

771079

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

SÖNÜMLÜ KANALLARDA ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİNİN İNCELENMESİ

Elektronik Mühendisi Gökçe HACIOĞLU

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde

“Elektronik Yüksek Mühendisi”

Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 23.12.2004

Tezin Savunma Tarihi : 18.01.2005

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Ali GANGAL

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2005

ÖNSÖZ

İlk olarak yüksek lisans tezi danışmanlığımı üstlenerek, gerek konu seçimi ve gerekse çalışmaların yürütülmesi sırasında yardımlarını esirgemeyen değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Ali GANGAL'a, yerinde yardımları için KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyeleri ve personeline teşekkür etmeyi bir borç bilirim.

Gökçe HACIOĞLU

Trabzon, 2005



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ ...	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET.....	VI
SUMMARY	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VIII
TABLolar DİZİNİ	XI
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XII
1 GENEL BİLGİLER	1
1.1. Mobil Radyo Yayınımındaki Küçük Ölçekli Sönümlenme ve Çoklu Yol	1
1.2. Küçük Ölçekli Sönümlenmeyi Etkileyen Faktörler	2
1.2.1. Çoklu Yol Yayılımı.....	2
1.2.2. Alıcının Hareket Hızı	2
1.2.3. Etraftaki Nesnelerin Hızı.....	4
1.2.4. İletim Sinyalinin Band Genişliği.....	4
1.3. Çoklu Yol Kanalının Birim Vuruş Tepkisi Modeli.....	4
1.4. Band Genişliği ile Alış Gücü Arasındaki İlişki.....	9
1.5. Mobil Çoklu Yol Kanalların Parametreleri.....	12
1.5.1. Zaman Saçılım Parametreleri	13
1.5.2. Coherence Band Genişliği.....	15
1.5.3. Doppler Dağılımı ve Coherence Zaman	15
1.6. Küçük Ölçekli Sönümlenme Çeşitleri.....	17
1.6.1. Çoklu Yol Gecikmelerinden Kaynaklanan Sönümlenme Etkileri	18
1.6.1.1. Düz Sönümlenme	18
1.6.1.2. Frekans Seçmeli Sönümlenme	19
1.6.2. Doppler Yayımasından Kaynaklanan Sönümlenme Etkileri	20
1.6.2.1. Hızlı Sönümlenme.....	20

1.6.2.2.	Yavaş Sönümlenme.....	21
1.7.	Düz Sönümlenmeli Kanallar İçin Clarke Modeli.....	22
1.7.1.	Clarke Modelindeki Doppler Yayımasından Kaynaklanan Spektral Biçim	26
1.8.	Haberleşme Link Modeli.....	28
1.8.1.	Sayısal Alıcı Çevrimleri	30
1.8.1.1.	Otomatik Kazanç Kontrolü (AGC)	31
1.8.1.2.	Zaman Geri Dönüşümü	31
1.8.1.3.	Taşıyıcı Geri Dönüşümü	31
1.8.1.4.	Kanal Dengelenmesi	32
1.8.1.5.	Sinyalin Algılanması	32
1.8.2.	Matched Filtreleme	33
1.8.3.	İdeal Darbe Şekillendirme.....	38
1.8.4.	Pratik Darbe Şekillendirme	39
1.8.5.	Zaman Geri Dönüşümü	41
1.8.5.1.	Early-Late Gate Hata Oluşturma Algoritması.....	43
1.8.5.2.	Mueller ve Muller Hata Oluşturma Algoritması	45
1.8.5.3.	Gardner Hata Oluşturma Algoritması	46
1.9.	Modülasyon ve Demodülasyon.....	47
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR	51
2.1.	Giriş	51
2.2.	Jakes Kanal Benzetimi	52
2.3.	Boşluk Çeşitleme	55
2.3.1.	Boşluk Çeşitleme Başarımını Etkileyen Faktörler	56
2.3.1.1.	Güç Dengesizliği.....	56
2.3.1.2.	Zarfların İlişkisi.....	57
2.3.2.	Zarf İlişkisinin Boşluk Çeşitleme Sistemleri Üzerindeki Etkisi	57
2.4.	Çeşitleme Kazancı.....	59
2.5.	Boşluk Çeşitleme Biçimleri	60
2.5.1.	Seçmeli Çeşitleme ve Geri Beslemeli Çeşitleme	60
2.5.2.	En Büyük Oranda Toplama (Maximal Ratio Combining).....	64

2.5.3.	Eşit Kazançlı Toplama	67
2.6.	Boşluk Çeşitleme Kullanan Bir Sistemin Benzetimi	69
2.6.1.	En Büyük Oranda Toplama (MRC) Benzetimi.....	69
2.7.	Polarizasyon Çeşitleme	71
2.8.	Frekans Çeşitleme	75
2.8.1.	OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).....	75
2.9.	Zaman Çeşitleme.....	79
2.10.	Blok Yaklaşımlı Uzay Zaman Kodlama	81
2.10.1.1.	Kodlama ve İletim Dizisi	82
2.10.1.2.	Toplama Biçimi.....	83
2.10.1.3.	Maksimum Likelihood Algılama Şartı.....	83
2.10.1.4.	İki Dalli Verici ve M adet Alıcılı Çeşitleme Biçimi	84
2.10.1.5.	Uygulanma Esnasında Karşılaşılacak Sorunlar	87
2.10.1.6.	Güç Gereksinimleri	87
2.10.1.7.	Kanal Kestirim Hatalarına Karşı Duyarlılık	87
2.10.1.8.	Gecikme Etkileri	88
2.10.1.9.	Anten Yerleşim Biçimleri	88
2.10.1.10.	Güç Dengesizliği (Soft Failure)	89
2.10.1.11.	Girişim Etkisi	89
2.10.2.	İki'den Daha Fazla İletim Anteni Kullanan Uzay-Zaman Kodlama	90
3.	BULGULAR ve TARTIŞMA.....	94
3.1.	Rayleigh Sönümlenmeli Kanal Benzetimi	94
3.2.	MRC ve Uzay Zaman Kodlamada Bit Hata Oranı Benzetimi	99
3.3.	Seçmeli Çeşitleme Benzetimi	104
4.	SONUÇLAR	107
5.	ÖNERİLER.....	109
6.	KAYNAKLAR	110
	ÖZGEÇMİŞ	112

ÖZET

Bu çalışmada kablosuz haberleşme sistemlerindeki sönmülemenin olumsuz etkilerini azaltmak amacıyla kullanılan çeşitleme yöntemleri incelenmiştir. Farklı çeşitleme yöntemlerinin başarımın üstünde nasıl bir etkiye sahip oldukları ve bir birine göre üstünlükleri ve kötü tarafları gösterilmeye çalışılmıştır.

Çalışmada birçok çeşitleme yönteminden bahsedilmiş ise de üzerinde özellikle durulan çeşitleme yöntemleri; en büyük oranda toplama (MRC), seçmeli çeşitleme(Selection Diversity) ve uzay-zaman blok kodlamasına dayalı çeşitlemedir (Space-Time Block Coded Diversity). Bahsedilen bu çeşitleme yöntemlerinin kullanıldığı sistemlere ilişkin benzetim yapılmıştır.

Kullanılan benzetimde Rayleigh sönmülemesi olan kanal ve QPSK modülasyonu kullanan sistemler incelenmiştir. Kullanılan çoklu antenlerin arasındaki mesafenin bir fonksiyonu olan kanallar arası ilişki fonksiyonu da benzetimde göz önüne alınan hususlardan biri olmuştur.

Anahtar Kelimeler: Sönmüleme, Rayleigh, MRC, Seçmeli Çeşitleme, Uzay-Zaman Blok Kodlanmış Çeşitleme, Kanal İlişkisi, Zaman Çeşitlemesi, Frekans Çeşitlemesi

SUMMARY

Using Diversity to Combat Fading Effects on Wireless Communication System

This report represents a framework for using diversity to combat fading effects on wireless communications. Advantages and disadvantages of different diversity methods are tried to demonstrate.

Although more diversity methods are discussed in this report only maximal ratio combining (MRC), space-time block coded diversity and selection diversity are simulated. BER performances of simulated diversity methods are presented.

There is Rayleigh fading and QPSK modulated signal is assumed in simulation. Space between multiple transmit and multiple receive antennas effects channel correlation coefficient so channel correlation coefficient is included simulation.

Key Words: Fading, Rayleigh, Maximal Ratio Combining, Selection Diversity, Space Time Block Coded Diversity, Channel Correlation, Time Diversity, Frequency Diversity

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1. Doppler etkisi.....	3
Şekil 2. Zaman ve mesafenin bir fonksiyonu olarak radyo kanalı	5
Şekil 3. Baseband ve bandpass kanal vuruş tepkisi modeli.....	6
Şekil 4. Çoklu yol kanal için zamanla değişen ayrık zamanlı vuruş tepkisi modeli	8
Şekil 5. İç ortamdaki güç gecikme yapısı.....	14
Şekil 6. Çoklu yol gecikme dağılımına göre küçük ölçekli sönmüleme çeşitleri	17
Şekil 7. Doppler Dağılımına Göre Küçük Ölçekli Sönmüleme Çeşitleri.....	18
Şekil 8. Düz sönmülemeli için kanal ve sinyal özellikleri	18
Şekil 9. Frekans seçmeli sönmüleme için kanal ve sinyal özellikleri	20
Şekil 10. Sönmüleme çeşitleri	22
Şekil 11. Rastlantısal açılarla alıcıya ulaşan düzlem dalgaları.....	23
Şekil 12. Modüle edilmemiş CW taşıyıcısının Doppler güç spektrumu	27
Şekil 13. Sayısal haberleşme sistemi	28
Şekil 14. Haberleşme link modeli	29
Şekil 15. Eşdeğer baseband haberleşme link modeli	29
Şekil 16. Ayrık zamanlı haberleşme link modeli	29
Şekil 17. AWGN gürültüsünün etkisi	33
Şekil 18. Sayısal sinyalin demodülasyonu ve algılanması.....	34
Şekil 19. Matched filtre tepkisi için örnek bir biçim.....	36
Şekil 20. Matched filtre ile korelatör çıkışlarının zamanla değişimi	37

Şekil 21. Sinc dalgası	39
Şekil 22. Değişik roll-off değerleri için raised cosine dalgası frekans domeni şekilleri.....	40
Şekil 23. Değişik roll-off değerleri için raised cosine dalgası zaman domeni şekilleri.....	40
Şekil 24. Analog zaman geri dönüşümü	42
Şekil 25. Hibrid Zaman Geri Dönüşümü	42
Şekil 26. Sayısal zaman geri dönüşümü.....	42
Şekil 27. Early-Late Gate senkronizasyonu	43
Şekil 28. Early-Late Gate senkronizasyonunun çalışmasına bir örnek.....	44
Şekil 29. Mueller ve Muller hata oluşturma algoritması doğru zamanlama	45
Şekil 30. Mueller ve Muller hata oluşturma algoritması zamanlama hızlı	45
Şekil 31. Mueller ve Muller hata oluşturma algoritması zamanlama yavaş	46
Şekil 32. Gardner hata oluşturma algoritması doğru zamanlama	46
Şekil 33. Gardner hata oluşturma algoritması zamanlama geç	47
Şekil 34. Gardner hata oluşturma algoritması zamanlama erken.....	47
Şekil 35. Matched filtre tipi demodülatör	49
Şekil 36. Jakes sönmleme benzetimi.....	52
Şekil 37. Makro ve mikro hücrel çevreler için uzaklıkla alışı zarfları değişim.....	58
Şekil 38. Seçmeli çeşitleme.....	60
Şekil 39. Geri beslemeli (taramalı) çeşitleme	63
Şekil 40. En büyük oranda toplama (MRC) genel şekli.....	64
Şekil 41. İki dallı MRC	64
Şekil 42. İki dallı eşit kazançlı toplama	67
Şekil 43. Polarizasyon çeşitleme için iletim yolları	72
Şekil 44. Baz istasyonu polarizasyon çeşitleme teorik şekli.....	72

Şekil 45. OFDM sistemi için bir blok diyagram	76
Şekil 46. M adet parmağa sahip Rake alıcı	79
Şekil 47. İki Dallı Blok Yaklaşımlı Uzay Zaman Kodlaması	81
Şekil 48. İki verici ve iki alıcı antenli uzay zaman kodlanmış çeşitleme	85
Şekil 49. Kanal Benzetiminde Reel Kısıma İlişkin Öz İlişki Fonksiyonu	94
Şekil 50. Kanal Benzetiminde Sanal Kısıma İlişkin Öz İlişki Fonksiyonu	95
Şekil 51. Kanal Benzetiminde Reel ve Sanal Kısımlara İlişkin Çapraz İlişki Fonksiyonu	96
Şekil 52. Benzetimin Sonucunda Elde Edilen Sönümlenme Zarfının Histogramı	97
Şekil 53. Benzetim Sonucu Elde Edilen Sönümlenme Zarfına İlişkin LCR	98
Şekil 54. Benzetim Sonucu Elde Edilen Sönümlenme Zarfına İlişkin AFD	98
Şekil 55. İki Dallı Bir MRC Sisteminde SNR-BER	99
Şekil 56. Uzay Zaman Blok Kodlanmış İki Vericili Tek Alıcılı Sistemde SNR-BER	100
Şekil 57. MRC ve Uzay Zaman Blok Kodlanmış Sistemlerin Karşılaştırılması	101
Şekil 58. MRC ve Uzay Zaman Blok Kodlanmış Sistemlerin Karşılaştırılması	102
Şekil 59. MRC ve Uzay Zaman Blok Kodlanmış Sistemlerin Karşılaştırılması	103
Şekil 60. QPSK Modülasyonu Kullanılan İki Dallı Seçmeli Çeşitleme Başarımı	104
Şekil 61. MRC, Seçmeli Çeşitleme ve Uzay Zaman Çeşitleme Karşılaştırılması	105
Şekil 62. Değişik güncelleme süreleri için seçmeli çeşitleme başarımı	106

TABLolar DİZİNİ

Sayfa No

Tablo 1. Çapraz ilişki katsayılarına karşılık gelen λ değerleri tablosu.....	70
Tablo 2. İki vericili , tek alıcılı uzay zaman kodlamaya ilişkin iletim dizisi	82
Tablo 3. İki vericili , tek alıcılı uzay zaman kodlamadaki kanallar	84
Tablo 4. İki vericili , tek alıcılı uzay zaman kodlamada alıcıda alınan sinyaller.....	84
Tablo 5. Uzay zaman kodlamaya ilişkin en büyük iletim hızları.....	92



SEMBOLLER DİZİNİ

AGC	Automatic Gain Control
AWGN	Additive White Gaussian Noise
α	Roll-Off Faktörü
B_c	Coherence band genişliği
B_D	Doppler genişlemesi
B_s	Sinyal band genişliği
CW	Continuous wave
CDF	Toplamsal dağılım fonksiyonu
CDMA	Code Division Multiple Access
$D(r, s_m)$	r ile s_m arasındaki Euclidean mesafesi
Δl	Alıcının hareket etmesi durumunda, hareketten önce ve sonra sinyaller alıcıya ulaşırken kat edecekleri yollar arasındaki fark
$\Delta\phi$	Alıcının hareket etmesinden dolayı hareketten önce ve sonra sinyaller alıcıya ulaştıklarında aralarında oluşacak faz farkı
$E[x]$	x 'in Ortalama değeri
EGC	Eşit kazançlı toplama (Equal Gain Combining)
f_d	Doppler kayması
f_m	En büyük Doppler kayması
$f_x(x)$	x 'e ilişkin olasılık yoğunluk fonksiyonu
FDM	Frekans bölüşümlü çoğullama
G_M	M Adet Verici Antenin Bulunduğu Boşluk-Zaman Kodlama Matrisi
$h(t, \tau)$	Kanal vuruş tepkisi
LCR	Seviye çakışma sayısı (Level Crossing Rate)
MRC	En büyük oranda toplama (Maximal Ratio Combining)
MLD	Maximum Likelihood Detector
m_x	x 'in Ortalama değeri

$\mu(t)$	Renki Gaussian işlevi
N_R	Seviye çakışma sayısı (LCR)
OFDM	Ortogonal frekans bölüşümlü çoğullama
$\psi_n(t)$	Ortonormal Temel Fonksiyonu
<i>rect</i>	Kare dalga
R_{xx}	x'in Özilişki fonksiyonu
R_{xy}	x ile y arasındaki çapraz ilişki fonksiyonu
ρ	Zarf İlişki katsayısı
SNR_v	Voltaj Sinyal/Gürültü Oranı
σ_t	RMS delay spread
σ_x^2	x'in İkinci momenti (Ortalama gücü)
T_C	Coherence zaman
T_S	Sinyal süresi
$\bar{\tau}$	Ortalama sönüm süresi
$\bar{\tau}$	Ortalama excess delay
U_{vv}	Dikey polarizasyon verici anten ile dikey polarizasyonlu alıcı anten arasındaki kanal
U_{vh}	Dikey polarizasyon verici anten ile yatay polarizasyonlu alıcı anten arasındaki kanal
U_{hv}	Yatay polarizasyon verici anten ile dikey polarizasyonlu alıcı anten arasındaki kanal
U_{hh}	Yatay polarizasyon verici anten ile yatay polarizasyonlu alıcı anten arasındaki kanal
VCO	Voltaj Kontrollü Osilatör
W	Nyquist Band Genişliği

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Mobil Radyo Yayınımındaki Küçük Ölçekli Sönümlenme ve Çoklu Yol

Sönümlenme radyo sinyalinin genliğinde küçük bir zaman dilimi içerisinde ya da küçük bir hareket sonucu meydana gelen hızlı değişimlerdir. Bundan dolayı büyük ölçekli yol kayıpları bu süre ya da mesafe boyunca ihmal edilebilir. Sönümlenme girişimden dolayı oluşur. Girişim iletilen bir sinyalin bir veya daha fazla biçiminin farklı faz kaymaları ve genliklerle alıcıya küçük zaman farklarıyla ulaşması nedeniyle oluşur. Alıcıya ulaşan bir sinyal ile bunun değişik gecikmelere, fazlara ve genliklere sahip olacak şekilde alıcıya ulaşan biçimlerine çoklu yol dalgaları denilir.

Radyo kanalındaki çoklu yol küçük ölçekli sönümlenme etkilerini oluşturur. En önemli üç etki şunlardır.

- Küçük bir hareket mesafesi içinde ya da zaman diliminde sinyalin gücünde meydana gelen hızlı dalgalanmalar.
- Değişik çoklu yol sinyallerindeki farklı Doppler kaymalarından meydana gelen rastlantısal frekans modülasyonu.
- Çoklu yol elemanlarının gecikmelerinden kaynaklanan zamana yayılma ya da ekolar.

Yerleşimin yoğun olduğu yerlerde çoklu yola rastlanılmasının nedeni, mobil antenlerin yüksekliğinin etraftaki yapıların yüksekliğinin altında kalmasıdır. Böyle bir ortamda alıcı ile verici arasında doğrudan bir yol (line-of sight) olsa bile yer yüzeyinden ve etraftaki yapılardan kaynaklanan yansımalarla ötürü çoklu yol meydana gelir. Gelen radyo dalgaları değişik yönlerden ve değişik yayılım gecikmeleri ile gelmektedirler. Sinyal alıcı anten tarafından boşluktaki herhangi bir noktada alınır bu noktalarda rastlantısal faza ve alışı açısına sahip çok sayıda düzlem dalgası bulunabilir.

Bu çoklu yol elemanları alıcı antende vektörsel olarak toplanır ve bu toplamın sonucu alıcıdaki sinyalin bozulması ve sönüme uğraması ile sonuçlanabilir. Alıcı bir konumda sabit olarak duruyor olsa bile alınan sinyalde etraftaki nesnelere hareketlerinden dolayı sönüme rastlanabilir.

Radyo kanalındaki nesnelere tamamen hareketsiz ise ve sadece alıcı hareket halinde ise sönümleme tamamen uzamsal bir olaydır. Sonuç sinyalinin uzamsal değişimleri alıcı çoklu yol alanında hareket ederken zamansal değişimler olarak görülür. Dalgaların uzayda çok çeşitli noktalarda toplanmalarından dolayı çoklu yol yapıcı ya da yıkıcı bir etkiye sahip olabilir. Yüksek hızda hareket eden bir alıcı küçük bir zaman dilimi içerisinde çeşitli kereler sönümleme ile karşılaşabilir. Daha ciddi bir durum ise alıcının belli bir konumda duruyor olmasına karşın sönümlemenin çok yüksek olmasıdır. Böyle bir durumda iyi bir haberleşmenin sürdürülebilmesi çok zor olabilir.

1.2. Küçük Ölçekli Sönümlemeyi Etkileyen Faktörler

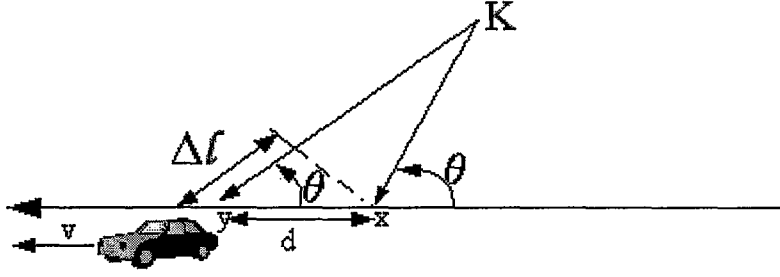
Radyo kanalındaki birçok fiziksel faktör küçük ölçekli sönümlemeyi etkileyebilir. Bunlar aşağıdaki şekilde özetlenebilir.

1.2.1. Çoklu Yol Yayılımı

Yansıma ve saçılma neden olan nesnelere varlığı sürekli olarak değişen bir çevrenin oluşmasına neden olmaktadır buda sinyalin enerjisinin genlik, faz ve de zaman domeninde yayar. Bu alıcıya ulaşan iletim sinyalleri ve bunların farklı biçimlerinin zaman ve uzamsal olarak birbirinin yerlerini alması ile sonuçlanır. Değişik çoklu yol sinyallerinin rastlantısal faz ve genlikleri sinyalin gücünün dalgalanmasına neden olur. Çoklu yol yayılımı genelde baseband sinyalinin alıcıya ulaşması için gerekli olan süreyi uzatır ve sinyalin semboller arası girişim ile bozulmasına neden olur.

1.2.2. Alıcının Hareket Hızı

Verici ile alıcı arasındaki hareketler her bir çoklu yol sinyalinin ayrı Doppler kaymasına uğramasına ve bunun sonucu olarak rastlantısal frekans modülasyonuna sebep olur.



Şekil 1. Doppler Etkisi

Bir alıcının sabit bir V hızıyla x ve y noktaları arasında hareket ettiğini varsayalım. Vericiden alıcıya ulaşan sinyallerin x ve y noktasında kat edecekleri yollar arasındaki fark Δl kadardır.

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (1)$$

Dalgaların x ve y noktaları için farklı yollar kat etmesinden dolayı arada $\Delta \phi$ kadar faz kayması oluşacaktır.

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

Buradan Doppler kayması f_d aşağıdaki şekilde bulunur.

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (3)$$

Doppler kayması alıcının vericiye yaklaşacak şekilde hareket etmesi durumunda alış sinyalinin frekansını arttırır; vericiden uzaklaşacak şekilde hareket etmesi halinde ise alış sinyalinin frekansını azaltır.

1.2.3. Etraftaki Nesnelerin Hızı

Radyo kanalındaki nesnelere hareket halinde iseler, çoklu yol sinyallerinde zamanla değişen Doppler kaymaları oluşmasına neden olurlar. Etraftaki nesnelere alıcıdan daha büyük bir hızla hareket ediyorsa bu etki küçük ölçekli sönümlenme etkisini bastırır. Diğer durumlar da ise etraftaki nesnelere hareketi ihmal edilebilir.

1.2.4. İletim Sinyalinin Band Genişliği

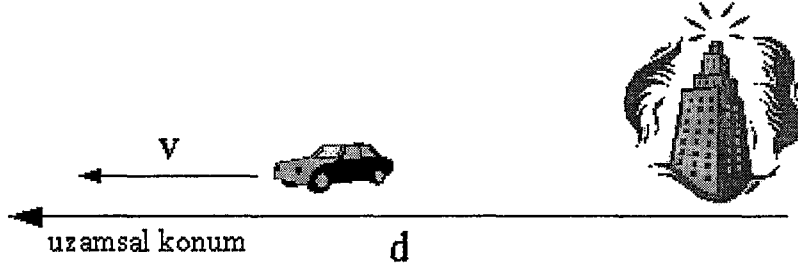
İletilen sinyalin band genişliği çoklu yol kanalının band genişliğinden büyük ise alına sinyal bozulur ancak alınan sinyaldeki küçük ölçekli sönümlenme önemsiz olacaktır. Kanalın band genişliği ile birlikte *coherence band genişliği* kavramı kullanılmaktadır. Coherence band genişliği kanalın çoklu yol yapısı ile ilişkilidir. Coherence band genişliği genlik olarak aralarında güçlü bir ilişki bulunan sinyaller arasındaki en büyük frekans farkıdır. İletilen sinyal kanala göre dar bir band genişliğine sahip ise sinyalin genliği alıcıda hızlı bir şekilde dalgalanacaktır ancak sinyal zaman içinde bozulmaya uğramayacaktır. Bundan dolayı sinyal gücündeki küçük değişimlerin istatistikleri küçük hareket mesafeleri için çoklu yol kanala ilişkin genlik ve gecikmelere bağlı olduğu kadar iletim sinyalinin band genişliğine de bağlıdır.

1.3. Çoklu Yol Kanalının Birim Vuruş Tepkisi Modeli

Radyo sinyalindeki küçük ölçekli değişimler mobil radyo kanalının birim vuruş tepkisi ile ilişkilendirilebilir. Birim vuruş tepkisi kanaldaki herhangi bir çeşit radyo iletiminin benzetimini yapmak ve incelemek için gerekli olan tüm bilgiyi verir. Bunun nedeni alıcının uzaydaki hareketleri sonucu zamanla değişen birim vuruş tepkesine sahip doğrusal bir filtre olarak kanalın modellenemesidir. Kanalın filtreye benzeyen yapısı

farklı genlik ve gecikme değerlerine sahip dalgaların zamanın herhangi bir anında toplanıyor olmasından kaynaklanır. Birim vuruş tepkesi kanalın karakterini belirlemek için uygundur.

Radyo kanalının zamanla değişen birim vuruş tepkesine sahip doğrusal bir filtre olarak modellenebileceğini göstermek için zamandaki değişimlerin tamamen hareketlerden kaynaklandığını düşünelim.



Şekil 2. Zaman ve Mesafenin Bir Fonksiyonu Olarak Radyo Kanalı

Şekilde gösterilen aracın sabit bir v hızıyla ilerlediğini ve herhangi bir an için araç ile verici arasında bir d uzaklığı olduğunu düşünelim. Bu durumda kanal doğrusal zamanla değişmeyen bir sistem olarak modellenebilir. Doğrusal zamanla değişmeyen kanal alıcının konumunun bir fonksiyonudur. Kanal vuruş tepkesi $h(d,t)$ ile ve iletilen sinyal $x(t)$ ile gösterildiğinde alış sinyali $y(d,t)$; $x(t)$ ile $h(d,t)$ 'nin katlanması sonucu elde edilir.

$$y(d,t) = x(t) \otimes h(d,t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(d,t-\tau) d\tau \quad (4)$$

$$h(d,t) = 0 \quad ; \quad t < 0$$

$$y(d,t) = x(t) \otimes h(d,t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(d,t-\tau) d\tau \quad (5)$$

$d = vt$ Olarak yazılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$y(vt,t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(vt,t-\tau) d\tau \quad (6)$$

Hız, v , sabit olduğundan $y(vt, t)$ sadece zamana bağlı olan bir fonksiyon olur.

$$y(t) = x(t) \otimes h(vt, t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(vt, t - \tau) d\tau \quad (7)$$

Vuruş tepkisi $h(t, \tau)$ kanalı hem t hem de τ 'nin bir fonksiyonu olarak tamamen karakterize eder. Zamanı t değişkeni ve herhangi bir andaki çoklu yol gecikmesini de τ değişkeni göstermektedir. Alınan sinyal $y(t)$; iletilen sinyal $x(t)$ ile kanalın vuruş tepkesinin katlanması sonucunda elde edilir.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t, \tau) d\tau = x(t) \otimes h(t, \tau) \quad (8)$$

Çoklu yol kanalı band sınırlandırılmış bir band geçiren kanal olarak düşünülür ise $h(t, \tau)$ yerine karmaşık baseband vuruş tepkisi $h_b(t, \tau)$ kullanılabilir bu durumda iletim ve alışı sinyallerinin de karmaşık zarf gösterimleri kullanılır.

$$r(t) = c(t) \otimes \frac{1}{2} h_b(t, \tau) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} x(t) \rightarrow h(t, \tau) = \text{Re}\{h_b(t, \tau) \exp(j\omega_c t)\} &\rightarrow y(t) \\ y(t) &= \text{Re}\{r(t) \exp(j\omega_c t)\} \\ y(t) &= x(t) \otimes h(t) \end{aligned}$$

(a)

$$\begin{aligned} c(t) \rightarrow \frac{1}{2} h_b(t, \tau) &\rightarrow r(t) \\ \frac{1}{2} r(t) &= \frac{1}{2} c(t) \otimes \frac{1}{2} h_b(t) \end{aligned}$$

(b)

Şekil 3. (a) Bandgeçiren kanal vuruş tepkisi modeli

(b) Baseband eşdeğer kanal vuruş tepkisi modeli

$c(t)$ ve $r(t)$; $x(t)$ ile $y(t)$ 'nin karmaşık zarflarıdır ve aşağıdaki biçimde tanımlanmışlardır.

$$x(t) = \text{Re}\{c(t) \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (10)$$

$$y(t) = \text{Re}\{r(t) \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (11)$$

Çoklu yol gecikme eksenini (τ)'yu eşit zaman gecikme katmanları cinsinden ayrıştırmak kullanışlı bir işlemdir. Bu katmanlara artık gecikme (excess delay bin) katmanları denilmektedir. Her bir katmanın gecikme genişliği $\tau_{i+1} - \tau_i$ kadardır. İlk alınan sinyalin gecikmesi $\tau_0 = 0$ olarak kabul edilirse $\tau_1 = \Delta t$ ve $\tau_i = i\Delta t$ olur. $i=0$ 'dan $N-1$ 'e kadar değişir. N , olası eşit olarak ayrılmış çoklu yol elemanlarının toplam sayısını belirtir. Gecikme binlerinin kuvantalanma tekniği kanal modelinin gecikme çözünürlüğünü belirler. Model için kullanılabilir en küçük frekans aralığı $\frac{1}{2\Delta t}$ kadardır. Bu model iletim sinyallerinin band genişliği $\frac{1}{2\Delta t}$ 'den daha küçük ise uygulanabilir. İlk alınan çoklu yol elemanının artık gecikmesi $\tau_0 = 0$ 'dır ve alıcı ile verici arasındaki yayılma gecikmesi göz ardı edilmiştir. Artık gecikme i 'inci çoklu yol elemanının ilk çoklu yol elemanına göre olan gecikmesidir ve τ_i ile gösterilir. Kanalin en büyük artık gecikmesi $N\Delta t$ ile gösterilir.

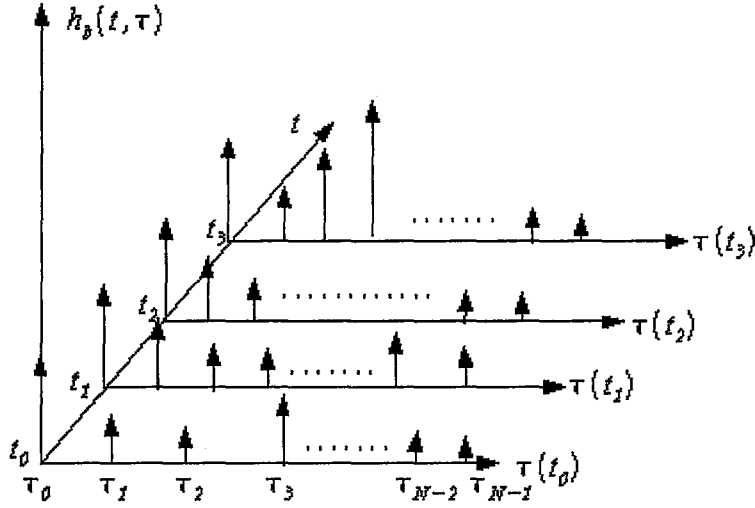
Alış sinyali bu çoklu yol kanalın içinden geçtiği için zayıflamış gecikmelere uğramış ve fazı kaymıştır. Alış sinyali iletim sinyalinin değişik zayıflama kayma ve gecikmelere uğramış birçok örneğinin bir serisi biçimindedir.

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=1}^{N-1} a_i(t, \tau) \exp(j2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (12)$$

$a_i(t, \tau)$: i 'inci çoklu yolun t anındaki gerçel genlik değeri.

$\tau_i(t)$: i 'inci çoklu yolun t anındaki artık gecikme değeri.

İfadedeki faz terimi $(j2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau))$ i 'nci çoklu yol elemanındaki; serbest uzay yayılımından ve kanaldaki diğer etkenlerden kaynaklanan faz kaymasını belirtmektedir. Genellikle faz kayması $\theta_i(t, \tau)$ şeklindeki tek bir terim ile gösterilir.



Şekil 4. Çoklu yol Kanal için Zamanla Değişen Ayırık Zamanlı Vuruş Tepkisi Modeli

Çoklu yol kanal vuruş tepkisi zamandan bağımsız olarak düşünülmekteyse ya da küçük bir zaman dilimi için büyük oranda sabit ise kanal vuruş tepkisi aşağıdaki şekilde basitleştirilebilir.

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (13)$$

$h_b(\tau)$ 'yu ölçmek ya da hakkında öngörülebilir bulunabilmek için vericide bir ölçüm darbesi ($p(t)$) kullanılmaktadır. Bu ölçüm darbesi genelde delta fonksiyonuna yakın bir darbe olur.

$$p(t) \approx \delta(t - \tau) \quad (14)$$

Küçük ölçekli kanalı modellemek için kanalın güç gecikme yapısı ; $|h_b(t; \tau)|^2$ 'nin yerel bir alan üstünden ortalaması alınarak bulunur. Çeşitli yerel alanlarda $|h_b(t; \tau)|^2$ 'ye ilişkin ölçümler yaparak güç gecikme yapılarına ilişkin birden çok veri elde edilebilir. Bu verilerden her biri kanalın olası çoklu yol durumunu göstermektedir.

Ölçüm için kullanılan darbenin ($p(t)$) süresi çoklu yol kanalının vuruş tepkesinden çok daha küçük ise $p(t)$ ile alış sinyali $r(t)$ 'yi katlamaya (deconvolution) ihtiyaç olmaz. Alış gücü gecikme yapısı yerel bir alan için aşağıdaki şekilde verilir.

$$P(t; \tau) \approx k|h_b(t; \tau)|^2 \quad (15)$$

Kazanç (k) ; $p(t)$ ölçüm darbesinin gücü ile çoklu yol gecikme yapısına göre alınan toplam güç arasındaki ilişkiyi gösterir. $|h_b(t; \tau)|^2$ 'nin birçok değeri yerel bir alanda belirlendikten sonra ortalaması alınır ve de tek zamanla değişmeyen çoklu yol güç gecikme yapısı $P(\tau)$ elde edilir.

1.4. Band Genişliği ile Alış Gücü Arasındaki İlişki

Gerçek telsiz haberleşme sistemlerinde, çoklu yol kanalının vuruş tepkesi kanal seslendirme teknikleri kullanılarak ölçülür. Farklı band genişliğine sahip iki sinyalin aynı çoklu yol kanalından geçerken küçük ölçekli sönümlenmenin ne kadar farklı olduğunu gösterelim. Bir darbenin $x(t) = \text{Re}\{p(t)\exp(j2\pi f_c t)\}$ şeklinde RF sinyali olarak iletildiğini varsayalım. $p(t)$ Baseband'ta çok küçük genişliğe sahip olan ve sürekli olarak tekrarlanan bir darbe olsun. Bu darbenin genişliği T_{bb} ve tekrarlama periyodu T_{rep} ile gösteriliyor olsun. T_{rep} Ölçülebilen en büyük artık gecikme τ_{max} 'tan çok daha küçüktür.

$$\begin{aligned} p(t) &= 2\sqrt{\frac{\tau_{max}}{T_{bb}}} & 0 \leq t \leq T_{bb} \text{ için} \\ p(t) &= 0 & \text{öteki yerlerde} \end{aligned} \quad (16)$$

Alçak geçiren kanalın çıkışı $r(t)$, kanal vuruş tepkesi $h_b(t)$ 'ye yakınsar ve şu şekilde verilebilir.

$$\begin{aligned}
r(t) &= \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) p(t - \tau_i) \\
&= \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) \sqrt{\frac{\tau_{\max}}{T_{bb}}} \text{rect} \left[t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_i \right]
\end{aligned} \tag{17}$$

Bir t_0 anında alına gücü tespit etmek için $|r(t_0)|^2$ ölçülür. $|r(t_0)|^2$ 'nin değeri kanalın anlık çoklu yol gecikme profili (yapısı) olarak isimlendirilir ve çoklu yol gecikmesi süresince alınan enerjinin τ_{\max} ile bölünmesi ile de elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
|r(t_0)|^2 &= \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} r(t) \times r^*(t) dt \\
&= \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{4} \text{Re} \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_j(t_0) a_i(t_0) p(t - \tau_j) p(t - \tau_i) \exp(-j(\theta_j - \theta_i)) \right\} dt
\end{aligned} \tag{18}$$

Eğer tüm çoklu yol elemanları $p(t)$ ölçüm darbesi ile elde edilmişse tüm $i \neq j$ değerleri için $|\tau_j - \tau_i| > T_{bb}$ olur ve aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\begin{aligned}
|r(t_0)|^2 &= \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{4} \left(\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) p^2(t - \tau_k) \right) dt \\
&= \frac{1}{\tau_{\max}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) \int_0^{\tau_{\max}} \left\{ \sqrt{\frac{\tau_{\max}}{T_{bb}}} \text{rect} \left[t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_k \right] \right\}^2 dt \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0)
\end{aligned} \tag{19}$$

Geniş bantlı bir ölçüm sinyali $p(t)$ için T_{bb} çoklu yol elemanları arasındaki gecikmeden daha küçüktür. Yukarıdaki denklemden de alınan toplam gücün çoklu yol elemanlarının güçlerinin toplamı ile ilişkili olduğu görülmektedir. Alınan toplam güç ölçüm darbesinin genişliği genliği ve kanalın en büyük artık gecikmesi ile derecelendirilir. Çoklu yol elemanlarından alınan güç bir rastlantı işlevi olarak ya da her elemanın rastlantısal genlik ve de faza sahip olduğunu varsayarak geniş bantlı bir darbe için küçük ölçekli ortalama alışı gücü aşağıdaki şekilde bulunabilir.

$$E_{a,\theta}[P_{WB}] = E_{a,\theta}\left[\sum_{i=0}^{N-1} |a_i \exp(j\theta_i)|^2\right] \approx \sum_{i=0}^{N-1} a_i^2 \quad (20)$$

Bu denklemlerden; bir iletim sinyalinin çoklu yolları çözmek için yeterli olması durumunda küçük ölçekli alışı gücünün, her bir çoklu yol elemanının sahip olduğu güçlerin toplamı olacak şekilde bulunabileceği sonucuna ulaşılır. Pratikte çoklu yol elemanlarının genlikleri küçük bir alan sütünde çok fazla dalgalanma yapmaz. Bundan dolayı geniş bantlı bir dalganın gücü de alıcının küçük bir alanda yaptığı hareketler sonucu çok fazla dalgalanmaz.

İletilen sinyalin bir darbe değil de bir CW sinyali olduğunu düşünelim. Bu sinyal yine aynı kanaldan iletiliyor olsun ve karmaşık zarf $c(t)=2$ olsun. Anlık karmaşık alışı sinyali zarfı fazör toplamı ile verilir.

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \quad (21)$$

Ani güçte aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$|r(t)|^2 = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \right|^2 \quad (22)$$

Alıcı küçük bir alan üstünde hareket ettikçe kanal değişir ve alışı sinyali gücü a_i ve θ_i 'deki dalgalanmalar tarafından belirlenen bir hızla değişir. a_i Küçük alanlar üstündeki hareketlerde çok az değişir θ_i uzaydaki yayılım mesafesi değiştiğinden çok değişecektir. Bundan dolayı $r(t)$, alıcının dalga boyu'nun katları şeklindeki küçük hareketleriyle büyük dalgalanmalar yapacaktır. Çoklu yol elemanlarının fazör toplamı $r(t)$ olduğundan çoklu yol elemanlarının ani fazları büyük dalgalanmalara neden olmaktadır. Bu da CW sinyallerindeki küçük ölçekli sönümlenmeyi gösterir. Küçük bir alan üstündeki ortalama alışı gücü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$E_{a,\theta}[P_{CW}] = E_{a,\theta} \left[\left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i) \right|^2 \right] \quad (23)$$

$$E_{a,\theta}[P_{CW}] \approx E_{a,\theta} \left[\left(a_0 e^{j\theta_0} + a_1 e^{j\theta_1} + \dots + a_{N-1} e^{j\theta_{N-1}} \right) \right. \\ \left. \times \left(a_0 e^{-j\theta_0} + a_1 e^{-j\theta_1} + \dots + a_{N-1} e^{-j\theta_{N-1}} \right) \right] \quad (24)$$

$$E_{a,\theta}[P_{CW}] \approx \sum_{i=0}^{N-1} a_i^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j \neq i}^N r_{ij} \cos(\theta_i - \theta_j) \quad (25)$$

$$r_{i,j} = E_a[a_i a_j] : \text{Yol Genlik İlişki Katsayısı} \quad (26)$$

$\overline{\cos(\theta_i - \theta_j)} = 0$ olduğunda ya da $r_{ij} = 0$ olduğunda CW sinyalinin küçük bir alandaki ortalama alışı gücü geniş bantlı sinyalinki ile eşdeğer olur. Bu durum çoklu yol elemanlarının fazlarının $[0, 2\pi]$ arasında aynı şekilde ya da bağımsız şekilde değişmesi ile veya yol genliklerinin ilişkisiz olması durumunda karşılaşılabilecek bir durumdur.

İletilen sinyalin band genişliği kanalın band genişliğinden çok daha büyük ise çoklu yol yapısı herhangi bir anda alınan bir sinyal ile tamamen çözülebilir ve çoklu yol elemanlarının genlikleri küçük bir alan üstünde hızlı bir şekilde değişmediği için alışı sinyali gücü çok az değişir. Eğer iletilen sinyal çok dar bir band genişliğine sahip ise çoklu yol alışı sinyalinden çözülemez. Bu durumda çözülemeyen birçok çoklu yol elemanın faz kaymalarından ötürü alıcıdaki sinyalde büyük dalgalanmalar olur.

1.5. Mobil Çoklu Yol Kanalların Parametreleri

Çoklu yol kanal parametrelerinin birçoğu güç gecikme yapısından (denklem 19) elde edilebilir. Güç gecikme yapısı ölçüm yoluyla elde edilebilir. Güç gecikme yapıları; anlık güç gecikme yapısının yerel (küçük) bir alanda yapılmış ölçümlerinin ortalaması alınarak elde edilir. Ölçüm için kullanılan darbenin zaman çözünürlüğüne ve de üzerinde çalışılan çoklu yol kanala bağlı olarak genelde çeyrek dalgalık aralıklarla ve de alıcının dış ortamlarda 6m'den iç ortamlarda da 2m'den büyük olmayan hareketleri için örnekler alınır (450MHz-6GHz arası kanallar için).

1.5.1. Zaman Saçılım Parametreleri

Telsiz sistemleri için değişik çoklu yol kanallarını karşılaştırmak ve bazı tasarım kriterlerini belirlemek için kanalda ne kadar kötü çoklu yol olduğunu gösteren parametreler kullanılır. Ortalama artık gecikme (mean excess delay), rms gecikme yayması (rms delay spread) ve artık gecikme yayması (X dB) güç gecikme yapısından elde edilebilen kanal parametreleridir. Geniş bantlı çoklu yol kanalın zamanda yayıcı özelliği genelde ortalama artık gecikme ($\bar{\tau}$) ve rms gecikme yayması (σ_t) ile nicelenir. Ortalama artık gecikme güç gecikme yapısının birinci momenti ve rms gecikme yayması ikinci merkez momentinin kareköküdür.

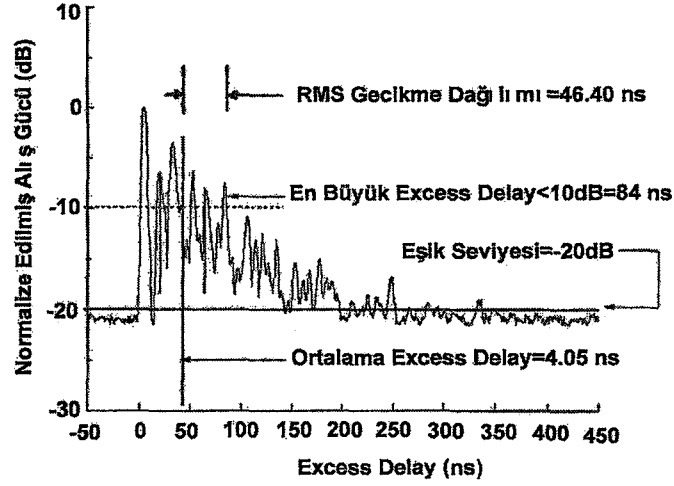
$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (27)$$

$$\sigma_t = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (28)$$

$$\tau^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) (\tau_k^2)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (29)$$

Bu gecikmeler alıcıya $\tau_0 = 0$ 'da ulaşan ilk algılanabilir sinyal'e göre belirlenirler. Bu parametrelerden rms gecikme yaymasının dış ortamlar için tipik değerleri mikro saniyeler civarında iç ortamlar için ise nano saniyeler mertebesindedir.

Ortalama artık gecikme ve rms gecikme yayması sadece bir tane güç gecikme yapısından faydalanılarak elde edilmektedir. Güç gecikme yapısı elde edilirken yerel bir alanda yapılan birçok vuruş tepkisi ölçümlerinin uzamsal ya da zamansal olarak ortalaması alınır. Birçok yerel alanın her birinde birçok ölçümler yapılarak çoklu yol kanal parametrelerinin geniş bir alan için istatistiksel yapısı belirlenmeye çalışılır.



Şekil 5. İç Ortamdaki Güç Gecikme Yapısı

Güç gecikme yapısının en büyük artık gecikmesi (X dB) çoklu yol enerjisinin en büyük değerinin X dB kadar aşağıya düşmesi durumundaki gecikme olarak tanımlanır. τ_0 İlk ulaşan sinyalin gecikmesini ve τ_x 'te en güçlü çoklu yol sinyalinden X dB kadar aşağıda olan bölgede olan sinyalin gecikmesini göstermek üzere en büyük artık gecikme $\tau_x - \tau_0$ olarak gösterilebilir.

Pratikte $\overline{\tau}$, $\overline{\tau^2}$ ve σ_τ üzerinde işlem yapılacak olan $P(\tau)$ 'daki gürültü eşik değerine bağlıdır. Gürültü eşiği ısı gürültü ve alınan çoklu yol elemanları birbirinden ayırt etmek için kullanılır. Eğer gürültü eşiği çok küçük olarak alınırsa gürültü çoklu yolmuş gibi işlem görecektir ve sonuç olarak $\overline{\tau}$, $\overline{\tau^2}$ ve σ_τ değerlerinde yapay bir artış olacaktır.

Gecikme yaymasına ilişkin parametrelerin zaman domeninde yaptığıyla benzer şekilde, coherence band genişliği de frekans domeninde kanalı karakterize etmek için kullanılır. RMS gecikme yayması ile coherence band genişliği birbiri ile ters orantılıdır.

1.5.2. Coherence Band Genişliği

Gecikme yayması radyo kanalındaki yansıma ve saçılışlardan kaynaklanan doğal bir olgu iken coherence band genişliği B_C rms gecikme yaymasından türetilen bir ilişki olarak tanımlanmıştır. Coherence band genişliği kanalın “düz” olarak kabul edilebileceği frekansların istatistiksel olarak bölgesini belirtir. Başka bir deyişle coherence band genişliği iki frekans bileşeninin güçlü bir genlik ilişkisi potansiyeline sahip olmaları için aralarındaki frekans farkının ne olması gerektiğini veren istatistiksel bir ölçüttür. Aralarındaki frekans farkı B_C ’den daha büyük olan iki sinüzoidal işaret kanal tarafından çok farklı biçimlerde etkileneceklerdir. Eğer coherence band genişliği frekans ilişki fonksiyonunun 0,9’un üstünde olması şeklinde tanımlanmış ise coherence band genişliği yaklaşık olarak aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$B_C \approx \frac{1}{50\sigma_t} \quad (30)$$

Eğer frekans ilişki fonksiyonunun 0,5’in üstünde olması şeklinde daha yumuşak bir tarif yapılmış ise aşağıdaki şekilde coherence band genişliği yaklaşık olarak hesaplanabilir.

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_t} \quad (31)$$

Coherence band genişliği ile rms gecikme yayması arasında tam belli bir ilişki olmadığı yukarıdaki denklemlerden anlaşılmaktadır. Çoğunlukla spektral analiz teknikleri ve benzetim kullanılarak zamanla değişen çoklu yolun belli bir iletim sinyali üzerinde nasıl bir etkiye sahip olduğu belirlenir.

1.5.3. Doppler Yayması ve Coherence Zaman

Gecikme yayması ve coherence band genişliği kanalın küçük bir alandaki zamana yayma özelliğini tanımlamak için kullanılan parametrelerdir fakat bu parametreler mobilin

hareketlerinden ya da etraftaki nesnelere hareketlerinde kaynaklanan kanaldaki zamanla değişen yapı hakkında bilgi vermezler. Doppler yayması ve coherence zaman kanalinin küçük ölçekli bir bölgedeki zamanla değişen yapısı hakkında bilgi veren parametrelerdir.

Doppler yayması B_D ; mobil radyo kanalındaki değişimlerin zaman hızından kaynaklanan spektral genişlemedir. Doppler yayması alınan Doppler spektrumundaki sıfır olmayan bileşenlerin frekans alanının tanımıdır. f_c Frekansına sahip bir sinüzoidal işaret iletildiğinde alışı sinyali spektrumu Doppler spektrumu olarak ifade edilir ve bu spektrumda $f_c - f_d$ ile $f_c + f_d$ arasında bileşenler bulunur. Spektral genişlemenin oranı f_d 'ye bağlıdır. Baseband sinyalinin band genişliği B_D 'den çok büyük ise Doppler yayması alıcıda ihmal edilebilir.

Coherence zaman T_C ise Doppler yaymasının zamandaki karşılığı gibidir. Doppler yayması ile coherence zaman birbiri ile ters orantılıdır.

$$T_C \approx \frac{1}{f_m} \quad (32)$$

$$f_m = \frac{v}{\lambda} ; f_m : \text{En Büyük Doppler Kayması}$$

Coherence zaman gerçekte kanal vuruş tepkesinin değişmediği sürenin istatistiksel bir ölçüsüdür. Diğer bir deyişle coherence zaman alınan iki sinyalin güçlü bir genlik ilişkisine sahip olacakları süredir. Baseband sinyalinin band genişliğinin tersi coherence zamandan büyük ise kanal iletim esnasında değişecektir ve bu da alıcıda bozulma meydana gelmesine sebep olacaktır. Coherence zaman; zaman ilişki fonksiyonununun 0,5'ten büyük olduğu zaman olarak tanımlanıyor ise coherence zaman yaklaşık olarak aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (33)$$

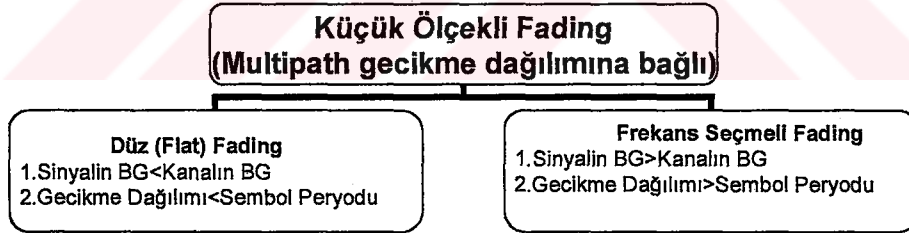
Coherence zamana ilişkin yukarıda verilen denklemlerden denklem (32) Rayleigh sinyalin çok büyük şekilde dalgalanabileceği bir zaman dilimini gösterir; denklem (33) ise oldukça sınırlayıcıdır. Sayısal haberleşme sistemlerinde tecrübeye dayanarak bu iki denklemdeki ifadelerin geometrik ortalamasının alınması genelde uygun görülür.

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (34)$$

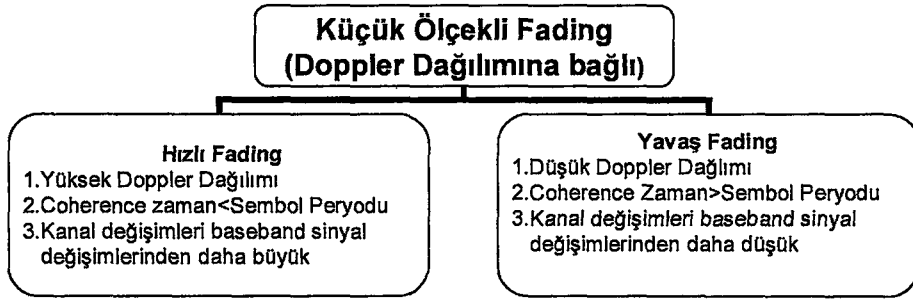
Coherence zaman tanımı alınan iki sinyal arasında T_C 'den daha büyük zaman olması durumunda bunların kanalda farklı şekillerde etkileneceklerini belirtir.

1.6. Küçük Ölçekli Sönümlenme Çeşitleri

Sinyal parametreleri ile kanal parametreleri arasındaki ilişkiye bağlı olarak farklı iletim sinyalleri farklı tiplerdeki sönümlenmeye uğrarlar. Kanaldaki zaman ve frekans saçılması dört farklı etkiye sebep olurlar. Çoklu yol gecikme farkı, zaman saçılımı ve frekans seçmeli sönümlenmeye neden olurken; Doppler farkı, frekans saçılımı ve zaman seçmeli sönümlenmeye neden olur.



Şekil 6.Çoklu Yol Gecikme Yaymasına Göre Küçük Ölçekli Sönümlenme Çeşitleri



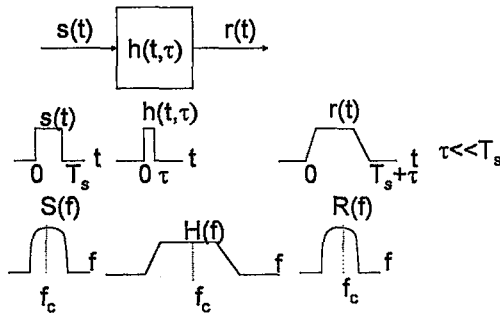
Şekil 7. Doppler Yaymasına Göre Küçük Ölçekli Sönümlenme Çeşitleri

1.6.1. Çoklu Yol Gecikmelerinden Kaynaklanan Sönümlenme Etkileri

Çoklu yolun neden olduğu zaman saçılması iletim sinyalinin düz ya da frekans seçmeli sönümlenmeye uğramasına neden olur.

1.6.1.1. Düz Sönümlenme

Radyo kanalının band genişliği iletilen sinyalinin band genişliğinden büyük ve bu band genişliği üstünde kazancı sabit, faz tepkisi doğrusal ise sinyalde düz sönümlenme görülür. Düz sönümlenmede iletim sinyalinin spektral karakteristikleri alıcıda korunur. Alış sinyalinin gücü ise çoklu yolun, kanalın kazancında meydana getirdiği dalgalanmalardan ötürü dalgalanır.



Şekil 8. Düz Sönümlenme için Kanal ve Sinyal Özellikleri

Şekil (8)'den alış sinyalinin $r(t)$ genliğinin kanalın kazancı zamanla değişiyorsa değiştiği ancak spektrumunun değişmediği görülmektedir. Düz sönümlü kanalda iletim sinyalinin periyodu kanalın gecikme yaymasından çok daha büyüktür hatta kanalda hiç artık gecikme olmadığı bile düşünülebilir. Düz sönümlü kanallar *değişken genlikli kanallar* ve *dar bandlı kanallar* olarak ta bilinirler. Tipik olarak düz sönümlü kanallarda derin snmlere rastlanılır ve bu durumlarda 20-30dB'lik daha verici gücü gerekebilir. Düz sönümlü kanallarda aşağıdaki eşitsizlikler geçerlidir.

$$B_s \ll B_c \quad (35)$$

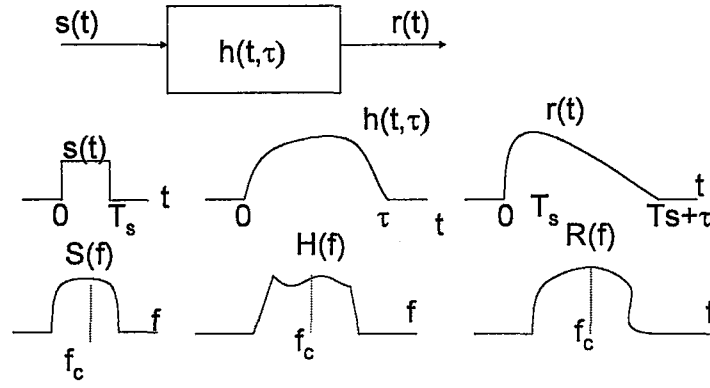
$$T_s \gg \sigma_\tau \quad (36)$$

1.6.1.2. Frekans Seçmeli Sönümleme

Kanalın band genişliği iletim sinyalinin band genişliğinden küçük ise ve kanal bu band genişliği için sabit bir kazanca ve doğrusal bir faz tepkesine sahipse alış sinyalinde frekans seçmeli sönümleme oluşur. Frekans seçmeli sönümleme yaşanması durumunda, kanal vuruş tepkesinin sahip olduğu çoklu yol gecikme yayması, iletilen sinyalin periyodundan daha büyüktür. Bunun sonucu olarak alış sinyali iletim sinyalinin değişik gecikmelere ve zayıflamalara sahip birçok kopyasını içerir. Sonuç olarak bozulma meydana gelir. Frekans seçmeli sönümleme iletilen sembollerin zamanda saçılmaya uğramalarından kaynaklanır. Kanal semboller arası girişim (ISI) oluşmasına neden olur. Alış sinyalinin spektrumunda bazı frekans bileşenlerinin diğerlerinden daha büyük kazanca sahip olduğu görülür.

Frekans seçmeli sönümlemenin bulunduğu kanalları modellemek düz sönümlemenin bulunduğu kanalları modellemekten çok daha zordur çünkü her bir çoklu yol sinyalinin modellenmesi ve kanalın doğrusal bir filtre gibi düşünülmesi gerekmektedir.

Frekans seçmeli sönümlemede iletilen sinyalin spektrumunun $S(f)$ band genişliği kanalın coherence band genişliğinden (B_c) daha büyüktür. Frekans domeninde farklı frekans bileşenlerinin farklı kazançları sahip olduğu gözüküyorsa kanal frekans seçmeli kanaldır.



Şekil 9. Frekans Seçmeli Sönümlenme için Kanal ve Sinyal Özellikleri

Frekans seçmeli sönümlenmeye, iletilen sembolün sembol periyodunu geçmeye yanaşan ya da geçen çoklu yol gecikmeleri neden olmaktadır. Frekans seçmeli kanallar *geniş bantlı kanallar* olarak ta bilinirler. Bu kanallara ilişkin aşağıdaki ifadeler geçerlidir.

$$B_s > B_c \quad (37)$$

$$T_s < \sigma_\tau \quad (38)$$

Pratik uygulamalarda $T_s < 10\sigma_\tau$ ise kanal frekans seçmeli olarak kabul edilir.

1.6.2. Doppler Yayılmadan Kaynaklanan Sönümlenme Etkileri

Doppler yayılması sinyalin hızlı ya da yavaş sönümlenmeye uğramasına neden olur.

1.6.2.1. Hızlı Sönümlenme

Kanalın değişim hızıyla karşılaştırıldığında iletilen bir baseband sinyalin değişim hızına bağlı olarak bir kanal hızlı sönümlenmeli ya da yavaş sönümlenmeli kanal olarak sınıflandırılabilir. Hızlı sönümlenmeli bir kanalda kanal vuruş tepkisi sembol süresi içinde hızla değişir. Kanalı coherence zamanı iletilen sinyalin sembol periyodundan daha

küçüktür. Bundan dolayı frekans saçılması oluşur. Buna zaman seçmeli sönmleme de denilmektedir. Doppler yayması sinyalde bozulmaya neden olur. Frekans domenine bakıldığında ise hızlı sönmlemeden kaynaklanan bozulmanın iletilen sinyalin band genişliğine göre Doppler yaymasının artması ile artığı görülür. Aşağıdaki ifadeler geçerli olduğunda sinyal hızlı sönmlemeye maruz kalır.

$$T_s > T_C \quad (39)$$

$$B_s < B_D \quad (40)$$

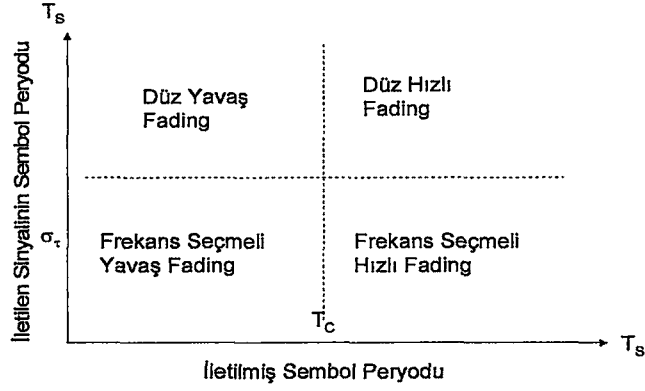
Bir kanalın hızlı ya da yavaş sönmlemeli kanal olarak sınıflandırılmış olması kanalda düz ya da frekans seçmeli sönmleme olmadığı anlamına gelmez. Hızlı sönmleme, kanalda hareketlerden kaynaklanan değişimlerin hızıyla ilgilenir. Düz sönmlemeli kanal durumunda vuruş tepkisi yaklaşık olarak gecikme yokmuş gibi sadece bir delta fonksiyonu ile gösterebilir. *Düz, hızlı sönmmlü* bir kanalda ise delta fonksiyonunun genliği iletilen baseband sinyalin değişiminden daha hızlı değişir. Bir *frekans seçmeli, hızlı sönmmlü* kanalda ise herhangi bir çoklu elemanındaki genlik, faz ve zaman gecikmeleri iletilen sinyaldeki değişimlerden daha hızlı değişir. Pratikte hızlı sönmleme sadece çok düşük veri hızlarında gerçekleşir.

1.6.2.2. Yavaş Sönmleme

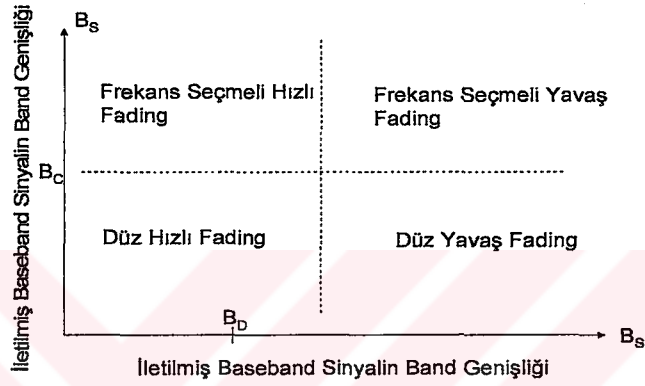
Yavaş sönmlemeli kanalda, kanal vuruş tepkisi iletilen baseband sinyaldeki sinyalden çok daha yavaş bir hızda değişir. Bundan dolayı kanal band genişliğinin tersi kadar sürenin birkaç katı kadar bir süre sabit olarak kabul edebilir. Frekans domenine bakıldığında ise kanalın Doppler yayması baseband sinyalin band genişliğinden çok daha küçüktür. Aşağıdaki ifadeler geçerli ise bir sinyal yavaş sönmlemeye maruz kalır.

$$T_s \ll T_C \quad (41)$$

$$B_s \gg B_D \quad (42)$$



(a)



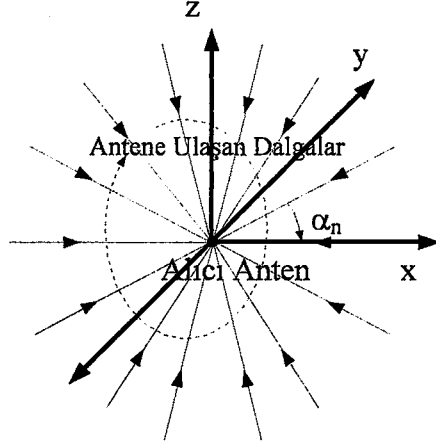
(b)

Şekil 10. Sönümlenme Çeşitleri

1.7. Düz Sönümlenmeli Kanallar İçin Clarke Modeli

Clarke modeli hareketli bir alıcıda alınan sinyalin; elektromanyetik alanlarının, istatistiksel yapısından elde edilen bir modeldir. Modelde dikey olarak polarize edilmiş bir verici antenin olduğu varsayılır. Hareketli alıcının antenindeki alanın N tane azimut düzlem dalgasından oluştuğunu varsayılır. Bu N adet dalganın taşıyıcı fazlarının, azimut açılarının rastlantısal olduğu ve de eşit bir ortalama genliğe sahip oldukları varsayılır. Eşit ortalama genliklere sahip olma kabulü doğrudan bir line-of-sight olmamasından kaynaklanmaktadır. Küçük ölçekteki bir mesafe için saçılan dalgalar alıcıya birbirine yakın zayıflamalarla ulaşacaklardır.

Bir v hızıyla x yönünde hareket eden bir alıcı olduğunu varsayalım. Bu alıcıya ulaşan her dalgaya ilişkin bir Doppler kayması olduğunu ve artık gecikme olmadığını varsayalım.



Şekil 11. Rastlantısal Açılarla Alıcıya Ulaşan Düzlem Dalgaları

Antene ulaşan n'inci dalga α_n açısıyla antene ulaşıyor olsun bu dalgaya ilişkin Doppler kayması aşağıda verilmiştir.

$$f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n \quad (43)$$

Düşey olarak polarize edilmiş olan düzlem dalgaları alıcıya ulaşmaktadır ve bu dalgaların E, H alanlarının bileşenleri aşağıda gösterilmiştir.

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (44)$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \sin \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (45)$$

$$H_y = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \cos \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (46)$$

Alınan dalgaların n'incisine ilişkin rastlantısal faz aşağıda verilmiştir.

$$\theta_n = 2\pi f_n t + \phi_n \quad (47)$$

C_n 'in grup ortalaması aşağıdaki gibidir.

$$\sum_{n=1}^N \overline{C_n^2} = 1 \quad (48)$$

Doppler kaymasının, taşıyıcı frekansı ile karşılaştırıldığında oldukça küçük olmasından dolayı alanlara ilişkin üç bileşen dar bandlı rastlantısal işlev olarak modellenebilir. E_z, H_x ve H_y N yeterince büyük ise Gaussian rastlantısal değişkenleri olarak düşünülebilirler. Faz açıları $(0, 2\pi]$ arasında üniform bir olasılık dağılım fonksiyonuna sahiptir.

$$E_z = T_c(t) \cos(2\pi f_c t) - T_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (49)$$

$$T_c(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (50)$$

$$T_s(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (51)$$

$T_c(t), T_s(t)$ Gaussian rastlantısal işlevleridir ve zamanın herhangi bir anı için T_c ve T_s şeklinde gösterilirler. T_c, T_s Birbiri ile ilişkisiz, ortalamaları sıfır ve de varyantları eşit olan Gaussian rastlantısal değişkenleridir.

$$\overline{T_c^2} = \overline{T_s^2} = \overline{|E_z|^2} = \sigma^2 = \frac{E_0^2}{2} \quad (52)$$

Alınan E alanına ilişkin zarf $E_z(t)$ aşağıdaki gibidir.

$$|E_z(t)| = \sqrt{T_c^2(t) + T_s^2(t)} = r(t) \quad (53)$$

T_c , T_s Gaussian rastlantısal değişkenleri olduğundan bir Jacobean dönüşümü ile alınan rastlantısal sinyalin zarfı r 'nin Rayleigh olasılık dağılımına sahip olduğu gösterilebilir.

Mobil radyo kanallarında Rayleigh dağılımı alışı sinyalinin zarfının zamanla değişen yapısının istatistiksel olarak belirlenmesi için kullanılır. Birbirine dik iki Gaussian gürültü sinyalinin toplamı sonucu Rayleigh dağılımına uygun bir yapıda olmaktadır. Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu denklem (54)'te gösterilmiştir.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (54)$$

σ : Alış sinyalinin rms değeri (Zarf Algılamasından Önce)

σ^2 : Alış sinyalinin gücünün zaman ortalaması (Zarf Algılamasından Önce)

Rayleigh dağılımına göre alına bir sinyalin zarfının belirlenen bir R değerini aşmama olasılığı aşağıdaki toplamsal dağılım fonksiyonu (CDF) ile gösterilebilir.

$$P(R) = \Pr(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (55)$$

Rayleigh dağılımının ortalama değeri aşağıdaki biçimdedir.

$$r_{ort} = E[r] = \int_0^{\infty} r p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (56)$$

Rayleigh dağılımının varyansı σ_r^2 ile gösterilmektedir ve sinyalin zarfındaki ac gücü göstermektedir.

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} = \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \quad (57)$$

1.7.1. Clarke Modelindeki Doppler Yayımasından Kaynaklanan Spektral Biçim

Clarke modelinin spektrum analizini yapmak için $p(\alpha)d\alpha$ 'yı toplam gücün $d\alpha$ açısı içinde kalan kısmı olarak kabul edelim. A 'da bir izotropik antene göre alınan ortalama güç olsun. $N \rightarrow \infty$ ise $p(\alpha)d\alpha$ ayrık olmaktan çıkıp sürekli bir hal alır. $G(\alpha)$ 'da alıcının anteninin azimut kazanç paternini belirtiyor ise alınan toplam güç aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$P_r = \int_0^{2\pi} AG(\alpha)p(\alpha)d\alpha \quad (58)$$

Saçılan sinyal f_c frekansına sahip bir CW sinyali ise α açısı ile alınan alışı sinyali bileşeninin ani frekansı aşağıdaki gibi olur.

$$f(\alpha) = f = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha) + f_c = f_m \cos \alpha + f_c \quad (59)$$

$S(f)$ Alışı sinyalinin güç spektrumunu gösteriyor ise alışı sinyalinin gücünde frekans ile meydana gelen diferansiyel değişimler aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$S(f)|df| \quad (60)$$

$$S(f)|df| = A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]d\alpha \quad (61)$$

$$|df| = |d\alpha| |\sin \alpha| f_m \quad (62)$$

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{f - f_c}{f_m} \right] \quad (63)$$

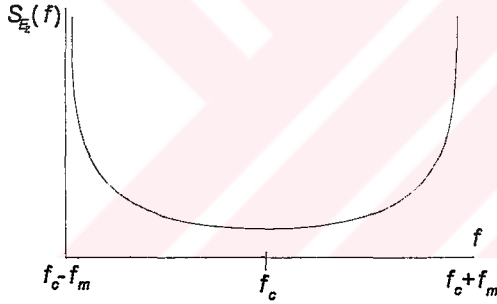
$$\sin \alpha = \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2} \quad (64)$$

Bu denklemleri kullanarak güç spektral yoğunluğu $S(f)$ aşağıdaki şekilde bulunabilir.

$$S(f) = \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (65)$$

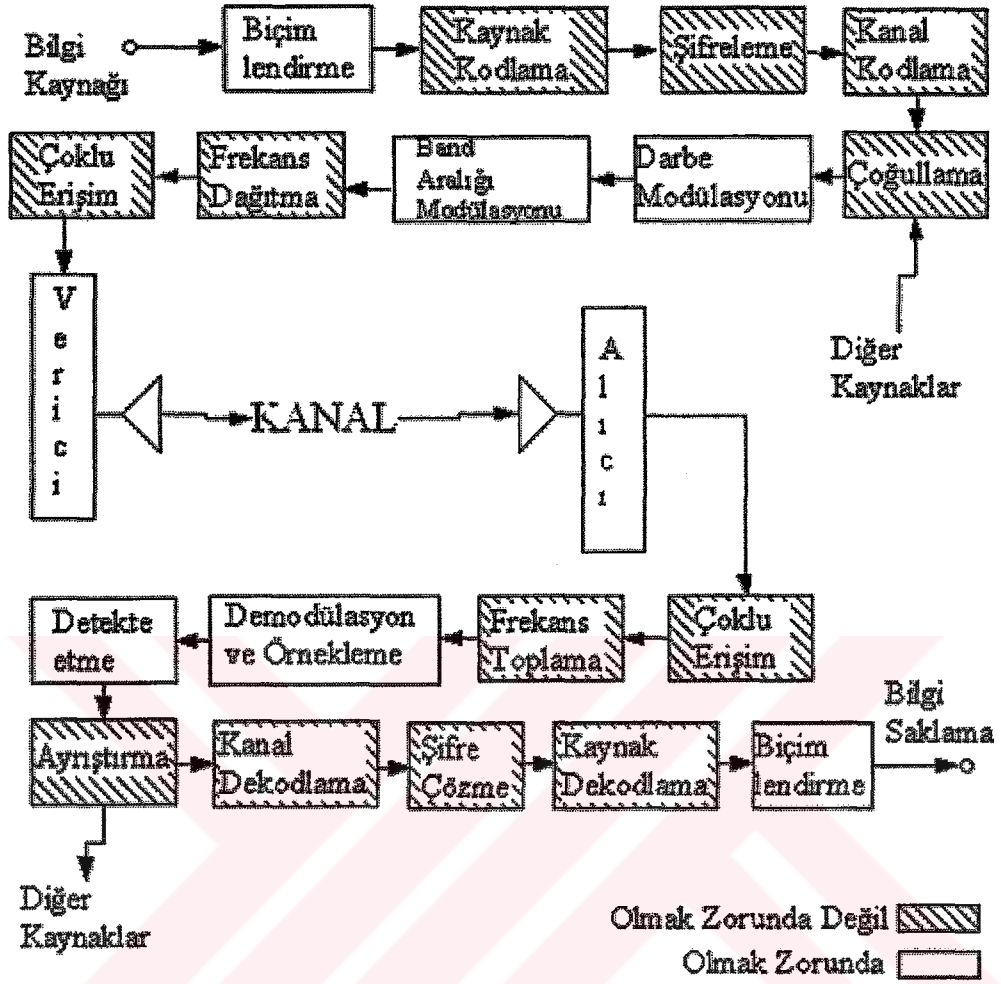
Spektrumun orta noktası taşıyıcı frekansıdır ve $f_c \pm f_m$ limitleri dışında genliği sıfırdır. Alıcı antene ulaşan dalgaların her biri kendi alış yönünden kaynaklanan bir taşıyıcı frekansına sahiptir. Bu taşıyıcı frekansları merkez frekansının etrafında küçük değişimlerle yer alır. Bir düşey $\lambda/4$ anten için $G(\alpha)=1.5$ 'dir ve 0 ile 2π arasında üniform bir dağılım varsa $p(\alpha)=1/2\pi$ olur ve çıkış spektrumu aşağıdaki gibi olur.

$$S_{E_z}(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (66)$$



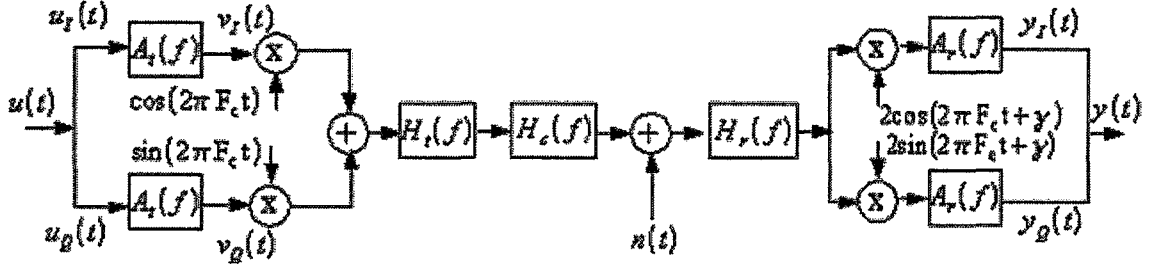
Şekil 12. Modüle Edilmemiş CW Taşıyıcısının Doppler Güç Spektrumu

1.8.Haberleşme Link Modeli



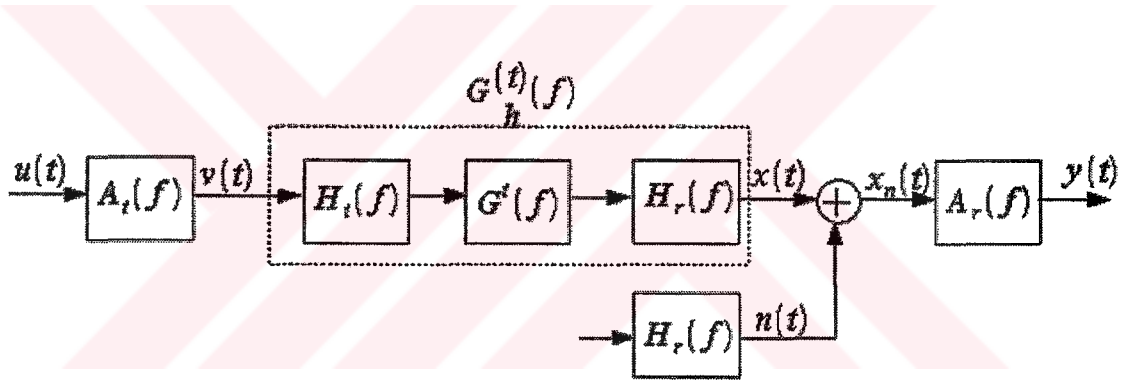
Şekil 13. Sayısal Haberleşme Sistemi

Şekil (13)'deki olması mecburi olan kısımları sadece gösteren ve modülör olarak ta QPSK kullanılan bir sistemin blok diyagramını gösterirsek.

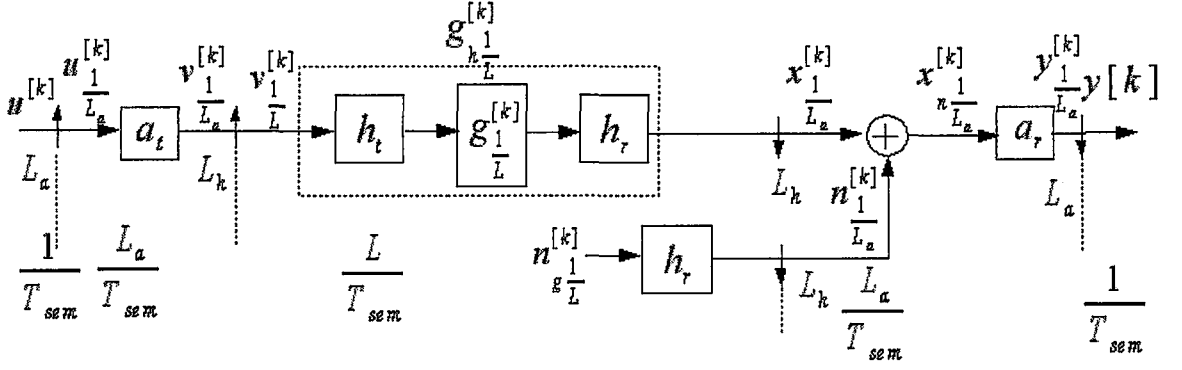


Şekil 14. Haberleşme Link Modeli

Yukarıdaki şeklin baseband'daki eşdeğeri de aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 15. Eşdeğer Baseband Haberleşme Link Modeli



Şekil 16. Ayrık Zamanlı Haberleşme Link Modeli

Şekil 16'da ayrık zamanlı haberleşme link modeli gösterilmektedir. Şekilde de görüldüğü gibi diziler sembol hızından farklı bir hızda örneklenmektedirler. Örneğin $x^{[k]} = [x(0), x(T_{sem}), \dots, x(kT_{sem})]^T$ iken $x_{\frac{1}{L_a}}^{[k]} = [x(0), x(T_{sem}/L_a), \dots, x(kT_{sem}/L_a)]^T$ şeklindedir. Kanal $(g_{\frac{1}{L}}^{[k]})$, $\frac{T_{sem}}{L}$ kadar bir süre için sabit olarak kabul edilmektedir. Bu kabul kanaldaki değişimlerin $\frac{L}{T_{sem}}$ 'den küçük olması durumunda geçerlidir. Şekil 4'te gösterilen kanal modeli küçük boşluklu (Fractionally Spaced) kanal modeli olarak isimlendirilmektedir. Bu model oldukça gerçekçi olmasına karşın zaman geri dönüşümü gibi alıcı çevrimlerini de işlemlere katmak gerektiğinden kullanımı zordur.

1.8.1.Sayısal Alıcı Çevrimleri

Sayısal bir haberleşme sisteminde; alıcıda, vericiden gönderilen bir sinyalin tekrar elde edilebilmesi için birçok sinyal işleme algoritmasının, alıcının çıkışında anlamlı bir bilgi oluşmadan önce yakınsamış olması gerekmektedir. Bu algoritmalar duruma uyum sağlayabilen uyarlamalı algoritmalardır. Kullanılan bu algoritmalarda, geri beslemenin ayrılmaz bir parça olmasından dolayı, çeşitli uyarlamalı alıcı bölümlerinden çevrimler olarak bahsedilir. Bu çevrimlerin bazıları diğerlerine bağlı olarak çalışır yani bazı

çevrimler kendilerinden önceki çevrimler yakınsamadan yakınsayamazlar. Belli başlı sayısal alıcı çevrimleri aşağıda sıralanmıştır.

- *AGC (Automatic Gain Control) Otomatik Kazanç Kontrolü*
- *Zaman Geri Dönüşümü*
- *Taşıyıcı Geri Dönüşümü*
- *Kanal Dengelenmesi (Ekolizasyonu)*

1.8.1.1. Otomatik Kazanç Kontrolü (AGC)

Bu kısımda sinyal bilinen güç seviyeleri ile ölçeklendirilir. Otomatik kazanç kontrolü genelde analog domende yapılır. Analog sayısal dönüştürücüler sınırlı bir dinamik bölgeye sahiptirler ve alış sinyali gücü çok yüksek ise analog sayısal dönüşüm işlemi kırpmada verilen bir bozulmayla karşılaşacaktır. Sinyal seviyesi çok düşük ise sinyal değişimleri analog sayısal dönüştürücüde sadece birkaç bitlik geçiş yapacaktır. Bu nedenle sinyal analog'tan sayısala dönüştürülmeden önce uygun bir şekilde ölçeklendirilir.

AGC çevriminin yakınsaması alıcı bloğu içinde bulunan birçok çevrim için de gereklidir. Analog AGC'ye ek olarak birçok alıcı, daha iyi bir sinyal ölçeklendirmesi yapabilmek için sayısal domende bir AGC daha kullanır.

1.8.1.2. Zaman Geri Dönüşümü

Zaman geri dönüşümü çevrimi sembol senkronizasyonunu sağlamak için kullanılır. Sembol senkronizasyonunu sağlayabilmek için iki niceliğin alıcıda belirlenmesi olması gerekir. Bunlardan birincisi örnekleme frekansı ve ikincisi örnekleme fazıdır.

Örnekleme frekansını tespit etmek için sembol periyodunun kestiriminin yapılması gerekir. Bu sayede örnekler doğru bir hızda alınabilirler. Örnekleme fazını belirleyerek ise sembol periyodu içindeki doğru zaman bulunur ve oradan örnek alınmaya başlanır. Gerçekte sembol darbeleri sembol periyodunun tam ortasında tepeye sahiptirler ve sembolü bu noktadan örnekleme en iyi sinyal gürültü oranını verir.

1.8.1.3. Taşıyıcı Geri Dönüşümü

Vericide bir osilatör sinüzoidal bir taşıyıcı üretir. Bu taşıyıcının frekansı bilinen bir frekanstır. Osilatör kaymasından dolayı taşıyıcının frekansında küçük sapmalar olacaktır. Bu taşıyıcının bilgi ile çarpılması ile modülasyon yapılır.

Alıcıda geçiş bandı sinyali yerel bir osilatör tarafından üretilen bir sinüzoid'le çarpılır. Bu yerel osilatörün frekansı ile vericide kullanılan osilatörün frekansı aynı olmalıdır. Pratikte ise bu iki frekans farklıdır. Bu nedenle de demodülasyon sonucu sinyal baseband'a değil, baseband'a yakın bir bölgeye çekilir.

Bu frekans offset'inin varlığı alış sinyali topluluğunun dönmesine neden olacaktır buna spin etkisi denilmektedir. Bu spin etkisi gerçek sembol belirleme işlemi yapılmadan önce kaldırılmalıdır. Taşıyıcı geri dönüşümü bu ofset frekansı ortadan kaldırmak için yapılır.

1.8.1.4. Kanal Dengelenmesi

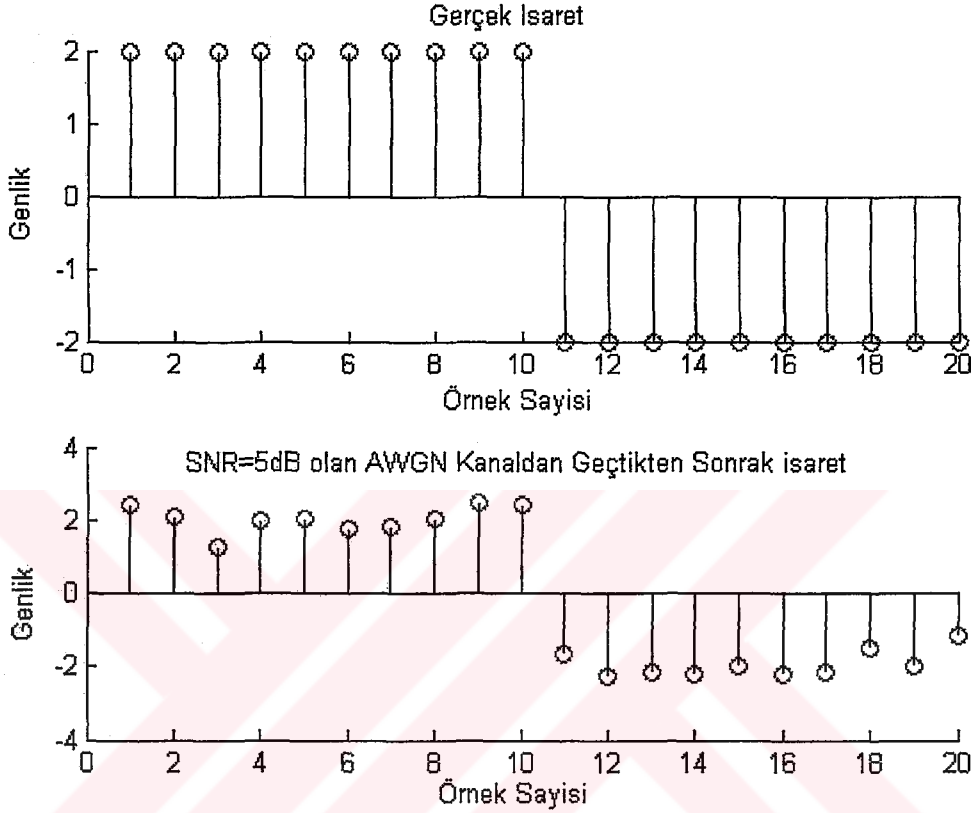
Bir sinyal çoklu yol kanaldan iletildiğinde alıcıda elde edilen sinyal, iletilen sinyalin değişik gecikmeler ve zayıflamalar ile alıcıya ulaşan birçok biçiminden oluşur.

Çoklu yol kanal doğrusal bir filtre gibi düşünülebilir. Dengeleyici de (equalizer) uyarlamalı bir filtredir ve semboller arası girişimi ortadan kaldırmak için kullanılır. Bunu yapabilmek için kanalın filtreleme etkilerini ortadan kaldırmaya çalışır.

1.8.1.5. Sinyalin Algılanması

Sayısal haberleşmedeki temel bir problem AWGN gürültüsü eşliğinde iletilen darbenin kestirimi ve algılanmasıdır. Basit bir kare dalga darbesini düşünelim. +1'lik veri sembolünün iletilmesi için +2V genliğindeki darbenin iletildiğini ve -1'lik veri sembolünün iletilmesi içinde benzer biçimde -2V'lik darbenin kullanıldığını varsayalım. Bu darbelerle ilişkin periyodu da $T=25\text{ms}$ olarak kabul edelim. İletilen darbenin kestirimi gürültü yoksa kolaydır; alıcı basitçe her T saniyede bir örnek alarak ve örneklerin +2 , -2 olup olmadığına bakabilir. AWGN gürültüsü eşliğinde böyle bir işlem yapılması işe

yaramayacaktır. Beyaz gürültü sonsuz bir ortalama güce sahiptir ve alış sinyali gücü sonlu bir ortalama güce sahiptir. Bu nedenle beyaz gürültü alış sinyalini kolayca bastırabilir.



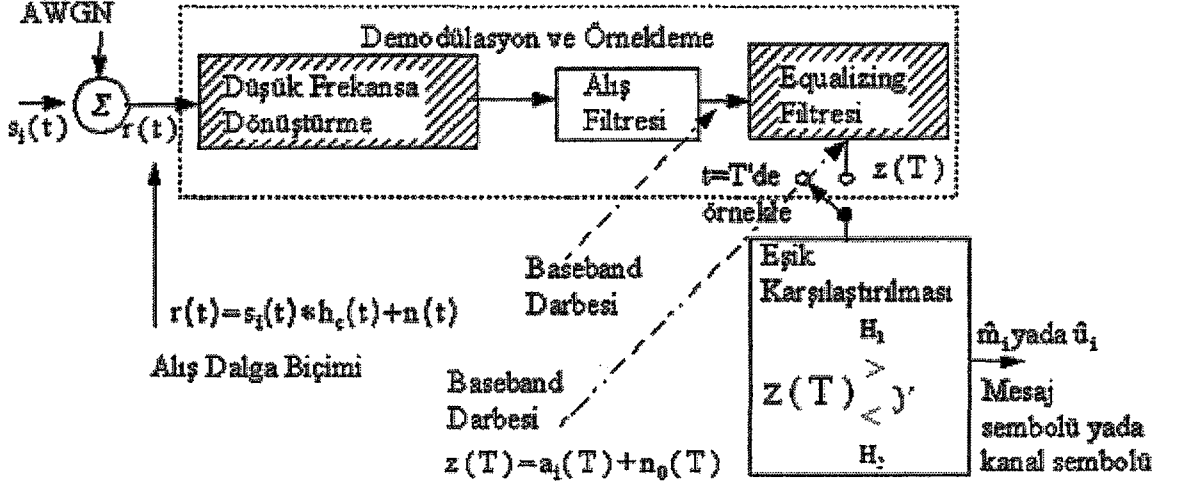
Şekil 17. AWGN Gürültüsünün Etkisi

Şekil (17)'nin alt yarısında aynı darbe dizileri SNR=5dB için yine gösterilmiştir. Gürültünün sinyali ciddi bir biçimde bozduğu şekle bakınca daha iyi anlaşılmaktadır. Bütün haberleşme sistemlerinde ihmal edilemeyecek seviyede gürültü olduğundan sağlıklı kestirim metotlarına ihtiyaç vardır.

1.8.2. Matched Filtreleme

Pratik alıcılarda iletim sinyali matched filtreleme adı verilen bir yöntemle kestirilir. Böyle bir tekniği kullanan alıcılarda alış sinyali şekli filtreden geçtikten sonra iletim sinyali şekline uygun bir hale gelir.

Matched filtre çıkışında en büyük sinyal/gürültü oranını elde etmek için tasarlanan doğrusal bir filtredir.



Şekil 18. Sayısal sinyalin demodülasyonu ve algılanması

Yukarıdaki şekil üstünden düşünersek; bilinen bir $s(t)$ sinyali ve AWGN doğrusal zamanla değişmeyen bir filtrenin girişidir. Bu filtrenin çıkışı bir örnekleyciden geçmektedir ve bu örnekleycinin çıkışı $z(T)$; a_i, n_0 şeklinde gösterilen iki sinyal elemanından oluşmaktadır. Çıkıştaki gürültünün varyansı ya da ortalama gürültü gücü σ_0^2

ile gösterilmiştir. Bu durumdaki anlık sinyal gürültü oranı $t=T$ anı için $\left(\frac{S}{N}\right)_T$ olsun.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_T = \frac{a_i^2}{\sigma_0^2} \quad (67)$$

Filtrenin transfer fonksiyonu $H_0(f)$ denklem (67)'yi en büyük yapacak şekilde seçilir. Bu durumdaki filtrenin çıkışındaki sinyal $a_i(t)$ olarak belirtilirse, $a_i(t)$ aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$a_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) S(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (68)$$

$$\sigma_0^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (69)$$

Filtre çıkışındaki gürültü gücü denklem (69)'da gösterilmiştir. Bu denklemlerden faydalanarak sinyal-gürültü oranını tekrar yazarsak aşağıdaki ifadeyi elde ederiz.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_T = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f) \exp(j2\pi fT) df \right|^2}{N_0/2 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (70)$$

Şimdi ise $H(f) = H_0(f)$ değerini ya da $H(f)$ 'i en büyük yapan değeri bulalım.

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} f_1(x)f_2(x) dx \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |f_1(x)|^2 dx \int_{-\infty}^{\infty} |f_2(x)|^2 dx \quad (71)$$

Denklem (71)'de gösterilen Schwartz eşitsizliğini kullanarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f) \exp(j2\pi fT) df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \quad (72)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_T \leq \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \quad (73)$$

$$\max\left(\frac{S}{N}\right)_T = \frac{2E}{N_0} \quad (74)$$

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \quad (75)$$

En büyük $\left(\frac{S}{N}\right)_T$ çıkışı giriş sinyalinin enerjisine (denklem 75) ve gürültünün gücünün spektral yoğunluğuna bağlıdır fakat kullanılan dalga biçiminin şekline bağlı değildir.

Denklem (74)'deki eşitlik sadece en iyi filtrenin transfer fonksiyonu $H_0(f)$ için gerçekleştirilir.

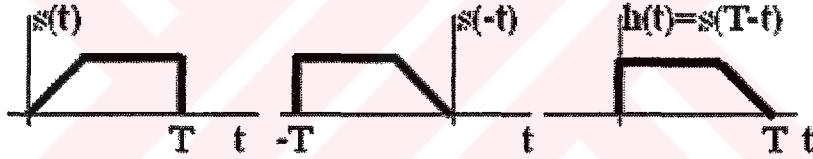
$H_0(f)$ 'in ne olması gerektiği aşağıda gösterilmiştir.

$$H(f) = H_0(f) = kS^*(f)e^{-j2\pi fT} \quad (76)$$

$$h(t) = F^{-1}\{kS^*(f)e^{-j2\pi fT}\} \quad (77)$$

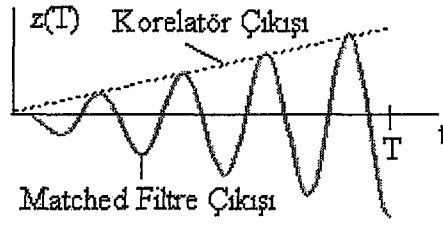
$$h(t) = \begin{cases} ks(T-t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{öteki yerlerde} \end{cases} \quad (78)$$

Buradan; filtrenin vuruş tepkesinin, giriş sinyali $s(t)$ 'nin, aynadaki görünümünün sembol periyodu kadar gecikmiş şekli olması durumunda çıkışında en büyük sinyal-gürültü oranını verdiği sonucuna varılır.



Şekil 19. Matched filtre tepkesi için örnek bir biçim.

Matched filtrenin çıkışı giriş ile vuruş tepkesinin katlamasıdır. Öz ilişki ise sinyalinin kendisi ile çarpılıp toplanması işlemidir. Katlamada vuruş tepkesi zamanda ters döndürüldüğünden yine sinyalin kendisi elde edilmiş olur bu durumda korelatör ve matched filtre çıkışları aynı olur. Burada dikkat edilmesi gereken bu eşitliğin sadece zamanın anları için geçerli olduğudur. Bir matched filtre ile bir korelatörün girişine bir sinüs dalgası giriş olarak uygulandığında belli t anları için ikisinin de çıkışları aynı olacaktır ancak çıkış dalga biçimlerine bakıldığında matched filtrenin çıkışı rampa fonksiyonu ile çarpılmış bir sinüs şeklinde, korelatörün çıkışı ise bir rampa fonksiyonu olacaktır.



Şekil 20. Matched filtre ile korelatör çıkışlarının zamanla değişimi

Matched filtre şeklinde bir filtre kullanmanın iki avantajı vardır. Birinci avantaj tipik darbe şekillerinin alçak geçiren bir tepkesi vardır. Alış sinyalini böyle bir filtreden geçirmek suretiyle bilgiyi taşıyan frekanslar aynen kalırken geri kalan frekanslar zayıflayacaktır. Matched filtre alıcının diğer kısımlarına ulaşan gürültüyü sınırlandırır. İkinci bir avantajı ise matched filtre çıkışının; alış sinyalinin, iletim darbe biçimi ile sembol periyodu T üstünden ilişkisi olmasıdır. Matched filtre çıkışına $y(t)$ dersek; matched filtre çıkışı aşağıdaki gibi olur.

$$y(t) = \int_0^T x(t) h_m(T-t) dt \quad (79)$$

$x(t)$: Matched filtre girişi;

$h_m(t)$: Matched filtre vuruş tepkesi;

Matched filtre vuruş tepkesi $h_m(t) = s(T-t)$ şeklinde tanımlanmıştı bu ifadeyi denklem (79)'da yerine yazdığımızda; aşağıdaki ifade elde edilir.

$$y(t) = \int_0^T x(t) s(T-(T-t)) dt = \int_0^T x(t) s(t) dt \quad (80)$$

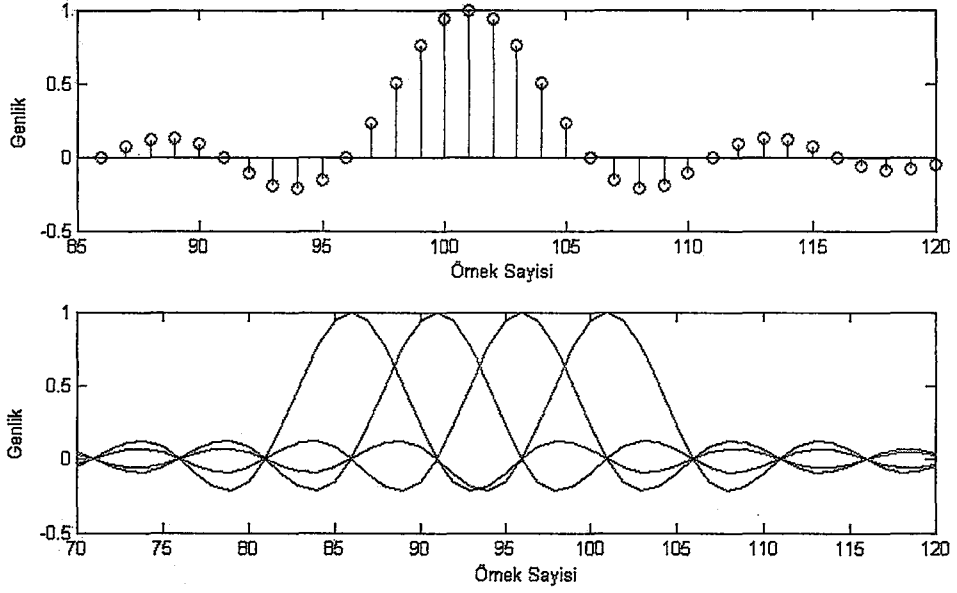
Bu son elde edilen ifade çapraz ilişki ifadesidir. Böyle bir işlemin sonucunda sıfır ortalamaya sahip AWGN dışarı atılmış olur.

1.8.3. İdeal Darbe Şekillendirme

AWGN varlığında matched filtreleme en uygun başarıyı verse de kullanılacak dalgaın kare dalga olması uygun değildir. Fourier dönüşümünden şunu biliyoruz ki zaman domeninde kare dalga şekli frekans domeninde sinc fonksiyonudur. Sinc fonksiyonunun şekli sonsuza kadar uzandığından; kare dalga biçiminde bir darbe kullanmak için sonsuz bir band genişliğine ihtiyaç duyulacaktır.

İdeal darbe şekli iki özelliğe sahip olmalıdır. Pratik band sınırlı sistemlerde iletimi sağlayabilmek için sınırlı bir band genişliğine sahip olmalıdır. Darbe şekli aynı zamanda doğru zaman aralıklarıyla örneklenirse semboller arası girişim olmamalıdır. Bir darbe dizisi her T saniyede bir örnekleniyorsa, T anındaki değer sadece o anki darbeden kaynaklanmalıdır. Bu gereksinimleri sağlayan darbe zaman domeni sinc darbesidir.

Şekil (21)'de sinc dalgaları gösterilmiştir. Şeklin üst yarısındaki sinc dalgası incelendiğinde en büyük değeri olan 1 değerini aldıktan 5 örnek sonra ve 5 örnek önce 0 değerini almıştır. Şeklin alt yarısında ise şeklin üst yarısından sırasıyla 1,2 ve 3 örnek geride faza sahip sinc dalgaları ve üst yarıdaki sinc dalgası gösterilmiştir. Şeklin alt yarısına bakıldığında uygun örnekleme yapıldığında bu dalgaların en büyük değerleri olan 1 değerinin birbiriyle girişmediği gözükmektedir. Sinc dalgası istenen girişim özelliklerine sahiptir. Aynı zamanda ters Fourier dönüşümü alınarak frekans domeninde bu dalga incelendiğinde frekans domeninde de sınırlı bir banda sahip olduğu görülür.



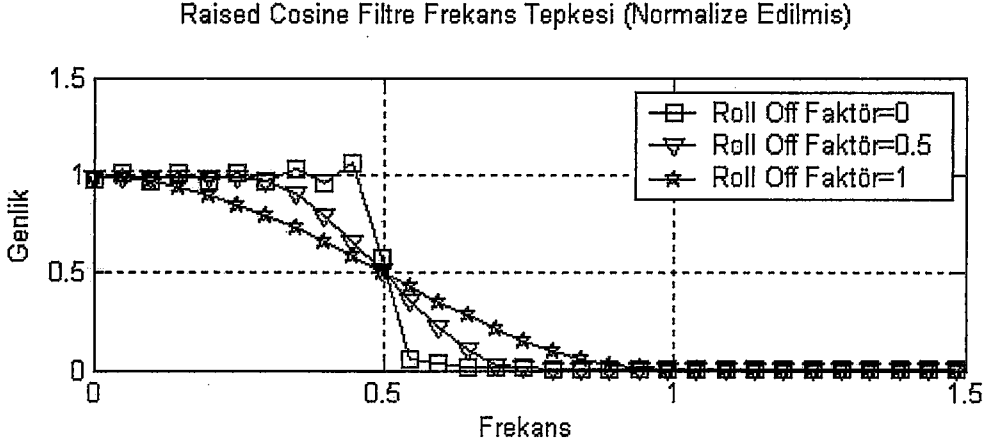
Şekil 21. Sinc Dalgası

1.8.4. Pratik Darbe Şekillendirme

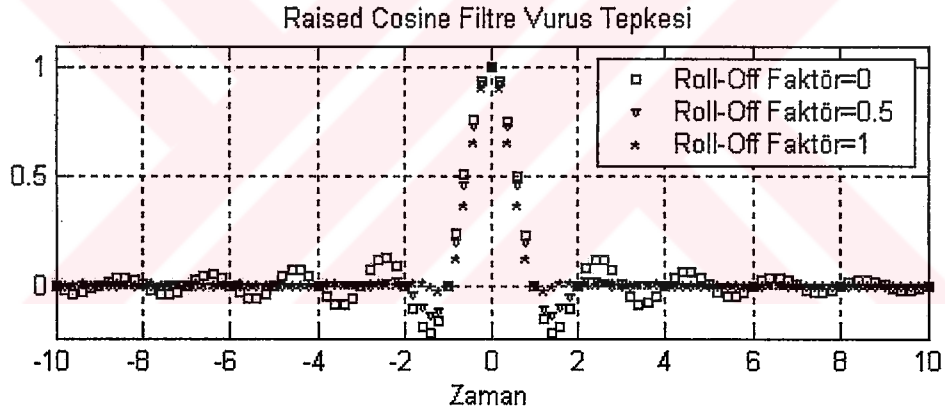
Sinc dalga şekli ideal darbe şekli olmasına karşın zamanda sonsuza kadar yayılmış olmasından dolayı, pratikte kullanılamaz. Sonsuz sinyal süresi kare dalga şeklinde olan sinc spektrumunun devam etmemesinden kaynaklanır. Spektrumlarında devamlı olmayan sinyaller fiziksel olarak gerçekleştirilememektedirler. Pratik darbe şekilleri spektrumun roll-off'unda yumuşatma yapılarak gerçekleştirilebilmektedir. Bundan dolayı da ideal sinc için gerekli olan band genişliği aşılmış olur.

Sinc dalga şekli ile benzer özelliklere sahip olan bir dalga şekli frekans domeni süreksizliğine sahip olmayan bir darbe şekli olan raised-cosine dalgasıdır. Raised-Cosine dalga şekli roll-off adı verilen bir parametreye sahiptir. Roll-Off faktörünün değeri darbenin frekans domeni spektrumunun nasıl bir hızda azaldığını belirtir. Raised-Cosine dalgası, roll-off faktörü 0 iken sinc darbesidir. Roll-Off faktörü arttıkça spektrum daha büyük oranda bozulmaya başlar. Büyük roll-off darbenin daha fazla band genişliğini kaplamasına neden olacaktır. Roll-Off kendi en büyük değerine ulaştığında spektrum roll-off'un 0 olduğu durumdakinin iki katı kadar band genişliği gerektirir. Pratik sayısal haberleşme sistemleri genelde 0,10 ile 0,35 arasında değişen roll-off değerlerine

sahiptirler. Roll-Off faktörü 0,35 olan bir spektrum ideal sinc darbesine göre %35 daha fazla band genişliği kullanır.



Şekil 22. Değişik Roll-Off Değerleri için Raised Cosine Dalgası Frekans Domeni Dalga Şekilleri



Şekil 23. Değişik Roll-Off Değerleri için Raised Cosine Dalgası Zaman Domeni Dalga Şekilleri

Şekil (22) ve (23)'te aynı roll-off değerlerine sahip raised-cosine dalgalarına ilişkin zaman ve frekans domeni dalga şekilleri gösterilmiştir. Roll-Off faktörünün seçimi gerekli band genişliği ile zaman domeni dalgasının süresi arasındaki ilişki ile bulunur. Zaman domeni dalgası incelendiğinde; yüksek roll-off değerine sahip dalgalar için dalganın yayıldığı alanda bir azalma olduğu ve daha düşük roll-off faktörüne sahip dalgaların kapladığı alanda ise bir artış olduğu görülür. Öte yandan roll-off faktörü büyük olsa bile zaman domeni raised cosine dalgasında sembol periyodunun tam katlarında sıfır kesişmelerini sağlamaktadır.

Pratik haberleşme sistemlerinde en çok kullanılan dalga şekli root-raised cosine dalgasıdır. Root-raised cosine dalgası raised cosine dalgasının karekökünü almak suretiyle elde edilir. Bu dalga şekli kullanılarak raised cosine dalgasının spektral karakteristiklerini alıcı ve verici arasında eşit olarak dağıtılmış olur.

Root raised cosine dalgasının matched filtrelenmesi ve daha sonra sembol periyodunda örneklenmesi sonucu root raised cosine dalgasının karesi alınmış olur. Bundan dolayı matched filtre çıkışı raised cosine dalga tepkisi şeklinde olur.

$$h(t) = \frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t / T} \frac{\cos(\pi \alpha t / T)}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T^2} \quad (81)$$

$$W = \frac{1}{2T} \quad : \text{Nyquist Band Genişliği (} T \text{ örnekleme periyodu)}$$

$$\alpha = 1 - \frac{W}{W_0} \quad : \text{Roll-Off Faktörü}$$

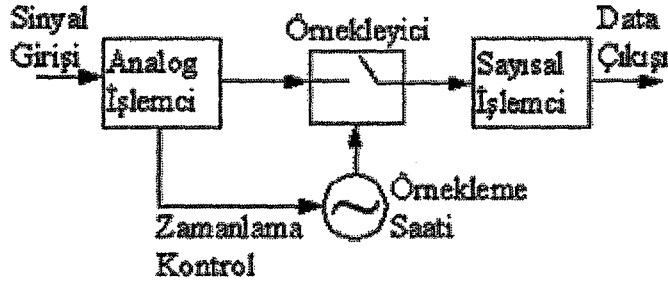
$$W_0 = (1 + \alpha) \frac{1}{T} = (1 + \alpha)R \quad : \text{Kullanılacak Olan Band Genişliği}$$

$$H(f) = \begin{cases} T & \left(0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \right) \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\} & \left(\frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \right) \\ 0 & \left(|f| > \frac{1+\alpha}{2T} \right) \end{cases} \quad (82)$$

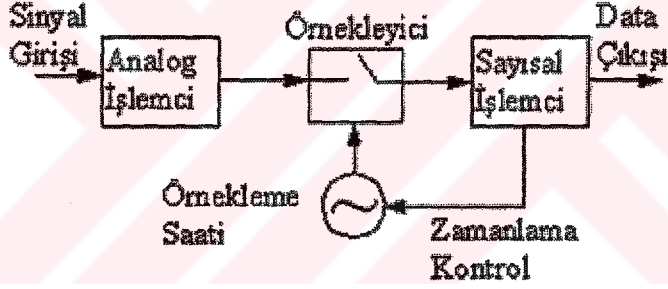
1.8.5.Zaman Geri Dönüşümü

Semboller arası girişimin matched filtre çıkışının tepe değerlerde örneklenmesi suretiyle göz ardı edilebileceği gösterilmişti. Zaman geri dönüşümü çevriminin kullanılmasındaki maksat; gerekli ise örnekleme frekansı ve fazını matched filtre çıkışını tepe değerlerde örnekleme için değiştirmektir. Zaman geri dönüşümü çevrimi uygun bir biçimde çalışıyorsa sonraki işlem blokları için en yüksek SNR'ye sahip, örneğin olduğu yerde örnekleme yapılmış olunur. Zamanlama ayarlamalarını yapmak için çeşitli yaklaşımlar vardır. Senkronizasyon tipik olarak örnekleme saatinin frekansının değiştirilmesi suretiyle gerçekleştirilir. Bu ileri besleme ile yapılabilir yani sembol frekansı

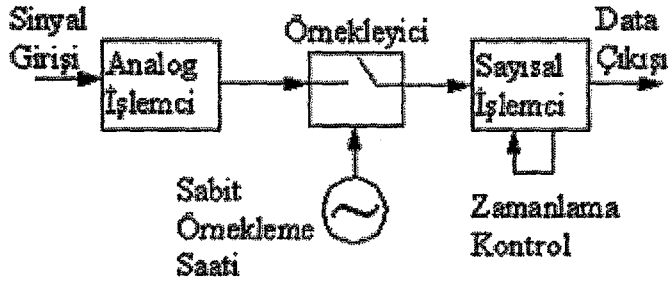
geliş sinyalden tekrar üretilir. Diğer bir yaklaşım ise geri besleme çevrimidir. Bu durumda faz hatası sinyal örneklerinden elde edilir ve örnekleme saati elde edilen bu hataya göre değiştirilir. Üçüncü yöntemde ise örnekleme saati sembol zamanlamasında bağımsızdır. Tüm senkronizasyon işlemi sayısal domende gerçekleştirilir. Zamanlama ayarlaması senkronize olmayan örneklerin gerçek senkronizasyon sağlanmış olduğunda alacakları değerler ile değerlerini değiştirmek suretiyle yapılır.



Şekil 24. Analog Zaman Geri Dönüşümü



Şekil 25. Hibrid Zaman Geri Dönüşümü



Şekil 26. Sayısal Zaman Geri Dönüşümü

Aşağıda bazı zamanlama geri dönüşümü algoritmaları sıralanmıştır.

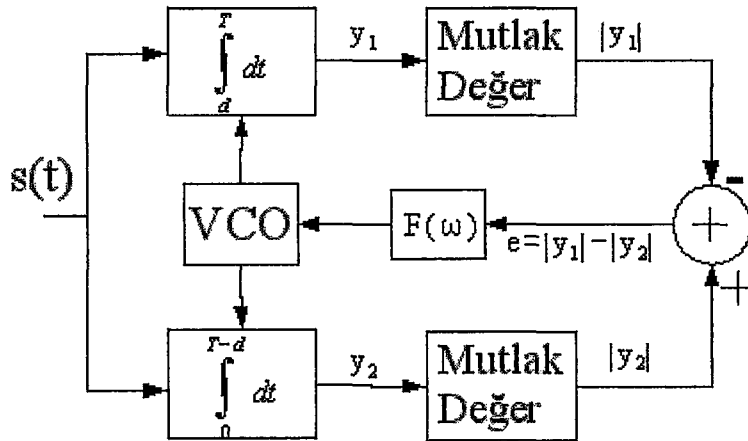
- *Early-Late Gate Hata Oluşturma Algoritması*
- *Mueller ve Muller Hata Oluşturma Algoritması*
- *Gardner Hata Oluşturma Algoritması*

ı

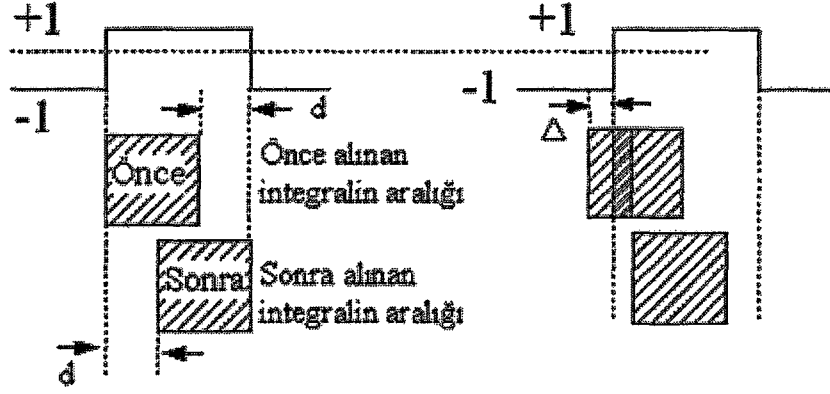
1.8.5.1. Early-Late Gate Hata Oluşturma Algoritması

Bu zamanlama geri dönüşüm algoritması hatayı, sinyali ideal örnekleme noktasına oranla erken ve geç noktalarda örnekleyerek oluşturur. Hatanın oluşturulabilmesi için her sembol için en az 3 örnek alınmalıdır.

Bu tip senkronizasyonda gelen sinyalin enerjisinin iki farklı integratör yardımıyla integrali alınır. Birinci integratör sembol periyodunun başlangıcının en iyi kestirimi olan anda başlar. Bu an 0 anı olarak kabul edebilir. Birinci integratör 0 anından $T-d$ anına kadar sinyalin enerjisinin integralini alır. İkinci integratör integral alma işlemini d saniye kadar geciktirir ve sembol periyodunun sonuna kadar integral almaya devam eder. Bu integratörlerin çıkışlarının mutlak değerlerinin farkı alıcının sembol periyodu zamanlama hatasının bir ölçüsüdür ve bu fark ile geri besleme yapılarak zamanlama hatası düzeltilmeye çalışılabilir.



Şekil 27. Early-Late Gate Senkronizasyonu



Şekil 28. Early-Late Gate Senkronizasyonunun çalışmasına bir örnek.

Early-Late Gate senkronizasyonun çalışma biçimini anlamak için şekil (28)'i inceleyelim. Şekil (28)'in sol tarafındaki entegratörlerin ikisi de sembol periyodunun içindedir. Bu sebeple iki entegratörde sinyalin aynı kısmının enerjisinin integralini alacaktır. Bu sebeple hata sinyali e sıfır olacaktır. Şekil (28)'in sağ tarafı incelenirse burada alıcının saatinin veriye göre daha ileride olduğu söylenebilir. Bu sebeple ilk önce alınacak olan integralin bir kısmı önceki bit aralığının içinde kalır ancak sonraki integral tamamen o anki sembolün içindedir. Birinci entegratör sembolün $[(T-d)-2\Delta]$ kısmının enerjisinin integralini alacaktır. Δ ; Birinci entegratörün önceki bit aralığı içinde kalan kısmıdır. Bu sebeple hata $e=-2\Delta$ olur. Bu hata sinyali şekil (27)'deki VCO'nun giriş voltajını düşürecektir ve bu sebeple VCO'nun çıkış frekansı düşecektir. VCO'nun çıkış frekansının düşmesi de alıcının zamanlamasının gelen sinyalin zamanlamasına yaklaşacak şekilde düşmesine sebep olur. Benzer bir düşünce tarzıyla alıcının zamanlamasının geride olduğunu varsayarsak şekil (28)'deki birinci ve ikinci entegratörlerin yeri değişir ve hata sinyalinin işareti pozitif olur.

Şekil (28)'deki veri durumunda, incelenecek olan sembolün öncesinde ve sonrasında değişim olduğu varsayılmıştır oysaki değişim olmazsa birinci ve ikinci entegratör çıkışları aynı enerjinin integrali olacaklarından birbiriyle senkronizasyon hatası olduğunda bile aynı olacaklardır. Bu durumda hata sinyali şekil (27)'deki sistem için yine 0 olacaktır. Şekil (27)'deki entegratörlerinde birbiriyle tamamen aynı olmaları mümkün olmadığından early-late senkronizasyon sisteminde iki entegratörün çıkışı aynı olsa bile aralarında ofset olacaktır. Bu ofset iyi tasarlanmış entegratörler için küçük olacaktır fakat aynı veri sembollerinin uzun dizileri varsa senkronizasyondan uzaklaşacaktır. Bu sorunun iki çözüm yöntemi vardır. Birinci çözüm yönteminde dataların senkronizasyonu sağlamaya engel

olacak şekilde, uzun bir süre bir konumdan diğerine geçiş olmadan bulunmaması sağlanır. İkinci çözüm yönteminde senkronitör yapısı tek integratör içerecek şekilde değiştirilmiştir.

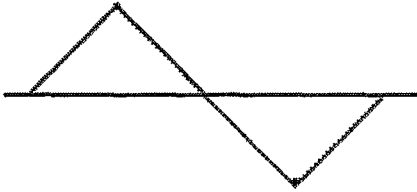
Tasarımda dikkat edilmesi gereken diğer bir husus ise integratörlerin integral aldıkları aralıktır. Şekil (28)'deki integratörler yaklaşık olarak sembol periyodunun dörtte üçü kadar olan bir aralıkta integral alırlar. Bu aralık yarım sembol periyodundan tam sembol periyoduna kadar değişir. Dikkat edilirse integral aralığı yarım sembol periyodundan büyüktür bunun nedeni gürültü ve girişime karşı sinyalin ne kadar bir kısmının integralinin alındığıdır.

Early-Late Gate algoritmasının sakıncası bir sembol için en az üç örnek gerektiriyor olmasıdır. Bundan dolayı yüksek veri hızı gerektiren sistemler için uygun değildir.

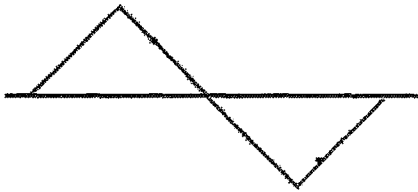
1.8.5.2. Mueller ve Muller Hata Oluşturma Algoritması

Mueller ve Muller algoritmasında sembol başına bir örnek yeterli olmaktadır. Bu algoritmadaki hata ifadesi aşağıdaki denklemi kullanarak hesaplanır.

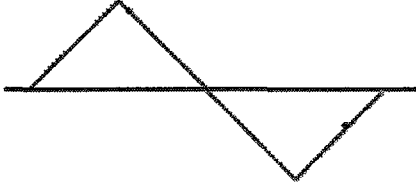
$$e_n = (y_n \hat{y}_{n-1}) - (\hat{y}_n y_{n-1}) \quad (83)$$



Şekil 29. Doğru Zamanlama $e_n = (-1.1) - (-1.1) = 0$



Şekil 30. Zamanlama Hızlı $e_n = (-0.8.1) - (-1.0.5) = -0.3$



Şekil 31. Zamanlama Yavaş $e_n = (-0.5.1) - (-1.0.8) = 0.3$

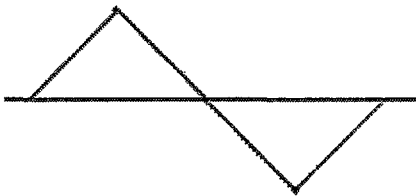
Bu algoritma taşıyıcı ofsetlerine karşı oldukça duyarlıdır ve bu nedenle taşıyıcı geri dönüşümü Mueller-Muller zamanlama geri dönüşümünden önce yapılmalıdır.

1.8.5.3. Gardner Hata Oluşturma Algoritması

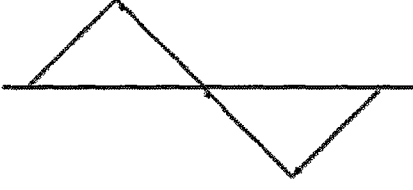
Gardner algoritması birçok pratik zamanlama geri dönüşüm çevrimi uygulamalarında geniş bir şekilde kullanılır. Bu algorithmada sembol başına iki örnek kullanılır ve taşıyıcı ofsetlerine karşı çok duyarlı değildir. Zamanlama geri dönüşümü taşıyıcı geri dönüşümü yapılmadan önce kilitlenebilir ve bundan dolayı taşıyıcı geri dönüşümünün yapılması kolaylaşmış olur. Gardner algoritmasındaki hata aşağıdaki denklemleri kullanarak hesaplanabilir.

$$e_n = (y_n - y_{n-2})y_{n-1} \quad (84)$$

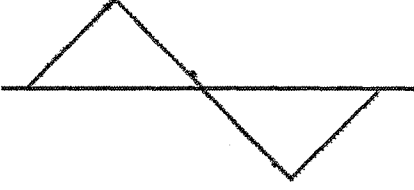
y_n ile y_{n-2} arasındaki boşluk T saniyedir ve y_n , y_{n-1} arasındaki boşluk T/2 saniyedir. Aşağıdaki şekiller Gardner hatasının işaretinin örnekleme doğru olup olmadığını belirlemede nasıl kullanılacağını göstermektedir.



Şekil 32.Doğru Zamanlama $e_n = (-1-1).0 = 0$



Şekil 33. Zamanlama Geç $e_n = (-0.8 - 0.8) \cdot (-0.2) = 0.32$



Şekil 34. Zamanlama Erken $e_n = (-0.8 - 0.8) \cdot (0.2) = -0.32$

1.9. Modülasyon ve Demodülasyon

İlk olarak modülasyon sonucu elde edilen dalga biçimlerinin özelliklerinden bahsedelim. Modülasyon sonucu elde edilen dalga biçimlerinin birbirine dik olduğunu kabul edilmektedir. Bundan dolayı *Gram-Schmidt* dikleştirme yönteminden bahsetmek uygun olacaktır.

$$\psi_1(t) = \frac{s_1(t)}{\sqrt{\varepsilon_1}} \quad (85)$$

$d_2(t)$; ε_1 Enerjisine sahip $s_1(t)$ 'nin birim enerjiye sahip olacak şekilde normalize edilmesi sonucunda elde edilir.

$$c_{21} = \int_{-\infty}^{\infty} s_2(t) \psi_1(t) dt \quad (86)$$

$$d_2(t) = s_2(t) - c_{21} \psi_1(t) \quad (87)$$

Elde edilen $d_2(t)$ dalgası $\psi_1(t)$ ile diktir fakat birim enerjiye sahip değildir. ε_2 $d_2(t)$ 'nin içindeki enerjiyi gösteriyorsa normalize edilmiş dalga biçimi $\psi_1(t)$ ile diktir.

$$\psi_2(t) = \frac{d_2(t)}{\sqrt{\varepsilon_2}} \quad (88)$$

$$\varepsilon_2 = \int_{-\infty}^{\infty} d_2^2(t) dt \quad (89)$$

Yukarıda gösterilen dikleştirme işlemi genelleştirilirse aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\psi_k(t) = \frac{d_k(t)}{\sqrt{\varepsilon_k}} \quad (90)$$

$$d_k(t) = s_k(t) - \sum_{i=1}^{k-1} c_{ki} \psi_i(t) \quad (91)$$

$$\varepsilon_k = \int_{-\infty}^{\infty} d_k^2(t) dt \quad (92)$$

$$c_{ki} = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t) \psi_i(t) dt \quad i = 1, 2, \dots, k-1 \quad (93)$$

Dikleştirme M adet dalga biçiminin hepsi bitinceye kadar devam eder ($N \leq M$). N adet ortonormal dalga ($\psi_n(t)$) N boyutlu sinyal uzayında bir temel oluşturur. Sinyal uzayındaki N boyutu, M adet sinyal birbirinden bağımsız ise M'e eşit olur.

Bu bilgilere dayanarak benzetimde kullanılan QPSK modülasyonundan ve buna bağlı olarak bu modülasyon türünün demodülasyonundan bahsedelim. QPSK modülasyonu sonucu elde edilen dalganın matematiksel ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$u_m(t) = g_T(t) \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi m}{M}\right), \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad 0 \leq t \leq T \quad (94)$$

Yukarıdaki denklemde $g_T(t)$ ile gösterilen fonksiyon baseband darbe şeklini belirtmektedir. Eğer $g_T(t)$ bir kare dalga ise aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$g_T(t) = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{T}}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (95)$$

$g_T(t)$ 'nin Kare dalga olması durumunda QPSK modülasyonu sonucu iletilen sinyalin matematiksel ifadesi aşağıdaki gibi olur.

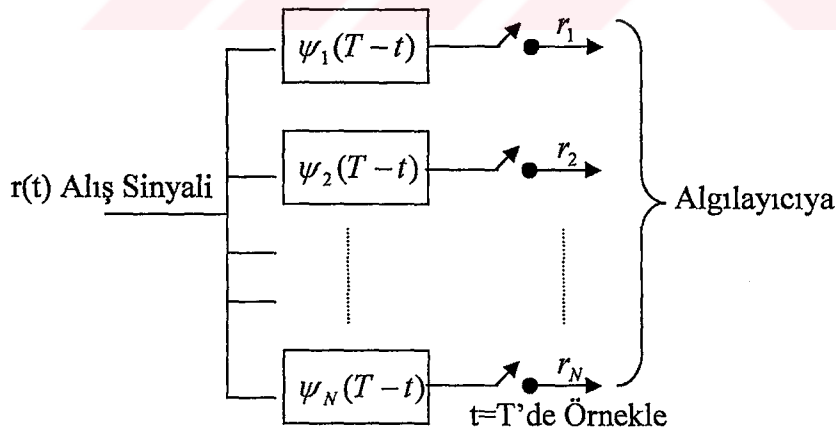
$$u_m(t) = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi m}{M}\right), \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad 0 \leq t \leq T \quad (96)$$

QPSK Modülasyonuna ilişkin iki adet dik temel fonksiyonu vardır.

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_g}} g_T(t) \cos 2\pi f_c t \quad (97)$$

$$\psi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_g}} g_T(t) \sin 2\pi f_c t \quad (98)$$

Bu temel fonksiyonlarından faydalanılarak demodülasyon ve algılama yapılır. Aşağıda QPSK'ya ilişkin bir demodülatörün blok şekli gösterilmektedir.



Şekil 35. Matched Filtre Tipi Demodülatör

Yukarıdaki şekilde matched filtre tipi bir demodülatör gösterilmektedir. Alış sinyali temel fonksiyonlarının matched filtre tepkeleri ile katlanır ve bu katlama sonucu elde

edilen sinyal sembol periyodunda örneklenir. Örnekleme sonucu elde edilen değerler bir algılayıcıya gönderilir. Algılayıcının çıkışında gönderilen semboller elde edilir. Kullanılan modülasyon bir QPSK modülasyonu olduğu için ($N=2$) $\psi_1(t)$ ve $\psi_2(t)$ ile gösterilen iki adet temel fonksiyonu vardır. Matched filtre tepkelerinin alış sinyali ile katlanması sonucunda r_1 ve r_2 elde edilir. Temel fonksiyonu olarak kosinüs ve sinüs fonksiyonları kullanılmaktadır ve bunların matched filtre tepkeleri zaten kendileri olduğundan dolayı aslında matched filtre tipi demodülatörde korelasyon yapılmış olmaktadır. Diğer bir demodülasyon yöntemi olan korelasyon tipi demodülatörde, QPSK modülasyonu için matched filtre tipi demodülatör ile aynı işlem yapılmaktadır. Algılayıcı olarak çalışmada kullanılan *maximum likelihood detector* 'e ilişkin denklemler aşağıda verilmiştir.

$$s_{mk} = \int_0^T s_m(t) \psi_k(t-T) dt \quad k = 1, 2, \dots, N; m = 1, 2, \dots, M \quad (99)$$

$$D(r, s_m) = \sum_{k=1}^N (r_k - s_{mk})^2 \quad (100)$$

Maximum likelihood detector gönderilen sinyal ile alınan sinyalin aynı olması olasılığını bir AWGN kanalda en büyük yapacak şekilde algılama yapar. Bir Rayleigh kanal için kullanılması için kanalın bozucu etkilerinin düzeltilmiş olması gerekir. Algılayıcı denklem (100)'de verilen ifadeyi en küçük yapan s_m sinyalinin gönderilmiş olduğunu varsayar. Bu s_m sinyaline karşılık gelen sembolü tespit eder.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

2.1. Giriş

Bir haberleşme sistemi birçok alt sistemin birleşmesinden oluşur. Haberleşme sisteminin bütün olarak benzetimi yapılmak isteniyorsa, bu alt sistemlerin de benzetimlerinin yapılması gerekebilir. Alt sistemlerin her birinin benzetiminin yapılması hem yapılan işlemi oldukça karmaşık bir hale sokar hem de benzetimdeki olası hataları arttırabilir. Bu sebeplerden dolayı bir sistemin bütün olarak benzetimi yapılacaksa tüm alt sistemlerin benzetimi, çoğunlukla yapılmaz. Alt sistemlerin birkaç tanesine ilişkin bazı kabuller yapılır ve sistemin bu şekilde benzetimi yapılır. Örnek olarak; senkronizasyon, AGC, taşıyıcı geri dönüşümü ve demodülasyon yapılmış olarak kabul edilebilir.

Çeşitleme sistemlerine ilişkin bu çalışmada yapılan benzetimlerde yukarıda örnek olarak verilen kabullerin bazıları yapılmıştır. Çeşitleme sistemi benzetiminde; modülasyon, kanal, kanallar arası ilişki fonksiyonu ve algılama işlemi göz önüne alınmıştır. Yapılan benzetimde kanal Rayleigh sönümlenmeli bir kanal olarak kabul edilmiştir. Algılayıcı olarak ta yine daha önceki bölümde bahsedilen MLD kullanılmıştır.

Sönümlü kanallar ilk olarak 1950 ve 1960'lı yıllarda modellenmişlerdir. Bir önceki bölümde anlatılan Clarke modeli sönümlü kanallar için referans bir model olarak kabul edilmektedir. Clarke modelinin basitleştirilmiş benzetim yöntemi olarak ta yaklaşık 30 yıldır Jakes yöntemi kullanılmaktadır. Jakes yönteminin başarımına ilişkin yapılan çalışmalar sonucunda, Jakes yöntemine ilişkin birçok iyileştirmeler yapılmıştır [1, 3, 22].

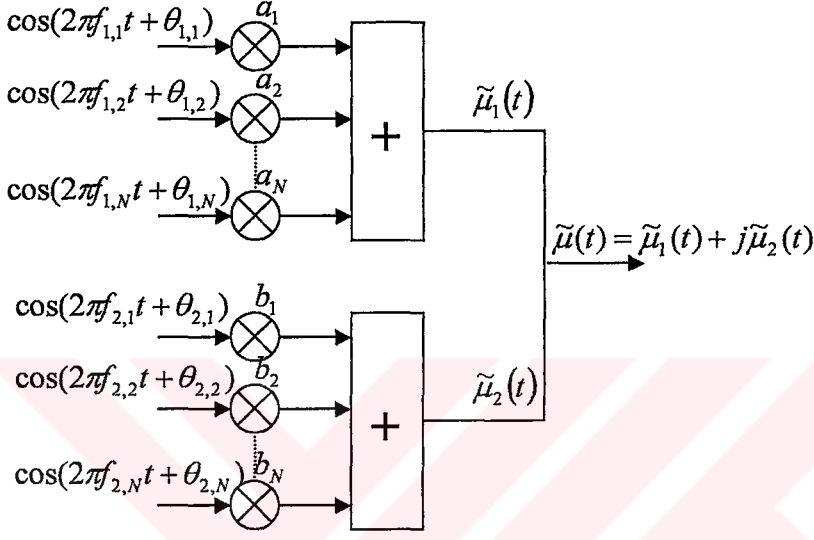
Bu çalışmadaki kanal benzetiminde, ilerleyen kısımlarda denklemleri verilecek olan Jakes yönteminin geliştirilmiş bir şekli kullanılmıştır.

2.2. Jakes Kanal Benzetimi

Jakes benzetim yönteminin yapısını açıklamak için öncelikle karmaşık (renkli) Gaussian gürültü işlevinden bahsetmek uygun olacaktır.

$$\mu(t) = \mu_1(t) + j\mu_2(t) \quad (101)$$

$\mu_1(t)$, $\mu_2(t)$: Birbiri ile ilişkisiz ortalamaları sıfır olan ve varyansları eşit olan gerçel Gaussian işlevleridir. Denklem 101'in mutlak değeri bir Rayleigh işlevidir.



Şekil 36. Jakes Sönümlenme Benzetimi

Jakes modelinde karmaşık zarf $\tilde{\mu}(t)$ olarak modellenmiştir.

$$\tilde{\mu}(t) = \tilde{\mu}_1(t) + j\tilde{\mu}_2(t) \quad (102)$$

$$\tilde{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^N c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}), \quad i = 1,2 \quad (103)$$

Jakes yöntemine göre $c_{i,n}$ kazançları, ayrık Doppler $f_{i,n}$ frekansları ve $\theta_{i,n}$ fazları aşağıdaki gibidir.

$$c_{i,n} = \begin{cases} \frac{2\sigma_0}{\sqrt{N-\frac{1}{2}}} \sin\left(\frac{\pi n}{N-1}\right), n=1, \dots, N-1, i=1, \\ \frac{2\sigma_0}{\sqrt{N-\frac{1}{2}}} \cos\left(\frac{\pi n}{N-1}\right), n=1, \dots, N-1, i=2, \\ \frac{2\sigma_0}{\sqrt{N-\frac{1}{2}}}, \quad , n=N, \quad i=1,2, \end{cases} \quad (104)$$

$$f_{i,n} = \begin{cases} f_{\max} \cos\left(\frac{n\pi}{2N-1}\right), n=1, \dots, N-1, \quad i=1,2, \\ f_{\max}, \quad , n=N, \quad i=1,2, \end{cases} \quad (105)$$

$$\theta_{i,n} = 0, \quad n=1,2, \dots, N, \quad i=1,2, \quad (106)$$

Yukarıdaki denklemlerden Jakes modelindeki parametrelerin ($c_{i,n}, f_{i,n}, \theta_{i,n}$) sabit nicelikler olduğu sonucuna varılır. Bundan dolayı karmaşık zarf, $\tilde{\mu}(t) = \tilde{\mu}_1(t) + j\tilde{\mu}_2(t)$, tamamı ile bir deterministik fonksiyondur. Böyle bir fonksiyonun da istatistiksel tabanlı ortalama değer analizleri yerine zaman tabanlı ortalama değer analizlerini yapmak mümkündür. Bu tür bir modelin ne kadar gerçekçi olduğunu test etmek için kullanılan analizler aşağıda sıralanmıştır.

- Ortalama Değer ve Ortalama Güç
- Öz İlişki ve Çapraz İlişki Fonksiyonları
- Zarf ve Fazın Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
- Seviye Çakışma Sayısı (Level Crossing Rate) ve Ortalama Sönüm Süresi
- Sönümlenme Zaman Aralıklarının Yoğunluğu

Ortalama değer ve ortalama güç aşağıdaki gibi tanımlanmıştır. Model ile renkli Gaussian işlevinin ortalama değerleri ve ortalama güçlerinin birbirine eşit olması istenen durumdur. Model buna ne derece çok yaklaşırsa o derece gerçeğe uygun olur.

$$\tilde{m}_{\mu_i} = \langle \tilde{\mu}_i(t) \rangle = E\{\mu_i(t)\} = 0 \quad i=1,2, \quad (107)$$

$$\tilde{\sigma}_{\mu}^2 = \langle \tilde{\mu}_i^2(t) \rangle = E\{\mu_i^2(t)\} = \sigma_0^2 \quad (108)$$

Sanal ve reel kısımlara ilişkin öz ilişki ve çapraz ilişki fonksiyonları aşağıdaki ifadeden bulunabilir.

$$\tilde{R}_{\mu\mu j} = \langle \tilde{\mu}_i(t) \tilde{\mu}_j(t + \tau) \rangle \quad (109)$$

Alçak frekans sönümlenme zarfına ilişkin ilişki fonksiyonu ise aşağıdaki ifadeden bulunabilir.

$$\tilde{R}_{\mu\mu} = \langle \tilde{\mu}(t) \tilde{\mu}^*(t + \tau) \rangle = \tilde{R}_{\mu_1\mu_1} + \tilde{R}_{\mu_2\mu_2} + j(\tilde{R}_{\mu_1\mu_2} - \tilde{R}_{\mu_2\mu_1}) \quad (110)$$

Seviye çakışma hızı (Level Crossing Rate); sönümlenme zarfının belirlenen bir seviyeye pozitif yönde ilerlerken saniyede kaç kere ulaştığını veren bir ölçüdür. Rayleigh sönümlenme bir sinyal için teorik olarak LCR (Level Crossing Rate) aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$N_R = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} = \sqrt{2\pi} f_m \gamma e^{-\gamma^2} \quad (111)$$

Yukarıdaki denklemde; f_m en büyük Doppler frekansını, $\gamma = R / R_{rms}$ belirlenen R seviyesinin yerel rms genliği ile normalize edilmesi sonucu elde edilen değeri gösterir. $\gamma=0.1$ Olduğu varsayılırsa yerel rms sinyal seviyesinin 0,1 katının yani 10 da 1 'inin üstüne saniyede kaç kere çıkmış olduğu LCR'yi verir.

Ortalama sönüm süresi (Average Fade Duration) sinyalin belirlenen R seviyesinin altında olduğu sürenin ortalamasıdır.

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N_R} P_r[r \leq R] = \frac{e^{\gamma^2} - 1}{\gamma f_m \sqrt{2\pi}} \quad (112)$$

$P_r[r \leq R]$ Alınan r sinyalinin R seviyesinin altında olma olasılığıdır ve aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır.

$$P_r[r \leq R] = \frac{1}{T} \sum_i \tau_i \quad (113)$$

τ_i : Sönüm Süresi.

T: Gözlem Süresi.

Jakes benzetiminin yapısı incelenerek bu yöntemden daha etkili ve daha hızlı sonuç veren benzetim yöntemleri yapılmıştır. Aşağıda gösterilen matematik ifadeleri Rayleigh sönümlenmesi benzetiminde kullanılmıştır [3].

$$X(t) = X_C(t) + jX_S(t) \quad (114)$$

$$X_C(t) = \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{n=1}^M \cos(\psi_n) \cos(\omega_d t \cos \alpha_n + \phi) \quad (115)$$

$$X_S(t) = \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{n=1}^M \sin(\psi_n) \cos(\omega_d t \cos \alpha_n + \phi) \quad (116)$$

$$\alpha_n = \frac{2\pi n - \pi + \theta}{4M}, \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (117)$$

θ, ϕ Ve ψ_n 'lerin değerleri istatistiksel olarak birbirinden bağımsızdır ve tüm n değerleri için $[-\pi, \pi)$ arasında üniform olarak dağılmışlardır.

2.3. Boşluk Çeşitleme

En yaygın olarak kullanılan çeşitleme tekniklerinden biridir. Genel olarak hücrel radyo sistemlerinde bir baz istasyonu anteni ve yere yakın bir mobil anten bulunduğunu varsayarsak; verici ile alıcı arasında her zaman doğrudan bir yol bulunmayabilir ve çevredeki olası saçılımlar da bir Rayleigh sönümlenmeye neden olabilir. Jakes modelinde uzamsal olarak aralarında yarım dalga boyu ya da daha fazla mesafe bulunan antenlerin birbiriyle ilişkisiz zarflara sahip olacağını ileri sürmüştür.

Anten çeşitleme baz istasyonunda da uygulanabilir. Bir çok baz istasyonu alıcı anteni kullanarak bu işlem gerçekleştirilebilir. Saçılımların önemli bir kısmının mobilin yakın bulunduğu yüzeyden kaynaklandığı göz önüne alınırsa baz istasyonundaki antenlerin ilişkisiz sinyaller alabilmeyi gerçekleştirebilmeleri için birbirlerinden bir kaç 10 kat yarım dalga boyu uzaklıkta olmaları gerekmektedir.

2.3.1. Boşluk Çeşitleme Başarımını Etkileyen Faktörler

Hangi çeşitleme biçimi kullanılmış olduğundan bağımsız olarak çeşitleme performansını etkileyen iki faktör vardır. Bu faktörler dallar arasındaki ilişki ve de güç dengesizliğidir.

2.3.1.1. Güç Dengesizliği

Ortalama zarf gücü dengesizliği ya da sadece güç dengesizliği olarak belirtilen bu terim aslında dallar arasındaki ortalama sinyal gürültü oranının dağılımındaki farklılığı belirtir. Her bir dalda alınan ortalama zarf gücü aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$P_1 = E[e_1^2] = \int_0^{\infty} e_1^2 f_{E_1}(e_1) de_1$$

$$P_2 = E[e_2^2] = \int_0^{\infty} e_2^2 f_{E_2}(e_2) de_2$$
(118)

e : Daldaki sinyalin zarfı.

$f_{E_{1,2}}(e_{1,2})$: Dallardaki zarf dağılımı.

Her daldaki gürültü eşit olarak kabul edilirse iki kanallı bir çeşitleme sistemindeki güç dengesizliği aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$P_{imb}(dB) = 10 \log(\max[P_1, P_2]) - 10 \log(\min[P_1, P_2])$$
(119)

Güç dengesizliği sistemdeki dalların ortalama sinyal gürültü oranları arasındaki farkı vermektedir. Eğer bir dal diğerinden çok daha büyük bir SNR'ye sahip ise zayıf olan dal sistemin sinyal gürültü oranına pek katkı sağlamayacaktır. Dallar arasındaki bu sinyal gürültü oranı farkı çeşitleme sisteminin performansını etkilemektedir.

2.3.1.2. Zarfların İlişkisi

Zarf ilişkisi (correlation) bir daldaki sinyalin diğer bir daldaki sinyal ile ne kadar benzer değişimlerinin olduğunu veren bir ölçüdür. İki dalın tamamen ilişkili olduğunda dalların sönümlenmeleri, tepeleri, artış ve azalışları aynı zamanda olur. Eğer iki dal tamamen ilişkisiz ise bir daldaki alışı sinyali zarfı diğer daldakinden bağımsız olarak değişim gösterir. Zarf ilişkisi matematiksel olarak aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır.

$$\rho = \frac{E[(e_1 - \bar{e}_1)(e_2 - \bar{e}_2)]}{\sqrt{E[(e_1 - \bar{e}_1)^2]E[(e_2 - \bar{e}_2)^2]}} \quad (120)$$

$$\bar{e}_{1,2} = E[e_{1,2}] = \int_0^{\infty} e_{1,2} f_{E_{1,2}}(e_{1,2}) de_{1,2} \quad (121)$$

İki çeşitleme dalı arasındaki ρ katsayısı küçük ise bu dallar aynı sönümlenme davranışını sergilemezler bu durumda iki dalında aynı anda sönümlenmiş olma olasılığı azalır.

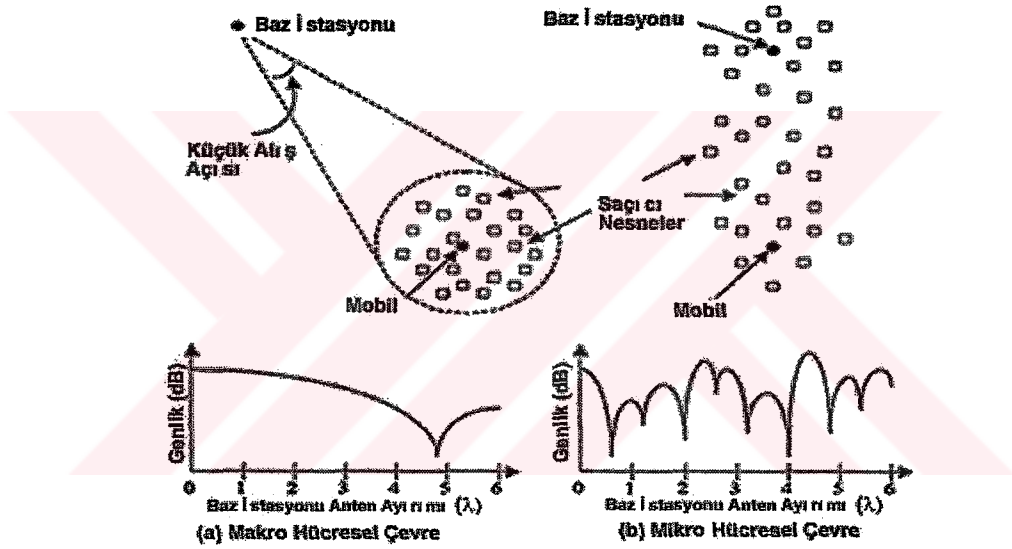
2.3.2. Zarf İlişkisinin Boşluk Çeşitleme Sistemleri Üzerindeki Etkisi

Bağımsız sönümlenme boşluk çeşitleme sistemlerinde antenleri birbirinden uzak olacak şekilde yerleştirmek suretiyle elde edilir. Alıcı ya da verici etrafındaki saçılma neden olan nesnelerin sayısı ve konumları ilişki katsayısı (ρ) üzerinde önemli bir etkiye sahiptir.

Makro hücre ortamında yüksek bir noktada baz istasyonu bulunur mobil kullanıcı ise binalar ve diğer engellerle çevrelenmiştir. Aşağıdaki şekilde saçılma neden olan

nesnelerin çoğunlukla mobil kullanıcının etrafında olduğu gözükmektedir. Mobilden iletilen sinyaller ve bunların çoklu yol elemanları baz istasyonuna mobil yönündeki çok küçük bir açı üstünde dağılarak ulaşırlar.

Mikro hücre ortamında mobil ve baz istasyonu dağınık bir şekilde bulunan binaların ve diğer engellerin arasındadır. Bu durumda mobil ve baz istasyonu arasındaki mesafe, makro hücre ortamında karşılaşılandan oldukça küçüktür. Mobilden baz istasyonuna ulaşan bir iletim sinyali ve buna ilişkin çoklu yol elemanları mikro hücre ortamında herhangi bir açı ile alınabilirler. Yansıyarak baz istasyonuna ulaşan sinyaller genelde 360 derecelik açı dilimine sahip bir dağılıma sahiptirler.



Şekil 37. Makro ve Mikro Hücrel Çevreler için Uzaklığın Bir Fonksiyonu Olarak Alış Zarfları

Açı dağılımı anten mesafesinin bir fonksiyonu olarak sönümlenme zarfının dağılımında doğrudan bir etkiye sahiptir. Sinyaller alıcı antene küçük bir açı dağılımı ile ulaştıklarında çoklu yol elemanları yaklaşık olarak aynı yönden geliyor olarak düşünülebilir. Bu durumda anten mesafesi tüm alış elemanlarını yaklaşık olarak aynı faz değişimi ile etkiler. Dalga boyu ile karşılaştırıldığında yapılan büyük hareketler bile alış sinyali zarfında çok küçük bir değişim olur çünkü tüm çoklu yol elemanları yaklaşık aynı şekilde faz değişimine uğramıştır. Her yönden sinyal geldiğinde ya da başka bir deyişle bazı yansımalar diğerlerine göre daha büyük faz kayması gösterdiğinde ve küçük anten

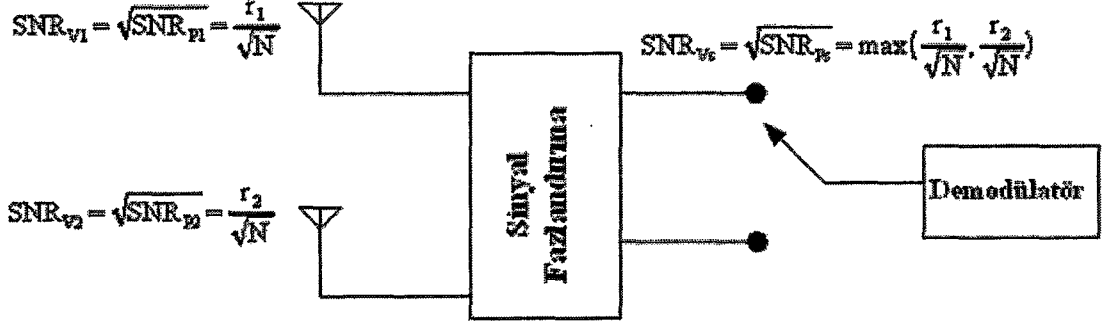
mesafelerinde (dalga boyuna göre) yeni bir girişim paterni oluşur. Sönümlenme zarfının mesafe ile değişim hızı antenler arası mesafenin bir fonksiyonu olan ilişki fonksiyonundan etkilenir. Antenlerin küçük hareketleri ile sönümlenme zarfının önemli bir şekilde değiştiği kanallarda boşluk çeşitleme sisteminin bir parçası olan antenlerin birbirine daha yakın olması durumunda da küçük ilişki katsayısı elde edilebilir. Makro hücre ortamındaki bir baz istasyonu dar bir açı dağılımına sahiptir ve genelde 10 dan 20 λ kadar antenler arası boşluk dallar arasında daha küçük ilişki katsayısı olması için gereklidir. Öte yandan birbiri ile ilişkisiz olan iki dala sahip olduğunda iki kanalında aynı anda sönümde olma olasılığı yine de vardır fakat bu olasılık sönümlenme bağımsız olduğunda daha düşük olacaktır.

2.4. Çeşitleme Kazancı

Çeşitleme kazancı, G_D , bir çeşitleme sistemi ile elde edilen kazancı gösteren bir niceliktir. Çeşitleme kazancı zarf ilişkisinin, dalların işaret gürültü oranının, güvenilirliğin ya da CDF yüzdesinin ve toplama tekniğinin bir fonksiyonudur. Kazanç genelde en güçlü daldaki sinyal gürültü oranında meydana gelen iyileşme olarak nitelendirilir. Tek dallı bir sistemde sinyal seviyesinin zamanın belli bir dilimindeki büyüklük değeri ya da güvenilirlik değeri toplamsal dağılım fonksiyonundan (CDF) elde edilebilir. Yüzde 90'lık bir güvenilirliğe sahip bir sinyal zamanın yüzde doksanlık bir diliminde eşik değerinin üstünde bir seviyeye sahiptir. Çeşitleme işleminden sonra aynı güvenilirlik için en güçlü SNR'ye sahip daldaki sinyal seviyesinde meydana gelen artış çeşitleme kazancıdır. Çeşitleme kazancı güvenilirlik ya da CDF ile birlikte anılmadıkça çok fazla bir şey ifade etmez.

2.5. Boşluk Çeşitleme Biçimleri

2.5.1. Seçmeli Çeşitleme ve Geri Beslemeli Çeşitleme



Şekil 38. Seçmeli Çeşitleme

Şekildeki dalların girişleri S_1 ve S_2 Rayleigh sinyalleridir. S_1 ve S_2 sinyalleri r_1 ve r_2 genliği, θ_1 ve θ_2 fazı ile alınır. S_1 , S_2 Sinyallerinin senkronizasyonu yapılmış olduğu ve de aynı iletim bilgisini içerdikleri yalnızca farklı güç ve fazlarla alındıkları varsayılmaktadır. Dallarda n_1, n_2 gürültülerinin bulunduğu ve bu gürültülerin beyaz Gaussian gürültüleri oldukları birbirlerinden ve S_1, S_2 'den bağımsız oldukları varsayılmaktadır. Gürültü gücü gürültü sinyalinin karesinin ortalaması alınması suretiyle bulunabilir.

$$P_N = E[n_1^2] = E[n_2^2] = \int_{-\infty}^{\infty} n_{1,2}^2 f_{N1,2}(n_{1,2}) dn_{1,2} = N \quad (122)$$

$$f_{N1,2}(n_{1,2}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} e^{-n_{1,2}^2/2N}$$

Olasılık dağılım fonksiyonunun birinci momentini ortalama sinyal seviyesini verir ve şu şekilde belirtilmiştir.

$$E[n_1] = E[n_2] = \int_{-\infty}^{\infty} n_{1,2} f_{N_{1,2}}(n_{1,2}) dn_{1,2} = 0 \quad (123)$$

$f_{N_{1,2}}(n_{1,2})$: Dalların herhangi birindeki gürültünün olasılık yoğunluk fonksiyonu

Dallardaki sinyallerin genlikleri olan r_1 ve r_2 gürültüden çok daha yavaş bir şekilde değişiyor olarak kabul edilmektedir. Zamanın çok küçük bir diliminde gürültü rastlantısal olarak değişiyor iken bu iki alış sinyali sabit olarak kabul edilebilir.

Bir t_0 anında ve bir alıcı konumunda alıcı sinyali $r_1(t_0)$ ve $r_2(t_0)$ genlikleri ile iki daldadır. Alış sinyalinin gücü gürültü gücü ile birlikte belli bir anda alınan bilginin kalitesini belirler. Modülasyon ve demodülasyon tekniği de haberleşme sisteminin performansını etkilemektedir ve performans genellikle alış sinyalinin sinyal gürültü oranından yararlanarak belirlenir. Gürültü ve semboller arası girişim yoksa ideal bir alıcı sinyalden her zaman doğru bir şekilde bilgiyi elde eder. Bir düz sönümlü kanalda alış bilgisinin kalitesi demodülatördeki SNR'nin önceden öngörülmesi ile belirlenir. Haberleşme sistemlerinde herhangi bir an için alış sinyali gücü sıkça zarfın karesi ile ya da 1Ω 'luk dirençten sinyalin geçtiğini düşünerek hesaplanır. Her bir daldaki sinyal gürültü oranı bir t_0 anı için; ani sinyal gücünün, gürültü gücüne oranıdır.

$$SNR_{P_{1,2}}(t_0) = \frac{\text{sin yal gücü}(t_0)}{\text{gürültü gücü}(t_0)} = \frac{r_{1,2}(t_0)^2}{E[n_{1,2}^2]} = \frac{r_{1,2}(t_0)^2}{N} \quad (124)$$

Yukarıdaki sonuç t_0 anı civarında bir periyot üstünde ani sinyal-gürültü gücü oranıdır. Yukarıda alış sinyali zarfı sabit kabul edilmiştir oysa dinamik bir çevrede alış sinyali zarfı sabit olarak kalmaz rastlantısal olarak salınım yapar. $SNR_{P_{1,2}}$ de bundan dolayı r_1 ve r_2 değişkenlerine ve kanalın karakteristiklerinin bir fonksiyonu olan tüm olaylara bağlı olan rastlantısal bir değişkendir. Gürültü gücü, N, sabit olarak kabul edildiğinden $SNR_{P_{1,2}}$ doğrudan zarfların karesinin dağılımına bağlıdır. N değeri zaman ve konuma bağlı olarak değişmediğinden $SNR_{P_{1,2}}$ 'ye ilişkin olasılık dağılımı fonksiyonunun şeklini değiştirmez; sadece varyansı ve fonksiyonun genişliğini değiştirir. Pratikte r_1 ve r_2 dağılımları çok kapsamlı ölçümler sonucu elde edilir.

Çeşitleme performansını test etmede sinyal zarfları r_1 ve r_2 ölçümlerle belirlenir. Haberleşme linkinin başarısı zarf istatistiklerinin dağılımına bağlıdır. Bundan dolayı özellikle teoriyi ölçülen veri ile karşılaştırırken voltaj sinyal gürültü oranını ($SNR_{v1,2}$) belirlemek kullanışlı olacaktır. Giriş sinyal gürültü oranı ya da $SNR_{v1,2}$ sinyal-gürültü gerilimleri oranı ya da güç SNR'sinin kareköküdür.

$$SNR_{v1,2} = \sqrt{SNR_{p1,2}} = \frac{r_{1,2}}{\sqrt{N}} \quad (125)$$

$SNR_{v1,2}$ 'yi kullanmanın avantajı bu değişkenin dağılımının alışı sinyalleri zarfı ile orantılı olmasıdır.

Seçmeli çeşitleme sisteminde alıcı dallardaki sinyal gürültü oranını kontrol eder ve en büyük SNR'ye sahip olan dalı zamanın herhangi bir anında demodülatöre bağlar. Voltaj ve güç sinyal gürültü oranı seçmeli çeşitleme sonucu dalların en güçlü olanının değerini alır. İki dallı seçmeli çeşitleme sistemi için aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$SNR_{PS} = \max(SNR_{P1}, SNR_{P2}) = \max\left(\frac{r_1^2}{N}, \frac{r_2^2}{N}\right) = \frac{1}{N} \max(r_1^2, r_2^2) \quad (126)$$

$$SNR_{VS} = \sqrt{SNR_{PS}} = \max\left(\frac{r_1}{\sqrt{N}}, \frac{r_2}{\sqrt{N}}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \max(r_1, r_2)$$

SNR_{VS} Ve SNR_{PS} Seçmeli çeşitleme kullanıldığında, çıkışta elde edilecek olan işaret gürültü oranıdır.

Rayleigh sönümlenmeli kanaldaki ideal bir çeşitleme sisteminin kazancını belirlemek için çeşitleme kullanılmamış bir sistemdeki işaret gürültü oranı ile karşılaştırma yapmak gerekir. Gürültü varyansını belirten $\frac{1}{N}$ faktörü (voltaj SNR'de $\frac{1}{\sqrt{N}}$) hem tek dallı bir sistemde hem çok dallı bir sistemde çarpımsal bir faktördür. Kazanç N değerinden bağımsız olarak düşünülebilir. Seçmeli çeşitlemedeki kazanç iki daldaki gürültü birbirine eşit olarak kabul edildiğinden sadece r_1 ve r_2 dağılımlarına bağlıdır.

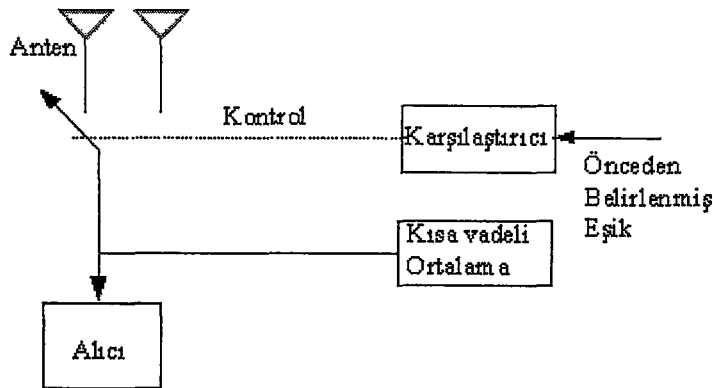
Pratik bir sistemde kazanç ölçümü yapılacağına r_1 ve r_2 sinyal zarfları çeşitleme toplayıcısının girişleri olarak kullanılır ve çıkış iki sinyal seviyesinin en büyüğünü seçerek

bulunur. Bu işlemde gürültü hesaba katılmamıştır. Gürültü gücü $N=1$ olarak kabul edilirse aşağıdaki şekilde ifadeler yazmak mümkün olur.

$$\begin{aligned} SNR_{V1,2} |_{N=1} &= r_{1,2} \\ SNR_{VS} |_{N=1} &= \sqrt{SNR_p |_{N=1}} = \max(r_1, r_2) \end{aligned} \quad (127)$$

Kazanç parametresi tek bir dala göre çeşitleme sisteminin sağladığı iyileşmeyi belirlemede kullanılır. İşlemleri kolaylaştırmak adına $N=1$ olarak alınmıştır. Bu kabul ölçümlerde sıkça kullanılır. Ortalama gürültü gücünün 1 olarak kabul edilmesi ile hiçbir bilgi kaybına uğramış olmayız. Bu durumda ($N=1$) giriş sinyali r_1 ya da r_2 sadece sinyalin genliğinin dağılımını değil dallardaki SNR_p 'nin dağılımını da belirtir.

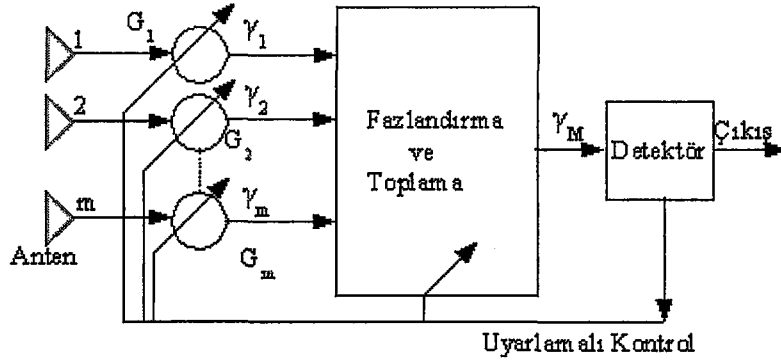
Seçmeli çeşitlemenin değişik bir uygulaması da geri beslemeli ya da taramalı çeşitlemedir. Bu çeşitleme biçiminde dallardan en iyi SNR'ye sahip olanını seçmek yerine, dallar belli bir sıra ile taranır ve daha önce belirlenmiş olan bir eşiğin üstünde SNR'ye sahip olan dal bulunduğunda bu tarama işlemine son verilir ve o dal kullanılır. Seçilmiş olan dal eşiğin altına düşünceye kadar o dal kullanılmaya devam edilir. Eşiğin altına düşüldüğünde ise tarama işlemi yeniden başlar. Bu çeşitleme biçiminin kullanılması sonucu elde edilecek olan sönümlenme istatistiği diğer metodlarla elde edilecek olan sönümlenme istatistiklerinden kötü olabilir ancak bu çeşitleme biçimini kullanmak oldukça basittir ve sadece bir alıcı gerektirir.



Şekil 39. Geri Beslemeli (Taramalı) Çeşitleme

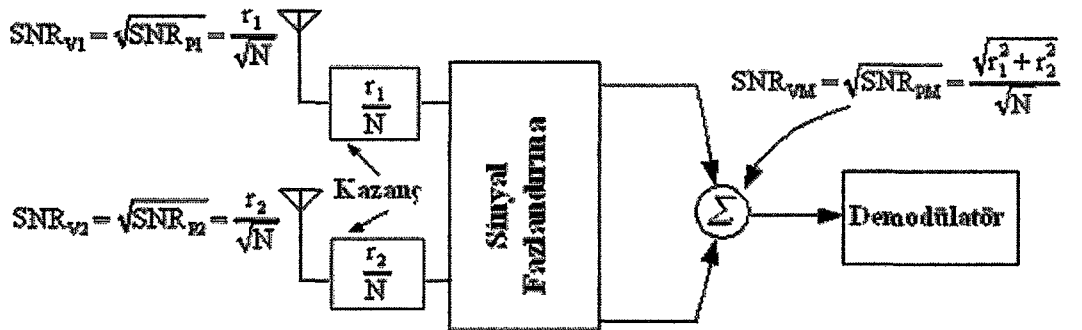
2.5.2. En Büyük Oranda Toplama (Maximal Ratio Combining)

En büyük oranda toplama yönteminde sistemdeki tüm dallar daha avantajlı bir şekilde kullanılmaya çalışılır.



Şekil 40. En Büyük Oranda Toplama (MRC) Genel Şekli

En büyük oranda toplama yönteminde bütün çeşitleme dallarındaki sinyaller sinyal gürültü oranlarına göre ağırlıklandırılıp toplanır. Sinyallerin fazları ayrı ayrı düzeltildikten başka bir deyişle aynı yapıldıktan sonra toplanırlar. Bundan dolayı her bir anten için bir alıcı ve fazlandırma devresi gerekmektedir. Bu toplama işleminin sonucunda elde edilen toplama ilişkin SNR her bir daldaki SNR'nin toplamına eşittir. Bu nedenle de dalların hepsi birden kabul edilebilir seviyenin altında bir SNR ye sahip olsa bile çıkışta kabul edilebilir seviyede SNR oluşabilir. Bu teknik sönmüleme üstünde bilinen tüm doğrusal toplayıcılardan daha iyi biri istatistiksel azalma sağlar.



Şekil 41. İki Dallı MRC

Yukarıda iki dallı bir MRC'nin şekli gösterilmektedir. İki dalda kendi ani sinyal gürültü oranı ile ağırlıklandırılır. Dallar daha sonra ortak bir faza tabi tutulup toplanırlar. Toplam sonucu elde edilen sinyal alış sinyali gibi kullanılıp demodülatöre bağlanır. MRC'nin sağladığı iyileşme kanalları tamamen ilişkili iken de gerçekleşebilir.

MRC'nin kötü tarafı karmaşık bir yapıya sahip olması ve de ani sinyal seviyesi ve ortalama gürültü gücünün doğru kestirimlerine ihtiyaç duymasıdır.

Şekli gösterilen iki dallı MRC'nin girişleri r_1 ve r_2 zarflarına sahip Rayleigh dağılımlı sinyallerdir ve bunlara n_1, n_2 beyaz gürültüsü eklenmiştir.

MRC sonrasındaki SNR'yi bulmak için ani sinyal ve gürültü güçlerine bakılır. Bir t_0 anında MRC çıkışındaki sinyalin genliği $V_{S,M}(t_0)$, t_0 anındaki r_1, r_2 zarfları ile bunların ani voltaj-gürültü gücü oranlarının çarpımı ile bulunur.

$$V_{S,M}(t_0) = r_1(t_0)\left(\frac{r_1(t_0)}{N}\right) + r_2(t_0)\left(\frac{r_2(t_0)}{N}\right) = \frac{r_1^2(t_0) + r_2^2(t_0)}{N} \quad (128)$$

MRC sonrasındaki ani güç $P_{S,M}(t_0)$ 'da şu şekilde bulunabilir.

$$P_{S,M}(t_0) = V_{S,M}(t_0)^2 = \left(\frac{r_1^2(t_0) + r_2^2(t_0)}{N}\right)^2 \quad (129)$$

MRC sonrasındaki gürültü $V_{N,M}(t_0)$ 'da yine benzer şekilde bulunabilir.

$$V_{N,M}(t_0) = n_1\left(\frac{r_1(t_0)}{N}\right) + n_2\left(\frac{r_2(t_0)}{N}\right) = \frac{n_1 r_1(t_0) + n_2 r_2(t_0)}{N} \quad (130)$$

MRC çıkışındaki gürültü gücü aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$P_{N,M}(t_0) = E[V_{N,M}^2(t_0)] = E\left[\frac{n_1^2 r_1(t_0)^2}{N^2}\right] + E\left[\frac{2n_1 n_2 r_1(t_0) r_2(t_0)}{N^2}\right] + E\left[\frac{n_2^2 r_2(t_0)^2}{N^2}\right] \quad (131)$$

Yukarıdaki denklemin ortasındaki terim; gürültü kaynakları birbirinden bağımsız olarak kabul edildiğinden sıfır değerini alacaktır. Bu terimi sıfır olarak kabul edip ifadeyi basitleştirirsek aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\begin{aligned} P_{N,M}(t_0) &= E\left[\frac{n_1^2 r_1(t_0)^2}{N^2}\right] + E\left[\frac{n_2^2 r_2(t_0)^2}{N^2}\right] \\ &= \frac{r_1(t_0)^2}{N^2} E[n_1^2] + \frac{r_2(t_0)^2}{N^2} E[n_2^2] \end{aligned} \quad (132)$$

MRC çıkışındaki sinyal gürültü oranı SNR_{PM} bir t_0 anı için hesaplanırsa.

$$\begin{aligned} SNR_{PM}(t_0) &= \frac{\text{sin yal gücü}}{\text{gürültü gücü}} = \frac{P_{S,M}(t_0)}{P_{N,M}(t_0)} = \frac{V_{S,M}(t_0)^2}{E[V_{N,M}(t_0)^2]} \\ SNR_{PM}(t_0) &= \frac{r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2}{N} = \frac{1}{N} (r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2) \end{aligned} \quad (133)$$

MRC çıkışındaki voltaj sinyal-gürültü oranı teorik veri ile ölçülen veri arasında doğrudan bir karşılaştırma yapmaya olanak sağlar. SNR_{VM} değeri SNR_{PM} değerinin karekökü olarak tanımlanmıştır.

$$SNR_{VM}(t_0) = \sqrt{SNR_{PM}(t_0)} = \sqrt{\frac{r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2}{N}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2} \quad (134)$$

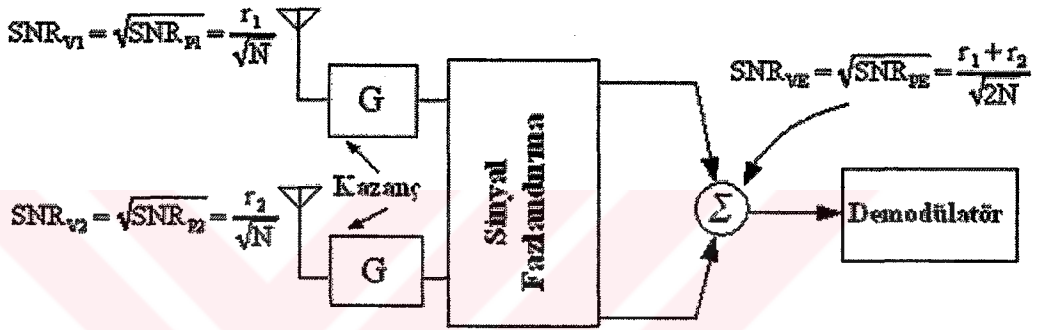
MRC sonrasındaki SNR ile tek dallı bir sistemdeki SNR karşılaştırarak çeşitlemenin sağladığı iyileşmeyi bulabiliriz. MRC sonrasındaki SNR ve tek dallı bir sistemdeki SNR'yi birbirine oranlarsak; tüm dallardaki gürültüyü birbirine eşit olarak kabul ettiğimizden, çeşitlemenin sağladığı kazancın gürültüden bağımsız olduğunu görürüz.

İki dallı bir MRC sonrasındaki sinyal gürültü oranı $N=1$ kabul ederek tekrar yazılırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\begin{aligned} SNR_{PM} |_{N=1} &= r_1^2 + r_2^2 \\ SNR_{VM} |_{N=1} &= \sqrt{r_1^2 + r_2^2} \end{aligned} \quad (135)$$

2.5.3. Eşit Kazançlı Toplama

Eşit kazançlı toplama (EGC) en büyük oranda toplamanın özel bir durumu olarak düşünülebilir. Bu toplama biçiminde dalların kazançları önceden belirlenmiş bir değere ayarlanır ve değişmez. Aynı kazançla çarpılan sinyallerin fazları eşitlenir ve sinyaller toplanır. Toplama sonucunda elde edilen sinyal demodülatöre gönderilir.



Şekil 42. İki Dalı Eşit Kazançlı Toplama

Eşit kazançlı toplama sonunda bir t_0 anı için elde edilecek olan sinyal zarfı şu şekilde olur.

$$V_{SE}(t_0) = r_1(t_0)G + r_2(t_0)G = G(r_1(t_0) + r_2(t_0)) \quad (136)$$

Ani sinyal gücü $P_{SE}(t_0)$ da buradan şu şekilde elde edilir.

$$P_{SE}(t_0) = V_{SE}(t_0)^2 = G^2(r_1(t_0) + r_2(t_0))^2 \quad (137)$$

EGC çıkışındaki gürültü elemanı da tüm t anları için G kazancı ile çarpılmıştır ve faz birleştirme işleminden sonra gürültü şu şekilde yazılabilir.

$$V_{NE}(t) = n_1 G + n_2 G = G(n_1 + n_2) \quad (138)$$

Gürültü gücü, gürültünün olasılık dağılım fonksiyonunun ikinci momenti olarak hesaplanırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\begin{aligned} P_{NE}(t) &= E[V_{NE}(t)^2] = E[G^2(n_1^2 + 2n_1n_2 + n_2^2)] \\ P_{NE}(t) &= E[V_{NE}(t)^2] = G^2 E[n_1^2] + 2G^2 E[n_1n_2] + G^2 E[n_2^2] \end{aligned} \quad (139)$$

n_1 , n_2 Birbiri ile ilişkili olmadığından buna ilişkin gerekli sadeleştirmeler yapıldıktan sonra $P_{NE}(t)$ ifadesi tekrar yazılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$P_{NE}(t) = E[V_{NE}(t)^2] = G^2 E[n_1^2] + G^2 E[n_2^2] = 2G^2 N \quad (140)$$

Bir t_0 anı için ani sinyal gürültü oranı yukarıdaki ifadelerden faydalanılarak şu şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned} SNR_{PE}(t_0) &= \frac{\text{sin yal gücü}}{\text{gürültü gücü}} = \frac{P_{SE}(t_0)}{P_{NE}(t_0)} = \frac{V_{SE}(t_0)^2}{E[V_{NE}(t_0)^2]} \\ SNR_{PE}(t_0) &= \frac{G^2 (r_1(t_0) + r_2(t_0))^2}{2G^2 N} = \frac{1}{2N} (r_1(t_0) + r_2(t_0))^2 \end{aligned} \quad (141)$$

Voltaj sinyal gürültü oranı da buradan elde edilir.

$$SNR_{VE}(t_0) = \sqrt{SNR_{PE}(t_0)} = \frac{1}{\sqrt{2N}} (r_1(t_0) + r_2(t_0)) \quad (142)$$

Gürültü değeri çıkıştaki sinyal gürültü oranını etkilemediğinden bu değer pratik uygulamalarda genellikle 1 olarak alınır. Bu çeşitleme biçiminde en büyük sinyal gürültü oranına sahip dallar kullanıldığında, seçmeli çeşitleme ve mrc'nin tersine toplama sonucu daha kötü sinyal gürültü oranı elde edilebilmektedir. SNR_{VE} ifadesinden; bir t_0 anında r_2

genliği için aşağıdaki ifadenin geçerli olması durumunda, EGC ıkışındaki SNR_{VE} 'nin dal 1'deki SNR_{V1} 'den daha küçük olacağı sonucu elde edilir.

$$r_2(t_0) < (\sqrt{2} - 1)r_1(t_0) \approx 0.414r_1(t_0) \quad (N = 1) \quad (143)$$

2.6. Boşluk eşitleme Kullanan Bir Sistemin Benzetimi

Çeşitleme benzetimi yapabilmek için öncelikle vericinin, alıcının ve de kanalın benzetimini yapmak gerekir. Bu çalışmada yapılan benzetimlerde çeşitlemenin verici ya da alıcı kısımda yapıldığı varsayılmaktadır. Verici ya da alıcı anten dizisinde iki adet anten bulunduğu varsayılmaktadır. Gönderilen sinyaller iki ayrı kanaldan geçiyormuş gibi düşünülmektedir.

Antenlerin arasındaki mesafenin bir fonksiyonu olan ilişki katsayısı kanalların birbiri ile ne kadar benzer değişimler gösterdiğinin bir ölçüsüdür. Antenlerin arasındaki mesafeye bağlı olarak değişen bu katsayı benzetim programına doğrudan girilebilmektedir [4]. En büyük doppler frekansı, sembol hızı, işaret gürültü oranı ve taşıyıcı frekansı da parametre olarak girilebilmektedir. QPSK modülasyonu yapılmaktadır. Kanal düz (flat) yavaş sönümlmeli bir kanal olarak düşünülmektedir. Alıcıdaki senkronizasyonun yapıldığı varsayılarak işlemler yapılmaktadır. Demodülatör olarak matched filtre tipi demodülatör ve algılayıcı olarak *maximum likelihood detector* kullanılmaktadır. Alıcıda elde edilen semboller ile gönderilen semboller birbiri ile karşılaştırılarak hatalı bitlerin sayısı tespit edilmektedir. Bu bitlerin sayısının uzun vadeli ortalamasının işaret gürültü oranına göre grafiği çizilerek çeşitlemenin sağladığı iyileşme gösterilmektedir.

2.6.1. En Büyük Oranda Toplama (MRC) Benzetimi

MRC'nin benzetiminde alıcıda iki adet anten olduğu varsayılmaktadır. Bu antenlerce alınan sinyallerin farklı iki ayrı kanaldan geçtiği varsayılmaktadır. Kanalların birbirinden ne kadar farklı olduğunun bir göstergesi olan ilişki katsayısı benzetim programına dışarıdan girilebilmektedir [4].

Tablo 1.Çapraz İlişki Katsayılarına Karşılık Gelen λ Parametre Değerleri Tablosu

ρ	λ	ρ	λ
0.00	0.00000	0.50	0.72543
0.05	0.23337	0.55	0.75922
0.10	0.32945	0.60	0.79123
0.15	0.40277	0.65	0.82168
0.20	0.46424	0.70	0.85070
0.25	0.51807	0.75	0.87842
0.30	0.56644	0.80	0.90494
0.35	0.61065	0.85	0.93033
0.40	0.65152	0.90	0.95463
0.45	0.68964	0.95	0.97787

Yukarıdaki tabloda çapraz ilişki katsayıları (ρ) ve bunun karşılığı olan (λ) parametre değerleri gösterilmektedir. İlişkisiz ve birim güce sahip iki Rayleigh sönümleme sinyalinin (w) arasındaki ilişki katsayısı ve bunun karşılığı olan λ parametre değeri bu tablodan seçilmektedir. Daha sonra istenen sinyal gücü (σ_x^2) belirlenmektedir.

$$L = \begin{bmatrix} \sigma_x & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \lambda \sigma_x (1+j) & \sigma_x \sqrt{1-\lambda^2} \end{bmatrix} \quad (144)$$

Denklem (144)'teki matris kullanılarak aşağıdaki ifade hesaplanır. Buradan elde edilen ve X ile gösterilen sonuçlar istenilen ilişki katsayısına ve güce sahip Rayleigh sönümleme sinyalleridir.

$$X = Lw$$

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \quad (145)$$

MRC'ye ilişkin sistem şekil (40)'ta gösterilmiştir benzetimde de aynı sistem kullanılmıştır. Dallar işaret/gürültü oranına göre kazançlandırılmaktadır. Fazlandırma ve zamanlama yapılmış olduğu varsayılmaktadır. Algılayıcı olarak MLD kullanılmaktadır. İki dalı MRC 'ye ilişkin MLD ifadeleri aşağıda gösterilmiştir.

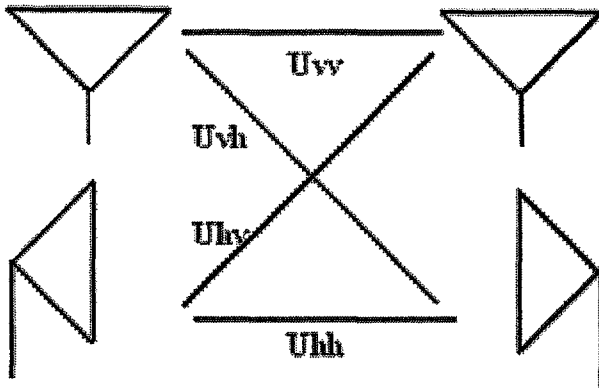
$$d^2(x, y) = |x - y|^2 = (x - y)(x^* - y^*) \quad (146)$$

$$d^2(r_1, h_1 s_i) + d^2(r_2, h_2 s_i) \leq d^2(r_1, h_1 s_k) + d^2(r_2, h_2 s_k) \quad \forall i \neq k \quad (147)$$

2.7. Polarizasyon Çeşitleme

Baz istasyonu için boşluk çeşitleme kullanmak zordur. Alanlara ilişkin dar açılar geniş anten aralıkları gerektirmektedir. Baz istasyonlarında boşluk çeşitleme kullanılmasının maliyetinin polarizasyon çeşitlemesine göre yüksek oluşu, polarizasyon çeşitlemenin kullanılmasının düşünülmesine neden olmuştur. Polarizasyon çeşitleme sadece iki dal kullanmaya olanak verirken antenlerin aynı yerde konumlanmalarına olanak sağlar.

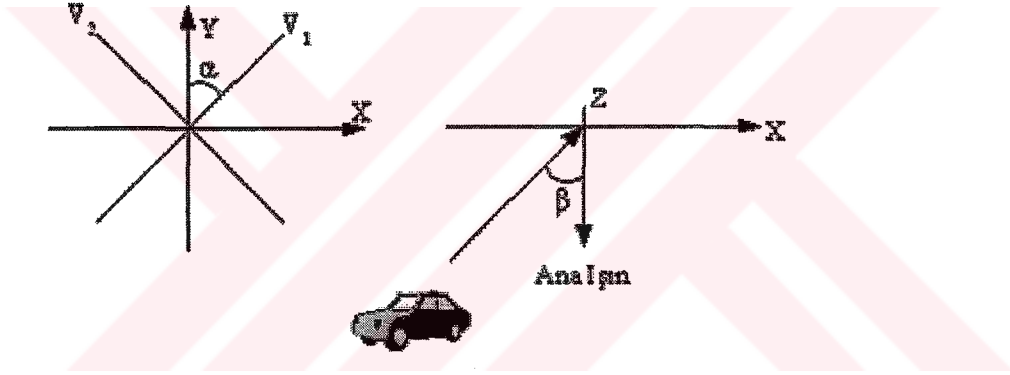
Günümüzde cep telefonu kullanıcılarının birçoğu telefonu kullanmaları esnasında ellerindeki eğiklikten dolayı dikey polarizasyonu kullanmamaktadırlar. Mobil ve baz istasyonu arasındaki ölçülen yatay ve dikey polarizasyon yollarının ilişkisiz olduğu kabul edilebilir. Polarizasyon çeşitleme bu ilişkisizlikten faydalanılarak kullanılan bir yöntemdir.



Şekil 43. Polarizasyon Çeşitleme için İletim Yolları

Polarizasyon çeşitleme biçiminde yatay ve dikey polarize olmuş antenlerin arasındaki mesafe için herhangi bir kısıtlama yoktur. Yatay ve dikey olarak polarize olmuş antenler hem iletim hem de alışı kısmında aynı konumda bulunabilirler. İki antenden çıkan sinyaller aynı yolu takip ediyor bile olsa; yansıma katsayıları yatay ve dikey polarizasyon için birbirinden farklı olduğundan, yansımalar sonucunda farklı faz kaymaları ile karşılaşılabilir. Bundan dolayı bu iki dalga birbirinden bağımsız karakteristiklere, aynı yolu takip etmiş olsalar bile sahip olabilirler.

Çeşitlemeyi verimli bir şekilde kullanabilmek için sistemin yapısının sinyallerin mümkün olduğu kadar ilişkisiz olabilmelerini sağlayacak şekilde tasarlanmış olması gerekir.



Şekil 44. Baz İstasyonu Polarizasyon Çeşitleme Teorik Şekli

Şekilde gösterilen iki antenden oluşan baz istasyonu polarizasyon çeşitleme biçimini incelersek. V_1 ve V_2 ile gösterilen antenler kullanılmaktadır bu antenler Y eksenine ile $\pm \alpha$ kadar olan açılara sahiptirler. Mobil istasyon da ana ışınla arasında β kadar açı olacak bir konumdadır. Bu durumda yatay polarizasyonla aşağıda belirtilen sinyal alıcıya ulaşıyor olsun.

$$E_x = r_1 \cos(\omega t + \phi_1) \quad (148)$$

Düşey polarizasyonla da aşağıdaki sinyal alıcıya ulaşmış olsun.

$$E_y = r_2 \cos(\omega t + \phi_2) \quad (149)$$

r_1, r_2 : Rayleigh Dağılımına Sahip ve Birbiri ile ilişkisiz değişkenler.

ϕ_1, ϕ_2 : Üniorm dağılıma sahip rastlantısal fazlar.

Bu durumda V_1 ve V_2 ($\beta = 0$ için) antenlerinde alınan sinyaller şu şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned} V_1 &= E_y \cos \alpha + E_x \sin \alpha \\ &= (r_2 \cos \alpha \cos \phi_2 + r_1 \sin \alpha \cos \phi_1) \cos \omega t \\ &\quad - (r_2 \cos \alpha \sin \phi_2 + r_1 \sin \alpha \sin \phi_1) \sin \omega t \end{aligned} \quad (150)$$

$$\begin{aligned} V_2 &= E_y \sin \alpha - E_x \cos \alpha \\ &= (r_2 \sin \alpha \cos \phi_2 + r_1 \cos \alpha \cos \phi_1) \cos \omega t \\ &\quad - (r_2 \sin \alpha \sin \phi_2 - r_1 \cos \alpha \sin \phi_1) \sin \omega t \end{aligned} \quad (151)$$

Eğer $\beta \neq 0$ olursa aşağıdaki ifadeler geçerli olur.

$$\begin{aligned} V_1 &= (ar_1 \cos \phi_1 + br_2 \cos \phi_2) \cos \omega t - (ar_1 \sin \phi_1 + br_2 \sin \phi_2) \sin \omega t \\ V_2 &= (-ar_1 \cos \phi_1 + br_2 \cos \phi_2) \cos \omega t - (-ar_1 \sin \phi_1 + br_2 \sin \phi_2) \sin \omega t \\ a &= \sin \alpha \cos \beta \text{ ve } b = \cos \alpha \end{aligned} \quad (152)$$

Yatay ve düşey polarizasyonlu antenlere gelen sinyallerin zarfları da yukarıdaki ifadelerden faydalanarak aşağıdaki şekilde bulunabilir ($\beta = 0$).

$$R_1 = \sqrt{(r_2^2 \cos^2 \alpha + r_1^2 \sin^2 \alpha + 2r_1 r_2 \cos \alpha \sin \alpha \cos(\phi_1 - \phi_2))} \quad (153)$$

$$R_2 = \sqrt{(r_1^2 \cos^2 \alpha + r_2^2 \sin^2 \alpha + 2r_1 r_2 \cos \alpha \sin \alpha \cos(\phi_1 - \phi_2))} \quad (154)$$

R_1, R_2 'ye ilişkin güç ilişki katsayısı da aşağıdaki şekilde bulunabilir.

$$\rho_{1,2} = \frac{E[D_1 D_2]}{\sqrt{E[D_1^2] E[D_2^2]}} \quad (155)$$

$$\begin{aligned} D_1 &= R_1^2 - E[R_1^2] \\ D_2 &= R_2^2 - E[R_2^2] \end{aligned} \quad (156)$$

İlişki katsayısı yukarıdaki denklemlerden faydalanılarak aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\rho_{1,2} = \frac{E[R_1^2 R_2^2] - E[R_1^2]E[R_2^2]}{\sqrt{(E[R_1^4] - E(R_1^2)^2)(E[R_2^4] - E(R_2^2)^2)}} \quad (157)$$

$$\begin{aligned} E[R_1^2] &= E[r_1^2] \sin^2 \alpha + E[r_2^2] \cos^2 \alpha \\ E[R_2^2] &= E[r_1^2] \cos^2 \alpha + E[r_2^2] \sin^2 \alpha \\ E[R_1^4] &= E[r_1^4] \sin^4 \alpha + E[r_2^4] \cos^4 \alpha + 4E[r_1^2]E[r_2^2] \cos^2 \alpha \sin^2 \alpha \\ E[R_2^4] &= E[r_1^4] \cos^4 \alpha + E[r_2^4] \sin^4 \alpha + 4E[r_1^2]E[r_2^2] \cos^2 \alpha \sin^2 \alpha \\ E[R_1^2 R_2^2] &= E[r_1^2]E[r_2^2] + (E[r_1^4] + E[r_2^4]) \cos^2 \alpha \sin^2 \alpha \end{aligned} \quad (158)$$

Yukarıdaki ifadeler ilişki katsayısını veren denklemde yerine konulursa ilişki katsayısı denklemini aşağıdaki şekli alır.

$$\rho_{1,2} = \frac{\cos^2 \alpha \sin^2 \alpha (E[r_1^2] - E[r_2^2])^2}{\sqrt{(E[r_1^4] - E[r_1^2]^2)(E[r_2^4] - E[r_2^2]^2)}} \quad (159)$$

Yukarıdaki ilişki katsayısı denkleminde $\alpha = 90^\circ$ ve $\alpha = 0^\circ$ olduğunda ya da $E[r_1^2] = E[r_2^2]$ olduğunda ilişki katsayısının sıfır olacağı anlaşılmaktadır. Bunlara ek olarak ana ışınla yapılmış olan ofset açısı (β), yansımalarından kaynaklanan depolarizasyon da ilişki katsayısı üstünde etkilidir.

2.8. Frekans Çeşitleme

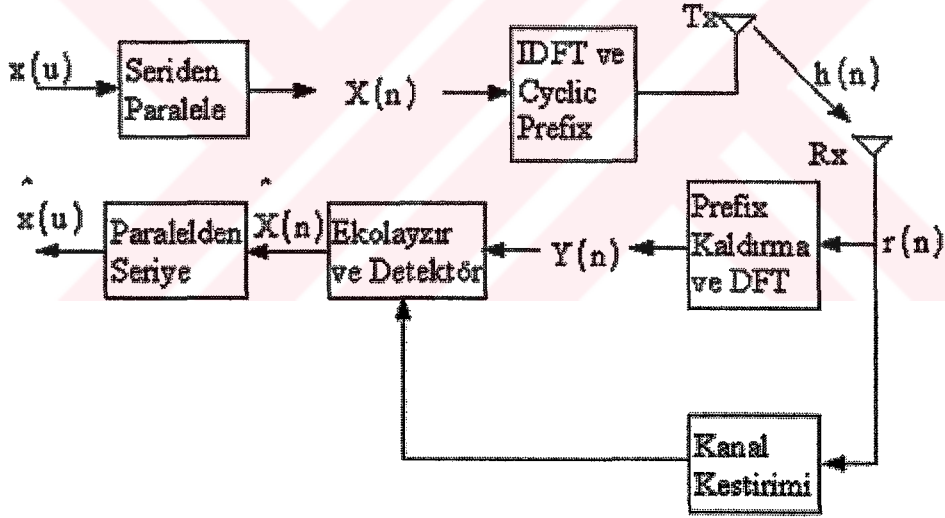
Frekans çeşitleme kullanıldığında bilgi birden fazla taşıyıcı frekansı ile gönderilir. Bu teknikteki temel frekansların aynı sönümü vermeyecek şekilde kanalın coherence band genişliğinden daha büyük şekilde ayrılmış olmalarıdır.

Frekans çeşitleme genelde birçok kanalı bir frekans paylaşımı çoğullama (FDM) ile birlikte kullanan mikro dalga line-of-sight linklerinde kullanılır. Troposferik yayının sonucu olan kırılmadan dolayı bazen derin sönüm ile karşılaşılabilir. Pratikte N adet taşıyıcıda 1 koruma boşluğu ayrılması zorunludur

Bu teknik band genişliğinin paylaşılıyor olmasından başka; frekans çeşitleme, kullanılan kanal sayısı kadar alıcı gerektiriyor olması sakıncasına da sahiptir.

2.8.1. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

Frekans çeşitlemenin bir biçimi olan OFDM çeşitlemenin genel hatlarından bahsederek. OFDM özellikle yüksek hızlı sayısal haberleşme sistemleri için ve de büyük gecikme dağılımına sahip kanallar için tercih edilen bir modülasyon biçimidir. Aşağıdaki şekilde bir OFDM haberleşme sistemi için bir blok diyagram gösterilmektedir.



Şekil 45. OFDM sistemi için bir blok diyagram

Bir OFDM haberleşme sistemi bir blok ya da vektör iletimi sistemi olarak düşünülebilir. $x(u)$ giriş seri veri sembollerini gösteriyor olsun ve buna ilişkin sembol periyodu T_s olsun. Seriden paralele dönüştürme işlemi sonucunda K adet seri veri sembolü bir $X(n)$ veri vektörü içinde toplanır.

$$X(n) = [X(nK) \quad X(nK + 1) \cdots X(nK + K - 1)]^T \quad (160)$$

$X(n)$ 'e ilişkin blok periyodu KT s kadardır. K genellikle 2 'nin kuvveti olan bir sayı olarak seçilir bu sayede hızlı Fourier dönüşümü etkin olarak kullanılmış olur. $X(n,k)$ 'nın seri veri sembollerinin k 'ıncı ileri çok fazlı elemanı olduğunu varsayarsak.

$$X(n,k) = X(nK + k) \quad k = 0,1,\dots,K-1 \quad (161)$$

Yukarıdaki ifadede verilen, $X(n,k)$ ifadesi aynı zamanda n anında k 'ıncı alt taşıyıcıdan iletilecek olan veri sembolleri olarak ta düşünülebilir. $X(n)$ veri sembolleri çok fazlı gösterim ile aşağıdaki şekilde gösterilebilir.

$$X(n) = [X(n,0) \quad X(n,1) \cdots X(n,K-1)]^T \quad (162)$$

$X(n)$ veri sembolü K noktalı ters ayrık Fourier dönüşümü (IDFT) ile $x(n)$ OFDM veri sembolü içine modüle edilir.

$$x(n,k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=0}^{K-1} X(n,l) \exp(j \frac{2\pi lk}{K}) \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (163)$$

G uzunluğunda bir cyclic (çevrimsel) uzantı IDFT çıkışında $x(n)$ 'e koruma aralığı olarak eklenmiştir. Bu koruma aralığından genellikle çevrimsel ön ek (cyclic prefix) olarak bahsedilir. Çevrimsel ön ek (Cyclic prefix) ile birlikte elde edilen vektörü, aşağıdaki şekilde göstermek mümkündür.

$$x^g(n) = [x(n, K - G) \cdots x(n, K - 1) \quad x(n - 0) \cdots x(n, K - 1)]^T \quad (164)$$

Çevrimsel ön ek (Cyclic prefix) kullanılmasının nedeni sinyallerin birbiri ile girişmesini engelleyecek kadar aralarında bir boşluk bırakmaktır. Gerçekte ise bu alan boş bırakılmaz. Sembolün periyodu uzatılarak bu alan doldurulur. Bunun için sembolün bu alan içinde kalan kısmı, sembolün baş kısmına eklenir. Böylece sembol periyodu uzatılmış olur. Örnek olarak 32 örnekten oluşan bir OFDM sembolünü düşünürsek %25'lik bir çevrimsel ön ek (cyclic prefix) kullanılacak ise $32 \times 0.25 = 8$ adet örnek sembolün sonundan

alınarak başına eklenir ve sembol 40 örnekten oluşturulmuş olur. $x^s(n)$ Vektörü $(K+G)T_s$ kadar bir blok süresine sahiptir. Bu vektör L 'inci mertebeden bir frekans seçmeli sönümlü kanaldan iletilmektedir.

OFDM sembolleri arasındaki ISI'dan kaçınmak için koruma boşluğu $G \geq L$ 'yi sağlayacak şekilde seçilmektedir. Kanalin vuruş tepkisi $h(u; \tau) \neq 0 ; \tau = L$ ve $h(u; \tau) = 0 ; \tau > L$ biçimindedir. Kanal vuruş tepkesinin bütün bir genişletilmiş blok süresince sabit olduğunu varsayarsak alış sinyali vektörü, $r(n)$ $x^s(n)$ ile kanal vuruş tepkesinin doğrusal katlaması olur.

$$\begin{aligned} r(n) &= x^s(n) * h(n) \\ h(n) &= [h(nK;0) \quad h(nK;1) \cdots h(nK;L)]^T \end{aligned} \quad (165)$$

Alıcıda ilk olarak koruma aralığı alış sinyali vektöründen kaldırılır. Bu durumda alış vektörü, aşağıdaki gibi elde edilir.

$$y(n) = [r(n, G) \quad r(n, G+1) \cdots r(n, K+G-1)]^T \quad (166)$$

Demodülatörde $y(n)$ 'in K noktalı ayırık Fourier dönüşümü alınır (DFT) ve $Y(n)$ vektörü elde edilir.

$$Y(n, k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=0}^{K-1} y(n, l) \exp(-j \frac{2\pi l k}{K}) \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (167)$$

DFT'nin bir özelliği de zaman domeninde yapılan katlamanın frekans domeninde çarpma şeklinde görüleceğidir. Bundan dolayı demodüle edilmiş sinyal vektörü aşağıdaki şekilde verilebilir.

$$Y(n) = A(n)X(n) + Z(n) \quad (168)$$

$A(n)$ bir köşegen matristir ve bunun köşegeni üzerinde bulunan elemanlar kanal vuruş tepkesinin ayırık Fourier dönüşümü'dür. $Z(n)$ ise kanal gürültüsünün ayırık Fourier dönüşümüdür. $A(n)$ bir köşegen matris olduğundan alt kanallar birbirinden tamamen

ayrıştırılmıştır. C'inci köşegen elemanı $A_{k,k}(n)$ k'inci alt taşıyıcının karmaşık sayısı olan kanal kazancı olarak düşünülebilir.

$$A_{k,k}(n) = \alpha(n, k) \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=0}^L h(l) \exp(-j \frac{2\pi l k}{K}) \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (169)$$

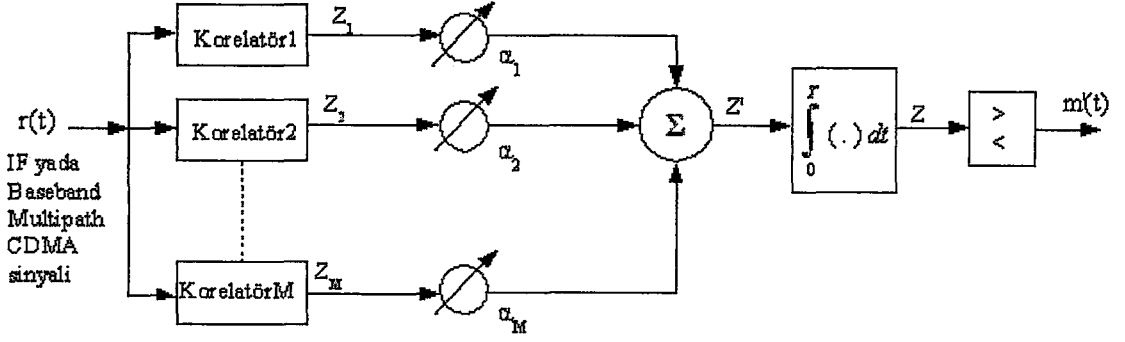
Demodüle edilmiş semboller karmaşık sayısı olan kazançları ile birlikte aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Y(n, k) = \alpha(n, k)X(n, k) + Z(n, k), \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (170)$$

Gürültü göz önüne alınmadan bakıldığında $Y(n, k)$ karmaşık kanal kazancı $\alpha(n, k)$ ve buna ilişkin sembol $X(n, k)$ 'nin çarpımıdır. OFDM ile birlikte bir cyclic prefix (çevrimsel uzantı) dönüşümü kullanılması ile frekans seçmeli kanal K adet düz sönümlü alt kanala ayrılmış olur. Bu düz (flat) sönümlü kanallar bir dizi boşluk zaman işleme (space time processing) tekniği için ideal bir ortam oluşturmaktadır.

2.9. Zaman Çeşitleme

Zaman çeşitlemede bilgi kanalın coherence zamanını geçecek şekilde birçok kereler tekrarlanır. Aynı bilgiyi taşıyan sinyaller bu nedenle farklı sönümlenme koşulları ile alınacaktır. Zaman çeşitlemenin bir uygulaması olarak yayılmış spektrumlu (spread spectrum) CDMA için kullanılan RAKE alıcı gösterilebilir.



Şekil 46. M Adet Parmağa Sahip Rake Alıcı

CDMA dağılmış spektrum sistemlerde chip hızı tipik olarak kanalın düz sönümlenme band genişliğinden çok daha büyüktür. Klasik modülasyon teknikleri semboller arası girişim'i yok edebilmek için dengeleyici gerektirmektedir. CDMA dağılım kodları chip'ler arasında çok az ilişki olacak şekilde tasarlanmışlardır. Yayılma gecikme dağılımı alıcıda; iletilen sinyalin ilk halinin birçok biçiminin oluşmasına neden olur. Bu çoklu yol bileşenleri arasında bir chip süresinden daha fazla süre varsa bu bileşenler aralarında ilişkisiz olarak kabul edilebilirler.

Çoklu yol bileşenleri kullanışlı bilgi taşıdıklarından, CDMA alıcıları sinyalin ilk halinin gecikmiş biçimlerini toplayarak alıcıdaki sinyal gürültü oranında iyileşme sağlayabilirler. Rake alıcı bu işi yapar. Rake alıcı her bir çoklu yol sinyali için korelasyon yaparak sinyalin ilk halinin zamanda kaymış biçimlerini toplamaya çalışır.

Rake alıcı birçok korelatör kullanarak ayrı ayrı M adet en güçlü çoklu yol elemanlarını algılar. Her bir korelatörün çıkışı daha iyi bir iletim sinyali kopyası oluşturmak için ağırlıklandırılır. Demodülasyon ve bit belirleme işlemi korelatörlerin ağırlıklandırılmış çıkışlarına dayanarak yapılır.

Şekilde de gösterildiği gibi M adet korelatör kullanılmaktadır. Korelatör çıkışları bir ağırlıklandırma ağı kullanılarak ağırlıklandırılmaktadır. Bu sayede bit algılaması için doğrusal bir korelatör çıkışı sağlanmış olur. Korelatör1 en güçlü çoklu yol m1 ile senkronize edilmiştir. Korelatör2 m1'den τ_1 sonra ulaşan m2 çoklu yolu ile senkronize edilmiştir. Korelatör2 m2 ile güçlü ancak m1 ile zayıf bir korelasyon sağlar. M korelatörleri çıkışları Z_1, Z_2, \dots, Z_M olarak şekil 46'da gösterilmiştir. Korelatör çıkışları $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ değerleri ile ağırlıklandırılmıştır. Eğer bir korelatör çıkışındaki SNR küçük

ise küçük ağırlık faktörü ile büyük ise büyük ağırlık faktörü ile ilişkilendirilecektir. Bu durumda toplam sinyal Z' şu şekilde yazılabilir.

$$Z' = \sum_{m=1}^M \alpha_m Z_m \quad (171)$$

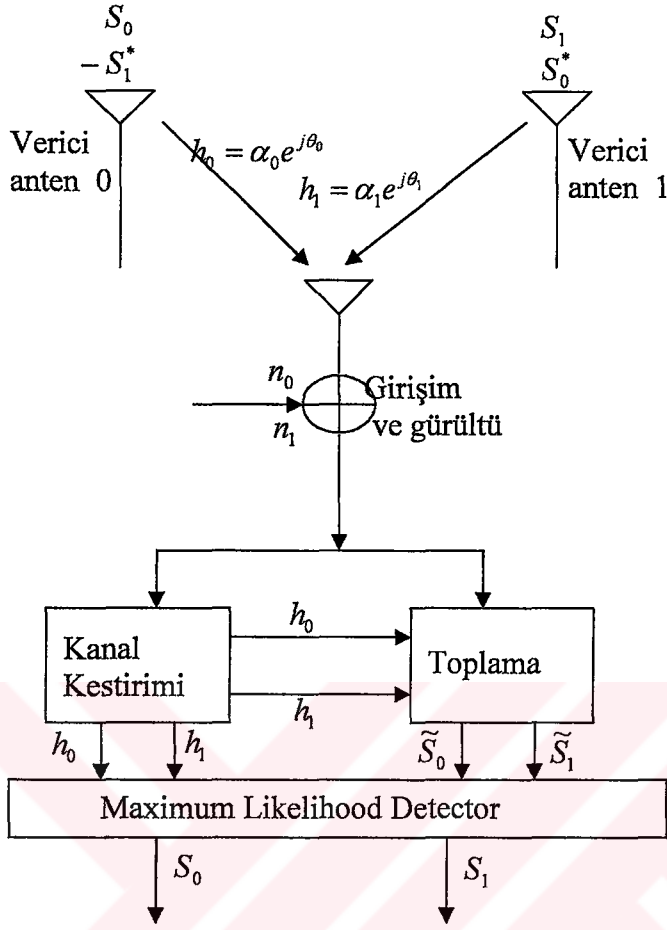
Ağırlıklandırma katsayıları; tüm katsayıların toplamı 1 olacak şekilde, korelatör çıkışındaki sinyal gücünün normalize edilmesi yöntemi ile bulunur.

$$\alpha_m = \frac{Z_m^2}{\sum_{m=1}^M Z_m^2} \quad (172)$$

Uyarlamalı dengeleyici ve çeşitleme toplama biçiminde ağırlıklandırma katsayılarını elde etmek için birçok yol vardır. Büyük giriş genliklerine sahip olan rake parmaklarının, korelatör çıkışları her zaman güçlü olmadığından ağırlıklandırma katsayılarını gerçek korelatör çıkışlarına dayandırarak belirlemek rake performansını arttıracaktır.

2.10. Blok Yaklaşımlı Uzay Zaman Kodlama

Kanal kodlama teknikleri çeşitleme teknikleri ile birlikte kullanılarak haberleşme sisteminin performansı artırılabilir. S. M. Alamouti [6] tarafından boşluk ve zaman çeşitleme sistemlerini birlikte kullanabilmek için bir kodlama biçimi ortaya konulmuştur. Bu yeni sisteme blok yaklaşımli uzay zaman kodlama denilmektedir.



Şekil 47. İki Dallı Blok Yaklaşımlı Uzay Zaman Kodlaması

Yukarıdaki şekilde iki dallı verici çeşitleme modelinin baseband biçimi gösterilmektedir. Bu modelde iki verici anteni ve bir alıcı anteni bulunmaktadır. Bu model aşağıdaki üç fonksiyona dayanarak oluşturabilir.

- Vericideki bilgi sembollerinin kodlama ve iletim dizisi;
- Alıcıdaki toplama şekli;
- Maksimum likelihood algılaması için gerekli olan şart;

2.10.1.1.Kodlama ve İletim Dizisi

Verilen bir sembol periyoduyla sinyaller aynı anda iki antenden gönderilir. Sıfır numaralı antenden iletilen sinyal s_0 ve bir numaralı antenden gönderilen sinyal s_1 ile gösterilmek üzere; sonraki sembol periyodu esnasında, $(-s_1^*)$ sıfır numaralı antenden ve (s_0^*) bir numaralı antenden iletilir.

Tablo 2. Uzak Zaman Kodlama için İletim Dizisi

	Anten 0	Anten 1
Zaman t	s_0	s_1
Zaman t+T	$-s_1^*$	s_0^*

Yukarıdaki tabloda gösterilen kodlama uzay ve zamanda yapılmaktadır (space-time coding). Kodlama uzay ve frekans şeklinde de yapılabilir. İki komşu sembol periyodu kullanmak yerine birbirini takip eden iki taşıyıcı frekansı kullanılabilir (space frequency coding).

Kanal t anı için karmaşık çarpımsal modelle modellenebilir. Sönümle ardışıl semboller için sabit olduğunu kabul ederek, sıfır ve bir numaralı verici anten için kanallar aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$h_0(t) = h_0(t + T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (173)$$

$$h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$$

T: Sembol süresi.

Bu durumda alıcısındaki sinyaller aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (174)$$

r_0 Ve r_1 t ve t+T anlarında alınan sinyallerdir ve n_0, n_1 alıcı gürültüsünü ve girişim 'i gösteren karmaşık rastlantısal değişkenlerdir.

2.10.1.2. Toplama Biçimi

Toplayıcı maksimum likelihood algılayıcısına gönderilen \tilde{s}_0, \tilde{s}_1 sinyallerini oluşturur.

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^*\end{aligned}\tag{175}$$

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0\end{aligned}\tag{176}$$

2.10.1.3. Maksimum Likelihood Algılama Şartı

Toplanan sinyaller daha sonra maksimum likelihood algılayıcısına gönderilir. Elde edilen toplam sinyalleri iki dallı MRC'de elde edilen sinyallerle aynıdır. Tek fark gürültü ifadeleri üstündeki faz dönmesidir ve bu etkin SNR üstünde etkili değildir. Bundan dolayı tek alıcılı çeşitleme iki dallı MRC ile eşdeğerdir.

2.10.1.4. İki Dallı Verici ve M adet Alıcılı Çeşitleme Biçimi

Yüksek dereceli çeşitleme gerektiren ve alıcılarda birden fazla anten kullanılması gereken uygulamalar olabilir. Böyle durumlarda 2M dereceli çeşitlemeyi 2 adet verici ve

M adet alıcı antenle gerçekleştirmek mümkündür. Bu durumu açıklamak için 2 verici ve 2 alıcı anten kullanılan durumu gösterelim.

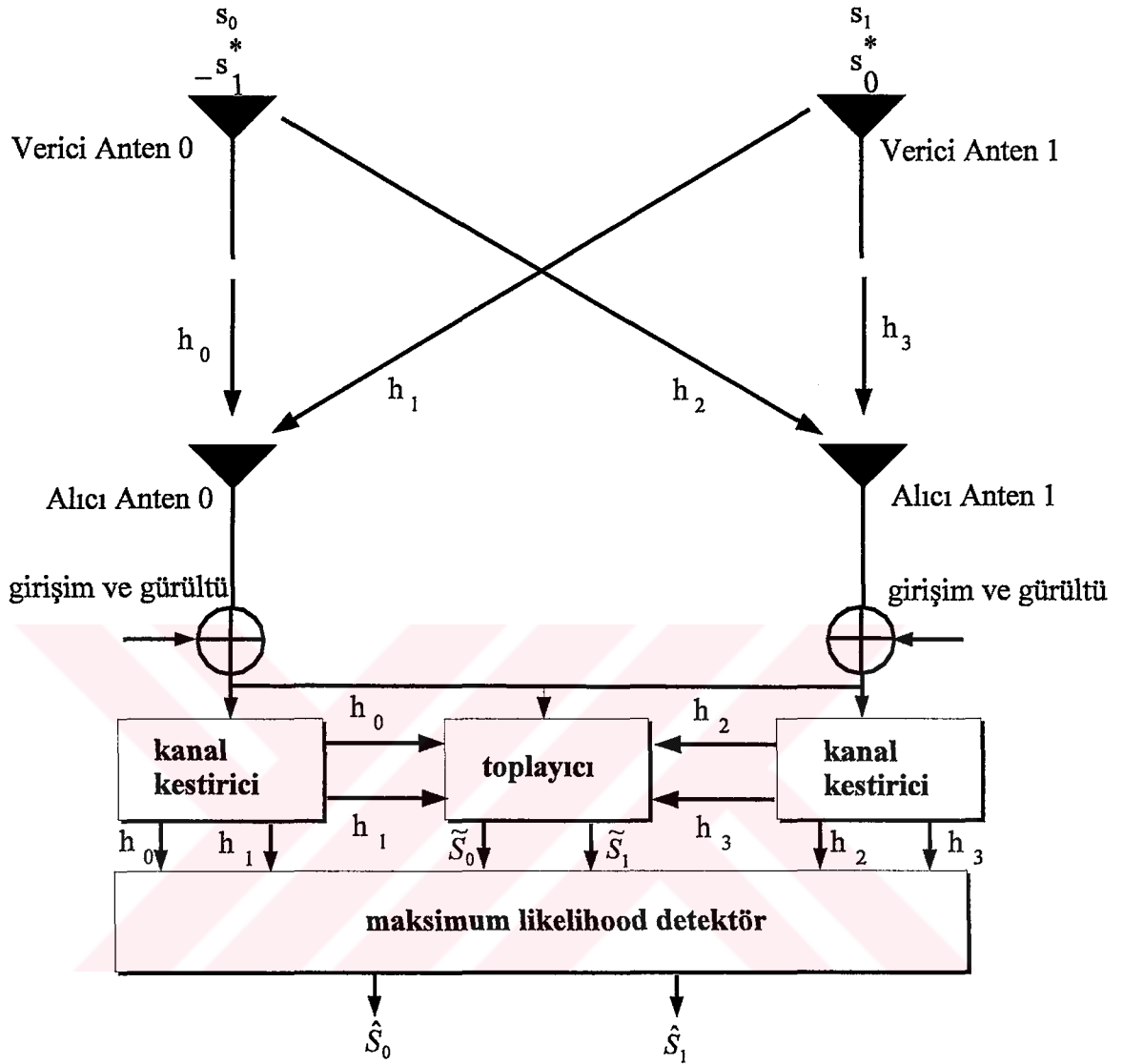
Bilgi sembollerinin kodlama ve iletim dizisi bu şekil için tek alıcılı durumunki ile benzerdir. Aşağıdaki tablolarda verici ile alıcı arasındaki kanallar ile iki alıcı antendeki alış sinyalinin gösterimi verilmiştir.

Tablo 3. Verici ve Alıcı antenleri arasındaki kanallar

	Rx anteni 0	Rx anteni 1
Tx Anteni 0	h_0	h_2
Tx Anteni 1	h_1	h_3

Tablo 4. Alıcı antenlerindeki ki alış sinyallerinin notasyonu

	Rx anteni 0	Rx anteni 1
Zaman t	r_0	r_2
Zaman t+T	r_1	r_3



Şekil 48. İki Verici ve İki Alıcı Dalından Oluşan Uzay Zaman Kodlanmış Çeşitleme

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0$$

$$r_1 = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1$$

$$r_2 = h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2$$

$$r_3 = -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3$$

(177)

Toplayıcı aşağıdaki sinyalleri elde eder ve algılayıcıya gönderir.

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3\end{aligned}\quad (178)$$

Gereken denklemleri yerine koyduktan sonra aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0^* n_1 + h_1^* n_0 - h_2^* n_3 + h_3^* n_2\end{aligned}\quad (179)$$

Bu toplanmış sinyaller daha sonra maksimum likelihood algılayıcısına gönderilirler ve bu algılayıcı s_0 ve s_1 PSK sinyallerini için aşağıdaki şart sağlanırsa seçer .

$$\begin{aligned}(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \\ \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k)\end{aligned}\quad (180)$$

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \forall i \neq k \quad (181)$$

Benzer bir biçimde bir s_1 sinyali de aşağıdaki şartla sağlanırsa seçilir.

$$\begin{aligned}(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \\ \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k)\end{aligned}\quad (182)$$

$$d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_k), \forall i \neq k \quad (183)$$

Bu iki verici ve iki alıcıdan oluşan uzay-zaman kodlanmış çeşitleme biçiminde elde edilen toplam sinyal dört dallı MRC ile elde edilecek olan toplam sinyal eşdeğerdir.

2.10.1.5. Uygulanma Esnasında Karşılaşılabilecek Sorunlar

MRC yerine kullanılabilen olan yukarıda anlatılan çeşitleme biçimi uygulanırken aşağıdaki mevzulara dikkat etmek gerekir.

- Güç Gereksinimleri
- Kanal Kestirim Hatalarına Karşı Duyarlılık
- Gecikme Etkileri
- Anten Yerleşim Biçimleri
- Güç Dengesizliği (Soft Failure)
- Girişim Etkisi

2.10.1.6. Güç Gereksinimleri

Bu çeşitleme biçimi için iki farklı sembolün aynı anda iki anten tarafından gönderilmesi gerekmektedir. Sistemin iletim gücü kısıtlı ise aynı iletim gücü ile göndermek amacıyla her bir iletim antenindeki sembollerin gücü yarıya düşürülmelidir. Bu da hata performansında 3dB'lik azalmaya neden olur. Her bir verici düzeneğinde gelen bu 3dB'lik güç azalması dezavantajından başka daha ucuz daha küçük ve daha az doğrusal yükselteçler kullanılması avantajı da sağlar. Yükselteç işleme gücünde meydana gelen 3 dB'lik azalma oldukça önemlidir ve bazen bazı nedenlerden ötürü istenen bir durumdur. Genelde iki yarı güç yükselteci kullanmak bir tam güç yükselteci kullanmaktan daha ucuza mal olur ve intermodülasyon etkilerinden dolayı da istenen bir durum olabilir. Üstelik kısıtlama sadece RF güç işlenmesinden kaynaklanıyorsa toplam radyasyon gücü iki katına çıkarılabilir ve performansta bir azalma olmaz.

2.10.1.7. Kanal Kestirim Hatalarına Karşı Duyarlılık

Kanal bilgisi bir pilot sembolün yerleştirilmesi ve buna alıcı tarafta bakılması suretiyle yapılıyor olabilir. Bilinen semboller periyodik olarak vericiden alıcıya gönderilir. Alıcı her iletilen veri sembolü ile bu örnekleri kullanarak kanal kestirimi yapıyor olabilir.

Kestirim hatalarının başlıca sebebi dar bantlı sistemler için kanalın zamandaki değişimidir. Kanal kestirim hatası pilot yerleştirme frekansının kanalın Nyquist örnekleme hızına (en büyük Doppler frekansının iki katı) eşit ya da büyük olması ile en aza indirilebilir. Alıcı çeşitleme M adet antenle yapılıyor ise M adet kanalın M adet bağımsız sembolü elde edilmiştir. M adet verici ve tek bir alıcı kullanılıyor ise M adet kanal için yapılacak olan kestirim tek bir alışı sinyali ile yapılmalıdır. Bundan dolayı kanal kestirim işlemi farklıdır. Bir verici anten ile alıcı anten arasındaki kanalı kestirmek için pilot sembolleri sadece o verici antenden gönderilmelidir. Tüm kanalları kestirmek için pilotlar antenler arasında değişmelidir ya da birbirine dik (orthogonal) pilot sembolleri antenlerden gönderilmelidir. Diğer bir deyişle M kat kadar pilota ihtiyaç vardır. Bu iki dallı verici ve tek dallı alıcılı çeşitlemenin iki dallı alıcı tek dallı verici çeşitleme için gerekenin iki katı kadar pilot gerektirmesi anlamına gelir.

2.10.1.8. Gecikme Etkileri

N adet dala sahip iletim çeşitleme ile sinyalin iletilen kopyalarının N adet ayrı uzayla tüm antenlerden iletilmesi durumunda kod çözme gecikmesi N sembol periyodudur. İki dallı iletim çeşitleme için gecikme iki sembol periyodudur. Birçok taşıyıcılı sistem için kopyalar aynı anda farklı taşıyıcı frekansları ile gönderilmişse kod çözme gecikmesi sadece bir sembol periyodudur.

2.10.1.9. Anten Yerleşim Biçimleri

Çeşitleme için gereken öncelikli şart sinyalleri farklı antenlerden göndererek yeterince ilişkisiz olmalarını sağlamaktır (0.7 'den küçük korelasyon) ve sinyaller yaklaşık olarak eşit ortalama güce sahip olmalıdır (3dB 'den daha az farklı olmalıdırlar). Telsiz ortamı karşılıklı olduğundan verici ve alıcı antenlerinin yerleşim yapıları benzer olmalıdır. Bir çok ölçüm ve deney sonuçları şunu göstermektedir ki eğer baz istasyonunda iki alıcı anten kullanılarak çeşitleme yapılmakta ise yeterli ilişkisizliği sağlamaları için araların 10 dalga boyu kadar mesafe olmalıdır. Benzer şekilde ölçümler aynı çeşitleme iyileşmesini

uzak birimlerde de sağlayabilmek için bu ünitelerdeki antenlerin arasındaki mesafenin yaklaşık 3 dalga boyu olması gerektiğini göstermektedir.

2.10.1.10. Güç Dengesizliği (Soft Failure)

Alış çeşitleme toplama biçimlerinin avantajlarından biri de eğer alış zincirinden biri kötü iken diğeri kullanılabilir durumda olabilir. Bu durumda çeşitleme kazancında bir düşme olur. Diğer bir deyişle sinyal algılanmaya devam edilecektir ancak kalitede düşme olacaktır. Bu duruma genelde soft failure denilmektedir. MRC yerine kullanılacak olan yukarıda anlatılan çeşitleme biçimi aynı soft failure'e sahiptir. Bu durumu açıklamak için $h_1 = 0$ alalım. Alış sinyalleri bu durumda daha önce de belirtildiği gibi aşağıdaki biçimde olur.

$$r_0 = h_0 s_0 + n_0, \quad r_1 = -h_0 s_1^* + n_1 \quad (184)$$

Toplayıcı aşağıdaki iki toplam sinyallerini aşağıdaki gibi elde eder.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 = h_0^* (h_0 s_0 + n_0) = \alpha_0^2 s_0 + h_0^* n_0 \\ \tilde{s}_1 &= -h_0 r_1^* = -h_0 (-h_0^* s_1 + n_1^*) = \alpha_0^2 s_1 - h_0 n_1^* \end{aligned} \quad (185)$$

Bu toplam sinyaller çeşitleme olmadan elde edilecek sinyallerle aynıdır. Bu nedenle çeşitleme kazancında kayıp olmuştur ancak sinyal hala algılanabilir.

2.10.1.11. Girişim Etkisi

Yukarıda anlatılan verici çeşitleme biçiminde iki antenden aynı anda sinyal göndermek gerekmektedir. Her bir antenden gücün yarısı gönderiliyor olsa da olası girişim sayısı ikiye katlanmıştır. İki kat fazla girişim yapacak eleman mevcuttur ve her birinin gücü yarıya düşmüştür. Girişim yapılan çalışmalarla Gaussian dağılımına sahip olduğu kabul edilmiştir. Bu sebeple bu kabule göre iki antenli verici çeşitlemesi de aynı girişim

güç dağılımına sahip olacaktır. Ancak girişim; girişim önleme sistemlerinin etkin olarak kullandığı özelliklere sahip ise bu iki antenli verici çeşitleme biçimi sistem tasarımını etkileyebilir.

2.10.2. İki'den Daha Fazla İletim Anteni Kullanan Uzay-Zaman Kodlama

Alamouti'nin uzay-zaman blok kodları olarak isimlendirilen kodları sadece iki adet iletim anteni kullanmaktadır. İki'den daha fazla sayıda iletim antenine sahip uzay-zaman kodlarını inceleyelim. Uzay-zaman kodları hem gerçel hemde karmaşık sayı biçiminde elde edilebilir. İki'den daha fazla sayıda iletim anteni kullanıldığında iletim hızında bir düşme olmaktadır[7]. En büyük iletim hızları tablo [5]'te özetlenmiştir. Gerçel sinyal constellation'ına sahip sinyaller için iletim matrisleri aşağıda verilmiştir. Bu matrislerin elde edilmesine ilişkin bir yöntem [7]'de açıklanmıştır. Bu gerçel matrisler uzay- zaman kodlama için mümkün olan en büyük iletim hızlarına sahiptirler.

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad (186)$$

$$G_5 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 \end{bmatrix} \quad (187)$$

$$G_6 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_3 & -x_4 & -x_3 \end{bmatrix} \quad (188)$$

$$G_7 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 & -x_8 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad (189)$$

Bir uzay zaman kodu'nun $P \times M$ 'lik bir iletim matrisi olan G_M ile tanımlandığını varsayalım. P blok kodun zaman boyutu ve M iletim antenlerinin sayısı olsun. İletim matrisinin elemanları x_1, x_2, \dots, x_Q şeklindeki Q mesaj sembolleri ve bunların eşlenikleridir. Basit bir 2×2 'lik karmaşık iletim matrisi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$G_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (190)$$

G_M 'in p 'inci satırı p 'inci zaman diliminde iletilecek olan sembolleri belirtirken m 'inci sütun m 'inci iletim anteninden iletilecek olan sembolleri belirtir. Uzay zaman blok kodlarına ilişkin karmaşık sayılardan oluşan iletim matrislerine birkaç örnek aşağıda gösterilmiştir.

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 - x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 - x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* - x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* - x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad G_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 - x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 - x_2 \\ -x_4 - x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* - x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* - x_2^* \\ -x_4^* - x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (191)$$

Uzay zaman blok kodlarına ilişkin yukarıda örnekleri verilen iletim matrislerinin sütunlarının dikgen olduğu görülmektedir. G_M Matrisindeki dikgenlik ya da farklı iletim antenlerinden iletilecek olan iletim sembolleri arasındaki dikgenlik uzay zaman kodlarının maksimum likelihood kod çözme işlemini alıcıda sadece basit bir doğrusal işlem ile gerçekleştirmeyi sağlar. Uzay zaman kodlarını tasarlama esnasında dikkat edilmesi gereken önemli noktalar çeşitlemenin mertebesi ya da iletim antenleri sayısı M 'nin ne olduğu, kod hızı R ve kod çözme gecikmesi P 'dir. Q adet sembol P zaman dilimleri içinde iletildiğinden kodun hızı $R=Q/P$ şeklinde bulunabilir. G_2 'ye ilişkin hız 1'dir G_3, G_4 'e ilişkin hız ise $1/2$ 'dir. Uzay zaman kodlamaya ilişkin en büyük hızlar [10]'da elde edilmiş ve aşağıdaki tabloda gösterilmiştir.

Tablo 5. Uzay Zaman Kodlamaya İlişkin En Büyük Hızlar

M	En Küçük P	En Büyük Q	En Büyük Hız
1	1	1	1
2	2	2	1
3'ten 4'e kadar	4	3	$3/4$
5'ten 8'e kadar	a	4	$1/2$
9'dan 16'ya kadar	16	5	$5/16$
$2^{Q-2} + 1$ 'den 2^{Q-1} 'ye kadar	2^{Q-1}	Q	$Q/2^{Q-1}$

İki antenden oluşan uzay zaman blok kodu G_2 Alamouti kodu olarak ta bilinir. Alamouti kodu hızının, karmaşık sinyal dizileri için de sadece 1 olması önemli bir özelliktir.

Aşağıda uzay-zaman kodlamada algılama şartlarına ilişkin genel denklemler sıralanmıştır.

$$R_i = \sum_{t=1}^n \sum_{j=1}^m r_t^j \alpha_{a(t),j}^* \delta_t(i) \quad (192)$$

$$s_i = \arg \min_{s \in \mathcal{A}} |R_i - s|^2 + \left(-1 + \sum_{k,l} |\alpha_{k,l}|^2 \right) |s|^2 \quad (193)$$

Yukarıdaki denklemlerde n adet verici anten ve m adet alıcı anten olduğu varsayılmıştır. $\varepsilon_{t(i)}$; x_i Elemanının t 'inci satırda hangi sütunda bulunduğunu göstermektedir. $\delta_t(i)$; x_i Elemanının t 'inci satırdaki işaretini göstermektedir. Bu denklemleri iki adet verici ve m adet alıcı anten kullanan bir sisteme uygularsak, gönderilen s_1 ve s_2 sinyallerini algılayabilmek için aşağıdaki denklemlerin en küçük değerlerini alması gereklidir.

$$\left| \left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{1,j}^* + (r_2^j)^* \alpha_{2,j} \right) \right] - s_k \right|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_k|^2 \quad (194)$$

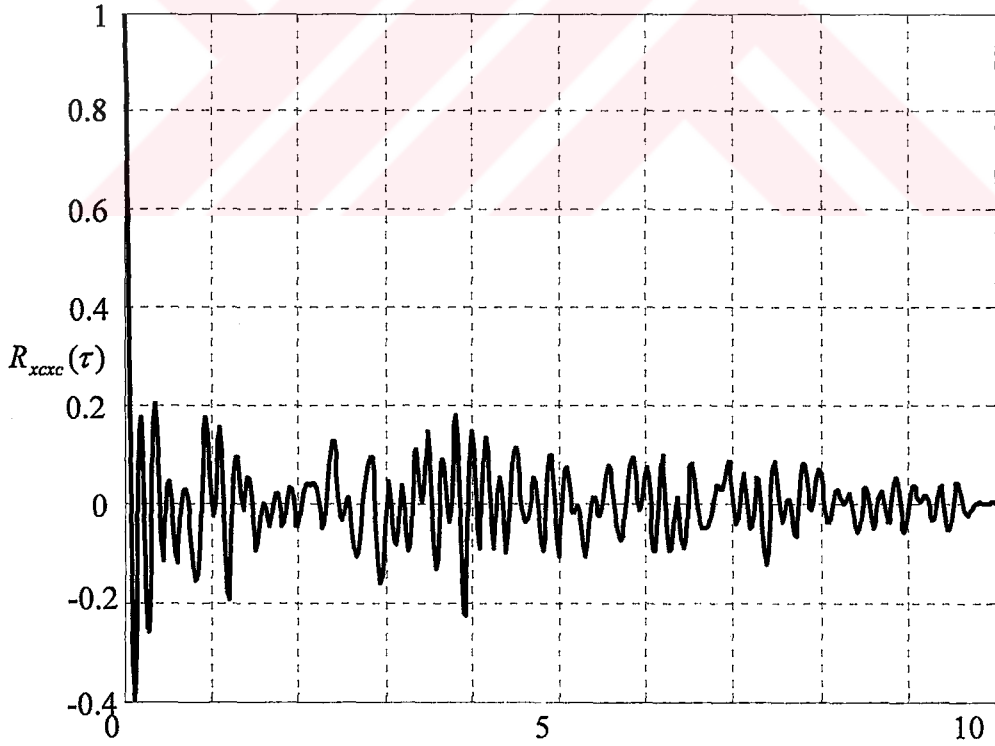
$$\left| \left[\sum_{j=1}^m \left(r_1^j \alpha_{2,j}^* - (r_2^j)^* \alpha_{1,j} \right) \right] - s_k \right|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_k|^2 \quad (195)$$

3. BULGULAR ve TARTIŞMA

Bu bölümde önceki bölümde bahsedilen yöntemler kullanılarak yapılan benzetim sonucunda elde edilen çeşitli grafikler gösterilecektir.

3.1. Rayleigh Sönümlmeli Kanal Benzetimi

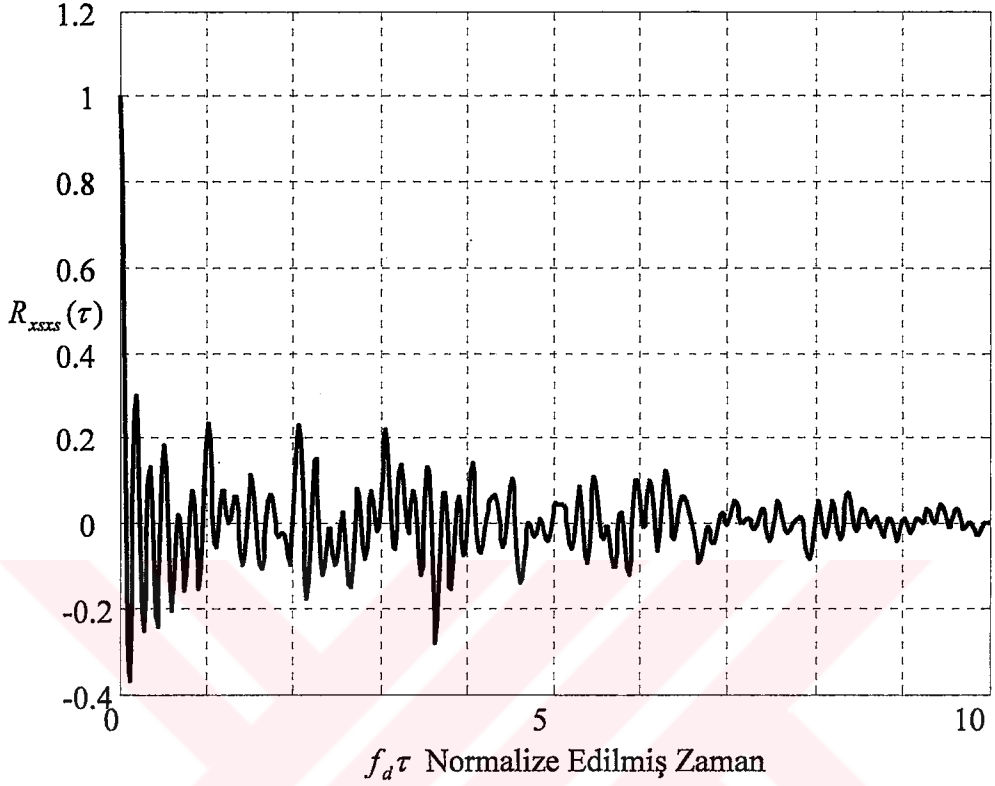
Rayleigh sönümlmeli kanal benzetiminde denklem (114) kullanılmıştır. Bu benzetimin ne kadar gerçekçi sonuç verdiğinin göstergesi olan çeşitli grafikler aşağıda sıralanmıştır. Benzetimde $M=8$ ve $f_d T_s = 0.02$ olarak alınmıştır.



$f_d \tau$ Normalize Edilmiş Zaman

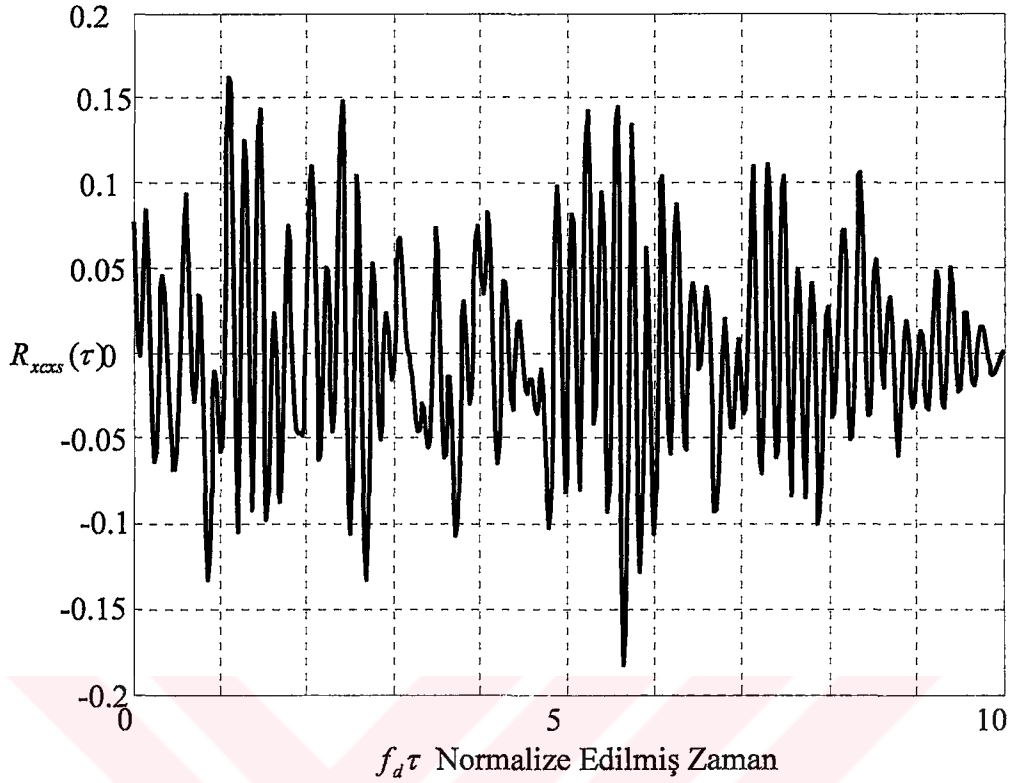
Şekil 49.Reel Kısıma İlişkin Öz İlişki Fonksiyonu

Yukarıdaki grafikte denklem (114)'ün reel kısmına ilişkin öz ilişki fonksiyonu gösterilmektedir.



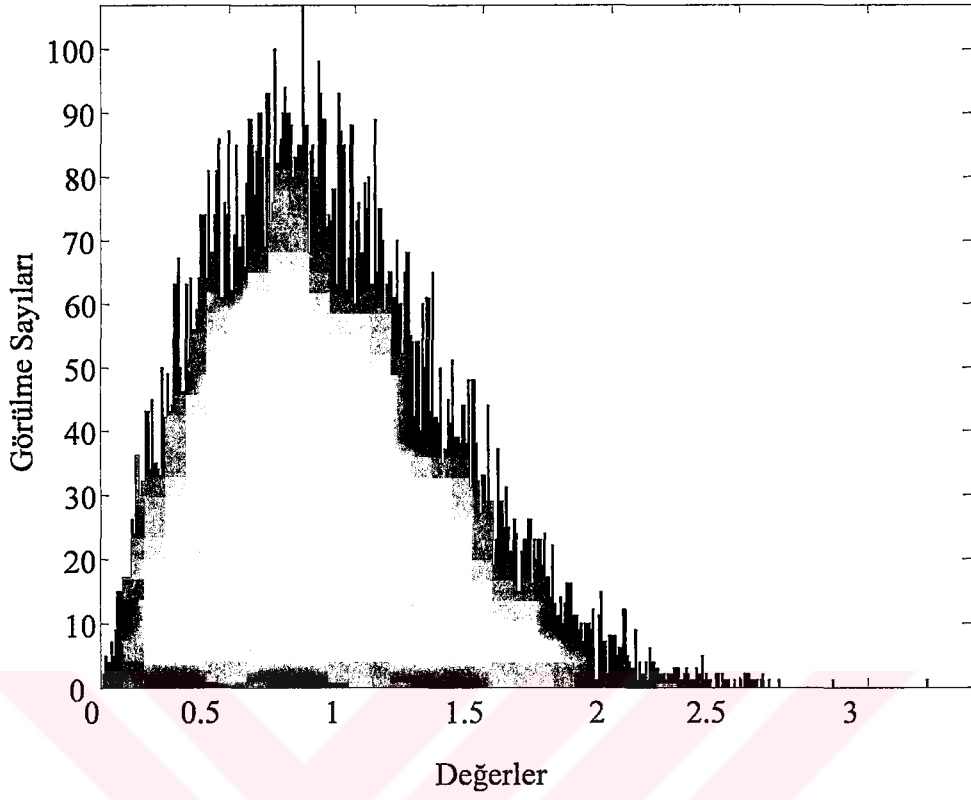
Şekil 50. Sanal Kısıma İlişkin Öz İlişki Fonksiyonu

Yukarıdaki grafikte denklem (114)'ün sanal kısmına ilişkin öz ilişki fonksiyonu gösterilmektedir. Şekil 49 ve 50 incelendiğinde bunların referans olarak alınan Clarke modelindeki ile benzer bir değişim gösterdikleri görülmektedir.



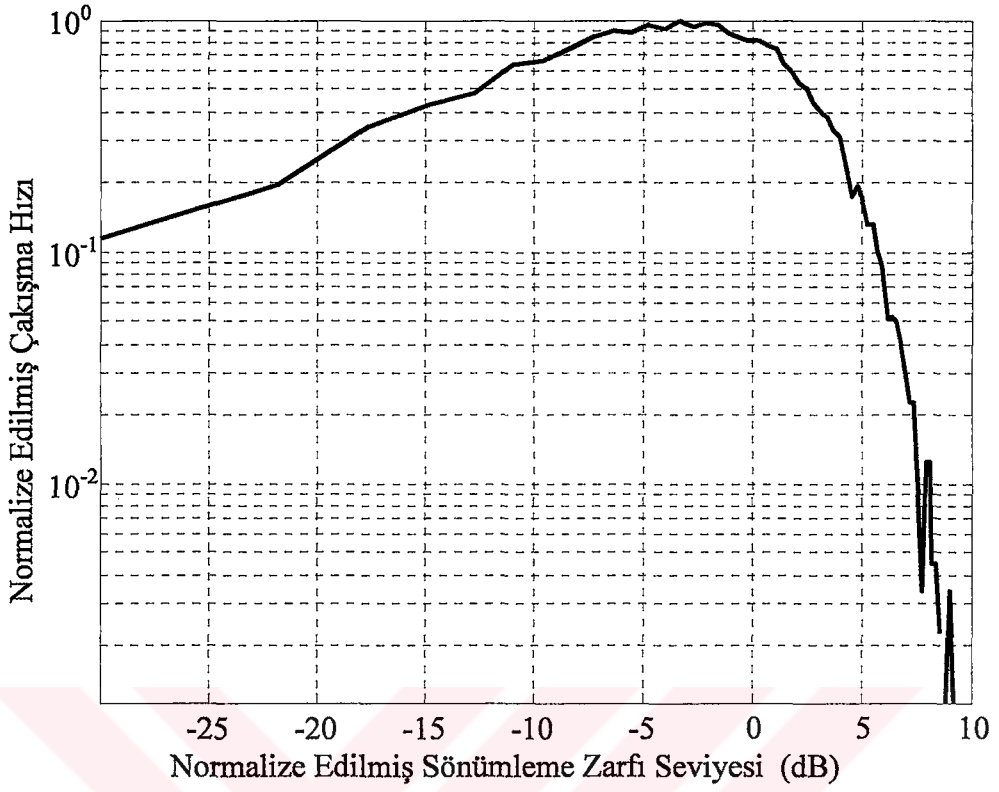
Şekil 51. Reel ve Sanal Kısımlara İlişkin Çapraz İlişki Fonksiyonu

Yukarıdaki grafikte denklem (114)'ün reel ve sanal kısımlarına ilişkin çapraz ilişki fonksiyonu gösterilmektedir. Clarke modeline göre bu fonksiyonun zamanın tüm anları için 0 olması gerekmektedir ancak yukarıdaki grafik zamanın tüm anları için 0 değerine sahip değildir. Zamanın her anı için 0 değerine sahip olması gereken çapraz ilişki fonksiyonu yinede 0'a yakın değerler almaktadır. Fazla sayıda rastlantısal kanal benzetimi yaparak ve bu benzetimlerden elde edilen ilişki fonksiyonlarının ortalamaları alınarak referans model olan Clarke modeline, daha yakın değişimler veren grafikler de elde edilebilir.

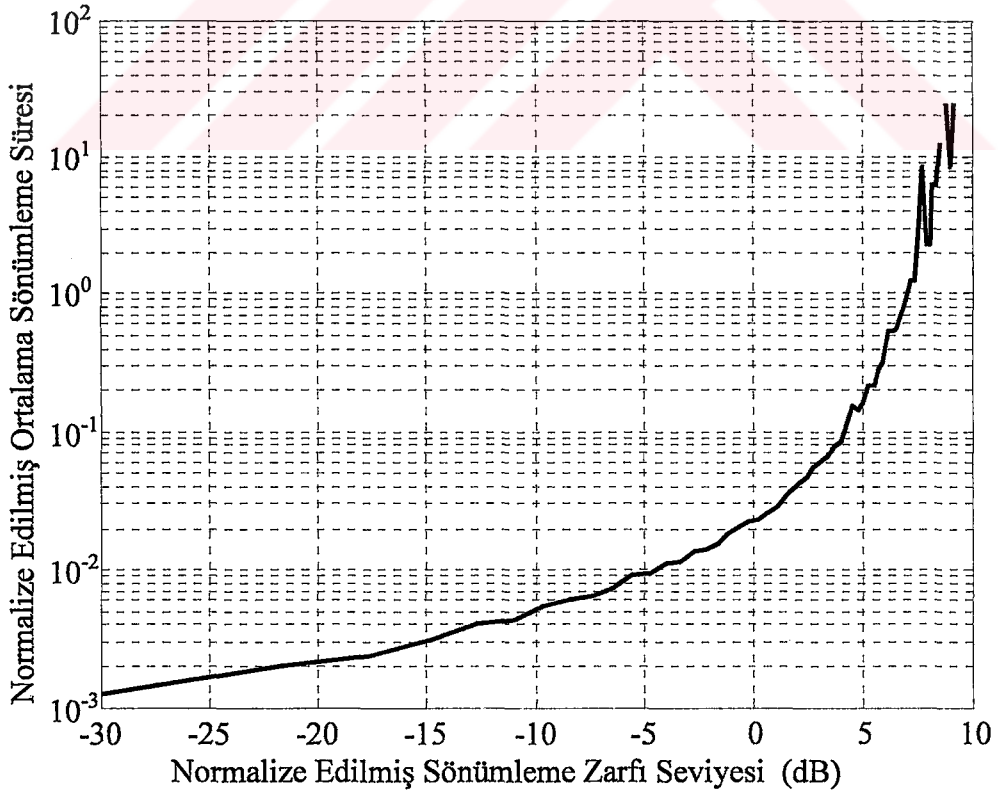


Şekil 52. Benzetim Sonunda Elde Edilen Zarfın Histogramı

Yukarıdaki grafikte benzetim sonucu elde edilen sönümlenme zarfının histogramı gösterilmektedir. Bu histograma ilişkin olasılık yoğunluk fonksiyonu Rayleigh'e benzemektedir.



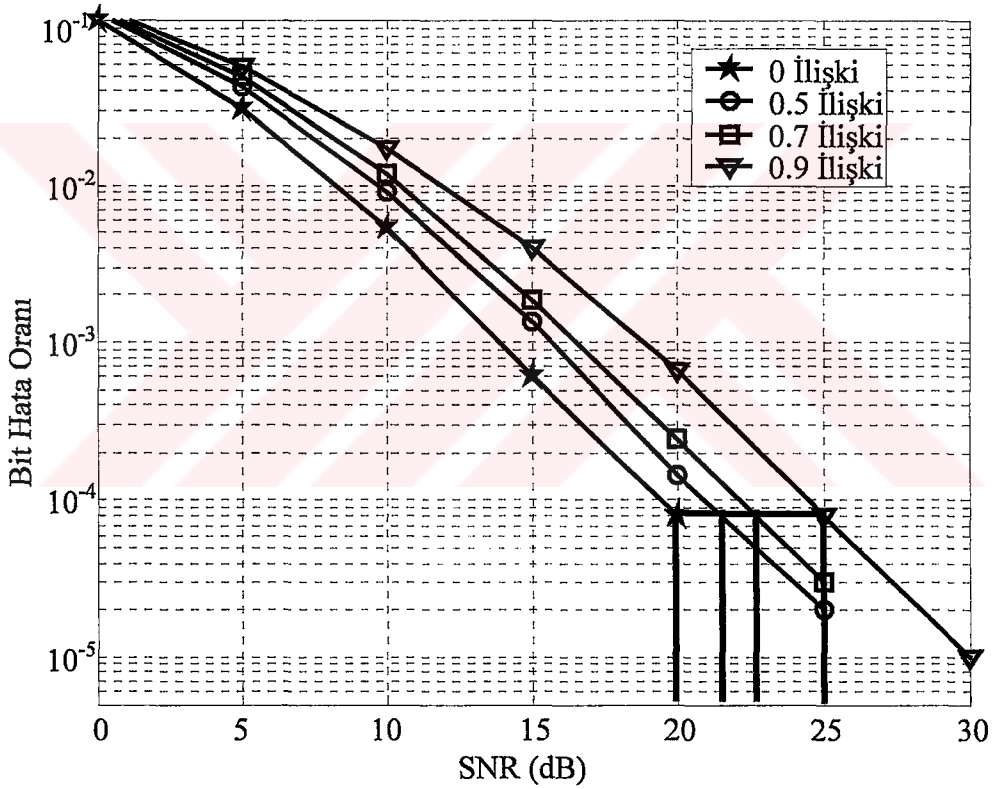
Şekil 53. Benzetim Sonucu Elde Edilen Sönümlenme Zarfına İlişkin LCR



Şekil 54. Sönümlenme Zarfına İlişkin Ortalama Sönümlenme Süresi

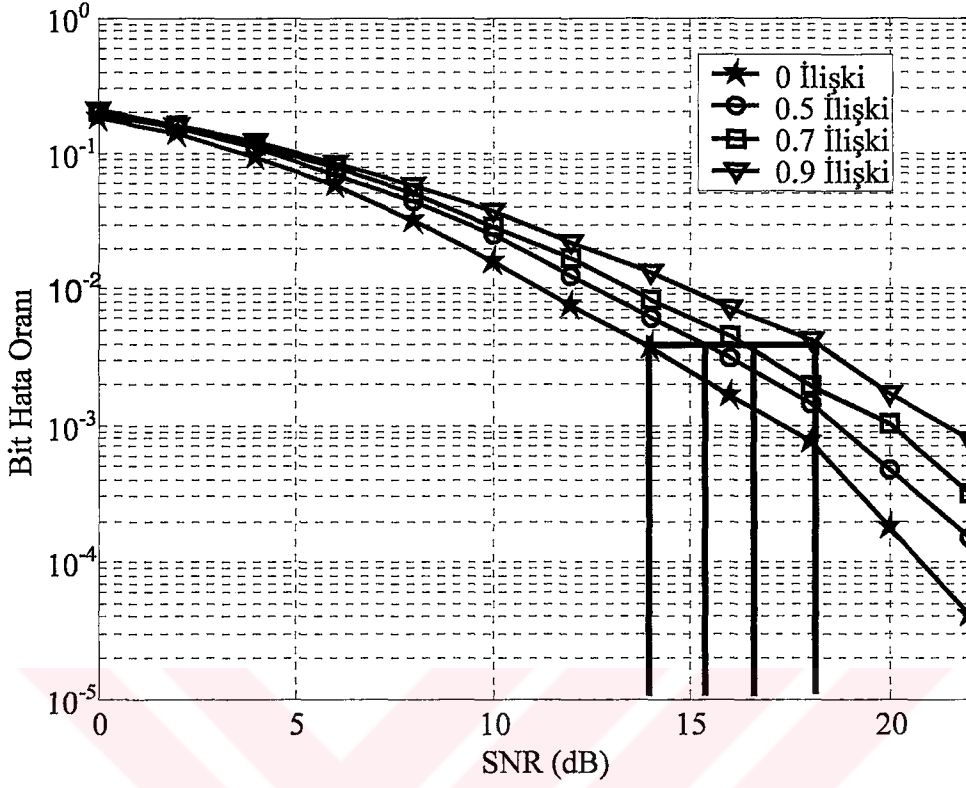
3.2. MRC ve Uzay Zaman Kodlamada Bit Hata Oranı Benzetimi

Aşağıda MRC ve uzay-zaman kodlamaya ilişkin benzetim sonucu elde edilen bit hata oranlarının grafikleri; antenler arası mesafenin bir fonksiyonu olan kanal ilişki fonksiyonuna göre çizilmiştir. Kanal olarak Rayleigh sönmülemeli kanal kullanılmıştır. Parametre olarak $f_d T_{sem} = 0.02$, $T_{sem} = 2 \text{ bit} / \text{sn}$ ve $M=8$ olarak alınmıştır. Algılayıcı olarak *Maximum Likelihood Detector* kullanılmıştır. Belli sayıda bit gönderilmiş ve alınan bitler ile karşılaştırılarak hatalı bitlerin sayısı bulunmuş ve bunların gönderilen bitlerin sayısına göre oranı bulunmuştur. Gönderilen bitlerin sayısı birçok grafik için 2×10^5 'tir.



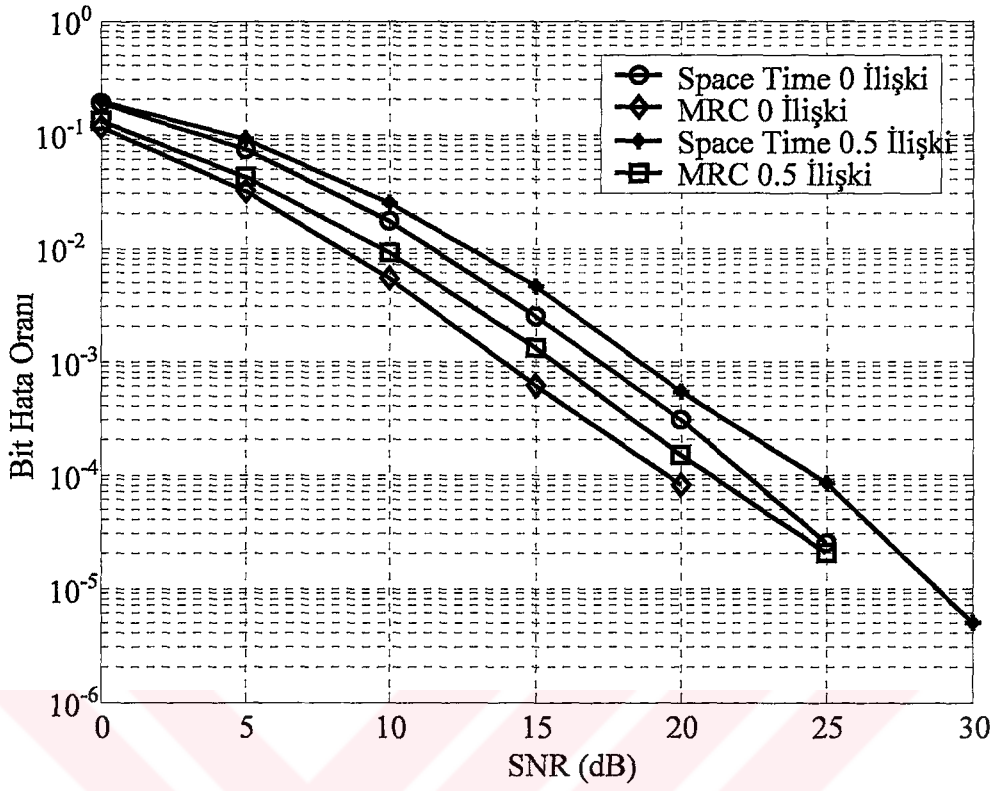
Şekil 55. QPSK Modülasyonu Kullanılan İki Dallı Bir MRC Sisteminde Bit Hata Olasılığı

Yukarıdaki grafikten kanallar arası ilişki fonksiyonunun iki dallı bir MRC sistemi üzerindeki etkisi görülmektedir. Kanallar arası ilişki fonksiyonu; 0.5, 0.7 ve 0.9 olan sistemlerin, 0 olan sisteme göre sırası ile yaklaşık olarak 1.5, 2.5 ve 5dB'lik kazanç farkı vardır.



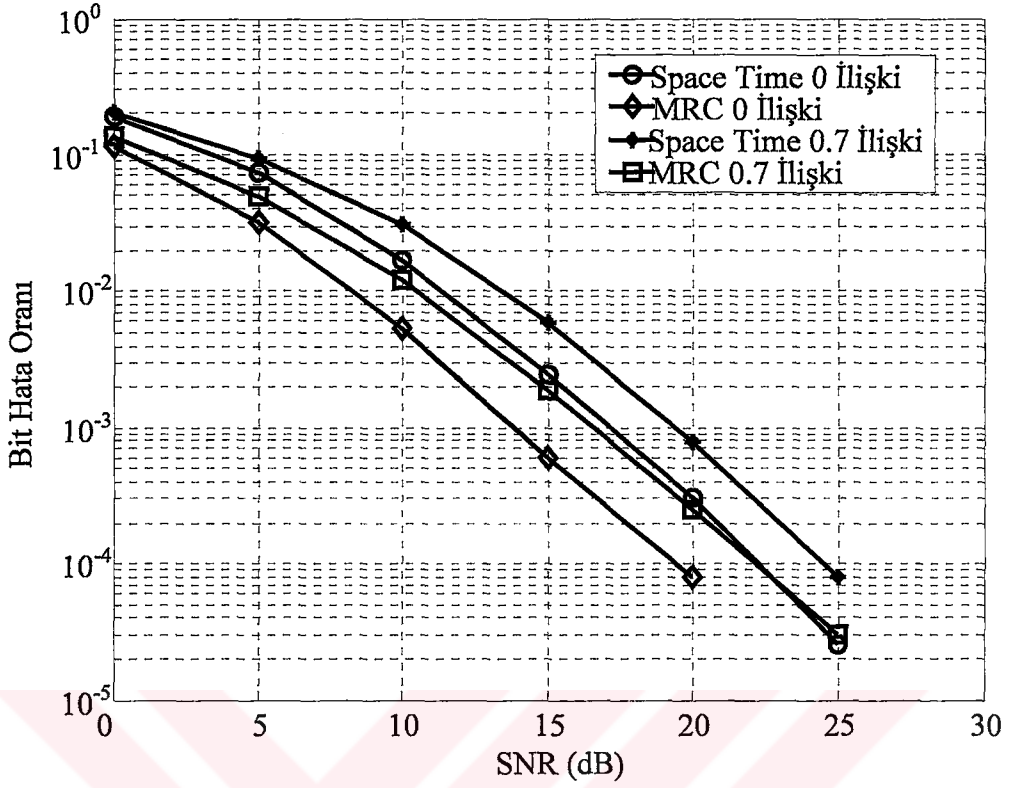
Şekil 56. QPSK Modülasyonu Kullanılan İki Vericili ve Tek Alıcılı Uzay Zaman Kodlamasına İlişkin Bit Hata Olasılığı

Yukarıdaki şekilden iki vericili tek alıcılı uzay-zaman blok kodlamasında kanallar arası ilişki fonksiyonunun; 0.5, 0.7 ve 0.9 olması halinde, ilişki fonksiyonunun 0 olması durumuna göre sırası ile yaklaşık olarak 1.25, 2 ve 3.5dB daha düşük kazançta sahip olduğu görülmüştür.



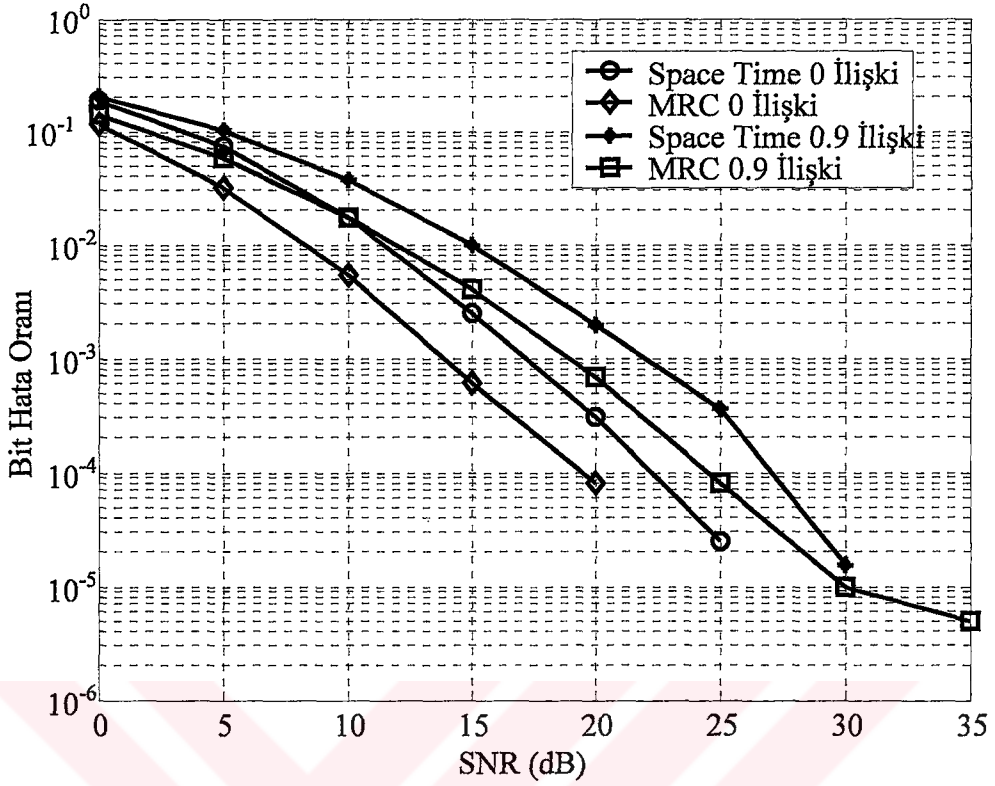
Şekil 57. QPSK Modülasyonu Kullanılan İki Dallı MRC ve İki Vericili Tek Alıcılı Uzay Zaman Kodlamasının Karşılaştırılması

Yukarıdaki grafikte iki dallı bir MRC sistemi ile iki vericili tek alıcılı bir uzay zaman blok kodlanmış sistemin arasındaki kazanç farkı gösterilmektedir. Uzay zaman blok kodlamasının düşük SNR'lerde kanallar arası ilişki katsayısı 0 iken kanallar arası ilişki katsayısı 0.5 olan MRC sisteminden bile daha düşük kazançta sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 58. QPSK Modülasyonu Kullanılan İki Dallı MRC ve İki Vericili Tek Alıcılı Uzak Zaman Kodlamasının Karşılaştırılması

Yukarıdaki grafikte yine bir önceki grafikte olduğu gibi iki vericili tek alıcılı uzak zaman blok kodlaması ve iki dallı MRC karşılaştırılmaktadır. Bu grafikten kanallar arası ilişki katsayısı 0 olan uzak zaman blok kodlamasının kanallar arası ilişki katsayısı 0.7 olan MRC' den, düşük SNR değerleri için daha düşük kazançta sahip olduğu ancak bir önceki grafiktekinden daha önce 0.7 kanal ilişkisine sahip MRC'nin kazancına ulaştığı görülmektedir.



Şekil 59. QPSK Modülasyonu Kullanılan İki Dallı MRC ve İki Vericili Tek Alıcılı Uzak Zaman Kodlamasının Karşılaştırılması

Yukarıdaki grafikte önceki grafiklerde olduğu gibi uzak zaman blok kodlaması ile MRC'nin karşılaştırılması yapılmıştır. Bu grafikte 10dB'nin üstündeki SNR değerleri için kanallar arası ilişki katsayısı 0 olan uzak zaman blok kodlanmış sistemin, kanallar arası ilişki katsayısı 0.9 olan MRC sisteminden daha yüksek kazançta sahip olduğu görülür.

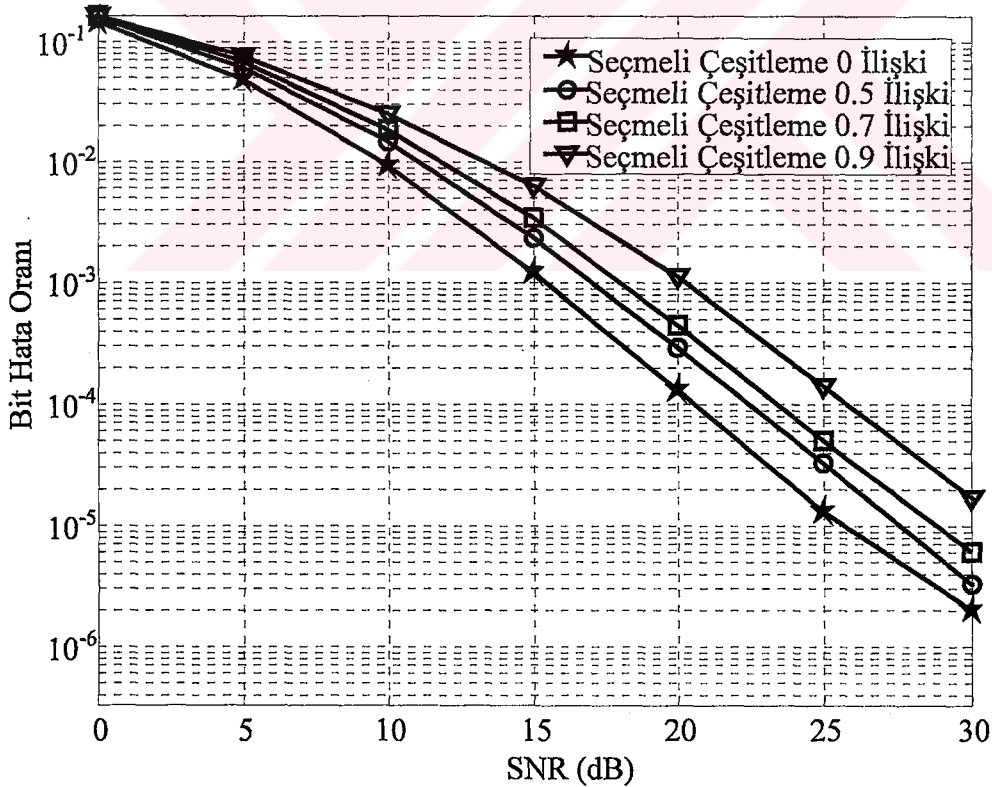
Sonuç olarak uzak zaman blok kodlaması verici tarafta uygulanabiliyor olmasından ve tek alıcı ile çalışabiliyor olmasından dolayı MRC'ye tercih edilebilir. MRC uygulama zorluklarına karşın uzak zaman blok kodlamasına göre yaklaşık 3dB'lik bir kazançta sahiptir. MRC alıcı tarafta kullanılan bir sistem olduğundan hareketli alıcılarda, kanallar arası ilişki katsayısı daha küçük olan bir sistem elde etmek için antenler arası daha küçük bir mesafe yeterli olabilir. Uzak zaman blok kodlaması ise verici tarafta uygulanabilir ancak çeşitleme kazancını düşürmemek için antenlerin arasındaki mesafe mümkün olduğu kadar fazla tutulmalıdır. Hem vericide hem de alıcıda çeşitleme kullanılacak ise boyutları ve enerji tüketimi daha sınırlı olan kısmın alıcı bölümünde; uzak zaman blok kodlanmış alıcı kullanılabilir, verici kısmında ise tek bir anten kullanılabilir. Sabit olan ve boyutları ile

enerji tüketimi nispeten daha az önemli olan istasyon kısmında alıcı olarak MRC alıcı ve de verici olarak boşluk zaman blok kodlamalı verici kullanılabilir.

Uzay zaman blok kodlaması MRC ile olduğu kadar OFDM ve polarizasyon çeşitleme gibi diğer çeşitleme biçimleri ile de kullanılabilme avantajına sahiptir.

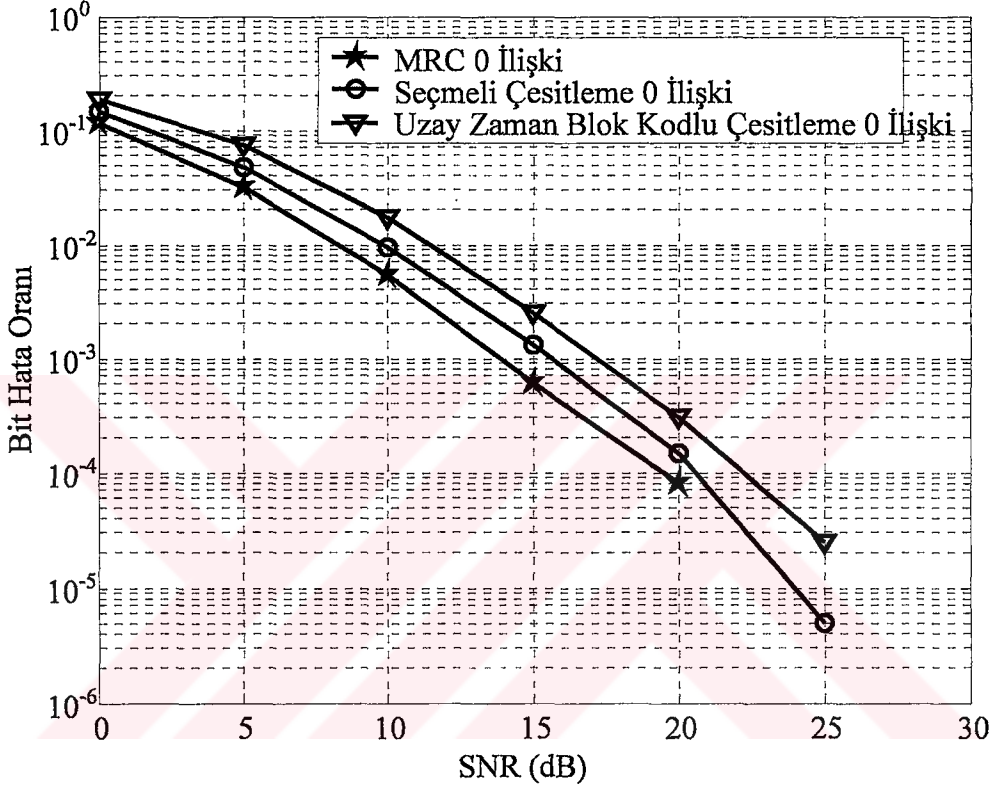
3.3. Seçmeli Çeşitleme Benzetimi

Seçmeli çeşitleme sisteminin benzetimi yapılırken, MRC ve uzay-zaman blok kodlaması benzetimlerinde kullanılan parametreler kullanılmıştır. Bu parametrelere ek olarak; seçmeli çeşitleme sisteminde, alınan sinyallerin güçlerine bakılan zaman dilimleri arasındaki fark ta sistemin başarımı üzerinde etkilidir. Benzetimde alış sinyallerinin güçlerine her sembol periyodu kadar süre için tekrar bakılarak güçlü dal seçilmiştir.



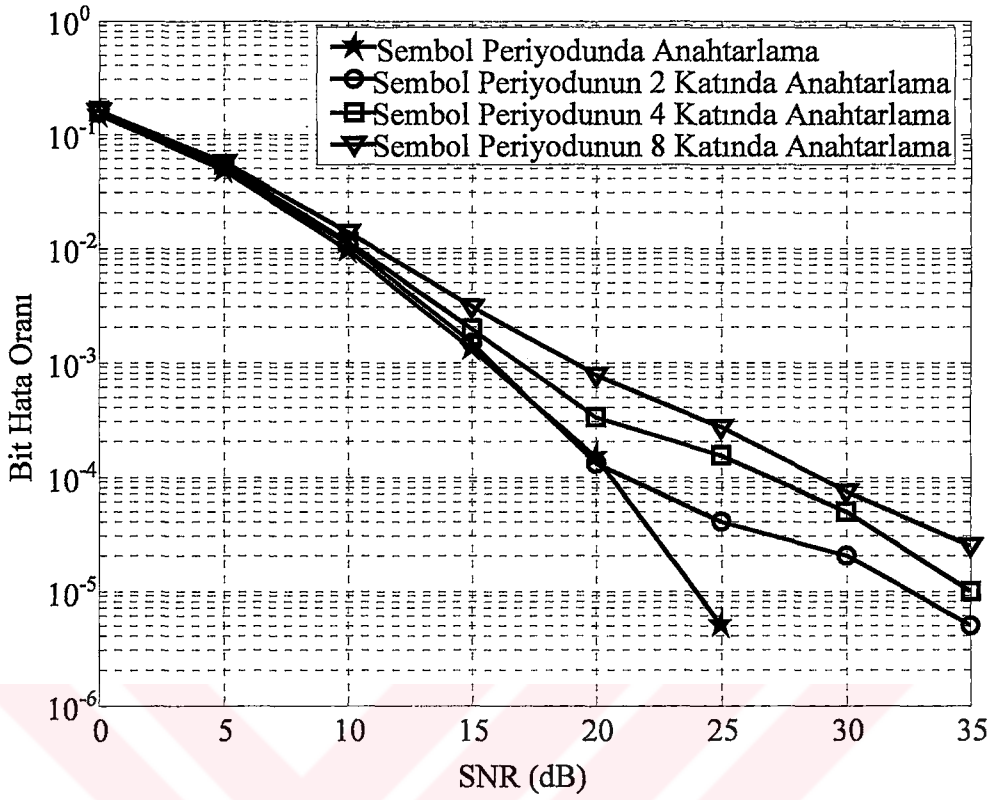
Şekil 60. QPSK Modülasyonu Kullanılan İki Dallı Seçmeli Çeşitleme Başarımı

Şekil (60)'da gösterilen grafik için 3×10^6 adet bit gönderilmiş ve bunların hatalı olarak alıcıda elde edilenlerinin sayılarına bakılarak bit hata oranı bulunmuştur. Kanallar arası ilişki 0 olması durumundaki kazanç; seçmeli çeşitlemede, 0.5, 0.7, 0.9 olması durumundaki kazançlardan yaklaşık olarak sırası ile 2, 3 ve 5dB kadar daha yüksektir.



Şekil 61. MRC, Seçmeli Çeşitleme ve Uzak Zaman Blok Kodlu Çeşitleme Başarımlarının Karşılaştırılması

Yukarıdaki grafikten seçmeli çeşitlemenin blok kodlanmış uzay-zaman çeşitlemesinden daha iyi bir başarıma sahip olduğu görülmektedir. Bu grafikte gösterilen seçmeli çeşitlemede antenlerden alınan sinyallerin güçlerine her bir sembol periyodu için bakılmış ve en güçlü olan sinyal seçilmiştir ve bu sinyalin alındığı antene ilişkin kanal katsayısı kullanılmıştır. Bu grafik için 2×10^5 adet bit gönderilmiş ve alıcıdaki hatalı olarak elde edilen bitlerin sayılarına bakılarak bit hata oranı bulunmuştur. Seçmeli çeşitlemede alış güçlerine bakılan zaman dilimleri arasındaki fark arttıkça bu çeşitlemeye ilişkin başarımda azalma olacaktır.



Şekil 62. Değişik güncelleme süreleri için seçmeli çeşitleme başarımı.

Yukarıdaki grafikte seçmeli çeşitlemenin başarımının, alış sinyallerin ortalama güçlerine bakılan sürelerin uzunluğuna göre değişimi gösterilmektedir. Sembol periyodunun 2 katı kadar bir süre ortalama güce bakılması durumunda 20dB'lik işaret gürültü oranının altında başarımda bir düşme olamamaktadır. Sembol periyodunun dört katı ve 8 katı süre için ortalama güce bakılırsa başarımda 20dB ve altı için sırası ile yaklaşık 2 ve 4dB kadar düşmektedir ancak 20dB'nin üstündeki işaret gürültü oranlarında ise bu kayıp daha fazla olmaktadır. Buradan alış sinyalinin uzun süreli ortalaması yerine daha düşük süreli ortalamasının alınmasının uygun olacağı anlaşılır.

Seçmeli çeşitleme sabit bir istasyon ve hareketli bir alıcının olduğu sistemlerde istasyon tarafındaki alıcı için kullanılabilir. Maliyet açısından MRC ye göre daha ucuz mal edilebiliyor olması bir tercih sebebi olabilir. Bu çeşitleme de uzay-zaman blok kodlaması ile birlikte kullanılabilir. İstasyondaki alıcı için seçmeli çeşitleme kullanılırken verici için de uzay-zaman blok kodlaması kullanılabilir.

4. SONUÇLAR

Düz sönümlenmeli kanallarda sönümlemeyi azaltmak amacıyla çeşitleme kullanılmasının başarımı nasıl etkilediği, incelenmiştir. Yapılan benzetimlerden şu sonuçlar elde edilmiştir.

- MRC incelenen diğer çeşitleme biçimleri olan Uzay-Zaman ve Seçmeli çeşitlemeden daha iyi bir başarıma sahiptir.
- İki Dalli MRC; Uzay-Zaman blok kodlamalı iki verici antenli çeşitlemeden yaklaşık olarak 3dB fazla bir kazançla sahiptir.
- İki Dalli MRC; Seçmeli Çeşitlemede anahtarlama işlemi sembol periyodunda yapılması durumunda, seçmeli çeşitlemeden yaklaşık 1.5dB daha iyi kazançla sahiptir.
- İki vericili Uzay-Zaman Blok Kodlanmış Çeşitleme; sembol periyodunda anahtarlanan seçmeli çeşitlemeden yaklaşık 1.5dB daha düşük bir kazançla sahiptir.
- Seçmeli Çeşitlemede anahtarlama işleminin sembol periyodunda yapılması durumundaki kazanç, sembol periyodunun iki katında yapılması durumundaki kazanç ile 20dB ve altındaki işaret gürültü oranları için yaklaşık olarak eşittir.
- Seçmeli Çeşitlemede anahtarlama işleminin sembol periyodunda yapılması durumundaki kazanç, sembol periyodunun iki katında yapılması durumundaki kazançtan işaret gürültü oranının; 20-25dB arasındaki değerleri için ortalama 1.5dB, 25dB ve üstü değerleri için yaklaşık 10dB fazladır.
- Seçmeli çeşitlemede anahtarlama işlemi sembol periyodunun iki katında yapılmaktaysa, sembol periyodunun dört ve sekiz katında anahtarlama yapılmış olmasına göre, 20dB ve altı işaret gürültü oranları için sırası ile 1.5 ve 3dB'lik kazançla sahiptir.
- Seçmeli çeşitlemede anahtarlama işlemi sembol periyodunun iki katında yapılmaktaysa, sembol periyodunun dört ve sekiz katında anahtarlama

- yapılmış olmasına göre, 20dB'nin üstündeki işaret gürültü oranları için sırası ile 5 ve 8dB'lik kazançla sahiptir.
- Seçmeli çeşitleme düşük SNR değerine sahip bir sistem için kabul edilebilir bir başarımlı vermesine karşın SNR değerinin 20dB ve üstüne çıkması durumunda başarımlı oldukça düşmektedir.



5. ÖNERİLER

- Bir sistemde çeşitleme yapılacaksa güç tüketimi ve maliyet gibi unsurlar da göz önüne alınmalı ve en uygun çeşitleme yöntemi seçilmelidir.
- Alıcının hareket halinde olduğu ve güç tüketimi ile fiziksel boyutların önemli olduğu durumlarda MRC gibi bir çeşitleme kullanılması doğru olmaz.
- MRC' ye alternatif olarak; seçmeli çeşitleme, polarizasyon çeşitlemesi ve uzay-zaman çeşitlemesi kullanılabilir.
- Uzay-Zaman çeşitlemesi oldukça esnek bir yapıya sahiptir. Uzay-Zaman çeşitlemesi MRC, seçmeli çeşitleme ve de polarizasyon çeşitleme ile bir arada kullanılabilir.
- Uzay-Zaman çeşitlemesinin benzeri bir uygulama da uzay-frekans çeşitlemesi olarak düşünülebilir ve başarımı incelenebilir.
- Anten çeşitlemeleri uygun yöntemlerle zaman ve frekans çeşitlemeleri ile bir arada kullanılabilir.

6. KAYNAKLAR

1. Pätzold, M. ve Laue, F., Statistical Properties of Jakes Fading Channel Simulator, Proc. IEEE 48th Veh. Technol. Conf., Mayıs 1998, Ottawa, Ontario, Kanada, 712-718
2. Pätzold, M., Garcia, R. ve Laue, F., Design of High Speed Simulation Models for Mobile Fading Channels by Using Table Look-Up Techniques, IEEE Trans. Veh. Technol., (2000) 1178-1190
3. Zheng, Y.R. ve Xiao, C., Simulation Models with Correct Statistical Properties for Rayleigh Fading Channels, IEEE Transactions on Communications, 6,51, (2003) 920-928
4. Ertel, R.B. ve Reed, J.H., Generation of Two Equal Power Correlated Rayleigh Fading Envelopes, IEEE Communications Letters, 10,2, (1998) 276-278
5. Kontogeorgakis, C. ve Rappaport, T.S., Two Branch Diversity Simulation of The Effects Of Non-Zero Signal Correlation On Average Fade Duration, IEEE 49th Vehicular Technology Conference, Mayıs 1999, Houston ABD
6. Alamouti, S.M., A Simple Transmit Diversity Tecnique for Wireless Communications, IEEE Journal On Select Areas in Communications, 8,16, (1998) 1451-1458
7. Tarokh, V., Jafarkhani, H., Space Time Block Codes from Orthogonal Designs, IEEE Transactions on Information Theory, 5,45, (1999) 1456-1467
8. Dietze, K., Analysis of Two Branch Maximal Ratio and Selection Diversity System with Unequal Branch Powers and Correlated Inputs for a Rayleigh Fading Channel, Yüksek Lisans Tezi, Virginia State University, Virginia Polytechnic Institute, Blacksbourg Virginia, 2001.
9. King, F.L, Space-Time and Space-Frequency Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing Transmitter Diversity Techniques, Doktora Tezi, Georgia Institute of Technology, 2001.
10. Tirkkonen, O. ve Hottinen, A., Complex Space-Time Block Codes For Four Tx Antennas, IEEE Globcom, Kasım-Aralık 2000, San Francisco, Sayı 2, 1005-1009
11. Zhao, Z., Performance Improvement of Polarization Diversity Scheme with Space-Time Codes, Yüksek Lisans Tezi, Simon Fraser University, Kanada, 1999.
12. Litwin, L., Matched Filtering and Timing Recovery in Digital Receivers, <http://www.rfdesign.com> 10 Haziran 2004

13. Langton, C., Inter Symbol Interference and Raised Cosine Filtering. <http://www.complextoreal.com/tutorial.htm/isi.pdf> 15 Mart 2003
14. Langton, C., Orthogonal Frequency Division Multiplexing <http://www.complextoreal.com/tutorial.htm/ofdm1.pdf> 20 Haziran 2004
15. Rappaort, T., Wireless communications : Principles and Practice, Second Editon, Prentice-Hall, Upper Saddle River New Jersey, 2002
16. Proakis, J.G., Salehi, M., Communication Systems Engineering, Second Edition, Prentice-Hall, Upper Saddle River New Jersey, 2002
17. Proakis, J.G., Digital Communications, Fourth Edition, McGraw-Hill, Boston, 2001
18. Sklar, B., Digital Communications: Fundamentals and Applications, Second Edition, Prentice Hill, New Jersey, 2001
19. Garg, V.K., Wilkes, J.E., Wireless and Personal Communicaitons Systems, Prentice Hill, New Jersey, 1996
20. Wilson, S.G., Digital Modulation and Coding, First Edition, Prentice Hall, New Jersey, 1995
21. Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A.R., Space Time Block Coding for Wireless Communications : Performance Results, IEEE Journal On Select Areas in Communications, 3,17, (1999) 451-460
22. Pop, M.F. ve Beaulieu, N.C, Limitations of Sum-of-Sinusoids Fading Channel Simulators, IEEE Transactions On Communications, 4,49, (2001) 699-708
23. Reader, D., Blind Maximum Likelihood Sequence Detection Over Fast Fading Communication Channels, Doktora Tezi, University of South Australia, Ağustos 1996

ÖZGEÇMİŞ

Gökçe HACIOĞLU 18.10.1978 tarihinde Trabzon'da doğdu. İlkokulu Dumlupınar İlkokulunda ortaokulu Kanuni Ortaokulunda ve liseyi Trabzon Lisesinde tamamladı. 1996–1997 Eğitim-Öğretim yılında KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde üniversite öğrenimine başladı. 2000 Yılında lisans eğitimini tamamladı ve aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başladı. 2002 yılında yüksek lisans öğrenimine bir sene ara vererek askerlik hizmetini tamamladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.

