, iletişim sistemindeki gecikmeler ile birleştiğinde uyarlamalı kiplenim, verici optimizasyonu gibi teknikler için gerekli olan kanal durum bilgisinde gecikmeye neden olur. Bu teknikleri içinde barındıran bir sistem olan LTE sistemi yüksek mobilitiye sahip kullanıcılara bile yüksek hızda veri iletimi sağlamayı hedefler. Fakat bu sistemler için kanal durum bilgisinde meydana gelen gecikmeler sistemin performansını oldukça etkilemektedir. Vericiden gönderilen sinyalin alınması, kanalın alıcı tarafından kestirilmesi ve bunun verici istasyonuna geri besleme kanalı ile gönderilmesi süresince mevcut kanal mobilite hızına bağlı olarak değişmiştir. Geri beslemin vericide alınmasından sonra yapılacak işlemler bu geçen süre kadar önceki kanal bilgisini baz almaktadır. Kullanılan gelişmiş iletişim teknolojilerinde dahi bu gecikme mevcuttur. Sistemdeki bu gecikme ve sebep olduğu performans düşüklüğünden kurtulmanın yolu kanal öngörüsü yapmaktır. Kanal öngörüsü sistemi, gelecek kanal durum bilgisinin ne olacağını öngörerek kiplenim yöntemlerini ve optimizasyon tekniklerini bu bilgiye göre oluşturur. Şu andaki kanal örneklerinin ne olduğunu bilmek için birkaç sembol geçmişteki kanal bilgisinin kullanarak işlem yapar.

Bu çalışmada OFDM sistemi için öngörülü kanal kestirimi yapılacaktır. Kanalı öngörmeye çalışmanın nedeni OFDMA kaynak tahsisi işleminde eldeki kanal nasıl öngörülebilir fikridir. Herhangi bir kaynak tahsisi algoritmasını ikinci bir geri besleme bilgisi almadan, sadece geçen sürede kanalın nasıl değiştiğini öngörüp, bu bilgi ile o süreye ait kaynak tahsis işlemini tek seferde yapmanın tahsis işlemine fayda sağlayacağı düşünülmektedir. Önceden de belirtildiği gibi kanal durum bilgisinin güncelliğini yitirmesi bu bilgiye göre yapılan kaynak tahsis işleminin performansını etkilemektedir. Fakat buradaki sorun, farklı hızlarda değişen bir kanalın nasıl öngörülebileceği sorunudur. Bu sebeple OFDM sisteminde bir kanal alınan kestirim bilgisine bağlı olarak kaç OFDM sembolü sonrasına kadar öngörülebilir ve öngörü hatası ne kadardır sorularının cevabını aramak için bu çalışma yapılmıştır. Ayrıca benzetimlerde kullanılan kanalın modellenmesi için güncel iletişim kanalı modeli olan LTE sisteminin standart parametreleri kullanılmıştır.

Bölüm 2'de kanal benzetimleri için kullanılan model olan LTE sistemi, standartları ve OFDM tabanlı yapısı verilecektir.

Bölüm 3'te geçerli kanal öngörü yöntemleri için kullanılan kanal modeli ve yapısı incelenecektir.

Bölüm 4'te kanal öngörüsü için gerekli olan kanal kestirimi yöntemleri verilecek, bölüm 5'te ise pilot tabanlı sinüzoidal modele dayalı kanal öngörüsü yapılacaktır.

Bölüm 6'da uyarlamalı kanal öngörüsü algoritmaları anlatılacak ve bölüm 7'de ise benzetim sonuçları ile bunların yorumları verilecektir.

2. LTE BAZ-MOBİL BAĞI İÇİN FİZİKSEL KATMAN

Son yıllarda hızla gelişen iletişim hizmet sektöründe, kullanıcıların değişen ihtiyaçlarına paralel olarak çeşitlenen iletişim hizmetlerini sağlayabilmek için yeni iletişim teknikleri üzerinde çalışılmaktadır. Günümüzde oldukça yaygın olarak kullanılan Üçüncü Nesil (3G) haberleşme sistemi önümüzdeki yıllarda yerini Dördüncü Nesil (4G) sistemlere bırakacaktır. İki sistem arasındaki geçiş evresinde bazı yeni sistemler ortaya çıkmıştır ve bunların en yeni örneği mevcut 3G Evrensel Mobil Telekomünikasyon Sistemi'nin (3G UMTS) evriminden doğan (LTE) sistemidir. LTE projesi, UMTS mobil telefon standardının gelecekteki ihtiyaçlarının karşılanması için ortaya konulmuş Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi (3GPP) dahilinde geliştirilmiştir. 3GPP, Aralık 1998'de ETSI (Avrupa), ARIB/TTC (Japonya), CCSA (Çin), ATIS (Kuzey Amerika) ve TTA (Güney Kore) arasında kurulan bir işbirliği anlaşmasıdır.

Tezin bu bölümünde, çeşitli kanal öngörü yöntemlerinin benzetimi için kullandığımız sistem olan UMTS LTE sistemi hakkında genel bilgiler verilecek ve detaylı yapısı anlatılacaktır.

2.1 OFDM Tabanlı Yapı

OFDM tekniği temel olarak frekans bölmeli çoğullama (FDM) yöntemine dayanır fakat birbirine dik alt-taşıyıcılara sahip olduğu için geleneksel FDM yönteminden farklıdır. OFDM sisteminde kullanılan kiplenim tekniği frekans seçici kanalın etkilerini gidermeye yardımcı eder. Frekans seçici kanalın oluşması için gönderilen sinyalin çok yollu bir çevreye maruz kalması gerekir ve bu koşul altında alınan sembol daha önceki semboller tarafından bozulmaya uğrar. Bu etki genel olarak semboller arası girişim (ISI) olarak adlandırılır. Bu girişimden kurtulmak için sembol süresi, çok yollu kanalın sebep olduğu gecikmelerden daha fazla olmalıdır. Semboller arası girişimi en aza indirmek için her sembole kendi son kısmının kopyası; döngüsel öneği eklenir. Ayrıca OFDM kiplenim tekniğinin izgesel verimliliği FDM tekniğine göre daha fazladır çünkü alt-taşıyıcılar birbiri üzerine binse bile birbirlerine diktiler. Alt-taşıyıcılar arası frekans aralığı $f_{space} = f_s / N_{IFFT}$ ya 15 kHz ya da 7.5 kHz olarak verilir [17].

OFDM sisteminin iletim şemasına zıt olarak dikgen frekans bölmeli çoklu erişim sistemi (OFDMA) mevcut bant genişliğini birden fazla kullanıcının paylaşmasına izin verir. Her kullanıcıya kaynak bloğu (RB) olarak adlandırılan özel bir zaman-frekans

kaynağı tahsis edilir. Gelişmiş UMTS karasal radyo erişimi (E-UTRA) sisteminin temel ilkesi bu paylaşılan kanalların bilgi kanalı olmasıdır. Örneğin her 1 ms'lik iletim zaman aralığı için vericide, önceki iletim zaman aralığında hangi kullanıcıya hangi zaman-frekans kaynağının tahsis edildiğine bakılmaksızın yeni bir tahsis planı kararı verilir.

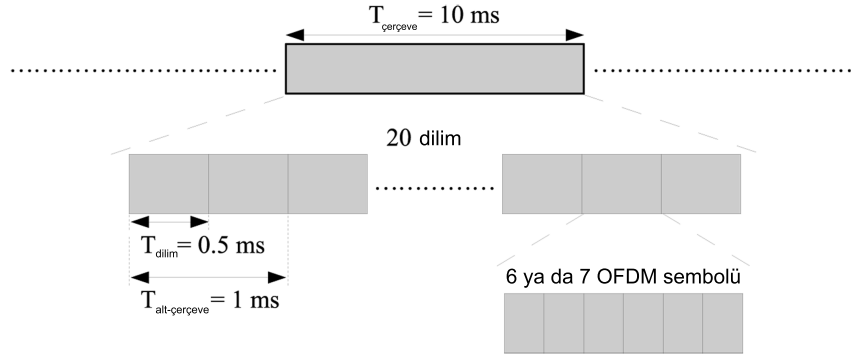
LTE sisteminde sadece paket-anahtarlamalı iletimden faydalanılır [18]. OFDMA oldukça iyi bir şekilde paket-anahtarlamalı iletime uyar, çünkü farklılaşmış servis kalitesini (QoS) sağlamak için farklı sayıda alt-taşıyıcılar (kaynak blokları) farklı kullanıcılara atanabilir. Tahsis şeması dinamik olarak yapılır ve her alt-çerçeve için ayrı gerçekleştirilir, bu sayede kanal kalitesine bağlı olarak kaynak bloklarının sayısı dinamik olarak ayarlanabilir.

LTE fiziksel katmanının genel hedefleri şu şekilde sıralanabilir [18]:

- Kullanıcı düzlemindeki gecikmeyi, 5 MHz veya daha yüksek izge tahsisleriyle 5 ms'nin altına indirmek, bundan daha dar izge tahsisiyle ise 10 ms altındaki gecikmeye olanak sağlamak,
- 20 MHz'e kadar ayarlanabilir bant genişliği sağlaması, örneğin daha dar tahsisler için daha kısa ve başka standartlarla da birlikte çalışabilecek esnek teknolojilere izin verebilen 1.25/2.5/5/10/15 MHz arasında ayarlanabilir bant genişliği sağlamak,
- En yüksek aşağı yönlü data oranını 100 Mbps'ye çıkarmak,
- En yüksek yukarı yönlü data oranını 50 Mbps'ye çıkarmak,
- Yüksek kalite video/ses konferansı, çok oyuncuyla oynanan oyunlar gibi interaktif gerçek-zamanlı servisleri sağlayabilmek için mobilite hızını 350 km/saat den 500 km/saat'e kadar desteklemek,
- Sadece paket-anahtarlamalı (PS) alanı desteklemek,
- Baz istasyonunda (NodeB) 4 verici anten, kullanıcıda 4 alıcı anteni olması,
- 15 km/saat ve daha az mobil hızları için en optimum performans, 120 km/saat ve daha yüksek hızlar için ise yüksek performans sağlamak, ayrıca mobil hızı 350 km/saat'e çıkarsa bile bağlantının hala sağlanabilmesi.

2.2 Çerçeve Yapısı

Radyo çerçeve yapısı Şekil 2.1'de verilmiştir. LTE sistemi için tasarlanan iki tür radyo çerçeve yapısı vardır. Birinci tür çerçeve yapısı frekans bölmeli çiftleme (FDD) yöntemi için uygulanabilir bir yapıdır. İkinci çerçeve yapısı ise zaman bölmeli çiftleme (TDD) yöntemi içindir. TDD için alt-çerçeveler aşağı ve yukarı yönlü iletim amacı için tahsis edilmelidirler [17].

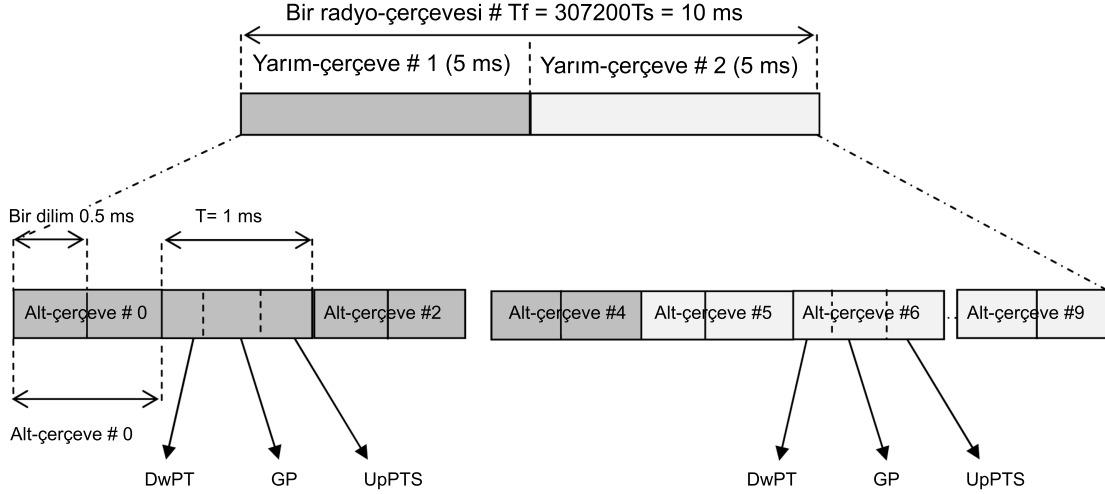


Şekil 2.1. LTE için çerçeve yapısı

Şekil 2.1'de birinci tür çerçeve yapısı verilmiştir. Bir çerçevenin süresi 10 ms'dir ve herbiri 0.5 ms'lik 20 tane dilimden oluşur. Bir alt-çerçeve 0.5 ms'lik iki dilime sahiptir fakat ayrı zaman alanlarından oluşan özel tip alt-çerçeveler de mevcuttur. Bu alanlar, Aşağı Yönlü Pilot Zaman Dilimi (DwPTS), İletim Aralığı (GP) ve Yukarı Yönlü Pilot Zaman Dilimi (UpPTS) olmak üzere üç tanedir (Şekil 2.2) ve bir alt-çerçeve en düşük aşağı yönlü iletim zaman aralığıdır (TTI) [19]. Bir dilimdeki OFDM sembolü sayısı N_{sym} dögüsel önek uzunluğunun seçimine bağlıdır ve bu sayı ya 6 (uzun dögüsel önek) yada 7 (kısa dögüsel önek) olarak seçilebilir.

2.3 OFDM İletimi için Aşağı Yönlü Akış Parametreleri

Aşağı yönlü iletim için kullanılan parametreler Şekil 2.3 verilmiştir. Alt-taşıyıcılar için ayrılan frekans aralığı $f_{\text{space}} = f_s / N_{\text{IFFT}}$ 15 kHz'dir. Bu aralık değeri, değişik f_s ve N_{IFFT} değerleri için sabit tutulur. Bir önceki bölümde de değinildiği gibi dilim başına düşen OFDM sembolü sayısı dögüsel önek uzunluğuna bağlıdır. Eğer 128-noktalı IFFT ve kısa dögüsel önek kullanılırsa, 7 OFDM sembolder ilk 6 sembol 9 tane dögüsel önek, son sembol ise 10 tane dögüsel önek kullanır ve 0.5 ms'lik alt-çerçeve süresi muhafaza edilmiş olur. Tüm alt-taşıyıcılar kullanılmaz, örneğin Release 7 [19]



- Aşağı yönlü pilot zaman dilimi, Downlink Pilot Timeslot, DwPTS
- Yukarı yönlü pilot zaman dilimi, Uplink Pilot Timeslot, UpPTS
- İletim Aralığı, Transmission Gap, GP

Şekil 2.2. Alt-çerçeve yapısı

standardına göre mevcut frekans bandının yaklaşık 2/3'ü kullanılır. Release 8 [17] teknik standardına göre kullanılan alt-taşıyıcı sayısı N_{BW} değişmektedir. Bu tezde 2048-noktalı IFFT işlemi uygulanmış ve kullanılan alt-taşıyıcı sayısı ise 1200 olarak belirlenmiştir.

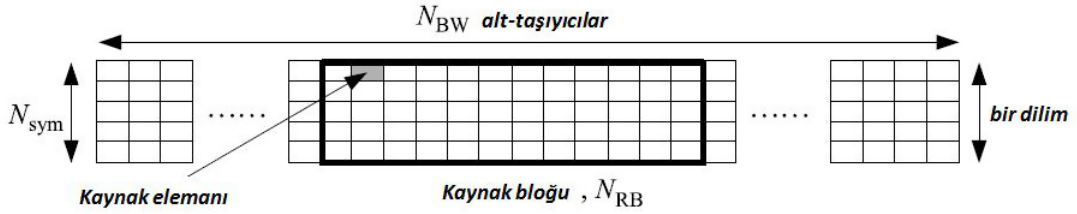
İletim bant genişliği 1.25/2.5/5/10/15/20 MHz iken kullanılan alt-taşıyıcı sayısı sırasıyla 75/150/300/600/900/1200'dir. Alt-taşıyıcılar frekans bandına özel bir şekilde yerleştirilir. Kullanılan taşıyıcılar, 0 frekansı merkez alınarak yarısı pozitif spektruma diğer yarısı da negatif spektruma paylaştırılır. Negatif spektruma 1, ..., N_n sırasıyla, pozitif spektruma ise $N_n + 1, \dots, N_{BW}$ sırasıyla yerleştirilir, kullanılmayan taşıyıcılar frekans spektrumun kenarlarında kalır ve böylece mevcut bant genişliğinden daha azı kullanım için ayrılmış olur. Bu şekilde ayırmak, alıcı ve verici tarafındaki analog süzgeçlerin ihtiyaçlarının azalmasını sağlar.

Bir zaman diliminde gönderilen bilgi sinyali, N_{BW} adet alt-taşıyıcı ile N_{sym} adet OFDM sembolen oluşan kaynak ızgara arasında tanımlanır. Çoklu erişimi sağlamak için, bant genişliği kullanıcılara kaynak blokları şeklinde atanır. Bu fiziksel kaynak bloklarından bir tanesi N_{RB} , frekans ekseninde 12 ardışık alt-taşıyıcıdan oluşur. Zaman ekseninde ise N_{sym} tane ardışık OFDM sembolünden oluşur. N_{sym} sayısı bir dilimdeki

İletim Bant Genişliği BW	1.25 MHz	2.5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20MHz	
Alt-taşıyıcı Süresi T_{sub}	0.5ms						
Alt-taşıyıcı Alanı f_{space}	15kHz						
Örnekleme Frekansı f_s	1.92 MHz	3.84MHz	7.68 MHz	15.36MHz	23.04 MHz	30.72 MHz	
FFT ve N_{IFFT}	128	256	512	1042	1536	2048	
Kullanılan Alt-taşıyıcı Sayısı N_{BW}	75	150	300	600	900	1200	
Alt-çerçeve Başına Düşen OFDM Sembolü Sayısı Kısa/Uzun (CP)	7/6						
Döngüsel Önek Uzunluğu (CP) $\mu s / \text{örnek}$	Kısa	$(4.69/9) \times 6$ $(5.21/10) \times 1$	$(4.69/18) \times 6$ $(5.21/20) \times 1$	$(4.69/18) \times 6$ $(5.21/40) \times 1$	$(4.69/72) \times 6$ $(5.21/80) \times 1$	$(4.69/108) \times 6$ $(5.21/120) \times 1$	$(4.69/144) \times 6$ $(5.21/160) \times 1$
	Uzun	$(16.67/32)$	$(16.67/64)$	$(16.67/128)$	$(16.67/256)$	$(16.67/384)$	$(16.67/512)$

Şekil 2.3. OFDM İletimi için Aşağı Yönlü Akış Parametreleri

OFDM sembolü sayısıdır (6 veya 7). Kaynak bloğu boyutları tüm bant genişlikleri için aynıdır ve kullanılabilir fiziksel kaynak bloğu sayısı bant genişliğine bağlıdır.



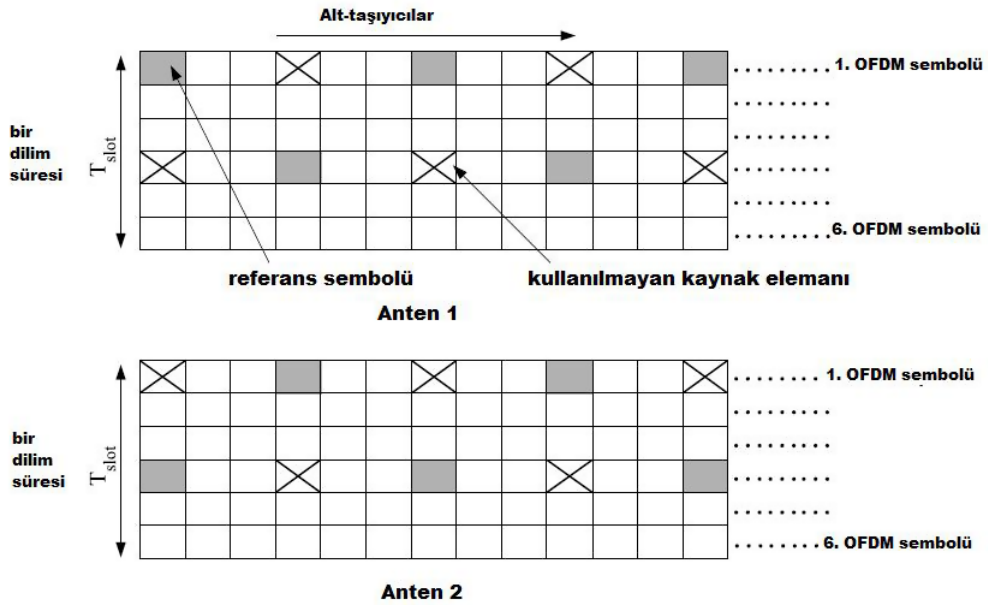
Şekil 2.4. Aşağı Yönlü Kaynak Izgara Yapısı

İhtiyaç duyulan veri oranına bağlı olarak bir kullanıcıya, 1ms'lik iletim zaman aralığında bir veya daha fazla kaynak bloğu atanabilir. Bu tahsis için yapılan plan baz istasyonunda gerçekleştirilir. Kullanıcı bilgileri ise aşağı yönlü paylaşılan kanalda (Physical Downlink Shared Channel, PDSCH) taşınır. Aşağı yönlü kontrol kanalındaki (Physical Downlink Control Channel, PDCCH) kontrol sinyalleşmesi ise her kullanıcıya özel tahsis planı kararını iletmek için kullanılır. PDCCH kanalı bir dilimin ilk OFDM sembolleri arasına yerleştirilir.

Release 8 standardında PDSCH kanalı için geçerli olan çalışma varsayımlarına göre, gönderilen bitler için dördül genlik kiplenimi (Quadrature Amplitude Modula-

tion, QAM) kullanılır, 4'lü, 16'lı ve 64'lü QAM kiplenimleri uygundur. Kiplenim işlemi sırasında sinyal-gürültü oranını ayarlamak için gönderilen sembollerin enerjilerinin normalize edilmesi gerekir. Normalize etmek için kullanılan katsayılar: 4-QAM için $1/\sqrt{2}$, 16-QAM için $1/\sqrt{10}$ ve 64-QAM için $1/\sqrt{64}$ 'dir.

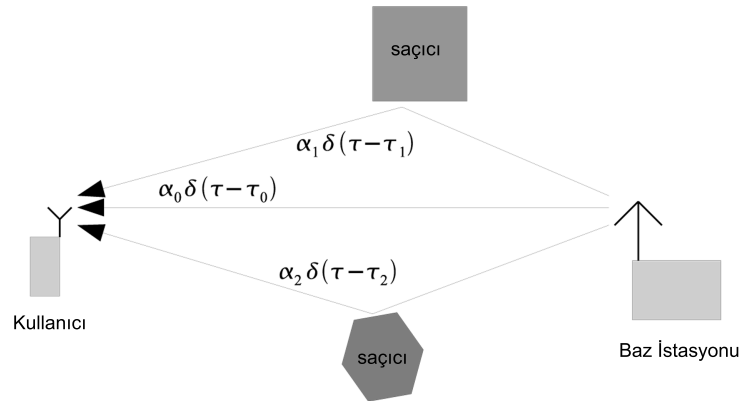
LTE sisteminde aşağı yönlü iletim için kullanılan referans sinyalleri vardır, Şekil 2.5. Bu referans sinyal yapısı kanal kestirimi ve daha sonraki işlemler için önemlidir. Her hücre için önceden belirlenmiş referans sinyal sıralaması, zaman-frekans eksenlerindeki kaynak elemanları tarafından taşınır. Referans sembolleri bir dilim içindeki birinci ve üçüncü OFDM sembollerine yerleştirilir. İki referans sembolü arasındaki alan her zaman 6 alt-taşıyıcı kadardır ve bilgi sembolü için hangi kiplenim türü kullanılırsa kullanılsın normu 1'dir.



Şekil 2.5. İki Antenli ve Bir Dilim için 6 OFDM Sembole Sahip Referans Sembol Yapısı

3. KANAL MODELİ

Radyo dalgalarının yayılımı, iletişimin gerçekleştiği çevredeki bina, ağaç vb. gibi nesnelerin sebep olduğu yansımalarla çokyollu şekilde gerçekleşir. Bir radyo kanalı modellenmek istendiğinde sadece sınırlı sayıda yol tanımlanarak gerçek çevre yaklaşık olarak modellenir. Baz istasyonundan kullanıcıya giden sinyal tüm bu yolların üst üste bindirilmesiyle oluşur Şekil 3.1. Ayrıca aradaki iletişim sistemi çeşitli etkenlere maruz kalır ve bu iletişimi en çok etkileyen bozucu sebepleri toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN), simgelerarası girişim (ISI), yol kaybı (path loss), gölgeleme (shadowing) ve çok yollu sönümlenme (multipath fading) olarak sıralayabiliriz. Bu bozucu etkenlerden çok yollu sönümlenme, bir işaretin vericiden alıcıya bir çok yoldan ulaşması nedeni ile alıcıda elde edilen işaretin genliğinde ve fazında ani değişimlerin olmasına neden olur. Alıcıya farklı zamanlarda ulaşan birden çok işaretin girişimi sonucu meydana gelen sönümlenme günümüzde hücresel ve kişisel iletişim sistemlerinde sıkça karşımıza çıkan ve etkisinin azaltılması gereken önemli bir bozucu etkindir.



Şekil 3.1. Çokyollu Radyo Ortamı

3.1 Çokyollu Gecikmeli İletim

Bir iletişim sisteminde eğer alıcı, verici ve etraflarındaki nesnelere hareketsiz ise, bu kanal doğrusal zamanla değişmeyen sistemler gibi ele alınabilir. Bu kanaldaki dürtü yanıtı $h(\tau)$ ile tanımlanır. Buradaki τ , dürtü ile o dürtüye verilen yanıt arasındaki gecikmeyi temsil eder. Fakat telsiz kanalları zamanla değişim gösterdiklerinden çokyollu bir sönümlenmeli kanal genellikle zamanla değişen doğrusal bir sistem olarak tasarlanır. Bu kanalın dürtü yanıtı $h(t, \tau)$ ve frekans yanıtı $H(t, f)$ olarak tanımlanır ve

buradaki t değişkeni ise zamanla değişimi temsil eder. Zamanla değişen dürtü yanıtı $h(t, \tau)$, dürtü yanıtını belirleyen τ gecikme eksenini ile zamanla değişimi belirleyen t zaman eksenini temsil eden iki zaman eksenine bağlıdır.

Şekil 3.1 görüldüğü gibi çokyollu gecikmeli kanalda, her bir yol çıkışının çarpıldığı katsayılar zamanla değişmektedir. Kanalin dürtü yanıtı

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^M \alpha_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (3.1)$$

eşitliği ile tanımlanmaktadır. Bu eşitlikte M yol sayısını, $\alpha_k(t)$ zamanla değişen karmaşık dal katsayılarını ve τ_k ise k 'inci yolun gecikmesini belirtmektedir. Her bir yol için τ_k rastgele olmayan gecikmedir ve $\alpha_k(t)$ bir rastgele süreç olan yol katsayısıdır. Her bir yol için katsayıların zamanla değişimini belirleyen bir Doppler izgesi vardır. Eğer k indisi $\alpha_k(t)$ hatta karşılık gelen Doppler izgesi $S_k(\nu)$ ile gösterilirse çokyollu gecikme hattı için Doppler izgesi

$$S_h(\tau, \nu) = \sum_{k=1}^M S_k(\nu) \delta(\tau - \tau_k) \quad (3.2)$$

şeklinde olur.

Bir sistemde $y(t)$ sinyali alınan sinyali, $x(t)$ ise sistemin girişini yani gönderilen sinyali temsil etsin:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau \quad (3.3)$$

ilişkisi yazılabilir. $h(t, \tau)$ dürtü yanıtının Fourier dönüşümü t değişkeni üzerinden alınacak olursa, *gecikme Doppler fonksiyonu* da diyebileceğimiz *yayıma fonksiyonu* elde edilir:

$$h(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (3.4)$$

Bir rastgele sürecin değişimini karakterize etmek için en çok kullanılan yöntem sürecin özilinti fonksiyonunu hesaplamaktır. Zamanla değişen rastgele düz sönümlenen bir kanalda $h(t, f) = h(t)$ olur ve bu kanalın özilinti fonksiyonu

$$R_h(t_1, t_2) = E\{h(t_1)h^*(t_2)\} \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanır. Buradaki $h^*(t)$ kanalın karmaşık eşleniğini, $E\{.\}$ ise beklenen değeri ve $R_h(t_1, t_2)$ fonksiyonu ise $h(t_1)$ ve $h(t_2)$ arasındaki ilişiyi göstermektedir.

Geniş anlamda durağanlıktaki özilinti fonksiyonu genellikle $\Delta t = t_2 - t_1$ şeklinde tek bir zaman değişkeninin fonksiyonu olarak $R_h(\Delta t)$ gösterilebilir. Bu durağan rastgele bir süreci ifade etmek için kullanılan diğer bir yöntem de izgel güç yoğunluğudur. $h(t)$ kanalı bir rastgele süreç olduğundan onun Fourier dönüşümü ile elde edilen Doppler kayması durumu için kullanılan $h(\nu)$ de bir rastgele süreci temsil eder. Kanalın gücünün ν 'ye göre dağılımı izgel güç yoğunluğunu verir:

$$S_h(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\Delta t) e^{-j\nu\Delta t} d\Delta t \quad (3.6)$$

İzgel güç yoğunluğunun Fourier dönüşüm çifti ise özilinti fonksiyonunu verir:

$$R_h(\Delta t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_h(\nu) e^{j2\pi\nu\Delta t} d\nu \quad (3.7)$$

Vericiden gönderilen herhangi bir sinyalin tek bir frekans bileşeni f_c olsun, bu sinyal alıcıya gönderildiğinde çokyollu hatların Doppler kayması nedeniyle $f_c - \nu_{max}$ ile $f_c + \nu_{max}$ arasında bir izgeye sahip olursa bu izgeye *Doppler İzgesi* denir. Görüldüğü gibi alıcıda $f_c - \nu_{max}$ ile $f_c + \nu_{max}$ arasında bir izgel yayılım oluşur, bu yayılım en büyük Doppler frekans değeri olarak adlandırılan ν_{max} değerine bağlıdır. Alınan sinyalin izgel güç yoğunluğu birörnek (uniform) olarak tanımlanabilir [16]:

$$S_h(\nu, W) = \begin{cases} \frac{1}{2\nu_{max}} & \nu \in W \\ 0 & , \text{aksi takdirde} \end{cases} \quad (3.8)$$

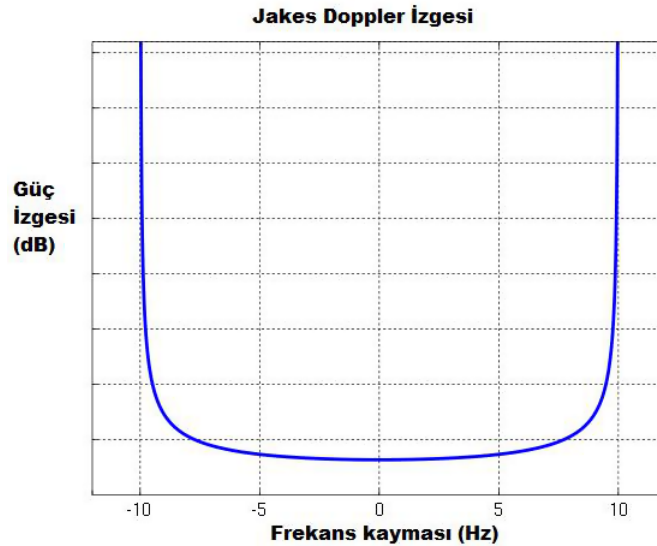
Buradaki W aralığı $[-\nu_{max}, \dots, +\nu_{max}]$ arasında tanımlanır. Normalize edilmiş Doppler kayması $\nu_{max} = f_{max} T_s$ 'dir ve T_s sembol süresini verir.

Eğer kanalın Doppler güç izgesi

$$S_h(\nu) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \nu_{max} \sqrt{1 - (\nu/\nu_{max})^2}} & |\nu| \leq \nu_{max} \\ 0 & |\nu| \geq \nu_{max} \end{cases} \quad (3.9)$$

şeklinde ise bu izgel güç yoğunluğu özel olarak *Jakes İzgel Güç Yoğunluğu* olarak adlandırılır.

3.1.1 Jakes Modeli



Şekil 3.2. En Büyük Doppler Kayması 10 Hz iken Jakes Doppler Güç İzgesi

Jakes modeli sinüslerin toplamı şeklinde ifade edilen bir model kullanır. İletişim ortamındaki saçıcıları bir çerçevenin etrafında eşit oranda dağılmış ve herbirinin arasındaki açının α_n olduğu varsayılır. Bu saçıcılardan ortaya çıkan k adet ışın vardır ve bu ışınlardan n 'incisinin Doppler kayması şu şekilde ifade edilir:

$$f_n = f_d \cos(\alpha_n) \quad (3.10)$$

Buradaki f_d değeri, o ortam için en büyük Doppler frekansını veya kaymasını verir. M tane saçıcının olduğu çevrede, k 'inci dalga şeklinin t zaman dilimi boyunca Rayleigh sönümlenmesi

$$R(t, k) = 2\sqrt{2} \left[\sum_{n=1}^M (\cos \beta_n + j \sin \beta_n) \cos(2\pi f_n t + \theta_{n,k}) \right] + 2 \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (\cos \alpha + j \sin \alpha) \cos 2\pi f_d t \right] \quad (3.11)$$

şeklinde modellenir. Buradaki α , β_n ve $\theta_{n,k}$ model parametreleridir ve α değeri genellikle sıfırlanır. β_n değeri

$$\beta_n = \frac{\pi n}{M+1} \quad (3.12)$$

olarak alınır. $\theta_{n,k}$ değeri ise çoklu dalga şekli üretmek için kullanılır. Jakes modeli birbirinden ilintisiz dalga şekilleri oluşturmak için

$$\theta_{n,k} = \beta_n + \frac{2\pi(k-1)}{M+1} \quad (3.13)$$

olarak tanımlar. Fakat buradaki ilintiyi tamamen sıfırlamak için model yenilenmiştir [8]. Bu yeni model saçıcı aralığını biraz değiştirir,

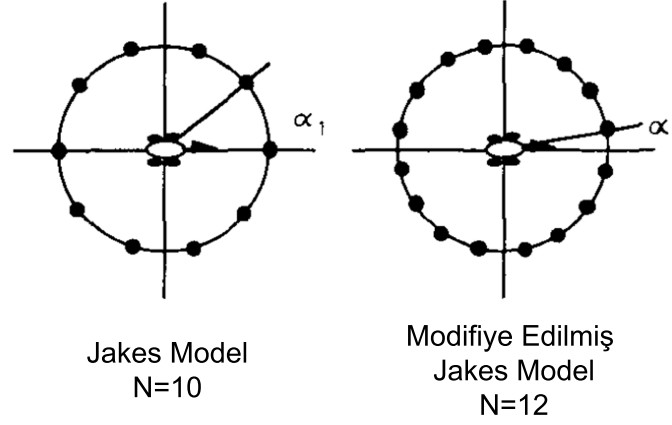
$$\alpha_n = \frac{\pi(n-0.5)}{2M} \quad (3.14)$$

$$\beta_n = \frac{\pi n}{M} \quad (3.15)$$

Özel tanımlı bir katsayı sıralaması olan *Walsh-Hadamard Sequences* sıralamasını kullanarak dalga şekillerini tekrar ölçeklendirir. Oluşan bu yeni modele *Dent Modeli* yada *Modifiye Edilmiş Jakes Modeli* [8] denir:

$$R(t, k) = \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{n=1}^M A_k(n) (\cos \beta_n + j \sin \beta_n) \cos(2\pi f_n t + \theta_n) \quad (3.16)$$

Ağırlıklandırılmış fonksiyonu $A_k(n)$, n değeri için k 'nci *Walsh-Hadamard* sıralamasını temsil eder.



Şekil 3.3. Modifiye Edilmiş Jakes Modeldeki Saçıcı Aralığı

3.2 Zamanda ve Frekansta Evre Uyumluluk

Zamanda evre uyumluluk için frekansa bağlı olmayan ve zamanla değişen bir kanal tanımlanır ve kanalın transfer fonksiyonu $h(t, f) = h(t)$ olarak ifade edilir. Bu kanalın değişmediği veya yaklaşık olarak sabit olduğu en uzun süreye kanalın evre uyumlu zamanı T_c denir [2]. Zamanla değişen bir kanalda gönderilen sembollerin süresi T_s , kanalın değişim hızından büyükse *hızlı sönümlenme* meydana gelir. Bu durum, kanalın dürtü yanıtının gönderilen temel bant sinyaline göre daha hızlı değişmesi olarak da ifade edilebilir. Eğer gönderilen sembollerin süresi kanalın değişim hızından küçükse *yavaş sönümlenme* meydana gelir. Yavaş sönümlenen bir kanalda kanalın dürtü yanıtı gönderilen temel bant sinyaline göre daha yavaş değişiyor demektir.

Frekansta evre uyumluluk için ise zamana bağlı olmayan bir kanal tanımlanır ve bu durumda kanalın transfer fonksiyonu $h(t, f) = h(f)$ olarak ifade edilir. Böyle bir kanalın yaklaşık olarak sabit olduğu en büyük frekans aralığı B_c kanalın *evre uyumlu bant genişliği* olarak adlandırılır. Eğer iletilen sinyalin bant genişliği kanalın evre uyumlu bant genişliğinden daha büyük olursa ($B_s \gg B_c$) sinyal *frekans seçici sönümlenmeye* uğramaktadır. Frekans bölgesinde, kanalın sinyalin farklı frekans bileşenleri için farklı seviyelerde zayıflatmaya uğratır. Eğer kanal, iletilen sinyalin bant genişliğinden daha büyük bir bant genişliği boyunca sabit bir kazanç ve doğrusal faz cevabına sahip ise, alıcıda alınan sinyal *düz sönümlenmeye* uğramaktadır. Bu tür kanallarda sinyalin bant genişliği kanalın evre uyumlu bant genişliğinden daha küçüktür ($B_s \ll B_c$).

Burada tanımlanması gereken diğer bir kanal modeli ise geniş anlamda durağan ilintisiz saçıcı (WSSUS) kanal modelidir. Bu modelde, hem zaman hem de frekans bölgesinde geniş anlamda durağanlık söz konusudur. Zamanla değişen sönümlenme işlemi geniş anlamda durağan rastgele işlem olarak ve farklı saçıcılardan kaynaklanan sinyal yansımaları da birbirinden bağımsız olarak kabul edilir. WSSUS kanalı karakterize etmek için sık sık kullanılan bazı parametreler vardır:

- kanalın ortalama sinyal gecikme ifadesini tanımlamak için *gecikme yayılımı*, τ_{RMS} ifadesi kullanılır.
- Doppler kaymasının en büyük aralığını ifade etmek için *Doppler yayılımı*, f_{Dmax} ifadesi kullanılır.
- sinyalin *evre uyumlu bant genişliği* $\Delta f_{(c)}$, c değerindeki ilintiye sahip olabilmesi için ne kadarlık frekans aralığında olması gerektiğini belirtir.
- Evre uyumlu zaman $\Delta t_{(c)}$, kanalın iki dürtü yanıtı arasında c değeri kadar ilintinin meydana geldiği zaman süresini belirtir. Ayrıca evre uyumlu zamanla bağlantılı olan *Doppler izgesi* kullanıcının yani mobilin hızına bağlıdır.

Kanalın gecikme yayılımı τ , küçük ölçekli sönümlenme ile yakından ilgilidir. Küçük ölçekli sönümlenme çok kısa mesafe boyunca veya kısa zaman süreleri boyunca alınan sinyal gücündeki hızlı dalgalanmayı karakterize eder. Alıcıya farklı zamanlarda gelen iletilmiş sinyalin bir veya daha fazla çeşitleri arasındaki girişimlerdir. Kanalın ortalama gecikmesini tanımlamak için, ortalama karakök gecikme yayılımı (RMS) kullanılır ve kanalın güç-gecikme profilinin ikincil merkezi momentini verir [7]:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{K-1} P_k (\tau_k - \tau_m)^2}{\sum_{k=0}^{K-1} P_k}} \quad (3.17)$$

$$\tau_m = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} P_k \tau_k}{\sum_{k=0}^{K-1} P_k} \quad (3.18)$$

Buradaki

$$h[k] = h[kT_c] \quad (3.19)$$

kanalın $1/T_c$ oranında örneklenmiş halidir ve ayrık zaman indeksi $k \in 0, \dots, L - 1$ ve L ise kanalın örneklenmiş dürtü uzunluğunu gösterir. P_k değeri de örneklenmiş kanalın gücünü ifade eder.

Kanalın evre uyumlu bant genişliği şu şekilde hesaplanır [20]:

$$\Delta f_{(c)} = \Delta f_{(0.5)} = \frac{1}{50\tau_{RMS}} \quad (3.20)$$

ya da

$$\Delta f_{(c)} = \Delta f_{(0.9)} = \frac{1}{5\tau_{RMS}} \quad (3.21)$$

Buradaki c değeri kanalın güç-gecikme profilinin özilinti değerini ifade eder (yüzde 50 veya yüzde 90 oranında ilintili). Semboller arasındaki girişimi engellemek için kanalın gecikme yayılımı τ_{RMS} , sembol süresinden T_s daha az olmalıdır, bu sayede frekansta düz sönümlenmeli kanal olur.

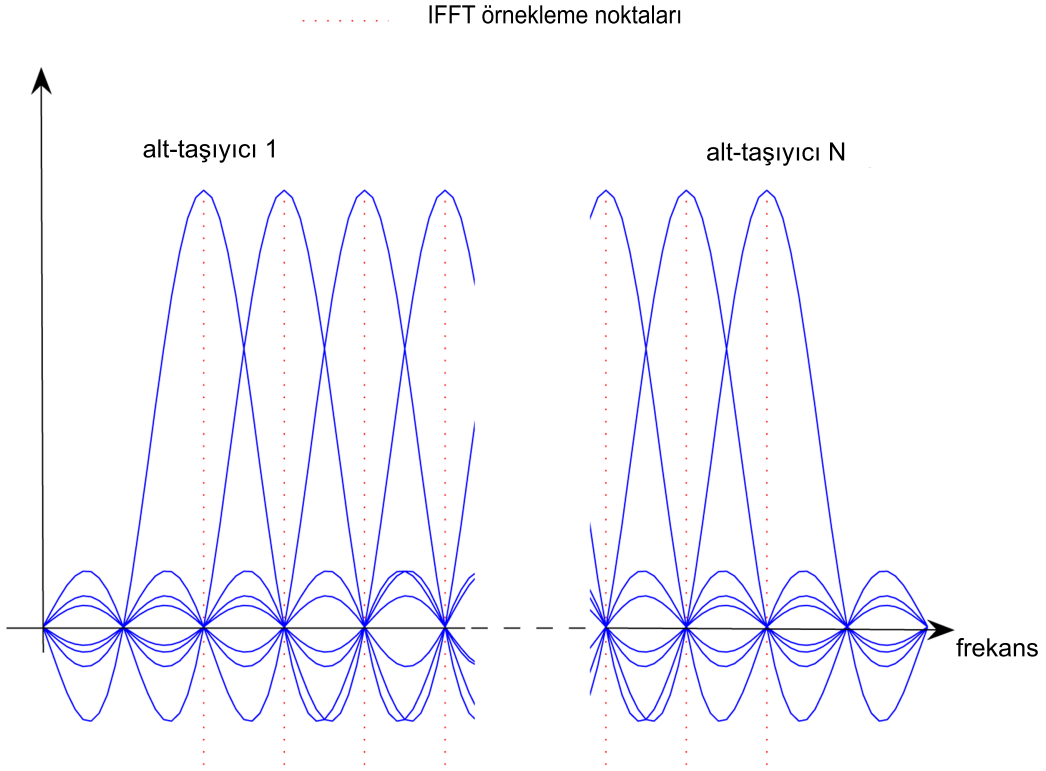
Mobil radyo kanallarında en büyük Doppler yayılımı, kanalın zamanla değişiminin ne kadar hızlı olduğunu ifade etmek için kullanılır. Bu amaçla kanal için evre uyumlu zaman süresi şu şekilde hesaplanır [20]:

$$\Delta t_{(c)} = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{Dmax}^2}} \quad (3.22)$$

Benzetim işlemi için uygun kanal modelini bulmak amacıyla standart kanal modellerini incelemek gerekir.

3.3 ITU Kanal Modeli

Çok yollu gecikme hattı modelinin bir örneği ITU tarafından önerilen ITU standart çok yol kanal modelidir. Bu öneri 3 farklı test ortamını tanımlar, bunlar kapalı alan, açık alandan kapalı alana monoton geçiş ve hareketli (araç)-yüksek anten. Çevredeki gecikme yayılımı önemli bir şekilde değişebileceğinden dolayı, öneri her test ortamı için iki farklı gecikme yayılımı tanımlamıştır. Birincisi düşük gecikme yayılımı (A), ikincisi ise orta gecikme yayılımıdır (B). Her iki yayılımın da Doppler izgesi düzdür.



Şekil 3.4. Bir OFDM Sinyalinin İzge Yapısı Birbiri Üzerine Binen *sinc* Fonksiyonlarından Oluşur [27]

Sonuç olarak toplamda 6 durum ortaya çıkar ve her bir durum için çok yollu güç-gecikme profili tanımlanmıştır. ITU modelleri için dallı gecikme hattı parametreleri Tablo 3.1 verilmiştir.

LTE için genişletilmiş ITU modelleri Genişletilmiş Yaya-A, Genişletilmiş Vasıtalı-A ve Genişletilmiş Tipik Kentsel Alan olarak tanımlanmıştır. Bu modeller için güç-gecikme profili Tablo Tablo 3.2, Tablo Tablo 3.3 ve Tablo Tablo 3.4'de verilmiştir.

Tablo 3.1. ITU Kapalı Alan için Çok Yollu Gecikme Hattı Parametreleri

Kanal A			Kanal B	
Dal	Gecikme (ns)	Güç (dB)	Gecikme (ns)	Güç (dB)
1	0	0	0	0
2	50	-3.0	100	-3.6
3	110	-10.0	200	-7.2
4	170	-18.0	300	-10.8
5	290	-26.0	500	-18.0
6	310	-32.0	700	-25.2

Tablo 3.2. Genişletilmiş Yaya-A (EPA) için Gecikme ve Güç Değerleri

Gecikme (ns)	Güç (dB)
0	0.0
30	-1.0
70	-2.0
90	-3.0
110	-8.0
190	-17.2
410	-20.8

Tablo 3.3. Genişletilmiş Vasıtalı-A (EVA) için Gecikme ve Güç Değerleri

Gecikme (ns)	Güç (dB)
0	0.0
30	-1.5
150	-1.4
310	-3.6
370	-0.6
710	-9.1
1090	-7.0
1730	-12.0
2510	-16.9

Tablo 3.4. Genişletilmiş Tipik Kentsel Alan (ETU) için Gecikme ve Güç Değerleri

Gecikme (ns)	Güç (dB)
0	-1.0
50	-1.0
120	-1.0
200	-0.0
230	-0.0
500	-0.0
1600	-3.0
2300	-5.0
5000	-7.0

Ayrıca bu kanal modelleri, gecikme yayılımına göre düşük, orta ve yüksek gecikme yayılımı şeklinde de sınıflandırılmaktadır (Tablo 3.5).

Tablo 3.5. Gecikme Yayılımları

Model	Dal	RMS Gecikme Yayılımı	Maximum Gecikme
EPA	7	45 ns	410 ns
EVA	9	357 ns	2510 ns
ETU	9	991 ns	5000 ns

Güç gecikme profiline ek olarak her bir yol sönümlenme yayılımı için en büyük Doppler frekansı tanımlanmıştır ve bunlar 5 Hz, 70 Hz ve 300 Hz'dir (Tablo 3.6). Buradaki tüm yollar Class Doppler izgesine sahiptir ve taşıyıcı frekansı olarak 2 GHz'i kullanmaktadırlar.

Tablo 3.6. Doppler Frekansları

	Düşük Doppler	Orta Doppler	Yüksek Doppler
Frekans	5 Hz	70 Hz	300 Hz
Mobil hızı	2.7 km/saat	40.8 km/saat	162 km/saat

Tüm bu tanımlamalardan ve referans alınan ITU modelden yola çıkarak benzetim için kullanacağımız kanalın evre uyumlu bant genişlik değerleri ile evre uyumlu zaman süreleri kolaylıkla hesaplanabilir. Değerler EK B'de verilmiştir.

4. KANAL KESTİRİMİ

Modern yüksek performanslı OFDM iletim stratejileri; Uyarlamalı Çok Kullanıcı Kaynak Tahsisi, Uyarlamalı Çok Antenli Önkodlama gibi stratejiler vericide kanal durum bilgisine ihtiyaç duyarlar. Alıcıdan mevcut kanal kestirimi alınarak vericide kanal durum bilgisi elde edilebilir. Doppler frekansının yüksek olduğu yani kanalın hızlı değiştiği yüksek değişkenliğe sahip çevrelerde, verici tarafından kullanılan kanal durum bilgisi, işlemler ve geri beslemelerin doğurduğu gecikmelerden dolayı güncelliğini yitirmektedir ve bu da sistemde önemli bir performans azalmasına sebep olmaktadır. Ayrıca gecikmiş kanal durum bilgisi kapasite ve uyarlamalı OFDM sisteminin bit hata oranı üzerinde olumsuz etki ettiği görülmüştür [21]. Daha önce de değinildiği gibi bu geri besleme gecikmesinin üstesinden gelmenin etkili bir yolu kanal öngörü yöntemidir. Kanal öngörüsü ile ilgili daha detaylı bilgi ileriki bölümlerde verilecektir. Bu bölümde kanal öngörü işlemi sırasında kullanılan bazı temel kanal kestirimi teknikleri anlatılacaktır.

4.1 OFDM Sinyal Modeli

OFDM iletim sisteminin özellikleri ve kanalın matematiksel ifadesi vektör ve matris ifadeleriyle verilecektir. Bunun için önce verici tarafı ele alalım. Bir OFDM sembol vektörü olan $\mathbf{d}[m] \in \mathbb{C}^{N_{IFFT}}$ vektörü m zaman indeksli çip vektörünü $\mu[m]$ oluşturur:

$$\mu[m] = \mathbf{T}_{CP} \frac{1}{\sqrt{N_{IFFT}}} \mathbf{F}_{N_{IFFT}}^H \mathbf{d}[m]. \quad (4.1)$$

Ayrık zaman, T_s hızında örneklenmiştir ve $\mu[m]$ vektörünün paralel seri dönüşümünden sonra sinyal çok yollu kanal ile gönderilir.

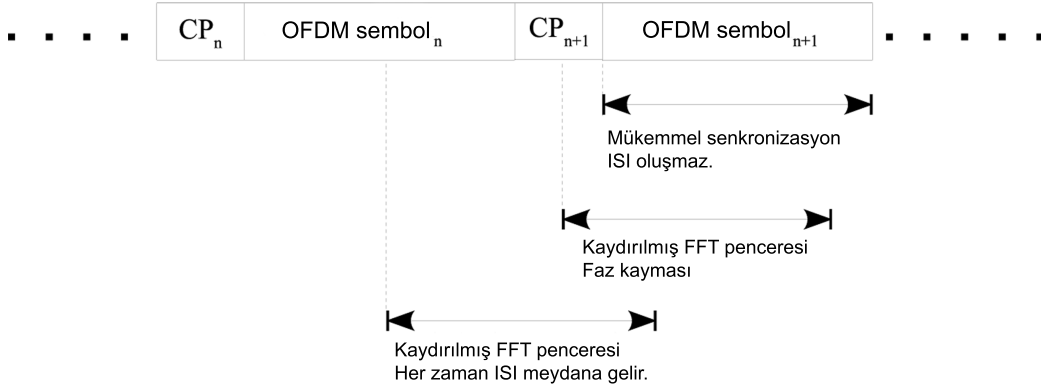
N_{IFFT} -noktalı DFT matrisi olan $\mathbf{F}_{N_{IFFT}} \in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times N_{IFFT}}$ matrisinin elemanları:

$$[\mathbf{F}_{N_{IFFT}}]_{i,l} = e^{\frac{-j2\pi il}{N_{IFFT}}}, i, l \in \{0, 1, \dots, N_{IFFT} - 1\} \quad (4.2)$$

olarak verilir.

\mathbf{T}_{CP} matrisi döngüsel önek yapısını oluşturur:

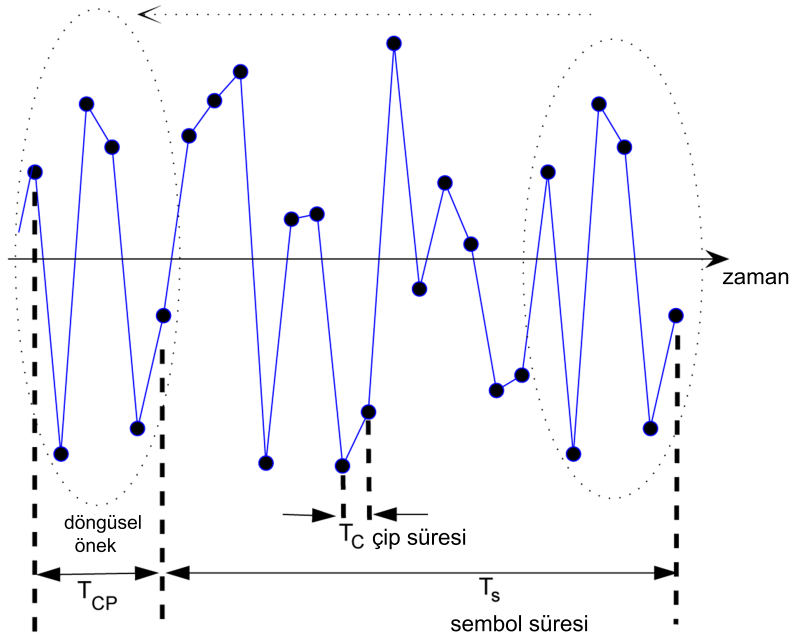
$$\mathbf{T}_{CP} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_{IFFT}-L_{CP}} & \mathbf{I}_{L_{CP}} \\ & \mathbf{I}_{N_{IFFT}} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{P \times N_{IFFT}} \quad (4.3)$$



Şekil 4.1. Döngüsel Önek CP'nin Her Bir OFDM Sembolünün Önüne Eklenmesi

Denklemdaki P değeri çok yollu kanaldaki yol sayısını temsil eder. T_{CP} matrisi bir OFDM sembolünün sonundaki L_{CP} kadar çipi sembolün önüne kopyalar Şekil 4.2.

Eğer bir zaman kayması olursa semboller arası girişim (ISI) meydana gelir ve alınan noktaların kiplenim işlemi sırasında belirlenen kümelenme yerleşimleri bozulur.



Şekil 4.2. Döngüsel Önek CP, Çip ve Sembol Süreleri

Önek ekleme işlemi ile tüm alt-taşıyıcıların sürekli iletimi gerçekleştirilir, bu alıcı-verici arasındaki senkronizasyon için gereklidir ve ayrıca frekans alanında basit eşitleme işlemi kullanma fırsatı sağlar [27].

Eğer $\mu[n]$, $1/T_c$ hızında gönderilecek çip sıralamasını temsil ederse, bir OFDM sembolü için çip sıralamasını gösteren vektör

$$\mu[m] = \begin{bmatrix} \mu[mP] \\ \vdots \\ \mu[mP + P - 1] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^P \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilir. L uzunluğunda çok yollu bir kanal olarak \mathbf{h}' 'i kabul edelim:

$$\mathbf{h}' = \begin{bmatrix} h'[0] \\ \vdots \\ h'[L - 1] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^L \quad (4.5)$$

Bu durumda kullanıcı tarafından alınan gürültüsüz sinyal:

$$x[n] = \sum_{k=0}^L h[k]\mu[n - k] \quad (4.6)$$

şeklinde verilir. Alınan sinyal \mathbf{r} , beyaz Gauss gürültü (white Gaussian noise) $z[n](\sim N(0, \sigma^2))$ tarafından etkilenirse

$$r[n] = x[n] + z[n] \quad (4.7)$$

halini alır. Bir OFDM sembolü için $x[n]$ ve $z[n]$ elemanlarının yapısı şu şekildedir:

$$\mathbf{x}[m] = \begin{bmatrix} x[mP] \\ \vdots \\ x[mP + P - 1] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^P \quad (4.8)$$

$$\mathbf{z}[m] = \begin{bmatrix} z[mP] \\ \vdots \\ z[mP + P - 1] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^P \quad (4.9)$$

Kanalın etkisini hesaba katmak için kanalın aşağı ve yukarı üçgensel Toeplitz matrisini oluşturmak gerekir. Kanalın yukarı ve aşağı üçgensel Toeplitz matrisi:

$$\mathbf{H}^{(0)} = \begin{bmatrix} h'[0] & 0 & & & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ h'[L-1] & & & & \\ 0 & \ddots & & & \\ \vdots & \ddots & & & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h'[L-1] & \cdots & h'[0] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{P \times P} \quad (4.10)$$

ve

$$\mathbf{H}^{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h'[L-1] & \cdots & h'[1] \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ & & & & h'[L-1] & \\ 0 & & & & 0 & \\ \vdots & & & & \vdots & \\ 0 & \cdots & & & 0 & \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{P \times P} \quad (4.11)$$

'dir. Semboller arası girişim şu şekilde modellenir:

$$\mathbf{x}[m] = \mathbf{H}^{(0)}\boldsymbol{\mu}[m] + \mathbf{H}^{(1)}\boldsymbol{\mu}[m-1]. \quad (4.12)$$

Denklemdaki ikinci terim, ardışık iki OFDM sembolü arasındaki ve $\mathbf{x}[m]$ in ilk L tane sembolünü etkileyen semboller arası girişimi ifade eder.

Alıcı tarafta L_{CP} uzunluğundaki döngüsel önek

$$\mathbf{R}_{CP}\mathbf{H}^{(1)} = \mathbf{0}_{N_{IFFT} \times P} \quad (4.13)$$

$$\mathbf{R}_{CP} = [\mathbf{0}_{N_{IFFT} \times P} \mathbf{I}_{N_{IFFT}}] \in \mathbb{R}^{N_{IFFT} \times P} \quad (4.14)$$

işlemi ile geri çıkarılır. Buradaki $\mathbf{0}_{N_{IFFT} \times P}$ ve $\mathbf{0}_{N_{IFFT} \times L_{CP}}$ matrisleri $N_{IFFT} \times P$ ve $N_{IFFT} \times L_{CP}$ boyutlarında 0'lardan oluşur. (4.14) denklemi, eğer en büyük kanal gecikmesi

döngüsel önek uzunluğuna eşit veya daha küçük ise $L - 1 \leq L_{CP}$ yazılabilir. Alınan sinyal şu hale gelir:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}[m] &= \mathbf{FR}_{CP} (\mathbf{x}[m] + \mathbf{z}[m]) = \mathbf{FR}_{CP} \mathbf{H}^{(0)} \mu[m] + \mathbf{FR}_{CP} \mathbf{z}'[m] \\
&= \mathbf{FR}_{CP} \mathbf{H}^{(0)} \mathbf{T}_{CP} \mathbf{F}_{N_{IFFT}}^H \mathbf{d}[m] + \mathbf{FR}_{CP} \mathbf{z}[m] \\
&= \overline{\mathbf{F}} \mathbf{H} \mathbf{F}_{N_{IFFT}}^H \mathbf{d}[m] + \mathbf{R}_{CP} \mathbf{z}[m]
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Buradaki $\overline{\mathbf{H}}$ matrisi $\in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times N_{IFFT}}$ boyutunda tüm kanalın dolanır (circular) matrisidir:

$$\overline{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H}^{(0)} \mathbf{T}_{CP} = \mathbf{F}_{N_{IFFT}}^H \mathit{diag}(\mathbf{g}) \mathbf{F}_{N_{IFFT}} \tag{4.16}$$

Buradaki $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{N_{IFFT}}$ ifadesi, \mathbf{h}' kanalının dürtü yanıtının DFT'sini verir:

$$\mathbf{g} = \mathbf{F}_L \mathbf{h}' \tag{4.17}$$

\mathbf{F}_L matrisi, \mathbf{F} matrisinin ilk L sütununun kırılmış halidir. $\mathbf{H}^{(0)}$ matrisi Toeplitz yapısındadır ve döngüsel önek eklenmesinden dolayı dolanır bir yapıya sahiptir. Ayrıca kanal matrisi olan $\mathit{diag}(\mathbf{g})$ köşegen bir yapıya sahiptir. Sonuç olarak DFT matrisi özvektörlerden oluşur. (4.15) ve (4.16) denklemleri kullanılarak, alınan sinyal şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{y}[m] = \mathit{diag}(\mathbf{g}) \mathbf{d}[m] + \mathbf{z}[m] \tag{4.18}$$

Gürültü vektörünün $\mathbf{z}[m]$ elemanları değışintisi σ_z^2 olan beyaz Gauss tiplidirler. Ayrıca $\mathbf{z}[m]$ 'in eşdeğışinti matrisi özdeş değşerlerden oluşur ve köşegenel yapıya sahiptir:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{\mathbf{z}[m]} &= E[\mathbf{FR}_{CP} \mathbf{z}[m] \mathbf{z}[m]^H \mathbf{R}_{CP}^H \mathbf{F}^H] \\
&= \sigma_z^2 \mathbf{FR}_{CP} \mathbf{R}_{CP}^H \mathbf{F}^H \\
&= \sigma_z^2 \mathbf{I}_{N_{IFFT}}
\end{aligned} \tag{4.19}$$

(4.18) denkleminin ifade ettiği şekilde, sembol vektörü olan $\mathbf{d}[m]$, ayırık frekans-düz sönümlenmeli alt-kanallar üzerinden iletilir.

Sonuç olarak OFDM iletimi için kullanılan sinyal modeli (4.18) denkleminde de verildiği gibi

$$\mathbf{y}[m] = \text{diag}(\mathbf{g})\mathbf{d}[m] + \mathbf{z}[m] \quad (4.20)$$

'dir. Kanal öngörü işlemlerini daha kolay yapabilmek için kullanılan sinyal modelini daha basitleştirmek gerekmektedir. Bunun için kanal öngörü işlemi bir OFDM sembolü üzerine odaklanarak anlatılacaktır ve ifade kolaylığı açısından (4.18) denklemindeki m indisi kullanılmadan denklem yeniden yazılacak olursa

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h} + \mathbf{z} \quad (4.21)$$

halini alır. Buradaki

- $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_{IFFT}}$ vektörü alınan OFDM sembol vektörünü,
- $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times N_{IFFT}}$ matrisi sıfırları, referans sembollerini ve data sembollerini birlikte içeren köşegenel matrisi,
- $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N_{IFFT}}$ vektörü kanalın dürtü yanıtı vektörünü,
- $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_{IFFT}}$ vektörü beyaz Gauss tipli gürültü vektörünü,
- $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times N_{IFFT}}$ matrisi ise DFT matrisini

ifade etmektedir. \mathbf{F} matrisinin yapısı:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} f_{1,1} & \cdots & f_{1,N_{IFFT}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{N_{IFFT},1} & \cdots & f_{N_{IFFT},N_{IFFT}} \end{bmatrix}_{N_{IFFT} \times N_{IFFT}} \quad (4.22)$$

şeklindedir. Bu N_{IFFT} -noktalı DFT matrisinin $\mathbf{F}_{N_{IFFT}} \in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times N_{IFFT}}$ elemanları şu şekilde oluşturulur:

$$[\mathbf{F}_{N_{IFFT}}]_{i,l} = e^{\frac{-j2\pi il}{N_{IFFT}}}, i, l \in \{0, 1, \dots, N_{IFFT} - 1\}. \quad (4.23)$$

Kanal öngörü işlemi, vericiden gönderilmiş referans sembolleri baz alınarak yapılır. Bu referans sembollerinin yapısı ve yerleşim şekli Bölüm 2.3'te açıklanmıştır. Referans sembollerini kullanmanın temel amacı, aradeğerleme işlemi uygulanarak veri sembollerini içeren alt-taşıyıcılar için gerekli kanal öngörülerini elde etmektir. Yani referans sembollerini içeren alt-taşıyıcılar, veri sembollerini içeren alt-taşıyıcılar için kullanılmış olur, çünkü hem alıcıda hem de vericide referans sembollerinin ne olduğu ve bunların yerleşiminin nasıl yapılacağı bilgisi mevcuttur. Alınan referans sembolleri ile önceden bilinen ve gelmesi beklenen referans sembolleri karşılaştırır ve aradaki bilgi bize kanalın durumu hakkında bilgi vermiş olur. Bu yöntemle iletim kanalının gönderilen referans sembollerini nasıl bir sönümlenmeye maruz bıraktığı bulunur. Bu sönümlenme bilgisi daha sonra alınacak veri sembollerinin maruz kalacağı sönümlenmeyi yaklaşık olarak tarif eder, sonuç olarak kanal kestirimi yapılmış olur.

Kanal model bilgisi ve referans sembolleri baz alınarak aşağıdaki varsayımlar çıkarılabilir:

- Eğer kanalın \mathbf{h} en büyük gecikmesi $L - 1$ 'inci yolu temsil ederse, \mathbf{F} matrisinin ilk L kadar sütunu hesaba katılır ve geri kalanı ise sıfırlardan oluşur. $\mathbf{h}' \in \mathbb{C}^L$ vektörü \mathbf{h} vektörünün ilk L tane elemanından oluşur.
- Şekil 2.5'de referans sembollerinin yerleşim yapısı verilmiştir. Bu sembollerin pozisyonlarını gösteren satırlar köşegenel matris olan \mathbf{X} matrisini oluşturmak için gereklidir.

Referans sembolleri baz alınarak (4.21) denklemi yeniden düzenlenirse:

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{X}_r \mathbf{T}_r \mathbf{h}' + \mathbf{z}_r \quad (4.24)$$

\mathbf{X}_r matrisi

$$\mathbf{X}_r = \text{diag}(x_r(1) \dots x_r(N_r)) = \begin{bmatrix} x_r(1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & x_r(2) & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & x_r(N_r) \end{bmatrix}_{N_r \times N_r} \quad (4.25)$$

ve \mathbf{T}_r matrisi ise

$$\mathbf{T}_r = \begin{bmatrix} f_{t_r(1),1} & \dots & f_{t_r(1),L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{t_r(N_r),1} & \dots & f_{t_r(N_r),L} \end{bmatrix}_{N_r \times L} \quad (4.26)$$

şeklinde yapıya sahiptirler. Buradaki N_r değeri bir OFDM sembolü için kullanılan referans sembolü sayısını verir. $x_r(i)$ değeri frekans alanında i 'inci referans sembolünü, $t_r(i)$ değeri ise o sembolü taşıyan alt-taşıyıcının indisini temsil eder. $\mathbf{z}_r \in \mathbb{C}^{N_r}$ vektörü gürültü vektörünün kırılmış halidir ve yine beyaz Gauss tiplidir. Sonuç olarak gönderilen referans sembollerinin \mathbf{x}_r bilgisi kullanılarak kanal \mathbf{h}' kestirilir.

4.2 En Küçük Kareler Kestiricisi (LS)

Kanal kestirimini sağlamak için veri eklemeli ve veri eklemesiz olmak üzere iki temel kanal kestirim tipi kullanılır. Veri eklemesiz kanal kestiriminde herhangi bir veri eklemesi yapılmaksızın kanal kestirimi yapılır ancak kablosuz kanalların zamana bağımlı olmasından dolayı bu tekniğin performansı düşüktür [25]. Bu tez çalışmasında daha önceki bölümlerde de değinildiği üzere veri eklemeli daha açık bir ifadeyle referans semboller kullanılarak kestirim yapılacaktır. Referans sembol eklemeli kanal kestirim yönteminde yapısı ve pozisyonu alıcı tarafından bilinen pilot sembollerden faydalanılır. Veri eklemeli kanal kestirim yöntemi veri eklemesiz yöntemle göre daha iyi performans göstermesi nedeniyle yüksek hızlı veri iletimi yapılan uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu yöntemde LS gibi algoritmalarından faydalanılır [26]. En küçük kareler (LS) kestiricisi, kanal öngörü yönteminde bilinmeyen sembollerin kestirilmesi için kullanılan en yaygın kestirim yöntemlerinden biridir. LS kestiricisi, bir takım temel varsayımların sağlanması durumunda sağlıklı sonuçlar verebilmektedir.

4.2.1 Frekans Alanında En Küçük Kareler Kestiricisi ile Kanal Kestirimi

Gönderilen referans sembollerinin alıcı tarafından önceden bilinmesi sayesinde yapılan ilk kestirim, LS kestiricisiyle kanal dürtü yanıtı için yapılan kestirim işlemidir. \mathbf{H}_{LS} kanal dürtü cevabını kestirmek için her bir OFDM sembolüne eklenmiş blok tipi pilot sembollerden faydalanılmıştır. LS kanal kestirim algoritmasında

$$(\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h})^H(\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h}) \quad (4.27)$$

ifadesi enküçüklenerek kanal dürtü yanıtı elde edilir:

$$\mathbf{H}_{LS} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y} \quad (4.28)$$

Frekans alanında kanal dürtü yanıtının kestirimi:

$$\mathbf{H}_{LS} = \left[\frac{y_r(1)}{x_r(1)}, \frac{y_r(2)}{x_r(2)}, \dots, \frac{y_r(N_r)}{x_r(N_r)} \right] \quad (4.29)$$

şeklinde bulunur. Bu kestirim sadece referans sembollerini taşıyan alt-taşıyıcılar üzerinden gerçekleştirilir. Sonrasında kestirim sonucu tüm frekans aralığı üzerinden aradeğerleme yapılarak veri sembollerini içeren alt-taşıyıcıların kestirimine ulaşılır. Aradeğerleme işlemi frekans ya da zaman alanında uygulanabilir ve ardından aradeğerlendirme işlemi, kanalın ilk L kadar yolunu hesaba katıp geri kalan kısmını sıfırlayarak gerçekleştirilir. L -yollu kanal kestirildikten sonra kanal frekans alanına geri dönüştürülür.

4.2.2 Frekans Alanından Zaman Alanına Geçiş

Bir OFDM sembolü için kanalın dürtü yanıtının LS kestiricisiyle elde edilmiş hali \mathbf{H}_{LS}

$$\mathbf{H}_{LS} = \mathbf{T}_r \mathbf{h}_{LS} \quad (4.30)$$

şeklinde frekans alanı için tanımlanabilir. Eğer kanalın dürtü yanıtının kestirimi daha sonraki işlemlerde kolaylık olması için zaman alanında tanımlamak istenirse

$$\mathbf{h}_{LS} = \mathbf{T}_r^H \mathbf{H}_{LS} \quad (4.31)$$

dönüşümü yapılabilir. Denklemden kullanılan $N_r \times L$ boyutlu \mathbf{T}_r matrisi, sütunları referans sembollerini taşıyan alt-taşıyıcı indisleri tarafından belirlenen FFT matrisinin bir alt-matrisidir:

$$\mathbf{T}_r = \begin{bmatrix} f_{t_r(1),1} & \cdots & f_{t_r(1),L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{t_r(N_r),1} & \cdots & f_{t_r(N_r),L} \end{bmatrix}_{N_r \times L} \quad (4.32)$$

4.2.3 Zaman Alanında En Küçük Kareler Kestiricisi ile Kanal Kestirimi

Bu bölümde zaman alanında kanal kestirimi yapılacaktır ve bu işlem için önce (4.21) denklemini zaman alanına dönüştürülmelidir. Bu metodu daha iyi anlamak için, bir OFDM sembolü için zaman ekseninde alınan sinyal olan \mathbf{r} sinyalini oluşturmak gerekir:

$$\mathbf{r} = \mathbf{F}^H \mathbf{X} \mathbf{F}_L \mathbf{h}' + \mathbf{z}_t \quad (4.33)$$

Buradaki $\mathbf{h}' \in \mathbb{C}^L$ vektörü L -dallı kanalın dürtü yanıtıdır ve $\mathbf{F}_L \in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times L}$ matrisi, kanalın N_{IFFT} tane alt-taşıyıcı üzerinden frekans alanı gösterimini veren Fourier matrisidir. \mathbf{X} matrisi ise gönderilen sembollerdir. $\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times N_{IFFT}}$ matrisi azaltılmış sinyali frekans alanından zaman alanına dönüştürür. Denklem (4.33)'deki \mathbf{r} ifadesi Denklem (4.21)'deki \mathbf{y} 'nin zaman alanındaki gösterimini ifade eder, \mathbf{z}_t ise karmaşık değerli beyaz Gauss gürültüdür.

Alınan sinyal olan \mathbf{r}

$$\mathbf{r} = \mathbf{S} \mathbf{h}' + \mathbf{z}_t \quad (4.34)$$

şeklinde yazılırsa \mathbf{S} matrisi

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}^H \mathbf{X} \mathbf{F}_L \quad (4.35)$$

ifadesine eşittir. Köşegenel bir matris olan \mathbf{X} , alt-taşıyıcılar üzerinden kiplenen karmaşık değerli sembollerini içerir ve şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}_d + \mathbf{A}_r \quad (4.36)$$

Burada verilen $\mathbf{A}_d \in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times N_{IFFT}}$ matrisi ile $\mathbf{A}_r \in \mathbb{C}^{N_{IFFT} \times N_{IFFT}}$ matrisi köşegen matrislerdir ve gönderilen veri ve referans sembollerinin pozisyonlarında genel olarak sıfırdan farklı elemanlar içerir. Ayrıca \mathbf{A}_d ve \mathbf{A}_r matrislerinin kesişimleri boş kümedir. Gönderilen semboller bilinmediği için, sadece referans sembolleri baz alınarak \mathbf{S} matrisinin yaklaşımı yapılır:

$$\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{F}^H \mathbf{A}_r \mathbf{F}_L \quad (4.37)$$

Kanalın dürtü yanıtının LS kestirimiyle elde edilmiş hali

$$\mathbf{h}_{LS} = (\hat{\mathbf{S}}^H \hat{\mathbf{S}})^{-1} \hat{\mathbf{S}}^H \mathbf{r} \quad (4.38)$$

şeklinde bulunur [22]. Denklem 4.37 ile Denklem 4.38'i birleştirdiğimizde sonuç

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{LS} &= (\mathbf{F}_L^H \mathbf{A}_r^H \mathbf{A}_r \mathbf{F}_L)^{-1} \mathbf{F}_L^H \mathbf{A}_r^H \mathbf{F} \mathbf{r} \\ &= (\mathbf{F}_L^H \mathbf{A}_r^H \mathbf{A}_r \mathbf{F}_L)^{-1} \mathbf{F}_L^H \mathbf{A}_r^H \mathbf{y} \end{aligned} \quad (4.39)$$

şeklini alır.

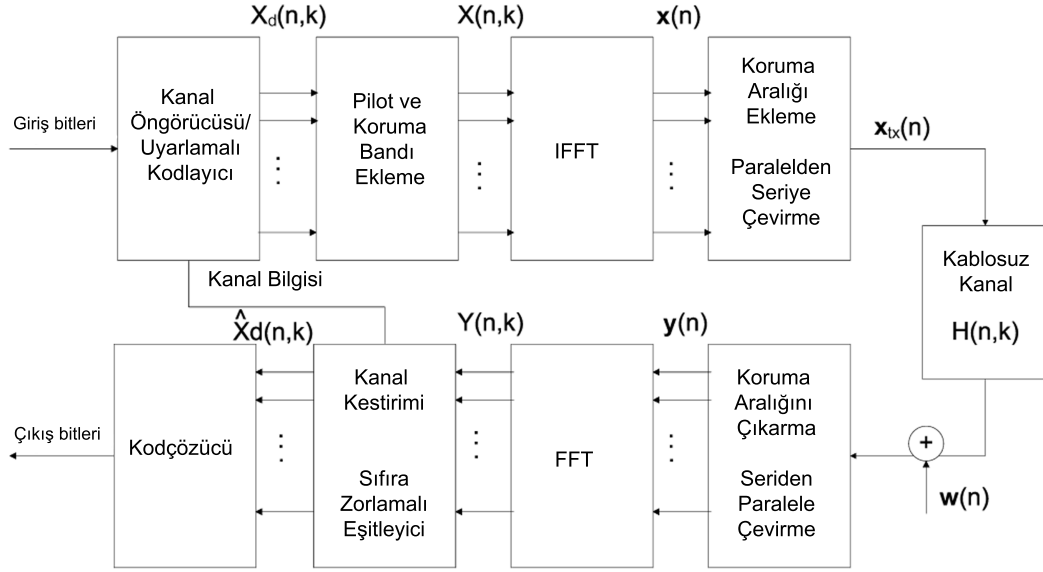
Eğer $(\mathbf{F}_L^H \mathbf{A}_r^H \mathbf{A}_r \mathbf{F}_L)^{-1} \mathbf{F}_L^H \mathbf{A}_r^H$ matrisi sabit verilir ise, hesaplama işlemi açısından LS kestiricisi basit hale gelir.

LTE uygulamalarında, matris evirme (inversion) işlemi birkez gerçekleştirilir ve kanal istatistiklerinin değişimi gözardı edilerek kullanılır. Bu yaklaşım referans sembollerinin yerleşim düzeninin değişmediği varsayılarak yapılır. Buna rağmen, LS kestirimi gerçekleştirilirken, matris evriminden kaynaklanan kötü koşullu bir problem ortaya çıkar. Bu problemi çözümlenmenin yolu matrisin özdeğerlerinin düzenlenmesidir. Bu düzenleme, matrisin köşegenine küçük sabit bir değer eklenmesi yöntemi [22] veya aşağıörnekleme işlemi ile gerçekleştirilir.

5. SİNÜZOİDAL MODEL İLE PİLOT TABANLI KANAL ÖNGÖRÜSÜ

Modern yüksek performanslı OFDM verici stratejileri vericide kanal durum bilgisine ihtiyaç duyarlar. Alıcıdan mevcut kanal kestiriminin dönütü alınarak kanal durum bilgisi elde edilebildiği gibi verici Zaman Bölmeli Çift yönlü (TDD) kanalda kendi kestirimini de yapabilir. Doppler kaymasının yüksek olduğu yani kanalın hızlı değiştiği yüksek değişkenliğe sahip çevrelerde, verici tarafından kullanılan kanal durum bilgisi işlemler ve geri beslemelerin doğurduğu gecikmelerden dolayı güncelliğini yitirmektedir ve bu da sistemde önemli bir performans azalmasına sebep olmaktadır. Bu geri besleme gecikmesinin üstesinden gelmenin etkili bir yolu kanal öngörü yöntemidir. Kanal öngörüsünü kullanmanın sistemin performansını arttırdığı, literatürde birçok çalışmada kanıtlanmıştır. [28] çalışmasında, düşük mobiliteye sahip çevrelerde uzun mesafe kanal öngörüsünün uyarlamalı OFDM sisteminin performansını arttırdığı gösterilmiştir. [10] çalışmasında zaman alanında kanal dalları için karar yönlü ve uyarlamalı kısa mesafe kanal öngörüsü yapılmıştır. [29]'de ise, zaman alanındaki kanal dallarına yansız kanal gücü öngörü işlemi uygulanmış ve frekans alanında tüm alt-taşıyıcılar için kanal öngörüsünün ilk çalışmaları verilmiştir.

Bu çalışmada, klasik kestirim prensipleri kullanılarak OFDM kanalları öngörüülecektir. Kestirimi yapılacak bu parametreler rastgele olmayan ve bilinmeyen değerlerdir. Kanal modeli olarak [30] ile [8]'de verilen genel uzak alan saçıcı kabloşuz kanal modeli kullanılacaktır. Pilot sembol eklemeli OFDM sistemleri için sönümlenmeli kabloşuz kanal öngörü algoritması incelenecektir. Algoritmada, hem zamanla hem de frekansla değişen yani çifte seçici ışın tabanlı fiziksel kanal modeli ile zamanda ve frekansta eş-uzaylı pilot alt-taşıyıcılar kullanılacaktır. Bu algoritmada, ilk aşamada kanal modelinin parametrelerini yakalamak için tek boyutta iki aşamalı ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) yöntemi kullanılacak ikinci aşamada ise elde edilen modelden dışdeğerlendirme işlemi aracılığıyla kanal öngörüsü yapılacaktır. Fakat kanal modeli parametrelerini yakalama işlemi kübik karmaşıklığa sahip olduğu için, uyarlamalı ESPRIT yöntemi baz alınarak doğrusal karmaşık kanal parametreleri elde edilecektir, çünkü bu yöntem zamanla değişen kanal modelinin parametrelerine kesintisiz adaptasyon sağlamaktadır. Ayrıca ESPRIT [31] algoritmasının seçilme sebebi, ortalama karesel hata (MSE) performansının diğer metotlara göre daha iyi olması ve uygulanabilirliği kolaylaştıran kapalı formda çözüme sahip olması gibi avantajlarıdır.



Şekil 5.1. Uyarlamalı OFDM Sisteminin Blok Şekli

Algoritma oluşturulurken çifte seçici ışın tabanlı kanal modeli, iki boyutlu karmaşık sinüzoidlerin toplamı şeklinde modellenmiştir. Bu sinüzoidlerin frekansları her bir ışının Doppler frekansını ve zaman gecikmesini temsil eder. Kanal model parametrelerinin yavaş değiştiği yani kısa bir kestirim ve öngörü zaman penceresi içinde bu parametrelerinin esasen sabit olduğu farzedilir. Bu sayede uygun pilot alt-taşıyıcılarını kullanarak kanal model parametrelerini güvenilir şekilde kestirebilir ve bu modele ileri yönlü dışdeğerlendirme işlemi uygulayarak kanalın sonraki yanıtı basit şekilde öngörülebilir.

5.1 Sistem Modeli

5.1.1 OFDM Tabanbant Sistem Modeli

OFDM sistemini oluşturan tüm alt-taşıyıcı sayısı $N = N_u + N_g + 1$ adettir. Buradaki $N_u = N_d + N_f$ kadardır (genel olarak çift sayı), kullanılan bandın ortasında yer alır ve N_d sayısı kadar data alt-taşıyıcı, N_f sayısı kadar pilot/referans alt-taşıyıcı ve 1 tanede 0'nci indis için boş alt-taşıyıcı içerir. N_g kadar alt-taşıyıcılar ise koruma alt-taşıyıcılarıdır ve sinyalin doğal olarak düşüşüne izin vermek için sıfırlanmış, FFT tuğla duvarı şekil yapısını oluştururlar. F_s , $\Delta f = \frac{F_s}{N}$ kadarlık alt-taşıyıcı aralığını belirleyen örnekleme frekansdır, kullanılan sembol süresi ise $T_u = \frac{1}{\Delta f}$ kadardır. T_{CP} kadarlık döngüsel önek süresi semboller arası girişimden korunma için kullanılır. Bölüm içinde sıkça kullanılan parametreler Tablo 5.1'de verilmiştir.

Tablo 5.1. Kanal Öngörü Notasyonunda Sıkça Kullanılan Parametreler

Notasyon	Açıklama
$\alpha_{r,p}$	p'inci dalın r'inci ışını için genlik
$\phi_{r,p}$	p'inci dalın r'inci ışını için faz
$f_{r,p}$	p'inci dalın r'inci ışını için Doppler frekansı
$\omega_{r,p}$	Normalize edilmiş radyal Doppler frekansı
τ_p	p'inci dalın r'inci ışını için zaman gecikmesi
φ_p	Normalize edilmiş radyal zaman gecikmesi
Δf	Alt-taşıyıcı frekans aralığı
D_f	Pilot alt-taşıyıcıların aralığı
D_t	Pilot sembollerin aralığı
P	Dalların sayısı
P_{\max}	Dalların en büyük sayısı
R_p	p'inci dalın ışınlarının sayısı
$R_{p,\max}$	p'inci dalın ışınlarının en büyük sayısı
N	Alt-taşıyıcı sayısı
N_{CP}	Döngüsel önek uzunluğu
N_f	Pilot alt-taşıyıcı sayısı
N_t	Pilot sembol sayısı
N_u	Kullanılan alt-taşıyıcı sayısı

Sonuç olarak bir OFDM sembolünün toplam süresi $T_{sym} = T_{CP} + T_u$ olur. n 'inci OFDM sembolü için karmaşık tabanbant gösterimi

$$s_n(t) = \sum_{\substack{k=-N_u/2 \\ k \neq 0}}^{N_u/2} X(n, k) e^{j2\pi \Delta f (t - T_{CP})} \quad (5.1)$$

şeklindedir ve

$$nT_{sym} \leq t \leq (n+1)T_{sym} \quad (5.2)$$

aralığında tanımlıdır.

Zaman ve frekans senkronizasyonunun mükemmel olması için döngüsel önek süresi olan T_{CP} kanalın en büyük gecikme yayılımından τ_{max} daha büyük kabul edilir. n 'inci sembolün k 'inci alt-taşıyıcıdan alınan sinyali şu şekilde verilsin:

$$Y(n, k) = H(n, k)X(n, k)G(k) + W(n, k) \quad (5.3)$$

burada;

- $H(n, k)$ karmaşık kanal yanıtını,
- $X(n, k)$ iletmek istediğimiz karmaşık gönderilen sembolü,
- $G(k) = G_T(k)G_R(k)$, $G_T(k)$ k 'inci alt-taşıyıcı frekansı için vericinin darbe şekillendirici filtresinin frekans yanıtını, $G_R(k)$ alıcının darbe şekillendirici filtresinin frekans yanıtını,
- $W(n, k)$ sıfır ortalamalı, dairesel simetrik, Gauss dağılımlı ve varyansı σ^2 olan (AWGN) gürültüyü

ifade etmektedir.

5.1.2 Çifte Seçici Telsiz Kanal

Çifte seçici telsiz kanalın sürekli zaman dürtü yanıtı, çözümlenebilir dalların ayrık sayıda üst üste bindirilmesiyle modellenebilir:

$$h_c(t, \tau) = \sum_{p=1}^P \gamma_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)). \quad (5.4)$$

Buradaki $\tau_p(t)$ p 'inci dalın zamanla değişen gecikme ve $\gamma_p(t)$ p 'inci dalın karmaşık kazancını temsil eder, P ise toplam dal sayısıdır.

Yansıtıcı ve saçıcıların alıcıdan yeterince uzak olduğunu varsayılmaktadır. Alıcı antene gelen dalga modeli küresel dalganın yaklaştırılmış modelidir ve alıcı sabit hızla doğrusal hareket yapar. Bu ifadeler açık alan makro-hücrese yayılım senaryoları için geçerlidir ve kısa zaman pencereleri içinde dikkate alınır.

Bu varsayımların tümü $\gamma_p(t)$ ifadesini karmaşık sinüzoidlerin toplamı şeklinde ifade etmeye izin verir:

$$\gamma_p(t) = \sum_{r=1}^{R_p} \alpha_{r,p}(t) e^{j\phi_{r,p}(t)} e^{j2\pi f_{r,p}t}. \quad (5.5)$$

Burada

- R_p , p 'inci dalı oluşturan ışınların toplam sayısını,
- $\alpha_{r,p}(t)$, p 'inci dalın r 'inci ışını için gerçek değerli genliğini,
- $\phi_{r,p}(t)$, p 'inci dalın r 'inci ışınının fazını,
- $f_{r,p}$, p 'inci dalın r 'inci ışınının Doppler frekansını

gösterir.

Tüm bu parametreler genel olarak zamana bağlı olsalar da, kısa bir kestirim ve öngörü zaman penceresi içinde bu parametrelerin esasen sabit olduğu farzedilir. Parametrelerin bu zaman penceresi boyunca yavaş değişmesine izin verilir. Bu sayede düşük hesaplama yükü altında durağan olmayan kanala adapte olması için parametre izleme tekniğini kullanabiliriz.

Denklem 5.5'deki parametrelerin zamana bağımlılığı kaldırıp bunu denklem (5.4)'te yerine koyalım. Daha sonra bu denklemin Fourier dönüşümünü alırsak durağan pencere içerisinde kanalın frekans yanıtını elde ederiz:

$$H_c(t, f) = \sum_{p=1}^P \sum_{r=1}^{R_p} \alpha_{r,p} e^{j\phi_{r,p}} e^{j2\pi(f_{r,p} - \tau_p f)}. \quad (5.6)$$

Bu ifade toplamda $R = \sum_{p=1}^P R_p$ tane karmaşık sinüzoidal ışıdan oluşur. Bu ışınları ifade etmek için bu dördü gösterim $\{\alpha_{r,p}(t), \phi_{r,p}(t), f_{r,p}, \tau_p\}$ kullanılabilir.

Herhangi iki ışının aynı Doppler frekans ve zaman gecikme değeri $\{f_{r,p}, \tau_p\}$ çiftini kullanmadığını varsayılır, aksi halde ikisi tek bir ışın formu içinde birleştirilir. Fakat farklı

işinlar aynı Doppler frekansını veya aynı gecikmeyi paylaşabilirler. Ayrıca sembol süresi T_{sym} , alt-taşıyıcı aralığı Δf olan OFDM sisteminin uygun dögüsel uzantıya ve örnekleme zamanına sahip olduğu kabul edilir, bu sayede örneklenmiş kanal frekans yanıtı

$$H(n, k) = \sum_{p=1}^P \sum_{r=1}^{R_p} \alpha_{r,p} e^{j\phi_{r,p}} e^{j2\pi(f_{r,p}nT_{sym} - \tau_p k \Delta f)} \quad (5.7)$$

olur. Unutulmamalıdır ki, $f_{r,p}$ ve τ_p nin pratikteki değeri en büyük Doppler yayılımı ve en büyük gecikme yayılımı ile sınırlıdır:

$$0 \leq f_{r,p} \leq f_{max} \quad (5.8)$$

$$0 \leq \tau_p \leq \tau_{max} \quad (5.9)$$

5.1.3 Pilot Örüntüsü ve LS Kanal Kestirimi

Her OFDM sembolü için kullanılan alt-taşıyıcı sayısı N_u iken her $D_f = \lfloor N_u/N_f \rfloor$ alt-taşıyıcıya N_f kadar pilot alt-taşıyıcı eklendiğini kabul edilir. Frekans alanında örtüşme olmaması için $D_f \leq 1/(\Delta f \tau_{max})$ şeklinde seçilir. Ayrıca zaman alanında örtüşme olmaması için her D_t kadar sembole N_t kadar pilot sembol eklenir ve $D_t \leq 1/(2T_{sym} f_{max})$ şeklinde seçilir.

Frekans ekseninde, pilot alt-taşıyıcıların indisleri

$$k_q = \left(\frac{N_f}{2} - q\right)D_f, q = 0, \dots, N_f - 1 \quad (5.10)$$

ve zaman ekseninde pilot sembollerinin indisleri

$$n_l = lD_t, l = 0, \dots, N_t - 1 \quad (5.11)$$

şeklinde verilsin.

Belirlenen bu $N_f \times N_t$ boyutlu pilot yerleşiminde LS kanal kestirimi gerçekleştirilir. Kestirim için alınan sinyal $Y(n_l, k_q)$ ve bilinen pilot semboller $X(n_l, k_q)$ kullanılır:

$$\hat{H}_{LS}(l, q) = Y(n_l, k_q)/X(n_l, k_q) \quad (5.12)$$

$$\hat{H}_{LS}(l, q) = G(k_q) \sum_{p=1}^P \sum_{r=1}^{R_p} c_{r,p} e^{j2\pi(\omega_{r,p}l + \varphi_p q)} + \tilde{W}(l, q). \quad (5.13)$$

Burada;

$$\omega_{r,p} = 2\pi f_{r,p} D_t T_{sym}, \quad (5.14)$$

$$\varphi_p = 2\pi \tau_p D_f \Delta f, \quad (5.15)$$

$$c_{r,p} = \alpha_{r,p} e^{j(\phi_{r,p} - \varphi_p N_f / 2)} \quad (5.16)$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

Pilot sembolleri, rasgele olmayan karmaşık değerli ve birim genliğe sahip sembollerdir.

$$\tilde{W}(l, q) = W(n_l, k_q)/X(n_l, k_q) \quad (5.17)$$

şeklinde σ^2 varyansa sahip AWGN gürültüdür. Notasyonun kolay olması için

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_0^{0:N_f-1} & \dots & \hat{\mathbf{h}}_{N_t-1}^{0:N_f-1} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

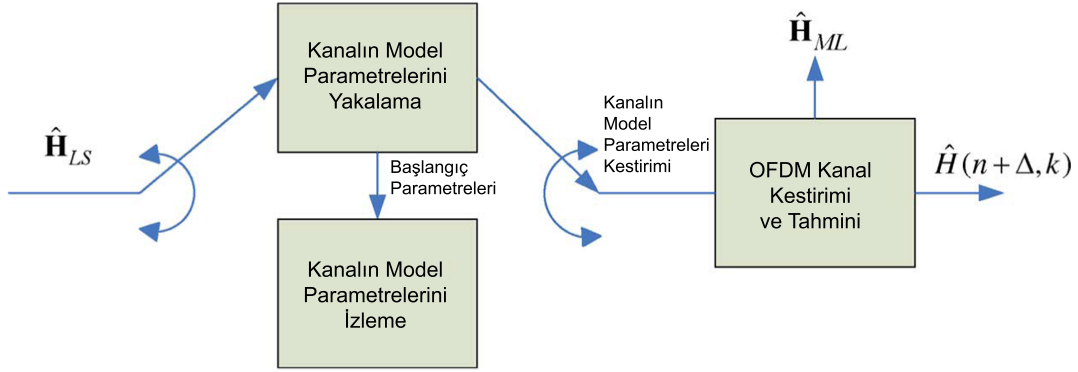
şeklinde $N_f \times N_t$ boyutlu LS kestirim matrisi tanımlandığında matris

$$\hat{\mathbf{h}}_l^{a:b} = [\hat{H}_{LS}(l, a), \dots, \hat{H}_{LS}(l, b)]^T \quad (5.19)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_l^{a:b} = \begin{bmatrix} \hat{H}_{LS}(l, a) \\ \vdots \\ \hat{H}_{LS}(l, b) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

vektörü, n_l zaman indisi ve $\{k_q\}_{q=a}^{q=b}$ pilot indisi için kestirimi gösteren sütun vektörüdür.

5.2 OFDM Kanal Öngörü Algoritması



Şekil 5.2. OFDM Kanal Öngörü Algoritmasının Blok Şekli

Şekil 5.2' de görüldüğü gibi OFDM kanal öngörü algoritması ilk önce LS kestirimi \hat{H}_{LS} kullanarak rastgele olmayan kanal modelinin parametrelerini kestirir. Daha sonra bu modeli dışdeğerlendirme yaparak gelecekteki kanalı $\hat{H}(n + \Delta, k)$ öngörür. Ayrıca öngörü algoritması gerçekleştirilirken yan ürün olarak geliştirilmiş En Büyük Olabilirlik (ML) kestirimi de üretilir.

5.2.1 Kanal Model Parametrelerinin Yakalanması

Denklem (5.18), iki boyutlu karmaşık sinüzoidlerin toplamı (2D-SoS) ve AWGN gü-rültülü bir forma sahiptir. $G(k_q)$ olarak darbe şekillendirici filtrenin frekans yanıtı verilmiştir. Fakat neredeyse düz bant geçiren yanıtı elde etmek için böyle filtreleri dizayn etmek zor değildir. Bu sebeple algoritmanın oluşturulması sırasında $G(k_q)$ minimal etkisi basitçe ihmal edilir. Kanal kestirimi yeniden oluşturularak

$$\hat{H}_{LS}(l, q) = \sum_{p=0}^{P-1} g_p(l) e^{j\varphi_p q} + \tilde{W}(l, q) \quad (5.21)$$

şeklinde yazılır ve p 'inci yayılımın karmaşık kazancı

$$g_p(l) = \sum_{r=0}^{R_p-1} c_{r,p} e^{j\omega_{r,p} l} \quad (5.22)$$

şeklinde ifade edilir.

Daha önce de belirtildiği gibi R_p tane sinüzoidal ışın aynı zaman gecikmesini φ_p paylaşır. Bu yaklaşım sayesinde kestirim işlemi iki adıma bölünebilir; birinci adım zaman gecikme (φ_p) kestirimi, ardından ikincisi Doppler frekansı ($\omega_{r,p}$) kestirimi. Artık kestirim işlemimizi iki adımlı tek boyutta kanal parametre kestirimi olarak adlandırabiliriz.

5.2.1.1 Zaman Gecikmesi Kestirimi

Zaman gecikmesi kestirimi adımı kendi içinde dört alt adıma ayrılabilir; özilinti matrisini kestirme ve özdeğer ayrışımı (EVD) işlemini gerçekleştirme, dal sayısı P 'yi kestirme, her dalın $p = 0, \dots, \hat{P} - 1$ zaman gecikmesini ve karmaşık genliğini kestirme.

a) Özilinti Matrisini Kestirme ve EVD'sini Alma :

N_t kadar OFDM sembolüne sahip olmamız sebebiyle, modifiye edilmiş değişinti metodunu [32] kullanarak üretilmiş her sembol için frekans özilinti kestiriminin ortalamasını kullanabiliriz:

$$\hat{\mathbf{R}}^f = \frac{1}{N_t} \sum_{l=0}^{N_t-1} \frac{1}{2} \left(\hat{\Psi}(n_l) + \mathbf{J} \hat{\Psi}(n_l)^H \mathbf{J} \right) \quad (5.23)$$

$$\hat{\Psi}(n_l) = \frac{1}{N_f} \sum_{q=K}^{N_f} \left(\hat{\mathbf{h}}_l^{(q-K+1):q} \right) \left(\hat{\mathbf{h}}_l^{(q-K+1):q} \right)^H. \quad (5.24)$$

Buradaki \mathbf{J} matrisi yerdeğiştirme matrisidir ve yapısı

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & \vdots & . & 0 & \vdots \\ \vdots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

şeklinindedir. K özilinti matrisinin büyüklüğüdür ve mümkün olan en büyük sayıda dal değeri olan P_{max} 'dan büyük, N_f ' değerinden ise küçük seçilir. $\hat{\mathbf{R}}^f$ matrisinin EVD işlemi:

$$\hat{\mathbf{R}}^f \xrightarrow{EVD} \sum_{k=1}^K \hat{\lambda}_k^f \hat{\mathbf{v}}_k \hat{\mathbf{v}}_k^H \quad (5.26)$$

ve $\hat{\lambda}_1^f \geq \dots \geq \hat{\lambda}_K^f$ olarak gerçekleştirilir. Bu sayede kestirilmiş özilinti matrisinin $\hat{\mathbf{R}}^f$ azalan sırada kestirilmiş özdeğerleri $\{\hat{\lambda}_k^f\}_{k=1}^K$ elde edilir.

b) Dal Sayısı P Kestirimi :

Dal sayısının kestirimi esasen model-selection problemidir ve çözümü için En Küçük Tanım Uzunluğu Metodu (MDL) tutarlılığından dolayı [32] en yaygın kullanılan metottur. Modifiye edilmiş değişinti ortalama tekniğine [33] uygun olan MDL metodu uygulanırsa:

$$\hat{P} = \arg \min_{1 \leq \mu \leq K-1} \left\{ -\log \left(\frac{\left(\prod_{k=\mu+1}^K \hat{\lambda}_k^f \right)^{\frac{1}{K-\mu}}}{\frac{1}{K-\mu} \sum_{k=\mu+1}^K \hat{\lambda}_k^f} \right)^{N_t(K-\mu)} + \frac{1}{4} \mu (2K - \mu + 1) \log N_t \right\} \quad (5.27)$$

olarak bulunur.

c) Zaman Gecikmelerinin $\{\varphi_p\}_{p=1}^{\hat{P}}$ Kestirimi :

$\hat{\mathbf{R}}^f$ matrisinin \hat{P} tane en büyük özdeğerleri ile oluşturulan özvektörlerinin sütunlar halinde oluşturarak

$$\hat{\mathbf{V}}_1 = [\hat{\mathbf{v}}_1 \dots \hat{\mathbf{v}}_{\hat{P}}] \quad (5.28)$$

matrisini elde edelim. $\hat{\mathbf{V}}_1$ ve $\hat{\mathbf{V}}_2$ matrislerini, $\hat{\mathbf{V}}_1$ matrisinin $(K-1) \times \hat{P}$ boyutlu aşağı ve yukarı alt matrisleri olarak ayıralım.

$$\hat{\Phi}_{\hat{P}} = \left(\hat{\mathbf{V}}_1^H \hat{\mathbf{V}}_1 \right)^{-1} \hat{\mathbf{V}}_1^H \hat{\mathbf{V}}_2 \quad (5.29)$$

şeklinde verilen $\hat{P} \times \hat{P}$ boyutlu ESPRIT spektral matrisinin özdeğerleri $\{\hat{\epsilon}_p\}_{p=1}^{\hat{P}}$ olarak tanımlansın ve $\arg(x)$ işlemi karmaşık bir sayı olan x 'in radyal faz açısını temsil etsin. Bu durumda zaman gecikmelerinin kestirimi :

$$\hat{\varphi}_p = \arg(\hat{\epsilon}_p), p = 1, \dots, \hat{P} \quad (5.30)$$

şeklinde bulunur.

d) Karmaşık Genliklerin $\{\hat{\mathbf{g}}_p(l)\}_{p=1}^{\hat{P}}$ Kestirimi :

Zaman gecikme kestirimlerinin $\{\hat{\varphi}_p\}_{p=1}^{\hat{P}}$ doğru yapıldığı varsayılarak karmaşık genliklerin $\hat{P} \times N_t$ boyutlu matrisini elde etmek için ML kestirim işlemi yapılır:

$$\hat{\mathbf{G}}_{ML} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{g}}_1 \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{g}}_{\hat{P}} \end{bmatrix}_{\hat{P} \times N_t} \quad (5.31)$$

$$\hat{\mathbf{g}}_p = \begin{bmatrix} \hat{g}_p(1) \\ \hat{g}_p(2) \\ \vdots \\ \hat{g}_p(N_t) \end{bmatrix}_{N_t \times 1} \quad (5.32)$$

Buradaki $\hat{\mathbf{G}}_{ML}$ matrisi LS kestirim vasıtasıyla

$$\hat{\mathbf{G}}_{ML} = \left(\hat{\mathbf{E}}^H \hat{\mathbf{E}} \right)^{-1} \hat{\mathbf{E}}^H \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (5.33)$$

bulunur. Kullanılan $\left[\hat{\mathbf{E}} \right]_{q,p} = e^{j\hat{\varphi}_p q}$, $q = 0, \dots, N_f - 1$, $p = 0, \dots, \hat{P} - 1$ matrisi $N_f \times \hat{P}$ boyutlu Fourier dönüşüm matrisidir.

5.2.1.2 Doppler Frekanslarının Kestirimi

İkinci adımda, kanal modelinde gereken parametreleri kestirmek için daha önce ilk adımda elde edilen her dalın $\hat{\mathbf{g}}_p$ karmaşık genliklerinden faydalanılır. Denklem (5.22)'deki eşitliğin sol tarafını $g_p(l)$, kendisinin kestirimiyle $\hat{g}_p(l)$ yer değiştirir ve ilk adımdaki işlemleri burada da gerçekleştirebilir, çünkü problem hala sinüzoidal parametre kestirim problemidir. Farklı olarak bu adımda her bir dal için $p = 0, \dots, \hat{P} - 1$, dört alt adımı birkaç modifikasyon kullanarak tekrar hesaplanır.

a) $\hat{\mathbf{R}}_p^t$ Özilinti Fonksiyonunun Kestirimi ve EVD'sini Alma:

Daha önce Denklem (5.23)'de kullandığımız modifiye edilmiş değışinti metodunu

yeniden kullanarak p dalı için özilinti matrisinin zaman alanında kestirimi gerçekleştirilir:

$$\widehat{\mathbf{R}}_p^t = \frac{1}{2} \left(\widehat{\Psi}(p) + \mathbf{J} \widehat{\Psi}(p)^H \mathbf{J} \right) \quad (5.34)$$

$$\widehat{\Psi}(p) = \frac{1}{N_t} \sum_{l=1}^{N_t} \left(\widehat{\mathbf{g}}_l^{(l-l+1):l} \right) \left(\widehat{\mathbf{g}}_l^{(l-l+1):l} \right)^H \quad (5.35)$$

$\widehat{\mathbf{R}}_p^t$ matrisinin EVD işlemi bize özdeğerler $\{\widehat{\lambda}_i^t\}_{i=1}^l$ ve onlara uygun özvektörler verir. (5.2.1.1) bölümündeki K değeri gibi l değerini, mümkün olan en büyük sayıda ışın değerinden $R_{p,max}$ büyük, N_t değerinden küçük seçmek gerekir. Pratikte N_t değeri, modelin kesinliğine göre karmaşıklığı dengelemek için seçilir ve l yaklaşık olarak $l \approx \frac{3}{5} N_t$ olarak seçilir.

b) Işın Sayısı R_p Kestirimi :

p dalını oluşturan karmaşık sinüzoidal ışınların sayısı R_p kestirilir. [35]'te açıklanan sinüzoidal kestirim için türetilen MDL yöntemi kullanılır.

c) Doppler Frekanslarının $\{\omega_{r,p}\}_{r=1}^{\widehat{R}_p}$ Kestirimi :

Denklemler (5.29) ve (5.30)'da anlatılan ESPRIT algoritmasının aynısı kullanılarak Doppler frekansları kestirilir.

d) Karmaşık Genliklerin $\{\widehat{c}_{r,p}\}_{r=1}^{\widehat{R}_p}$ Kestirimi :

LS kestirimi vasıtasıyla genlikleri kestiririz:

$$\widehat{\mathbf{c}}_p = (\mathbf{E}_p^H \mathbf{E}_p)^{-1} \mathbf{E}_p^H \widehat{\mathbf{g}}_p \quad (5.36)$$

Buradaki $\widehat{\mathbf{c}}_p$ vektörü

$$\widehat{\mathbf{c}}_p = \begin{bmatrix} \widehat{c}_{1,p} \\ \vdots \\ \widehat{c}_{\widehat{R}_p,p} \end{bmatrix}_{\widehat{R}_p \times 1} \quad (5.37)$$

şeklinde sütun vektörünü ve $[\widehat{\mathbf{E}}_p]_{l,r} = e^{j\widehat{\omega}_{r,p}l}$, $l = 0, \dots, N_t - 1$, $r = 0, \dots, \widehat{R}_p - 1$ ise $N_t \times \widehat{R}_p$ boyutlu kestirilmiş Fourier dönüşüm matrisini ifade eder.

5.2.2 Kanal Öngörü

Artık model için gerekli tüm parametreler kestirilmiştir. Bundan sonra bu modelleri Denklem (5.7)'de verilen modelde yerine koyarak kanalın Δ kadar sonraki sembolleri öngörülmüş olur:

$$\widehat{H}(n + \Delta, k) = \sum_{p=1}^{\widehat{P}} \sum_{r=1}^{\widehat{R}_p} \widehat{\alpha}_{r,p} e^{j\widehat{\phi}_{r,p}} e^{j2\pi(\widehat{f}_{r,p}(n+\Delta)T_{sym} - \widehat{\tau}_p k \Delta f)} \quad (5.38)$$

Denklemdaki

$$\widehat{\tau}_p = \frac{\widehat{\varphi}_p}{2\pi D_f}, \quad (5.39)$$

$$\widehat{f}_{r,p} = \frac{\widehat{\omega}_{r,p}}{2\pi D_t}, \quad (5.40)$$

$$\widehat{\alpha}_{r,p} = \text{mag} \{ \widehat{\mathbf{c}}_{r,p} \}, \quad (5.41)$$

$$\widehat{\phi}_{r,p} = \text{arg} \{ \widehat{\mathbf{c}}_{r,p} \} + \widehat{\varphi}_p \frac{N_f}{2}, \quad (5.42)$$

şeklinde ifade edilmiştir.

6. UYARLAMALI KANAL ÖNGÖRÜSÜ

Bu bölümde kanal öngörüsü uyarlamalı algoritmalar kullanılarak gerçekleştirilecektir. Bu algoritmalar, zamanla değişen kanal üzerinden OFDM sistemi için kararlar yönlendirilir kanal öngörüsü yapabilen algoritmalarlardır. Bir önceki bölümde incelediğimiz pilot tabanlı kanal öngörü yönteminin aksine pilot sembollerin devamlı iletimi olmaksızın kanal durum bilgisinin güncel halini üretebilen yöntemler ile kanal öngörü yapılacaktır. Bu yöntemler, Gecikmesiz Eşitleme (Delay-Free Equalization), Anten Birleştirme, Uzay-Zaman Kod Çözme, Uyarlamalı Kiplenim, Uyarlamalı Güç Kontrolü ve Uyarlamalı Verici Anten Çeşitlemesi gibi teknikler için potansiyel olarak oldukça kullanışlıdır.

Herhangi ön istatistiksel bilgiye ihtiyaç duymayan ve durağan olmayan kanal/gürültü istatistiklerini takip edebilen uyarlamalı öngörücüler kullanılmaktadır. Ayrıca bu kanal öngörücüler, kesin güncel kanal durum bilgisini, hızlı değişen kanallar veya geniş öngörü ufukları için bile herhangi ilave gecikme olmaksızın üretebilmektedirler. Şekil 6.1'de verimli DFT uygulaması bloklar halinde gösterilen ve bu bölümde verilecek olan kanal öngörü metotları, kablosuz OFDM sistemlerinin sistem kapasitesini ve/veya iletim bağı güvenirliğini geliştiren kilit tekniklere de imkan sağlamaktadır.

Tablo 6.1. Kanal Öngörü Yöntemleri için Hesapsal Karmaşıklık

Tip	Dizayn	Öngörü	Güncelleme
DFT Uygulaması	$O(M^2L)$	$O(K \log_2 K + ML)$	-
NLMS Algoritması ile Uyarlamalı Öngörü	-	$O(K \log_2 K + ML)$	$O(ML)$
RLS Algoritması ile Uyarlamalı Öngörü	-	$O(K \log_2 K + ML)$	$O(M^2L)$

Düşük karmaşıklığa sahip ve zaman alanında gerçekleştirilen uyarlamalı kanal öngörü işlemleri için kullanılmaktadır. Önceki bölümlerde anlatılan pilot sembol tabanlı kanal kestirim yöntemlerinde ([36], [37], [38]) K -noktalı IDFT işlemi gerçekleştirilir. n 'inci kullanıcının k 'inci alt-taşıyıcısıyla aldığı alınan sembolleri $X_{n,k}$ pilot sembollere $B_{n,k}$ bölerek elde edilir:

$$Y_{n,k} \triangleq \frac{X_{n,k}}{B_{n,k}} = H_{n,k} + \tilde{Z}_{n,k} \quad (6.1)$$

$$\tilde{Z}_{n,k} \triangleq \frac{Z_{n,k}}{B_{n,k}} \quad (6.2)$$

$Y_{n,k}$ 'ya IDFT uygulayarak

$$y_{n,l} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} Y_{n,k} e^{j\frac{2\pi}{K}lk} \quad (6.3)$$

$$y_{n,l} = \left\{ \begin{array}{ll} h_{n,l} + \tilde{z}_{n,l} & l = 0, \dots, L \\ \tilde{z}_{n,l} & l = L - 1, \dots, K - 1 \end{array} \right\} \quad (6.4)$$

elde edilir. WSSUS özelliğinden dolayı, $h_{n,l}$ ve $h_{n,l'}$ değeri $l \neq l'$ için birbirinden ilintisizdirler [39].

M uzunluğunda, L tane birbirine paralel tek-girişli tek-çıkışlı (SISO) öngörü süzgeç kullanılarak tüm gecikmeler için $l = 0, \dots, L - 1$ kanalın p OFDM sembol kadar sonraki dürtü yanıtı öngörü edilir:

$$\hat{h}_{n+p,l} = \mathbf{w}_l^H \mathbf{y}_{n,l}, \quad l = 0, \dots, L - 1. \quad (6.5)$$

Süzgeçin elemanları

$$\mathbf{w}_l \triangleq \begin{bmatrix} w_{0,l} \\ w_{1,l} \\ \vdots \\ w_{M-1,l} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

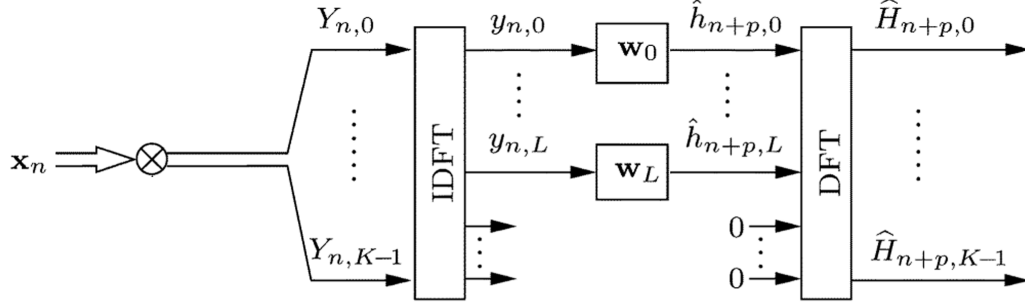
ve

$$\mathbf{y}_{n,l} \triangleq \begin{bmatrix} y_{n,l} \\ y_{n-1,l} \\ \vdots \\ y_{n-M+1,l} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

olarak belirlenir. Süzgeç katsayıları \mathbf{w} , takip eden bölümlerde anlatılacaktır. Son olarak, öngörülmüş kanal katsayıları $\hat{H}_{n+p,k}$, öngörü edilmiş dürtü yanıtı örneklerinin $\hat{h}_{n+p,l}$ K -noktalı DFT'si alınarak elde edilir:

$$\hat{H}_{n+p,k} = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_{n+p,l} e^{-j\frac{2\pi}{K}kl} \quad (6.8)$$

$K \times K$ tane çok-girişli çok-çıkışlı (multi-input multi-output, MIMO) öngörücü süzgeç kullanmak yerine, $L \ll K$ olduğu için L tane SISO öngörücü süzgeç kullanılmıştır ve bu da uygulamanın karmaşıklığını önemli ölçüde azaltmıştır.



Şekil 6.1. Verimli DFT Uygulaması

6.1 Sistem Modeli

Uyarlamalı olarak öngörülmüş p OFDM sembolü sonraki kanal değerleri

$$\hat{h}_{n,l} = \mathbf{w}_l^H \mathbf{y}_{n-p,l}, \quad n \geq 0, \quad l = 0, \dots, L-1. \quad (6.9)$$

şeklinde tanımlanır. Buradaki $\mathbf{y}_{n,l}$ değeri l 'inci kanal dalından alınan sinyal örneklerini temsil eder. Notasyonu daha basitleştirmek için $n = 0$ 'dan başlatılır. Zamanla değişen kanal değerlerine adaptasyon sağlamak için NLMS ve RLS algoritmaları [7] kullanılmıştır. Bu algoritmalar öngörü hatasını

$$|\mathbf{h}_{n,l} - \hat{h}_{n,l}| \quad (6.10)$$

minimize etmek için tasarlanmıştır. Öngörü hatası genel olarak

$$\epsilon_n \triangleq \frac{1}{K} E \left\{ \left\| \mathbf{h}_n - \hat{\mathbf{h}}_n \right\|^2 \right\} \quad (6.11)$$

şeklinde hesaplanır.

İdeal öngörü senaryosunu kullanan MMSE öngörü süzgeci optimum süzgeç katsayılarını $\mathbf{w}_{l,opt}$ varsayar ve p OFDM sembolü sonraki kanal dürtü yanıtı şu şekilde tanımlanır:

$$\mathbf{h}_{n,l} = \mathbf{w}_{l,opt}^H \mathbf{y}_{n-p,l} + \epsilon_{n-p,l}. \quad (6.12)$$

Buradaki $\varepsilon_{n-p,l}$ ifadesi MMSE öngörücüsü için öngörü hatasını temsil eder. Uyarlamalı öngörücülerde öngörü hatası

$$h_{n,l} - \hat{h}_{n,l} = (\mathbf{w}_{l,opt} - \mathbf{w}_l[n])^H \mathbf{y}_{n-p,l} + \varepsilon_{n-p,l} \quad (6.13)$$

şeklinde ifade edilir. Bu hata $\mathbf{w}_l[n] = \mathbf{w}_{l,opt}$ durumunda minimize edilir. Algoritmaları daha basit ifade etmek için $l = 0, \dots, L$ 'e kadar olan kanal dalları için l indisi kullanılmış ve her bir dal için ayrı işlem uygulanmıştır [40] .

6.2 NLMS Algoritması

NLMS algoritması stokastik gradyan algoritmalar ailesine mensuptur. Bu algoritmalarda MMSE öngörü süzgeci yinelemeli olarak kestirilir. Adaptasyon katsayısının daha basit seçilebilmesi sebebiyle LMS algoritması yerine NLMS algoritması kullanılmıştır.

p sembol kadar sonraki kanal durum bilgisini öngördüğümüzü varsayalım. Öngörü işlemi başlayıncaya kadar $n = 0, \dots, p - 1$, öngörü süzgeçleri

$$\mathbf{w}_l[n] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad n = 0, \dots, p - 1 \quad (6.14)$$

ve öngörülen kanal değerleri

$$\hat{h}_{n+p,l} = y_{n,l}, \quad n = 0, \dots, p - 1 \quad (6.15)$$

şeklinde tanımlanır.

Öngörücü süzgeçler $\mathbf{w}_l[n]$, $n \geq p$ 'den itibaren şu şekilde güncellenir [7] :

$$\mathbf{w}_l[n + 1] = \mathbf{w}_l[n] + \frac{\mu}{\|\mathbf{y}_{n-p,l}\|^2} \mathbf{e}_{n,l}^* \mathbf{y}_{n-p,l}, \quad n \geq p. \quad (6.16)$$

Buradaki μ adaptasyon sabitidir ve $\|\cdot\|$ ise Euclidean normdur:

$$\|\mathbf{y}_{n-p,l}\|^2 = \sum_{i=0}^{M-1} |y_{n-p-i,l}|^2 \quad (6.17)$$

$e_{n,l}$ olarak ifade edilen öngörü hatasının idealdeki hali

$$e_{n,l} = h_{n,l} - \mathbf{w}_l^H[n] \mathbf{y}_{n-p,l} \quad (6.18)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Fakat gürültünün var olduğu durumda öngörü yapıldığı için, gerçek kanal değeri $h_{n,l}$ mevcut değildir. Sonuç olarak, öngörü hatası $e_{n,l}$ 'i elde etmek için gerekli olan $h_{n,l}$ 'in yerine onun yaklaşık hali olarak $y_{n,l} = h_{n,l} + \tilde{z}_{n,l}$ 'i kullanırız:

$$e_{n,l} \triangleq y_{n,l} - \mathbf{w}_l^H[n] \mathbf{y}_{n-p,l}, \quad n \geq p \quad (6.19)$$

Bu yaklaşımla ifade edilen hata pratikteki birçok sinyal gürültü oranı (SNR) için küçük olacaktır. Kullanılan NMLS algoritmasının kararlı kalabilmesi için μ , adaptasyon sabiti $0 < \mu < 2$ arasında seçilmelidir. μ değerinin seçilmesi; yakınsama (convergence) hızını, artan ortalama karesel hatayı (MSE) ve durağan olmayan kanal istatistiklerini yakalayabilme yeteneğini belirler. Bu çalışmada μ değeri $\mu \approx 0.5$ seçilmiştir. [10].

6.3 RLS Algoritması

RLS algoritmasıyla l 'inci öngörü süzgeci hesaplanırken minimize edilen hata

$$\epsilon_{RLS,l}[n] \triangleq \sum_{n'=p}^n \lambda^{n-n'} |h_{n',l} - \mathbf{w}_l^H[n] \mathbf{y}_{n'-p,l}|^2 \quad (6.20)$$

olarak ifade edilir [7]. Buradaki λ değeri $0 < \lambda \leq 1$ arasında seçilen unutma faktörüdür ve süzgeç girişi $\mathbf{y}_{n,l}$ 'in olası durağan olmayan durumunu anlatmak için kullanılır. Genellikle $\lambda = 0.99$ seçilir [10].

Öngörücü süzgeçler $\mathbf{w}_l[n]$, $n \geq p$ 'den itibaren şu şekilde güncellenir :

$$\mathbf{w}_l[n+1] = \mathbf{w}_l[n] + \mathbf{k}_{n-p,l} e_{n,l}^*, \quad n \geq p \quad (6.21)$$

buradaki $e_{n,l}$, 6.19 denklemindeki gibidir. RLS kazanç vektörü olan $\mathbf{k}_{n,l}$

$$\mathbf{k}_{n,l} = \frac{\mathbf{P}_{n-1,l} \mathbf{y}_{n,l}}{\lambda + \mathbf{y}_{n,l}^H \mathbf{P}_{n-1,l} \mathbf{y}_{n,l}}, \quad n \geq 1 \quad (6.22)$$

şeklinde verilir. $\mathbf{P}_{n,l}$ matrisi, $\sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} \mathbf{y}_{i,l} \mathbf{y}_{i,l}^H$ $M \times M$ değışinti matrisinin tersidir ve

$$\mathbf{P}_{n,l} = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{I} - \mathbf{k}_{n,l} \mathbf{y}_{n,l}^H) \mathbf{P}_{n-1,l}, \quad n \geq 1 \quad (6.23)$$

şeklinde tekrarlı olarak hesaplanır.

RLS algoritmasında da NLMS algoritmasında olduğu gibi, öngörü işlemi başlayınca kadar $n = 0, \dots, p-1$, öngörü süzgeçleri

$$\mathbf{w}_l[n] = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T, \quad n = 0, \dots, p-1 \quad (6.24)$$

ve öngörülen kanal değerleri

$$\hat{h}_{n,l} = y_{n,l}, \quad n = 0, \dots, M-1 \quad (6.25)$$

şeklinde tanımlanarak algoritma başlatılır. Ayrıca RLS kazanç vektörü $\mathbf{k}_{n,l}$

$$\mathbf{k}_{0,l} = \mathbf{P}_{0,l} \mathbf{y}_{0,l} = \frac{1}{\|\mathbf{y}_{0,l}\|^2 + \delta} \mathbf{y}_{0,l} \quad (6.26)$$

ifadesi ve $\mathbf{P}_{n,l}$ matrisi ise

$$\mathbf{P}_{n,l} = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{I} - \mathbf{k}_{n,l} \mathbf{y}_{n,l}^H) \mathbf{P}_{n-1,l}, \quad n \geq 1 \quad (6.27)$$

ifadesi haline getirilerek algoritma başlatılır. Buradaki δ stabilizasyon faktörü olarak tanımlanmaktadır ve $0 < \delta \ll 1$ arasında seçilmelidir [10]. Bu çalışmada $\delta = 0.1$ değeri alınmıştır.

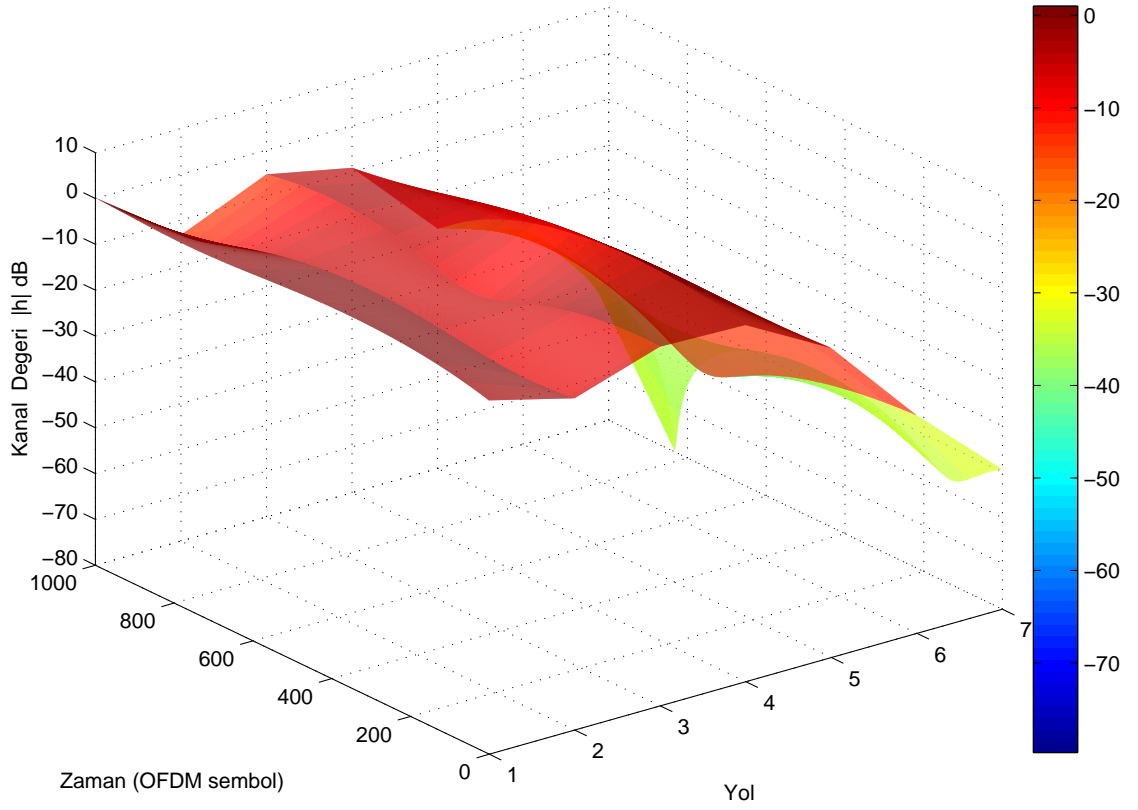
NLMS algoritmasıyla karşılaştırıldığında RLS algoritması daha düşük artan ortalama karesel hataya sahip olarak daha hızlı yakınsar.

7. BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde tezde önerilen kanal öngörüm yöntemlerinin benzetim sonuçları verilecektir. Kanal öngörümü benzetimlerine geçmeden önce, ilk olarak algoritmalarda kullanılan iletişim kanalı modellenerek benzetilmiş hali verilecektir, daha sonra ise bazı kanal öngörüm modellerinin algoritmaları oluşturulurken faydalanılan kanal kestirimi yönteminin benzetimleri verilecektir. Benzetimlerde incelenecek parametreler enküçük ortalama karesel hata MMSE, hedeflenen öngörü uzunluğu, hedeflenen uyarlamalı öngörüm süzgeçlerinin uzunluğudur. Çalışmalarda, yollanan bilgi ortalama değeri sıfır olarak ve alıcıda eklenen gürültü de ortalama değeri sıfır, karmaşık değerlerden oluşan beyaz Gauss gürültü olarak seçilmiştir.

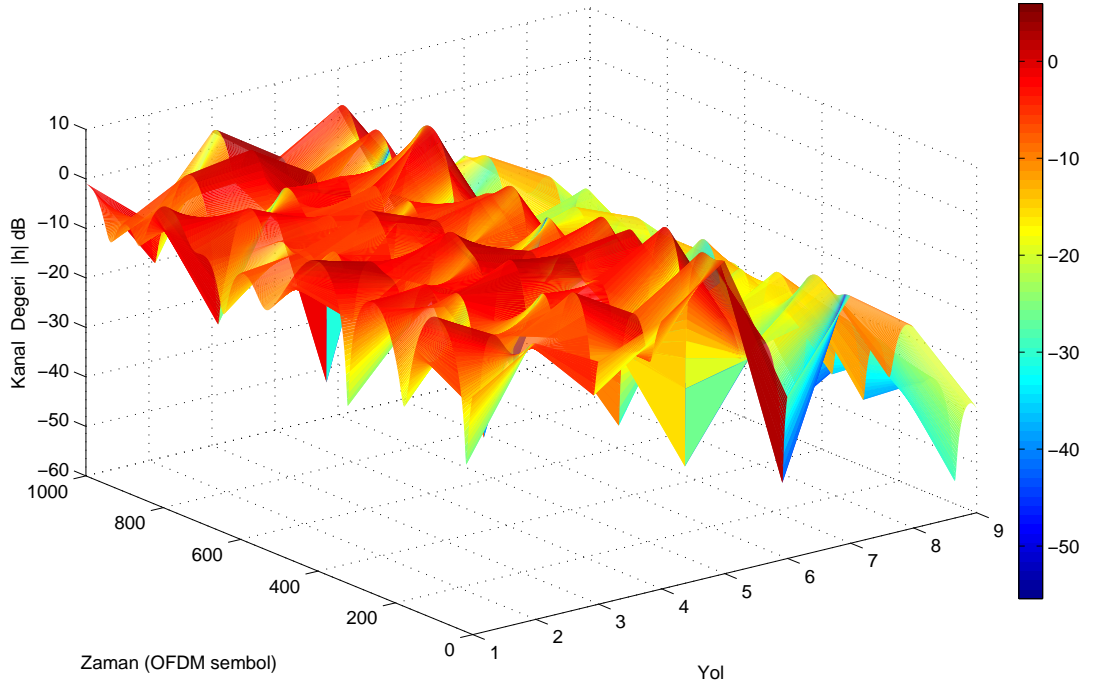
7.1 Kanal Modeli

OFDMA sistemlerdeki kanal öngörümü benzetimlerinde kullanılan çokyollu kanal, LTE standart modelindeki aşağı yönlü akış parametreleri ve ITU standart çok yol kanal modelinin tanımladığı; Genişletilmiş Yaya-A, Genişletilmiş Vasıtalı-A ve Genişletilmiş Tipik Kentsel Alan güç-gecikme profili değerleri birleştirilerek Jakes Doppler izgesine sahip kanal olarak oluşturulmuştur. Kullanılan taşıyıcı sinyalin frekansı tüm benzetimlerde aynıdır ve 2000 MHz'dir. Mobilin hızı ise oluşturulan kanal modeline göre 3 farklı hızda değiştirilmiştir. Sistemin iletim bant genişliği 20MHz'dir ve 2048 adet alt-taşıyıcıya sahiptir. Sonuç olarak LTE kanal modeli kullanılarak oluşturulan OFDMA sisteminin örnekleme süresi 32.6 nanosaniye ve bir OFDM sembolünün süresi (144 adet döngüsel önek de dahil) 71.46 mikrosaniye'dir. Sistemin iletim bant genişliği ve alt-taşıyıcı sayısı tüm model benzetimlerinde sabit tutulmuştur.



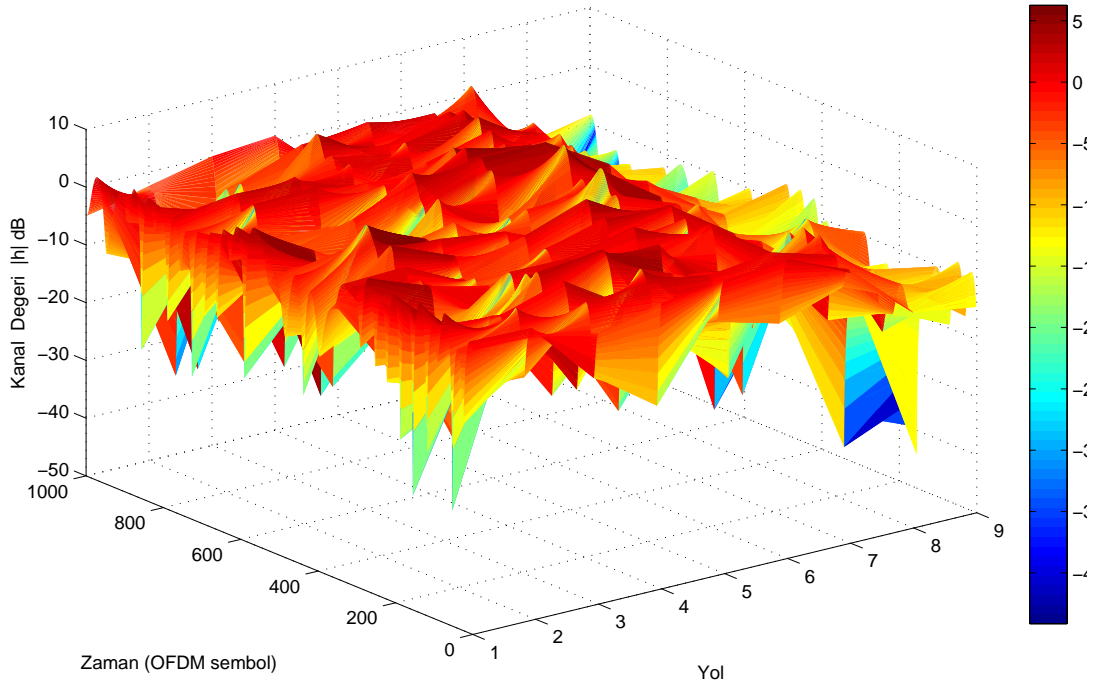
Şekil 7.1. Düşük Doppler Kaymasına (10 Hz) Sahip Kanal

Şekil 7.1’de 10 Hz’lik Doppler kaymasına sahip bir kanalın tüm yolları 1000 OFDM sembolü süresinde nasıl değiştiği verilmiştir. 1000 sembol yaklaşık olarak 71.5 milisaniye sürer. Burada yaya olarak hareket eden mobilin hızı 5 km/saat’tir. Şekilde de görüldüğü gibi oldukça yavaş değişen bu çokyollu kanal 7 adet yoldan oluşmaktadır. Kanalın benzetiminde kullanılan kanal parametreleri ITU standart çokyollu modelin Genişletilmiş Yaya-A güç-gecikme profili kullanılarak oluşturulmuştur. Kanal modelinin anlatıldığı üçüncü bölümde ITU standart çokyollu modelinin güç-gecikme profili tablolar halinde verilmiştir Tablo 3.2, Tablo 3.3, Tablo 3.4.



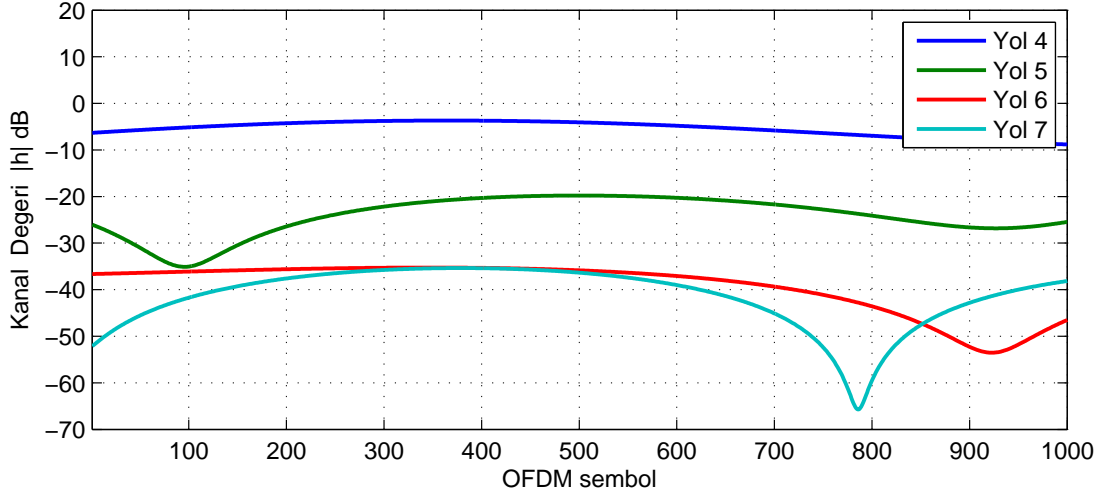
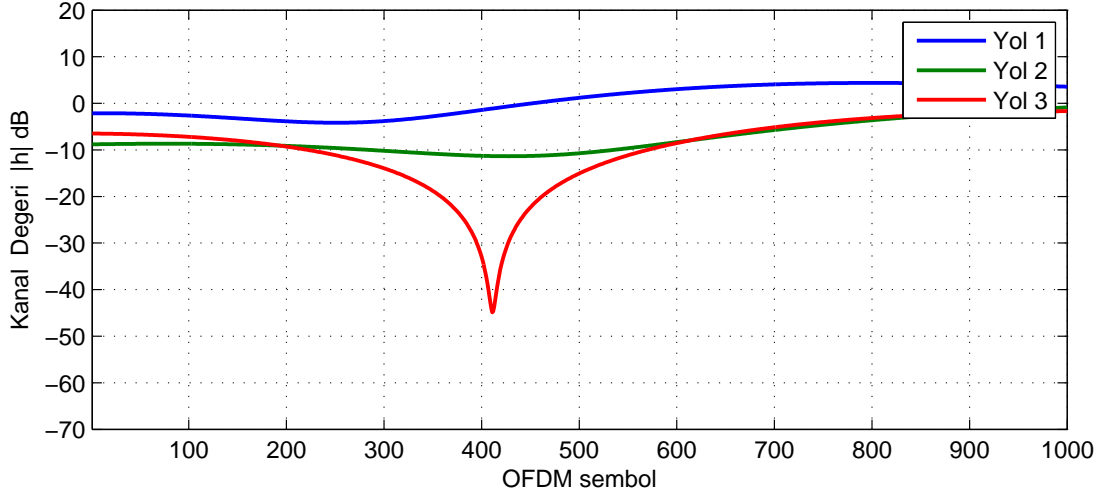
Şekil 7.2. Orta Doppler Kaymasına (93 Hz) Sahip Kanal

Şekil 7.2'de 93 Hz'lik Doppler kaymasına sahip bir kanalın tüm yolları 1000 OFDM sembolü süresinde nasıl değiştiği verilmiştir. 1000 sembol yaklaşık olarak 71.5 milisaniye sürer. Burada benzetimi verilen mobil, kent içinde bir araçla hareket eden mobilin hızı 50 km/saat'tir. Orta hızda değişen bu çokyollu kanal 9 adet yoldan oluşmaktadır. Kanalın benzetiminde kullanılan kanal parametreleri ITU standart çokyollu modelin Genişletilmiş Vasıtalı-A güç-gecikme profili kullanılarak oluşturulmuştur.



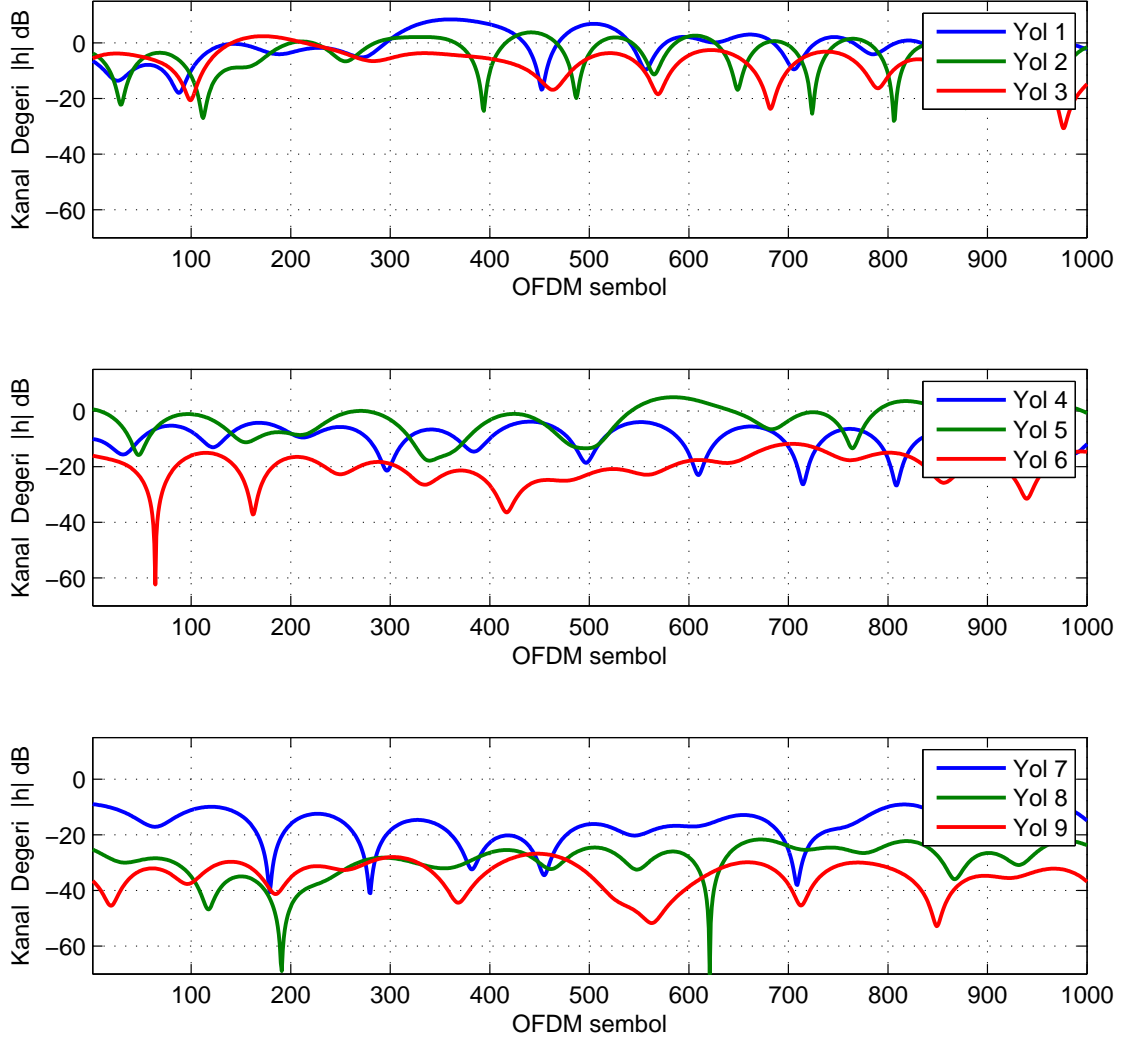
Şekil 7.3. Büyük Doppler Kaymasına (222 Hz) Sahip Kanal

Şekil 7.3'de 222 Hz'lik Doppler kaymasına sahip bir kanalın tüm yolları 1000 OFDM sembolü süresinde nasıl değiştiği verilmiştir. 1000 sembol yaklaşık olarak 71.5 milisaniye sürer. Burada benzetimi verilen mobil, tipik bir kent içinde 120 km/saat hızla hareket eden bir mobildir. Oldukça hızlı değişen bu çokyollu kanal 9 adet yoldan oluşmaktadır. Kanalın benzetiminde kullanılan kanal parametreleri ITU standart çokyollu modelin Genişletilmiş Tipik Kentsel Alan güç-gecikme profili kullanılarak oluşturulmuştur.



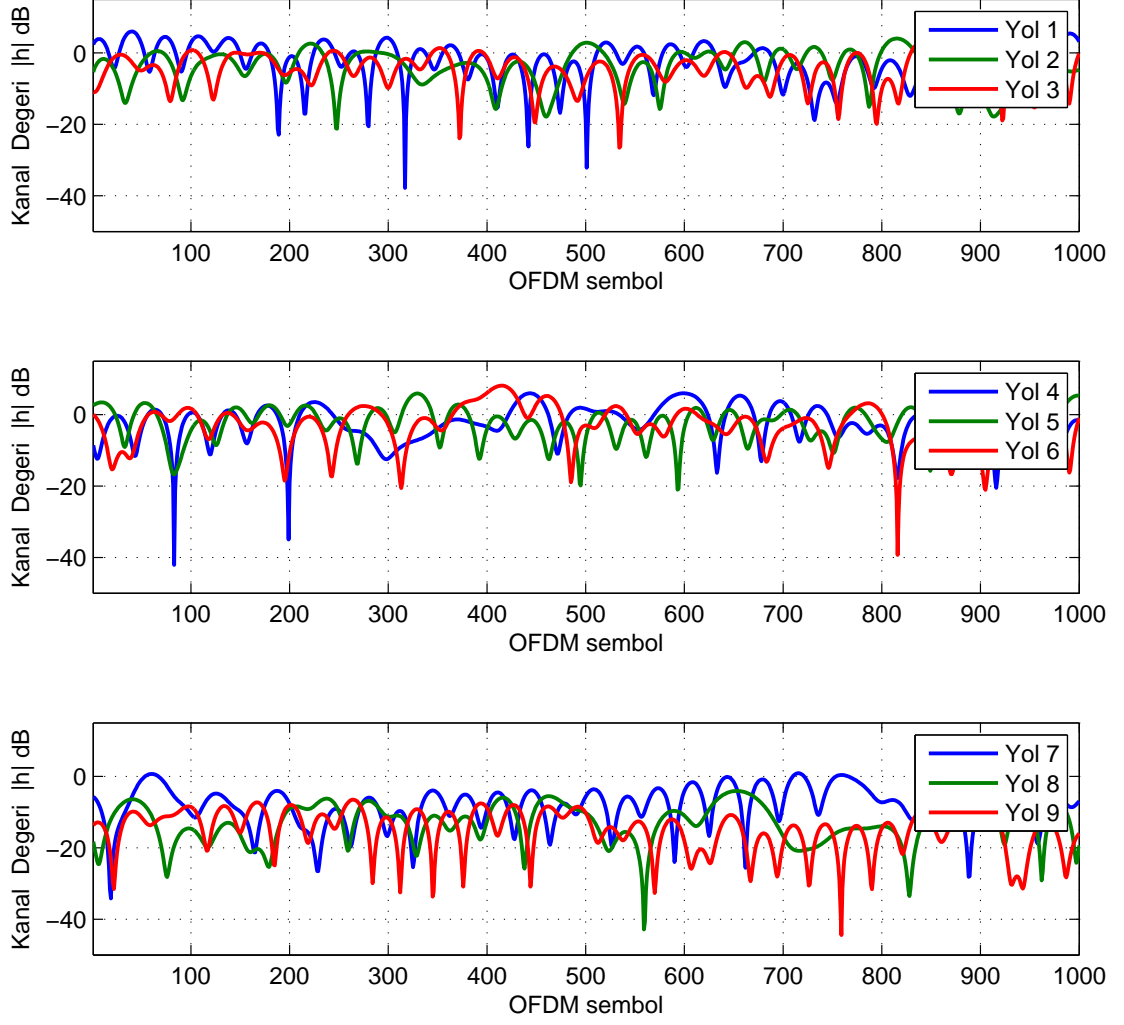
Şekil 7.4. Düşük Doppler Kaymasına (10 Hz) Sahip Kanalın Tüm Yolları

Şekil 7.4'de Genişletilmiş Yaya-A güç-gecikme profili kullanılarak oluşturulmuş 10 Hz'lik Doppler kaymasına sahip çok yollu kanalın toplam 7 yolu birlikte gösterilmiştir. Tüm yolların birbirine göre 1000 OFDM sembolü süresinde (71.5 milisaniye) nasıl değiştiği görülebilmektedir. EKLER bölümünde kanalın ilgili evre uyumlu parametreleri tablolar halinde verilmiştir Ek2.1, Ek2.2.



Şekil 7.5. Orta Doppler Kaymasına (93 Hz) Sahip Kanalin Tüm Yolları

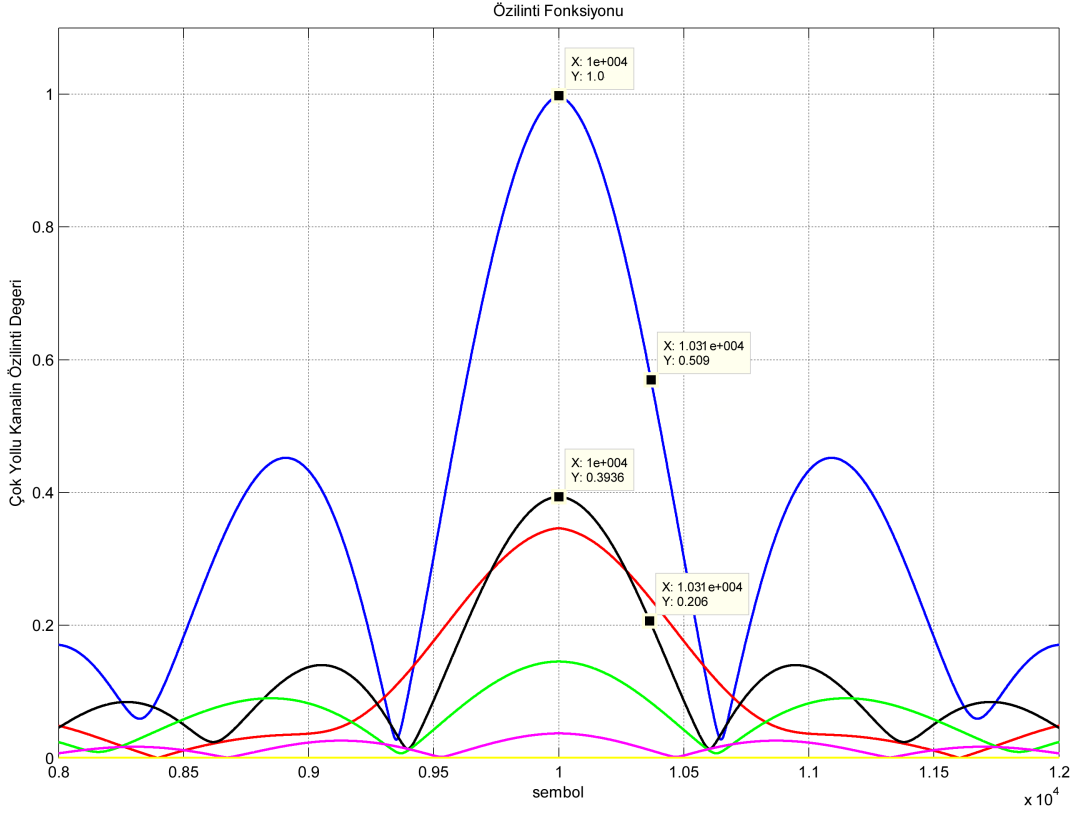
Şekil 7.5'de Genişletilmiş Vasıtalı-A güç-gecikme profili kullanılarak oluşturulmuş 93 Hz'lik Doppler kaymasına sahip çok yollu kanalın toplam 9 yolu birlikte gösterilmiştir. Tüm yolların birbirine göre 1000 OFDM sembolü süresinde (71.5 milisaniye) nasıl değiştiği görülebilmektedir. Az doppler kaymasına sahip kanal ile karşılaştırıldığında bu kanal aynı sürede daha hızlı değişimler göstermiştir.



Şekil 7.6. Büyük Doppler Kaymasına (222 Hz) Sahip Kanalin Tüm Yolları

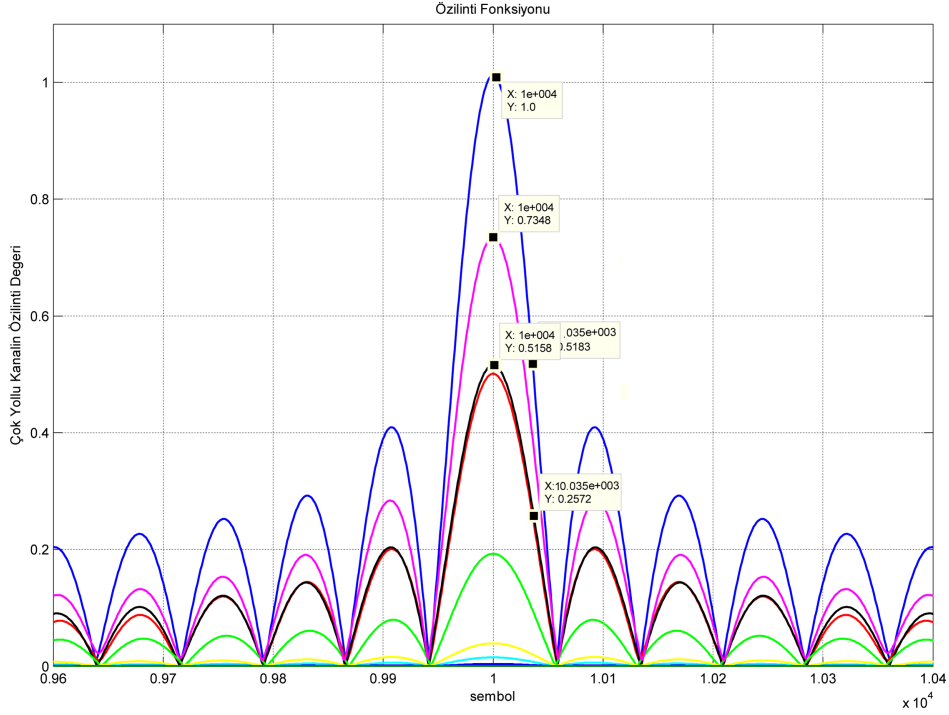
Şekil 7.6'de Genişletilmiş Tipik Kentsel Alan güç-gecikme profili kullanılarak oluşturulmuş 222 Hz'lik Doppler kaymasına sahip çok yollu kanalın toplam 9 yolu birlikte gösterilmiştir. Tüm yolların birbirine göre 1000 OFDM sembolü süresinde (71.5 milisaniye) nasıl değiştiği görülebilmektedir. Görüldüğü kanalın gibi az ve orta Doppler kaymasına maruz kalan kanallara göre çok daha hızlı değişmektedir. Yüksek Doppler kaymasına maruz kalmış kanalın öngörü işleminin diğer kanallara göre daha zor olacağı anlaşılmaktadır.

7.2 Özilinti Fonksiyonları



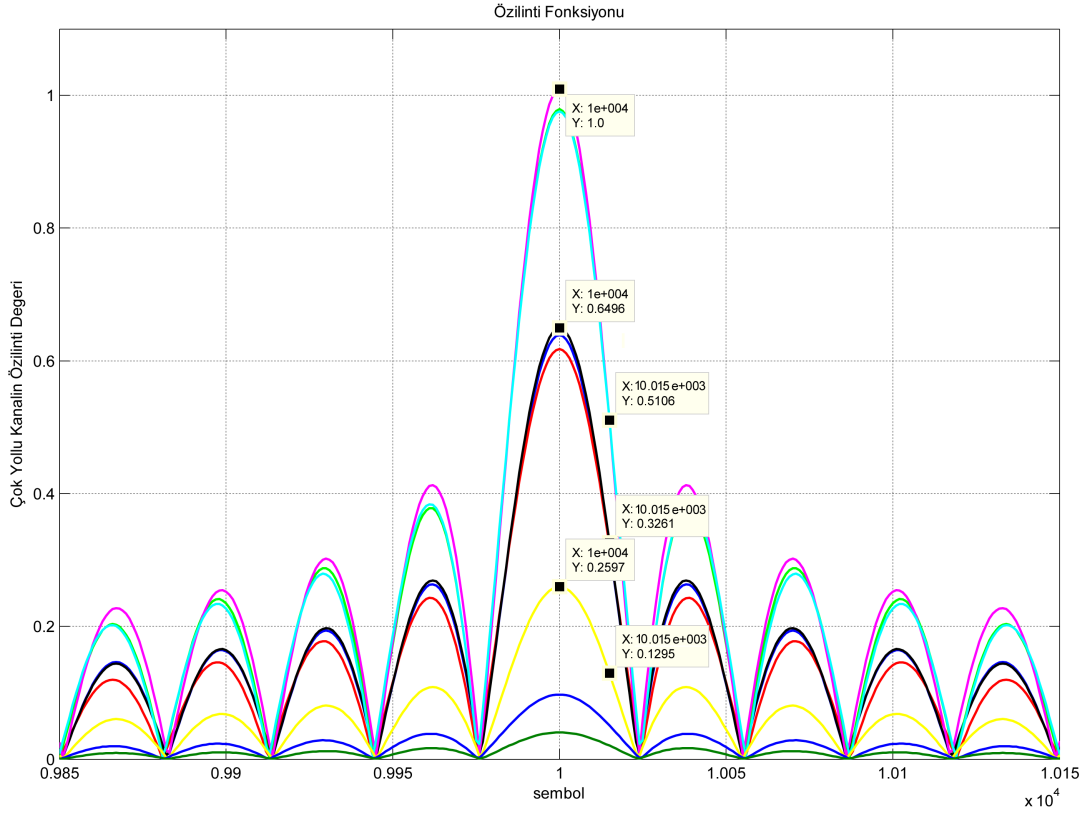
Şekil 7.7. Düşük Doppler Kaymasına Sahip Kanal Tüm Yolların Özilinti Fonksiyonu

Şekil 7.7'de 10 Hz'lik Doppler kaymasına sahip çok yollu kanalın toplam 7 yolunun özilinti fonksiyonu birlikte gösterilmiştir. Mobilin hızı 5 km/saat, taşıyıcı frekansı 2000 MHz ve LTE kanal için verilen örnekleme süresi 32.6 nanosaniyedir. Şekilde de görüldüğü gibi ilgili parametreler kullanılarak gerçekleştirilen kanal oldukça yavaş değişmektedir ve bu kanalın evre uyumlu zaman süresi yaklaşık olarak 310 OFDM sembolü olduğu görülmektedir. Özilinti hesaplanırken kanalın %50 ilintiye sahip olduğu değer alınmıştır, yani ilinti değerinin yarıya düştüğü OFDM sembol süresi, kanalın evre uyumlu zaman süresini vermektedir. Bir OFDM sembol süresi 71.46 mikrosaniyedir, bu şekilde kanalın evre uyumlu zaman süresi 22.2 milisaniye olarak hesaplanır. Oluşturulan kanalın özilinti fonksiyonları toplam 10000 OFDM sembolü kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 7.8. Orta Doppler Kaymasına Sahip Kanal Tüm Yolların Özilinti Fonksiyonu

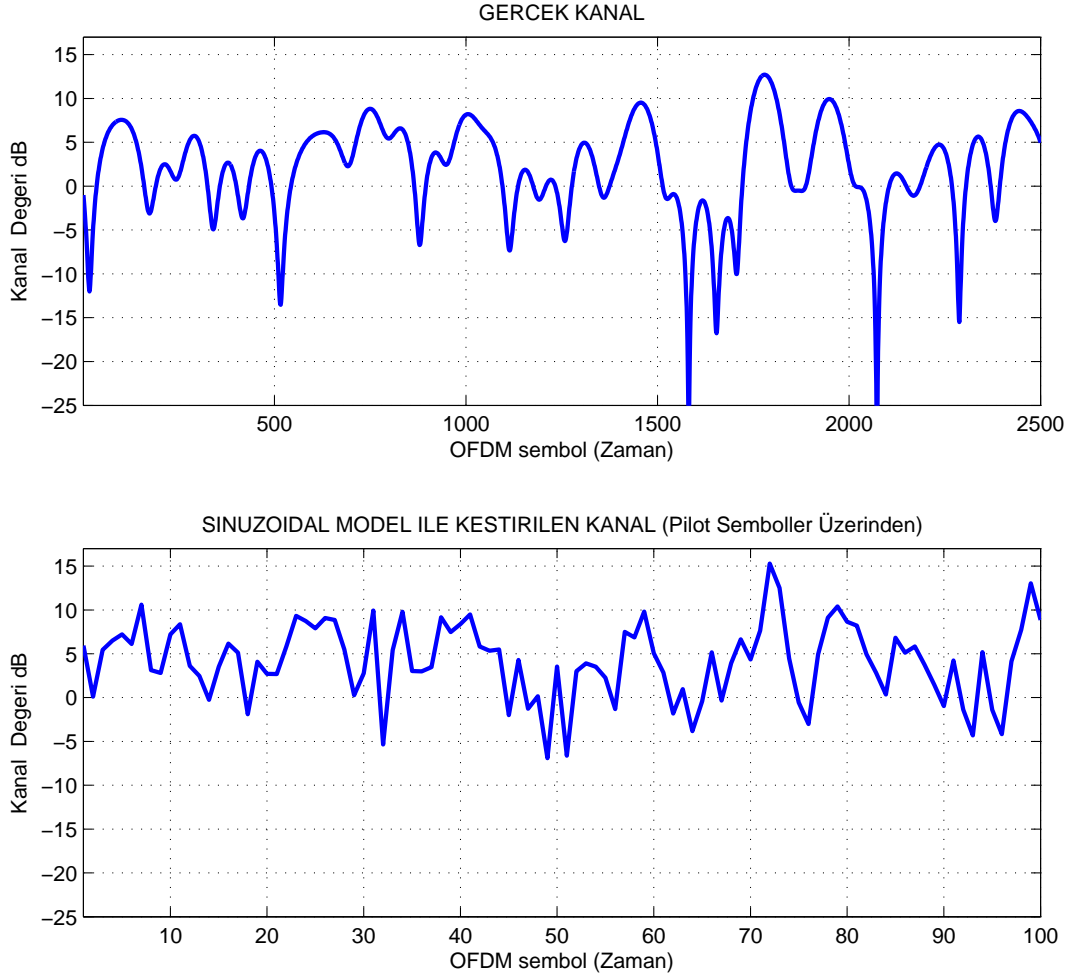
Şekil 7.8'de 93 Hz'lik Doppler kaymasına sahip çok yollu kanalın toplam 9 yolunun özilinti fonksiyonu birlikte gösterilmiştir. Mobilin hızı 50 km/saat, taşıyıcı frekansı 2000 MHz ve LTE kanal için verilen örnekleme süresi 32.6 nanosaniyedir. Şekilde de görüldüğü gibi ilgili parametreler kullanılarak gerçekleştirilen kanal orta hızda değişmektedir ve bu kanalın evre uyumlu zaman süresi yaklaşık olarak 35 OFDM sembolü olduğu görülmektedir. Özilinti hesaplanırken kanalın %50 ilintiye sahip olduğu değer alınmıştır, yani ilinti değerinin yarıya düştüğü OFDM sembol süresi, kanalın evre uyumlu zaman süresini vermektedir. Bir OFDM sembol süresi 71.46 mikrosaniyedir, bu şekilde kanalın evre uyumlu zaman süresi 2.5 milisaniye olarak hesaplanır. Oluşturulan kanalın özilinti fonksiyonları toplam 10000 OFDM sembolü kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 7.9. Büyük Doppler Kaymasına Sahip Kanal Tüm Yolların Özilinti Fonksiyonu

Şekil 7.9'de 222 Hz'lik Doppler kaymasına sahip çok yollu kanalın toplam 9 yolunun özilinti fonksiyonu birlikte gösterilmiştir. Mobilin hızı 120 km/saat, taşıyıcı frekansı 2000 MHz ve LTE kanal için verilen örnekleme süresi 32.6 nanosaniyedir. Şekilde de görüldüğü gibi ilgili parametreler kullanılarak gerçekleştirilen kanal oldukça hızlı değişmektedir ve bu kanalın evre uyumlu zaman süresi yaklaşık olarak 15 OFDM sembolü olduğu görülmektedir. Özilinti hesaplanırken kanalın %50 ilintiye sahip olduğu değer alınmıştır, yani ilinti değerinin yarıya düştüğü OFDM sembol süresi, kanalın evre uyumlu zaman süresini vermektedir. Bir OFDM sembol süresi 71.46 mikrosaniyedir, bu şekilde kanalın evre uyumlu zaman süresi 1.1 milisaniye olarak hesaplanır. Oluşturulan kanalın özilinti fonksiyonları toplam 10000 OFDM sembolü kullanılarak yapılmıştır. Görüldüğü gibi kanalın kestirimi için bu evre uyumlu süre oldukça kısadır. Bunun sebebi ise mobil hızının 120 km/saat olduğu durum LTE kanalının çalışabildiği enbüyük mobil hızı değeridir ve üst sınır olarak tanımlanmaktadır. Bu hız için kanal kestirimi yöntemleri iyi performans verememektedir.

7.3 Sinüzoidal Model ile Pilot Tabanlı Kanal Kestirimi Benzetimleri



Şekil 7.10. Pilot Tabanlı Sinüzoidal Model Kestirim

Şekil 7.10'de orta Doppler kaymasına sahip bir kanal, sinüzoidal model ile pilot tabanlı kestirmeye çalışılmıştır. Öncelikle frekans bölgesinde yapılan kestirim LS kestirici kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bunun için toplamda 2048 adet alt- taşıyıcının 1200 tanesi kullanılmıştır. Pilot alt- taşıyıcılar 6'şar aralıkla yerleştirilmiştir.

Zaman bölgesindeki işlemler için ise 2500 OFDM sembolünden 25'er aralıklarla 100 adet pilot sembol kullanılmıştır. Frekans bölgesinde kanala ait tüm parametreler bu pilotlar kullanılarak ayrı ayrı kestirilmiştir.

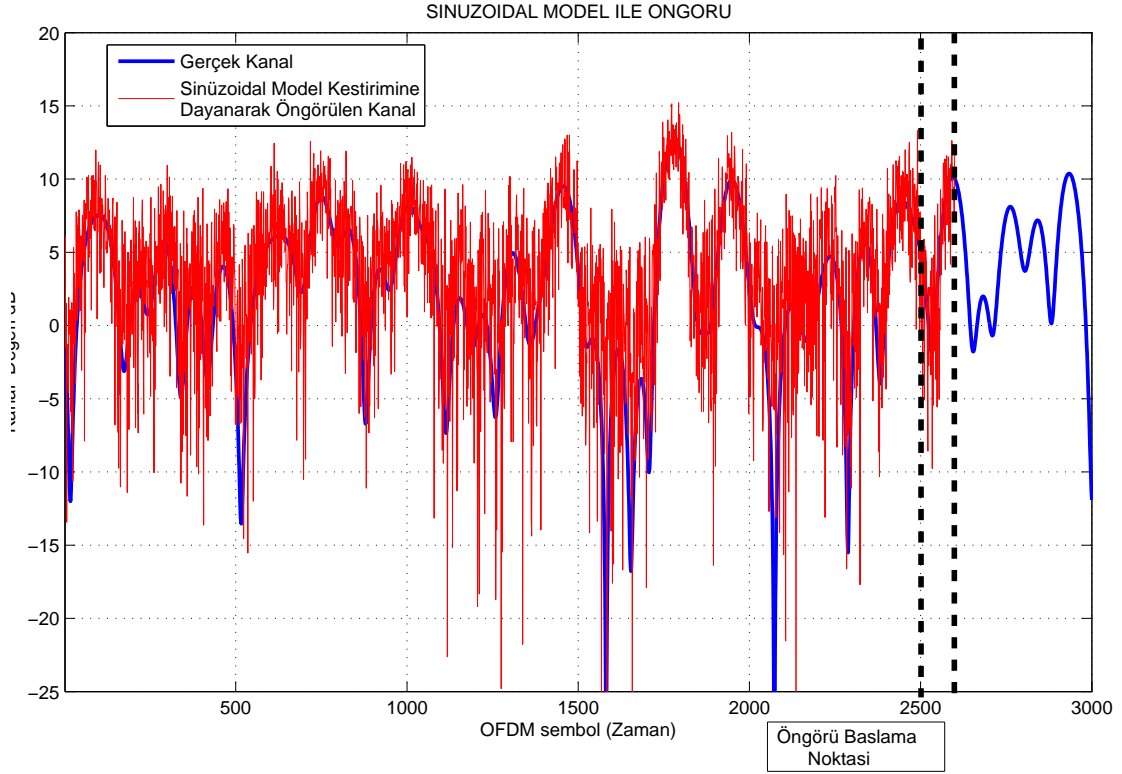
Sinüzoidal model yöntemi, kanal öngörüsü işlemine geçmeden önce bu 2500 sembolük sürede parametre kestirimi yaptıktan sonra kestirilen değerlerle kanalı yeniden oluşturur. Bu sayede evre uyumlu süresi içinde kanalın nasıl değişeceğini ön-

görmeye çalışır. Görüldüğü üzere sinüzoidal model ile öngörülü kestirim işlemi iki adımdan oluşur ve karmaşıklığı yüksektir.

Modelin başarımı, ayrı ayrı parametrelerin kestirim başarımına bağlı olduğu ve kanalın gecikme profili kestirimini iyi yapamaması sebebiyle düşüktür. Kanalın gerçek gecikme profili değerleri ile modelin kestirdiği gecikme profili değerleri Tablo 7.3'de verilmiştir.

Tablo 7.1. Sinüzoidal Model ile Kestirilen Kanal Gecikme Profili

GECİKME PROFİLİ	Gecikme (nanosaniye)								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Dallar									
Gerçek Değer	1	30	150	310	370	710	1090	1730	2510
Kestirilen Değer	0.976	47.6	138	498.1	412	1193	1956	2209	2498

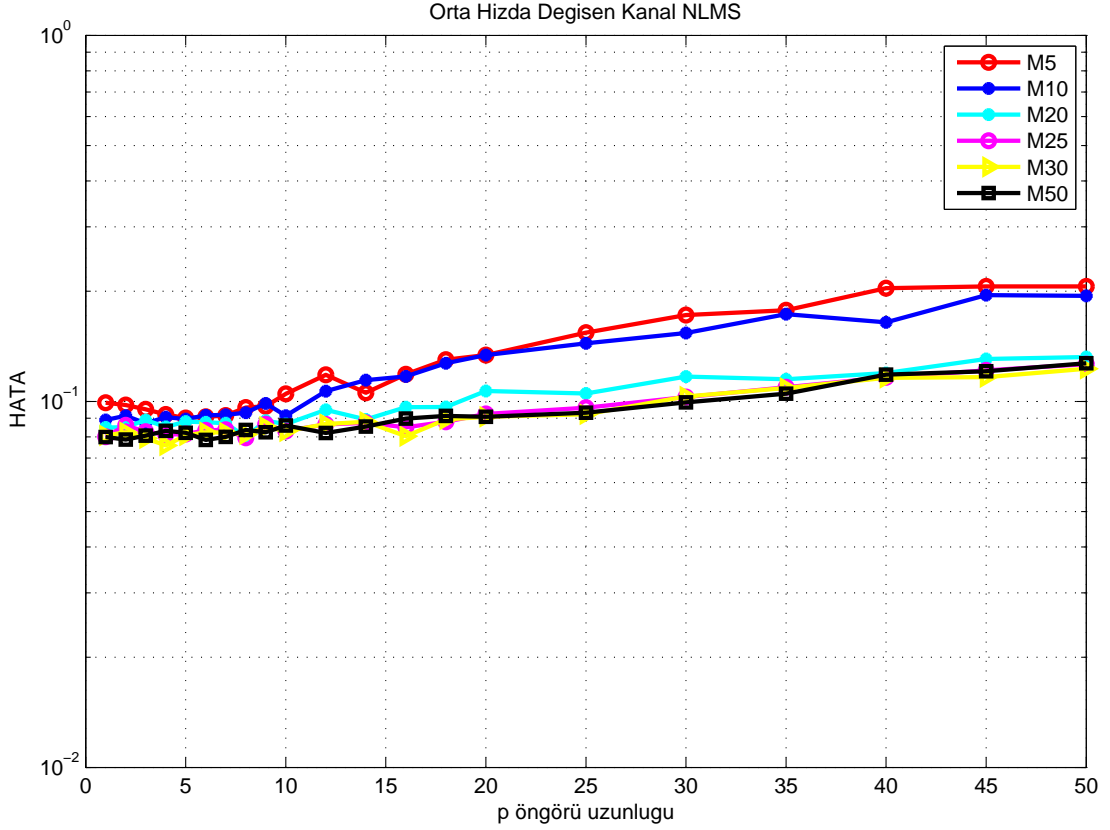


Şekil 7.11. Sinüzoidal Model Kestirime Dayanarak Öngörölmüş Kanal

Daha önce Şekil 7.10'de verilen orta hızda değişen bir kanalın parametre kestirim işleminden sonra öngörülen kanal Şekil 7.11'de verilmiştir. Görüldüğü gibi öngörü işlemi 2500 sembolden sonra yapılmış ve kanalın gerçek değişimi ile karşılaştırılmıştır. Model ile kanalın 100 sembol sonrasına kadarki değeri öngörölmüştür. Orta hızda değişen (93 Hz'lik Doppler kaymasına sahip) kanalın evre uyumlu zaman süresi daha önce Şekil 7.8'de gösterildiği gibi 35 OFDM sembolü yani 2.5 milisaniyedir. Ortalama karesel öngörü hatası 5.06 dB'dir. Kanal öngösüsü yapılan aralık iki kesikli çizgi arasındadır. 2500 sembol geçtikten sonra 100 OFDM sembolü için öngörü yapılmış kanalın değişimi bulunmaya çalışılmıştır.

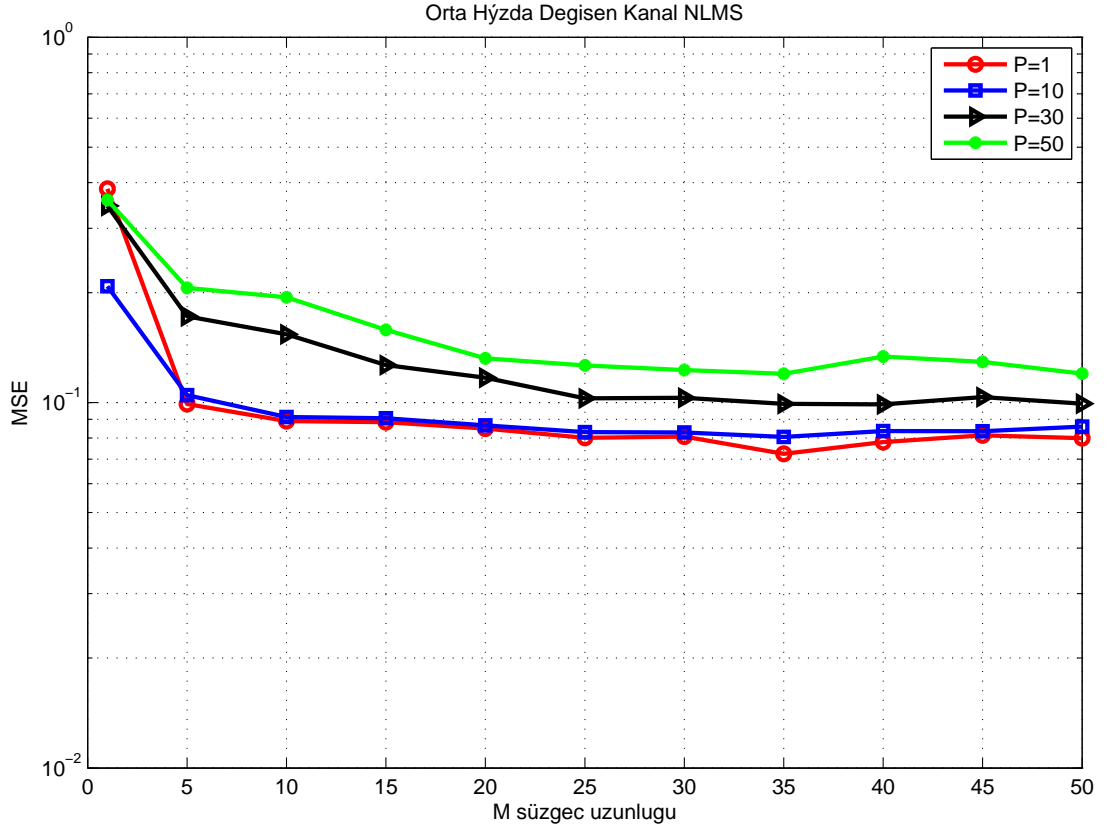
7.4 NLMS ve RLS Süzgeçleri İçin Öngörü Hatasının Süzgeç ve Öngörü Uzunluğuyula Değişimi

Orta Doppler kaymasına sahip kanal modelinde NLMS ve RLS algoritmaları uygulanarak öngörü hata değerleri çıkarılmıştır. Bulunan hata değerleri 1000 deney üzerinden alınmış ve normalize edilmiş ortalama karesel hata değeridir. Farklı öngörü uzunlukları için için her algoritmanın öngörü hatasını enküçüklediği değerler bulunurken süzgeç uzunluklarının ne kadar seçilmesi gerektiği incelenmiştir.



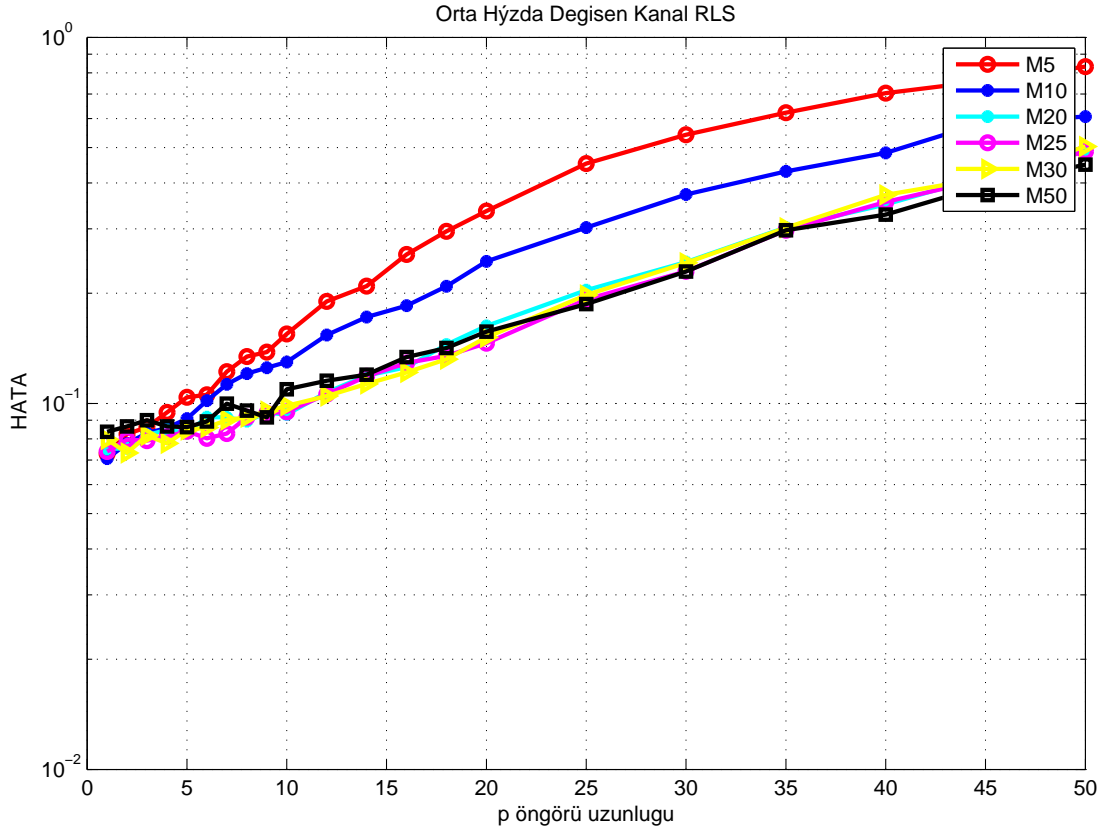
Şekil 7.12. Orta Hızlı Bir Kanalda Farklı Süzgeç Uzunlukları için Öngörü Uzunluğunun Öngörü Hatasına Etkisi (NLMS Algoritması ile)

Şekil 7.12’de NLMS algoritması ile farklı süzgeç uzunlukları için öngörü uzunluğuyla değişen normalize edilmiş ortalama karesel öngörü hatası verilmiştir. Kullanılan kanal orta hızda (93 Hz doppler kaymasına sahip) değişen kanaldır. Görüldüğü gibi süzgeç uzunluğunu arttırdıkça öngörü hatası düşmektedir. Bu düşüş ise 25 değerinden sonra öngörü hatasında daha fazla iyileşme göstermemiştir. Buradan öngörü işlemi için süzgeç uzunluğunu 25 seçmenin uygun olduğu görülmüştür. Ekler bölümünde bu hata ifadesinin, farklı süzgeç uzunlukları ile farklı öngörü uzunluklarına bağlı tabloları verilmektedir.



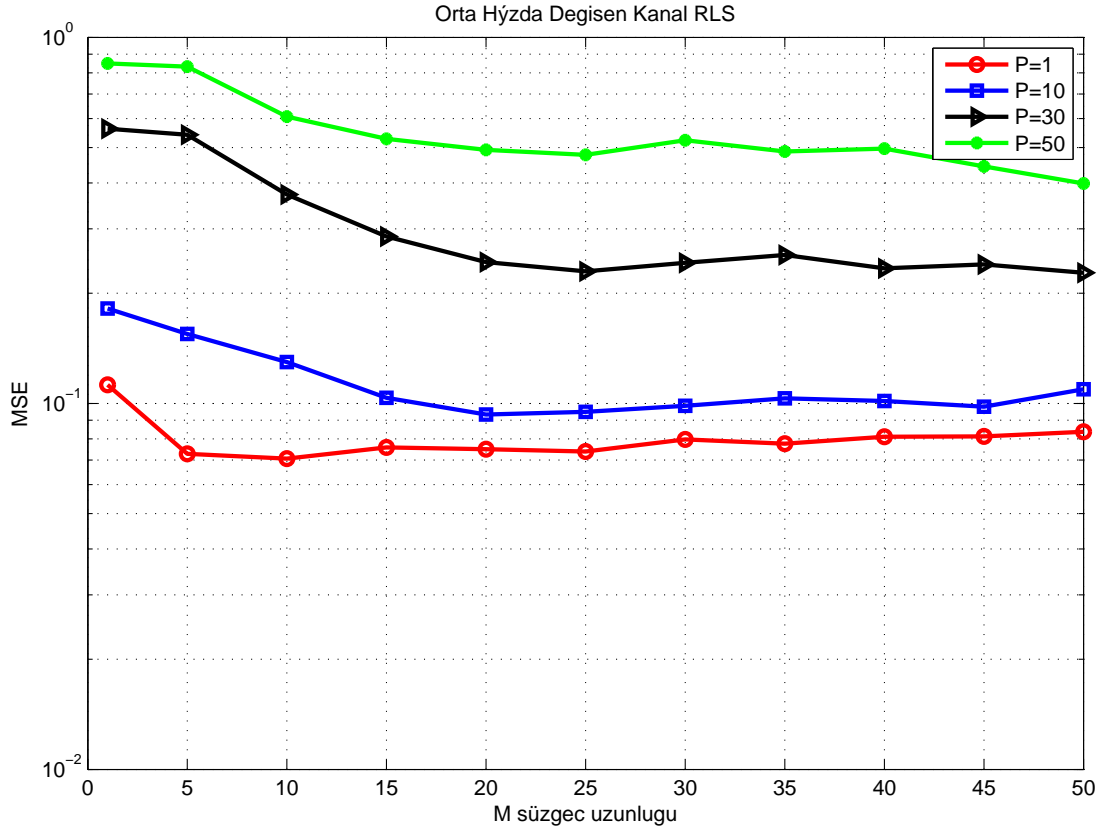
Şekil 7.13. Orta Hızlı Bir Kanalda Farklı Öngörü Uzunlukları için Süzgeç Uzunluğunun Öngörü Hatasına Etkisi (NLMS Algoritması ile)

Şekil 7.13'de NLMS algoritması ile farklı öngörü uzunlukları için süzgeç uzunluğuyla değişen normalize edilmiş ortalama karesel öngörü hatası verilmiştir. Kullanılan kanal orta hızda (93 Hz doppler kaymasına sahip) değişen kanaldır. Görüldüğü gibi süzgeç uzunluğunu arttırdıkça öngörü hatası düşmektedir. Şekilden görüldüğü gibi öngörü işlemi için süzgeç uzunluğunu 25 seçmek uygundur.



Şekil 7.14. Orta Hızlı Bir Kanalda Farklı Süzgeç Uzunlukları için Öngörü Uzunluğunun Öngörü Hatasına Etkisi (RLS Algoritması ile)

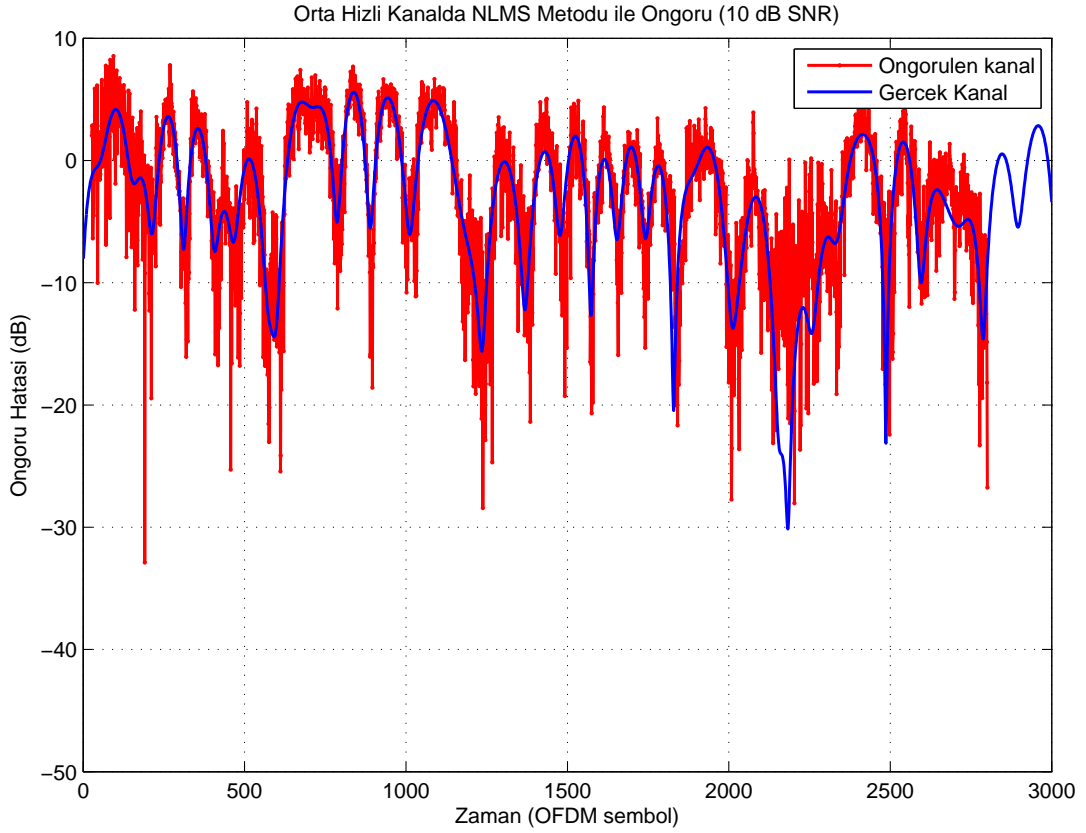
Şekil 7.14'de RLS algoritması ile farklı süzgeç uzunlukları için öngörü uzunluğuyla değişen normalize edilmiş ortalama karesel öngörü hatası verilmiştir. Kullanılan kanal orta hızda (93 Hz doppler kaymasına sahip) değişen kanaldır. Süzgeç uzunluğunu arttırdıkça öngörü hatası düşmektedir. Bu düşüş ise 20 değerinden sonra öngörü hatasında daha fazla iyileşme göstermemiştir. Buradan öngörü işlemi için süzgeç uzunluğunu 25 seçmenin uygun olduğu görülmüştür. RLS algoritması ile yapılan öngörü hatasına göre RLS algoritmasıyla elde edilen öngörü hatası büyük süzgeç uzunluklarında daha fazla artış göstermektedir.



Şekil 7.15. Orta Hızlı Bir Kanalda Farklı Öngörü Uzunlukları için Süzgeç Uzunluğunun Öngörü Hatasına Etkisi (RLS Algoritması ile)

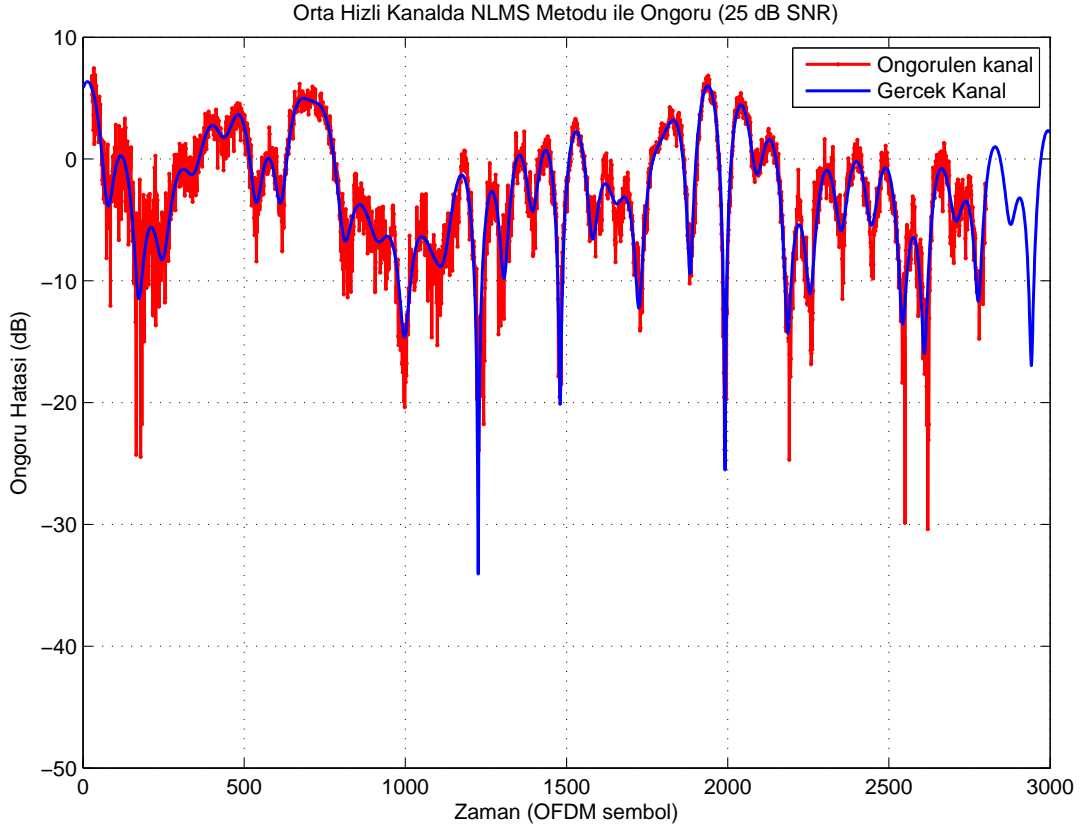
Şekil 7.15’de RLS algoritması ile farklı öngörü uzunlukları için süzgeç uzunluğuyla değişen normalize edilmiş ortalama karesel öngörü hatası verilmiştir. Kullanılan kanal orta hızda (93 Hz doppler kaymasına sahip) değişen kanaldır. Görüldüğü gibi süzgeç uzunluğunu arttırdıkça öngörü hatası düşmektedir. Şekilden görüldüğü gibi öngörü işlemi için süzgeç uzunluğunu 25 seçmek uygundur.

7.5 NLMS ve RLS Süzgeçleri İle Öngörü



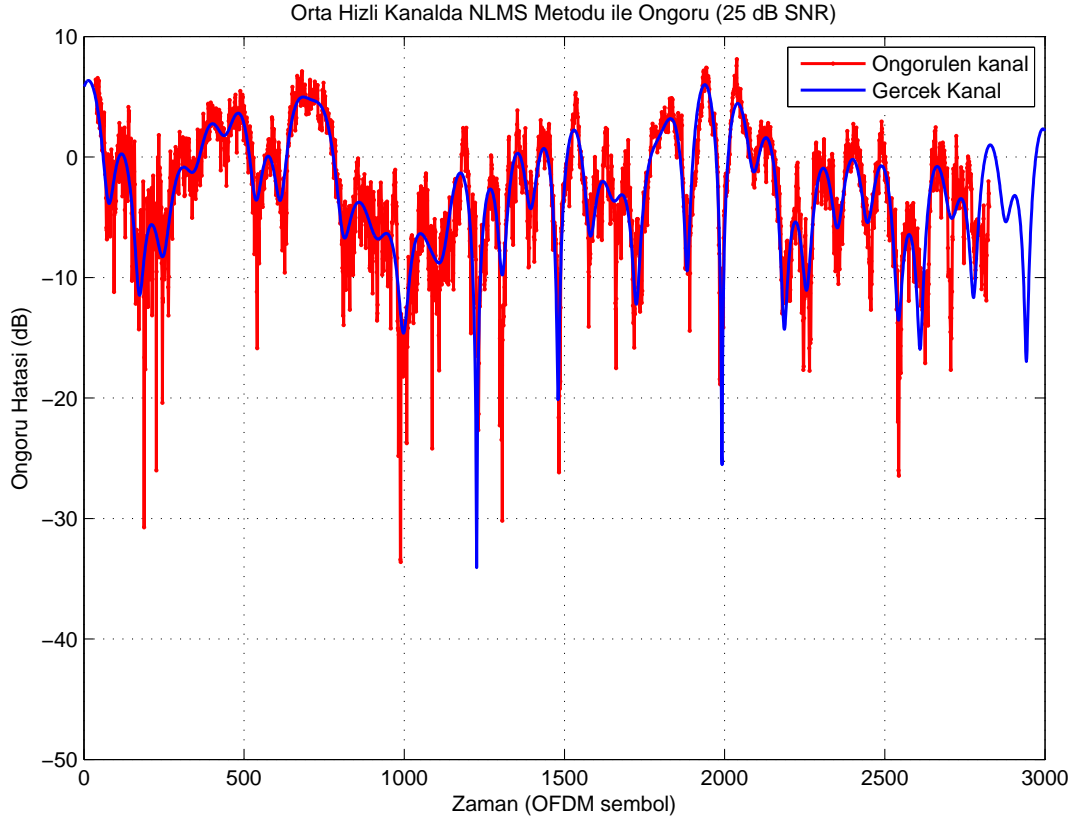
Şekil 7.16. NLMS Süzgeci ile Öngörü (10 dB SNR, 1 öngörü uzunluğu)

Şekil 7.16'de NLMS süzgeci ile öngörülen kanal ve gerçek kanal gösterilmiştir. Buradaki gerçek kanal 50 km/saat hıza ve 92 Hz maximum Doppler değerine sahip orta hızda değişen kanal olarak modellenmiştir. SNR ise 10 dB'dir. 2500 OFDM sembolü zamanda 178.6 milisaniye sürmektedir. Süzgecinin öngörüsü yaptığı uzunluk 1 OFDM sembolüdür. Süzgeç uzunluğu 25 olarak seçilmiştir.



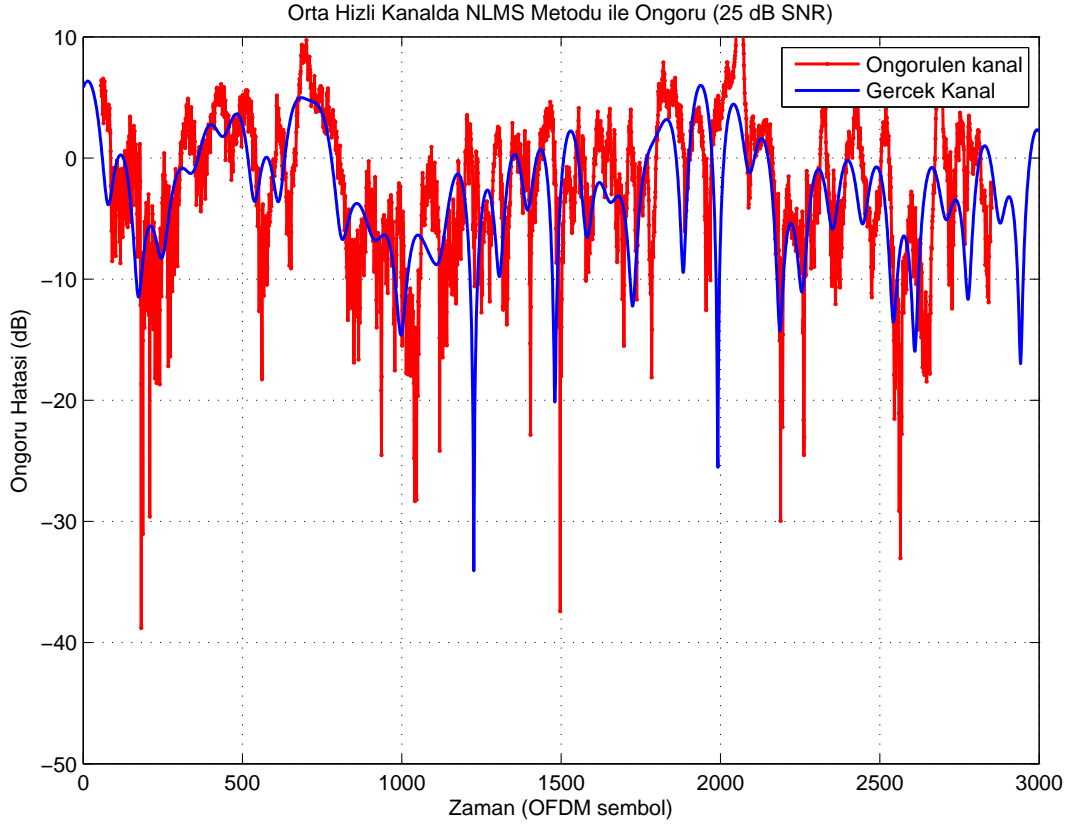
Şekil 7.17. NLMS Süzgeci ile Öngörü (25 dB SNR, 1 öngörü uzunluğu)

Şekil 7.17’de NLMS süzgeci ile öngörülen kanal ve gerçek kanal gösterilmiştir. Buradaki gerçek kanal 50 km/saat hıza ve 92 Hz maximum Doppler değerine sahip orta hızda değişen kanal olarak modellenmiştir. SNR ise 25 dB’dir. 2500 OFDM sembolü zamanda 178.6 milisaniye sürmektedir. Süzgecinin öngörüsü yaptığı uzunluk 1 OFDM sembolüdür. Süzgeç uzunluğu 25 olarak seçilmiştir. Görüldüğü gibi NLMS yöntemi ile öngörülen kanalın gerçek kanal ile daha iyi örtüşmesi için alıcıdaki kestirimin iyi olması gerekmektedir. SNR değerinin düşük olması kestirimi iyileştirdiği için buna bağlı olarak da kanal öngörüsünü daha iyi yapabilmektedir.



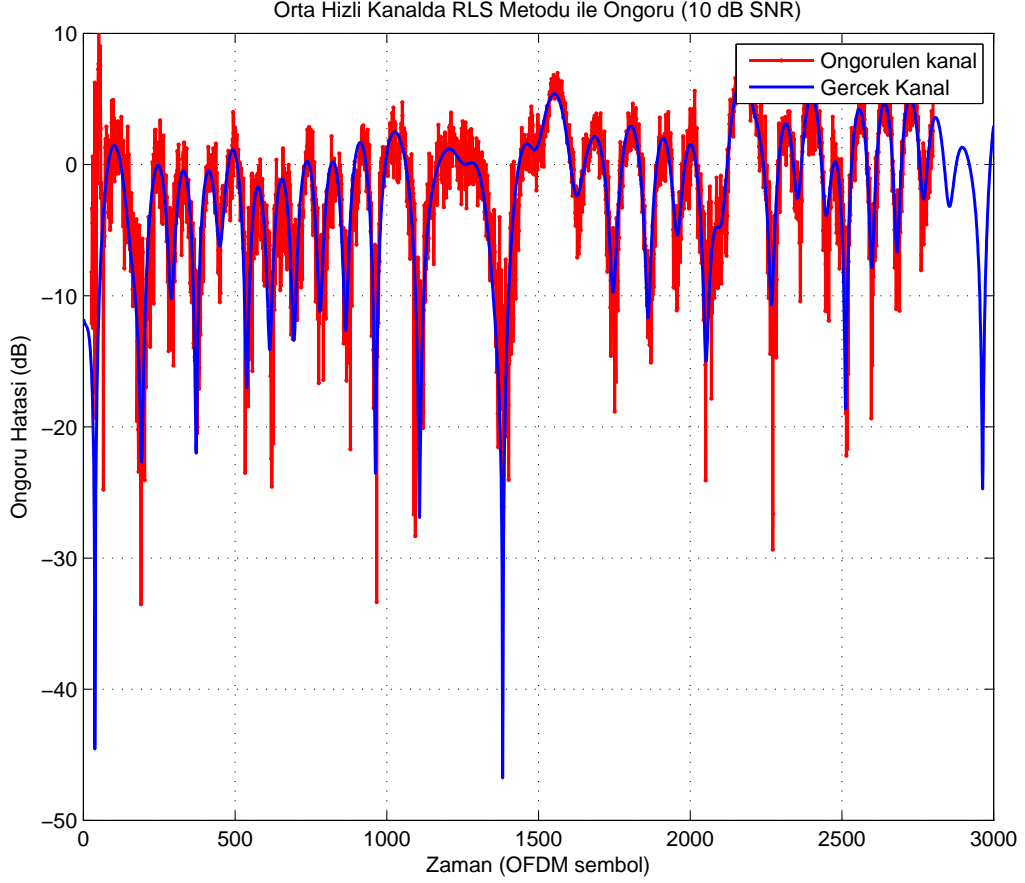
Şekil 7.18. NLMS Süzgeci ile Öngörü (25 dB SNR, 10 öngörü uzunluğu)

Şekil 7.18’de NLMS süzgeci ile öngörülen kanal ve gerçek kanal gösterilmiştir. Buradaki gerçek kanal 50 km/saat hıza ve 92 Hz maximum Doppler değerine sahip orta hızda değişen kanal olarak modellenmiştir. SNR ise 25 dB’dir. 2500 OFDM sembolü zamanda 178.6 milisaniye sürmektedir. Süzgecinin öngörüsü yaptığı uzunluk 10 OFDM sembolüdür. Süzgeç uzunluğu 25 olarak seçilmiştir. Görüldüğü gibi öngörü uzunluğu arttırıldıkça süzgeç gerçek kanalı daha kötü öngörmektedir. Bunun sebebi süzgecin kullandığı bilginin, 1 sembol önceki kanal durum bilgisi yerine 10 sembol önceki kanal durum bilgisi olmasıdır.



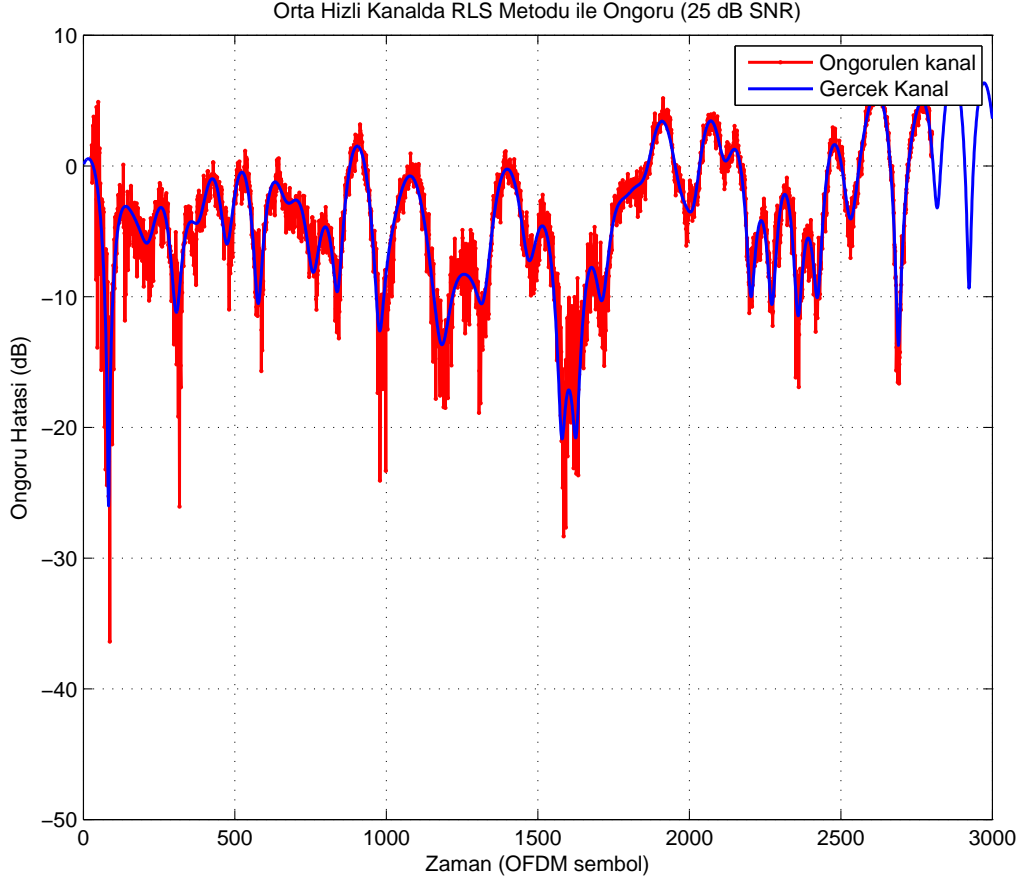
Şekil 7.19. NLMS Süzgeci ile Öngörü (25 dB SNR, 30 öngörü uzunluğu)

Şekil 7.19’de NLMS süzgeci ile öngörülen kanal ve gerçek kanal gösterilmiştir. Buradaki gerçek kanal 50 km/saat hıza ve 92 Hz maximum Doppler değerine sahip orta hızda değişen kanal olarak modellenmiştir. SNR ise 25 dB’dir. 2500 OFDM sembolü zamanda 178.6 milisaniye sürmektedir. Süzgeç uzunluğu 25 olarak seçilmiştir. Süzgecinin öngörüsü yaptığı uzunluk 30 OFDM sembolüdür. Görüldüğü gibi öngörü uzunluğu 10 sembolden 30 sembole çıkarılmış ve bu da öngörü hatasını oldukça arttırmıştır. Bilgilerdeki gecikme arttıkça süzgeç gerçek kanalı daha kötü öngörmektedir.



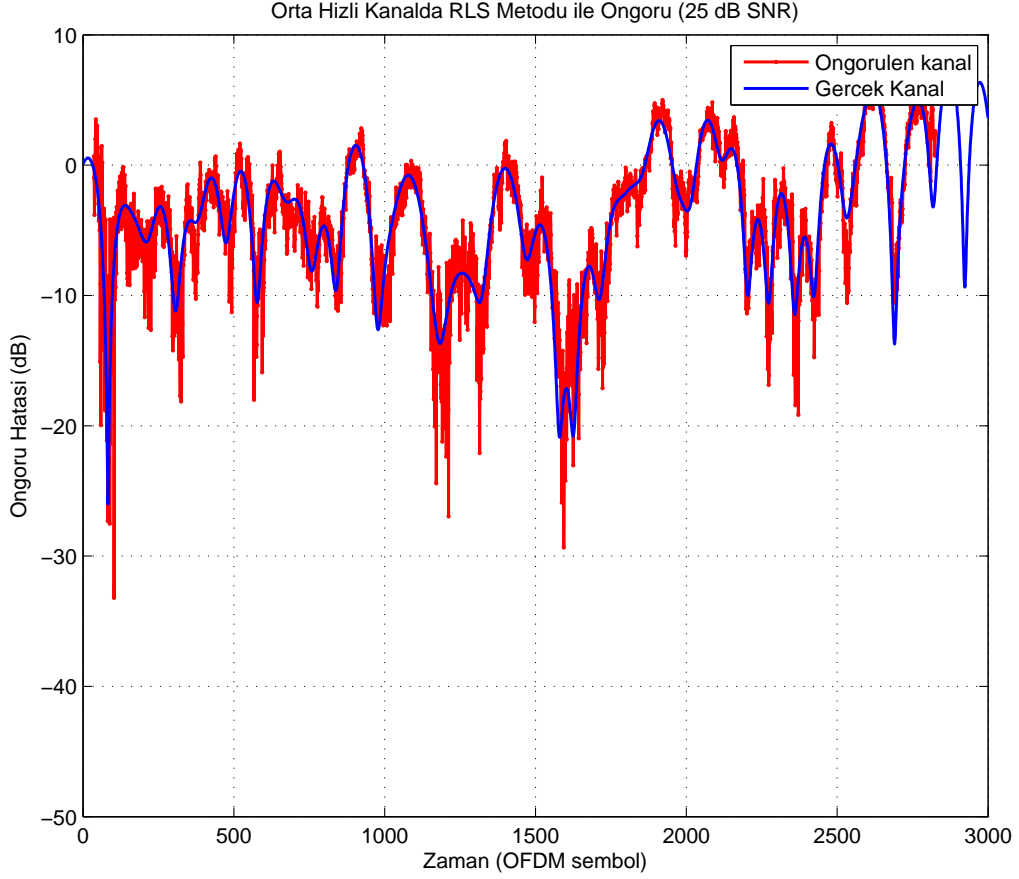
Şekil 7.20. RLS Süzgeci ile Öngörü (10 dB SNR, 1 öngörü uzunluğu)

Şekil 7.20’de RLS süzgeci ile öngörülen kanal ve gerçek kanal gösterilmiştir. Buradaki gerçek kanal 50 km/saat hıza ve 92 Hz maximum Doppler değerine sahip orta hızda değişen kanal olarak modellenmiştir. SNR ise 10 dB’dir. 2500 OFDM sembolü zamanda 178.6 milisaniye sürmektedir. Süzgecinin öngörüsü yaptığı uzunluk 1 OFDM sembolüdür. Süzgeç uzunluğu 25 olarak seçilmiştir. Görüldüğü gibi aynı durum için RLS algoritması NLMS algoritmasına göre daha hızlı bir şekilde gerçek kanalı yakalamaktadır.



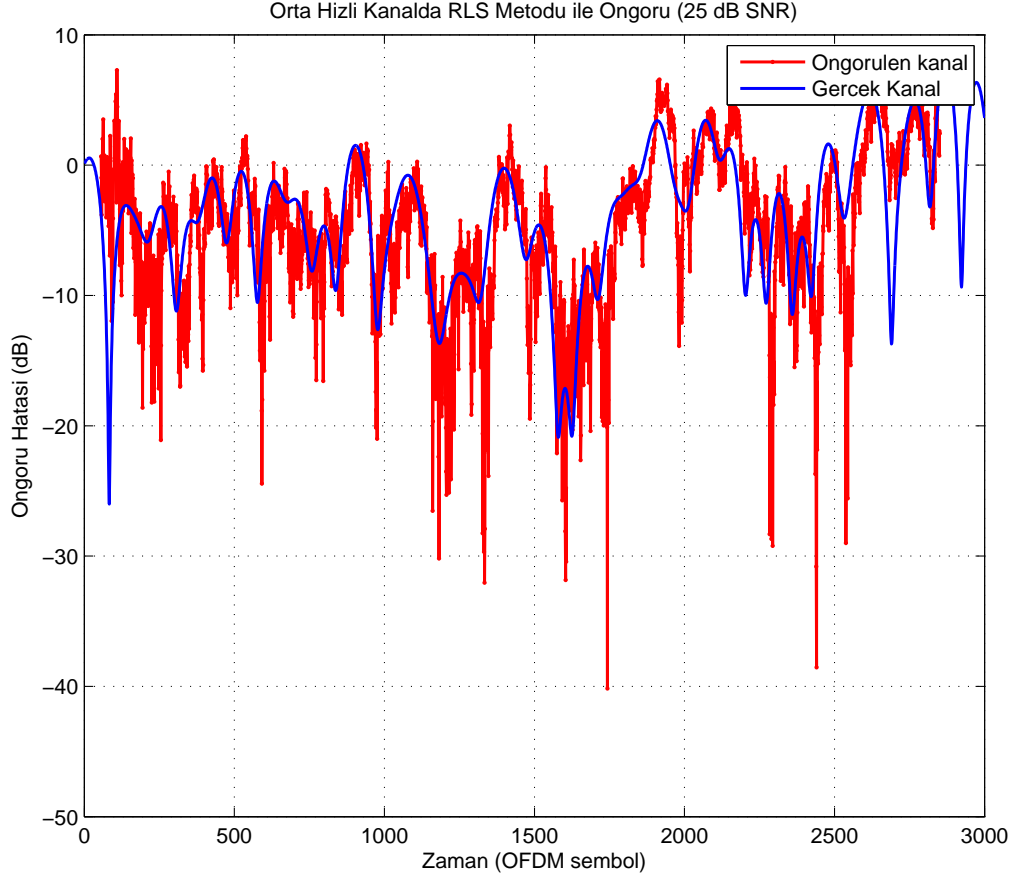
Şekil 7.21. RLS Süzgeci ile Öngörü (25 dB SNR, 1 öngörü uzunluğu)

Şekil 7.21’de RLS süzgeci ile öngörülen kanal ve gerçek kanal gösterilmiştir. Buradaki gerçek kanal 50 km/saat hıza ve 92 Hz maximum Doppler değerine sahip orta hızda değişen kanal olarak modellenmiştir. SNR ise 25 dB’dir. 2500 OFDM sembolü zamanda 178.6 milisaniye sürmektedir. Süzgecinin öngörüsü yaptığı uzunluk 1 OFDM sembolüdür. Süzgeç uzunluğu 25 olarak seçilmiştir. SNR değerinin düşük olması kanal kestirimi iyileştirmiş ve kanal öngörüsünü daha iyi yapmıştır.



Şekil 7.22. RLS Süzgeci ile Öngörü (25 dB SNR, 10 öngörü uzunluğu)

Şekil 7.22’de RLS süzgeci ile öngörülen kanal ve gerçek kanal gösterilmiştir. Buradaki gerçek kanal 50 km/saat hıza ve 92 Hz maximum Doppler değerine sahip orta hızda değişen kanal olarak modellenmiştir. SNR ise 25 dB’dir. 2500 OFDM sembolü zamanda 178.6 milisaniye sürmektedir. Süzgeç uzunluğu 25 olarak seçilmiştir. Süzgecinin öngörüsü yaptığı uzunluk 10 OFDM sembolüdür. Görüldüğü gibi öngörü uzunluğu arttırılmış ve buna bağlı olarak kanal Şekil 7.21’ye göre daha kötü öngörülmüştür.



Şekil 7.23. RLS Süzgeci ile Öngörü (25 dB SNR, 30 öngörü uzunluğu)

Şekil 7.23'de RLS süzgeci ile öngörülen kanal ve gerçek kanal gösterilmiştir. Buradaki gerçek kanal 50 km/saat hıza ve 92 Hz maximum Doppler değerine sahip orta hızda değişen kanal olarak modellenmiştir. SNR ise 25 dB'dir. 2500 OFDM sembolü zamanda 178.6 milisaniye sürmektedir. Süzgeç uzunluğu 25 olarak seçilmiştir. Süzgecinin öngörüsü yaptığı uzunluk 30 OFDM sembolüdür. Görüldüğü gibi kanal öngörüsü Şekil 7.22'ye göre daha kötüleşmiştir.

8. SONUÇLAR

Bu çalışmada OFDM sistemi için öngörülü kanal kestirimi yapılmıştır. Kanalı öngörmeye çalışmamızın nedeni gelecek çalışmalarda yapmak istediğimiz OFDMA kaynak tahsisi işleminde elimizdeki kanalı nasıl öngörebiliriz fikridir. Herhangi bir kaynak tahsisi algoritmasını, ikinci bir geri besleme bilgisi almadan, sadece geçen sürede kanalın nasıl değiştiğini öngörüp, bu bilgi ile o süreye ait kaynak tahsis işlemi tek seferde yapmanın tahsis işlemine fayda sağlayacağı düşünülmektedir. Fakat buradaki sorun, farklı hızlarda değişen bir kanalın nasıl öngörülebileceğidir. Bu sebeple OFDM sisteminde bir kanal alınan kestirim bilgisine bağlı olarak kaç OFDM sembolü sonrasına kadar öngörülebilir ve öngörü hatası ne kadardır sorularının cevabını aramak için bu çalışma yapılmıştır. Ayrıca benzetimlerde kullanılan kanalın modellenmesi için güncel iletişim kanalı modeli olan LTE sisteminin standart parametreleri kullanılmıştır.

Kanal öngörüsü için iki ana yöntemden birisi olan sinüzoidal model ile pilot tabanlı kanal öngörü yöntemi incelenmiştir. Oluşturulan kanal bu model ile öngörülmeye çalışılmıştır. Sinüzoidal model yöntemi, kanal öngörüsü işlemine geçmeden önce parametre kestirimi yaptığı için parametrelerin ayrı ayrı kestiriminin uzun sürmesi ve bunun da sistem karmaşıklığını arttırdığı görülmüştür. Bu modelde yapılan kestirimlerden herhangi birindeki performans düşüklüğü tüm kestirim performansını düşürmektedir, buna en iyi örnek kanalın gecikme profilinin bu model ile kötü kestirilmesi. Halbuki özellikle daha sonraki OFDM kaynak tahsisi çalışmalarında kullanmak istediğimiz yapıda kanal durum bilgisinin sistemden kaynaklanan bazı gecikmelere hassas davranması ve kanal öngörüsü yapmamızdaki temel amacı sağlayamamaktadır. Bunun yerine karmaşıklığı ve kestirim için sadece vericideki geçmiş kanal bilgisine ihtiyaç duyarak kanal öngörüsü yapan uyarlamalı modelin daha iyi olduğu anlaşılmıştır.

Daha sonraki çalışmalarda ise uyarlamalı öngörü modelleri olan RLS ve NLMS algoritmaları ile kanal öngörüsü yapılmıştır. Bu yöntemler incelenirken ilk olarak süzgeç uzunluğunun nasıl seçileceği incelenmiş ve öngörü ufkuna bağlı ortalama karesel hata değerleri bulunmuştur. İki yöntem içinde kısa öngörü ufuklarında belirli bir süzgeç uzunluğundan sonra süzgeç uzunluğunu arttırmanın öngörü hatasını daha fazla arttırmadığı görülmüştür. Fakat büyük öngörü ufuklarında aynı süzgeç uzunluğu se-

çildiğinde öngörü hatası artmıştır. Bunun asıl sebebinin hatayı arttıran sebebin kanalın yavaş yada hızlı değişimine süzgecin ayak uyduramasıdır. Bu durum hatayı süzgeç uzunluğu seçimine göre daha çok etkilemektedir. Orta hızla değişen bir kanalda RLS ve NLMS süzgeç uzunluğunu 25 olarak seçmenin uygun olduğu görülmüştür. Bu süzgeç uzunluğu belirlendikten sonra iki algoritma ile kanal öngörüsü yapılmıştır. Alıcıda kestirilen kanalın sinyala gürültü oranının fazla olduğu durumda öngörü hatasının ve gerçek kanalı yakalama hızının daha kötü olduğu görülmüştür. Ayrıca öngörü ufku arttırıldıkça, normalize edilmiş ortalama karesel öngörü hatası da artmaktadır. Bu artış kanalın hızı arttıkça daha belirgin bir artış göstermektedir. RLS ve NLMS algoritmaları karşılaştırıldığında artan öngörü değerine paralel olarak RLS filresinin yaptığı öngörü hatası daha hızlı artmaktadır. Bunun sebebi öngörü ufku arttırıldıkça RLS algoritmasının barındırdığı özilinti fonksiyonu hesaplanırken kullanılan değerlerin daha geçmiş sembol bilgilerini içermesi olduğu görülmüştür. Bu sebeple öngörü işleminin kullandığı bilgiler öngörünün artışıyla beraber giderek daha çok güncelliğini yitirmektedir. NLMS algoritmasında bu özilinti işlemi olmadığı için geçmişe bağımlılığın etkisi daha azdır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] Goldsmith, A., Wireless Communications, Cambridge University Press, 2005.
- [2] Haykin, S., Communication Systems, John Wiley and Sons, 2001.
- [3] Proakis, J. G., Digital Communications, 3rd ed., McGraw-Hill, New York, 1995.
- [4] Kozek, W., Molisch, A. F., Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels, IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 16, no. 10, pp. 1579-1589, Oct. 1998.
- [5] Bölcskei, H., Efficient design of pulse shaping filters for OFDM systems, Proc. SPIE Wavelet Applications Signal Image Processing VII, Denver, CO, pp. 625-636, Jul. 1999.
- [6] Molisch, A., Wireless Communications, IEEE Press, John Wiley and Sons, 2005.
- [7] Haykin, S., Adaptive Filter Theory, 4th Ed., Prentice Hall, New Jersey, 2002.
- [8] Dent, P., Bottomley, G. E., and Croft, T., Jakes Fading Model Revisited, Electronics Letters 29, pp. 1162-1163, 1993.
- [9] Evans, B. L., Wong, I. C., Joint Channel Estimation and Prediction for OFDM Systems, Proc. IEEE Global Communications Conf., St. Louis, Missouri USA, Nov. 28-Dec. 2 2005.
- [10] Schafhuber, D., Matz, G., MMSE and Adaptive Prediction of Time-Varying Channels for OFDM Systems, March 2005, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 4, no. 2, 2005.
- [11] Turgu, C., Çok Kullanıcılı OFDM için Kaynak Tahsisi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, Aralık 2008.
- [12] Tse, D., Viswanath, P., Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge University Press, Cambridge, pp. 587, 2005.
- [13] Paulraj, A., Nabar, R., Gore, D., Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge University Press, 2006.
- [14] Kühn, V., Wireless Communications over MIMO Channels, John Wiley and Sons, England, 2006.
- [15] Verdu, Multiuser Detection, Cambridge University Press, 1998.
- [16] Somasegaran, L., Channel Estimation and Prediction in UMTS LTE, Master Thesis in Aalborg University, Institute of Electronic Systems, Signal and Information Processing for Communication, 2007.
- [17] 3GPP, Release 8 V0.0.3, Overview of 3GPP Release 8: Summary of all Release 8 Features, November 2008.
- [18] 3GPP, 3GPP TR 25.913 V7.3.0, Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN), Technical report, 3GPP, September 2003.

- [19] 3GPP, 3GPP TR 25.814 V7.1.0, Physical Layer Aspects for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7), Technical report, 3GPP, September 2006.
- [20] Rappaport, T. S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, 2002.
- [21] Souryal, M. R., Pickholtz, R. L., Adaptive Modulation with Imperfect Channel Information in OFDM, IEEE Proc. Int. Conf. Comm., pp. 1861-1865, 2001.
- [22] Ancora, A., Bona, C., Slock, D. T. M., Down-sampled Impulse Response Least-Squares Channel Estimation for LTE OFDMA. In ICASSP 2007, 32nd IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Honolulu, USA, Apr 2007.
- [23] J. van de Beek, J., Edfors, O., Sandell, M., Wilson, S. K., Borjesson, P. O., On Channel Estimation in OFDM Systems, IEEE 45th Vehicular Technology Conference, vol. 2, pages 815-819, 25-28 July 1995.
- [24] Kay, S. M., Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Prentice-Hall Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 1993.
- [25] Shin, C., Heart, R. W., Powers, E. J., Blind Channel Estimation for MIMO OFDM Systems, IEEE Transaction on Vehicular Technology, 56(2), pp. 670-685, March 2007.
- [26] Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., Bahai, A., Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems, IEEE Transaction on Broadcasting, 48(3), pp. 223-229, September 2002.
- [27] Litwin, L., Pugel, M., The principles of OFDM, January 2001.
- [28] Forenza, A., Exploitation of the Fixed Wireless Channel through the Link-Adaptation Algorithm and the Channel Prediction, Master thesis, Institut Eurocom, 2001.
- [29] Sternad, M., Aronsson, D., Channel Estimation and Prediction for Adaptive OFDM Downlinks (vehicular applications), Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 2, pp. 1283-1287, 2003.
- [30] Jakes, W. C., Microwave Mobile Communications, Wiley, 1974.
- [31] Madisetti, V., Williams, D. B., The Digital Signal Processing Handbook, Boca Raton, FL: CRC; IEEE, 1998.
- [32] Stoica, P., Moses, R. L., Introduction to Spectral Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997.
- [33] Xu, G., Roy, I. R. H., Kailath, T., Detection of number of sources via exploitation of centro symmetry property, IEEE Transaction Signal Proc., vol. 42, no. 1, pp. 102-112, Jan. 1994.

- [34] Tufts, D., Kumaresan, R., Estimation of frequencies of multiple sinusoids Making linear prediction perform like maximum likelihood, Proc. IEEE, vol. 70, pp. 975-989, 1982.
- [35] Reddy, V., Biradar, L., SVD-based information theoretic criteria for detection of the number of damped/undamped sinusoids and their performance analysis, IEEE Transaction Signal Process., vol. 41, no. 9, pp. 2872-2881, Sep. 1993.
- [36] Li, Y., Seshadri, N., Ariyavisitakul, S., Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels, IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 3, pp. 461-471, Mar. 1999.
- [37] Li, Y., Cimini, L., Sollenberger, N., Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels, IEEE Transaction Commun., vol. 46, no. 7, pp. 902-915, Jul. 1998.
- [38] Edfors, O., Sandell, M., van de Beek, J.-J., Wilson, S. K., Börjesson, P. O., OFDM channel estimation by singular value decomposition, IEEE Transaction. Commun., vol. 46, no. 7, pp. 931-939, Jul. 1998.
- [39] Matz, G., Characterization of non-WSSUS fading dispersive channels, in Proc. IEEE ICC, Anchorage, AK, pp. 2480-2484, May 2003.
- [40] Schafhuber, D., Rupp, M., Matz, G., Hlawatsch, F., Adaptive identification and tracking of doubly selective fading channels for wireless MIMO-OFDM systems, in Proc. IEEE SPAWC, Rome, Italy, Jun. 2003.

EKLER

EK 1 : OFDM Tekniği ve Çok Taşıyıcılı Kiplenim

Dar bant kablosuz iletişim sistemleri için oldukça elverişli bir kiplenim türü olan OFDM yönteminde, mevcut geniş bant aralığı çok sayıda birbirinden bağımsız dar bantlı alt-kanallara bölünerek çok taşıyıcılı kiplenim gerçekleştirilir. Bu alt-kanallar birbirine diktir ve böylelikle frekans bölüşümlü çoğullama sistemi gerçekleştirilmiş olur. Alt-taşıyıcıların birbirine dik seçilmesindeki sebep aralarında oluşabilecek çapraz karışmanın (crosstalk) engellenmesidir.

Alt-kanallara bölme işlemi ile yavaş iletişim yapan ama girişimden arınmış alt kanalların toplamdaki veri hızı oldukça artar. Tek taşıyıcı kullanan sistemlerin aksine güçlü bir kanal eşitleyiciye gerek kalmamasına rağmen geniş bant aralığını, daha dar parçalara bölmek için ek işlemlere ihtiyaç duyulur. Bir iletişim sisteminde kanalın ilinti bant genişliğinin mevcut bant genişliğinden daha dar olması durumunda kanal frekans seçici özellik gösterir. Bu durum mevcut kanal bant genişliğinin alt-kanalların sayısı kadar (yeteri kadar büyük seçilirse) eşit parçaya bölünmesiyle giderilir ve artık bu alt-kanallar frekans seçici olmaktan çıkıp göreceli olarak frekans-düz sönülmeye maruz kalırlar.

Oluşturulan alt-kanallar literatürde yaygın olarak alt-taşıyıcı (subcarrier) olarak da adlandırılır. Çok taşıyıcılı bir iletişim sisteminde kiplenilmiş N tane paralel karmaşık değerli kaynak sembol dizisi S_n ve bir OFDM sembolü $n = 0, 1, \dots, N - 1$ olsun. Dikdörtgenel darbe biçimli bir OFDM sembolünün karmaşık zarfı

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, \quad T_g \leq t \leq T_s \quad (\text{Ek1-1})$$

olarak tanımlanır. Buradaki T_s , seri veri sembollerinin süresi T_d olarak verildiği durumda seri-paralel dönüşüm sonucu bir OFDM sembolünün süresini

$$T_s = NT_d \quad (\text{Ek1-2})$$

verir. T_g ise her sembolün başına eklenen döngüsel önek süresini verir. Alt-taşıyıcılar

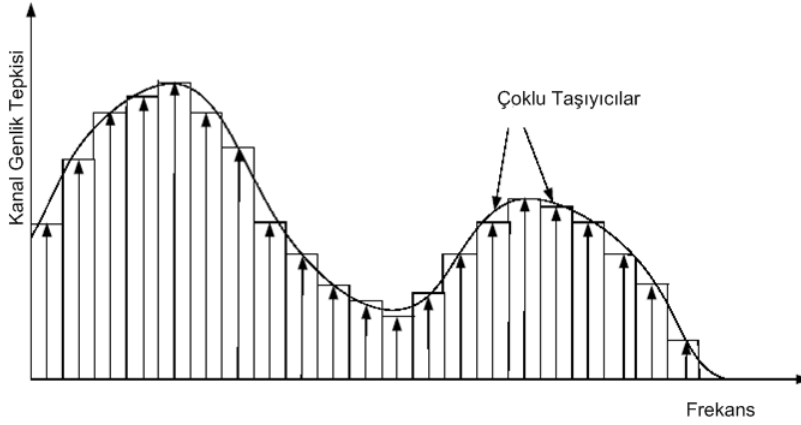
arasındaki dikliğin sağlanabilmesi için de alt-taşıyıcılar sıklık bölgesinde

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (\text{Ek1-3})$$

aralıklarla yerleştirilmelidir. N tane alt-taşıyıcı da

$$f_n = \frac{n}{T_s}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (\text{Ek1-4})$$

sıklıkla yerleştirilir.



Şekil 8.1. Çok Taşıyıcı Kiplenim Yapısı

OFDM sisteminde farklı alt-kanalların oluşturulabilmesi için Ayırık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform) kullanılır. Pratikte, Ayırık Fourier Dönüşümü Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) yöntemi ile gerçekleştirilir. OFDM'in en önemli faydası ise, çok taşıyıcı yapısının ters ayırık Fourier dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) ile gerçekleştirilebilir olmasıdır. Bu işlem, hesaplama yönünden etkin bir metod olan ters hızlı Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) ile de yapılabilir.

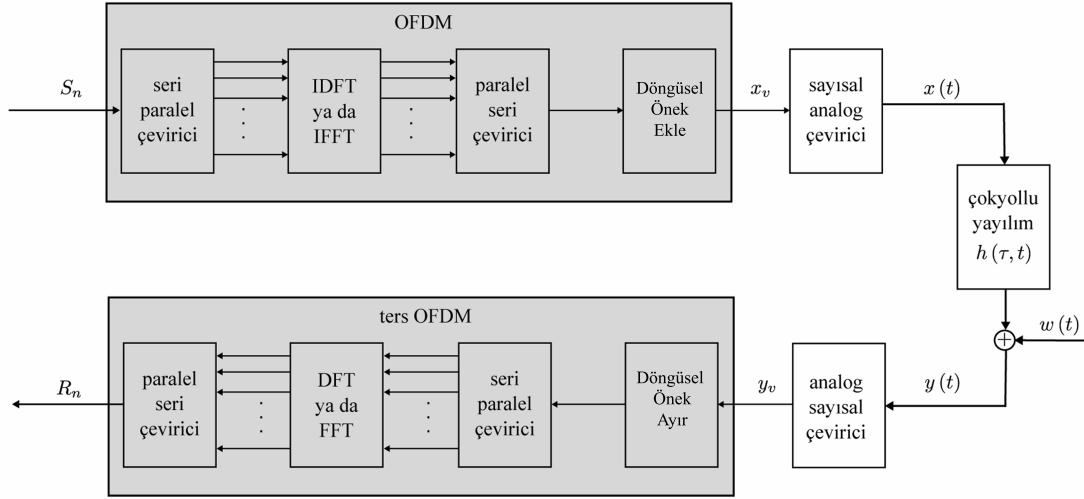
$x[n], 0 \leq n \leq N - 1$ ayırık zamanda bir diziyi temsil etsin. Bu dizinin N -noktalı DFT 'si

$$DFT\{x[n]\} = X[i] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi ni/N}, \quad 0 \leq i \leq N - 1 \quad (\text{Ek1-5})$$

ters DFT'si ise

$$IDFT\{X[i]\} = x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N-1} X[i] e^{j\frac{2\pi ni}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{Ek1-6})$$

olarak ifade edilmektedir.



Şekil 8.2. OFDM Blok Şeması

OFDM sisteminin bloklar halinde gösterilmiş hali (Ek1.2)'de verilmiştir. Öncelikle sistemin girdisi olan veriler QAM yöntemiyle kiplendikten sonra birer karmaşık veri sembolleri dizisi oluştururlar. ($X[0], X[1], \dots, X[N-1]$). Daha sonra ise, bir seriden paralele dönüştürücüye girerek N sembolden oluşan bir veri öbeği haline gelirler ve bu öbeğin sembolleri her alt-kanaldan yollanacak sembolleri oluştur [1]. OFDM kipleycisinin ortalama değeri sıfır olan çıktısının ayırık frekans bileşenleri, seriden paralele çeviricinin bu N adet sembol çıktısıdır. Buradaki işlem, mevcut frekans bileşenlerine IDFT işlemi uygulanarak zaman örnekleri elde edilmesidir. IFFT çıkışında OFDM sembol dizisi ($x[n] = x[0], x[1], \dots, x[N-1]$) şeklindedir.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j\frac{2\pi ni}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{Ek1-7})$$

Bundan sonraki aşamada öncelikle zaman örnekleri paralelden seriye çevrilerek bir sinyal dizisi elde edilir ve döngüsel önek ekleme kısmına geçilir.

Sistemdeki alt-taşıyıcı sayısı arttıkça, OFDM sembol süresi artacak böylelikle sembol süresi T_s kanalın darbe tepki süresi τ_{max} değerinden büyük olacağından semboller arası girişim (Inter Symbol Interference, ISI) de azalacaktır. ISI'yı tamamen ortadan kaldırmak için OFDM sembol süresine döngüsel önek süresi T_g eklenmelidir. Bu işlem aynı zamanda alt-taşıyıcılar arasındaki dikliğin muhafaza edilerek taşıyıcılar arasındaki girişimin (Inter Carrier Interference, ICI) engellenmesi için de gereklidir. Döngüsel önek süresi

$$T_g \geq \tau_{max} \quad (\text{Ek1-8})$$

koşulunu sağlamalıdır. Bu aralığın sembol sayısı olarak değeri ise

$$L_g \geq \left\lfloor \frac{\tau_{max} N}{T_s} \right\rfloor \quad (\text{Ek1-9})$$

olmalıdır. L_g uzunluğu, ISI'nın etkisini ortadan kaldırmak için OFDM sembolüne eklenmesi gereken döngüsel önek uzunluğunu verir. Artık yeni OFDM sembol süresi

$$T'_s = T_g + T_s \quad (\text{Ek1-10})$$

olur.

Döngüsel önek ile genişletilmiş yeni OFDM sembolünün örnekleri

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j\frac{2\pi ni}{N}}, \quad -L_g \leq n \leq N-1 \quad (\text{Ek1-11})$$

haline gelir. Bu işlemin sonunda D/A çeviriciden geçen örnekler kanaldan gönderilmeye hazır olan ve T'_s süresi uzunluğunda taban bant OFDM sinyalini, $x(t)$, oluşturur. Sinyal, radyo sıklık (Radio Frequency, RF) sinyaline çevrildikten sonra kanal üzerinden alıcı tarafa iletilir.

Yollanan sinyal alıcı tarafta, RF sinyalinden taban banda indirilmiş $y(t)$ sinyalidir. Bu $y(t)$ sinyali, $x(t)$ sinyalinin kanal dürtü yanıtı $h(t, \tau)$ ile evrişimine, gürültü $w(t)$ eklenmesiyle oluşur:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau + w(t). \quad (\text{Ek1-12})$$

Alınan bu $y(t)$ sinyali, A/D çeviriciden geçirilip $1/T_d$ hızında örneklenir ve $y[n]$, $-L_g \leq n \leq N-1$ dizisi elde edilir. Semboller arası girişimin etkisi sadece döngüsel öneği oluşturan ilk L_g terim üzerinde görülür ve kip çözücü bu en baştaki L_g terimi atar. Bu sayede OFDM sembolünden ISI etkisi arındırılmış olur. Bu arındırılmış sembollerden verici tarafından gönderilen mesaj sembolleri DFT kullanılarak kestirilir:

$$R_i = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j2\pi ni/N}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{Ek1-13})$$

Çok taşıyıcılı OFDM sistemindeki bu işlemler matris formunda gösterilmek istenirse, bir OFDM sembolünde paralel olarak taşınacak karmaşık değerli kaynak sembol dizisini ifade etsin:

$$\mathbf{s} = (S_0, S_1, \dots, S_{N-1})^T \quad (\text{Ek1-14})$$

Buradaki $(.)^T$ işlemi de matris veya vektörün devriğini göstermektedir. Gürültü vektörü

$$\mathbf{w} = (W_0, W_1, \dots, W_{N-1})^T \quad (\text{Ek1-15})$$

ve alıcı taraftaki sembol vektörü

$$\mathbf{r} = [R_0, R_1, \dots, R_{N-1}]^T \quad (\text{Ek1-16})$$

olarak verilsin.

$N \times N$ boyutunda kanal matrisini ise

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_{1,1} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & H_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{Ek1-17})$$

ifade etsin. Burada karmaşık değerli düz sönümlenmeli kanal katsayıları matrisin köşegenleri boyunca yerleştirilmiştir ve her kanal katsayısı bir tane alt-taşıyıcıya karşılık gelir. Tüm bu ifadeler arasındaki ilişki

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (\text{Ek1-18})$$

haline gelir [2].

EK 2 : Kanalin Evre Uyumlu Parametreleri ve Hata Tabloları

Benzetim için kullanılan kanalın evre uyumlu bant genişliği hesaplanarak verilmiştir.

$$\Delta f_{(0.5)} = \frac{1}{50 T_{RMS}} \quad (\text{Ek2-1})$$

$$\Delta f_{(0.9)} = \frac{1}{5 T_{RMS}} \quad (\text{Ek2-2})$$

Bölüm 2.3'de ifade edildiği gibi, alt-taşıyıcılar arasındaki frekans aralığı:

$$f_{space} = 15 \text{kHz}, \quad (\text{Ek2-3})$$

ve Şekil 2.5'te açıklandığı şekliyle her 6 alt-taşıyıcı için referans sembolü eklenir:

$$f_R = f_{space} \cdot 6 = 90 \text{kHz} \quad (\text{Ek2-4})$$

Kanal için evre uyumlu zaman süresi hesaplanarak verilmiştir [20].

$$\Delta t_{(c)} = \frac{9}{16\pi f_{Dmax}} \quad (\text{Ek2-5})$$

Bir dilim için gerekli süre Şekil 2.1'de verilmiştir. Bir dilimde 7 sembol vardır $N_{sym} = 7$ ve sembol süresi:

$$T_s = \frac{T_{slot}}{N_{sym}} = \frac{0.5 \text{ms}}{7} = 71.43 \mu\text{s} \quad (\text{Ek2-6})$$

olarak hesaplanır.

Tablo 8.1. Evre Uyumlu Bant Genişliği

% 50 ilintili	RMS Gecikme Yay.	Evre Uyumlu Bant Gen.	Alt-taşıyıcı Aralığı
	45 ns	444 kHz	29~30
	357 ns	56 kHz	3~4
	991 ns	20 kHz	1~2
% 90 ilintili	RMS Gecikme Yay.	Evre Uyumlu Bant Gen.	Alt-taşıyıcı Aralığı
	45 ns	4444 kHz	296
	357 ns	560 kHz	37~38
	991 ns	202 kHz	13~14

Tablo 8.2. Evre Uyumlu Zaman Süresi

Δt	Mobil Hızı	Maximum Doppler	Evre Uyumlu Zaman Süresi
	5 km/saat	9.3 Hz	19.3 ms
	50 km/saat	92 Hz	1.9 ms
	100 km/saat	185 Hz	0.96 ms
	120 km/saat	222 Hz	0.80 ms
	162 km/saat	300 Hz	0.59 ms
1 Dilim=0.5 ms		Dilim Sayısı	Sembol Sayısı
	19.3 ms / 0.5ms	38.6	270
	1.9 ms / 0.5ms	3.86	27
	0.96 ms / 0.5ms	1.9	13
	0.80 ms / 0.5ms	1.6	11
	0.59 ms / 0.5ms	1.1	8

NLMS																					
P																					
MSE	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	14	16	18	20	25	30	35	40	45	50
1	0,3846	0,1741	0,1963	0,2009	0,1829	0,2102	0,8651	0,2474	0,4190	0,2081	0,1990	0,2162	0,2382	0,2988	0,2380	0,2744	0,3454	0,3604	0,3457	0,4664	0,3583
5	0,0991	0,0977	0,0952	0,0921	0,0901	0,0908	0,0915	0,0963	0,0970	0,1048	0,1183	0,1056	0,1186	0,1300	0,1339	0,1540	0,1722	0,1775	0,2038	0,2062	0,2060
10	0,0890	0,0914	0,0871	0,0906	0,0895	0,0915	0,0919	0,0931	0,0987	0,0914	0,1066	0,1143	0,1170	0,1271	0,1338	0,1442	0,1537	0,1731	0,1645	0,1952	0,1942
15	0,0884	0,0859	0,0861	0,0849	0,0906	0,0825	0,0880	0,0946	0,0966	0,0906	0,0985	0,1056	0,1047	0,1168	0,1213	0,1299	0,1267	0,1546	0,1545	0,1578	0,1582
20	0,0849	0,0850	0,0890	0,0852	0,0881	0,0877	0,0872	0,0800	0,0886	0,0867	0,0948	0,0893	0,0964	0,0965	0,1068	0,1051	0,1169	0,1150	0,1195	0,1306	0,1322
25	0,0801	0,0860	0,0827	0,0811	0,0814	0,0834	0,0837	0,0796	0,0866	0,0830	0,0865	0,0873	0,0849	0,0880	0,0924	0,0962	0,1027	0,1093	0,1164	0,1216	0,1264
30	0,0807	0,0824	0,0793	0,0758	0,0807	0,0824	0,0821	0,0812	0,0853	0,0829	0,0867	0,0880	0,0803	0,0893	0,0908	0,0922	0,1031	0,1089	0,1160	0,1165	0,1228
35	0,0724	0,0770	0,0818	0,0829	0,0788	0,0798	0,0813	0,0763	0,0761	0,0805	0,0814	0,0838	0,0806	0,0867	0,0916	0,0929	0,0992	0,1018	0,1123	0,1244	0,1229
40	0,0780	0,0782	0,0819	0,0824	0,0791	0,0802	0,0790	0,0801	0,0819	0,0836	0,0851	0,0809	0,0858	0,0865	0,0910	0,0955	0,0989	0,1072	0,1160	0,1226	0,1237
45	0,0814	0,0801	0,0834	0,0797	0,0820	0,0791	0,0791	0,0784	0,0861	0,0835	0,0810	0,0848	0,0841	0,0858	0,0907	0,0948	0,1035	0,1041	0,1144	0,1220	0,1293
50	0,0799	0,0787	0,0806	0,0831	0,0821	0,0785	0,0800	0,0835	0,0824	0,0859	0,0820	0,0854	0,0898	0,0913	0,0908	0,0931	0,0994	0,1050	0,1183	0,1209	0,1271

M

Şekil 8.1. Orta Hızda Değişen Kanal için NLMS HATA Tablosu

RLS																					
P																					
MSE	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	14	16	18	20	25	30	35	40	45	50
1	0,1124	0,1168	0,1183	0,1165	0,1224	0,1291	0,1447	0,1460	0,1640	0,1816	0,2204	0,2289	0,2717	0,3130	0,3672	0,4706	0,5631	0,7109	0,7846	0,8540	0,8487
5	0,0728	0,0825	0,0861	0,0945	0,1040	0,1056	0,1221	0,1343	0,1382	0,1547	0,1901	0,2092	0,2553	0,2953	0,3355	0,4520	0,5419	0,6226	0,7044	0,7611	0,8323
10	0,0706	0,0777	0,0830	0,0857	0,0909	0,1017	0,1128	0,1206	0,1252	0,1298	0,1538	0,1722	0,1849	0,2090	0,2444	0,3022	0,3722	0,4306	0,4834	0,5875	0,6077
15	0,0758	0,0747	0,0816	0,0819	0,0900	0,0880	0,0925	0,0978	0,1066	0,1036	0,1176	0,1391	0,1438	0,1627	0,1804	0,2152	0,2857	0,3409	0,4054	0,4628	0,5284
20	0,0750	0,0755	0,0819	0,0847	0,0831	0,0917	0,0916	0,0894	0,0943	0,0932	0,1072	0,1191	0,1256	0,1448	0,1629	0,2038	0,2431	0,3025	0,3496	0,4184	0,4930
25	0,0739	0,0796	0,0791	0,0812	0,0840	0,0803	0,0827	0,0917	0,0940	0,0948	0,1060	0,1186	0,1290	0,1348	0,1461	0,1922	0,2296	0,2972	0,3551	0,4106	0,4878
30	0,0797	0,0732	0,0817	0,0778	0,0846	0,0859	0,0900	0,0917	0,0952	0,0984	0,1047	0,1130	0,1216	0,1320	0,1516	0,1977	0,2422	0,3019	0,3713	0,4128	0,5036
35	0,0777	0,0792	0,0834	0,0846	0,0875	0,0923	0,0923	0,0917	0,0987	0,1032	0,1088	0,1192	0,1236	0,1546	0,1521	0,1934	0,2545	0,3076	0,3706	0,4213	0,4877
40	0,0811	0,0821	0,0867	0,0807	0,0878	0,0917	0,0906	0,0952	0,0956	0,1016	0,1055	0,1138	0,1304	0,1437	0,1515	0,1942	0,2338	0,2923	0,3418	0,4220	0,4765
45	0,0812	0,0842	0,0855	0,0888	0,0915	0,0917	0,0978	0,0938	0,1033	0,1019	0,1112	0,1198	0,1322	0,1476	0,1514	0,1888	0,2398	0,2893	0,3281	0,3952	0,4443
50	0,0837	0,0865	0,0899	0,0865	0,0861	0,0893	0,0998	0,0956	0,0916	0,1093	0,1153	0,1198	0,1338	0,1417	0,1571	0,1868	0,2293	0,2973	0,3281	0,3946	0,4489

Şekil 8.2. Orta Hızda Değişen Kanal için RLS HATA Tablosu

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : ZEYNEP YILDIRIR
Doğum Yeri : KONYA
Doğum Yılı : 19.11.1986
Medeni Hali : Bekar

Eğitim ve Akademik Durumu

Yüksek Lisans 2008-2011 : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
ANKARA
Lisans 2003-2008 : Anadolu Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,
ESKİŞEHİR
Lise 1996-2003 : Akhisar Anadolu Lisesi, MANİSA

Yabancı Dil : İngilizce

İş Tecrübesi

2009- : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği,
ANKARA
Araştırma Görevlisi