

**TELSİZ HABERLEŞME KANALLARININ
MODELLENMESİ VE BENZETİMİ**

**MODELING AND SIMULATION OF WIRELESS
COMMUNICATION CHANNELS**

MİRAY KOCABAŞ

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

2011

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

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

Başkan :
Prof. Dr. Salim Kayhan

Üye (Danışman) :
Doç. Dr. Emre Aktaş

Üye :
Doç. Dr. Cenk Toker

Üye :
Yrd. Doç. Dr. Mücahit Üner

Üye :
Yrd. Doç. Dr. Özgür Ertuğ

ONAY

Bu tez/....../2011 tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

....../....../2011

Prof. Dr. Adil Denizli
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRÜ

MİRAY KOCABAŞ

ÖZ

Kablosuz bir ortamda radyo sinyallerinin yayılımı bir mobil terminal ve bir baz istasyonu arasındaki binalar, arazi yapıları ve çeşitli insan yapımı nesneler tarafından oluşan yansıma, kırınım ve saçılmayı kapsayan bir süreçtir. Çok yollu kanallarda alıcı ile verici arasında doğrudan görüş hattının olmadığı ve alıcının vericiye göre hareketli olduğu durumlarda gerçekleşen kablosuz iletişimlerde gerçek kanal etkileri için en iyi yaklaşım Rayleigh sönümlenmesidir. Sönümlenmeli kanalların modelleri fiziksel kanal durumlarının göz önüne alınmasıyla sönümlenme olayından doğrudan üretilebilmektedir. Literatürde zamanla değişen ya da değişmeyen, sürekli zaman ya da ayrık zaman, rasgele olmayan ya da olasılıksal gibi bir çok tipte kanal modeli yer almaktadır. Genel olarak sönümlenmeli kanal benzetimcilerinin temel aldığı ve daha yaygınca kullanılan model Clarke modelidir. Bu modelde vericinin dikey polarize ve sabit olduğu ve iletilen sinyalin alıcıda bütün açılardan eşit olasılıkla alındığı bir çok yollu kanal varsayılmıştır. Rayleigh sönümlenmeli kanal benzetimi için bir diğer popüler yöntem Smith tarafından önerilen ters ayrık Fourier dönüşümü alma yöntemidir. Bu modelde birden fazla sayıda istenen istatistiksel özelliklere sahip zamanla değişen karmaşık rasgele Gauss sönümlenme katsayısı frekans bölgesinde üretilerek bir filtre katsayılarıyla çarpılmak suretiyle model çıkışında Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyal elde edilmektedir. Young ve Beaulieu aynı modeli daha az sayıda işlemle daha hızlı gerçekleştirilebildiğini göstermişlerdir. Bu çalışmada çok yollu Rayleigh sönümlenmeli kanal benzetim çalışmaları yapılmıştır. Öncelikle Clarke referans modeli incelenmiş ve benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Daha sonra önerilen ters ayrık Fourier dönüşümü alma yöntemi ile sönümlenen sinyalin karmaşık Gauss katsayıları üretilmiş, model analiz edilmiş ve benzetimleri yapılmıştır. Son olarak bu modelin işlem sayısını yarıya indiren ve daha hızlı benzetimini sağlayan iyileştirilmiş ters ayrık Fourier dönüşümü yöntemi açıklanmış ve benzetimi gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Rayleigh kanal benzetimi, Jakes Doppler izgesi, ters ayrık Fourier dönüşümü alma, sinüslerin toplanması, dallı gecikme hattı

Danışman: Doç. Dr. Emre Aktaş, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

MODELING AND SIMULATION OF WIRELESS COMMUNICATION CHANNELSⁱⁱ

MİRAY KOCABAŞ

ABSTRACT

Radio signal propagation in a wireless communication channel is a process which is affected by mountains, hills or man made interacting objects that results in reflection, diffraction and scattering between the mobile station and the base station. Multipath channel effects can be well approximated by Rayleigh fading where no line of sight between the transmitter and the receiver and the mobile is in motion relative to the transmitter. Models of fading wireless channels are readily derived from physical considerations of the fading phenomenon. It should be noted that many types of models exist. They vary in time varying or time invariant, discrete vs. continuous, deterministic vs. stochastic. Fading channel simulators are generally derived from the popular Clarke model. This model assumes a vertically polarized transmitter and the signal received from all directions with equal probability. Another popular model for simulating the Rayleigh multipath channel is the inverse discrete Fourier transform method introduced by Smith. Multiple time varying random complex Gaussian variates are produced and multiplied by a filter coefficient and added in quadrature to form the desired Rayleigh faded signal. Young and Bernaulieu presented a modification of the algorithm of Smith, the new method requiring less number of IDFT operations and faster than the original method. This work presents an analysis and simulation of Rayleigh fading channel models. Description and analysis and simulations of Clarke's reference fading model, IDFT method and the improved IDFT method is provided.

Keywords: Rayleigh channel simulation, Jakes Doppler spectrum, IDFT method, sum of sinusoids, tapped delay line

Advisor: Doç. Dr. Emre Aktaş, Hacettepe University, Department of Electrical and Electronics Engineering

TEŞEKKÜR

iii

Bu tezin hazırlanmasında ilgisi, yol göstericiliği ve önerileri için danışmanım Sayın Doç. Dr. Emre Aktaş'a

Bilgi ve deneyimlerini paylaşan değerli jüri üyelerine,

Değerli görüş ve yardımları için Sayın Prof. Dr. Salim Kayhan'a ve Sayın Yrd. Doç. Dr. Semih Bingöl'e

Tez dönemi boyunca gösterdikleri anlayış ve yardımları için TAI'deki tüm yöneticilerime ve çalışma arkadaşlarıma,

Tüm eğitim hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen annem, babam ve kardeşlerime,

Bana olan inancı, sabrı ve sonsuz desteğiyle hep yanımda olan eşim İlker Kocabaş'a içtenlikle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZ	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	ix
SÖZLÜK DİZİNİ	x
1. GİRİŞ	1
2. TELSİZ KANALLARIN İSTATİSTİKSEL ÖZELLİKLERİ	5
2.1. Gezgin Radyo Yayılımı	5
2.2. Sönümlenmeli Kanal Sınıflandırması	6
2.2.1. Büyük Ölçekli Sönümlenme	6
2.2.1.1. Yol Kaybı	6
2.2.1.2. Işın İzleme	7
2.2.1.3. Deneysel Modeller	7
2.2.1.4. Gölgeleme	8
2.2.2. Küçük Ölçekli Sönümlenme	8
2.3. Rasgele Olmayan (Deterministik) Telsiz Kanallarla İlgili Sistem-Kuramsal Kavramlar	9
2.3.0.1. Zamanda Evre Uyumluluk	12
2.3.0.2. Frekansta Evre Uyumluluk	14
2.4. Rasgele Kanalların İstatistiksel Özellikleri	15
2.4.1. Zaman Bölgesinde İlinti Davranışı	15
2.4.1.1. Geniş Anlamda Durağanlık	15
2.4.1.2. İzgel Güç Yoğunluğu	16
2.4.2. Frekans Bölgesinde İlinti Davranışı	17
2.5. Dalı Gecikme Hattı Modeli	20

2.5.1. COST 207 Modeli	21
2.5.2. ITU Modelleri	23
2.5.3. Darbantlı Modeller	24
3. SÜREKLİ ZAMAN MODELİNDEN AYRIK ZAMAN MODELİNE GEÇİŞ ..	25
3.1. Ayrık Zaman Geniş Anlamda Durağan (GAD) Rasgele Süreç	25
3.1.1. Ayrık Zaman İzgel Güç Yoğunluğu.....	26
3.1.2. Ayrık Zaman Geniş Anlamda Durağan Karmaşık Rasgele Vektörler	28
3.1.3. Ayrık Çok Yollu Kanal Modeli	30
3.1.3.1. En Yakın Tamsayı Gecikmesine Yuvarlama Yöntemi ...	31
3.1.3.2. En Yakın Tamsayı Gecikmesine Bölüştürme Yöntemi ..	31
3.1.3.3. Sinyal Geri Çatılması Teoremi Kullanılarak Gecikmelerin Oluşturulması	33
3.1.3.4. Uyumlu Süzgeç Kullanılarak Dal Gecikmelerinin Oluşturulması	40
4. ZAMANLA DEĞİŞEN KARMAŞIK GAUSS SÖNÜMLENME KATSAYISI ÜRETİMİ.....	43
4.1. Sinüslerin Toplanması Yöntemi	43
4.2. TAFD (Ters Ayrık Fourier Dönüşümü) Yöntemi	47
4.2.1. Model Çıkışının Tanımlanması ve Analizi	50
4.2.2. Kanal Benzetimleri	53
4.3. İyileştirilmiş Ters Ayrık Fourier Dönüşümü Yöntemi	59
4.3.1. Model Çıkışının Tanımlanması ve Analizi	61
4.3.2. Kanal Benzetimleri	67
5. SONUÇ	71
KAYNAKLAR DİZİNİ	73
EKLER.....	75
ÖZGEÇMİŞ	79

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1. Alıcıya rasgele θ_n açısıyla gelen dalgayı gösteren Clarke modeli	3
Şekil 2.1. Küçük Ölçekli ve Büyük Ölçekli Sönümlenme	6
Şekil 2.2. Rasgele olmayan kanal fonksiyonları arasındaki ilişki	13
Şekil 2.3. Evreuyumlu zaman	13
Şekil 2.4. Hızlı ve Yavaş Sönümlenme	13
Şekil 2.5. Evreuyumlu bant genişliği	14
Şekil 2.6. Düz ve Frekans Seçici Sönümlenme	15
Şekil 2.7. En büyük Doppler kayması $10Hz$ iken Jakes Doppler güç izgesi	17
Şekil 2.8. En büyük Doppler kayması $10Hz$ iken Jakes özilinti fonksiyonu	18
Şekil 2.9. Zaman ve frekans bölgelerinde özilinti ve izgel güç yoğunluğu fonksiyonları	20
Şekil 2.10. COST 207 modelinde tanımlı 4 Doppler izgesi	22
Şekil 2.11. Tablo 2.1’de verilen COST 207 modeli kötü kentsel alan için güç gecikme profili	23
Şekil 3.1. Sürekli dal gecikme aralıklarına sahip dallı gecikme hattı modeli	31
Şekil 3.2. Sürekli dal gecikme aralıklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı modeli	31
Şekil 3.3. En yakın tamsayı gecikmesine yuvarlama yöntemiyle oluşturulan düzgün ayırık dal gecikme aralıklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı modeli	32
Şekil 3.4. En yakın tamsayı gecikmesine bölüştürme yöntemiyle oluşturulan düzgün ayırık dal gecikme aralıklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı modeli	33
Şekil 3.5. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan ayırık dallı gecikme hattı modeli	35
Şekil 3.6. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 1 yol durumu, $\tau_1 = 0.5T_s$	36
Şekil 3.7. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 1 yol durumu, $\tau_1 = 0.5T_s$	37

Şekil 3.8. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 2 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s, \tau_2 = 2.9T_s$	38
Şekil 3.9. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 2 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s, \tau_2 = 2.9T_s$	38
Şekil 3.10. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 3 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s, \tau_2 = 2.9T_s, \tau_3 = 6T_s$...	39
Şekil 3.11. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 3 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s, \tau_2 = 2.9T_s, \tau_3 = 6T_s$...	39
Şekil 3.12. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı yeni dal kazançları, 3 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s, \tau_2 = 2.9T_s, \tau_3 = 6T_s, \alpha_1[i] = 0.5, \alpha_2[i] = 0.4, \alpha_3[i] = 0.8$	40
Şekil 3.13. Uyumlu süzgeç yöntemiyle oluşturulan düzgün ayrık dal gecikme arahklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı modeli	42
Şekil 4.1. N=20 yol için Özilinti Fonksiyonu	46
Şekil 4.2. N=34 yol için Özilinti Fonksiyonu	46
Şekil 4.3. N=128 yol için Özilinti Fonksiyonu	47
Şekil 4.4. Sinüslerin Toplanması Yöntemi ile Oluşturulan R(t) sinyalinin bir Gerçekleştirimi, $f_m = 100Hz$	48
Şekil 4.5. Sinüslerin Toplanması Yöntemi ile Oluşturulan R(t) sinyalinin bir Gerçekleştirimi, $f_m = 200Hz$	48
Şekil 4.6. İzgel Güç Yoğunluğu kestirimi	49
Şekil 4.7. İlintili Rayleigh değişken oluşturan TAFD algoritması blok diyagramı	50
Şekil 4.8. Örneklenmiş İzgel Güç Yoğunluğu	54
Şekil 4.9. Örneklenmiş İzgel Güç Yoğunluğu	54
Şekil 4.10. Jakes özilinti fonksiyonu	55
Şekil 4.11. Jakes özilinti fonksiyonu	55
Şekil 4.12. $x_1[n]$ sinyalinin bir gerçekleştirimi	56
Şekil 4.13. $x_1[n]$ sinyalinin özilinti fonksiyonu	57
Şekil 4.14. $x_1[n]$ sinyalinin izgel güç yoğunluğu	57
Şekil 4.15. $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin $N/2$ uzunluğunda bir gerçekleştirimi	58
Şekil 4.16. $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin özilinti fonksiyonu	58

Şekil 4.17. $x_1[n]$ sinyalinin izgel güç yoğunluğu	59
Şekil 4.18. Rayleigh sönümlenmiş sinyalin bir gerçekleştirimi	60
Şekil 4.19. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin özilinti fonksiyonu	60
Şekil 4.20. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin izgel güç yoğunluğu	61
Şekil 4.21. İlintili Rayleigh değişken oluşturan iyileştirilmiş TAFD algoritması bloğ diyagramı	61
Şekil 4.22. Rayleigh sönümlenmiş sinyalin bir gerçekleştirimi	67
Şekil 4.23. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin gerçel kısmının özilinti fonksiyonu	68
Şekil 4.24. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin sanal kısmının özilinti fonksiyonu	68
Şekil 4.25. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin özilinti fonksiyonu	69
Şekil 4.26. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin gerçel ve sanal kısımlarının çapraz özilinti fonksiyonu	70
Şekil 4.27. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin izgel güç yoğunluğu	70

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

AFD	: Ayrık Fourier Dönüşümü
DFBÇ	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama (OFDM)
DGH	: Dallı Gecikme Hattı
i.i.d	: Independent identically distributed
İGY	: İzgel Güç Yoğunluğu
ITU	: Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
KBÇE	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA)
LTE	: Long Term Evolution (Uzun Vadeli Evrim)
TAFD	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
ZBÇE	: Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA)
$\mathbf{C}_a$	: $\mathbf{a}$ vektörünün özdeğişinti matrisi
$\mathbf{C}_{ab}$	: $\mathbf{a}$ ile $\mathbf{b}$ vektörlerinin çapraz değişinti matrisi
$\tilde{\mathbf{a}}$	: Karmaşık vektör
$E\{.\}$	: Bir rasgele değişkenin beklenen değeri
$\lfloor a \rfloor$	: a 'dan küçük ya da eşit en büyük tamsayı
$\lceil a \rceil$	: a 'dan büyük ya da eşit en küçük tamsayı
$ \cdot $	: Mutlak değer
A^*	: A 'nın karmaşık eşleniği
$\tilde{\mathbf{x}} \sim \mathcal{CN}(\tilde{\mu}, \mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{x}}})$	: ortalaması $\tilde{\mu}$ özdeğişinti matrisi $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{x}}}$ olan karmaşık Gauss rasgele vektör

SÖZLÜK DİZİNİ

Ayrık Zaman	: Discrete Time
Beklenen Değer	: Expected Value
Çapraz İlinti	: Cross Correlation
Çokyolluluk	: Multipath
Dallı Gecikme Hattı	: Tapped Delay Line
Dar Bant	: Narrowband
Değişinti	: Variance
Dik-Evrelî	: Quadrature
Doppler Yayılımı	: Doppler Spread
Dürtü Yanıtı	: Impulse Response
Eş-Evrelî	: Inphase
Evreuyumlu Bant Genişliği	: Coherence Bandwidth
Evreuyumlu Zaman	: Coherence Time
Evreşim	: Convolution
Gecikme Güç İzgesi	: Delay Power Spectrum
Geniş Anlamda Durağan	
Rasgele Süreç	: Wide Sense Stationary Random Process
Geniş Bant	: Wideband
Gezgin	: Mobile
İlinti	: Correlation
İlintisiz	: Uncorrelated
İzge	: Spectrum
İzgel Güç Yoğunluğu	: Power Spectral Density
Kestirim	: Estimation
Müştereken	: Jointly
Ortalama	: Mean
Örnekleme Oranı	: Sampling Rate
Örnekleme Teoremi	: Sampling Theorem
Örneklenmiş	: Sampled
Özilinti	: Autocorrelation
Özdeğişinti	: Autocovariance
Rasgele Süreç	: Random Process

Saçıcı Fonksiyonu	: Scatterer Function
Sinüslerin Toplanması	: Sum of Sinusoids
Sönümlenme	: Fading
Taban Bant	: Baseband
Tabanlı Kosinüs	: Raised Cosine
Ters Ayrık Fourier Dönüşümü	: Inverse Discrete Fourier Transform
Uyumlu Süzgeç	: Matched Filter
Yavaş Sönümlenme	: Slow Fading
Yayılma Fonksiyonu	: Spreading Function
Zamanla Değişen	: Time Varying
Zamanla Değişmeyen	: Time Invariant

1. GİRİŞ

Telsiz bir kanalda iletişim yapılırken verici, alıcı ya da etraftaki nesneler hareketli ise yansıma ve zayıflamalardan dolayı alınan sinyal zamanla rasgele değişim göstermektedir. Hareketsiz ve kolayca tanımlanabilen kablolu kanallardan farklı olarak telsiz kanalların karakteristikleri zamanla rasgele olarak değişmektedir. Bu nedenle telsiz kanallarda iletişim kablolu kanallara göre çok daha zordur. Telsiz kanallarda yüksek performanslı iletişim sistemleri tasarlayabilmek için öncelikle bu kanalların uygun bir modelle temsil edilmesi gerekmektedir. Telsiz kanalların modellenmesi eskiden beri gezgin radyo sisteminin tasarımında önemli ve zor bir kısım olmuştur [1].

Alıcıya gelen sinyaldeki değişim, alıcı ve verici arasındaki mesafeye bağlı çok yavaş değişimler, gölgelemeye bağlı yavaş değişimler ve çok yolluluğa bağlı hızlı değişimler olarak 3 seviye ile ifade edilebilir [2].

Birinci seviye değişim yol kaybı olarak tanımlanabilir. Yol kaybı vericiden iletilen gücün alıcıya gelene kadar uzaklığa bağlı olarak zayıflaması şeklinde tanımlanabilir. Yol kaybı modelleri aynı alıcı ve verici mesafesinde aynı yol kaybının oluştuğunu varsaymaktadır. Dolayısıyla alıcı ve verici arasındaki engellemeleri içermemektedir [3].

Alıcıya gelen sinyaldeki ikinci seviye değişim gölgeleme olarak adlandırılmaktadır. Eğer sinyalin aldığı yol boyunca nesneler mevcut ise ve bu nesneler yayılım yolunu kapatıyorsa alınan sinyal gücünde değişimler gözlemlenmektedir. Bu etki gölgeleme olarak adlandırılmaktadır [1]. Gölgeleme olayında alıcı ve verici arasındaki nesnelerden kaynaklanan yansıma, kırınım ve saçılma gibi etkilerden dolayı gönderilen sinyalin gücünde zayıflama meydana gelmektedir. Gölgelemeden kaynaklanan etkiler 10-100 metre mesafesinde sinyal gücünde değişime yol açmaktadır [3].

Telsiz bir kanalda gönderilen sinyal yansıma, kırınım ve saçılma gibi etkilerden dolayı alıcıya birden fazla yoldan ulaşır. Bu durum ise alınan sinyalin genliği, fazı ve geliş açısında hızlı değişimlere yol açarak alınan sinyaldeki üçüncü seviye değişim olan çok yollu sönümlenme durumunu oluşturur.

Çok yollu bir kanalda vericiden tek bir darbe gönderildiğinde alınan sinyal bir darbe dizisi şeklinde oluşmaktadır. Bu dizideki her bir darbe doğrudan görüş hattı bileşeni ya da ayrı bir çok yol bileşeni olarak ifade edilebilir. Çok yollu bir kanalın en önemli

özelliğinden birisi alınan sinyaldeki zaman gecikme yayılımıdır. Bu gecikme yayılımı alıcıya ilk gelen sinyal bileşeni ile son gelen sinyal bileşeni arasındaki zaman gecikmesidir. Gecikme yayılımı çok büyük olduğunda alınan sinyalin şeklinde büyük bozulmalar ortaya çıkmaktadır [3].

Çok yollu kanalların diğer bir özelliği de zamanla değişen bir yapıya sahip olmasıdır. Bu durum ise verici, alıcı ya da etraftaki nesnelerin hareketinden dolayı oluşmaktadır. Alıcı ile verici arasındaki bağıl hareketten dolayı her bir çok yol bileşeni frekans kaymasına maruz kalmaktadır. Hareketten dolayı alıcının frekansında meydana gelen bu kayma Doppler kayması olarak adlandırılır ve gezgin alıcının hareket yönü ve hızıyla orantılı olarak değişir [1].

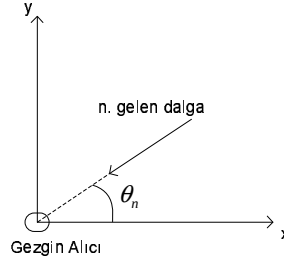
Bu tezde Bölüm 2’de kablosuz kanalların istatistiksel özellikleri üzerinde durulmuştur. Öncelikle gezgin radyo yayılımındaki kırınım, yansıma ve saçılma olayları açıklanmıştır. Genel olarak gezgin iletişimi karakterize eden sönümlenme küçük ölçekli ve büyük ölçekli sönümlenme olmak üzere sınıflandırılabilir. Büyük ölçekli sönümlenme daha büyük mesafelerde değişim gösterirken küçük ölçekli sönümlenme daha küçük mesafelerde (birkaç dalga boylarında) değişim göstermektedir. Bu bölümde büyük ölçekli ve küçük ölçekli sönümlenmeli kanallar tanımlanmıştır. Daha sonra rasgele olmayan (deterministik) bir kanalın sistem-kuramsal açıklaması verilmiştir. Son olarak rasgele kanalların istatistiksel özellikleri verilerek ilinti fonksiyonları ve bu fonksiyonlar arasındaki bağlantılar tanımlanmıştır.

Bölüm 3’te sürekli zaman kanal istatistiklerinden yola çıkılarak ayırık zaman kanal istatistiklerine geçiş için kullanılan yaklaşımlar anlatılmıştır. Bölüm 4’te yapılan benzetimlerin daha iyi anlaşılabilmesi için sürekli zaman izgel güç yoğunluğu, ayırık zaman izgel güç yoğunluğu ve örneklenmiş izgel güç yoğunluğu arasındaki bağlantılar elde edilmiştir. Aynı zamanda sürekli zaman özilinti fonksiyonu, ayırık zaman özilinti fonksiyonu ve örneklenmiş özilinti fonksiyonu arasındaki ilişki açıklanmıştır.

Çok yollu kanallarda alıcıya ulaşan her bir çok yol bileşeni ayrı bir saçıcı ya da saçıcı kümesi ile ilişkilendirilebilmektedir. Eğer alıcıya ulaşan iki çok yol bileşeni gecikmeleri arasındaki fark sinyalin bant genişliğinin tersinden büyükse bu durumda bu iki çok yol bileşeni ayrıştırılabilir olmakta, aksi durumda ayrıştırılamamaktadır. Genel olarak geniş bant kanallardaki çok yol bileşeni ayrıştırılabilir olurken dar bant kanallardaki çok yol bileşenleri ayrıştırılamamaktadır [3]. Bu bölümde en yaygın geniş bant kanal mo-

deli olan dallı gecikme hattı (DGH) modeli incelenmiştir. Bu modelinin benzetimlerini zorlaştıran iki temel unsur vardır [5]. Bunlar, dal gecikmelerinin benzetim zamanının tam katları olmaması ve dal sayılarının fazla olmasıdır. Bu bölümde dal gecikmelerinin benzetim zamanının tam katları olmadığı DGH modelinden düzgün gecikme aralıklı DGH modeline geçiş farklı yaklaşımlar kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Çok yollu kanallarda alıcı ile verici arasında doğrudan görüş hattının olmadığı ve alıcının vericiye göre hareketli olduğu durumlarda gerçekleşen kablosuz iletişimlerde gerçek kanal etkileri için en iyi yaklaşım Rayleigh sönümlenmesidir [6]. Genel olarak sönümlenmeli kanal simülatörlerinin temel aldığı ve daha yaygınca kullanılan model Clarke modelidir [1]. Bu modelde, verici dikey polarize edilerek sabit (hareketsiz) olarak alınmış ve iletilen işaretin alıcıda bütün açılardan eşit olasılıkla alındığı bir çok yollu kanal varsayılmıştır. Farklı çok yol bileşenlerinin genlik ve fazları birbirinden bağımsız olarak alınmıştır. Ayrıca Clarke'ın bu modelinde öncelikli düz sönümleme için modelleme yapılmış ve daha sonra bu model genişletilerek frekans seçici sönümlenmeler için modelleme yapılmıştır [7]. Clarke modeli Şekil 1.1'de verilmiştir.



Şekil 1.1. Alıcıya rasgele θ_n açısıyla gelen dalgayı gösteren Clarke modeli

Jakes bu modelden yola çıkarak ve bazı varsayımlar yaparak bir sönümlenmeli kanal benzetimcisi oluşturmuştur [8]. Sinüslerin toplanması modeli olarak adlandırılan bu modelde Rayleigh düz sönümlenmeli dar bant kanallar için benzetim modeli ortaya konulmuştur.

Clarke'ın referans modelinin daha kolay benzetimi için Smith bu modelden yola çıkarak bir kanal benzetimi gerçekleştirmiştir. Bu modelde Rayleigh sönümlenmeli bir kanalda birden fazla sayıda istenen istatistiksel özelliklere sahip zamanla değişen karmaşık rasgele Gauss sönümlenme katsayısı üretimi için bilgisayar benzetimleri yapılmıştır [9]. Smith'in bu çalışması daha sonra Young ve Beaulieu'nun çalışmalarında geliştirilmiş ve Smith modelinin daha hızlı ve işlem sayısını yarıya indirilerek gerçekleştirilmesi

sağlanmıştır [10]. Bu bölümde öncelikle Clarke modelinden yola çıkarak ve Jakes'in yaptığı varsayımları kullanarak kanal modeli çıkarılmış ve benzetimleri yapılarak sonuçlar analiz edilmiştir. Daha sonra Smith'in geliştirdiği ters ayırık Fourier dönüşümü alma yöntemi incelenmiş ve benzetimleri yapılmıştır. Son olarak Young ve Beaulieu'nun iyileştirilmiş ters ayırık Fourier dönüşümü yöntemi açıklanmış ve benzetimi gerçekleştirilmiştir.

Son olarak bu çalışmanın sonucu ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar Bölüm 5'te verilmiştir.

2. TELSİZ KANALLARIN İSTATİSTİKSEL ÖZELLİKLERİ

Bu bölümde daha sonraki bölümlerde kullanılacak telsiz kanalların istatistiksel özellikleri ile ilgili temel kavramlar açıklanmıştır. Öncelikle gezgin iletişim sistemlerindeki sinyal yayılımını etkileyen üç temel mekanizma olan yansıma, kırınım ve saçılma hakkında bilgi verilmiştir. Daha sonra büyük ölçekli ve küçük ölçekli sönümlenme olayları tanımlanmıştır. Daha sonra rasgele olmayan kanal özellikleri ve fonksiyonları ele alınmış ve ardından rasgele kanal özellikleri tanımlanmış, geniş anlamda durağan ve ilintisiz saçıcı modelleri açıklanarak zaman ve frekans bölgelerindeki olasılıksal kanal fonksiyonları hakkında bilgi verilmiştir. Son olarak bu bölümde dalı gecikme hattı modeli açıklanarak COST 207 modeli hakkında bilgi verilmiştir.

2.1 Gezgin Radyo Yayılımı

Elektromanyetik dalga yayılımının arkasındaki mekanizmalar çeşitlidir ama genel olarak yansıma, kırınım ve saçılma şeklinde nitelendirilebilir [1]. Çeşitli nesnelerden oluşan çok yönlü yansılardan dolayı elektromanyetik dalgalar değişen uzunluklardaki farklı yollardan geçerek alıcıya ulaşır. Bu dalgalar arasındaki etkileşim belirli bir yerde çok yollu sönümlenmeye neden olur ve verici ile alıcı arasındaki uzaklık arttıkça dalgaların güçleri azalır.

Yansıma, yayılan elektromanyetik dalganın, kendi dalga boyuna göre çok büyük boyutlara sahip nesnelerle etkileştiğinde oluşur. Genellikle dünyanın yüzeyinden, binalardan ve duvarlardan dolayı ortaya çıkan bir etkidir.

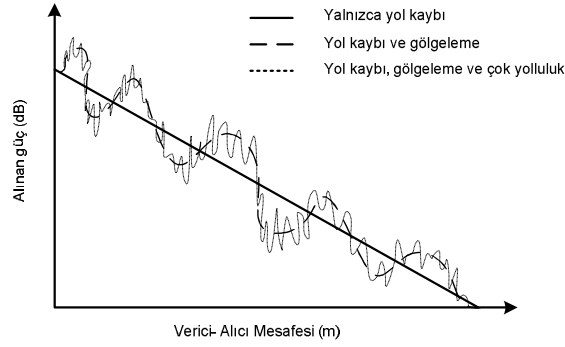
Kırınım, verici ve alıcı arasındaki yolun keskin kenarlara sahip yüzeyler tarafından engellendiği durumlarda ortaya çıkar. Engelleyici yüzeyden oluşan ikincil dalgalar uzay boyunca vardır ve engelin arkasında da devam eder. Engel etrafındaki dalgaların eğilmesine artış verir. Yüksek frekanslarda kırınım, yansıma gibi nesnenin geometrik şekline bağlı olduğu gibi kırınım noktasında oluşan dalganın genliğine, fazına ve polarizasyonuna da bağlıdır.

Saçılma, dalganın bulunduğu ortamın dalga boyuna göre küçük boyutlardaki nesneleri içerdiği ve birim hacimdeki engel sayısı büyük olduğu durumlarda ortaya çıkar. Saçılan dalgalar kanaldaki pürüzlü yüzeyler, küçük nesneler veya başka düzensizlikler tarafından üretilir. Pratikte bitkiler, sokak sinyalleri ve sokak lambaları saçılmaya neden

olurlar [1].

2.2 Sönümlenmeli Kanal Sınıflandırması

Genel olarak gezgin iletişimi karakterize eden sönümlenme küçük ölçekli ve büyük ölçekli sönümlenme olmak üzere sınıflandırılabilir. Büyük ölçekli sönümlenme daha büyük mesafelerde (yüzlerce ya da binlerce metre) değişim gösterirken küçük ölçekli sönümlenme daha küçük mesafelerde (birkaç dalga boylarında) değişim göstermektedir. Şekil 2.1’de büyük ölçekli ve küçük ölçekli sönümlenme durumları gösterilmiştir.



Şekil 2.1. Küçük Ölçekli ve Büyük Ölçekli Sönümlenme

2.2.1 Büyük Ölçekli Sönümlenme

Büyük ölçekli sönümlenme, geniş alandaki hareketten dolayı oluşan yol kaybını veya sinyal gücü zayıflamasını tanımlar. Yol kaybı, alıcı ve verici arasındaki uzaklığa bağlı olarak iletilen sinyalin gücünde meydana gelen zayıflama olarak tanımlanabilir. Bunun yanında alıcı ile verici arasında bulunan nesnelerden kaynaklanan kırınım, yansıma, saçılma gibi olaylardan dolayı iletilen sinyal gücünde meydana gelen değişimler ise gölgeleme olarak adlandırılmaktadır. Yol kaybı ve gölgeleme olaylarının sinyal gücünde meydana getirdiği değişimler büyük mesafeler boyunca olduğundan bu etkiler büyük ölçekli sönümlenme olarak ifade edilmektedir.

2.2.1.1 Yol Kaybı

Yol kaybına ilişkin gözleme dayalı ifade en basit haliyle aşağıdaki gibi ifade edilmektedir. Uzaklık-güç ilişkisi, m 'nin alıcı ve vericinin serbest uzayda mı yoksa kapalı bir bölgede mi olduklarına ve birbirini görme durumuna göre değiştiği

$$P = \frac{1}{d^m} \quad (2.1)$$

ifadesiyle verilebilir. d , verici ve alıcı antenler arasındaki uzaklık; m serbest uzayda 2'ye eşit olan, verici ve alıcının birbirini direkt görmesi durumunda 1.5 – 1.8 aralığında, direkt görüşün olmaması durumundaysa 3–4 aralığında değişen bir sayıdır [12]. Yol kaybı frekansa göre değişkendir. Ölçümlere göre, zemin boyunca frekansla birlikte artmaktadır. Dolayısıyla uzaklıkla çok daha hızlı bir sinyal zayıflaması gerçekleşir. Yol kaybının modellenmesi için kullanılan değişik yaklaşımlar aşağıdaki alt bölümlerde sıralanmıştır.

2.2.1.2 Işın İzleme

Işın izleme modeli ile verici antenden alıcı antene ışınların engellerden yansıma, kırınım ve geçiş yaparak farklı yollardan ulaşmasının benzetimi yapılır. Dalga yayılımını şekillendiren bu temel etkenlerin modellenmesi sayesinde doğruluk düzeyleri yüksek sonuçlar elde edilir. Fakat hesap yükü daha fazladır. Işın izleme modelinin uygulanabilmesi için vericiden alıcıya doğru muhtemel yolların belirlenmesi gerekmektedir.

2.2.1.3 Deneysel Modeller

Deneysel modeller genellikle yoğun ölçümlerden çıkarılmış bir dizi denklem şeklindeki basit, kullanımda verimli ve ölçümlerin yapıldığı yerle aynı özelliklere sahip çevrelerde oldukça kesin sonuç veren modellerdir. Giriş parametreleri genellikle niteldir (yoğun kentsel bölge, kırsal bölge,...). En büyük dezavantajı, farklı bir çevrede, değişiklik yapmadan kullanılamamasıdır. Örneğin bir makro hücre için elde edilmiş bir deneysel model bir bina içi yayılım modellemede kullanılamaz. Çıkış parametreleri ise genellikle yere değil menzile özeldir.

Okumura modeli:

150-1920 MHz ve 3000 MHz'e kadar genişletilebilen aralıkta bazı frekanslarda yapılan yoğun ölçümlere dayanan, mikro hücreler için geliştirilmiş, çevre tipi ve arazi düzensizliği gibi bazı yayılım parametrelerini hesaba katan bir yayılım modelidir. Örneğin yayılma çevreleri; açık bölge, yarı-açık bölge ve kentsel bölge gibi kategorize edilir. Ayrıca arazinin ortalama eğimi ya da arazi modülasyon yüksekliği gibi başka bilgiler de modele dahil edilebilir.

Hata modeli:

Grafik tabanlı olan Okumura modelinin formül tabanlı halidir. 150-1500 MHz frekans

aralığı için geliştirilmiş olup 1500-2000 MHz frekans bandını kapsayacak şekilde genişletilebilir.

İki eğim modeli:

Kentsel bölgelerde, mikro hücresel çevrelerde direkt görüşü kestirmede kullanılan, ölçüme dayalı bir modeldir. İki ışınlı bir yayılım mekanizması üzerine kuruludur. Bu iki ışın, doğrudan gelen ve yerden yansıyan ışındır.

2.2.1.4 Gölgeleme

Eğer sinyalin aldığı yol boyunca nesneler mevcut ise ve bu nesneler yayılım yolunu kapatıyorsa alınan sinyal gücünde değişimler gözlemlenmektedir. Bu etki gölgeleme olarak adlandırılmaktadır [1]. Gölgeleme olayında alıcı ve verici arasındaki nesnelerden kaynaklanan yansıma, kırınım ve saçılma gibi etkilerden dolayı gönderilen sinyalin gücünde zayıflama meydana gelmektedir. Gölgelemeden kaynaklanan etkiler 10-100 metre mesafesinde sinyal gücünde değişime yol açmaktadır [3].

Telsiz iletişim ortamında alıcı ile verici arasında bulunun engelleyici nesnelerin konumu, büyüklüğü ve dielektrik özellikleri genellikle bilinemediğinden bu sönümlenme etkisini karakterize etmek için istatistiksel modeller kullanılmaktadır. Bu modellerin en bilineni *log-normal* gölgelemedir. Log-normal gölgeleme modelinin alınan sinyal gücündeki değişimi deneysel olarak doğru bir şekilde modellediği ortaya konmuştur. Bu modelde iletilen gücün alınan güce oranı rasgele bir değişken olup log-normal dağılıma sahiptir.

2.2.2 Küçük Ölçekli Sönümlenme

Küçük ölçekli sönümlenme, çok kısa mesafeler (birkaç dalga boyunda) boyunca veya kısa zaman süreleri (saniyeler mertebesinde) boyunca alınan sinyal gücündeki hızlı dalgalanmaları karakterize eder. Alıcıyla verici arasındaki uzaysal ayrıştırmadaki küçük değişimler (yarım-dalga boyu kadar küçük) sonucunda oluşan sinyalin genlik ve fazındaki değişimler olarak ele alınmaktadır. Bunun nedeni, alıcıya farklı zamanlarda gelen iletilmiş sinyalin bir veya daha fazla çeşitleri arasındaki girişimlerdir. Çoklu yansımali yollar sayıca büyük ise ve görüş hattı sinyal bileşeni yok ise, alınan sinyalin zarfı istatistiksel olarak Rayleigh yoğunluk fonksiyonu ile modellenir. Görüş hattı yayılım yolu gibi yüksek sönümlenmesiz sinyal bileşeni var ise, küçük ölçekli sönümlenme zarfı Rician olasılık yoğunluk fonksiyonu ile modellenir.

2.3 Rasgele Olmayan (Deterministik) Telsiz Kanallarla İlgili Sistem-Kuramsal Kavramlar

Haberleşme literatüründe küçük ölçekli sönümlenme çok yaygın olarak rasgele parametrelerle modellenir. Bu tezde de bu yaklaşım ele alınacak ve rasgele kanalların istatistiksel modelleri incelenecektir. Ancak rasgele kanal modelleri ile ilgili kavramlardan önce rasgele olmayan (deterministik) kanallarla ilgili sistem-kuramsal bazı kavramları anlamak önemlidir. Bu nedenle bu bölümde öncelikle bu kavramlar açıklanmıştır.

Bir iletişim sisteminde eğer alıcı, verici ve etraftaki nesneler hareketsiz ise, bu kanal $h(\tau)$ gibi zamanla değişmeyen bir dürtü yanıtı ile tanımlanabilir. Buradaki τ , dürtü ile yanıt arasındaki gecikmeyi göstermektedir. Dolayısı ile $h(\tau)$ τ gecikmesindeki dürtü yanıtıdır. Böyle bir durumda bu kanal doğrusal zamanla değişmeyen sistemler gibi ele alınabilir. Fakat telsiz kanallar zamanla değişim gösterdiklerinden, zamanla değişen kanal dürtü yanıtı $h(\tau, t)$ ile ifade edilmektedir. Buradaki t değişkeni zamanla değişimi göstermektedir. Sistemin dürtü yanıtı zamanla değişmektedir ve t anındaki dürtü yanıtı $h(\tau, t)$ ile gösterilmektedir. Zamanla değişen dürtü yanıtı $h(\tau, t)$ iki zaman eksenine bağlıdır. İkisi arasındaki farkı belirginleştirmek için dürtü yanıtını belirleyen τ için gecikme eksen, zamanla değişimi belirleyen t için ise zamanla değişim eksen veya kısaca zaman eksen ismi kullanılacaktır.

Bir sistemde $y(t)$ sinyali sistemin çıkışı (yani alınan sinyali), $x(t)$ ise sistemin girişini (yani gönderilen sinyali) ifade ederse;

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)x(t - \tau)d\tau \quad (2.2)$$

eşitliği yazılabilir. Doğrusal, zamanla değişmeyen sistemler için $h(\tau, t)$ bilinen dürtü yanıtına dönüşmektedir:

$$h(\tau, t) = h(\tau) \quad (2.3)$$

Zamanla değişen kanalı temsil etmek için bir başka transfer fonksiyonu $h(\tau, t)$ dürtü yanıtının τ değişkeni üzerinden Fourier dönüşümü alınarak elde edilir. Elde edilen za-

manla değişen transfer fonksiyonu, $h(f, t)$ ile $h(\tau, t)$ arasındaki ilişki

$$h(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (2.4)$$

$$h(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(f, t) \exp(j2\pi f\tau) df \quad (2.5)$$

elde edilir. Kanalin t anındaki transfer fonksiyonu olan $h(f, t)$ zamanla değişen telsiz kanallardaki evre uyumluluk kavramları açıklamak için faydalıdır. Buradaki f frekans eksenini göstermektedir ve verilen bir t anındaki dürtü yanıtının Fourier dönüşümü ile ortaya çıkan frekanstır. $h(f, t)$ ifadesindeki frekans (f) ve zaman (t) eksenleri arasında bir Fourier dönüşümü ilişkisi tabii ki yoktur. Zaman eksenini t 'nin aslında zamanla değişim eksenini olduğunu tekrar vurgulamak önemlidir.

Kanalin giriş-çıkış ilişkisi, $h(f, t)$ kullanılarak,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(f, t) X(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (2.6)$$

ile tanımlanır.

Eğer kanal zamanla değişmeyen bir kanal ise, çıkış sinyalinin izgesi, giriş sinyalinin izgesi ile kanalın transfer fonksiyonunun çarpımı ile elde edilir. Fakat kanal zamanla değişen bir kanal ise çıkış sinyalinin izgesi iki katlı integral ile ifade edilmektedir:

$$Y(\tilde{f}) = \iint_{-\infty}^{\infty} X(f) h(f, t) \exp(j2\pi ft) \exp(-j2\pi \tilde{f}t) df dt \quad (2.7)$$

ve bu ifade $Y(f) = h(f)X(f)$ eşitliğine indirgenememektedir.

$h(\tau, t)$ dürtü yanıtının Fourier dönüşümü t değişkeni üzerinden alınacak olursa, *gecikme Doppler fonksiyonu* ya da daha çok bilinen ismi ile *yayılma fonksiyonu* elde edilir:

$$h(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \exp(-j2\pi \nu t) dt \quad (2.8)$$

$$h(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, \nu) \exp(j2\pi\nu t) d\nu \quad (2.9)$$

Bu fonksiyon gönderilen sinyalin gecikme ve Doppler alanlarındaki yayılmasını tanımlamaktadır.

Yayılma fonksiyonu ile gecikme arasındaki yayılmayı göstermek için zamanla değişmeyen hareketsiz bir kanal ele alınsın. Bu durumda

$$h(\tau, \nu) = h(\tau)\delta(\nu) \quad (2.10)$$

olur. Vericide gönderilen sinyal alıcıya birden fazla yoldan değişik gecikmelerle ulaşır toplanır. Bu da gecikme alanında bir yayılmaya yol açar. Bu yayılmayı belirleyen parametre $h(\tau)$ 'nın sıfırdan farklı olduğu bölgenin genişliğidir ve τ_D ile gösterilir. Gecikme yayılması gönderilen T uzunluğunda bir darbenin yayılmış olarak alıcıda $T + \tau_D$ uzunluğunda bir darbe haline gelmesine sebep olur. Eğer sembol süresi T_s ve τ_D arasında $T_s \gg \tau_D$ koşulu sağlanmıyorsa gecikme yayılması semboller arası girişime yol açar.

Yayılma fonksiyonu ile Doppler alanındaki yayılmayı göstermek için gecikme yayılması olmayan bir kanal ele alınsın. Bu durumda $\tau_D \approx 0$ ve

$$h(\tau, \nu) = h(\nu)\delta(\tau - \tau_0) \quad (2.11)$$

olur. Vericide gönderilen sinyal alıcıya birden fazla yoldan ulaşsa bile yaklaşık olarak aynı anda τ_0 gecikmesi ile ulaşmaktadır. Bu sinyaller kanaldaki hareketli ortamdan ulaştığı için Doppler kaymasına uğramaktadırlar. Değişik yollardan alıcıya ulaşan sinyaller farklı Doppler kaymaları ile alıcıya ulaşırlar. Bu da frekans alanında bir Doppler yayılmasına yol açar. Bu yayılma $h(\nu)$ ile gösterilir. Örneğin sinyal tek bir yoldan ν_0 Doppler kayması ile alıcıya ulaşıyorsa $h(\nu) = c\delta(\nu - \nu_0)$ olur ve alınan sinyalin Fourier dönüşümü $Y(f) = X(f - \nu_0)$ olur. Eğer Doppler kayması ayrık bir frekansta değil de kesintisiz bir frekansta ise buna karşılık gelen $h(\nu)$ de kesintisiz ya da sürekli bir yapıya sahip ve verilen bir ν_0 için $h(\nu_0)$ kanalın ν_0 Doppler kaymasındaki bileşenini ifade eder. Alınan sinyal Fourier alanında evreşimi olur. Doppler kayması pozitif ve negatif olabilir. $h(\nu)$ 'nın sıfırdan farklı olduğu en büyük $|\nu|$ değeri en büyük Doppler kayması olarak bilinir. En büyük Doppler kayması, ν_{max} alıcı verici veya ortamdaki yansıtıcı saçıcıların hızı ile artar.

Gecikme yayılmasının ve sıfırdan farklı Doppler kaymalarının olduğu genel durum için kanal giriş-çıkış ilişkisi $h(\tau, \nu)$ sistem fonksiyonu ile şu şekildedir:

$$y(t) = \iint_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) h(\tau, \nu) \exp(j2\pi\nu t) d\nu d\tau \quad (2.12)$$

$$Y(f) = \iint_{-\infty}^{\infty} X(f - \nu) h(\tau, \nu) \exp(-j2\pi\tau)(f - \nu) d\nu d\tau \quad (2.13)$$

Doppler yayılımının genişliği kanalın zamanla değişim hızını belirlemenin yanında frekans alanındaki yayılmayı da belirler. Bu bozulma eğer gönderilen sinyalin bant genişliği B_s , $h(\nu_{max})$ 'a göre büyükse ihmal edilebilir. Tek taşıyıcılı ZBÇE veya KBÇE gibi genişbant ($B_s \gg \nu_{max}$) sistemlerde bu bozulma önemli olmazken darbant sistemlerde OFDM sistemlerinde ihmal edilemeyecek bozulmalara yol açabilirler [6].

Son olarak yayılma fonksiyonunu τ değişkenine göre dönüşümü alınırsa *Doppler değişimli transfer fonksiyonu*

$$h(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, \nu) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (2.14)$$

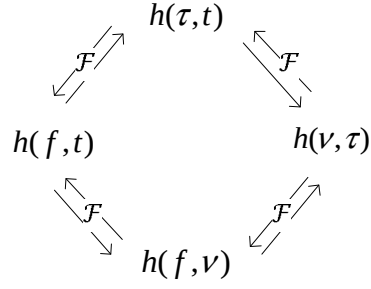
elde edilir. $h(f, \nu)$ transfer fonksiyonu, f frekansındaki Doppler kayma dağılımını verir. Bu transfer fonksiyonu frekans alanında çalışıyorsa ve giriş-çıkış ilişkisi tamamen frekans alanında ifade edilmek isteniyorsa faydalıdır. Bu ilişki aşağıdaki ifadede verilmiştir:

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(f, \nu) X(f - \nu) d\nu \quad (2.15)$$

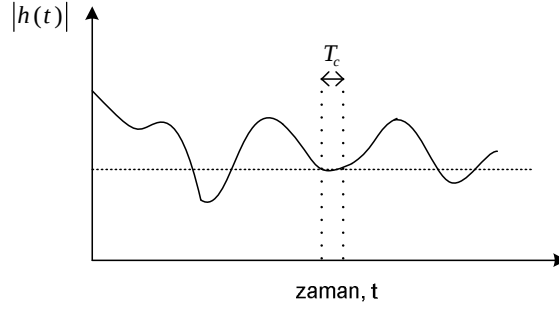
Şekil 2.2'de rasgele olmayan kanal fonksiyonları arasındaki ilişki gösterilmiştir.

2.3.0.1 Zamanda Evre Uyumluluk

Zamanda evre uyumluluğun tanımını yapabilmek için frekansa bağlı olmayan ve zamanla değişen bir kanalı ele alalım. Bu durumda kanalın transfer fonksiyonu $h(f, t) = h(t)$ olarak ifade edilebilir. Böyle bir kanalın yaklaşık olarak sabit olduğu en uzun süre T_c kanalın evre uyumlu zamanı olarak adlandırılır [4]. Şekil 2.3'de $h(t)$ kanalı için evre uyumlu zaman gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Rasgele olmayan kanal fonksiyonları arasındaki ilişki

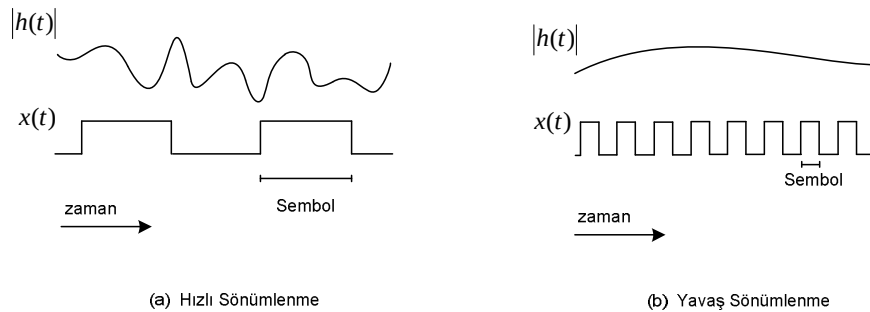


Şekil 2.3. Evreuyumlu zaman

Zamanla değişen bir kanalda iletilen sembollerin süresi T_s kanalın değişim hızından büyükse bu durum *hızlı sönmüleme* olarak adlandırılmaktadır. Başka bir deyişle kanalın dürtü yanıtı iletilen temel bant sinyale göre daha hızlı değişmektedir.

Eğer iletilen sembollerin süresi kanalın değişim hızından küçükse bu durum *yavaş sönmüleme* olarak adlandırılmaktadır. Yavaş sönmülenen bir kanalda kanalın dürtü yanıtı iletilen temel bant sinyale göre daha yavaş değişmektedir.

Şekil 2.4'de hızlı ve yavaş sönmüleme durumları basit kare darbe sembollerinin iletildiği bir kanal için gösterilmiştir.



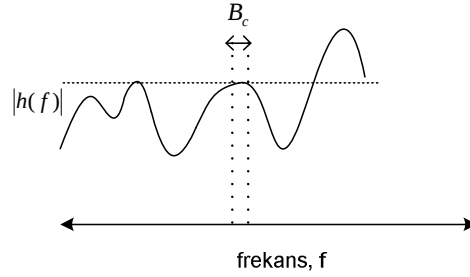
Şekil 2.4. Hızlı ve Yavaş Sönmüleme

$h(t)$ ile $h(\nu)$ arasında Fourier ilişkisi vardır. Dolayısı ile T_c ile Bölüm 2.3'de anlatılan

ν_{max} ile aralarında ters orantılı bir ilişki vardır [1].

2.3.0.2 Frekansta Evre Uyumluluk

Frekansta evre uyumluluğun tanımını yapabilmek için zamana bağlı olmayan bir kanalı ele alalım. Bu durumda kanalın transfer fonksiyonu $h(f, t) = h(f)$ olarak ifade edilebilir. Böyle bir kanalın yaklaşık olarak sabit olduğu en büyük frekans aralığı B_c kanalın evre uyumlu bant genişliği olarak adlandırılır [4]. Şekil 2.5’de $h(f)$ kanalı için evre uyumlu bant genişliği gösterilmiştir.



Şekil 2.5. Evreuyumlu bant genişliği

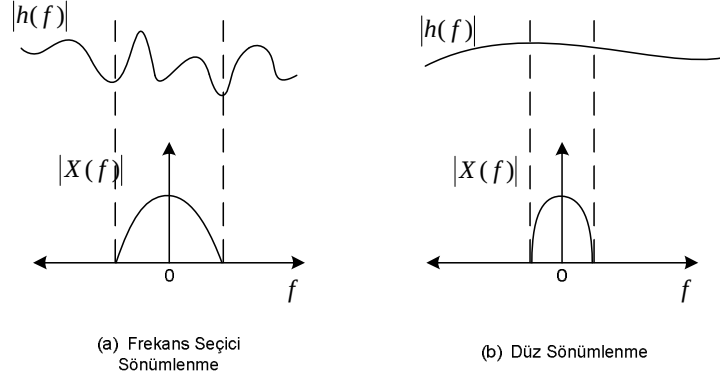
Eğer kanal, iletilen sinyalin bant genişliğinden daha büyük bir bant genişliği boyunca sabit bir kazanç ve doğrusal faz cevabına sahip ise, alıcıda alınan sinyal *düz sönmülenmeye* uğramaktadır. Düz sönmülenmeli kanallarda sinyalin bant genişliği kanalın evre uyumlu bant genişliğinden daha küçük olmaktadır ($B_s \ll B_c$).

Eğer sinyalin bant genişliği kanalın evre uyumlu bant genişliğinden daha büyük olursa sinyal frekans seçici sönmülenmeye uğramaktadır ($B_s > B_c$). Frekans bölgesine bakıldığında kanalın sinyalin farklı frekans bileşenleri için farklı seviyelerde zayıflatmaya uğrattığı görülecektir.

$h(f)$ ile Bölüm 2.3’te tanımlanan $h(\tau)$ arasında Fourier dönüşümü ilişkisi olduğundan B_c ile Bölüm 2.3’te tanımlanan τ_D birbirine ters orantılıdır. İkisi arasındaki ilişki çoğunlukla $B_c = \frac{1}{\tau_D}$ olarak kabul edilir [1]. Bir başka deyişle gecikme yayılması τ_D büyüdükçe $h(f)$ de f ile daha çabuk değişir ve yaklaşık olarak değişmez kabul edilebileceği frekans genişliği küçülür.

Sinyalin bant genişliği ile sembol süresi arasında $B_s = \frac{1}{T_s}$ ilişkisi olduğu için frekans seçici sönmülenmenin semboller arası girişime yol açtığı görülür.

Şekil 2.6’de düz ve frekans seçici sönmülenme durumları örnek bir kanal için gösteril-



Şekil 2.6. Düz ve Frekans Seçici Sönümlenme

miştir.

2.4 Rasgele Kanalların İstatistiksel Özellikleri

Sönümlenmeli kanalları yansıtıcı ve saçıcıların fazlalığından ve bilinmezliğinden ötürü rasgele süreçler olarak modellemek uygundur. Bu durumda Bölüm 2.3'te anlatılan sistem transfer fonksiyonlarını bu rasgele sürecin bir realizasyonu olarak görmek mümkündür. Bu bölümde rasgele telsiz kanallarının ikinci derece istatistiksel özellikleri üzerinde durulmuştur.

2.4.1 Zaman Bölgesinde İlinti Davranışı

Bir rasgele sürecin değişimini karakterize etmek için en çok kullanılan yöntem sürecin özilinti fonksiyonunu hesaplamaktır. Zamanla değişen rasgele düz sönümlenen bir kanalı ele alalım. Bu durumda $h(f, t) = h(t)$ yazılabilir. $h(t)$ kanalı için özilinti fonksiyonu ile belirtilirse bu kanalın özilintisi

$$C_h(t_1, t_2) = E\{h(t_1)h^*(t_2)\} \quad (2.16)$$

şeklinde tanımlanır. [4]

Burada $E\{\cdot\}$ beklenen değeri ifade etmektedir. $h^*(t)$ karmaşık eşleniği göstermektedir. Bu fonksiyon $h(t_1)$ ve $h(t_2)$ arasındaki ilintiyi vermektedir.

2.4.1.1 Geniş Anlamda Durağanlık

Kanal durumlarıyla ilgili en çok karşılaşılan durum geniş anlamda durağan kanaldır. Bir rasgele sürecin geniş anlamda durağan olduğunu anlamak için bu sürecin özilintisine

bakmak gerekmektedir. Eğer bir rasgele sürecin ötilintisi sadece t_1 ve t_2 zamanları arasındaki farka bağılı olarak değişim gösteriyorsa bu süreç geniş anlamda durağan bir süreçtir. Başka bir deyişle, ilinti davranışı mutlak zamandan bağımsızdır:

$$C_h(t_1, t_2) = C_h(t_0 + t_1, t_0 + t_2) \quad \text{tüm } t_0 \text{ değerleri için} \quad (2.17)$$

Bu durumda geniş anlamda durağanlıktaki ötilinti fonksiyonu genellikle $\Delta t = t_2 - t_1$ şeklinde tek bir zaman değişkeninin fonksiyonu olarak yazılabilir.

$$C_h(\Delta t) = E\{h(t_1)h^*(t_1 - \Delta t)\} \quad (2.18)$$

Rasgele değişen bir kanalın geniş anlamda durağan olabilmesi için ayrıca bu kanalın ortalama da durağan olması gerekmektedir. Yani kanalın ortalaması $E\{h(t)\} = \mu(t)$ değeri ile gösterilirse ortalama t 'nin bir fonksiyonu olmamalıdır: $\mu(t) = \mu$. Bu koşul telsiz kanallarda çoğu zaman sağlanmaktadır [4].

2.4.1.2 İzgel Güç Yoğunluğu

Geniş anlamda durağan rasgele bir süreci karakterize etmek için kullanılan diğer bir yöntem de izgel güç yoğunluğunu kullanmaktır. Kanal $h(t)$ bir rasgele süreç olduğundan onun Fourier dönüşümü ile elde edilen Doppler kayması alanında tanımlı $h(\nu)$ de bir rasgele süreçtir. Kanalın gücünün ν 'ya göre dağılımı izgel güç yoğunluğu ve ötilinti fonksiyonu Fourier dönüşüm çiftleridir [13]:

$$S_h(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} C_h(\Delta t) \exp(-j\nu\Delta t) d\Delta t \quad (2.19)$$

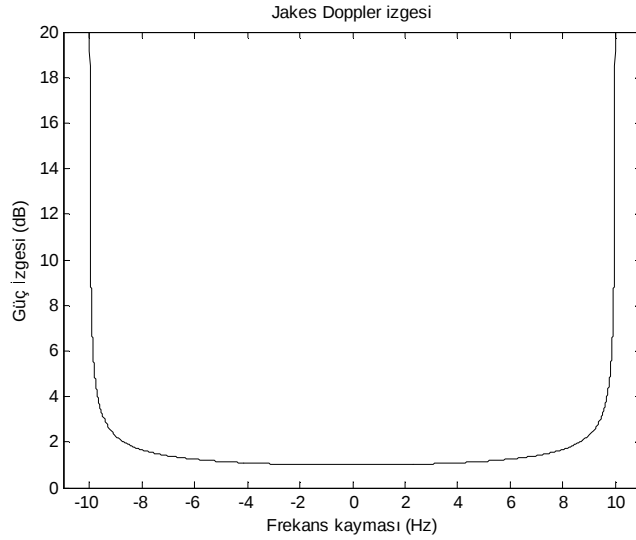
$$C_h(\Delta t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\nu) \exp(j\nu\Delta t) d\nu \quad (2.20)$$

Sönümlenmeli kanallarda zamanda seçiciliği tanımlayan izgel güç yoğunluğu Doppler güç izgesi olarak adlandırılır. Vericiden yalnızca tek bir frekans bileşeni f_c içeren bir sinyal gönderildiğinde alınan sinyal izgesi $f_c - \nu_{max}$ ile $f_c + \nu_{max}$ arasında ise bu izge *Doppler izgesi* olarak adlandırılır. İzgel yayılım ν_{max} değerine bağlıdır ve bu değer en büyük Doppler frekansını belirtmektedir.

Eğer alınan sinyalin izgel güç yoğunluğu ya da kanalın Doppler güç izgesi

$$S_h(\nu) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\nu_{max}\sqrt{1-(\nu/\nu_{max})^2}} & |\nu| \leq \nu_{max} \\ 0 & |\nu| \geq \nu_{max} \end{cases} \quad (2.21)$$

şeklinde ise bu izgel güç yoğunluğu Jakes izgel güç yoğunluğu olarak adlandırılmaktadır. Şekil 2.7'de Jakes Doppler güç izgesi görülmektedir.



Şekil 2.7. En büyük Doppler kayması $10Hz$ iken Jakes Doppler güç izgesi

Jakes Doppler izgesi için özilinti Fonksiyonu

$$C_h(\Delta t) = J_0(2\pi\nu_{max}\Delta t) \quad (2.22)$$

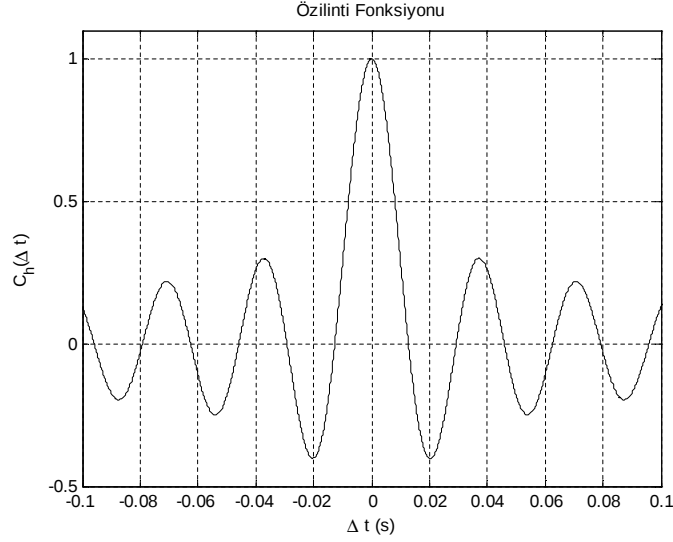
şeklinde tanımlanmaktadır. Burada J_0 sıfırıncı derece birinci türden *Bessel* fonksiyonudur. Şekil 2.8'de Jakes özilinti fonksiyonu görülmektedir.

2.4.2 Frekans Bölgesinde İlinti Davranışı

Kanalın frekans bölgesindeki davranışını incelemek için zamanla değişmeyen bir kanalı ele alalım. Bu durumda $h(f, t) = h(f)$ yazılabilir. Frekans bölgesinde özilinti

$$C_h(f_1, f_2) = E\{h(f_1)h^*(f_2)\} \quad (2.23)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [4].



Şekil 2.8. En büyük Doppler kayması $10Hz$ iken Jakes özilinti fonksiyonu

Eğer rasgele bir sürecin frekans bölgesindeki özilintisi mutlak frekansa değil de frekans farkına bağlı ise bu durumda kanal ilintisiz saçıcı bir kanal olmaktadır. Buradan,

$$C_h(f_1, f_2) = C_h(f_1 - f_2) = C_h(\Delta f) \quad (2.24)$$

$$C_h(\Delta f) = E\{h(f_1)h^*(f_1 - \Delta f)\} \quad (2.25)$$

eşitlikleri yazılabilir. Eğer kanalın transfer fonksiyonu $h(f)$ bir rasgele süreçse kanalın $h(\tau)$ dürtü yanıtı da rasgele bir süreç olacaktır. Bu rasgele sürecin gücünün τ 'ya göre dağılımı *gecikme izgesi* $S_h(\tau)$ ile tanımlanır. Gecikme izgesi ile frekans özilinti fonksiyonu Fourier dönüşüm çiftleri olup aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$C_h(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\tau) \exp(-j2\pi\tau\Delta f) d\tau \quad (2.26)$$

$$S_h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} C_h(\Delta f) \exp(-j2\pi\tau\Delta f) d\Delta f \quad (2.27)$$

Eğer hem zaman hem de frekans bölgesinde geniş anlamda durağanlık söz konusu ise bu kanal geniş anlamda durağan ilintisiz saçıcı (WSSUS) bir kanaldır.

Şimdi buraya kadar tanımlanan özilinti ve güç izgesi kavramlarını genellemek için Bölüm 2.3'te tanımlanmış dört transfer fonksiyonundan biri olan $h(f, t)$ ele alınsın. Rasgele

kanallar için $h(f, t)$ f ve t değişkenlerine bağlı bir rasgele süreçtir. En genel durumda f ve t alanlarında özilinti fonksiyonu,

$$C_h(f_1, f_2, t_1, t_2) = E\{h(f_1, t_1)h^*(f_2, t_2)\} \quad (2.28)$$

eşitliği ile tanımlanmaktadır.

Eğer kanal WSSUS özelliğine sahip bir kanal ise Eş. 2.28

$$C_h(\Delta f, \Delta t) = C_h(f_1 - f_2, t_1 - t_2) = E\{h(f_1, t_1)h^*(f_1 - \Delta f, t_1 - \Delta t)\} \quad (2.29)$$

şeklinde yazılabilir. Görüldüğü gibi kanalın zaman-frekans özilinti fonksiyonu t_1 ve f_1 'den bağımsızdır.

Kanalın zaman-frekans özilinti fonksiyonu $C_h(\Delta f, \Delta t)$ 'nin hem Δt hem de Δf üzerinden Fourier dönüşümlerinin alınmasıyla gecikme-Doppler izgesi ya da saçıcı fonksiyonu elde edilir:

$$S_h(\tau, \nu) = \iint_{-\infty}^{\infty} C_h(\Delta f, \Delta t) \exp(-j2\pi\nu\Delta t) \exp(j2\pi\tau\Delta f) d\Delta t d\Delta f \quad (2.30)$$

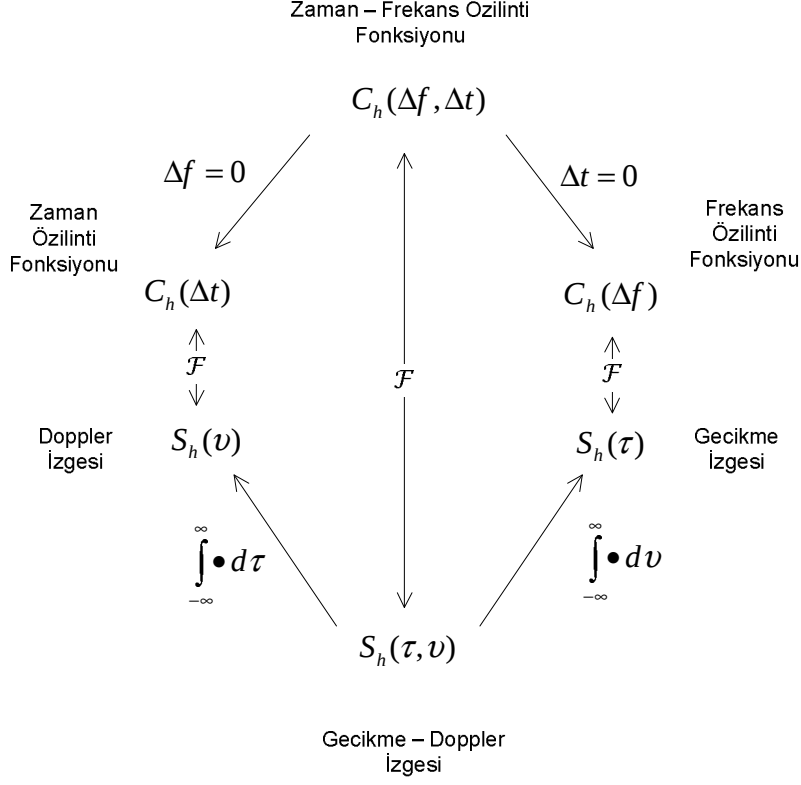
Gecikme-Doppler izgesinin ν üzerinden integralinin alınmasıyla gecikme izgesi ya da daha çok bilinen ismi ile güç gecikme profili elde edilir:

$$S_h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\tau, \nu) d\nu \quad (2.31)$$

Gecikme-Doppler izgesinin τ üzerinden integralinin alınmasıyla Doppler izgesi elde edilir:

$$S_h(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\tau, \nu) d\tau \quad (2.32)$$

Şekil 2.9' de WSSUS bir kanal için zaman ve frekans bölgelerindeki kanal fonksiyonları arasındaki ilişki verilmiştir.



Şekil 2.9. Zaman ve frekans bölgelerinde özilinti ve izgel güç yoğunluğu fonksiyonları

2.5 Dalı Gecikme Hattı Modeli

Geniş anlamda durağan ilintisiz saçıcı kanalı bir dalı gecikme hattı modeli ile ifade edilebilir. Bu kanalda her bir dal çıkışının çarpıldığı katsayılar zamanla değişmektedir. Kanalin dürtü yanıtı

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^N \alpha_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.33)$$

eşitliği ile tanımlanmaktadır. Bu eşitlikte N dal sayısını, $\alpha_k(t)$ zamanla değişen karmaşık dal katsayıları ve τ_k ise k . dalın gecikmesini belirtmektedir. Her bir yol için τ_k rasgele olmayan gecikmedir ve $\alpha_k(t)$ bir rasgele süreç olan dal katsayısıdır. Her bir dal için katsayıların zamanla değişimini belirleyen bir Doppler izgesi vardır. Bu izge her bir dal için farklı olabilmektedir. Eğer k indisli hatta karşılık gelen $\alpha_k(t)$ Doppler izgesi $S_k(\nu)$ ile gösterilirse dalı gecikme hattı için gecikme Doppler izgesi aşağıdaki gibi olur:

$$S_h(\tau, \nu) = \sum_{k=1}^N S_k(\nu) \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.34)$$

2.5.1 COST 207 Modeli

Dallı gecikme hattı modelinin bir örneği COST 207 modelidir. Bu model güç gecikme profilini ya da dal ağırlıklarını ve Doppler izgesini 4 tipik ortam için tanımlamıştır, tipik kentsel alan, kötü kentsel alan, kırsal alan ve dağlık arazi.

COST 207 modelinde Doppler izgesi de her bir dal için ayrı ayrı tanımlanmıştır. Bu modelde 4 farklı Doppler izgesi tanımlı olup bunlar Rice, Class, Gaus1 ve Gaus2 Doppler izgeleridir.

Class, klasik Jakes Doppler izgesi olup gecikme değeri $500ns$ değerinden küçük olan ($\tau \leq 0.5\mu s$) yollar için kullanılmaktadır:

$$S_{h,Class}(\nu) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\nu_{max}\sqrt{1-(\nu/\nu_{max})^2}} & |\nu| \leq \nu_{max} \\ 0 & |\nu| \geq \nu_{max} \end{cases} \quad (2.35)$$

Gaus1, iki Gauss fonksiyonunun toplamı şeklinde olup gecikme değeri $500ns$ 'den $2\mu s$ değerine kadar olan ($0.5\mu s \leq \tau \leq 2\mu s$) yollar için kullanılmaktadır:

$$S_{h,Gaus1}(\nu) = A \exp\left(-\frac{(\nu + 0.8\nu_{max})^2}{2(0.05\nu_{max})^2}\right) + A_1 \exp\left(-\frac{(\nu - 0.4\nu_{max})^2}{2(0.1\nu_{max})^2}\right) \quad (2.36)$$

Bu eşitlikteki A değeri $\int S_h(\nu)d\nu = 1$ yapan normalizasyon sabiti olup A_1 , A 'dan $10dB$ daha küçüktür.

Gaus2 izgesi de iki Gauss fonksiyonunun toplamı şeklinde olup gecikme değeri $2\mu s$ değerinden büyük olan ($\tau \geq 2\mu s$) yollar için kullanılmaktadır:

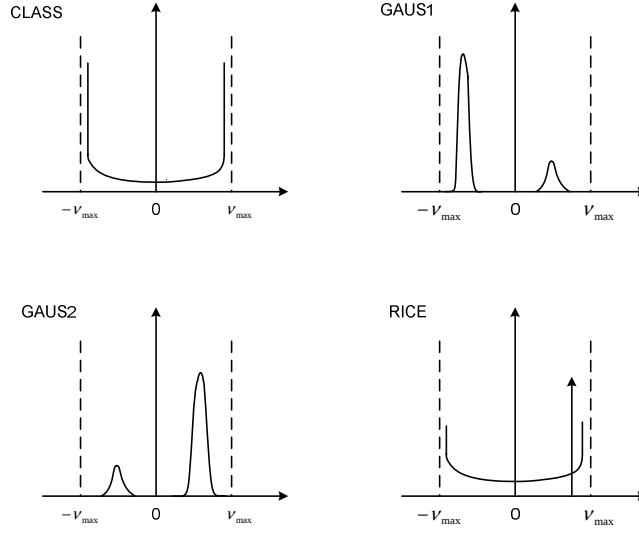
$$S_{h,Gaus2}(\nu) = A \exp\left(-\frac{(\nu - 0.7\nu_{max})^2}{2(0.1\nu_{max})^2}\right) + A_1 \exp\left(-\frac{(\nu + 0.4\nu_{max})^2}{2(0.15\nu_{max})^2}\right) \quad (2.37)$$

Bu eşitlikteki A_1 değeri A 'dan $15dB$ daha küçüktür.

Rice izgesi klasik Jakes Doppler izgesi ile bir direkt yolun toplamından oluşmaktadır. Bu izge kırsal alanlardaki en kısa yolu modellemek için kullanılmaktadır:

$$S_{h,Rice}(\nu) = \frac{0.41}{2\pi\nu_{max}\sqrt{1-\left(\frac{\nu}{\nu_{max}}\right)^2}} + 0.91\delta(\nu - 0.7\nu_{max}) \quad (2.38)$$

Şekil 2.10' de COST 207 modelinde tanımlı olan 4 farklı Doppler izgesi görülmektedir.



Şekil 2.10. COST 207 modelinde tanımlı 4 Doppler izgesi

COST 207 modelinde Doppler izgesi, güç gecikme profili gibi model parametreleri her bir alan için ayrı ayrı tanımlanmıştır. Ek 1'de COST 207 modeli dallı gecikme hattı model parametreleri dört farklı alan için verilmiştir. Tablo 2.1' de COST 207 modeli kötü kentsel alan için dallı gecikme hattı modeli parametreleri verilmiştir.

Tablo 2.1. COST 207 Kötü kentsel alan için parametreler

Dal	Gecikme [μs]	Güç[dB]	Doppler İzgesi
1	0	-3	CLASS
2	0.4	0	CLASS
3	1.0	-3	GAUS1
4	1.6	-5	GAUS1
5	5.0	-2	GAUS2
6	6.6	-4	GAUS2

Tabloda 6 dallı bir dallı gecikme hattı modeli için parametreler görülmektedir. Her bir dalın farklı bir gecikme değeri olup bu gecikmelerdeki güçleri tabloda belirtilmiştir. Aynı zamanda her bir dalın sahip olduğu Doppler izgesi de tabloda belirtilmiştir.

Tabloda verilen kötü kentsel alan parametreleri için bu kanalın gecikme Doppler izgesi

şu şekilde tanımlanabilir;

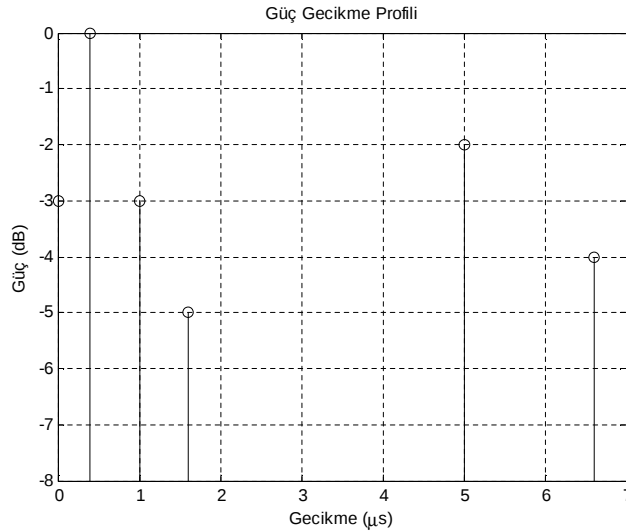
$$\begin{aligned}
S_h(\tau, \nu) = & 0.5012S_{h,Class}(\nu)\delta(\tau) + S_{h,Class}(\nu)\delta(\tau - 0.4) + 0.5012S_{h,Gaus1}(\nu)\delta(\tau - 1) \\
& + 0.3162S_{h,Gaus1}(\nu)\delta(\tau - 1.6) + 0.6310S_{h,Gaus2}(\nu)\delta(\tau - 5) \\
& + 0.3981S_{h,Gaus2}(\nu)\delta(\tau - 6.6)
\end{aligned} \tag{2.39}$$

Buradaki τ değerleri μs olarak verilmiştir.

COST 207 modelinde çevreye bağlı olarak güç gecikme profilinin şekli değişmektedir. Tablo 2.1' de verilen kötü kentsel alan için güç gecikme profili Eş. 2.31'de kullanılarak hesaplandığında,

$$\begin{aligned}
S_h(\tau) = & 0.5012\delta(\tau) + \delta(\tau - 0.4) + 0.5012\delta(\tau - 1) \\
& + 0.3162\delta(\tau - 1.6) + 0.6310\delta(\tau - 5) + 0.3981\delta(\tau - 6.6)
\end{aligned} \tag{2.40}$$

elde edilir ve Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11. Tablo 2.1'de verilen COST 207 modeli kötü kentsel alan için güç gecikme profili

2.5.2 ITU Modelleri

Sık kullanılan dallı gecikme hattı kanal modellerinin bir diğer örneği ITU tarafından önerilen ITU standart çok yol kanal modelleridir. Bu öneri 3 farklı ortamını tanımlar ; kapalı alan , açık alandan kapalı alana monoton geçiş ve hareketli(araç)-yüksek

anten. Gecikme yayılımı önemli bir şekilde değişebileceğinden dolayı, öneri her test ortamı için iki farklı gecikme yayılımı tanımlar ; düşük gecikme yayılımı(A) ve orta gecikme yayılımı(B). Toplamda 6 durum bulunmaktadır. Her bir durum için çoklu yol güç gecikme profili tanımlanmıştır. ITU modelleri ve genişletilmiş ITU modelleri için dalı gecikme hattı kanal parametreleri EK 2’de verilmiştir.

2.5.3 Darbantlı Modeller

Kablosuz bir iletim ortamında W bant genişliğine sahip bir alıcıya τ ve $\tau + \Delta\tau$ gecikmeleri ile ulaşan iki çok yol bileşenini ele alalım. Eğer $\tau \ll 1/W$ ise alıcı bu iki çok yol bileşenini birbirinden ayırt edememektedir. Dolayısıyla alıcıya τ ve $\tau + \Delta\tau$ gecikmeleriyle ulaşan sinyaller ayrıştırılamamaktadır. Kanallın zaman-ayrık dürtü yanıtı yaklaşımı, dürtü yanıtının $\Delta\tau$ genişliğinde bölgelere ayrılarak her bölge içinde kalan çok yol bileşenlerinin toplanmasıyla elde edilir. Alıcıya ilk gelen sinyal bileşeninin gecikmesi ile son gelen sinyal bileşeninin gecikmesi arasındaki fark azami ek gecikme, τ_{max} olarak adlandırılmaktadır [6]. Darbantlı sistemlerde $1/W$ yani kanallın bant genişliğinin tersi τ_{max} değerinden çok büyüktür. Bu durumda alıcıya ulaşan çok yol bileşenleri tek bir gecikme bölgesine düşmektedirler ve bu gecikme bölgesinin genliği ise $\alpha(t)$ şeklinde olmaktadır [6].

3. SÜREKLİ ZAMAN MODELİNDEN AYRIK ZAMAN MODELİNE GEÇİŞ

Bölüm 2’de zamanla değişen rasgele bir telsiz kanalın rasgele süreçlerdeki gibi özelliklere sahip olduğu belirtilmişti. Ancak çoğu zaman telsiz haberleşme sistemlerinin temsilinde ve benzetiminde sembol periyodunda örneklenmiş sinyaller ele alınır ve ortaya çıkan ayrık zaman sinyalleri kullanılır. Ortaya çıkan gösterimlerde de kanal transfer fonksiyonları ayrık zamanda katsayılar olarak belirir. Bu bölümde Bölüm 2’de sürekli zamanda tanımlanan kanal transfer fonksiyonundan ayrık zaman kanal parametrelerine geçiş anlatılacaktır. Bölüm 4’te uygulanacak kanal benzetimlerinde kullanılacak olan izgel güç yoğunluğu ve özilinti fonksiyonu kestirim yöntemleri açıklanmıştır. Bölüm 2’de anlatılan geniş anlamda durağan ilintisiz saçıcı kanalların modellenmesinde en sık kullanılan yöntem dallı gecikme hattı (DGH) modelidir. Bu bölümde değişken gecikme aralıklı DGH modelinden düzgün gecikme aralıklı DGH modeline geçiş farklı yöntemler kullanılarak açıklanmıştır.

3.1 Ayrık Zaman Geniş Anlamda Durağan (GAD) Rasgele Süreç

$X(t)$ sürekli zaman rasgele bir süreç olsun. Bu sürecin $f_s = \frac{1}{T_s}$ frekansıyla örneklenmesiyle elde edilen $X[n]$ dizisi

$$X[n] = X(nT_s) \quad (3.1)$$

ile ifade edilir. $X[n]$ ayrık rasgele süreç olarak tanımlandığında $X[n]$ ’in ortalaması

$$\mu_X[n] = E\{X[n]\} \quad -\infty < n < \infty \quad (3.2)$$

eşitliği ile tanımlanır. Değişintisi ise

$$c_X[n_1, n_2] = E\{(X[n_1] - \mu_X[n_1])(X[n_2] - \mu_X[n_2])\} \quad -\infty < n_1, n_2 < \infty \quad (3.3)$$

$X[n]$ Geniş anlamda durağan rasgele bir süreç ise bu dizinin izgel güç yoğunluğu

$$P_X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_X[k] \exp(-j2\pi f k) \quad (3.4)$$

eşitliği ile ifade edilir. Burada

$$r_X[k] = E\{X[n]X[n+k]\} \quad (3.5)$$

olup $X[n]$ 'in ötilinti dizisidir. Görüldüğü gibi izgel güç yoğunluğu, ötilinti dizisinin ayrıık zaman Fourier dönüşümüdür (*Wiener Khinchine Teoremi*).

3.1.1 Ayrıık Zaman İzgel Güç Yoğunluğu

İzgel güç yoğunluğu kestirimi için farklı yöntemler mevcut olup, *Periyodogram* yöntemi Eş. 3.6' de tanımlanmıştır.

$$\hat{P}_X(f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} X[n] \exp(-j2\pi fn) \right|^2 \quad (3.6)$$

Buradaki f değeri $(-1/2, 1/2)$ aralığında tanımlanmıştır.

Aynı şekilde, ötilinti dizisinin kestirimi için aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$\hat{r}_X[k] = \frac{1}{N-k} \sum_{n=0}^{N-1-k} x[n]x[n+k] \quad (3.7)$$

Sürekli zaman rasgele süreç $X(t)$ 'nin izgel güç yoğunluğu $S_X(F)$ ile ayrıık zaman rasgele süreç $X[n]$ 'nin izgel güç yoğunluğu $P_X(f)$ arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilebilir:

$$X[n] = X(nT_s) = X\left(\frac{n}{F_s}\right) \quad (3.8)$$

eşitliği Eş. 3.5' de yerine yazıldığında

$$r_X[k] = E\left\{X\left(\frac{n}{F_s}\right)X\left(\frac{n+k}{F_s}\right)\right\} = r_X\left(\frac{k}{F_s}\right) \quad (3.9)$$

eşitliği elde edilir. Bu değeri Eş. 3.4' de yerine yazıldığında

$$P_X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_X\left(\frac{k}{F_s}\right) \exp(-j2\pi fk) \quad (3.10)$$

ifadesi elde edilir. Burada ayrık zaman frekansı $f = F/F_s$ ve $F_s T_s = 1$ olarak tanımlanırsa

$$P_X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_X \left(\frac{k}{F_s} \right) \exp(-j2\pi k F T_s) \quad (3.11)$$

olarak yazılabilir. Poisson formülüne göre,

$$\frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(F - k F_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(n T_s) \exp(-j2\pi f n F T_s) \quad (3.12)$$

eşitliği yazılabilir. Bu eşitlikte $X(F)$, $x(t)$ 'nin Fourier dönüşümünü ifade etmekte olup, F frekansı sürekli zaman frekansını belirtmektedir. Buradan Eş. 3.11

$$P_X(f) = F_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_X((f - n) F_s) \quad (3.13)$$

şeklinde yazılabilir.[16]

F_s değeri Nyquist örnekleme oranı olan $F_s = 2W$ değerini aldığı anda, en büyük ayrık zaman frekansı $f = F/F_s = W/2W = 1/2$ olacaktır. Yani sürekli zamanda $[-W, W]$ frekans aralığının karşılığı ayrık zamanda $[-1/2, 1/2]$ frekans aralığıdır. f ayrık zaman frekansına aynı zamanda *normalize* frekans denilmekte olup normalizasyon faktörü F_s 'tir. Ayrık zaman izgel güç yoğunluğu $P_X(f)$ fonksiyonu 1 ile periyodiktir [18].

Ayrık zaman frekansı $f = F/F_s$ olduğundan Eş. 2.22 ile tanımlanan Jakes sürekli zaman özilinti fonksiyonu için ayrık zaman özilinti dizisi ,

$$r_X[k] = J_0 \left(2\pi \frac{f_m}{F_s} k \right) \quad (3.14)$$

Kanalın ayrık zaman Doppler güç izgesi $P_X(f)$, kanalın ayrık zaman özilinti dizisi $r_X[k]$ 'nin ayrık zaman Fourier dönüşümüdür.

$$r_X[k] \xleftrightarrow{DTFT} P_X(f) \quad (3.15)$$

Kanalın örneklenmiş Doppler güç izgesi $P_X[k]$, kanalın ayrık zaman özilinti dizisi $r_X[k]$ 'nin N-nokta ayrık Fourier dönüşümüdür.

$$r_X[k] \xleftrightarrow{N-nokta DFT} P_X[k] \quad (3.16)$$

$P_X[k]$ ise $P_X(f)$ 'in $f = \frac{k}{N}$, $k = 1, 2, \dots, N - 1$ değerlerinde ve $0 < f < 1$ aralığında örneklenmesiyle elde edilir.

$$P_X[k] = P_X(f)|_{f=\frac{k}{N}} \quad (3.17)$$

Eş. 2.35 ile tanımlanan kanalın sürekli zaman Doppler güç izgesi Eş. 3.13 kullanılarak hesaplandığında, kanalın ayırık zaman Doppler güç izgesi

$$P_X(f) = F_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\pi f_m \sqrt{1 - ((f - n)F_s/f_m)^2}} \quad (3.18)$$

eşitliği elde edilir. $f_n = f_m/F_s$ normalize Doppler kayması olarak tanımlandığında ve Eş. 3.18'de yerine yazıldığında kanalın ayırık zaman Doppler güç izgesi

$$P_X(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\pi f_n \sqrt{1 - ((f - n)/f_n)^2}} \quad (3.19)$$

olarak elde edilir. $0 < f < 1$ aralığında kanalın ayırık zaman Doppler güç izgesi

$$P_X(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_n \sqrt{1 - (f/f_n)^2}} & 0 < f < f_n \\ \frac{1}{\pi f_n \sqrt{1 - ((f - 1)/f_n)^2}} & 1 - f_n < f < 1 \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.20)$$

şeklinde yazılabilir. Eş. 3.17 kullanılarak, kanalın örneklenmiş Doppler güç izgesi şu şekilde tanımlanabilir

$$P_X[k] = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_n \sqrt{1 - (k/Nf_n)^2}} & 0 < k < \lfloor Nf_n \rfloor \\ \frac{1}{\pi f_n \sqrt{1 - ((k/Nf_n - 1)/f_n)^2}} & \lceil N - Nf_n \rceil < k < N \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.21)$$

3.1.2 Ayırık Zaman Geniş Anlamda Durağan Karmaşık Rasgele Vektörler

Karmaşık bir Gauss rasgele vektörünü, $\tilde{\mathbf{x}}$ vektörünü ($n \times 1$) ele alalım. Bu vektör

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{u} + j\mathbf{v} \quad (3.22)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\mathbf{u}$ ve $\mathbf{v}$ vektörleri, $\mathbf{x}$ vektörünün sırasıyla gerçel ve sanal kısımlarını belirtmektedir. $\mathbf{x}$ vektörünün gösterimi için

$$\tilde{\mathbf{x}} \sim \mathcal{CN}(\tilde{\mu}, \mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{x}}}) \quad (3.23)$$

notasyonu kullanılmaktadır. Bu durumda $\mathbf{u}$ ve $\mathbf{v}$ vektörleri müstereken Gauss rasgele vektörler olup

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} = \mathcal{N} \left(\begin{bmatrix} \mu_{\mathbf{u}} \\ \mu_{\mathbf{v}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\mathbf{uu}} & \mathbf{C}_{\mathbf{uv}} \\ \mathbf{C}_{\mathbf{vu}} & \mathbf{C}_{\mathbf{vv}} \end{bmatrix} \right) \quad (3.24)$$

eşitliği yazılabilir. Burada $\mathbf{C}_{\mathbf{uu}} = \mathbf{C}_{\mathbf{vv}}$ ve $\mathbf{C}_{\mathbf{uv}} = \mathbf{C}_{\mathbf{vu}}^T = -\mathbf{C}_{\mathbf{vu}}$ yazılabilir. Eğer

$$\tilde{\mu} = \mu_u + j\mu_v = 0 \quad (3.25)$$

ise $\tilde{\mathbf{x}}$ vektörünün özilinti dizisi ortak değışinti dizisine eşit olur.

Aynı zamanda $\mathbf{C}_{\mathbf{uu}} = \mathbf{C}_{\mathbf{vv}}$ eşitliği de yazılabilir. Bu durumda $\tilde{\mathbf{x}}$ vektörünün gerçel ve sanal kısımlarının özilinti dizileri birbirine eşittir.

$\tilde{\mathbf{x}}$ vektörünün ortak değışintisi

$$\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{x}}} = 2(\mathbf{C}_{\mathbf{uu}} + j\mathbf{C}_{\mathbf{vu}}) \quad (3.26)$$

eşitliği ile ifade edilebilir. Eğer $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{x}}}$ gerçel ise bu durumda $\mathbf{C}_{\mathbf{vu}} = 0$ ve $\tilde{\mathbf{x}}$ vektörünün gerçel ve sanal kısımları birbirinden bağımsız olacaktır. Yani

$$\mathbf{C}_{\mathbf{uu}} = \mathbf{C}_{\mathbf{vv}} = \frac{1}{2}\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{x}}} \quad (3.27)$$

ve

$$r_u[k] = r_v[k] = \frac{1}{2}r_X[k] \quad (3.28)$$

eşitliği yazılabilir. Buradan da

$$P_u[k] = P_v[k] = P_X[k] \quad (3.29)$$

elde edilir.

3.1.3 Ayırık Çok Yollu Kanal Modeli

Ayrık ayrıştırılabilen çok yol bileşenlerinin benzetimi için ayırık çok yollu kanal benzetimcisi kullanılabilir. En sık kullanılan ayırık çok yollu kanal modeli dallı gecikme hattı kanal modelidir. Dallı gecikme hattı kanal modelinde kanalın alçak geçiren dürtü yanıtı şu şekilde tanımlanabilir

$$h(\tau(t), t) = \sum_{k=1}^{K(t)} \alpha_k(\tau_k(t), t) \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (3.30)$$

Burada, $K(t)$ zamanla değişen çok yol sayısı, $\alpha_k(\tau_k(t), t) = \alpha_k(t)e^{-j2\pi f_c \tau_k(t)}$ alçak geçiren zamanla değişen ve genlik ve faz etkilerini içeren karmaşık kanal katsayıları, $\tau_k(t)$ zamanla değişen gecikmeleri ve f_c ise taşıyıcı frekansını belirtmektedir. Eğer gecikmeler ve çok yol sayısının zamanla değişmediği yani $K(t) = K$ ve $\tau_k(t) = \tau_k$ kabul edilirse bu durumda kanalın dürtü yanıtı

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (3.31)$$

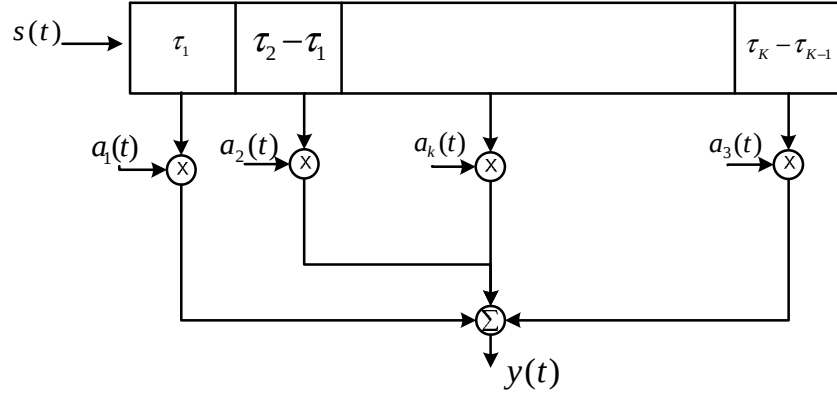
şeklinde ifade edilebilir. Eğer $s(t)$ sinyali bu dallı gecikme hattı kanalının girişi ise kanal çıkışı $y(t)$ Eş. 2.2 kullanılarak bulunabilir

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) x(t - \tau) d\tau \quad (3.32)$$

$$= \sum_{k=1}^K \alpha_k(t) s(t - \tau_k) \quad (3.33)$$

Şekil 3.1’de dallı gecikme hattı modeli görülmektedir.

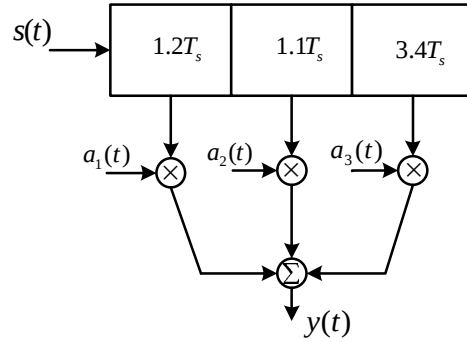
Burada τ_k gecikmeleri benzetim örnekleme zamanı T_s ’in tam katları olmadığında kanal benzetimi zorlaşmaktadır. Dal gecikmelerinin benzetim örnekleme zamanının tam katlarına dönüştürülmesi işlem kolaylığı sağlayarak benzetimleri kolaylaştıracak, ayrıca model jenerik bir yapıya sahip olacağından farklı kanal modelleri için de uygulanabilir duruma gelecektir. Dal gecikmelerinin benzetim örnekleme zamanının tam katlarına dönüştürülmesi için farklı yöntemler mevcuttur. Bu yöntemler Bölüm 3.1.3 boyunca tanıtılmış ve yapılan benzetimler gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Sürekli dal gecikme aralıklarına sahip dallı gecikme hattı modeli

3.1.3.1 En Yakın Tamsayı Gecikmesine Yuvarlama Yöntemi

Bu yöntem ile kanalın gecikmeleri en yakın tamsayı gecikmesine yuvarlanmaktadır [6]. Şekil 3.2’de 3 yoldan oluşan ve dal gecikmeleri birbirinden farklı olan çok yollu bir dallı gecikme hattı kanal modeli görülmektedir.



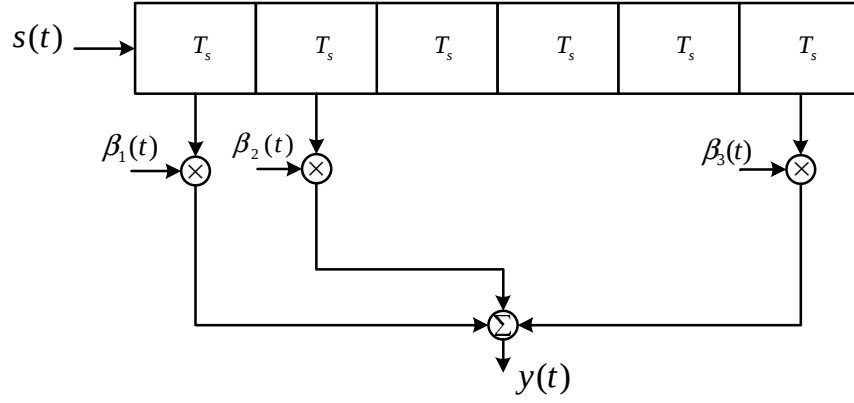
Şekil 3.2. Sürekli dal gecikme aralıklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı modeli

Bu kanaldaki gecikmeler $\tau_1 = 1.2T_s$, $\tau_2 = 2.3T_s$ ve $\tau_3 = 5.7T_s$ ile verildiğinde bu yöntem ile oluşturulan kanal gecikmeleri $\tau_1 = T_s$, $\tau_2 = 2T_s$ ve $\tau_3 = 6T_s$ olacaktır. Oluşturulan düzgün gecikme aralıklı dallı gecikme hattı modeli Şekil 3.3’de görülmektedir.

Yeni oluşturulan kanalda bazı dal gecikmeleri ağırlıklandırılmamıştır. Dolayısıyla bu durum o gecikmelerde herhangi bir enerjinin alınmadığı anlamına gelmektedir [21].

3.1.3.2 En Yakın Tamsayı Gecikmesine Bölüştürme Yöntemi

Bu yöntem ile kanalın gecikmeleri en yakın tamsayı gecikmesine dal kazançları bölüştürülecek şekilde yuvarlanmaktadır [6]. Bölüştürme yapılırken yakın olduğu gecikme değerine ağırlıklı olacak şekilde bölüştürülür. Bu durumda her bir gecikme değeri için



Şekil 3.3. En yakın tamsayı gecikmesine yuvarlama yöntemiyle oluşturulan düzgün ayırık dal gecikme aralıklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı modeli

kendinden önceki örnekleme zamanı ve kendinden sonraki örnekleme zamanında dal kazançları elde edilir. Yeni oluşturulan bu model için dal kazançları β_{n1} ve β_{n2} ile gösterildiğinde

$$\beta_{n1} = \frac{\lceil \tau_n \rceil - \tau_n}{T_s} \alpha_n \quad (3.34)$$

ve

$$\beta_{n2} = \frac{\tau_n - \lfloor \tau_n \rfloor}{T_s} \alpha_n \quad (3.35)$$

eşitlikleri ile hesaplanabilir. Burada $\lfloor \cdot \rfloor$ τ 'dan küçük ya da eşit en büyük tamsayı gecikmesini, $\lceil \cdot \rceil$ ise τ 'dan büyük ya da eşit en küçük tamsayı gecikmesini belirtmektedir.

Bu durumda Şekil 3.2'de verilen dallı gecikme hattı kanal modeli için yeni dal kazançları

$$\beta_{11} = \frac{\lceil \tau_1 \rceil - \tau_1}{T_s} \alpha_1 = 0.8 \alpha_1$$

$$\beta_{12} = \frac{\tau_1 - \lfloor \tau_1 \rfloor}{T_s} \alpha_1 = 0.2 \alpha_1$$

$$\beta_{21} = \frac{\lceil \tau_2 \rceil - \tau_2}{T_s} \alpha_2 = 0.7 \alpha_2$$

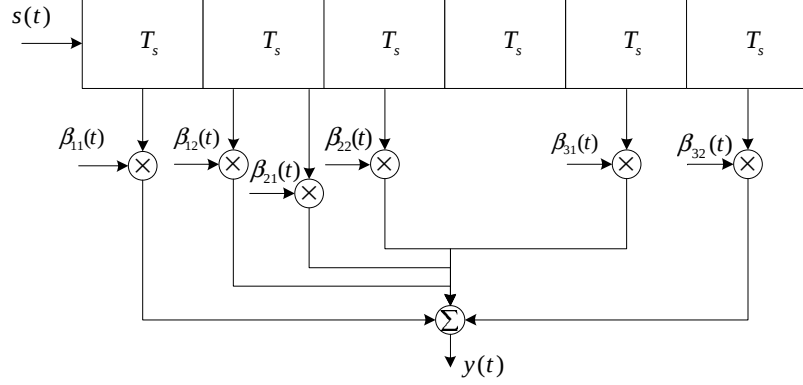
$$\beta_{22} = \frac{\tau_2 - \lfloor \tau_2 \rfloor}{T_s} \alpha_2 = 0.3 \alpha_2$$

$$\beta_{31} = \frac{\lceil \tau_3 \rceil - \tau_3}{T_s} \alpha_3 = 0.3 \alpha_3$$

$$\beta_{32} = \frac{\tau_3 - \lfloor \tau_3 \rfloor}{T_s} \alpha_3 = 0.7 \alpha_3$$

şeklinde bulunur.

Yukarıdaki örnek için bu yöntem ile oluşturulan düzgün dal gecikme aralıklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı kanal modeli Şekil 3.4’de görülmektedir.



Şekil 3.4. En yakın tamsayı gecikmesine bölüştürme yöntemiyle oluşturulan düzgün ayırık dal gecikme aralıklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı modeli

3.1.3.3 Sinyal Geri Çatılması Teoremi Kullanılarak Gecikmelerin Oluşturulması

Bu yöntemde alçak geçen ve B ile bant sınırlı olduğu kabul edilen $s(t)$ sinyalinin dallı gecikme hattı ile modellenen kanalın girişi olduğu kabul edildiğinde, $s(t)$ sinyali

$B = 1/T_s = R_s$ örnekleme oranı kullanılarak örnekleri cinsinden şu şekilde ifade edilebilir

$$s(t - \tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - nT_s) \text{sinc}(B(\tau - nT_s)) \quad (3.36)$$

Buradan alçak geçen kanal çıkışı

$$\begin{aligned}
y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - nT_s) \text{sinc}(B(\tau - nT_s)) d\tau \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - nT_s) \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \text{sinc}(B(\tau - nT_s)) d\tau \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - nT_s) g_n(t)
\end{aligned} \tag{3.37}$$

şeklinde yazılabilir [5]. Burada

$$\begin{aligned}
g_n(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \text{sinc}(B(\tau - nT_s)) d\tau \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k=1}^K \alpha_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \right) \text{sinc}(B(\tau - nT_s)) d\tau \\
&= \sum_{k=1}^K \alpha_k(t) \text{sinc}(B(\tau_k - nT_s)) \\
&= \sum_{k=1}^K \alpha_k(t) \beta(k, n)
\end{aligned} \tag{3.38}$$

olup

$$\beta(k, n) = \text{sinc}(B(\tau_k - nT_s)) = \text{sinc}(\tau_k/T_s - n) \quad k = 1, 2, \dots, K \tag{3.39}$$

eşitliği ile ifade edilebilir. Böylelikle, değişken gecikmeli dallı gecikme hattı modeli girişlerin $T_s = 1/B$ ile örneklenerek $g_n(t)$ dal kazanç süreçleri ile çarpılmasıyla düzgün gecikmeli dallı gecikme hattı modeli şekline dönüştürülmüştür.

Pratikte $\beta(k, n)$ sinc fonksiyonu olduğunda hızlı olarak azalma göstermektedir ve $y(t)$ 'yi oluşturan örnek sayısı sınırlı tutulmaktadır. Bu sınırlandırma, belirli bir eşik değerinin

altında kalan dal katsayılarının ihmal edilmesi şeklinde olmaktadır. Bu durum sonucunda $y(t)$ sinyalini

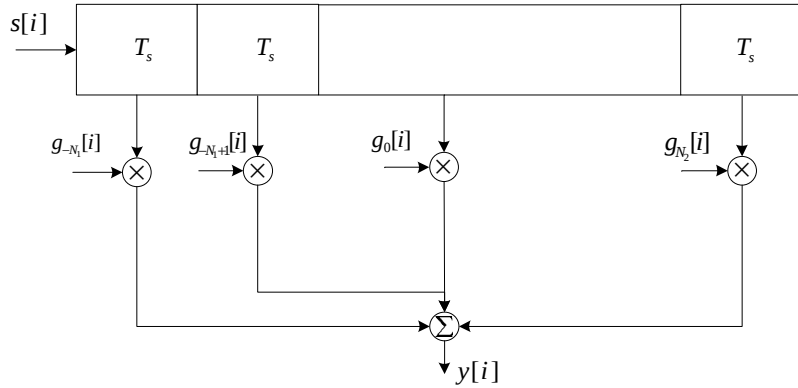
$$y(t) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} s(t - nT_s)g_n(t) \quad (3.40)$$

eşitliği ile ifade etmek mümkündür. Burada $g_n(t) = \alpha_k(t)\beta(k, n)$, $-N_1 \leq n \leq N_2$ olarak tanımlanabilir. Eş. 3.40'in örnekleme zamanı $T_s = 1/R_s$ alınarak tanımlanmış ayrık zaman DGH modeli

$$y[i] = \sum_{n=-N_1}^{N_2} s[i - n]g_n[i] \quad (3.41)$$

eşitliği ile tanımlanabilir. Burada $s[i - n] = s(iT_s)$ ve $g_n[i] = g_n(iT_s)$, $i = 0, 1, 2, \dots$ şeklinde yazılabilir.

Yeni oluşturulan DGH modeli Şekil 3.5' de verilmiştir.



Şekil 3.5. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan ayrık dallı gecikme hattı modeli

Görüldüğü gibi bu modelde $N_1 + N_2 + 1$ tane dal olup dal gecikmeleri düzgün aralıklıdır. Dal sayısı azaltılan DGH modelinde yeni dal kazançları olan $g_n[i]$ değerlerinin elde edilişi aşağıda 3 farklı durum örneğiyle açıklanmıştır.

Durum 1:

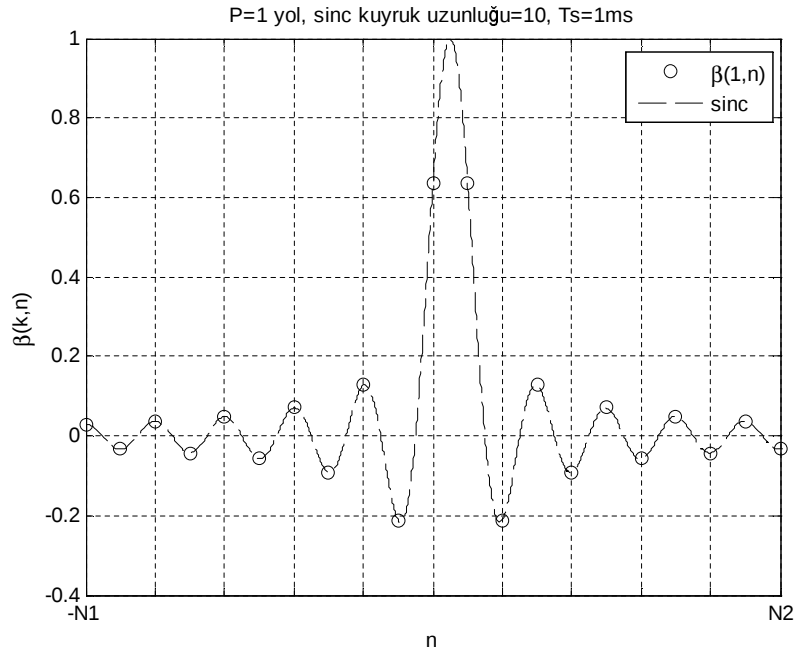
DGH modelinde tek bir yol olan senaryoyu ele alalım. Dal kazançları

$$g_n[i] = \sum_{k=1}^K \alpha_k[i]\beta(k, n) \quad -N_1 \leq n \leq N_2 \quad (3.42)$$

şeklinde tanımlanmıştır. $K = 1$ yol için bu eşitlik

$$g_n[i] = \alpha_1[i]\beta(1, n) \quad -N_1 \leq n \leq N_2 \quad (3.43)$$

şeklinde yazılabilir. Yani tek bir dal kazancının örnekleri yeni oluşturulan dal kazancının o andaki örnekleri ile çarpılarak yeni dal kazançları elde edilmektedir. Şekil 3.6 'de dal gecikmesi $\tau_1 = 0.5T_s$ iken elde edilen $\beta(k, n)$ değerleri görülmektedir.



Şekil 3.6. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 1 yol durumu, $\tau_1 = 0.5T_s$

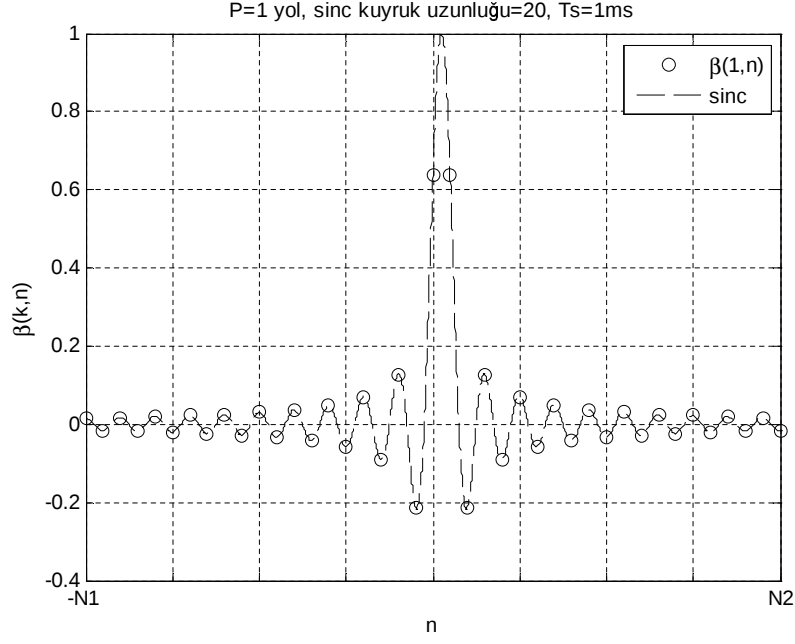
$\alpha_1[i]$ dal kazançları bu değerlerle çarpılarak düzgün gecikme aralıklı DGH modelinin dal kazançları olan $g_n[i]$ değerlerini oluşturmaktadır.

Burada sinc fonksiyonunun kuyruk uzunluğu istenilen şekilde seçilerek belirli bir eşik değerinin altında olan dal kazançlarının ihmal edilmesi sağlanabilmektedir. Şekil 3.7' de sinc kuyruk uzunluğu 20 olarak ayarlanmış dal kazançları görülmektedir.

Durum 2:

İkinci durumda 2 yollu DGH modelini ele alalım. $K = 2$ yol için Eş. 3.42

$$g_n[i] = \alpha_1[i]\beta(1, n) + \alpha_2[i]\beta(2, n) \quad -N_1 \leq n \leq N_2 \quad (3.44)$$



Şekil 3.7. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 1 yol durumu, $\tau_1 = 0.5T_s$

şeklinde yazılabilir. Şekil 3.8 'de dal gecikmeleri $\tau_1 = 0.8T_s$ ve $\tau_1 = 2.9T_s$ iken elde edilen $\beta(1, n)$ değerleri ve $\beta(2, n)$ değerleri görülmektedir. $\alpha_1[i]$ dal kazançları $\beta(1, n)$ değerleri ile çarpılarak, $\alpha_2[i]$ dal kazançları $\beta(2, n)$ değerleri ile çarpımına eklendiğinde düzgün gecikme aralıklı DGH modelinin dal kazançları olan $g_n[i]$ değerlerini oluşturmaktadır.

Şekil 3.9' de sinc kuyruk uzunluğu 20 olarak ayarlanmış 2 yollu model için dal kazançları görülmektedir.

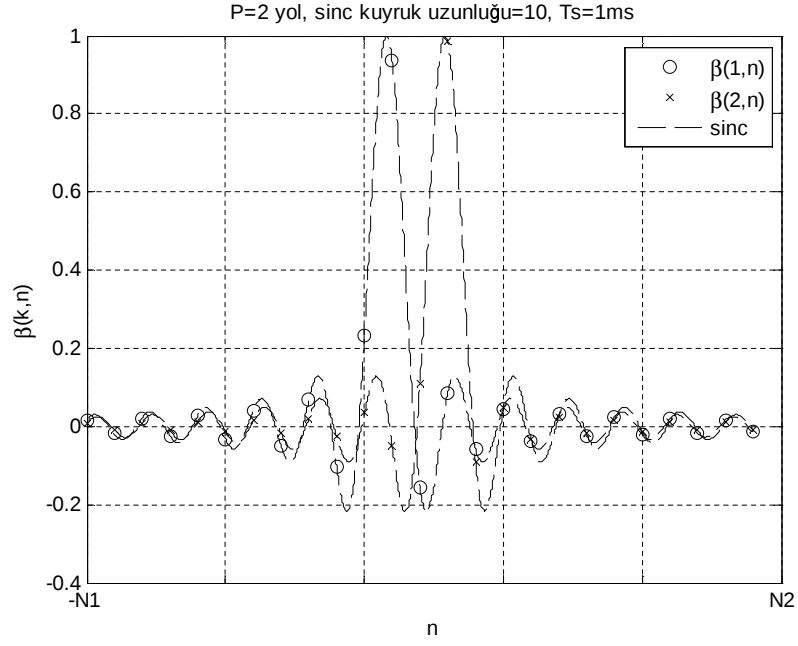
Durum 3:

Son durumda 3 yollu DGH modelini ele alalım. $K = 3$ yol için Eş. 3.42

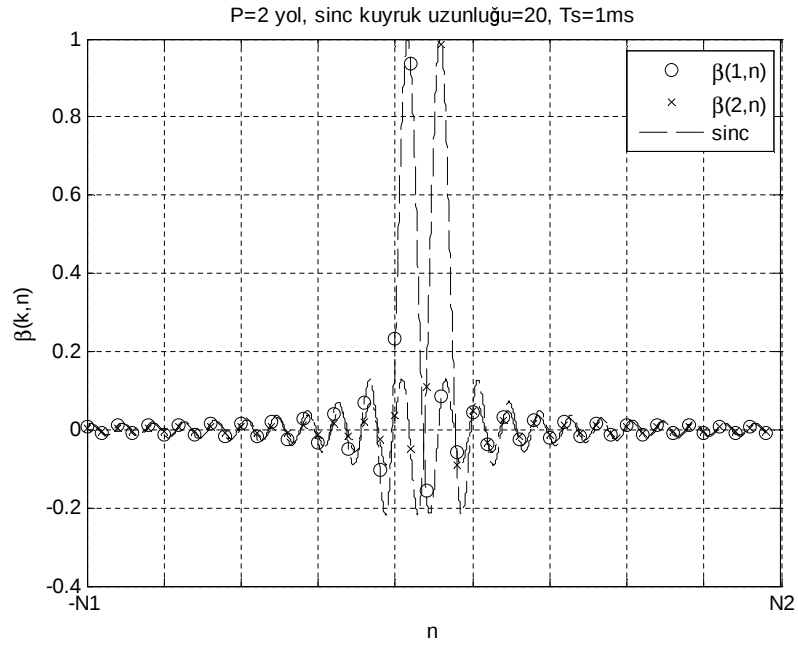
$$g_n[i] = \alpha_1[i]\beta(1, n) + \alpha_2[i]\beta(2, n) + \alpha_3[i]\beta(3, n) \quad -N_1 \leq n \leq N_2 \quad (3.45)$$

şeklinde yazılabilir. Şekil 3.10 'de dal gecikmeleri $\tau_1 = 0.8T_s$ ve $\tau_1 = 2.9T_s$ ve $\tau_3 = 6T_s$ iken elde edilen $\beta(1, n)$ değerleri, $\beta(2, n)$ değerleri ve $\beta(3, n)$ değerleri görülmektedir. Şekil 3.11' de sinc kuyruk uzunluğu 20 olarak ayarlanmış 3 yollu model için dal kazançları görülmektedir.

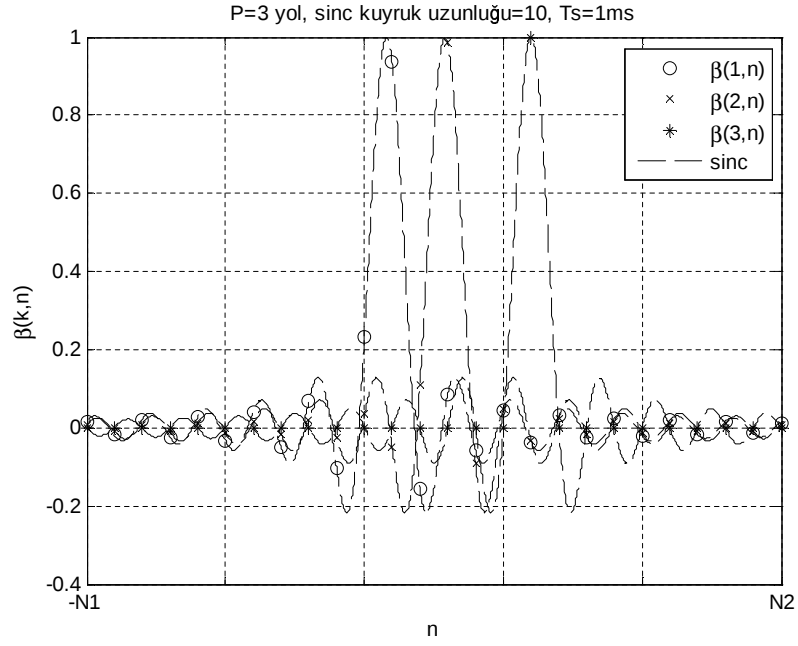
$\alpha_1[i]$ dal kazançları $\beta(1, n)$ değerleri ile çarpılarak, $\alpha_2[i]$ dal kazançları $\beta(2, n)$ değerleri ile çarpılarak ve $\alpha_3[i]$ dal kazançları $\beta(3, n)$ değerleri ile çarpılarak eklendiğinde düzgün



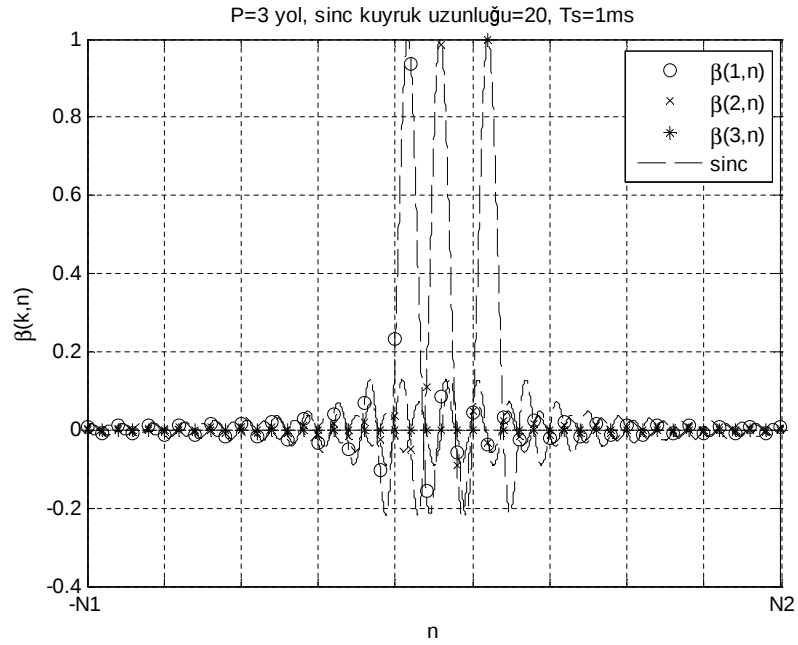
Şekil 3.8. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 2 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s$, $\tau_2 = 2.9T_s$



Şekil 3.9. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 2 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s$, $\tau_2 = 2.9T_s$



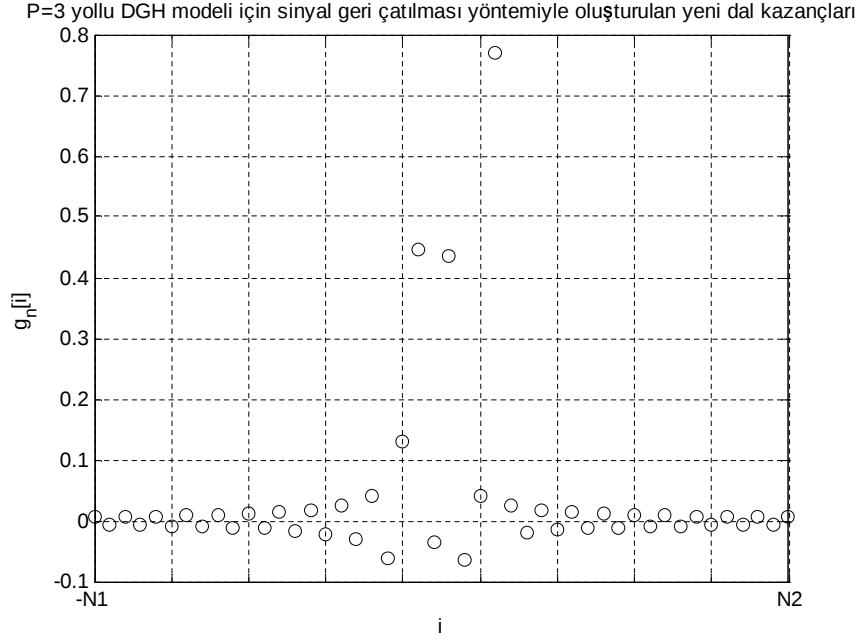
Şekil 3.10. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 3 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s$, $\tau_2 = 2.9T_s$, $\tau_3 = 6T_s$



Şekil 3.11. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı dal kazançları, 3 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s$, $\tau_2 = 2.9T_s$, $\tau_3 = 6T_s$

gecikme aralıklı DGH modelinin dal kazançları olan $g_n[i]$ değerlerini oluşturmaktadır.

Şekil 3.12' de $\alpha_1[i] = 0.5, \alpha_2[i] = 0.4, \alpha_3[i] = 0.8$ kabul edilerek oluşturulmuş $g_n[i]$ değerleri görülmektedir.



Şekil 3.12. Sinyal geri çatılması teoremi kullanılarak oluşturulan dallı gecikme hattı yeni dal kazançları, 3 yol durumu, $\tau_1 = 0.8T_s, \tau_2 = 2.9T_s, \tau_3 = 6T_s, \alpha_1[i] = 0.5, \alpha_2[i] = 0.4, \alpha_3[i] = 0.8$

3.1.3.4 Uyumlu Süzgeç Kullanılarak Dal Gecikmelerinin Oluşturulması

Bu yöntemde $s(t)$ sinyalinin dallı gecikme hattı ile modellenen kanalın girişi olduğu kabul edildiğinde,

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m p(t - mT_s) \quad (3.46)$$

eşitliği yazılabilir. Burada a_m gönderilen bitleri, $p(t - mT_s)$ ise darbe biçimini ifade etmektedir.

Kanalın çıkış sinyali $y(t)$ P yola sahip sürekli zaman dallı gecikme hattı modelinden;

$$y(t) = \sum_{l=1}^P s(t - \tau_l) \alpha_l(t) \quad (3.47)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\alpha_l(t)$ sürekli zaman modelinin dal katsayılarıdır. Eş. 3.46 bu eşitlikte yerine yazılırsa,

$$y(t) = \sum_{l=1}^P \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m p(t - \tau_l - mT_s) \alpha_l(t) \quad (3.48)$$

eşitliği elde edilir.

Kanalın çıkışındaki $y(t)$ sinyalinin uyumlu süzgeç çıkışı

$$y_n = \int p(t - nT_s) y(t) dt \quad (3.49)$$

şeklinde yazılabilir. Eş. 3.48 eşitliği burada yerine yazıldığında

$$\begin{aligned} y_n &= \int p(t - nT_s) \sum_{l=1}^P \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m p(t - \tau_l - mT_s) \alpha_l(t) dt \\ &= \sum_{l=1}^P \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m \alpha_{l,m} \int p(t - nT_s) p(t - \tau_l - mT_s) dt \\ &= \sum_{l=1}^P \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m \alpha_{l,m} u(\tau_l + (m - n)T_s) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m b_l(m, n) \end{aligned} \quad (3.50)$$

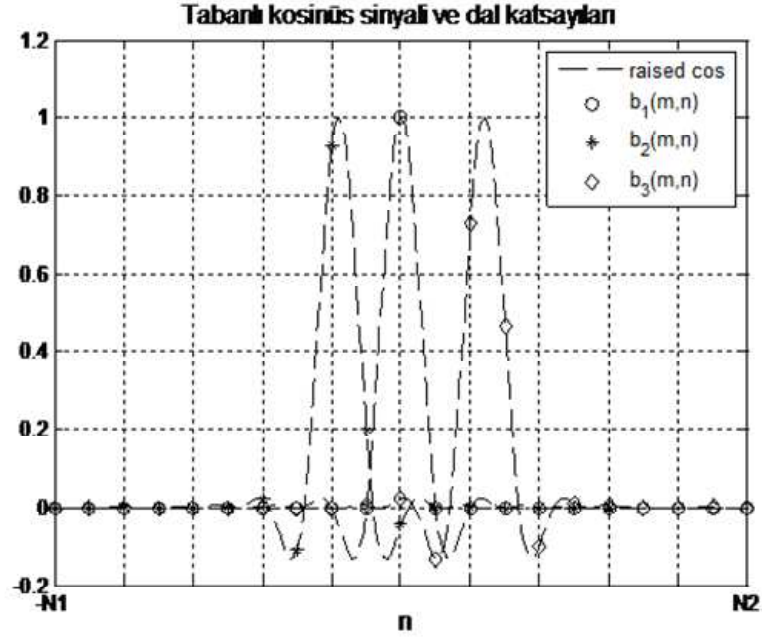
elde edilir. Dal katsayılarının zamanla değişmediği kabul edilirse, $b_l(m, n)$ katsayıları yeni oluşturulan düzgün ayırık dallı gecikme hattı modelinin karmaşık dal kazançları olup;

$$b_l(m, n) = \sum_{l=1}^P \alpha_{l,m} u(\tau_l + (m - n)T_s) \quad (3.51)$$

eşitliği ile ifade edilir. Buradaki $u(\tau)$ darbe şekillendirici filtre olup genellikle tabanlı kosinüs darbe şeklindedir:

$$u(\tau) = \int p(t) p(t - \tau) dt \quad (3.52)$$

Sinüslerin toplanması yöntemiyle benzer şekilde yeni üretilen düzgün aralıklı ayırık dallı gecikme hattı modelinin katsayıları üç yollu model için Şekil 3.13'da gösterilmiştir. Benzetimde kullanılan tabanlı kosinüs darbesinin azalma faktörü 0.5'tir.



Şekil 3.13. Uyumlu süzgeç yöntemiyle oluşturulan düzgün ayırık dal gecikme aralıklarına sahip 3 yollu dallı gecikme hattı modeli

4. ZAMANLA DEĞİŞEN KARMAŞIK GAUSS SÖNÜMLENME KATSAYISI ÜRETİMİ

Sönümlenmeli kanallar için literatürde birçok benzetimciler yapılmıştır. Genel olarak sönümlenmeli kanal simülatörlerinin temel aldığı ve daha yaygınca kullanılan model Clarke modelidir [1]. Bu modelde, verici dikey polarize edilerek sabit (hareketsiz) olarak alınmış ve iletilen işaretin alıcıda bütün açılardan eşit olasılıkla alındığı bir çok yollu kanal varsayılmıştır. Farklı çok yol bileşenlerinin genlik ve fazları birbirinden bağımsız olarak alınmıştır. Ayrıca Clarke'ın bu modelinde öncelikli düz sönümleme için modelleme yapılmış ve daha sonra bu model genişletilerek frekans seçici sönümlenmeler için modelleme yapılmıştır [7]. Jakes bu modelden yola çıkarak ve bazı varsayımlar yaparak bir sönümlenmeli kanal benzetimcisi oluşturmuştur [8]. Sinüslerin toplanması modeli olarak adlandırılan bu modelde Rayleigh düz sönümlenmeli dar bant kanallar için benzetim modeli ortaya konulmuştur.

Clarke'ın referans modelinin daha kolay benzetimi için Smith bu modelden yola çıkarak bir kanal benzetimi gerçekleştirmiştir. Bu modelde Rayleigh sönümlenmeli bir kanalda birden fazla sayıda istenen istatistiksel özelliklere sahip zamanla değişen karmaşık rasgele Gauss sönümlenme katsayısı üretimi için bilgisayar benzetimleri yapılmıştır [9]. Smith'in bu çalışması daha sonra Young ve Beaulieu'nun çalışmalarında geliştirilmiş ve Smith modelinin daha hızlı ve işlem sayısı yarıya indirilerek gerçekleştirilmesi sağlanmıştır [10].

Bu bölümde ilk olarak sinüslerin toplanması yöntemi tanıtılmış ve bu yöntem kullanılarak yapılan kanal benzetimleri aktarılmıştır. Daha sonra ters Fourier dönüşümü alma yöntemi incelenmiş ve kanal benzetimleri yapılmıştır. Son olarak ters Fourier dönüşümü alma yönteminin daha az işlemle, daha hızlı gerçekleştirildiği iyileştirilmiş ters Fourier dönüşümü alma yöntemi uygulaması yapılmış ve benzetimleri verilmiştir.

4.1 Sinüslerin Toplanması Yöntemi

Sönümlenmenin kanaldaki etkisini belirlemek için

$$T(t) = E_0 \cos \omega_c t \quad (4.1)$$

sinyali kanaldan iletildiğinde alınan sinyal

$$R(t) = \text{Re} \left\{ E_0 \sum_{n=1}^N C_n e^{(j2\pi\nu_{max}t \cos A_n + \Phi_n)} e^{j\omega_c t} \right\} \quad (4.2)$$

şeklinde yazılabilir. Burada,

- E_0 gönderilen sinyalin genliği,
- C_n n . yoldaki zayıflamayı ifade eden rasgele değişken,
- $\nu_{max} = \frac{V}{\lambda_c}$ en büyük Doppler kayması,
- A_n n . gelen dalganın pozitif x eksenini ile yaptığı açıyı gösteren rasgele değişken,
- Φ_n n . yoldaki faz kaymasını ifade eden rasgele değişken ve
- ω_c gönderilen dalganın radyan frekansını

ifade etmektedir.

Bu eşitlikte C_n 'ler gerçel olduğundan Eş. 4.2,

$$R(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_c t + 2\pi\nu_{max}t \cos A_n + \Phi_n) \quad (4.3)$$

şeklinde yazılabilir. Gönderilen sinyalin gücünü normalize etmek için $E_0 = \sqrt{2}$ yazıldığında Eş. 4.1

$$T(t) = \sqrt{2} \cos \omega_c t \quad (4.4)$$

şeklinde yazılabilir ve Eş. 4.3,

$$R(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_c t + 2\pi\nu_{max}t \cos A_n + \Phi_n) \quad (4.5)$$

şeklinde ifade edilir.

Aynı zamanda C_n 'ler ile geliş açılarının dağılımı arasındaki ilişki şu şekilde yazılabilir,

$$c_n^2 = f_{A_n}(\alpha_n) d\alpha_n \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (4.6)$$

Bu eşitlikte $f_{A_n}(\alpha_n)$, α_n açısıyla gelen n . dalganın dağılımını ifade etmektedir. c_n ise α_n açısıyla $d\alpha_n$ kadar küçük bir yay içinde alınan güç oranını belirtmektedir.

Düzgün saçıcı ortamında geliş açılarının düzgün bağımsız ve özdeş dağıldığı,

$$f_{A_1}(\alpha_1) = \dots = f_{A_n}(\alpha_n) = 1/2\pi$$

düzgün aralıklı olduğu

$$d\alpha_n = \alpha_{n+1} - \alpha_n = 2\pi/N$$

ve sabit olduğu

$$\alpha_n = \frac{2\pi n}{N} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (4.7)$$

kabul edilmiştir [7], [8] . Bunun sonucunda ise N tane yoldaki zayıflamalar birbirine eşit olup Eş. 4.6

$$c_n = 1/\sqrt{N} \quad (4.8)$$

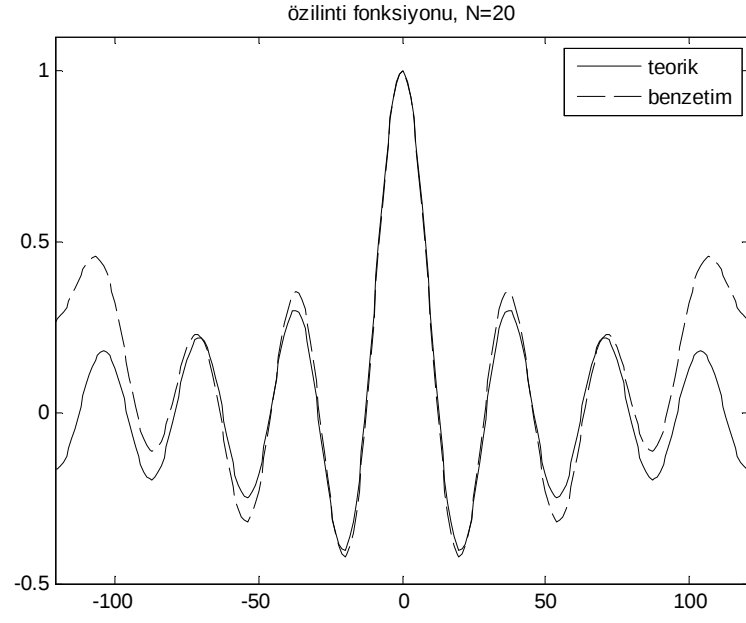
şeklinde yazılabilir.

Bu varsayımlar Eş. 4.5'te yerine yazıldığında

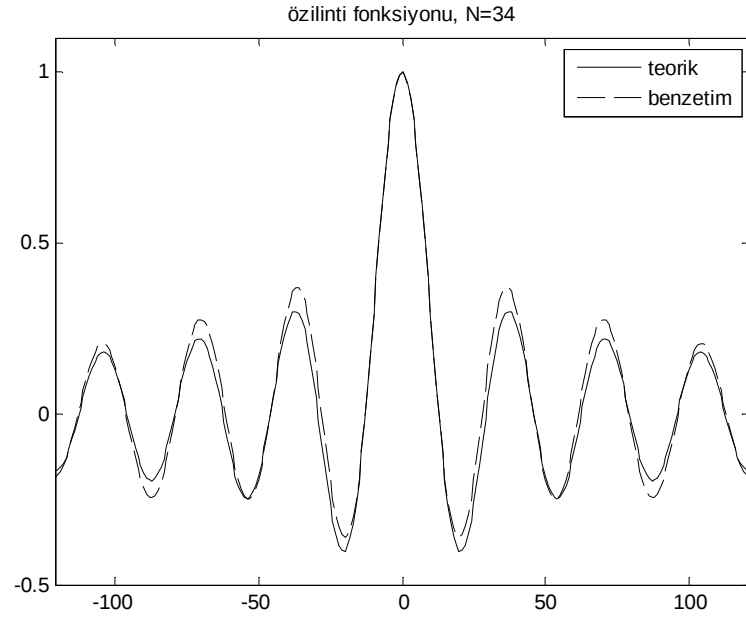
$$R(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{n=1}^N \cos(\omega_c t + 2\pi\nu_{max}t \cos(2\pi n/N) + \Phi_n) \quad (4.9)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlikteki N değeri yani çok yol sayısı yeterince büyük ise $R(t)$ sinyalinin genliği Rayleigh dağılıma sahip olmaktadır. $N = 34$ değerinin doğru bir özilinti fonksiyonu için yeterli olduğu [8]' de belirtilmektedir.

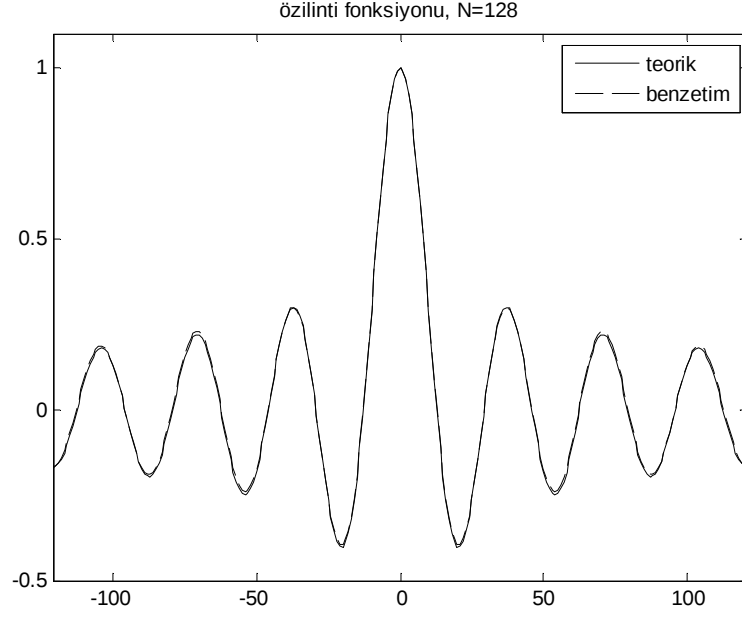
Aşağıda farklı N değerleri için $R(t)$ sinyalinin özilinti fonksiyonu görülmektedir.



Şekil 4.1. N=20 yol için Özilinti Fonksiyonu



Şekil 4.2. N=34 yol için Özilinti Fonksiyonu



Şekil 4.3. $N=128$ yol için Özilinti Fonksiyonu

Görüldüğü gibi yeterince büyük N değeri için $R(t)$ sinyalinin özilinti fonksiyonun kestirimi, Eş. 3.14 ile verilen teorik değeriyle örtüşmektedir. Burada özilinti fonksiyonunun kestirimi için Eş. 3.7 kullanılmıştır.

Aşağıda Eş. 4.9'te tanımlanan $R(t)$ sinyalinin farklı Doppler kaymaları için gerçekleştirmeleri görülmektedir.

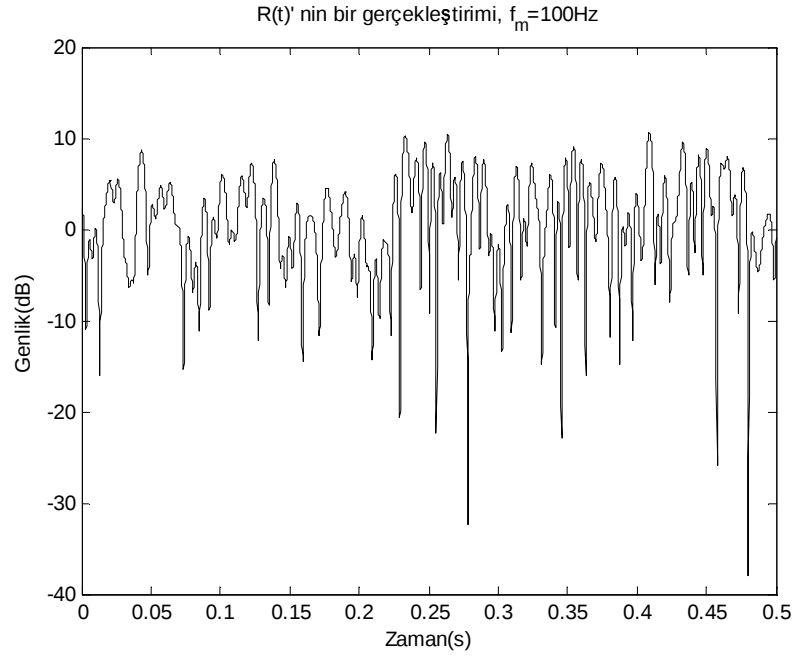
Görüldüğü gibi Doppler kayması arttıkça alınan sinyalin genliğinde birim zamanda daha hızlı değişimler gözlenmektedir.

Şekil 4.6' de $R(t)$ sinyalinin Eş. 3.21' de verilen izgel güç yoğunluğu ile Eş. 3.6 kullanılarak bulunan izgel güç yoğunluğu kestirimi görülmektedir.

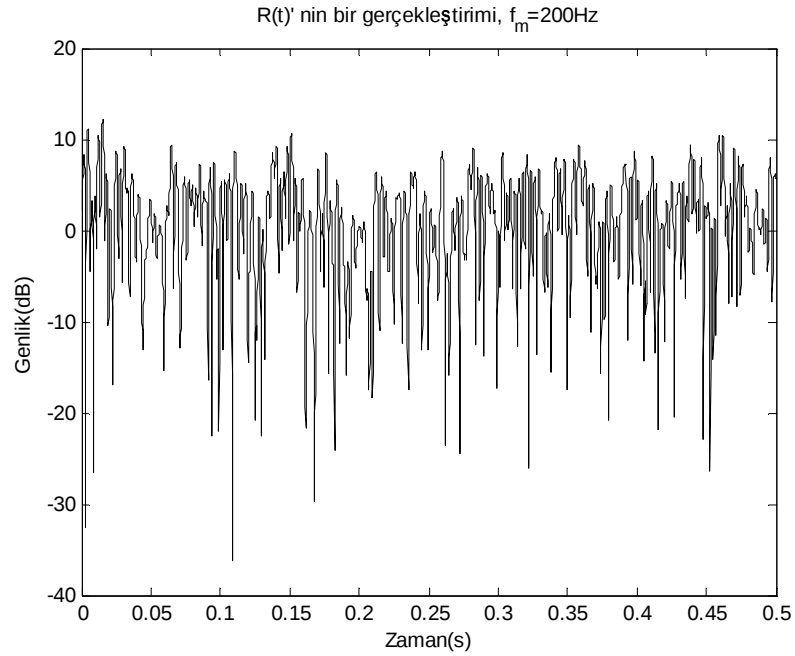
Buradaki f frekansı ayırık zaman frekansını göstermektedir. Bu benzetimlerde normalize Doppler kayması 0.05 olarak alınmıştır. Görüldüğü gibi alınan $R(t)$ sinyalinin izgel güç yoğunluğu Jakes Doppler izgesine sahip olup, kestirim değeri ile teorik değer örtüşmektedir.

4.2 TAFD (Ters Ayırık Fourier Dönüşümü) Yöntemi

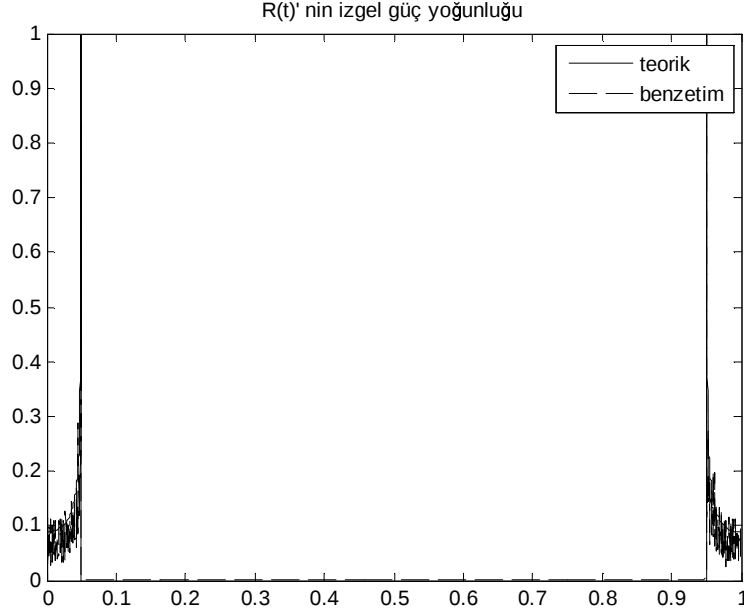
İlintili Rayleigh değişkenlerinin üretimi için ters ayırık Fourier dönüşümü alma yöntemi ilk defa Smith tarafından verilmiştir [9]. Bu yöntemde ilk olarak bağımsız karmaşık Gauss dizileri oluşturularak, elde edilen bu dizilere ayrı ayrı uygun bir filtre ile çarpma



şekil 4.4. Sinüslerin Toplanması Yöntemi ile Oluşturulan $R(t)$ sinyalinin bir Gerçekeřtirmisi, $f_m = 100Hz$



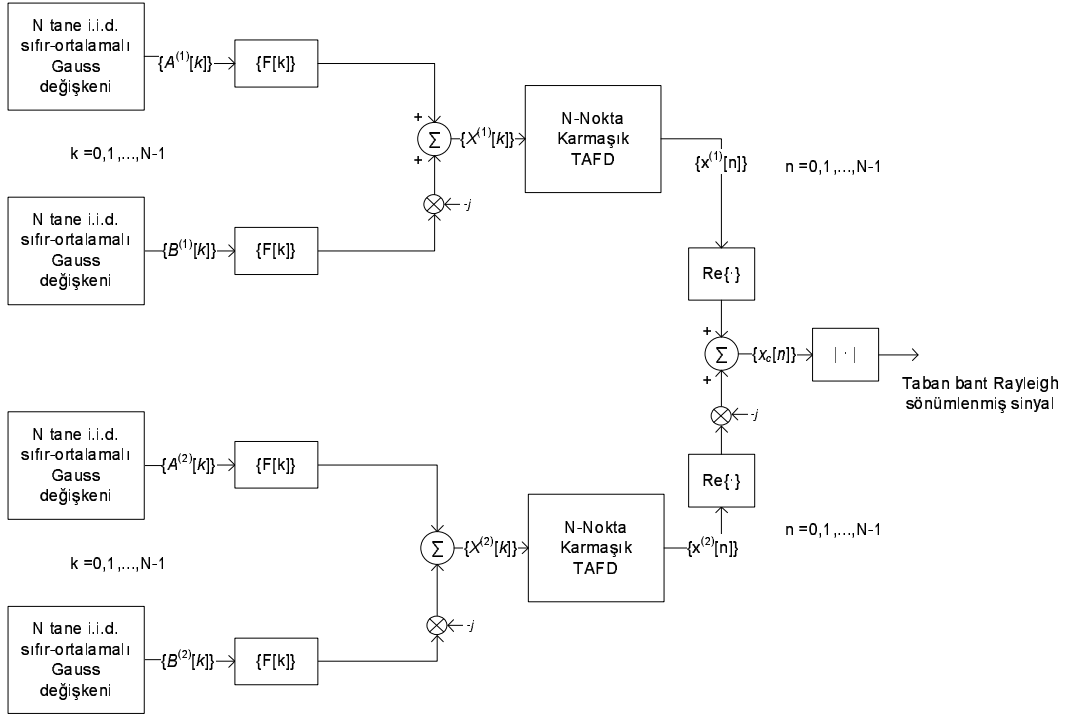
şekil 4.5. Sinüslerin Toplanması Yöntemi ile Oluşturulan $R(t)$ sinyalinin bir Gerçekeřtirmisi, $f_m = 200Hz$



Şekil 4.6. İzgel Güç Yoğunluğu kestirimi

işlemi gerçekleştirilmiştir. Modelde kullanılan bu filtre, çıkıştaki Rayleigh sönümlenmiş sinyalin Doppler izgesinin ve özilinti fonksiyonunun istenilen özellikte olmasını sağlamaktadır. Bu çarpma işlemi frekans bölgesinde gerçekleştirilerek elde edilen değişkenlerin ters ayırık Fourier dönüşümü alınmıştır. Daha sonra elde edilen bu diziler uygun şekilde toplanarak zarf seçicisinden geçirilir ve Rayleigh sönümlenmiş sinyal elde edilir. Şekil 4.7' de TAFD algoritmasının blok diyagramı görülmektedir.

Şekil 4.7' deki üst kolda sönümlenme işleminin eş-evreli bileşeninin oluşturulması, alt kolda ise dik-evreli bileşeninin oluşturulması gösterilmektedir. Sönümlenme işlemi her iki durumda da bağımsız ve özdeş dağılmış rasgele değişkenlere sahip ve birbirinden bağımsız $\{A[k]\}$ ve $\{B[k]\}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ ile gösterilen iki dizi ile başlamaktadır. Her bir değişken Gauss dağılıma sahip olup ortalamaları sıfır, değişimleri ise σ^2 değerine eşittir. Her iki koldaki diziler ayrı ayrı $\{F[k]\}$ ile verilen filtre katsayılarıyla ağırlıklandırılarak dik evreli toplanmaktadır. Toplamda elde edilen karmaşık diziler $\{X^{(1)}[k]\}$ ve $\{X^{(2)}[k]\}$ ile gösterilmektedir. Frekans bölgesinde oluşturulan bu karmaşık dizilere ters ayırık Fourier dönüşüm işlemi uygulanarak karmaşık zaman örnekleri elde edilir. Elde edilen bu zaman örneklerinden eş-evreli koldaki dizi $\{x^{(1)}[n]\}$, dik-evreli koldaki dizi ise $\{x^{(2)}[n]\}$ olarak adlandırılmıştır. Bu iki dizinin daha sonra sanal kısımları ihmal edilerek yalnızca gerçel kısımları alınmış ve dik-evreli toplanmıştır. Toplama işleminin sonucunda $x_c[n]$ dizisi elde edilmiştir. $x_c[n]$ dizisinin gerçel ve sanal kısımları birbirinden bağımsız Gauss değişkenler olup, bu dizinin zarf seçicisinden geçirilmesi sonucu



Şekil 4.7. İliintili Rayleigh değişken oluşturan TAFD algoritması blok diyagramı

taban bant Rayleigh sönümlenmiş sinyal elde edilmektedir.

4.2.1 Model Çıkışının Tanımlanması ve Analizi

Sönümlenme işleminin başlangıcındaki bağımsız ve özdeş dağılmış rasgele değişkenlere sahip ve birbirinden bağımsız $\{A[k]\}$ ve $\{B[k]\}$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$ dizilerinin her bir değişkeni Gauss dağılımına sahip olup ortalamaları sıfır, değişimleri ise σ^2 değerine eşittir.

$$E\{A[k]\} = E\{B[k]\} = 0 \quad (4.10)$$

$$E\{A^2[k]\} = E\{B^2[k]\} = \sigma^2 \quad (4.11)$$

Aynı zamanda değişkenler bağımsız olup,

$$E\{A[k]A[l]\} = E\{B[k]B[l]\} = 0 \quad k \neq l \quad (4.12)$$

ve

$$E\{A[k]B[l]\} = 0 \quad \forall k, l \quad (4.13)$$

eşitlikleri yazılabilir.

Eş-evreli ve dik-evreli koldaki ters ayrık Fourier dönüşümü işleminin çıkış dizileri $\{x^{(1)}[n]\}$ ve $\{x^{(2)}[n]\}$ istatistiksel olarak özdeş olduğundan her birisi için $\{x[n]\}$ notasyonu kullanılmıştır.

$\{x[n]\}$ dizisinin ayrık Fourier dönüşümü $\{X[k]\}$ ile gösterildiğinde

$$X[k] = F[k] \cdot (A[k] - jB[k]), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.14)$$

eşitliği yazılabilir.

$\{F[k]\}$ dizisinin elemanları gerçel değerli filtre katsayıları olup Eş. 3.21 ile verilen örneklenmiş Doppler güç izgesinin karekökü olarak tanımlanmıştır.[9]

$\{X[k]\}$ dizisinin ters ayrık Fourier dönüşümü alındığında,

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] \cdot (A[k] - jB[k]) e^{j(2\pi kn/N)} \quad (4.15)$$

eşitliği yazılabilir. $x[n]$ karmaşık dizisi şu şekilde de ifade edilebilir:

$$x[n] = x_R[n] + jx_I[n] \quad (4.16)$$

Burada $x_R[n] = \text{Re}\{x[n]\}$ olup $x[n]$ 'in gerçel kısmını, $x_I[n] = \text{Im}\{x[n]\}$ olup $x[n]$ 'in sanal kısmını ifade etmektedir.

Buradan,

$$x_R[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] A[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] B[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (4.17)$$

$$x_I[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] A[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] B[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (4.18)$$

yazılabilir. Görüldüğü gibi $x_R[n]$ ve $x_I[n]$, $2N$ tane müstereken Gauss rasgele değişkenlerin ağırlıklandırılmış toplamlarından oluşmaktadır. Dolayısıyla $x_R[n]$ ve $x_I[n]$ müstereken Gauss dağılıma sahiptir.

TAFD işlemi doğrusal bir işlem olduğundan müştereken Gauss rasgele değişkenlerinin ters ayrık Fourier dönüşümünün alınması sonucunda yine müştereken Gauss rasgele değişkenleri elde edilmiştir.

Gerçel ve sanal kısımların ortalamaları incelendiğinde, Eş. 4.10 kullanılarak

$$\begin{aligned} E\{x_R[n]\} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{A[k]\}F[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{B[k]\}F[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.19)$$

ve

$$\begin{aligned} E\{x_I[n]\} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{A[k]\}F[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{B[k]\}F[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.20)$$

elde edilir.

Eş-evreli ve dik-evreli koldaki karmaşık diziler $\{x^{(1)}[n]\}$ ve $\{x^{(2)}[n]\}$

$$x^{(1)}[n] = x_R^{(1)}[n] + jx_I^{(1)}[n] \quad (4.21)$$

$$x^{(2)}[n] = x_R^{(2)}[n] + jx_I^{(2)}[n] \quad (4.22)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Çıkış dizisi $x_c[n]$ ise

$$x_c[n] = x_R^{(1)}[n] - jx_R^{(2)}[n] \quad (4.23)$$

şeklinde yazılabilir.

Modelin çıkışındaki $x_c[n]$ dizisinin gerçel ve sanal kısımlarının Gauss dağılıma sahip ve sıfır-ortalıma oldukları Eş. 4.19 'de belirtilmiştir.

Bölüm 3.1.2' den $x_R^{(1)}[n]$ ve $x_R^{(2)}[n]$ dizilerinin birbirinden bağımsız olduğu yazılabilir. Bu durumda $x_c[n]$ dizisinin gerçel ve sanal kısımları sıfır ortalamalı ilintisiz Gauss rasgele değişkenler olup, $x_c[n]$ dizisi zarf sezicisinden geçirildiğinde Rayleigh sönümlenmiş bir sinyal elde edilmiş olur.

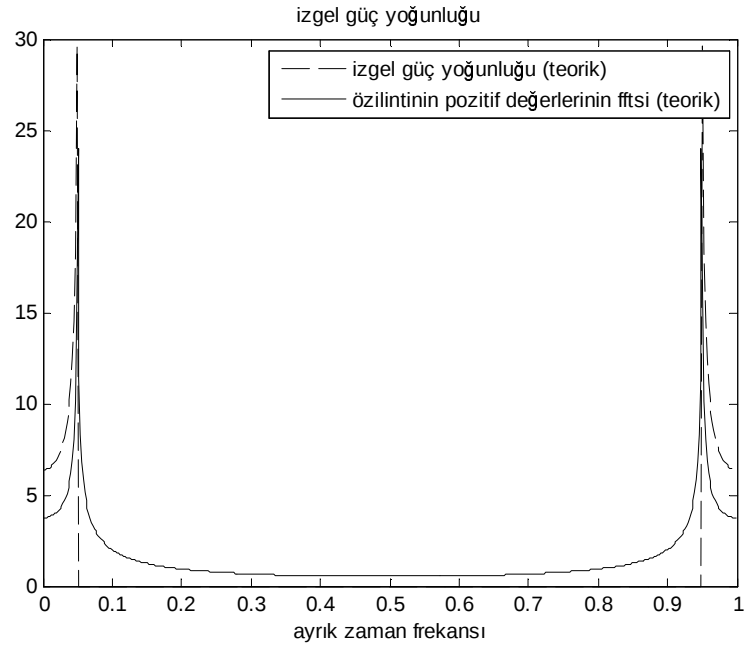
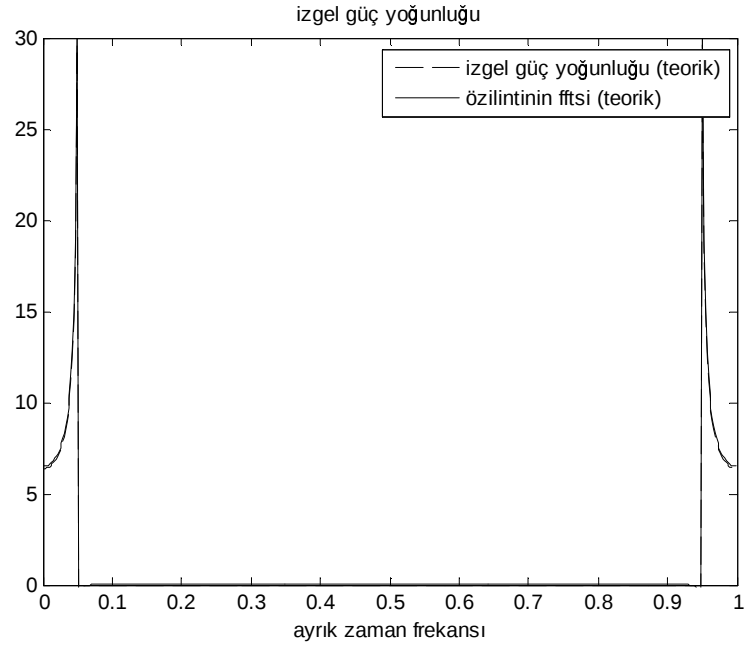
4.2.2 Kanal Benzetimleri

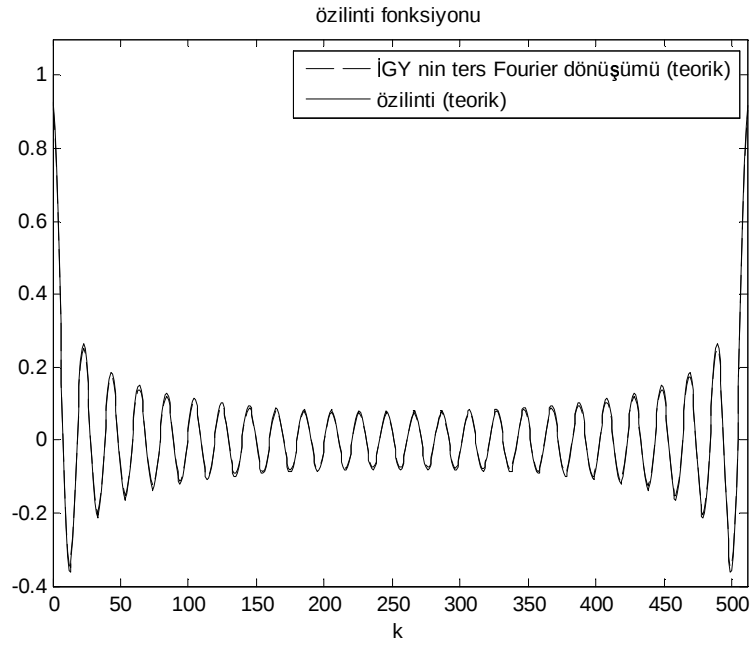
Bu bölümde TAFD yöntemi ile Rayleigh kanal benzetimleri yapılmıştır. Benzetimlerde normalize Doppler kayması $f_n = 0.05$ olarak alınmıştır. İzgel güç yoğunluğu benzetimlerinde Eş. 3.6 ile verilen *Periyodogram* kestirim yöntemi kullanılmıştır. Özilinti fonksiyonu benzetimlerinde ise Eş. 3.7 ile tanımlanan özilinti fonksiyonu kestirim yöntemi kullanılmıştır.

Şekil 4.8' de ve Şekil 4.9' de modelin çıkışındaki Rayleigh sönümlenmiş sinyalin istenilen izgel güç yoğunluğu olan Jakes Doppler güç izgesi görülmektedir. Eş. 3.21' de verilen örneklenmiş izgel güç yoğunluğu ile Eş. 3.14 ile tanımlanan Jakes özilinti dizisinin ayrık Fourier dönüşümü şekilde görüldüğü gibi Eş. 3.16 'de verilen ilişkiyi sağlamakta ve bu iki fonksiyon örtüşmektedir. Şekil 4.9' de ise Jakes özilinti dizisi yalnızca pozitif değerler için hesaplanmış ve görüldüğü gibi bu durumda özilinti dizisinin ters ayrık Fourier dönüşümü olması gereken örneklenmiş izgel güç yoğunluğundan farklı olmuştur. Özilinti dizisi gerçel ve simetrik olduğundan hem pozitif hem de negatif kısımlarının birlikte değerlendirilmesi gerekmektedir.

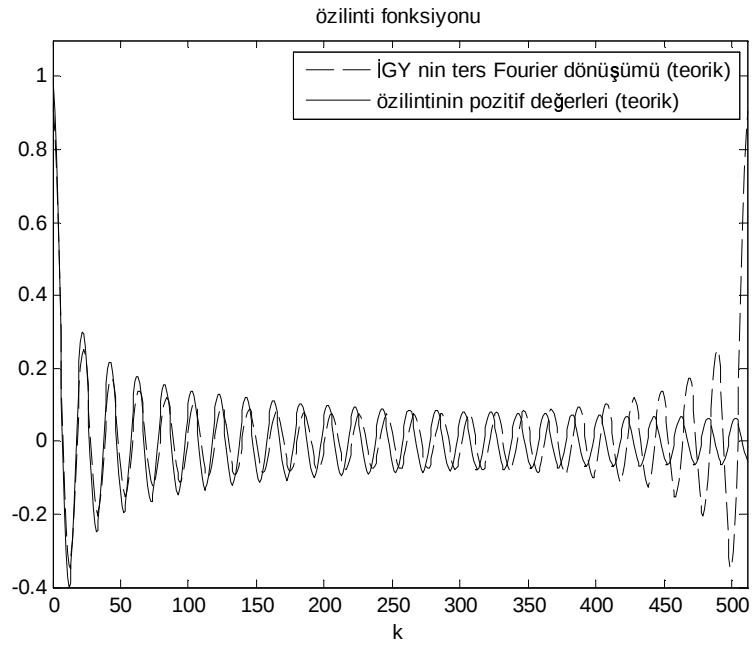
Şekil 4.10' de ve Şekil 4.11' de modelin çıkışındaki Rayleigh sönümlenmiş sinyalin istenilen özilinti fonksiyonu olan ve Eş. 3.14 ile tanımlanan Jakes özilinti fonksiyonu görülmektedir. Şekil 4.10' de özilinti fonksiyonu Eş. 3.21' de verilen örneklenmiş izgel güç yoğunluğunun ters ayrık Fourier dönüşümünün alınmasıyla elde edilen özilinti fonksiyonu ve Eş. 3.14 ile tanımlanan Jakes özilinti fonksiyonunun yalnızca pozitif değerleri görülmektedir. Örneklerin $N/2$ 'den büyük olduğu değerler özilinti fonksiyonunun negatif değerlerine karşılık geldiğinden, bu değerlerdeki özilinti olması gereken değerleri sağlamamaktadır. Şekil 4.11 ise özilinti fonksiyonunun tüm değerleri için çizdirilmiş ve görüldüğü gibi Eş. 3.21' de verilen örneklenmiş izgel güç yoğunluğunun ters ayrık Fourier dönüşümüne eşit olmuştur.

Şekil 4.12' de modelin üst kolundaki TAFD işlemi çıkışı $x_1[n]$ sinyalinin bir gerçekleştirimi görülmektedir. Şekil 4.13' de $x_1[n]$ sinyalinin özilinti fonksiyonu görülmektedir.



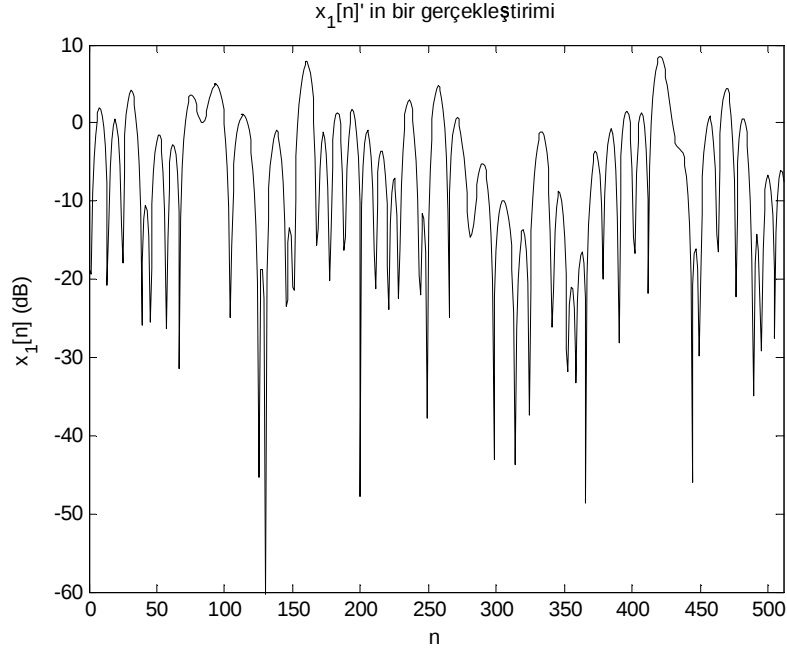


Şekil 4.10. Jakes özilinti fonksiyonu



Şekil 4.11. Jakes özilinti fonksiyonu

$x_1[n]$ sinyalinin özlentisinin Jakes özlinti fonksiyonuna sahip olduğu görülmektedir. Eş.3.28 ile de tanımlandığı gibi model çıkışındaki Rayleigh sönümlenmiş sinyalin özlinti fonksiyonu ile $x_1[n]$ sinyalinin özlinti fonksiyonlarının aynı olması beklenmektedir.

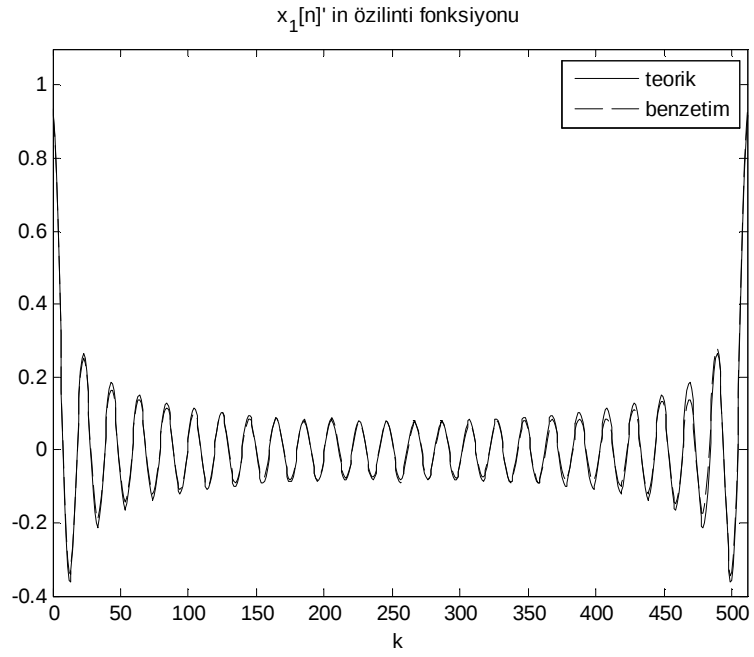


Şekil 4.12. $x_1[n]$ sinyalinin bir gerçekleştirimi

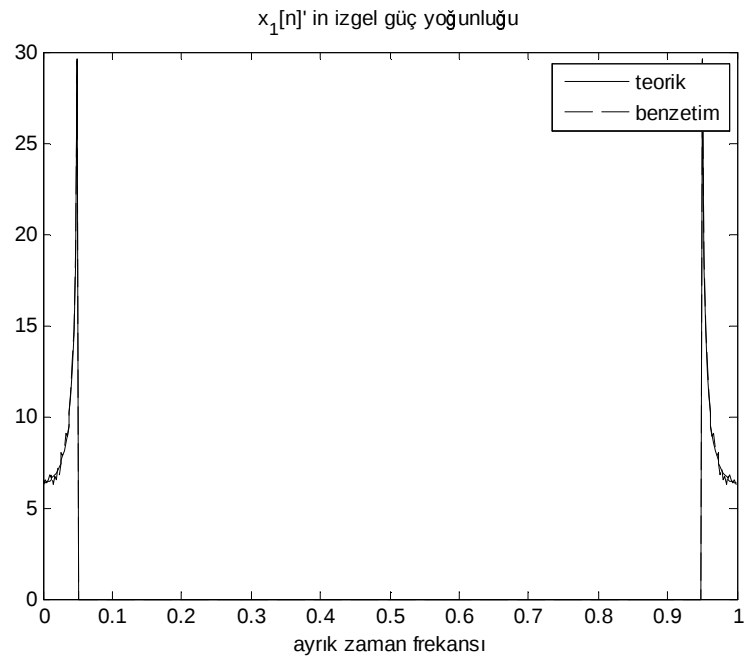
Şekil 4.14' de $x_1[n]$ sinyalinin izgel güç yoğunluğu görülmektedir. $x_1[n]$ sinyalinin izgel güç yoğunluğunun Jakes Doppler güç izgesi şeklinde olduğu görülmektedir. Eş. 3.29 ile de tanımlandığı gibi model çıkışındaki Rayleigh sönümlenmiş sinyalin Doppler güç izgesi ile $x_1[n]$ sinyalinin Doppler güç izgesinin aynı olması beklenmektedir.

Şekil 4.15' de modelin çıkışındaki $x_c[n]$ sinyalini oluşturan $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin örnek sayısı yarıya indirilerek gerçekleştirimi görülmektedir. Şekil 4.16' de $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin yine örnek sayısı yarıya indirilerek gerçekleştirimi görülmektedir. $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin özlentisinin Jakes özlinti fonksiyonuna sahip olduğu görülmektedir. $N/2$ 'ye yaklaştıkça özlinti fonksiyonunun olması gereken değerlerden saptığı gözlenmektedir. Bu durum teorik özlinti fonksiyonunun N tane örnek için hesaplanmış olması fakat benzetimin yalnızca $N/2$ örnek için hesaplanmamış olmasından kaynaklanmaktadır.

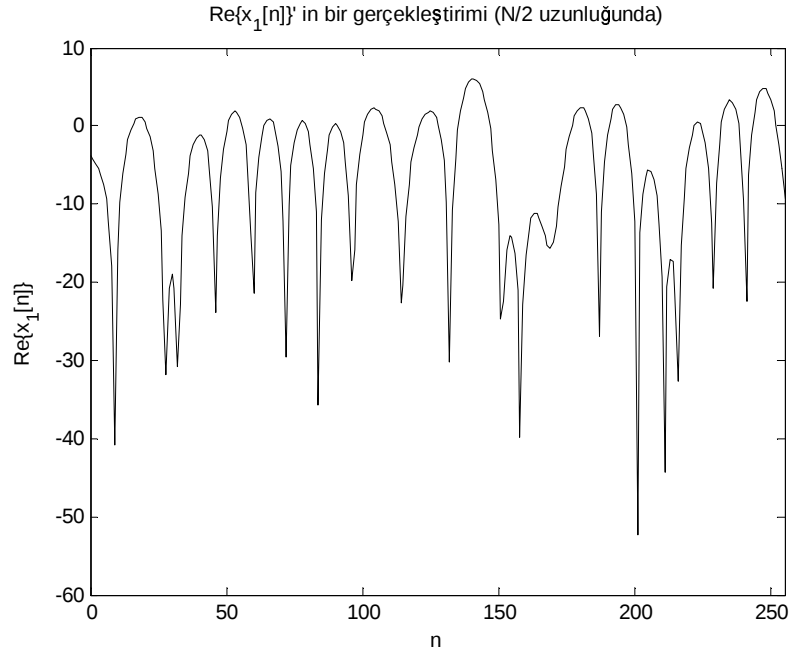
Şekil 4.17' de $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin izgel güç yoğunluğu görülmektedir. $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin izgel güç yoğunluğunun Jakes Doppler güç izgesi şeklinde olduğu görülmektedir.



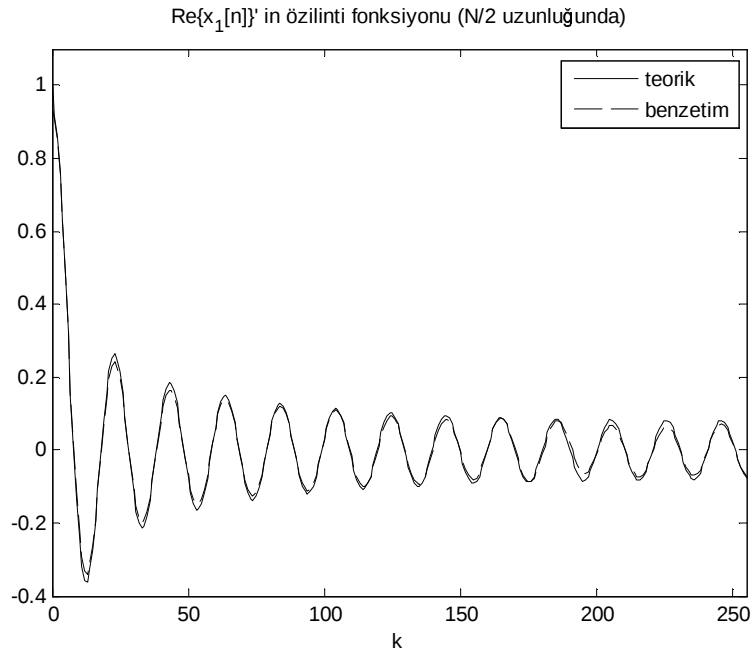
Şekil 4.13. $x_1[n]$ sinyalinin özilinti fonksiyonu



Şekil 4.14. $x_1[n]$ sinyalinin izgel güç yoğunluğu

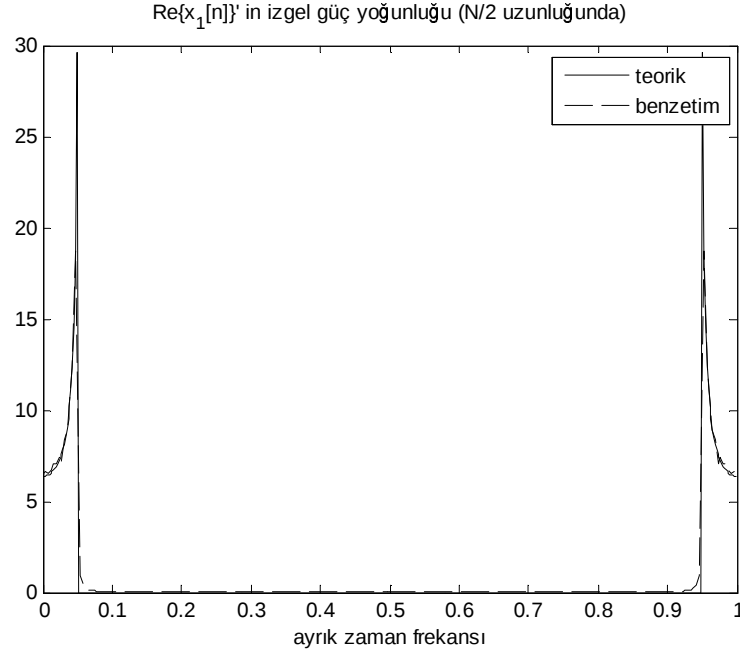


şekil 4.15. $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin $N/2$ uzunluğunda bir gerçekteřirimi



şekil 4.16. $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin 6zilinti fonksiyonu

Eş.3.29 ile de tanımlandığı gibi model çıkışındaki Rayleigh sönümlenmiş sinyalin Doppler güç izgesi ile $\text{Re}\{x_1[n]\}$ sinyalinin Doppler güç izgesinin aynı olması beklenmektedir.



Şekil 4.17. $x_1[n]$ sinyalinin izgel güç yoğunluğu

Şekil 4.18' de modelin çıkışındaki $x_c[n]$ sinyalinin zarf seçicisinden geçirilmesiyle elde edilen Rayleigh sönümlenmiş sinyalin bir gerçekleştirimi görülmektedir.

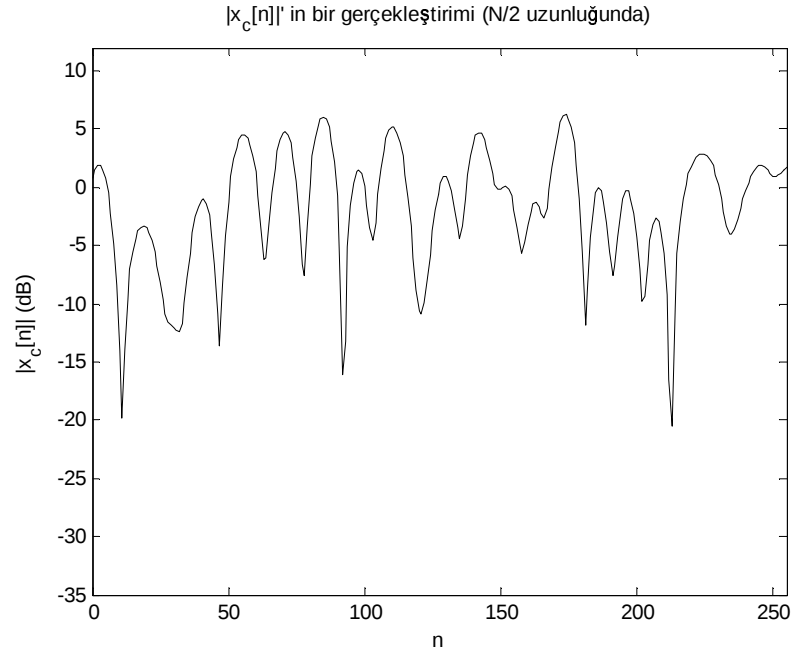
Şekil 4.19' de Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin özilinti fonksiyonu görülmektedir. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin özilintisinin Jakes özilinti fonksiyonuna sahip olduğu gözlenmiştir.

Şekil 4.20' de Rayleigh sönümlenmiş sinyalin izgel güç yoğunluğu görülmektedir. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin izgel güç yoğunluğunun Jakes Doppler güç izgesi şeklinde olduğu görülmektedir.

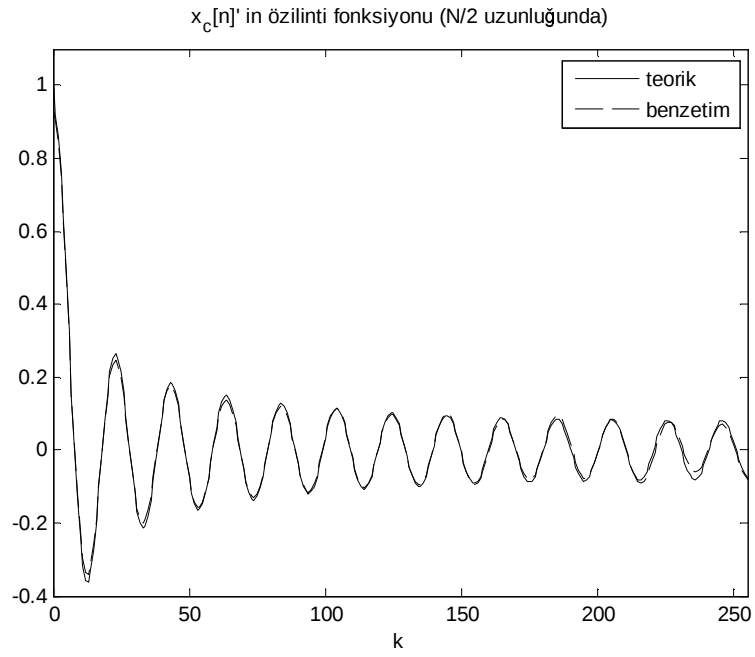
4.3 İyileştirilmiş Ters Ayırık Fourier Dönüşümü Yöntemi

Bölüm 4.2' de verilen TAFD yöntemi kullanılarak Rayleigh kanal modellenmesini tek bir TAFD işlemi ile de yapmak mümkündür. Bu yöntemde $\{F[k]\}$ filtre katsayıları uygun şekilde seçilerek TAFD işleminin çıkışındaki sinyalin gerçel ve sanal kısımları birbirinden ilintisiz elde edilebilmektedir.

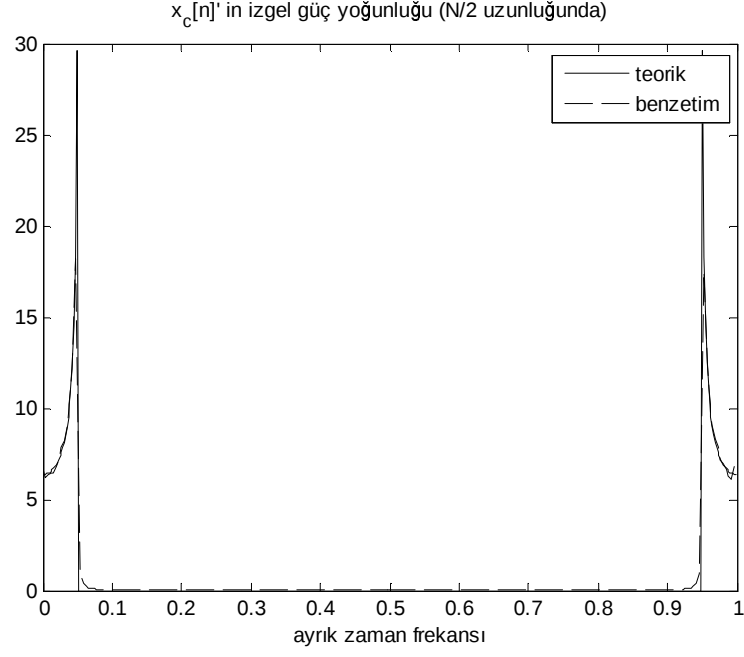
İyileştirilmiş TAFD algoritmasının blok diyagramı Şekil 4.21'de verilmiştir.



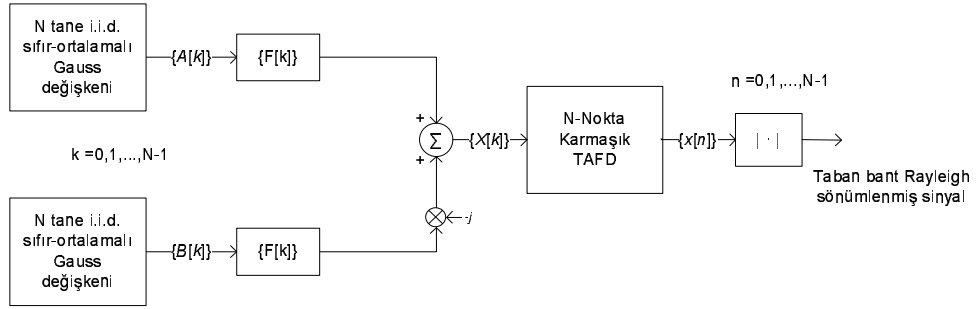
Şekil 4.18. Rayleigh sönümlenmiş sinyalin bir gerçekleştirimi



Şekil 4.19. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin ötilinti fonksiyonu



Şekil 4.20. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin izgel güç yoğunluğu



Şekil 4.21. İntitli Rayleigh değişken oluşturan iyileştirilmiş TAFD algoritması blok diyagramı

4.3.1 Model Çıkışının Tanımlanması ve Analizi

Şekil 4.21 'daki $\{x[n]\}$ dizisinin ayrık Fourier dönüşümü $\{X[k]\}$ ile gösterildiğinde,

$$X[k] = F[k] \cdot (A[k] - jB[k]), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.24)$$

eşitliği yazılabilir.

$\{X[k]\}$ dizisinin ters ayrık Fourier dönüşümü alındığında,

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] \cdot (A[k] - jB[k]) e^{j(2\pi kn/N)} \quad (4.25)$$

eşitliği yazılabilir. Burada, $x[n]$ karmaşık dizisi şu şekilde de ifade edilebilir:

$$x[n] = x_R[n] + jx_I[n] \quad (4.26)$$

Eş. 4.17 ve Eş. 4.18 de verildiği gibi

$$x_R[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]A[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]B[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (4.27)$$

$$x_I[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]A[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]B[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (4.28)$$

eşitlikleri yazılabilir.

Model çıkışının analizi için $x_R[n]$ ve $x_I[n]$ dizilerinin özilinti ve çapraz ilinti fonksiyonlarının bulunması gereklidir.

$x_R[n]$ dizisinin özilinti fonksiyonu $r_{RR}[m, n]$ ile gösterildiğinde

$$\begin{aligned} r_{RR}[m, n] &= E\{x_R[m]x_R[n]\} \\ &= E\left\{\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]A[k] \cos\left(\frac{2\pi km}{N}\right) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]B[k] \sin\left(\frac{2\pi km}{N}\right)\right] \right. \\ &\quad \left. \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]A[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]B[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)\right]\right\} \\ &= E\left\{\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]A[k] \cos\left(\frac{2\pi km}{N}\right)\right] \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]A[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)\right] \right. \\ &\quad + \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]A[k] \cos\left(\frac{2\pi km}{N}\right)\right] \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]B[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)\right] \\ &\quad + \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]B[k] \sin\left(\frac{2\pi km}{N}\right)\right] \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]A[k] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)\right] \\ &\quad \left. + \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]B[k] \sin\left(\frac{2\pi km}{N}\right)\right] \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k]B[k] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)\right] \right\} \quad (4.29) \end{aligned}$$

Eş. 4.13 'den ortadaki iki terimin sıfıra eşit olduğu yazılabilir. Bu durumda 4.29

$$\begin{aligned}
&= E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] A[k] \cos \left(\frac{2\pi km}{N} \right) \right] \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] A[k] \cos \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) \right] \right. \\
&\quad \left. + \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] B[k] \sin \left(\frac{2\pi km}{N} \right) \right] \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F[k] B[k] \sin \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{4.30}$$

ve çarpım işlemleri gerçekleştirildiğinde

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 (E\{A[k]\})^2 \cos \left(\frac{2\pi km}{N} \right) \cos \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) \\
&\quad + \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 (E\{B[k]\})^2 \sin \left(\frac{2\pi km}{N} \right) \sin \left(\frac{2\pi kn}{N} \right)
\end{aligned} \tag{4.31}$$

eşitliği yazılabilir. Eş. 4.11 kullanılarak Eş. 4.31

$$\begin{aligned}
&= \frac{\sigma^2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 \cos \left(\frac{2\pi km}{N} \right) \cos \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) \\
&\quad + \frac{\sigma^2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 \sin \left(\frac{2\pi km}{N} \right) \sin \left(\frac{2\pi kn}{N} \right)
\end{aligned} \tag{4.32}$$

şeklinde yazılabilir. Gerekli işlemler yapıldığında

$$= \frac{\sigma^2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 \left\{ \cos \left(\frac{2\pi km}{N} \right) \cos \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) + \sin \left(\frac{2\pi km}{N} \right) \sin \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) \right\} \tag{4.33}$$

$$= \frac{\sigma^2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 \cos \left(\frac{2\pi k(m-n)}{N} \right) \tag{4.34}$$

Buradan,

$$r_{RR}[m, n] = \frac{\sigma^2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 \cos \left(\frac{2\pi kd}{N} \right) = r_{RR}[d] \tag{4.35}$$

elde edilir. Buradaki d , m ile n arasındaki uzaklık olup $d = m - n$ olarak tanımlanmıştır. Sanal kısım $x_I[n]$ 'in özilinti fonksiyonu $r_{II}[m, n]$, benzer şekilde elde edildiğinde $r_{II}[m, n] = r_{RR}[m, n]$ olduğu görülür.

Gerçel değerli bir $\{F[k]\}$ dizisi için

$$\begin{aligned}
r_{RR}[d] &= r_{II}[d] \\
&= \frac{\sigma^2}{2N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 e^{j(2\pi kd/N)} + \frac{\sigma^2}{2N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 e^{-j(2\pi kd/N)} \\
&= \frac{\sigma^2}{2N} \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 e^{j(2\pi kd/N)} \right] + \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 e^{j(2\pi kd/N)} \right]^* \right\}
\end{aligned} \tag{4.36}$$

$\{(F[k])^2\}$ dizisinin ters ayrık Fourier dönüşümü

$$g[d] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (F[k])^2 e^{j(2\pi kd/N)} \tag{4.37}$$

olarak tanımlanırsa,

$$r_{RR}[d] = r_{II}[d] = \frac{\sigma^2}{2N} (g[d] + g^*[d]) = \frac{\sigma^2}{N} \text{Re}\{g[d]\} \tag{4.38}$$

eşitliği yazılabilir. Yani $\{x_R[n]\}$ ve $\{x_I[n]\}$ dizilerinin özilintisi yalnızca $\{g[d]\}$ 'nin gerçel kısmına bağlıdır.

$\{x_R[n]\}$ ve $\{x_I[n]\}$ dizilerinin çapraz ilintisi benzer şekilde elde edildiğinde

$$r_{RI}[d] = r_{RI}[d] = \frac{\sigma^2}{N} \text{Im}\{g[d]\} \tag{4.39}$$

eşitliği yazılabilir. Dolayısıyla $\{x_R[n]\}$ ve $\{x_I[n]\}$ dizileri ilintili olup ilintileri $\{g[d]\}$ dizisinin sanal kısmına bağlıdır.

Tek bir TAFD işlemi kullanarak Rayleigh sönümlenmiş bir sinyal elde edilebilmesi için $\{x_R[n]\}$ ve $\{x_I[n]\}$ dizileri ilintisiz, dolayısıyla $\{g[d]\}$ dizisinin sanal kısmının sıfır olması gerekmektedir.

$\{g[d]\}$ dizisinin Fourier dönüşümü $\{(F[k])^2\} = \{G[k]\}$ olarak tanımlandığında $\{G[k]\}$ dizisi eşlenik-simetrik ve eşlenik-antisimetrik bileşenlerin toplamı olarak ifade edilebilir.

$$G[k] = G_{ES}[k] + G_{EAS}[k] \quad (4.40)$$

Eşlenik-Simetrik $G_{ES}[k]$ dizisi $G_{ES}[k] = G_{ES}^*[k][N - k]$ şeklinde ifade edilebilir.

Eşlenik-Antisimetrik $G_{EAS}[k]$ dizisi $G_{EAS}[k] = -G_{EAS}^*[k][N - k]$ şeklinde ifade edilebilir

Buradan,

$$\begin{aligned} g[d] &= g_R[d] + jg_I[d] = TAFD\{G[k]\} \\ &= TAFD\{G_{ES}[k]\} + TAFD\{G_{EAS}[k]\} \end{aligned} \quad (4.41)$$

yazılabilir.

$$g_R[d] = \text{Re}\{g[d]\} \xleftrightarrow{AFD} \{G_{ES}[k]\} \quad (4.42)$$

$$g_I[d] = \text{Im}\{g[d]\} \xleftrightarrow{AFD} \{G_{EAS}[k]\} \quad (4.43)$$

Aynı zamanda

$$G_{ES}[k] = \frac{1}{2}G[k] + \frac{1}{2}G^*[N - k] \quad (4.44)$$

$$G_{EAS}[k] = \frac{1}{2}G[k] - \frac{1}{2}G^*[N - k] \quad (4.45)$$

eşitlikleri yazılabilir.

Tek bir TAFD işlemi kullanılarak Rayleigh kanal modellenmesini yapabilmek için $G_{EAS}[k] = 0$ olmalıdır. $G_{EAS}[k] = 0$ eşitliğinin sağlanabilmesi için aşağıdaki eşitliklerin sağlanması gereklidir

$$\frac{1}{2}G[k] - \frac{1}{2}G^*[N - k] = 0 \quad (4.46)$$

$$\frac{1}{2}(F[k])^2 - \frac{1}{2}(F^*[N-k])^2 = 0 \quad (4.47)$$

eşitliğinin karekökü alındığında

$$\frac{1}{\sqrt{2}}F[k] - \frac{1}{\sqrt{2}}F^*[N-k] = 0 \quad (4.48)$$

eşitliğini sağlayan yeni $\{F[k]\}$ dizisi $\{F_D[k]\}$ olarak adlandırıldığında

$$F_D[k] = \begin{cases} F[0] & k = 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}}F[k] & k = 1, 2, \dots, N/2 - 1 \\ F[k] & k = N/2 \\ \frac{1}{\sqrt{2}}F[N-k] & k = N/2 + 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (4.49)$$

eşitliği yazılabilir. Buradan da filtre katsayıları aşağıda verilen eşitlik ile bulunur.

$$F_D[k] = \begin{cases} 0 & k = 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2\sqrt{1 - \left(\frac{k}{Nf_n}\right)^2}}} & k = 1, 2, \dots, k_m - 1 \\ \sqrt{\frac{k_m}{2} \left[\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{k_m - 1}{2k_m - 1}\right) \right]} & k = k_m \\ 0 & k = k_m + 1, \dots, N - k_m - 1 \\ \sqrt{\frac{k_m}{2} \left[\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{k_m - 1}{2k_m - 1}\right) \right]} & k = N - k_m \\ \frac{1}{\sqrt{2\sqrt{1 - \left(\frac{N-k}{Nf_n}\right)^2}}} & k = N - k_m + 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (4.50)$$

Burada k_m değeri en büyük Doppler frekansındaki, ya da hemen altındaki nokta olarak tanımlanabilir. Yani,

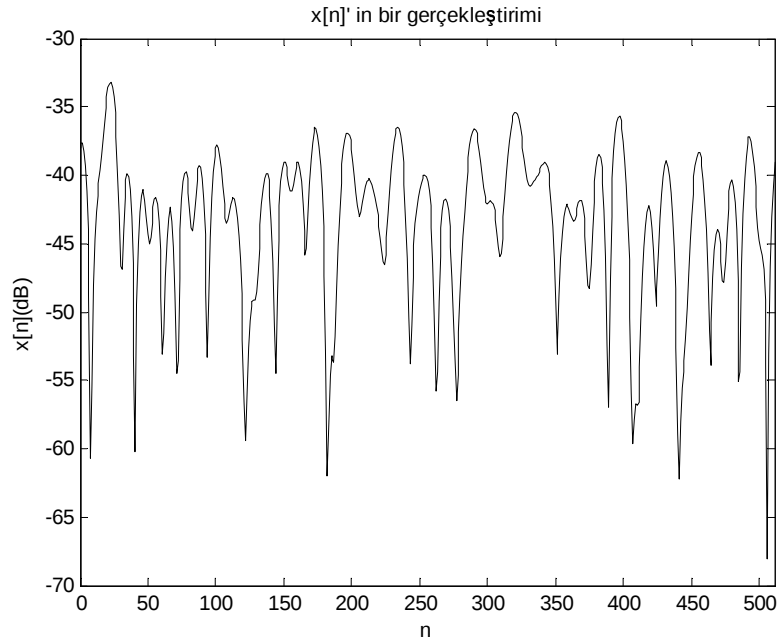
$$k_m = \left\lfloor f_m \left(\frac{F_s}{N} \right)^{-1} \right\rfloor = \lfloor f_m N \rfloor \quad (4.51)$$

eşitliği ile ifade edilebilir.

4.3.2 Kanal Benzetimleri

Bu bölümde iyileştirilmiş TAFD yöntemi ile Rayleigh kanal benzetimleri yapılmıştır. Benzetimlerde normalize Doppler kayması $f_n = 0.05$ olarak alınmıştır. İzgel güç yoğunluğu benzetimlerinde Eş. 3.6 ile verilen *Periyodogram* kestirim yöntemi kullanılmıştır. Özilinti fonksiyonu benzetimlerinde ise Eş. 3.7 ile tanımlanan kestirim yöntemi kullanılmıştır.

Şekil 4.22' de modelin çıkışındaki $x[n]$ sinyalinin zarf seçicisinden geçirilmesiyle elde edilen Rayleigh sönümlenmiş sinyalin bir gerçekleştirimi görülmektedir.

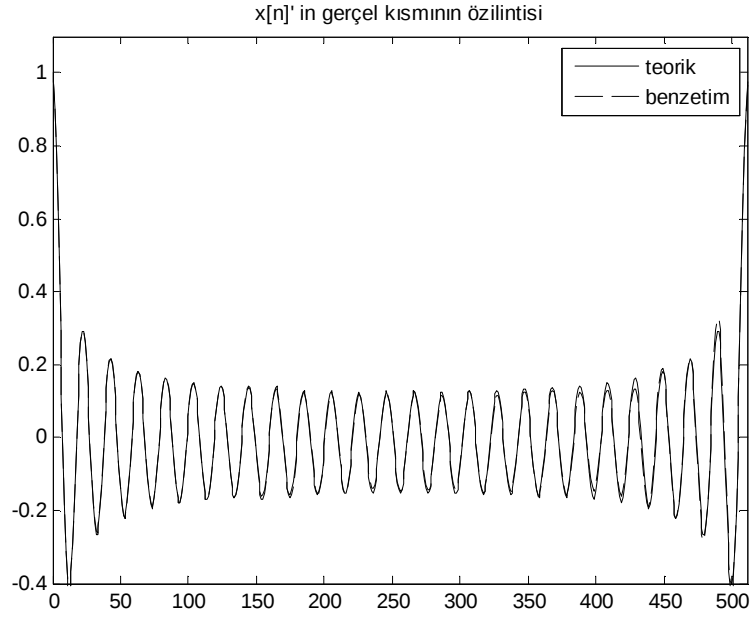


Şekil 4.22. Rayleigh sönümlenmiş sinyalin bir gerçekleştirimi

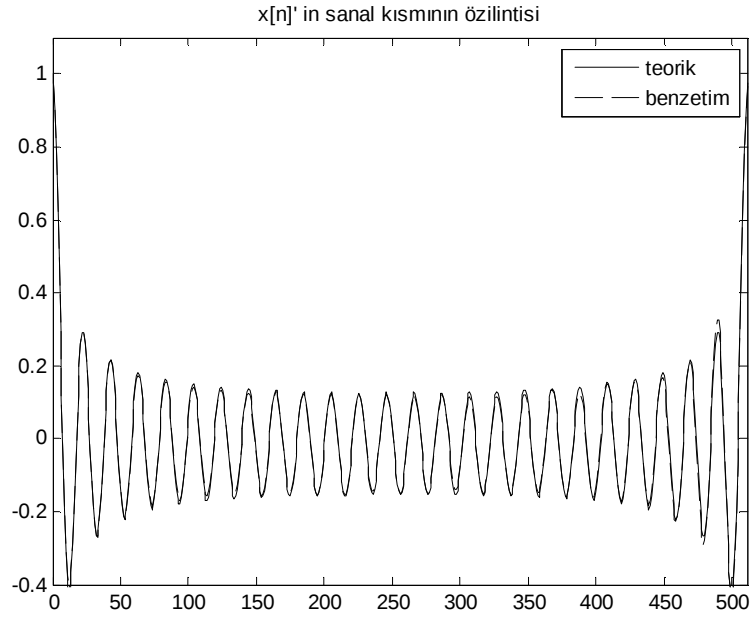
Şekil 4.23' de Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin gerçel kısmının özilinti fonksiyonu görülmektedir. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin gerçel kısmının özilintisinin Jakes özilinti fonksiyonuna sahip olduğu gözlenmiştir.

Şekil 4.24' de Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin sanal kısmının özilinti fonksiyonu görülmektedir. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin sanal kısmının özilintisinin Jakes özilinti fonksiyonuna sahip olduğu gözlenmiştir.

Şekil 4.25' de Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin özilinti fonksiyonu görülmektedir. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin özilintisinin Jakes özilinti fonksiyonuna sahip olduğu gözlenmiştir. Ayrıca gerçel ve sanal kısımlarının özilintileri de karmaşık

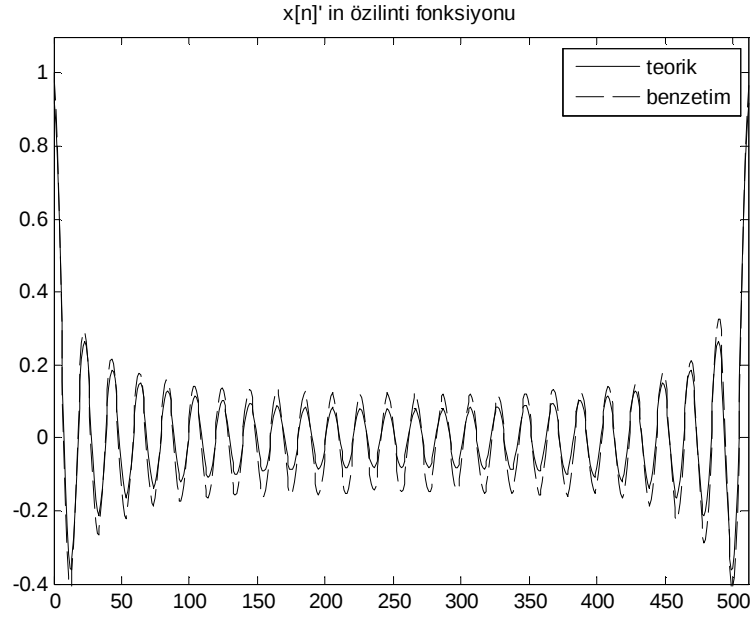


Şekil 4.23. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin gerçel kısmının özilinti fonksiyonu



Şekil 4.24. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin sanal kısmının özilinti fonksiyonu

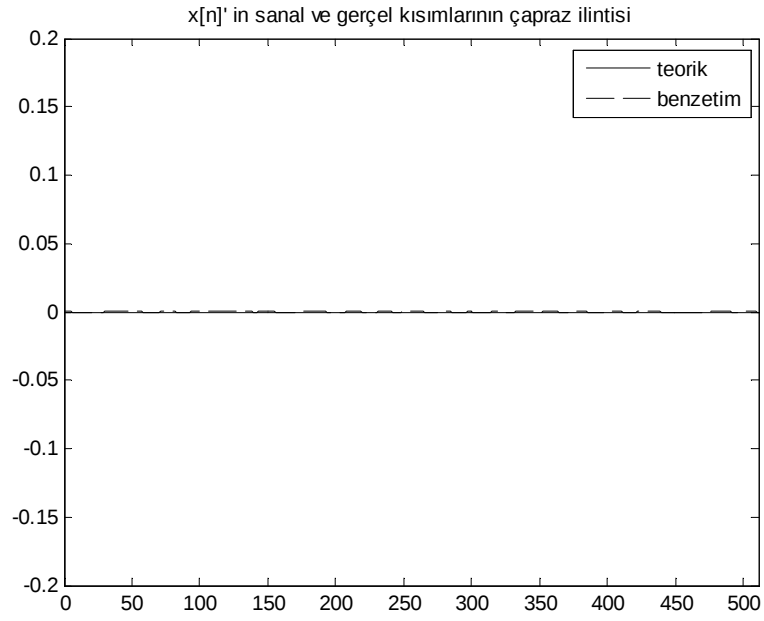
sinyalin özümlenti ile aynıdır.



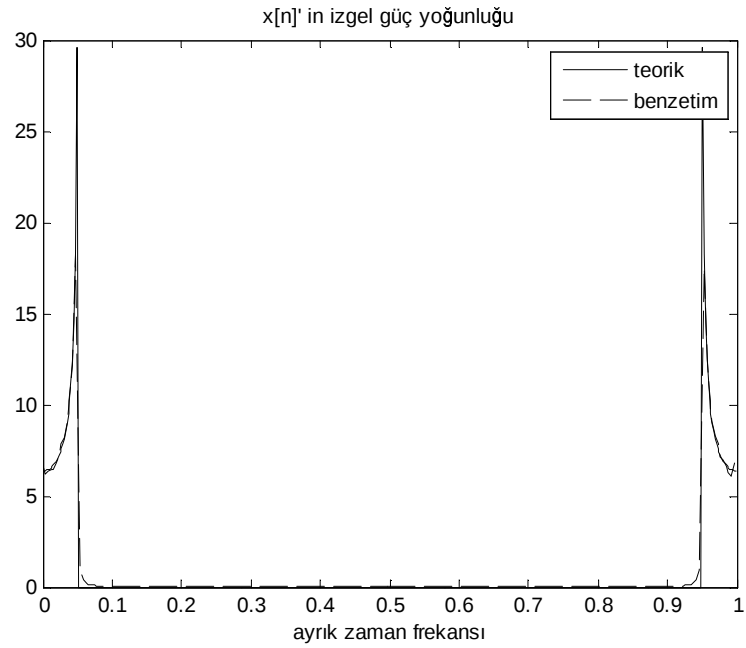
Şekil 4.25. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin özümlenti fonksiyonu

Şekil 4.26' de Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin sanal ve gerçel kısımlarını çapraz ilinti fonksiyonu görülmektedir. Model analizinde açıklandığı gibi filtre katsayılarının uygun şekilde saçılmasıyla sanal ve gerçel kısımlarını çapraz ilintisinin sıfır olması gerekmektedir ve bu da Şekil 4.26' de görülmektedir.

Şekil 4.27' de Rayleigh sönümlenmiş sinyalin izgel güç yoğunluğu görülmektedir. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin izgel güç yoğunluğunun Jakes Doppler güç izgesi şeklinde olduğu görülmektedir.



Şekil 4.26. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin gerçel ve sanal kısımlarının çapraz özilinti fonksiyonu



Şekil 4.27. Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin izgel güç yoğunluğu

5. SONUÇ

Bu tez çalışmasında telsiz haberleşme kanal modelleri incelenmiş ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Telsiz kanallar yaygın olarak rasgele parametrelerle modellenmektedir. Bu tez çalışmasında da bu yaklaşım ele alınmış ve rasgele kanalların istatistiksel modelleri incelenmiştir. Ancak rasgele kanal modelleri ile ilgili kavramlardan önce rasgele olmayan (deterministik) kanalların sistem-kuramsal açıklaması önem taşıdığından öncelikle bu kavramlar açıklanmıştır. Sonrasında ise rasgele kanalların istatistiksel özellikleri üzerinde durulmuştur. Telsiz kanallarla ilgili temel kavramlar olan geniş anlamda durağanlık, izgel güç yoğunluğu kavramları açıklanmıştır. Geniş bant kanalların modellenmesinde sıklıkla kullanılan dallı gecikme hattı (DGH) modeli ve bu modelin bir örneği olan COST 207 modeli incelenmiştir.

Telsiz haberleşme sistemlerinin temsilinde ve benzetiminde çoğu zaman sembol periyodunda örneklenmiş sinyaller ele alınır ve ortaya çıkan ayrık zaman sinyalleri kullanılır. Ortaya çıkan gösterimlerde de kanal transfer fonksiyonları ayrık zamanda katsayılar olarak belirir. Bu tez çalışmasında sürekli zamanda tanımlanan kanal transfer fonksiyonundan ayrık zaman kanal parametrelerine geçiş için kullanılan yaklaşımlar anlatılmıştır. Sürekli zaman izgel güç yoğunluğu, ayrık zaman izgel güç yoğunluğu ve örneklenmiş izgel güç yoğunluğu arasındaki bağlantılar elde edilmiştir. Daha sonra dal gecikmelerinin benzetim zamanının tam katları olmadığı DGH modelinden düzgün gecikme aralıklı DGH modeline geçiş 3 farklı yöntemle sağlanmıştır. Bunlardan ilki en yakın dal gecikmesine yuvarlama yöntemidir. Bu yöntemde dal kazançları sabit kalırken, dal gecikmeleri kanalın örnekleme zamanının tam katlarına yuvarlanarak düzgün gecikme aralıklı bir DGH modeli elde edilmiştir. Daha sonra dal gecikmelerinin yakın olduğu iki tamsayı gecikmesine dal kazançları eşit olacak şekilde bölüştürüldüğü DGH modeli oluşturulmuştur. Bu modelde kanalın dal sayısı ilk modele göre değişiklik gösterebilmektedir. Bu durum bir örnekle gösterilmiştir. Son olarak sinyalin geri çatılması teoremi yardımıyla dal gecikmeleri ve dal kazançlarının yeniden oluşturulduğu düzgün gecikme aralıklı bir DGH modeli elde edilmiştir. Dal kazançlarının elde edilmesi benzetimler yardımıyla açıklanmıştır.

Bölüm 4'te Rayleigh sönümlenmeli kanal analizinde önemli bir yeri olan Clarke modeli incelenmiştir. Clarke modelinde alıcıya gelen dalgalar eşit ortalamalı genliğe fakat rasgele faz ve geliş açılara sahiptir. Bu bölümde Jakes sinüslerin toplanması modelinde

kullanılan varsayımlar kullanılarak kanal benzetimleri yapılmıştır. Benzetimde kullanılan çok yol sayısının fazlalaştırılması ile daha doğru sonuçlar elde edilmiştir. Ayrıca Doppler kaymasının büyüklüğünün alınan sinyalde birim zamandaki değişimleri etkilediği tespit edilmiştir. Yine bu bölümde kanalın izgel güç yoğunluğu kestirimi yapılarak olması gereken Jakes Doppler izgesi ile karşılaştırılmış ve bu iki verinin örtüştüğü gözlemlenmiştir.

Daha sonra Rayleigh kanal benzetimi için Smith modeli incelenmiş ve analiz edilmiştir. Bu modelde birden fazla sayıda istenen istatistiksel özelliklere sahip zamanla değişen karmaşık rasgele Gauss sönümlenme katsayısı üretimi için iki farklı koldan aynı işlemlerin uygulanarak Rayleigh sönümlenmiş sinyal elde edildiği görülmüştür. Bunun nedeni Rayleigh sönümlenmiş karmaşık sinyalin gerçel ve sanal kısımlarının ilintisiz Gauss vektörler olması gerektiğidir. Smith modelinde bu durum sönümlenme sürecinin eş evreli ve dik evreli bileşeninin iki farklı bağımsız koldan üretilerek ilintisiz olması garanti edilmiştir. Çıkıştaki Rayleigh sönümlenmiş sinyal izgesini şekillendirmek için buna uygun bir filtre kullanılmıştır. Bu bölümde yine kanalın izgel güç yoğunluğu kestirimi yapılarak olması gereken Jakes Doppler izgesi ile karşılaştırılmış ve bu iki verinin örtüştüğü gözlemlenmiştir.

Son olarak bir önceki bölümde anlatılan ters ayırık Fourier dönüşümü yönteminin işlem sayısını yarıya indirilmesiyle gerçekleştirilen iyileştirilmiş TAFD yöntemiyle kanal benzetimleri yapılmıştır. Buradaki amaç çıkıştaki sinyalin gerçel ve sanal kısımlarını tek bir TAFD işleminin çıkışı ile elde edebilmektir. Benzetimlerde çıkış sinyalinin gerçel ve sanal kısımlarının çapraz ilinti fonksiyonuna bakılarak ilintisiz olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca gerçel ve sanal kısımların özilinti fonksiyonu, çıkıştaki karmaşık sinyalin özilinti fonksiyonuna benzer şekilde Jakes özilinti fonksiyonuna sahip olduğu görülmüştür. Aynı şekilde çıkıştaki karmaşık sinyalin izgel güç yoğunluğunun Jakes Doppler izgesine sahip olduğu ortaya konulmuştur.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] Rappaport, T. S., 2002, Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall.
- [2] Fontan, F.P., Espineira, P.M., 2008, Modeling the Wireless Propagation Channel, Wiley, 252p.
- [3] Goldsmith, A., 2005, Wireless Communications, Cambridge University Press, New York, NY, 572p.
- [4] Durgin, G.D., 2003, Space-Time Wireless Channels, Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, NJ, 345p.
- [5] Iskander, C. D., A Matlab-based Object Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation.
- [6] Molisch, A. F., 2005, Wireless Communications, Wiley, New York, NY, 622p.
- [7] Clarke, R. H., 1968, A statistical theory of mobile radio reception.
- [8] Jakes, W. C., 1974, Microwave Mobile Communications, Wiley, New York, NY, 656p.
- [9] Smith, J. I. 1975, A computer generated multipath fading simulation for mobile radio, IEEE Transactions Vehicular Technology, vol.VT-24, pp.39-40.
- [10] Young, D.J., Beaulieu, N.C., 2000, The Generation of Correlated Rayleigh Random Variates by Inverse Discrete Fourier Transform, IEEE Transactions on Communications, vol.48, No.7.
- [11] Proakis, J. G., 2001, Digital Communications, McGraw-Hill, New York, NY, 1032p.
- [12] Turgut, G., 2008, Bina İçinde Kablosuz Yayılım Uygulamaları için Işın-İzleme Radar Kesit Alanı Karma Yöntemi, Doktora Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 143p.
- [13] Papoulis, A., 1991, Probability, Random Variables and Stochastic Process, McGraw-Hill, New York.
- [14] Sklar, B., 2001, Digital Communications Fundamentals and Applications, Prentice Hall., New Jersey, 1011p.
- [15] Kay, S. M., 1993, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 595p.
- [16] Blanchet, G., Charbit, M., 2006, Digital Signal and Image Processing using Matlab, Iste DSP.
- [17] Pop, M., 1999, Statistical Analysis of Sum of Sinusoids Fading Channel Simulators, Master Tezi, Queen's University, 126p.

- [18] Kay, S. M., 2006, Intuitive Probability and Random Processes using Matlab, Kluwer Academic Publishers, 552p.
- [19] Pätzold, M., 2002, Mobile Fading Channels: Modelling, Analysis and Simulation, Wiley.
- [20] Proakis, G., Ingle, V. K., 1997, Digital Signal Processing using Matlab V.4, PWS Publishing Company, 420p.
- [21] Stuber, G. L., 2002, Principles of Mobile Communication, Kluwer Academic Publishers.
- [22] Oppenheim, A. V., Schafer, R. W., Buck, J. R., 1999, Discrete Time Signal Processing, Prentice Hall, New Jersey, 870p.
- [23] Karataev, T., 2007, Alternatif Sönümlemeli Kanal Yapıları ve Haberleşme Sistemlerinde Etkilerinin Analizi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 105p.

EKLER

EK 1 : COST 207 Modeli

COST 207 dallı gecikme hattı modeli güç gecikme profilini ya da dal ağırlıklarını ve Doppler izgesini 4 tipik ortam için tanımlamıştır, tipik kentsel alan, kötü kentsel alan, kırsal alan ve dağlık arazi.

COST 207 modelinde Doppler izgesi de her bir dal için ayrı ayrı tanımlanmıştır. Aşağıda COST 207 dallı gecikme hattı modelinde tanımlı her bir alan için DGH parametreleri verilmiştir.

Tablo 5.1. COST 207 Kırsal alan için DGH parametreleri

Dal	Gecikme [μs]	Güç[dB]	Doppler İzgesi
1	0	0	RICE
2	0.2	-2	CLASS
3	0.4	-10	CLASS
4	0.6	-20	CLASS

Tablo 5.2. COST 207 Tipik kentsel alan için DGH parametreleri

Dal	Gecikme [μs]	Güç[dB]	Doppler İzgesi
1	0	-3	CLASS
2	0.2	0	CLASS
3	0.6	-2	GAUS1
4	1.6	-6	GAUS1
5	2.4	-8	GAUS2
6	5.0	-10	GAUS2

Tablo 5.3. COST 207 Kötü kentsel alan için DGH parametreleri

Dal	Gecikme [μs]	Güç[dB]	Doppler İzgesi
1	0	-3	CLASS
2	0.4	0	CLASS
3	1.0	-3	GAUS1
4	1.6	-5	GAUS1
5	5.0	-2	GAUS2
6	6.6	-4	GAUS2

Tablo 5.4. COST 207 Dağlık arazi için DGH parametreleri

Dal	Gecikme [μs]	Güç[dB]	Doppler İzgesi
1	0	0	CLASS
2	0.2	-2	CLASS
3	0.4	-4	CLASS
4	0.6	-7	CLASS
5	15	-6	GAUS2
6	17.2	-12	GAUS2

EK 2 : ITU Modeli

Bölüm 2.5.2' de açıklanan ITU modelleri için dalı gecikme hattı parametreleri aşağıda görülmektedir.

Tablo 5.5. ITU Kapalı Alan için DGH parametreleri

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

Genişletilmiş ITU Modelleri

LTE için genişletilmiş ITU modelleri Genişletilmiş Yaya-A, Genişletilmiş Vasıtalı-A ve Genişletilmiş Tipik Kentsel Alan şeklinde isimlendirilmektedir. Bu kanal modelleri gecikme yayılımına göre düşük, orta ve yüksek gecikme yayılımı şeklinde sınıflandırılmaktadır. Bu modeller için güç gecikme profilleri aşağıda verilmiştir.

Tablo 5.6. Genişletilmiş Yaya-A 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

Güç gecikme profiline ek olarak her bir çok yol sönmülenme yayılımı için maksimum Doppler frekansı tanımlanmıştır; 5 Hz, 70Hz ve 300Hz. Tablo 5.6, 5.7 ve 5.8'deki tüm dallar CLASS Doppler izgesine sahiptir.

Tablo 5.7. Genişletilmiş Vasıtalı-A 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 5.8. Genişletilmiş Tipik Kentsel Alan 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

Adı Soyadı : MİRAY KOCABAŞ
Doğum Yeri : Eskişehir
Doğum Yılı : 10.04.1985
Medeni Hali : Evli

Eğitim ve Akademik Durumu

Lisans 2003-2007 : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
ANKARA

Lise 1996-2003 : Eskişehir Anadolu Lisesi

Yabancı Dil : İngilizce

İş Tecrübesi

2007- : TAI, TUSAŞ-Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş.