



# **OFDM SİSTEMLERİNDE SİNYAL KÜMESİNİN DÖNDÜRÜLMESİ VE KORDİNAT SERPİŞTİRMESİ**

## **CONSTELLATION ROTATION AND COORDINATE INTERLEAVING IN OFDM SYSTEMS**

**MUSTAFA AHÇI**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2010

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

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

Başkan :  
Prof. Dr. A. Salim Kayhan

Üye :  
Prof. Dr. Erdal Arıkan

Üye (Danışman) :  
Prof. Dr. Mehmet Şafak

Üye :  
Doç. Dr. Emre Aktaş

Üye :  
Doç. Dr. Cenk Toker

ONAY

Bu tez ...../...../2010 tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

Prof.Dr. Adil Denizli  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

# OFDM SİSTEMLERİNDE SİNYAL KÜMESİNİN DÖNDÜRÜLMESİ VE KORDİNAT SERPİŞTİRMESİ

MUSTAFA AHÇI

## ÖZ

İletişim teknolojisinin gelişmesi ve kullanıcıların yeni hizmetlerle tanışmaları sonucunda özellikle gezgin kullanıcılara hitap eden ve yüksek veri hızı gerektiren hizmetler için talep artmaktadır. Ne var ki kablosuz kanalların olumsuz etkilerinin iletişim kalitesinde ciddi sorunlara yol açtığı göz önünde bulundurulduğunda yüksek veri hızlarında yayın yapabilmek ve iletişimin kalitesini arttırabilmek amacıyla bir çok farklı yöntemlerin uygulanmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Bant genişliğinin verimli kullanılması büyük önem taşıdığından uygulanan yöntemlerin bant-kullanımında verimsizliğe yol açmaması tercih edilir.

Sönümlenmeli kanallarda M-PSK/QAM kiplerinin başarımını arttırmak için, video yayıncılığında da kullanılan ve kipler çeşitlenmesi kazancı sağlayan, döndürülmüş sinyal kümeleri kullanılabilir. M-PSK/QAM sinyal kümeleri belli bir açıyla döndürülerek her bir sinyalin gerçel ve sanal kısımlarının aynı zamanda eş ve dik eksenlerde bileşenlere sahip olmaları sağlanmakta ve bu bileşenlerden herhangi birisi zaman yada frekans alanında serpiştirilerek, alıcıya ulaşan bir sinyalin bir eksenindeki bileşeni sönümlenme yada karışım nedeniyle kayba uğrasa bile kayba uğramamış diğer bileşendeki bilgi kullanılarak sinyalin alıcıda daha az hata ile çözümlenebilmesi mümkün olabilmektedir. Bu yöntem bant-genişliğini arttırmadan sönümlenmeli kanallarda gözle görülür bir başarımların sağlanmasını sağlamaktadır. Öte yandan önerilen yöntemin yüksek veri hızını destekleyen ve yüksek bant-verimliliğine sahip OFDM sistemlerinde de kullanılabileceği ve zaman alanında yapılan serpiştirme yönteminin neden olduğu ve bazı uygulamalarda kabul edilemeyecek değerlere ulaşan gecikmelerin önüne geçmek adına frekans alanında gerçekleştirilen serpiştirme yardımıyla da çeşitlenme kazancı elde edilebileceği gösterilmiştir. Daha fazla bant-genişliği ya da verici gücü gerektirmeyen bu yöntemin evrişimli ve Reed-Solomon (RS) kodlama ile desteklendiğinde çok daha yüksek bir başarımların artışına neden olduğu gösterilmiştir.

**Anahtar kelimeler:** Kipleme, sönümlmeli kanallar, Sayısal TV yayıncılığı (DVB), çeşitleme, serpiştirme, OFDM, Reed Solomon (RS) ve Evrişimli kodlama

# CONSTELLATION ROTATION AND COORDINATE INTERLEAVING IN OFDM SYSTEMS

MUSTAFA AHÇI

## ABSTRACT

Because of rapid developments in communications technology and the presence of innovative services especially for mobile users, the demand on high data rate applications increases as ever. However, considering the negative impacts of wireless channels on the quality of services, there is a need for novel techniques to improve communication quality of high data rate services. It is crucial to improve bandwidth efficiency in these services.

Signal constellation rotation coupled with coordinate interleaving can be used to improve MPSK/MQAM modulation performance by providing diversity gain in fading channels. Constellation rotation is usually coupled with interleaving the real and imaginary parts of each signal either in time or frequency domain. If one component of the signal is erroneous due to fading or interference, it may be still possible to recover the signal at the receiver by using the information on the other component. This technique is shown to offer improved performance in fading channels without causing bandwidth inefficiency. On the other hand, it is shown that this technique can be used in OFDM systems which support high data rates with high spectrum efficiency and it is possible to provide diversity gain by using interleaving in frequency-domain to prevent unacceptable delays due to time interleaving. While this technique does not require additional bandwidth or transmit power, it is shown to offer much improved performance when used together with RS and convolutional coding.

**Keywords:** Modulation, fading channels, terrestrial video broadcasting (DVB), diversity, interleaving, OFDM, Reed-Solomon and convolutional coding

## **TEŞEKKÜR**

Bu tez çalıőmasının gerçekleştirilmesi sũresince değerli fikirlerini benimle paylaőan, çalıőmalarım boyunca beni yœnlendiren Sayın Prof. Dr. Mehmet ŞAFAK'a çok değerli katkılarından dolayı teőekkũr ederim.

Her zaman yanımda olan ve œęrenim hayatım boyunca benden desteklerini hiç eksik etmeyen değerli aileme teőekkũr ederim.

# İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZ .....	i
ABSTRACT .....	iii
TEŞEKKÜR .....	iv
İÇİNDEKİLER DİZİNİ .....	v
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	ix
SÖZLÜK DİZİNİ .....	x
1. GİRİŞ .....	1
2. TELSİZ KANALLAR .....	5
2.1. Telsiz kanallara genel bakış.....	5
2.2. Telsiz Kanalların Yapısı .....	5
2.2.1. Küçük çaplı sönümlenme .....	7
2.2.1.1. Çokyol Yoğunluk Çizgesi (MIP- siyalin zaman-yayılmaması).....	9
2.2.1.2. Frekans Özilinti işlevi (frekans alanındaki zaman - yayılması) ....	11
2.2.1.3. Zaman Özilinti işlevi (zaman alanındaki zaman - değişimi) .....	12
2.2.1.4. Kanal sönümlenme çifteşliklerinin (duality) açıklanması.....	15
2.3. Bazı kanalların karakteristik özellikleri.....	16
2.4. Sönümlenmeli Kanalların Olumsuz Etkilerinin İyileştirilmesi.....	20
2.4.1. Hızlı Kanal Sönümlenmesine Karşı İyileştirme Yöntemleri.....	21
2.4.2. Kanalın Frekans Seçici olmasına karşı İyileştirme Yöntemleri .....	21
3. KANAL KODLAMASI.....	23
3.1. Reed-Solomon (RS) Kodlama.....	24
3.2. Evrişimli Kodlama.....	25
3.3. Serpiştirme .....	27
3.3.1. Öbek Serpiştirme .....	29
3.3.2. Evrişimli Sepiştirme.....	31
3.4. Sıralı kodlar .....	32
4. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOKLAMA (ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING - OFDM).....	34
4.1. Paralel iletim.....	34
4.2. Alt taşıyıcıların dikliği.....	35
4.3. Çevrimsel Önek.....	38



4.4.	OFDM Sistem Modeli .....	40
4.5.	Kanal Kestirimi .....	45
4.5.1.	Zaman-Frekans algılaması ve Pilot Tahsisi .....	48
4.5.2.	Kanal Kestirim Yöntemleri.....	51
4.6.	Doppler ve Gecikme yayılmasının OFDM sistemi üzerindeki etkileri .....	52
5.	SİNYAL KÜMESİNİN DÖNDÜRÜLMESİ VE KORDİNAT SERPİŞTİRMESİ .....	56
5.1.	Giriş.....	56
5.2.	Sistem Modeli.....	56
5.3.	Döndürme Açısının Etkileri.....	59
5.4.	Serpıştırme Derinliğinin Başarıma Etkisi .....	60
5.5.	Kanal Modeli .....	62
5.6.	Alınan Sinyalin Sezimi.....	63
5.7.	Benzetim Sonuçları .....	64
5.7.1.	Tek taşıyıcılı Sistem.....	64
5.7.2.	OFDM sistemlerinde uygulama.....	69
6.	SONUÇ .....	75
	KAYNAKLAR DİZİNİ .....	77
	ÖZGEÇMİŞ.....	80

## ŞEKİLLER DİZİNİ

### Sayfa

Şekil 2.1. Sinyal değişimi (a) büyük ve küçük çaplı sönümlenmeler. (b) küçük çaplı sönümlenme .....	6
Şekil 2.2. Gölgeleme ve sönümlenme .....	7
Şekil 2.3. Kanal özilinti işlevi ile güç yoğunluk işlevi arasındaki ilişki.....	14
Şekil 2.4. Tipik şehir modeli için kanalın zaman/frekans tepkisi .....	15
Şekil 2.5. Engebeli arazi kanal modeli için kanalın zaman/frekans tepkisi.....	16
Şekil 2.6. Bessel ve kanalın zaman özilinti işlevi ( $f_d T_s = 0.001$ ).....	17
Şekil 2.7. Bessel ve kanalın zaman özilinti işlevi ( $f_d T_s = 0.003$ ).....	17
Şekil 2.8. Kırsal alan frekans özilinti işlevi .....	19
Şekil 2.9. Tipik şehir frekans özilinti işlevi.....	19
Şekil 2.10. Gecikme dağılımları, COST 207 Tipik Şehir ve Kırsal alan modeli .....	20
Şekil 2.11. AWGN, Rayleigh sönümlenme ve hızlı sönümlenen/frekans seçici kanal .....	20
Şekil 3.1. Kodlayıcı öbek çizeneği .....	23
Şekil 3.2. RS(255,239) kodunun BHO eğrisi (Yavaş sönümlenen Rayleigh kanal) .....	25
Şekil 3.3. Oranı $\frac{1}{2}$ , $K=7$ olan evrişimli kodlayıcı [24].....	26
Şekil 3.4. Evrişimli kodun AWGN kanaldaki başarımı .....	27
Şekil 3.5. Serpiştirmenin etkisi.....	28
Şekil 3.6. Öbek serpiştirmenin etkisi- Evrişimli kod oran= $\frac{1}{2}$ , $K=7$ (Bkz. Şekil 3.3) .....	30
Şekil 3.7. Evrişimli Serpiştirme-DVB ( $I=12$ , $J=17$ ) [24] .....	31
Şekil 3.8. Sıralı kod öbek şeması .....	32
Şekil 3.9. RS(255,239) kodun Rayleigh kanalda başarımı .....	33
Şekil 4.1. Bant-genişliğinin $N_c$ alt-banda bölünmesi .....	34
Şekil 4.2. Çok-taşıyıcılı kiplenme.....	35
Şekil 4.3. OFDM sisteminin spektrum verimliliği (a) Geleneksel çok-taşıyıcılı sistem. (b) OFDM sistemi. ....	36
Şekil 4.4. (a) 3 alt-taşıyıcı. (b) 64 alt-taşıyıcı. ....	37
Şekil 4.5. İntilendirici kullanılan OFDM kipçözücü.....	38
Şekil 4.6. Çevrimsel önek (ÇÖ) .....	39
Şekil 4.7. OFDM sayısal modeli .....	40
Şekil 4.8. Paralel Gauss kanal olarak açıklanan OFDM sistemi .....	44
Şekil 4.9. OFDM başarımı-Mükemmel kanal kestirim durumu.....	45

Şekil 4.10. Pilot-tabanlı OFDM sistem modeli .....	46
Şekil 4.11. Frekans alanında kanal kestirimi .....	47
Şekil 4.12. Pilot tahsisi.....	48
Şekil 4.13. (a) Tüm frekans tahsisi-zaman aralıklı. (b) Tüm zaman tahsisi-frekans aralıklı. (c) Frekans-zaman aralıklı pilot tahsisi. (d) Frekans-zaman aralıklı pilot tahsisi .....	49
Şekil 4.14. DVB-T/H standardında pilot tahsisi [24].....	50
Şekil 4.15. Zaman-frekans kanal kestirimi .....	51
Şekil 4.16. OFDM LS kestirim başarımlar eğrisi.....	52
Şekil 4.17. Zaman alanında değişim hızının (Doppler etkisi) başarıma etkisi.....	53
Şekil 4.18. Frekans alanında pilot aralığı ( $M_f$ ) seçiminin başarıma etkisi.....	54
Şekil 5.1. Döndürülmüş Sinyal Kümesi.....	57
Şekil 5.2. (a) Zaman alanında serpiştirme verici öbek şeması. (b) Frekans alanında serpiştirme verici öbek şeması.....	58
Şekil 5.3. (a) Sönümlemenin döndürülmüş sinyal kümesine etkisi. (b) Sinyal kümesi noktaları arasındaki Öklid uzaklıkları ( $r_{12}>r_{11}$ ve $r_{22}>r_{21}$ ).....	59
Şekil 5.4. Saçılma çizimleri (a) Döndürme yokken. (b) Döndürme derecesi =15. (c) Döndürme derecesi=30 .....	65
Şekil 5.5. Döndürme derecesinin başarıma etkisi ( $f_d.T_s=0.01, k=30$ ).....	67
Şekil 5.6. QPSK kiplemesinde çeşitli serpiştirme derinlikleri için bit hata olasılığının $E_b/N_0$ ile değişimi (derece=30, $f_d.T_s=0.01$ ) .....	67
Şekil 5.7. Önerilen yöntem ve Kanal kodlamasının sistem başarımlarına etkileri.....	68
Şekil 5.8. OFDM sisteminde önerilen yöntemin verici öbek çizeneği.....	70
Şekil 5.9. OFDM sisteminde önerilen yöntemin başarıma etkisi (Mükemmel kanal kestirimi).....	71
Şekil 5.10. OFDM sisteminde önerilen yöntemin başarıma etkisi (LS kanal kestirimi).....	73

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

3GPP	: Third Generation Partnership Project
ARQ	: Automatic Repeat reQuest (Hata durumunda yineleme)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplanır beyaz Gauss gürültü)
BHO	: Bit Hata Olasılığı
CSI	: Channel state information (Kanal durum bilgisi)
ÇÖ	: Çevrimsel Önek
DVB	: Digital Video Broadcasting (Sayısal TV Yayıncılığı)
ETSI	: European Telecommunications Standards Institute
ICI	: Inter Carrier Interference (Taşıyıcılar arası karışım - TAK)
I/DFT	: Inverse / Discrete Fourier Transform (Ters / Sayısal Fourier dönüşümü)
I/FFT	: Inverse / Fast Fourier Transform (Ters / Hızlı Fourier dönüşümü)
ISI	: Inter Symbol Interference (Semboller arası karışım - SAK)
LOS	: Line of Sight (Direkt görüş hattı)
LS	: Least-Squares (En küçük kareler)
MIP	: Multipath Intensity Profile (Çokyol yoğunluk çizgesi - ÇYÇ)
NLOS	: Non-Line of Sight (Direkt-olmayan görüş hattı)
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Dikgen frekans bölmeli çoklama)
PSK	: Phase Shift Keying (Evre kaydırmalı kiplenim)
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation (Dört evreli genlik kiplenimi)
RS	: Reed-Solomon
SNR	: Signal-to-Noise Ratio (Sinyal-gürültü oranı)
WSS	: Wide Sense Stationary (Geniş anlamda durağan)

## SÖZLÜK DİZİNİ

Alıcı	: Receiver
Alçak geçirgen	: Lowpass
Aradeğerleme	: Interpolation
Artık bilgi	: Redundancy
Bant-genişliği	: Bandwidth
Bozulma	: Disturbance
Çevrimsel Önek	: Cyclic prefix
Çifteşlik	: Duality
Çok yol yoğunluk çizgesi	: Multipath Intensity Profile
Çok taşıyıcı	: Multicarrier
Çözümleyici	: Decoder
Değişinti	: Variance
Denkleştirme	: Equalization
Doğrusal	: Linear
Doppler yayılması	: Doppler spread
Dürtü	: Response
Düzgün sönümlenme	: Flat fading
En küçük kareler	: Least squares
Eşlemci	: Mapper
Eşlenmiş süzgeç	: Matched filter
Eşzamanlama	: Synchronization
Evre-uyumluluk	: Coherence
Evrişim	: Convolution
Frekans kayması	: Frequency offset
Frekans seçici sönümlenme	: Frequency selective fading

Gecikme güç izgesi	: Delay power spectrum
Geri-eşlemci	: De-mapper
Geri-serpiştirici	: De-interleaver
Girişim	: Interference
Gürültü	: Noise
Hızlı sönümlenme	: Fast fading
Isıl	: Thermal
İlinti	: Correlation
İltilendirici	: Correlator
Kablosuz	: Wireless
Kestirim	: Estimation
Kodlayıcı	: Encoder
Kod kelimesi	: Codeword
Kordinat	: Coordinate
Mükemmel kanal kestirimi	: Perfect channel estimate
Mükemmel olmayan kanal kestirimi	: Imperfect channel estimate
Ortalama	: Mean
Öbek	: Block
Öklid uzaklığı	: Euclidean distance
Özilinti İşlevi	: Correlation function
Patlama hata	: Burst error
Rasgele hata	: Random error
Salıngaç	: Oscillator
Sayı	: Scalar
Semboller arası karışım	: Inter symbol interference
Serpiştirici	: Interleaver

Serpiştirme derinliği	: Interleaving depth
Sıfır-bir kararlı	: Hard-decision
Sönümlenme	: Fading
Süzgeç	: Filter
Taşıyıcılar arası karışı	: Inter carrier interference
Tek taşıyıcı	: Single carrier
Temel bant	: Baseband
Uyarlamalı	: Adaptive
Uzay-frekans	: Spaced-frequency
Uzay-zaman	: Spaced-time
Verici	: Transmitter
Yayıma	: Spread
Zayıflama	: Attenuation

## 1. GİRİŞ

Kablosuz iletişim sistemleri açık ve kapalı ortamlarda yüksek kalitede hizmet vermeyi amaçlamaktadır. Bununla birlikte alıcı ve verici arasındaki görüşe bağlı olarak zamanla değişen ve farklı ortamlarda çok yollu dalga yayılımı, alınan sinyalin sönümlenmesine neden olmaktadır. Sönümlenmeli kanallarda sistem başarımını arttırmak için kanal kodlaması, Çok Girişli Çok Çıkışlı sistemler, kodlama kullanılmasına rağmen hala alıcıda bilgi hatalı alınıyorsa, hatalı alınan bilgilerin tekrar gönderilmesini talep eden karma-ARQ (Automatic Repeat reQuest) sistemleri, uzay, zaman, frekans çeşitlemesi, uyarlamalı kaynak tahsisi, uyarlamalı kodlama/kiplleme teknikleri gibi bir çok farklı yöntem kullanılmaktadır [1].

Sönümlenmeli kanallarda kodlama ile kullanılan sembol serpiştirme yöntemi sıkça başvurulan yöntemlerden biridir ve istenilen şekilde başarım artışı göstermektedir. Bitlerin serpiştirilmesi sönümlenme ilintisini (fading correlation) ortadan kaldırır ve kodlamayla birlikte çeşitleme kazancı sağlar [1]. Farklı bir çeşitleme yöntemi olarak sinyal kümesinin döndürülmesinin, sinyalin gerçel ve sanal kordinatlarının da serpiştirilmesi ile beraber kullanıldığında sönümlenmeye karşı başarım artışı sağladığı da bilinmektedir [2]-[5].

Spektrum verimliliği ile bilinen MPSK/MQAM kiplemelerinin sinyal kümesinin birbirine dik kordinatları belli bir açıyla döndürülerek eş ve dik evreli kordinatlar arasında artık bilgi oluşturulur ve böylece çeşitleme kazancından faydalanılması mümkün olur [2]. Sinyal kümesi döndürüldükten ve artık bilgi oluşturulduktan sonra döndürülen sinyaller serpiştirilir. Serpiştirme sonucunda sinyal bileşenleri birbirinden farklı zamanlarda veya birbirinden farklı frekanslar yoluyla alıcıya ulaştığı için sinyal bileşenlerinin birbirinden bağımsız bir şekilde sönümlenmeleri sağlanır. Böylelikle herhangi bir bileşen sönümlenmeye veya karışıma uğrarsa, diğer bileşen tarafından sağlanan bilgi kullanılarak sinyalin alıcıda tekrar çözümlenebilmesi mümkün olabilir. Döndürme derecesi kiplemenin durumuna göre farklılık gösterir ve sembol hata olasılığını en aza indirecek şekilde bulunmuştur [3],[4]. Bu yaklaşım bantgenişliği-sınırlı sistemlerde bant-genişliğinde herhangi bir artışa neden olmaksızın kullanılabilir.



Önerilen yöntem (Sinyal kümesinin döndürülmesi ve kordinat serpiştirme) bant-genişliğinde herhangi bir artışa neden olmamakla birlikte kodlama ile beraber kullanıldığında sistemin karmaşıklığında ciddi ek bir artışa da neden olmadan çok daha yüksek başarımları sağlamak için kullanılabilir [2],[4],[5]. Bundan önceki çalışmalarda sinyal kümesinin döndürülmesi ve kordinatlarının serpiştirilmesi yöntemi trellis-kodlanmış kipleme ve kafes kodlama yöntemleri ile beraber kullanılmıştır [2],[4]. Sırasıyla Rayleigh ve Rician kanallarda farklı kodlama teknikleri de kullanılarak elde edilmiş başarımların grafikleri de mevcuttur [4]. Önerilen yöntem özellikle DVB sistemlerinde yüksek kalitede video yayını yapabilmek amacı ile Reed-Solomon (RS) ve evrişimli kodlarla beraber kullanıldığında çok yüksek başarımları gözlenebilir [6],[7].

Bundan önceki çalışmalarda tek-taşıyıcılı sistem için serpiştirme sadece zaman alanında gerçekleştirilmiştir [2]-[5]. Daha önceki çalışmalarda sinyal bileşenleri zaman alanında serpiştirilerek bileşenlerin bağımsız sönümlenmeleri sağlanır ve bir başarımları yakalanır. Ne var ki çok yavaş değişen kanallar için aynı şekilde bağımsız sönümlenme sağlanabilmesi için serpiştirme derinliğinin çok yüksek seçilmesi gerekebilir [7]. Serpiştirme derinliği çok yüksek seçildiğinde bu durum zaman alanında istenmeyen gecikmelere sebep olur ve özellikle canlı yayın akışı veya ses iletimi gibi sistemleri olumsuz etkiler. Bununla birlikte sinyal bileşenlerinin bağımsız sönümlenmeleri frekans alanında gerçekleştirilen serpiştirme ile de mümkün olabilir [7]. Böylelikle zaman alanında gerçekleştirilen serpiştirmenin neden olduğu gecikmelerin önüne geçilmesi mümkün olur ve bu yöntem bant-genişliği kullanımında herhangi bir artışa neden olmaz.

Dördüncü Nesil iletişim sistemlerinde geniş bantta yüksek veri hızı iletimine olanak sağlayan ve yüksek bant-genişliği verimli iletim sistemi olarak bilinen OFDM sistemlerinin kullanımı öngörülmektedir. OFDM sistemlerinde sistemin toplam bant-genişliği, alt-taşıyıcı frekans aralığı evre-uyumlu bant-genişliğinden küçük olacak şekilde; yani kanalın frekans seçiciliği ortadan kaldırılacak şekilde, belli sayıda alt-banda bölünür ve alıcıya iletilecek veri paralel olarak gönderilir. Aynı zamanda alt-taşıyıcı aralığı alt-taşıyıcıların birbirine dik olması sağlanacak şekilde seçildiğinden alt-taşıyıcıların birbiriyle örtüşmelerine izin verilir ve bu durum spektrumun yüksek verimle kullanılmasına neden olur [8]. Böylelikle her bir alt-taşıyıcı düzgün bir sönümlenmeye maruz bırakılır ve her hangi bir alt-taşıyıcı

derin bir sönülemeye maruz kalsa bile diğer alt-taşıyıcılarla taşınan bilgi alıcıya sorunsuz ulaşacağından kanal kodlaması da kullanılarak hatalı alınan bilgilerin alıcıda tekrar elde edilmesi mümkün olur [9]. OFDM sembolleri arasında koruma bandı olarak çevrimsel önek (ÇÖ) yerleştirilmesi ile çokyollu kanalın sebep olduğu semboller arası karışımın (SAK) ve alt-taşıyıcılar arası karışımın (TAK) da önüne geçilir [10]. OFDM sistemleri bahsedilen yöntemde kordinatların zaman ve/veya frekans alanında serpiştirilmesine olanak sağlar. Sistemin zaman duyarlılığı ve kullanıcılara tahsis edilen alt-taşıyıcı sayısı da göz önüne alınarak hem zaman hem de frekans alanında uygun bir serpiştirme derinliği seçilebilir ve çeşitleme kazancının hem frekans hem de zaman alanında elde edilmesi ile sistem başarımında daha önceki çalışmalara benzer artışlar gözlenebilir. OFDM sistemlerinde önerilen yöntemin kullanılması ile beraber kanal kodlaması da daha önceki çalışmalara benzer bir şekilde sisteme eklenirse çok daha yüksek başarımlar sağlanabileceği gösterilmiştir. Bundan önceki çalışmalarda kanal durum bilgisinin mükemmel bir şekilde alıcı tarafından bilindiği varsayılmış ve semboltemelli sezimleme yapılmıştır [2]-[5]. Bununla birlikte gerçek hayatta yüksek kalitede kanal kestirim yöntemleri kullanılsa da mükemmel kanal kestirimi mümkün olmaz. OFDM sistemleri belli alt-taşıyıcıları bilinen pilot sembollere tahsis edip kanalı kestirme yoluna gider. Bu çalışmada daha önceki çalışmalardan farklı olarak OFDM sistemleri için mükemmel olmayan kanal kestirimi durumunda önerilen yöntemin benzer sonuçlar verdiği gösterilmiştir.

Bundan önceki çalışmalar genel olarak analitiktir ve bit hata olasılıklarının (BHO) üst sınırı hakkında bilgi sağlar [2]-[5]. Bununla birlikte bu çalışma sinyal kümesinin döndürülmesi ve serpiştirmenin sırasıyla tek taşıyıcılı ve OFDM sistemlerinin BHO başarımını MATLAB benzetimleri ile sunmaktadır. Bu tez çalışmasında sinyal kümesinin döndürülmesi ve kordinat serpiştirilmesi yöntemi daha önceki çalışmalara benzer şekilde sunulmuştur. Döndürme derecelerinin ve serpiştirme derinliklerinin değişmesinin sistem başarımı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Daha sonra bahsi geçen yöntemde DVB sistemlerinde kullanılan Reed Solomon (RS)-evrişimli kod ikilisi eklenerek bu kodlamaların sistem başarımı üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Daha önceki çalışmalardan farklı olarak zaman alanında gerçekleştirilen serpiştirme yerine frekans alanında gerçekleştirilen serpiştirme yöntemi ile de çeşitleme kazancı elde edilebileceği gösterilmiştir. Böylelikle zaman

alanında gerçekleştirilen serpiştirmenin etkisiyle oluşan gecikmelerin de önüne geçilmiş olur.

Bu yöntemin işlerliğinin anlaşılabilmesi için telsiz kanalların zaman ve frekans ilintileri çok iyi anlaşılmalıdır. Bundan sonra sırasıyla telsiz kanalların yapısı anlatılacak ve özellikle serpiştirme derinliğinin seçiminin anlaşılabilmesi için kanal parametreleri ile ilgili bilgiler sunulacaktır. Daha sonra telsiz kanallarda iyileştirme yöntemlerinden biri olan kanal kodlaması kısaca anlatılacak ve RS ve evrişimli kodlarla ilgili bilgi verilecektir. Daha sonra ise 4. Nesil iletişim sistemlerinde sıkça kullanılması ngrlen OFDM sistemlerinin uygulamaları hakkında bilgi verilecektir. Son olarak önerilen yöntemin tek-taşıyıcılı sistemlerde ve OFDM iletim sistemlerinde uygulanması anlatılacak ve kodlama kullanılması ve kullanılmaması durumundaki sistem üzerindeki başarımı bit hata olasılıkları eğrileri (BHO) ile verilecektir.

## 2. TELSİZ KANALLAR

### 2.1. Telsiz kanallara genel bakış

4. Nesil iletişim sistemlerinde bir çok servisin geniş bir alan içinde hizmet vermesi ve yüksek veri hızlarını desteklemesi öngörülmektedir. Telsiz iletişim içinde ses, internet ağı, web'de gezinme, mesajlaşma, dosya transferleri, video telekonferans, canlı yayın akışı gibi bir çok farklı alanda hizmet verilmektedir. Bu hizmetlerin çok farklı ortamlarda verilmesi bir çok kısıtlamayı da beraberinde getirmiştir. Sinyal verici ve alıcı arasında homojen olmayan ortamlarda yayılırken telsiz kanalların yapısından kaynaklanan bir çok kayba uğrar ve bu kayıplar alınan sinyallerin doğru analiz edilmesini zorlaştırır. Bununla beraber kanalların bant-genişliklerinin de sınırlı olması nedeniyle bant-verimli sistemler oldukça önem kazanmışlardır [1].

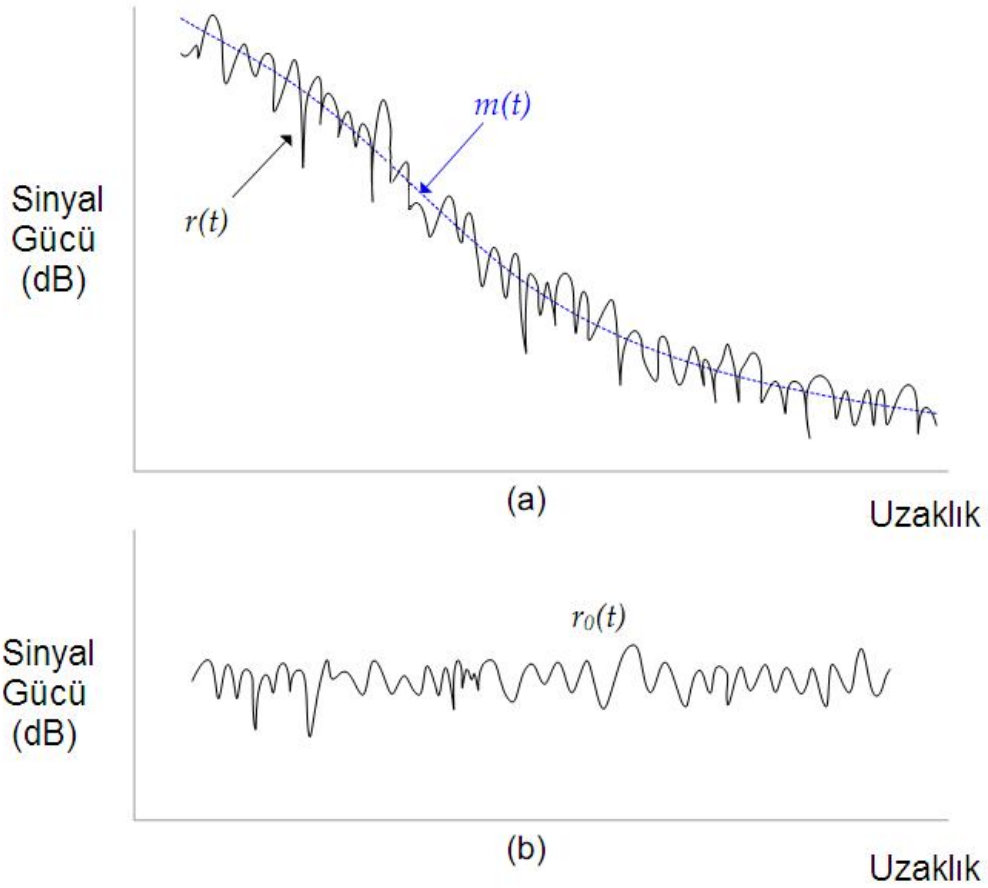
### 2.2. Telsiz Kanalların Yapısı

Telli kanallarda gönderilen bilgiler toplanır beyaz Gauss gürültü (AWGN) tarafından bozulur. Fakat telsiz kanallar için durum bu kadar basit olmayabilir. Telsiz kanallarda gönderilen sinyal sadece gürültüden değil aynı zamanda sinyaller arası girişimden, sönmüleden (fading) ve kullanıcılar arasındaki girişimden de olumsuz etkilenir. Bunlar arasında büyük-çaplı sönmüleme (large-scale fading), sinyalin ortalama gücünün zayıflamasından (attenuation) veya geniş alanlardaki hareketlerden kaynaklanan yol kayıplarından oluşur. Küçük çaplı sönmüleme (small-scale fading) ise alıcı verici arasındaki küçük değişimlerden kaynaklanan sinyalin genliği ve fazındaki anlık değişimler olarak adlandırılabilir. Aşağıda açıklanacağı üzere küçük çaplı sönmüleme iki mekanizmayla kendini gösterir: sinyalin gecikme-yayılması (veya kanal yayılması) ve kanalın zamanla-değişen yapısı. Sinyalin gecikme-yayılması için: frekans seçici ve frekans seçici olmayan (düzgün) sönmüleme, zamanla-değişen yapısı için ise sinyalin hızlı sönmülenmesi ya da yavaş sönmülenmesinden bahsedilebilir.

Alıcı tarafından alınan sinyal Şekil 2.1(a)'da olduğu gibi hem büyük çaplı sönümlenme hem de küçük çaplı sönümlenmeden etkilenir. Alınan sinyal gücünün antenin konumuna göre değişmesini gösteren çizim aşağıda verilmiştir. Burada alınan sinyal gücü  $r(t)$ :

$$r(t)=m(t) \times r_0(t)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $m(t)$  büyük çaplı sönümlenme veya yol kaybı olarak ifade edilirken,  $r_0(t)$  ise küçük çaplı sönümlenme veya çokyollu sönümlenme olarak ifade edilir. Küçük çaplı sönümlenmenin etkisinin daha rahat görülebilmesi için Şekil 2.1(b)'de büyük çaplı sönümlenmeden arındırılmış hali gözlenebilir.



Şekil 2.1. Sinyal değişimi (a) büyük ve küçük çaplı sönümlenmeler. (b) küçük çaplı sönümlenme

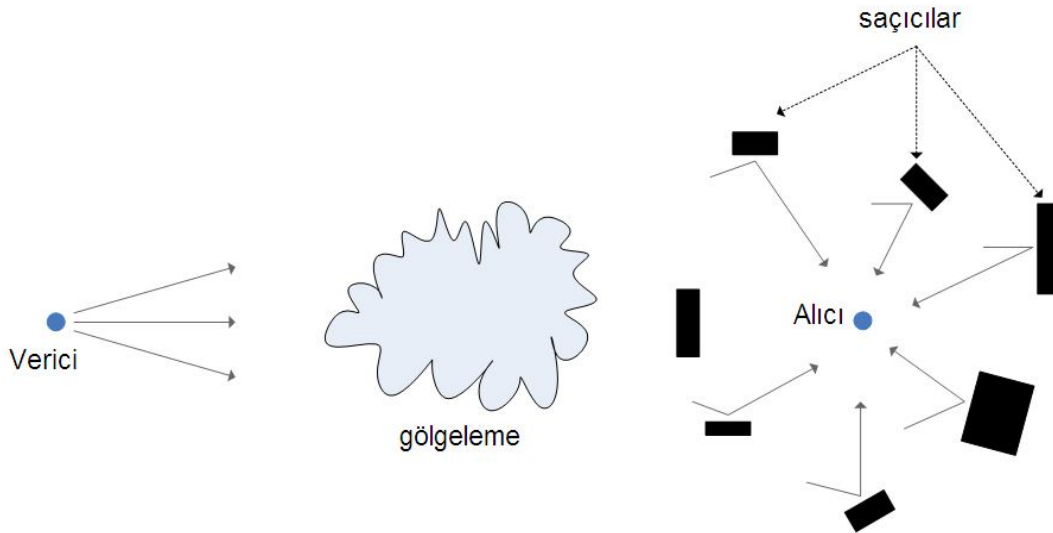
Büyük çaplı sönümlenme telsiz kanallarda yol kayıplarının nedenidir ve geniş alanlardaki uzay-boşluk (free space) ve benzeri kayıpların anlaşılmasında uygulama alanı bulur. Uzay-boşluk yol kaybı şu şekilde verilebilir :

$$L_s(d) = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2. \quad (2.2)$$

Burada  $d$ , alıcı ve verici arasındaki uzaklığı,  $\lambda$  ise sinyalin dalga boyunu gösterir. Ne var ki çoğu telsiz kanalların yapısı uzay-boşluktan çok daha karmaşıktır ve en iyi küçük çaplı sönümlenme modelleri ile açıklanabilir.

### 2.2.1. Küçük çaplı sönümlenme

Yukarıda belirtildiği gibi gönderilen sinyal kanalda yol alırken kanal içindeki birtakım nesnelere (bina, ağaç vb.) kaynaklanan kırınım, saçılma ve yansımalar uğrar. Sonuç olarak alıcı gelen sinyalleri çokyollu (multipath) olarak alır. Çokyollu yayılma (Bkz. Şekil 2.2), ve her bir yoldan gelen sinyalin karakteristiği için üç parametre etkilidir: gecikme, zayıflama (attenuation) ve faz kayması. Gecikme, sinyalin katettiği yolun uzunluğuna bağlıdır, zayıflama ve faz kayması ise sönümlenme nedeniyle oluşur.



Şekil 2.2. Gölgeleme ve sönümlenme

Sayısal ve zamanla değişen karmaşık çok yollu kanalın dürtü tepkisi  $h(t,\tau)$  şu şekilde yazılabilir [11]:

$$h(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-k2\pi f_c \tau_n(t)} \cdot \delta[\tau - \tau_n(t)]. \quad (2.3)$$

Burada,

$\alpha_n(t)$  : t anında n yolu için alınan sinyalin sönümlenme katsayısını

$\tau_n(t)$ : t anındaki n. yoldaki yayılım gecikmesini

$e^{-k2\pi f_c \tau_n(t)}$  :  $f_c$  taşıyıcı frekansında ve  $\tau$  gecikmesi için sinyal bileşeninin faz kaymasını

$\delta [.]$ : dirac delta fonksiyonunu ifade eder.

Alınan temel-bant sinyal yazılacak olursa

$$z(t) = h(\tau, t) \otimes s(t) = \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-j\theta_n} s[t - \tau_n(t)] \quad (2.4)$$

olur. Burada,  $s(t)$ 'nin kiplenmemiş pilot sinyal olduğu kabul edilirse, yani her zaman için  $s(t)=1$  olduğunda alınan temel-bant sinyal

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-j\theta_n} \\ &= \sum_n (x_n(t) \pm j y_n(t)) \\ &= \sum_n x_n(t) \pm j \sum_n y_n(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

şeklinde yazılır.

Burada alınan sinyalin genliği

$$\alpha_n(t) = \sqrt{x_n^2(t) + y_n^2(t)} \quad (2.6)$$

şeklinde ifade edilir.

Böylelikle bütün saçıcılardan alınan net sinyal [12]

$$z(t) = \alpha(t)e^{-j\theta(t)} \quad (2.7)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada,  $\alpha$  toplam genlik,  $\theta$  ise toplam faz olarak ifade edilebilir.

Alıcının vericiyi görmesi veya görmemesi açısından LOS (Line of sight) ve NLOS (Non-line of sight) diye bir ayırım yapılabilir. LOS'ta alıcı ve verici arasında direkt görüş vardır. Bu durumda alınan sinyalin genliği Rice dağılıma sahiptir ve sönümlenme Rice türü sönümlenme olarak tanımlanabilir [13]. NLOS'ta ise alıcı ve vericinin arasında direkt görüş yoktur. Dolayısıyla alıcıya ulaşan sinyal en azından bir kere yansımaya uğramış bir sinyaldir. Şekil 2.2.'de görülen çokyollu yayılma NLOS'a bir örnektir. Bu durumda sinyalin genliği Rayleigh dağılıma sahiptir ve bu sönümlenme Rayleigh sönümlenme olarak adlandırılır [13,14] ve dağılımı şu şekilde ifade edilir:

$$p(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right] & \text{for } \alpha \geq 0 \\ 0 & \text{for } \alpha < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Daha önce de ifade edildiği gibi küçük çaplı sönümlenme iki şekilde etkisini hissettirir:

- Sinyalin zaman-yayılmaması
- Kanalın alıcının/vericinin hareketine bağlı olarak zamanla-değişmesi

#### 2.2.1.1. Çokyol Yoğunluk Çizgesi (MIP- sinyal zaman-yayılmaması)

Verilen kanal dürtüsü  $h(\tau, t)$  için özilinti işlevi  $S(\tau; t_1, t_2)$ , şöyle hesaplanabilir [11]

$$S(\tau; t_1, t_2) = \frac{1}{2} E \left\{ h^*(\tau, t_1) \cdot h(\tau, t_2) \right\} \quad (2.9)$$

Burada,

$E\{.\}$ : beklenen değer operatörü (expectation)



$h(\tau, t_1)$ ,  $h(\tau, t_2)$ : sırasıyla  $t_1$  ve  $t_2$  zamanlarındaki kanal dürtü tepkisi olarak ifade edilir. Kanalin geniş anlamda durağan (WSS) olduğu kabul edilirse Eşitlik (2.9) şu şekilde yazılabilir:

$$S(\tau; \Delta t) = \frac{1}{2} E \{ h^*(\tau, t) . h(\tau, t + \Delta t) \} \quad (2.10)$$

Burada,  $S(\tau; \Delta t)$ , zaman kayması  $\tau$  ve zaman farkı  $\Delta t$  cinsinden kanalın ortalama çıkış gücünü verir.

Eşitlik (2.10)'da  $\Delta t=0$  yapılırsa sonuç  $S(\tau; 0)=S(\tau)$ , çokyollu yoğunluk çizgesi (ÇYÇ) (multipath intensiy profile-MIP) veya gecikme güç izgesi (delay power spectrum) olarak adlandırılır.

ÇYÇ'nin karakteristiğini belirleyen birkaç tanım yapılabilir:

- En büyük artık gecikme  $T_m$ , bir sinyalin alınan ilk ve son bileşeni arasındaki zaman farkıdır.
- Ortalama gecikme ,  $\mu_\tau$  çok yollu kanalın ortalama gecikmesidir ve şu şekilde hesaplanır[15]:

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^{+\infty} \tau . S(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} S(\tau) d\tau} \quad (2.11)$$

Burada  $S(\tau)$  kanalın çok yollu yoğunluk çizgesini ifade eder.

- Etkin (r.m.s) gecikme,  $\sigma_\tau$  yansımaların gecikmelerinin enerjileri ile ağırlıklandırılmış standart sapma değeri olarak ifade edilir ve şöyle tanımlanır[15]:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (\tau - \mu_\tau)^2 . S(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} S(\tau) d\tau}} \quad (2.12)$$

$T_m$  ve  $T_s$  (sembol süresi) arasındaki ilişki kanalın maruz kaldığı sönmelenmenin çeşidini belirler. Çok yollu kanal için artık gecikmenin sembol süresinden büyük

olması durumunda ( $T_m > T_s$ ), kanal frekans-seçici sönülmeye maruz kalıyor demektir. Bu durum, gönderilen sinyalin bir veya birkaç yansımasının alıcıya sonraki sembol sürelerinde ulaşması, dolayısıyla semboller arası karışıma neden olmasından kaynaklanır. Ters olarak eğer  $T_m < T_s$  ise kanal frekans seçici olmayan veya düzgün sönümlenen kanal olarak adlandırılır. Bu durumda bütün çokyollu bileşenler bir sembol süresi içerisinde alıcıya ulaşıyor demektir. Bu durum semboller arası karışıma neden olmamasına rağmen, sinyalin faz bileşenlerinin yıkıcı bir şekilde eklenmesinden kaynaklanan ciddi bir SNR kaybına neden olabilir.

### 2.2.1.2. Frekans Özilinti işlevi (frekans alanındaki zaman - yayılması)

Kanal dürtüsü  $h(\tau, t)$ 'nin Fourier dönüşümü alınarak zamana-bağlı çokyollu kanalın frekanstaki dürtüsü bulunabilir [11]

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau . \quad (2.13)$$

Burada,  $H(f, t)$  kanalın aktarım işlevidir. Kanal dürtüsünün özilinti işlevi  $R(\Delta f; t_1, t_2)$  ise şöyle hesaplanabilir [11]

$$R(\Delta f; t_1, t_2) = \frac{1}{2} E \{ H^*(f_1, t_1) . H(f_2, t_2) \} . \quad (2.14)$$

Burada,  $\Delta f = f_2 - f_1$  frekans farkı,  $H(f_1, t_1)$  ve  $H(f_2, t_2)$  kanalın  $(f_1, t_1)$  ve  $(f_2, t_2)$  ikilisindeki aktarım işlevini gösterir. Kanal geniş anlamda durağan (WSS) kabul edilirse özilinti işlevi şu şekilde ifade edilir ( $\Delta t = t_2 - t_1$ )

$$R(\Delta f; \Delta t) = \frac{1}{2} E \{ H^*(f_1, t) . H(f_2, t + \Delta t) \} \quad (2.15)$$

Burada  $\Delta t = 0$  yapılırsa,  $R(\Delta f)$  kanalın frekans farkı cinsinden frekans ilintisini verir. Daha sonra da gösterileceği gibi  $R(\Delta f)$ ,  $S(\tau)$  (ÇYÇ)'in Fourier dönüşümüne eşittir [11]

$$R(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau . \quad (2.16)$$

$R(\Delta f)$  frekans cinsinden kanalın özilinti işlevi olduğundan, frekanstaki evre-uyum (coherence) ile ilgili fikir verebilir. Kanalın evre uyumluluk bant genişliği  $f_0$ , kanalın tüm spektral (spectral) bileşenleri hemen hemen eşit genlik ve doğrusal fazda geçirdiği frekans aralığı olarak tanımlanabilir [11].  $R(\Delta f)$  ve  $S(\tau)$  arasındaki Fourier dönüşümü nedeniyle evre uyumluluk bant genişliği ve artık gecikme (excess delay) arasında ters orantılı bir ilişkiden söz edilebilir

$$f_0 \propto \frac{1}{T_m} . \quad (2.17)$$

Evre uyumluluk bant genişliği ( $f_0$ ) ve sinyalin bant genişliği ( $W$ ) arasındaki ilişki kanalın sönümlenme çeşitliliğini belirleyicidir.  $f_0 < W$  olması durumunda kanal frekans seçici,  $f_0 > W$  olması durumunda ise kanal düzgün bir sönümlenmeye maruz kalıyor demektir.

### 2.2.1.3. Zaman Özilinti işlevi (zaman alanındaki zaman - değişimi)

Zaman alanındaki özilinti işlevi  $R(\Delta t)$  zaman alanında farklı anlardaki kanalın ilintisi ile ilgili bilgi sağlar ve şöyle hesaplanabilir[11]

$$R(\Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau; \Delta t) d\tau . \quad (2.18)$$

Burada,  $S(\tau; \Delta t)$  Eşitlik (2.10)'da verildiği gibi kanal anlık dürtüsünün özilinti işlevidir. Bu işlev kanalın zaman alanındaki uyumluluğunu gösterir. Yani kanal evre-uyumluluk süresi  $T_0$ , kanalın tepkisinin bağımsız olduğu zaman aralığı olarak verilebilir. Kanalın bu zaman aralığında değişmediği kabul edilebilir. Yani  $T_0$  kanalın değişme hızı ile ilgili bilgi içerir. Eğer  $T_0 < T_s$  ise,  $T_s$  sembol zamanını gösterir, bir sembol süresi boyunca kanal değişiyor, bu durumda hızlı sönümlenmeye uğruyor denilebilir.  $T_0 > T_s$  olduğu durumda ise tersi olarak bir sembol süresince kanalın değişmediği varsayıldığından kanal yavaş sönümlenmeye maruz kalıyor demektir. Hızlı sönümlenme durumunda kanal bir sembol süresinde

değişirken, yavaş sönümlemede ise kanal bir sembol süresi boyunca sabit kalıyor, değişmiyor kabul edilir.

Doppler kayması zaman-ilintisinin (Bkz. Şekil 2.3) Fourier dönüşümü alınarak bulunabilir ve kanalın frekans genişlemesi ile ilgili bilgi verir [11]

$$S(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\Delta t) \cdot e^{-j2\pi\nu\Delta t} d\Delta t \quad (2.19)$$

Eşitlik (2.19)'da  $\nu$ , taşıyıcı frekansı ile ilintili olarak frekans kaymasını gösterir. Doppler güç spektrumunun genişliği izgesel genişleme (spectral broadening) veya Doppler yayılması (Doppler spread) olarak adlandırılır ve  $f_d$  ile gösterilir. Maximum Doppler frekansı

$$f_d = f_c \cdot V / C \quad (2.20)$$

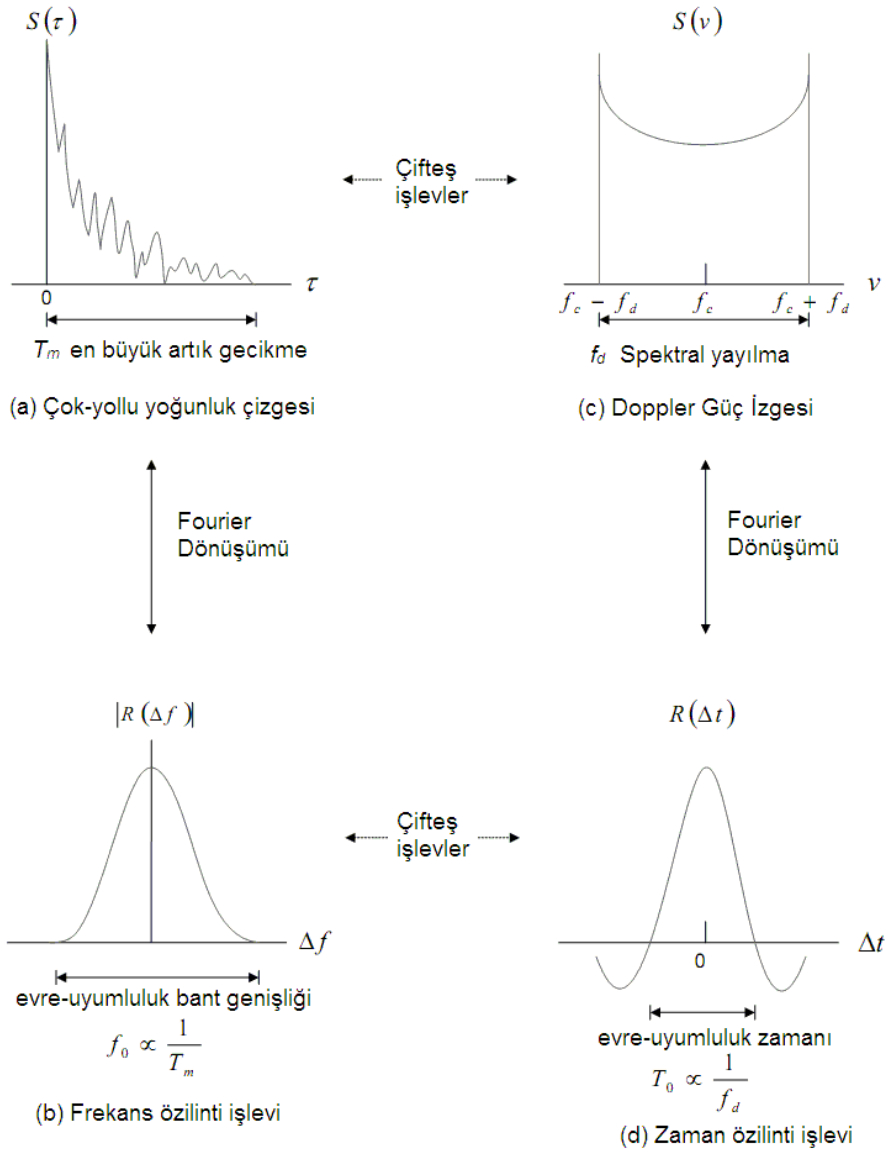
olarak ifade edilir. Burada,

$f_d$ : maksimum Doppler kaymasını

$f_c$ : taşıyıcı frekansını

$V$ : alıcı ve verici arasındaki bağıl hızı ve

$c$ : ışık hızını göstermektedir.



Şekil 2.3. Kanal öziliti işlevi ile güç yoğunluk işlevi arasındaki ilişki.

Mesela 900 MHz’de çalışan bir sistem için 1m/s hızla hareket eden yayanın maruz kalacağı maksimum Doppler kayması  $f_d=3$  Hz’dir.

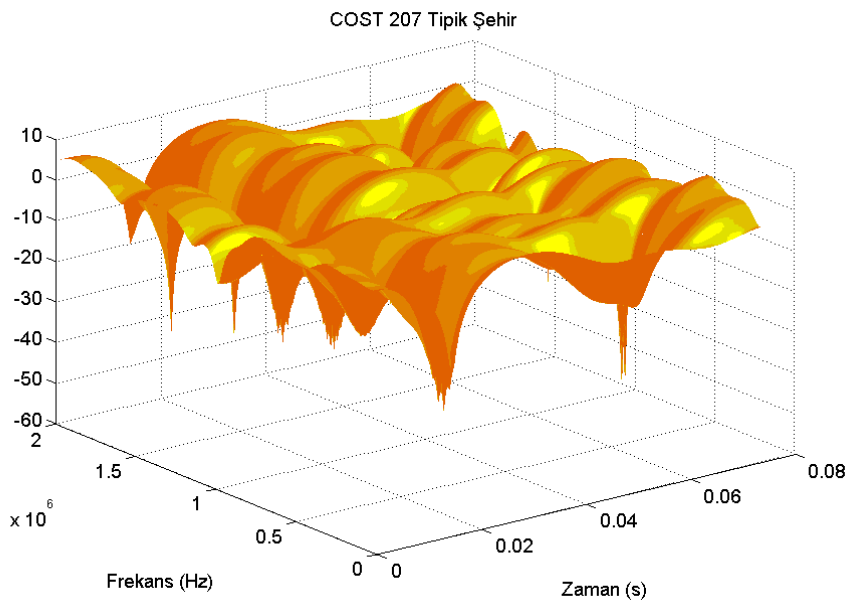
$f_d$  ve  $T_0$  arasında, Doppler güç izgesi ve zaman ilintisi arasındaki Fourier bağlantısından dolayı bir ilişki vardır ve

$$f_d \propto \frac{1}{T_0} \quad (2.21)$$

şeklinde ifade edilir. Başka bir deyişle bu durum frekans alanında ifade edilirse sinyalin bant genişliği  $W$ , Doppler yayılmasından küçükse ( $W < f_d$ ) kanal hızlı değişiyor, büyükse ( $W > f_d$ ) kanal yavaş değişiyor demektir.

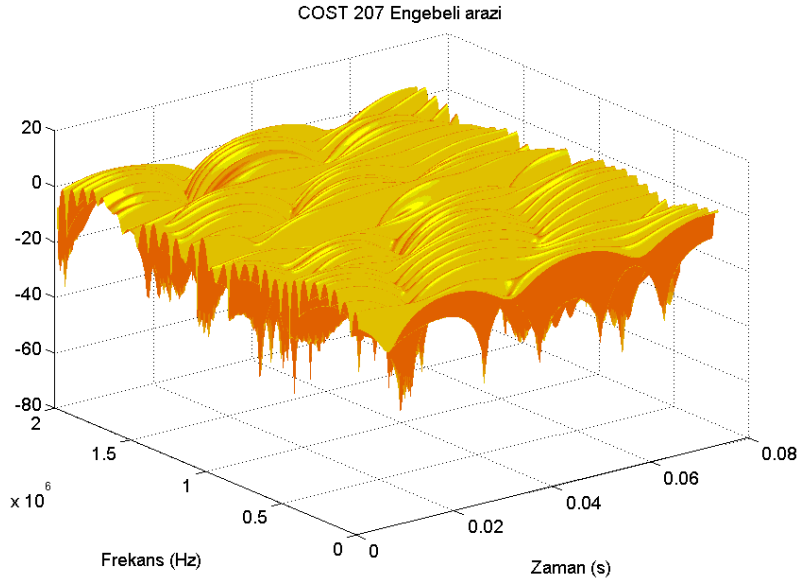
#### 2.2.1.4. Kanal sönümlenme çiftleşliklerinin (duality) açıklanması

ÇYÇ ile Doppler güç izgesi arasında bir çiftleşlik (duality) vardır. Yani bu iki işlev zaman ve frekans alanında olmak üzere benzer özellikler gösterirler.  $S(\tau)$  (ÇYÇ), alınan sinyalin zaman gecikmesi cinsinden beklenen güç değerini verirken,  $S(\nu)$ , Doppler yayılması, alınan sinyalin frekans cinsinden beklenen güç değerini verir. Benzer şekilde  $R(\Delta f)$ , frekans özilinti işlevi, ile  $R(\Delta t)$ , zaman özilinti işlevi, kendi aralarında çiftleşliğe sahiptir.  $R(\Delta f)$  frekans ilintisini verirken  $R(\Delta t)$  kanalın zaman ilintisini verir. Burada şu unutulmamalıdır ki iki zaman/frekans aralığındaki ilinti fazla ise zaman/frekans alanında kanalın değişme hızı düşük demektir. Daha önce ifade edilen farklı durumlar özetlenecek olursa; Doppler kayması  $f_d$  arttıkça kanalın zaman alanındaki değişme hızı artıyor, kanal hızlı sönümlenmeye başlıyor demektir. Bununla beraber sinyalin çok yollu gelmesi ile beraber sinyalin alıcıya ulaşan son bileşenin gecikmesinin artmasıyla, yani  $T_m$ 'in artmasıyla, sembol süresine ( $T_s$ ) de bağlı olarak kanalın frekans seçici özelliği artıyor demektir. Kısaca; kanalın frekans seçici olmaması ve yavaş değişiyor olması için  $W \ll f_0$  (frekans seçici olmayan) ve  $T_0 \gg 1/f_d$  (yavaş sönümlenen) iki şartının sağlanması gerekir.



Şekil 2.4. Tipik şehir modeli için kanalın zaman/frekans tepkisi

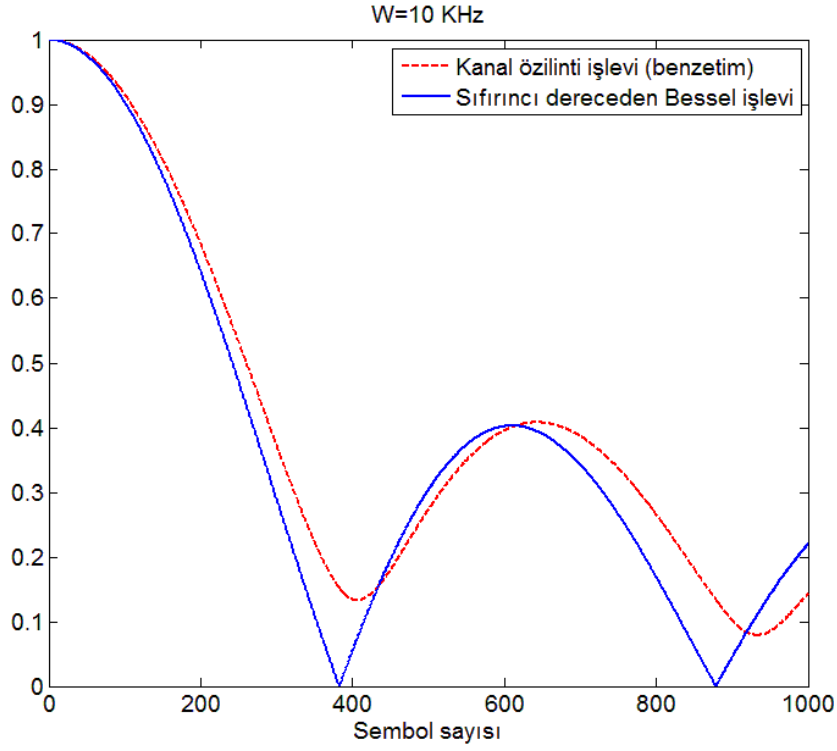
Şekil 2.4 ve Şekil 2.5.'de değişen  $T_m$  değerlerine göre ( $f_d=20$  Hz) farklı kanal modelleri için kanalın sırasıyla zaman ve frekans alanındaki dürtüleri verilmiştir. Görüldüğü üzere,  $T_{m(EA)}=17$   $\mu$ s olan engebeli arazi kanal modelinde sinyalin son bileşeni, tipik şehir ( $T_{m(TS)}=5$   $\mu$ s) kanal modeline göre alıcıya daha geç ulaştığı için frekans alanındaki değişimler daha hızlıdır (Bkz. Şekil 2.5).



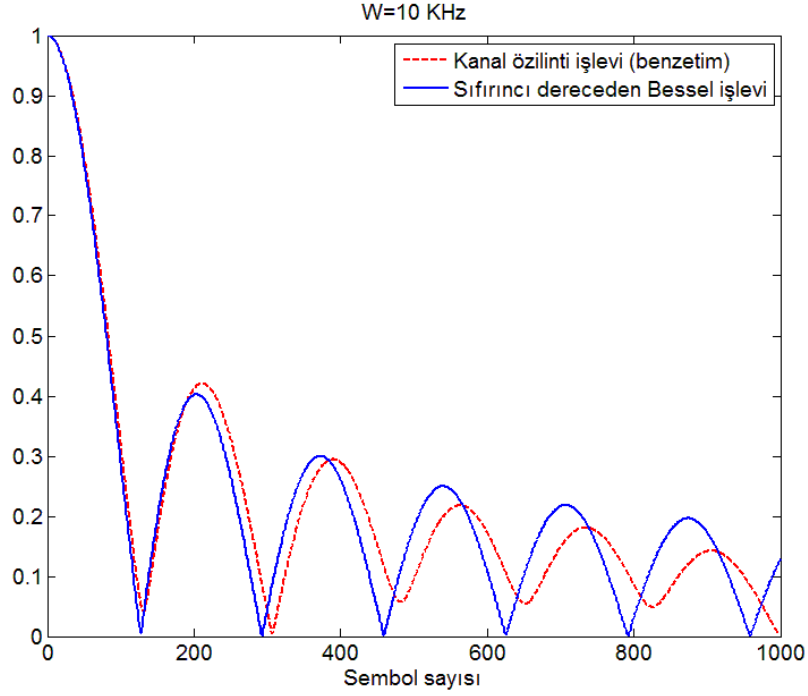
Şekil 2.5. Engebeli arazi kanal modeli için kanalın zaman/frekans tepkisi

### 2.3. Bazı kanalların karakteristik özellikleri

Benzetimlerde Jakes Doppler spektruma sahip Rayleigh sönümlenme kanalı kullanıldı. Eşitlik (2.19)'da belirtildiği gibi Doppler spektrumun Fourier dönüşümü kanalın zaman alanındaki özilinti işlevini verir. Jakes Doppler spektrumu için kanalın özilinti işlevi sıfırıncı dereceden Bessel işlevine,  $J_0(\cdot)$ , benzetilmiştir [16]. Bessel işlevi ve tek yönlü Rayleigh kanalın özilinti işlevini gösteren çizim Şekil 2.7 ve Şekil 2.8'de verilmiştir. Benzetim sonuçları zaman alanında elde edilen kanal katsayıları arasındaki özilinti işlevi kullanılarak elde edilmiştir. Benzetim sonuçlarından (Bkz. Şekil 2.6 ve Şekil 2.7) kanalın özilinti işlevinin Bessel işlevi değerlerini takip ettiği görülebilir. Burada en büyük Doppler değerleri sırasıyla  $f_d=10$  ve  $f_d=30$  Hz olarak seçilmiştir ( $W=1/T_s=10$  Khz).  $f_d$  değeri veya kanalın birimlendirilmiş Doppler frekansı ( $f_d \cdot T_s$ ) arttıkça kanalın daha hızlı değişmeye başladığı, dolayısıyla komşu semboller arası ilintinin daha hızlı azaldığı şekillerden rahatlıkla gözlenebilir.



Şekil 2.6. Bessel ve kanalın zaman özilinti işlevi ( $f_d T_s = 0.001$ )



Şekil 2.7. Bessel ve kanalın zaman özilinti işlevi ( $f_d T_s = 0.003$ )



$$R_f(\Delta f) = \sum_i \sigma_i^2 e^{-j2\pi\Delta f\tau_i} \quad (2.22)$$

Frekans alanındaki özilinti işlevi ise [17]'de belirtildiği gibi şu şekilde ifade edilebilir:

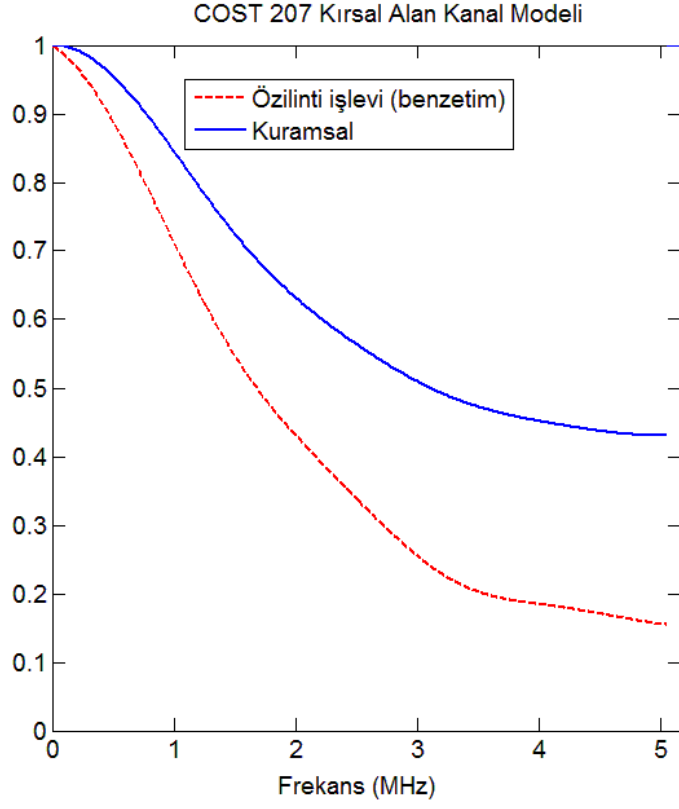
Burada,

$\Delta f$ : frekans aralığını,

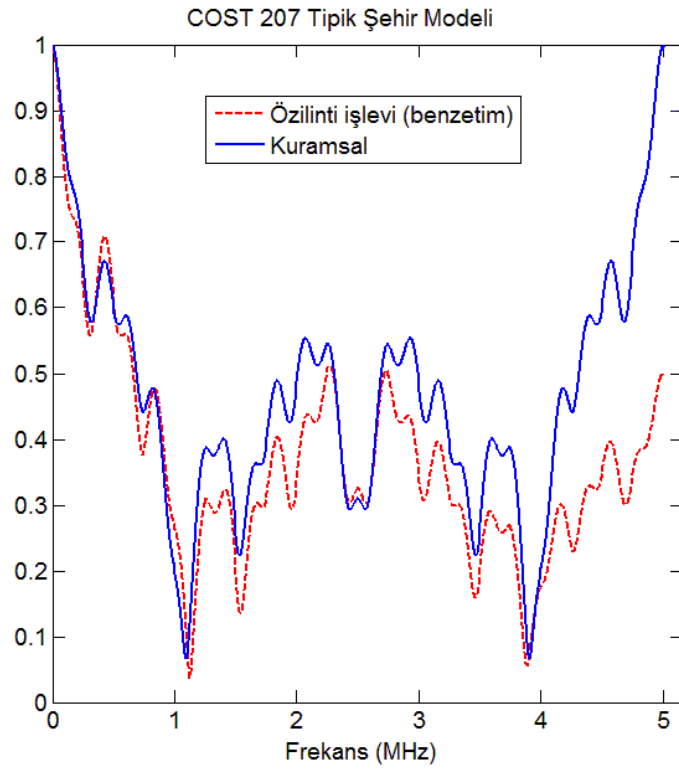
$\sigma_i^2$ : i'inci yoldaki sinyalin birimlendirilmiş gücünü ve

$\tau_i$ : i'inci yolun gecikme değerini ifade eder.

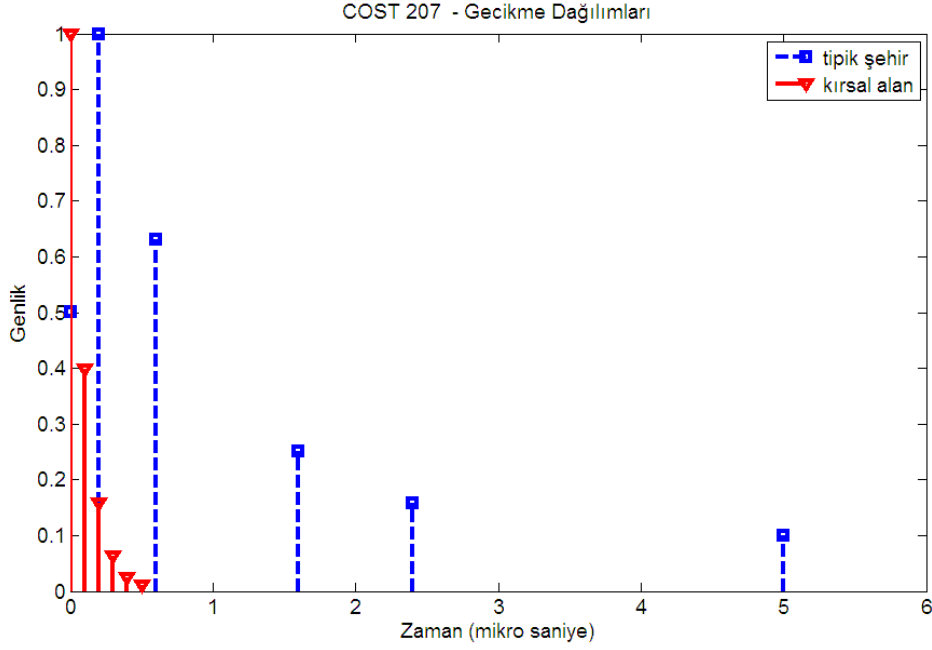
Maksimum artık gecikme ( $T_m$ ) süresi arttıkça evre uyumluluk bant genişliğinin daraldığı, dolayısıyla komşu frekanslar arası ilintinin azaldığı Şekil 2.8 ve Şekil 2.9'daki çizimlerden de anlaşılabilir. Bu şekillerde COST 207 kanal modellerinde kullanılan 6 yollu kırsal alan ve tipik şehir modelleri kullanılmıştır [18]. Bu kanal modellerinin gecikme dağılımları (delay spread) Şekil 2.10'da verilmiştir. Şekillerden (Bkz. Şekil 2.8 ve Şekil 2.9) de anlaşılacağı üzere kırsal alan modelinde sinyal gecikmesi daha küçük olduğundan birbirine yakın frekanslardaki ilintinin fazla olduğu, hatta belli bir değer altına düşmediği, tipik şehir modelinde ise kırsal alana kıyasla yansıyan son sinyal alıcıya daha geç ulaşmasından dolayı kanalın daha frekans seçici hale geldiği ve bunun sonucu olarak evre uyumluluk bant genişliğinin de küçülmesi ile frekanslar arası ilintinin kırsal alana kıyasla daha hızlı küçüldüğü gözlenebilir.



Şekil 2.8. Kırsal alan frekans özilinti işlevi



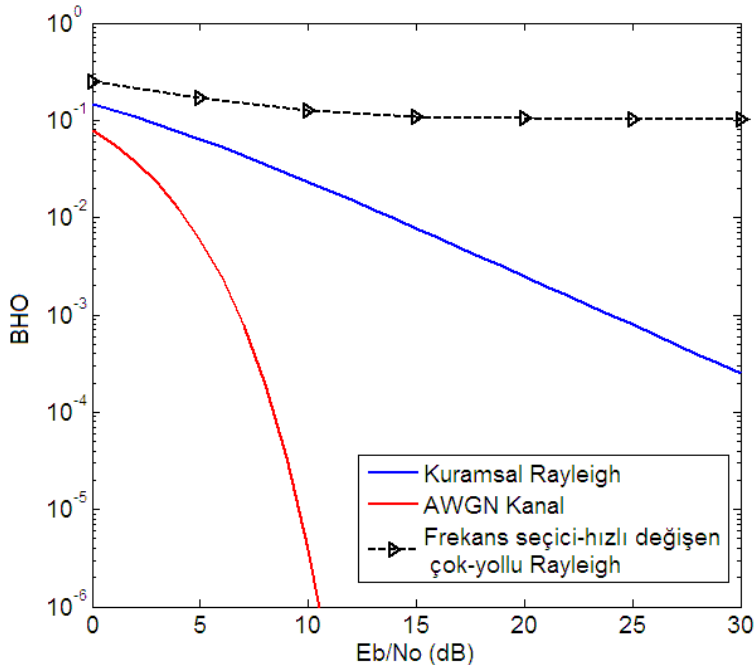
Şekil 2.9. Tipik şehir frekans özilinti işlevi



Şekil 2.10. Gecikme dağılımları, COST 207 Tipik Şehir ve Kırsal alan modeli

#### 2.4. Sönümlenmeli Kanalların Olumsuz Etkilerinin İyileştirilmesi

Eğer kanal sönümlenme dolayısıyla başarımlı kaybına uğruyorsa istenilen bit hata olasılığının üzerinde bir seviyede hata tabanı oluşabilir. Bu durumda güç ( $E_b/N_0$ ) değeri arttırılsa bile bu taban değeri düşürülemeyebilir (Bkz. Şekil 2.11.).



Şekil 2.11. AWGN, Rayleigh sönümlenme ve hızlı sönümlenen/frekans seçici kanal

Bundan dolayı başarımı arttırmak için sönümlenme etkisini azaltacak diğer iyileştirme yöntemlerine başvurulmalıdır.

İyileştirme yöntemi sistemin kanalın frekans-seçici özelliğinden mi yoksa hızlı sönümlenmesinden dolayı mı başarım kaybına uğradığına göre değişir. Yukarıdaki şekilde (Bkz. Şekil 2.11) görüleceği üzere kanalın frekans seçici ya da çok hızlı değişmesinden kaynaklanan başarım düşüşlerinden dolayı bit hata olasılığı 0.5 değerine kadar yükselebilir. Sinyalin bozucu etkisi iyileştirildiği zaman sönümlenme çizgisi çok kötü durumdan kuramsal Rayleigh sönümlenme çizgisi sınırına kadar ulaşabilir. Bunun ötesinde çeşitleme tekniklerinin de kullanılması ve sinyalin bağımsız yansımalarındaki bilgilerin alıcıya sağlanması ile veya güçlü kanal kodlama teknikleri kullanılarak daha yüksek başarım artışları sisteme kazandırılabilir ve hatta AWGN kanallarında elde edilen bit hata olasılığı çizgisine yaklaşmak mümkün olabilir.

#### 2.4.1. Hızlı Kanal Sönümlenmesine Karşı İyileştirme Yöntemleri

Bu sönümlenmeye karşı ihtiyaca göre ve eldeki kaynaklar değerlendirilerek birkaç yöntemden bahsedilebilir. Bu gibi durumlarda hızlı faz değişimlerine daha dayanıklı faz izleme gereksinimi gerektirmeyen uyumlu-olmayan sezimleme veya ayrımsal (differential) PSK kullanılabilir. Diğer bir teknik ise sembol süresini  $W=1/T_s$  sönümlenme oranının üstünde olacak şekilde ( $T_s \ll T_0$ ) azaltmaktır ki bu da bant genişliğinde bir artışa neden olabilir. Bu yöntemlerin dışında daha fazla enerji gerektirmeden gerekli olan  $E_b/N_0$  değerinde istenilen hata başarımını elde etmek için Bölüm 3'te bahsedileceği gibi kanal kodlaması da kullanılabilir. Kanal kodlaması kanalın hızlı değişmesinden kaynaklanan kabul edilemez hata tabanının düşürülmesinde ciddi bir rol oynayabilir ve bu değer kabul edilebilir bir orana düşürülmesinde yardımcı olur. Kanal kodlamasından faydalanılabilmesi için çözücünün çıkışındaki hataların birbiriyle ilintisiz olması gerekir ki zaten hızlı sönümlenmedeki durum da budur. Veya özellikle hataların birbiriyle ilintisiz olmasını sağlamak için sistem içine ek olarak serpiştirici (Bkz. Bölüm 3.3) de yerleştirilebilir.

#### 2.4.2. Kanalın Frekans Seçici olmasına karşı İyileştirme Yöntemleri

Denkleştirme (Equalization) kanaldan kaynaklanan semboller arası karışımın (SAK- Inter Symbol Interference (ISI)) neden olduğu bozulmalara karşı iyileştirme

yöntemlerinden bir tanesidir. Böylelikle Şekil 2.11'te gösterildiği üzere 0.5 değerine yaklaşan bit hata olasılığı eğrisi bu yöntemin kullanılmasıyla Rayleigh sönümlenme çizgisi üst sınırına yaklaştırılabilir. Semboller arası karışımı azaltarak sistem başarımına iyileştirme kazandırılması işlemi sinyalin dağılan ve bir sonraki sembol zamanında alıcıya ulaşan bileşenleri tekrar aynı sinyalin gerçek zaman aralığına getirilerek yapılır. Kanal ve denkleştirici süzgeç kullanılmasıdaki amaç düzgün bir frekans dürtüsü ve doğrusal bir faz değeri elde etmektir [19].

Frekans seçici olan kanallarda iyileştirme yöntemlerine yeni nesil iletişim sistemlerinde sıkça kullanılması öngörülen ve denkleştirme süzgeçlerine de ihtiyaç bırakmayan OFDM sistemleri örnek olarak verilebilir. Bant-genişliği alt-bantlara bölünerek alt-taşıyıcıların frekans aralığının evre-uyumluluk bant genişliğinden daha küçük olması sağlanır ve kanalın frekans-seçici etkisi azaltılır. Böylelikle düzgün bir frekans dürtüsü ve doğrusal bir faz değeri farklı bir yolla elde edilmiş olur. Bu tezde kanalın frekans seçiciliğinden kaynaklanan olumsuz etkilere karşı OFDM sistemleri kullanılarak iyileştirme sağlanmıştır.

### 3. KANAL KODLAMASI

Telsiz kanalların telli kanallarda olduğu gibi sadece toplanır beyaz Gauss gürültü (AWGN) tarafından bozulmadığı aynı zamanda alınan sinyalin genliğinin ciddi derecede kayba uğramasına yol açan sönümlenmelere maruz kaldığı Bölüm 2.2.'de ifade edildi. Kanal kodlaması; gürültü, girişim ve sönümlenme gibi farklı kanal bozulmalarına karşı iletişimin başarımını arttırmak için kullanılır. Daha sonraki bölümlerde de görüleceği üzere kanal kodlaması sistem başarımı üzerinde ciddi başarımları artırabilir.

Kodlanmış ve kiplenmiş bir sinyal telsiz kanallarda bozulmuş biçimde alıcı tarafından alındıktan sonra çözümleyici sayesinde bozulmuş sinyalin hataları tespit edilir ve/veya düzeltilir. Bazı kodlar sadece hata tespiti için kullanılırken, bazı kodlar ise hem bu hataları tespit için hem de hataları düzeltmek için kullanılır.

Genel olarak doğrusal kod  $(n,k)$  şeklinde gösterilir. Burada  $k$  kodlamaya giren sembol/bit sayısını,  $n$  ise kodlama sonucu ortaya çıkan kodlanmış sinyalin uzunluğunu ifade eder ve kod oranı  $R_c=k/n$  olarak ifade edilir (Bkz. Şekil 3.1).



Şekil 3.1. Kodlayıcı öbek çizeneği

En küçük mesafe çözümleyicisi (minimum distance decoding) hataları tespit ya da hataları düzeltmek için kullanılır. Bir veri öbeğindeki hatalar sadece tespit ediliyorsa o veri öbeği atılır ve vericiden bu veri öbeğinin tekrar gönderilmesi istenir (ARQ'da olduğu gibi). Hata düzeltmesi ise verideki bozulmanın alıcıda tekrar düzeltilmesine olanak sağlar ve verinin tekrardan gönderilmesine ihtiyaç bırakmaz. Elbette hata düzeltici bir kodun hata düzeltme kapasitesi vardır ve bu hata düzeltme kapasitesi sıfır-bir kararlı (hard-decision decoding) sistemler için  $t$  (Hamming uzaklığı) ile ifade edilir. Söz konusu kod için çözümleyici, kanaldan geçen veri öbeğindeki hata sayısı ancak  $t$  veya  $t$ 'den daha düşük olduğu zaman ( $hata\ sayısı \leq t$ ) bu veri öbeğini hatasız olarak çözümleyebilir.

Genel olarak kodlayıcılar ikiye ayrılır: Öbek kodlar ve Öbek olmayan kodlar. Öbek kodlara çevrimsel (cyclic) kodlar, Hamming kodlar, Bose-Chadhuri-Hocquenghem

(BCH) ve Reed-Solomon (RS) kodlar, öbek olmayan kodlara ise evrişimli kodlar örnek olarak verilebilir [1]. Bu tezde sönümlmeli kanallarda sıkça kullanılan Reed-Solomon kodları ve evrişimli kodlar birlikte kullanılmıştır.

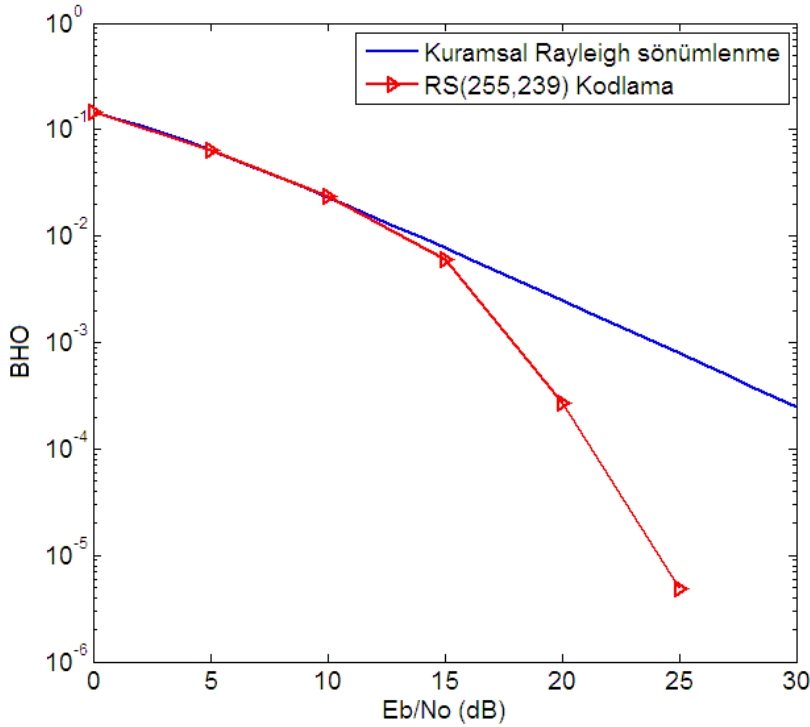
### 3.1. Reed-Solomon (RS) Kodlama

Reed-Solomon kodları ikili (binary) olmayan öbek kodları arasında yer alır ve genellikle sönümlmeli kanallarda derin bir sönümleme esnasında meydana gelen art arda hataları düzeltmek için kullanılır. Bu kodlama tekniğinde giriş ve çıkış için bitlerin yerine bitlerin eşleştirildiği bazı semboller kullanılır. Art arda bit hataları olması durumunda RS kodu bu sembolü tamamen atarak yerine düzelttiği sembolü koyar. Diğer kodlama örneklerinde olduğu gibi RS kodlama da  $(n,k)$  şeklinde ifade edilir. Buradaki  $n$  ve  $k$  sayıları sembollerini ifade etmektedir ve kodlama oranı  $R_c=k/n$  olarak ifade edilir.  $n=2^m-1$  şeklinde seçilen sembol sayısıdır.

$$(n,k)=(2^m - 1, 2^m - 1 - 2t) \quad (3.1)$$

Buradaki  $m$  sayısı her sembole eşleştirilecek olan bit sayısını ifade eden tamsayı değeridir. Örnek verilecek olursa  $m=8$  için,  $n=255$  olacaktır ve her sembole eşleştirilen bit sayısı 8'dir. Dolayısıyla her bir kodlanmış RS sembolü 8 bitlik (1 byte) bilgiyi taşıyor demektir.  $k$  ise hata düzeltme kapasitesine uygun olarak seçilen bir değerdir ve  $RS(n,k)$  kodunun hata düzeltme kapasitesi  $t=(n-k)/2$  olarak ifade edilir. Yine örnek verilecek olursa video iletişimde sıkça kullanılan  $RS(255,239)$  kodunun her bir sembolü 1 byte'lık bilgi taşır ve 8 sembol ( $8*8=64$  bit) hata düzeltme kapasitesine sahiptir. RS kodları artarda gelen hataları düzeltmek için tasarlandığından rasgele hatalarda beklenmeyen kötü bir başarımlar gösterebilirler. RS kodun neden patlama (burst) hatalara karşı dayanıklı olduğu şu örnekten anlaşılabilir: Patlama gürültülü bir ortam olduğu ve bu gürültünün 25 bit boyunca etkin olduğu, yani 25 bit boyunca kanalın derin sönümlemeye maruz kaldığı varsayılırsa; bu durumda 4 sembol (byte) hatalı alınacaktır. Çözümleyici hatalı alınan bu 4 sembolü yenisi, yani doğru olanı ile değiştirir. Diğer bir deyişle sembol içerisinde bir bitin hatalı olması ile 8 bitin tamamının hatalı olması arasında çözümleyici için bir fark yoktur. Her iki durumda da çözümleyici hatalı alınan sembolün yerine doğrusunu koyar. İşte bu yüzden 25 hatalı bitin art arda gelmesi ile rastgele dağılması arasında RS kodu için büyük fark vardır. Bu 25 hatalı bitin

her birinin bir sembole denk gelmesi durumunda 25 sembol hatalı alınmış olacaktır ki RS kodunun bu hatalı sembolleri düzeltmesi için yüksek pariteye sahip sürümü kullanılmalıdır. Bu da spektrum verimliliğinin düşmesi anlamına gelir. Mesela bu 25 bit hatasının art arda gelmesi durumunda RS(255,247) kodu yeterli iken her bir hatanın bir sembole rast gelmesi durumunda ise RS(255,205) kodu kullanılmalıdır ki bu kodun parite sembolleri oldukça yüksektir. Yüksek sayıda parite kullanımı da gerçek bit hızını düşürmekle beraber band-genişliğinin verimsiz kullanılmasına neden olur. RS kodunun yavaş sönmülenen Rayleigh kanal için başarımını gösteren benzetim Şekil 3.2.'de verilmiştir.



Şekil 3.2. RS(255,239) kodunun BHO eğrisi (Yavaş sönmülenen Rayleigh kanal)

### 3.2. Evrişimli Kodlama

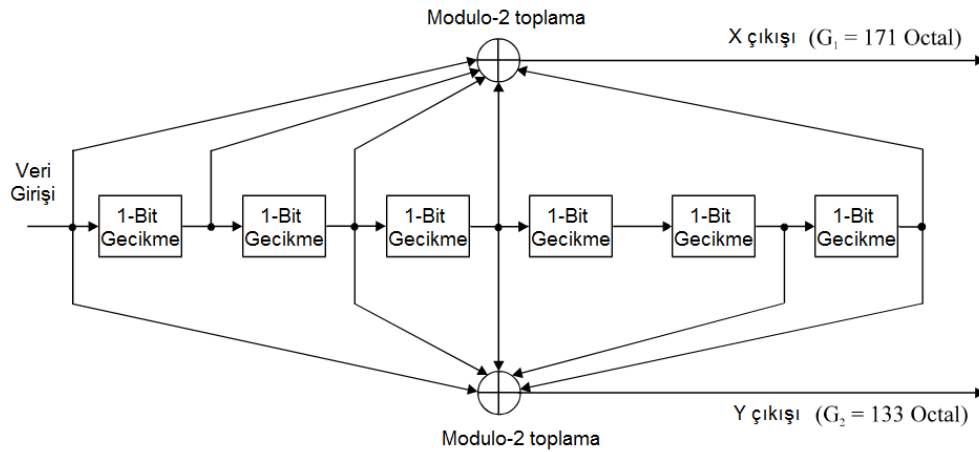
Evrişimli Kodlama RS kodunun aksine öbek kodlar arasında yer almaz. Yani Evrişimli kodlarda giriş için kullanılan veri öbek olarak girip öbek olarak çıkmaz aksine sınırlı-durumlu kaydırmalı sayaçların (finite state shift register) kullanılması ile her bir k-bit giriş için n-bit çıkış üretilir ve kod oranı öbek kodlar için olduğu gibi  $R_c = k/n$  olarak ifade edilir. Sayaç sayısı K, kodun "kısıtlama sayısı" olarak ifade edilir. Kısıtlama uzunluğu K, n çıkış bitinin üretilmesinde etkili olan kodlayıcının hafızasındaki bit sayısı olarak tanımlanabilir. Öbek kodların sadece k giriş bitine



bağımlı olmasına karşılık evrişimli kodun  $n$  bitli çıkışı  $kK$  giriş bitiyile ilişkilidir. Kod çıkışının  $kK$  giriş bitine bağımlı olması dolayısıyla evrişimli kodların hafızası olduğu söylenebilir.

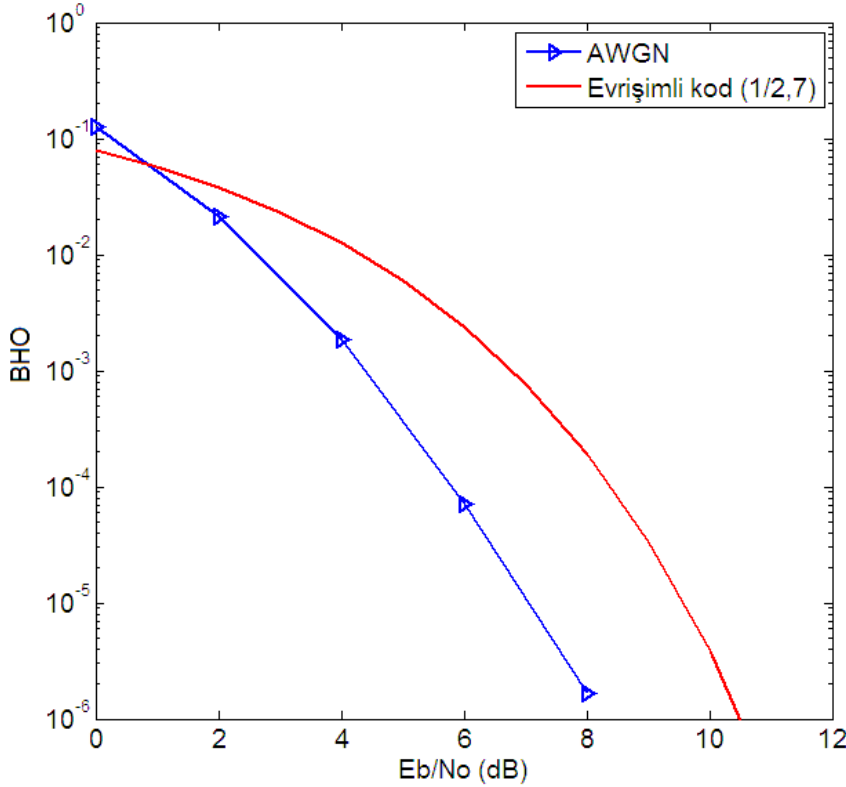
Her bir giriş zamanı için giriş bitleri sayaçların en solundan girer ve çıkışta anahtar vasıtasıyla örneklenir. Böylelikle her bir giriş bit için çıkışta iki bit örneklenir. Toplayıcıların (adders) ve sayaçların evrelerinin, bağlantılarının seçimi kodun karmaşıklığını belirler. Bağlantılardaki herhangi bir değişiklik farklı bir kodun ortaya çıkmasına neden olur. Tabiki bağlantılar rasgele bir şekilde seçilmemektedir. Kodların arasındaki uzaklık en iyi olacak şekilde bağlantıların seçilmesinin belirli bir kuralı olmasa bile bu konuda elde edilmiş iyi kodlar mevcuttur [20].

Öbek kodun sahip olduğu sabit  $n$  uzunluğundaki çıkıştan farklı olarak evrişimli kodların belirli bir kod uzunluğu yoktur. Evrişimli kodlarda sayaçların ilk durumları sıfır kabul edilir. Bundan dolayı kodun sonuna sayaçları sıfırlamak için sıfırlar eklenir ki bu durum, gerçek kod oranının  $R_c = k/n$ 'den daha küçük olmasına neden olur. Örnek verilecek olursa Şekil 3.3.'te verilen ve bu tezde ve DVB sistemlerinde kullanılan oranı  $(1/2)$  ve kısıtlama uzunluğu ( $K$ ) 7 olan evrişimli kod için giriş dizisi üç haneli  $m=101$  ve çıkış altı haneli  $11\ 10\ 00$  dizisi olacaktır.



Şekil 3.3. Oranı  $1/2$ ,  $K=7$  olan evrişimli kodlayıcı [24]

Evrişimli kodların alıcıda çözümlenmesi için Viterbi çözücü önerilmiştir [21]. Evrişimli kodu tanımlayan transfer fonksiyonları, trellis diyagram, trellis tree vb. üç çeşit teknikten bahsedilebilir. Bu tezde bu yöntemlere değinilmeyecektir. [1]. Şekil 3.4.'te verilen oranı  $\frac{1}{2}$ , kısıtlama oranı  $K=7$  olan evrişimli kodun AWGN kanallardaki başarımının benzetim çizimleri Şekil 3.5.'de verilmiştir.



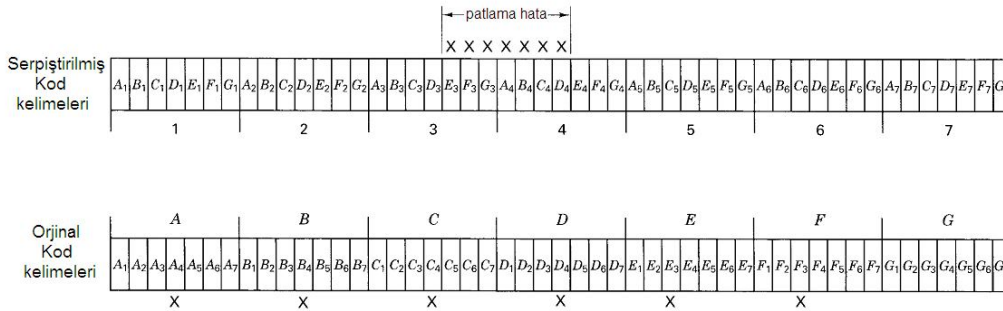
Şekil 3.4. Evrişimli kodun AWGN kanaldaki başarımı

### 3.3. Serpiştirme

Bir kanalın hafızasız olması durumunda kanalda oluşan hatalar birbirinden bağımsız bir şekilde rasgele oluşacaktır. Kanalın hafızaya sahip olması durumunda oluşan bozulmalar birbirine bağımlı olur. Örneğin çok yollu bir kanal için vericiden gönderilen bir sinyalin alıcıya birden farklı yoldan ulaşarak gelmesi hafızalı kanallara örnek verilebilir. Alınan sinyal bazı zaman aralıklarında farklı fazlarla alınacağından alınan bitlerden bir kısmı art-arda bozulmuş olabilir. Bu olgu daha önce telsiz kanalların yapısı bölümünde anlatılmıştı. Tüm bu zamana bağlı bozulmalar art arda gelen sinyal iletiminde bir bağımlılık oluşmasına neden olur. Bunun sonucunda oluşan bozulmalar (disturbance) patlama (burst) şeklinde hatalara neden olabilir.

Böylelikle hafızalı kanallarda oluşan hatalardan bahsederken, bu hataların her bit için birbirinden bağımsız şekilde oluştuğundan bahsedilemez. Genellikle öbek ve evrişimli kodlar dağınık, rastgele hataları düzeltmek için tasarlanmıştır. Bu şekilde hafızalı kanallar için bu kodların başarımında bir düşüş yaşandığı ifade edilebilir. Kanalin Doppler yayılması (evre-uyum süresi) hakkında bilgi sahibi olunması durumunda bu gibi hafızalı kanallar için *serpiştirme* veya *zaman çeşitlemesi* olarak adlandırılan bir yöntemden bahsedilebilir.

Kodlanmış bir mesajı kanala vermeden önce serpiştirerek (interleaving) ve alıcıda aldıktan sonra serpiştirmenin tersini (deinterleaving) yaparak kanal hata patlamalarının zaman alanında dağıtılmasıyla, kod çözümleyicisinin bu patlama hatalarını rasgele oluşan hatalarmış gibi algılaması sağlanabilir. Serpiştirmedeki ana fikir; kod kelime (codeword) sembollerini zaman alanında dağıtmaktır. Serpiştirme yapılırken aradaki boşluklar diğer kod sembolleri tarafından doldurulur. Sembollerin zaman alanında verimli bir şekilde serpiştirilmesi ile hafızalı bir kanal hafızasız bir şekle dönüştürülebilir ve böylelikle patlama-gürültülü bir ortamın rasgele-gürültülü bir ortama dönüşmesinden dolayı rasgele-hata düzeltici kodların yararlı bir hale dönüşmesi sağlanabilir. Şekil 3.5'de görüldüğü üzere alınan patlama-hatalı bitler alıcıda sinyalin yeniden serpiştirilmesi ile rastgele hatalar gibi algılanırlar.



Şekil 3.5. Serpiştirmenin etkisi

Zaman alanında bu dağılma (span) patlamanın süresiyle bağlantılı olmalıdır. Başka bir deyişle serpiştirme derinliği patlama süresine oranla daha büyük olmalıdır. Aynı zamanda vericide sinyalin serpiştirilip serpiştirilmediği veya serpiştirme derinliği ile ilgili bilgiler çözümlemenin doğru bir şekilde yapılabilmesi için alıcı tarafından bilinmesi gerekir. Şekil 3.5.'deki örneğe göz atılacak olursa

her bir kodlanmış sembolün 7 bitten oluştuğu ve her bir kod sembolünün 1 bit hatası düzeltme kapasitesine sahip olduğu düşünülürse 7-bitlik patlama bozulması olması durumunda alıcıda bu sembollerin tekrar serpiştirilmesi ile her sembole bir bit hatası denk gelmesi sağlanabilir. Böylelikle alıcıda tekrar serpiştirilen sinyal, kodlanmış her bir sembole denk gelen hataların da düzeltilmesi ile hatasız bir şekilde alınmış olur.

Genellikle iki tür serpiştirmeden bahsedilebilir: *Öbek Serpiştirme* ve *Evrşimsel Serpiştirme*.

### 3.3.1. **Öbek Serpiştirme**

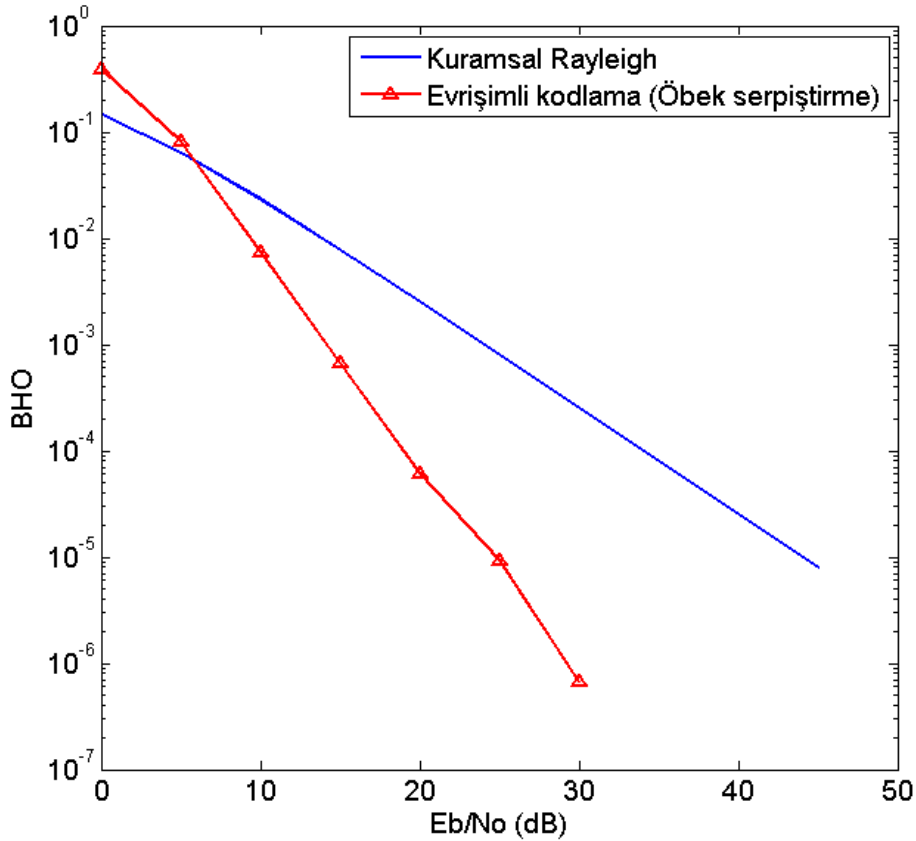
Öbek serpiştirici kodlanmış sembolleri kodlayıcı çıkışından öbek halinde alır sırasını değiştirip yeniden düzenleyerek kitleyiciye gönderir. Sıra değiştirme işlemi şu şekilde gerçekleştirilir: M-sıra N-satırdan ( $M \times N$ ) oluşan dizi sütun-sütun doldurulur. Dizideki tüm elemanlar doldurulduğu zaman kitleyiciye aynı zamanda tek satır gönderilir ve kanal üzerinden alıcıya iletilir. Alıcıda ise yeniden serpiştirme vericidekinin tersi olarak gerçekleşir. Yeniden serpiştirici sembolleri yeniden kitleyiciden alır düzenler ve çözümleyiciye iletir. Bu sefer semboller yeniden serpiştiriciye satırlar halinde girer ve sütunlar halinde çıkar. Örnek verilecek olursa  $M=4$  satır,  $N=6$  sütunu olan bir serpiştiriciye 24 kod sembolü yerleşebilir.

Bu serpiştiricinin karakteristiği şöylece belirtilebilir:

- Patlama bozulmanın  $N$  ardışık sembolen daha az olması durumunda alıcıdaki yeniden serpiştiricinin çıkışında en az  $M$  sembol kadar birbirinden ayrılmış rasgele hatalar oluşacaktır.
- Belli bir aralıkla gelen ve  $N$  sembol birbirinden ayrılmış rasgele hatalar, alıcıdaki yeniden serpiştirici çıkışında  $M$  uzunluğunda tek bir patlama-hata gibi alınacaktır.
- Serpiştiricinin çıkışında sembol akışının başlaması için serpiştiricinin dolmasının beklenmesi gerekecektir ki bu da belli bir gecikmeye neden olur. Bu gecikme  $2MN$  sembol süresi kadar olacaktır. Aslına bakılırsa iletimin başlaması için serpiştiricinin ilk gönderilecek satıra kadar dolmuş olması yeterli olacaktır ve bu gecikme  $M(N-1)+1$  sembol süresine karşılık gelir. Alıcıda da

buna benzer bir gecikme süresi göz önüne alınacak olursa toplam gecikme  $(2MN-2M+2)$  sembol süresi kadar olacaktır.

Eğer kullanılan kod bir-bit hatasını düzeltme kapasitesine sahip ise  $N$  sayısı patlama süresinin beklenen değerinden büyük olmalıdır. Öbek kodlar için  $M$  sayısının seçiminde;  $M$ 'in kod öbeğinin uzunluğundan ( $n$ ) büyük seçilmesine dikkat edilmelidir. Evrişimli kodlar için ise  $M$  sayısı kısıtlama uzunluğundan ( $K$ ) büyük olmalıdır.  $t$ -hata düzeltme kapasitesine sahip kodlar için  $N$  sayısı patlama süresinin beklenen değerinin  $t$ 'ye bölümünden büyük olmalıdır. Şekil 3.6.'da Evrişimli kod  $(R_c=1/2, K=7)$  için Rayleigh kanalda öbek serpiştirici kullanılması durumundaki benzetim sonuçları bit hata olasılığı BHO eğrileri ile gösterilmiştir.

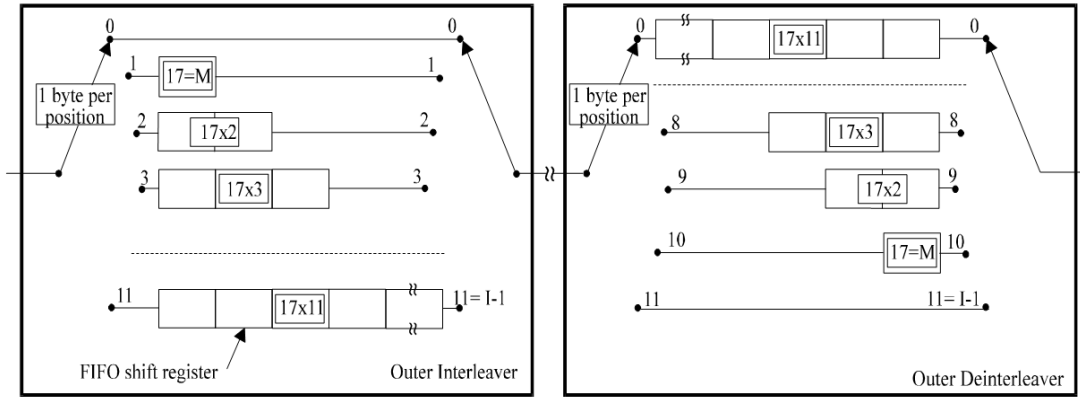


Şekil 3.6. Öbek serpiştirmenin etkisi- Evrişimli kod oran=1/2, K=7 (Bkz. Şekil 3.3)

### 3.3.2. Evrişimli Serpiştirme

Evrişimli serpiştiriciler Ramsey [22] ve Forney [23] tarafından önerilmişlerdir. Kod sembolleri boş  $N$  sayaca kaydırılır; bir sonra gelen her sayaç kendinden bir öncekinden  $J$  sembol fazla belleğe sahiptir ve sıfır numaralı sayaçın hiç belleği yoktur (sembol, anında iletilir).

Her bir yeni kod sembolünden sonra çevirici (anahtar) yeni bir sayaca geçer ve yeni sembol sayaca kaydırılırken en eski sembol kipleyciye veya vericiye iletilir.  $(N-1)$ 'inci sayaçtan sonra çevirici tekrar sıfır numaralı sayaca geri döner ve süreç yeniden başlayıp aynı şekilde devam eder. Alıcıdaki yeniden serpiştirici de aynı işlemin tersini yapar. Bununla beraber alıcı ve vericideki serpiştiricilerin çeviricileri-anahtarları eş zamanlı çalışmak zorundadır.



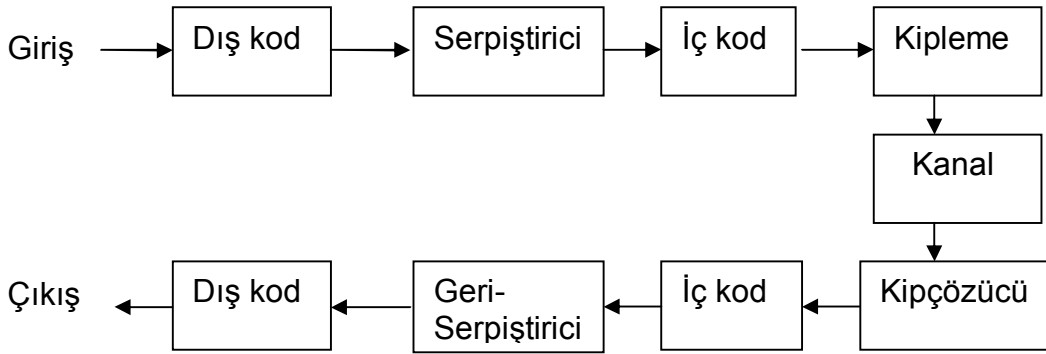
Şekil 3.7. Evrişimli Serpiştirme-DVB ( $I=12$ ,  $J=17$ ) [24]

Şekil 3.7.'de DVB sistemlerinde kullanılan serpiştirici örneği verilmiştir. Burada,  $J=17$  yani her bir satırdaki sayaçlar kendinden bir önceki sayaçtan 17 sembol kadar daha fazla belleğe sahiptir ve hat sayısı  $I=12$ 'dir.

Evrişimsel serpiştiricinin başarımı öbek serpiştiricinin başarımına çok benzerdir. Evrişimli serpiştirmenin öbek serpiştirmeye kıyasla önemli bir avantajı: evrişimli serpiştirmenin gecikmesi ( $M=NJ$  iken),  $M(N-1)$  sembol süresidir ve bellek gereksinimi ise  $M(N-1)/2$  dir. Yani Evrişimli serpiştirme hem gecikme hem de bellek gereksinimi açısından öbek serpiştirmeden iki kat daha avantajlıdır.

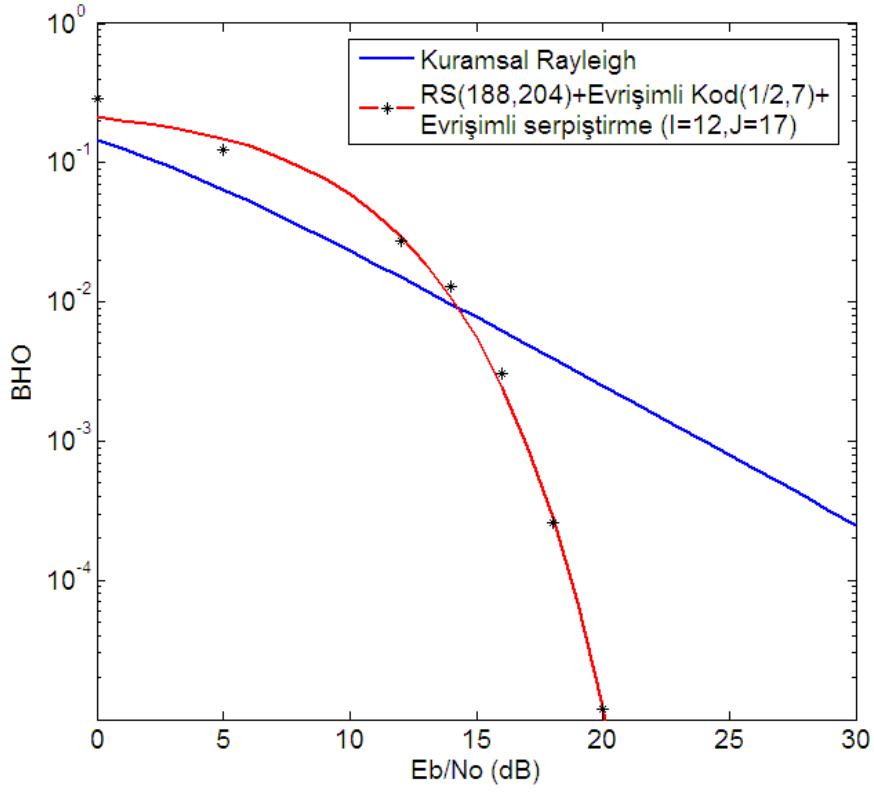
### 3.4. Sıralı kodlar

Sıralı kod istenilen bir başarıyı yakalayabilmek için iç kod ve dış kod olmak üzere iki seviyeli kod kullanılan kodlama tekniğine verilen addır. İç kod, genellikle kiplemeyle veya kanalla bağlantılı olan koddur. Dış kod ise genellikle daha yüksek oranlı koddur. Sıralı kod kullanmanın temel nedeni: iki kodlama tekniğini art arda kullanarak, tek kod kullanımı durumuna göre istenilen hata başarımını daha az karmaşıklıkla başarma çabasından kaynaklanır. Şekil 3.8’de sıralı kodun kodlama-çözümleme grafiği verilmiştir. Bu yöntemde iki farklı kodlama arasında serpiştirici kullanılır.



Şekil 3.8. Sıralı kod öbek şeması

En çok bilinen sıralı kodlama yöntemi, dış kod olarak RS kodlamayı, iç kod olarak ise evrişimli kodlamayı kullanır. Burada evrişimli kodlama Gauss türü hataların düzeltilmesine olanak sağlarken, RS kodlama patlama hataların düzeltilmesinde rol oynar. Bu iki kodlama arasında kullanılan serpiştirici, RS koda gelen patlama hataların istenilen belli bir değerden fazla olmasının önüne geçmek için kullanılır. Bu tezde de kodlama tekniği olarak RS-evrişimli kod ikilisi ile bu iki kodlamanın arasında serpiştirici olarak  $J=17$  olan 204 byte derinlikli evrişimli serpiştirme kullanılmıştır (Bkz. Şekil 3.7) [24]. Burada dikkat edilecek nokta; serpiştirme RS koddan sonra bit temelli değil sembol temelli yapılmalıdır. RS(255,239) kodundan elde edilen kısaltılmış RS(204,188) kodu ile oranı  $\frac{1}{2}$  olan evrişimli kodun oluşturduğu sıralı kodun başarımını gösteren BHO eğrisi Şekil 3.9’da verilmiştir. Burada iki kodun arasında serpiştirme olarak evrişimli serpiştirme kullanılmıştır (hat sayısı  $I=12$  ve  $J=17$ ).



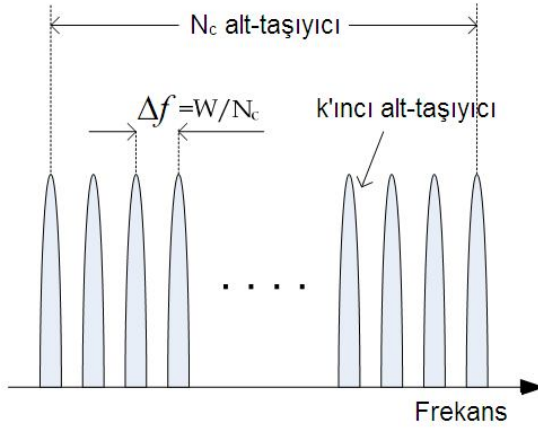
Şekil 3.9. RS(255,239) kodun Rayleigh kanalda başarımı



#### 4. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOKLAMA (ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING - OFDM)

##### 4.1. Paralel iletim

Geniş bantlı kablosuz sistemlerde, kanalın bant-genişliği kanalın evre-uyumlu bant genişliğinden çok büyük olduğundan ( $W \gg f_0$ ), kanal frekans-seçicidir. Tek taşıyıcılı iletim sistemlerinde, semboller birbiri ardınca gönderilir ve sinyal tüm bant-genişliğini işgal eder. OFDM Sistemlerinin de temelini oluşturan çok taşıyıcılı kipleme ise 60'lı yıllarda önerilen bir yöntemdir. Şekil 4.1'de görüldüğü üzere çok taşıyıcılı sistemlerde toplam bant genişliği  $W$ , her birinin bant genişliği  $\Delta f = W/N_c$  olan  $N_c$  tane alt-banda bölünür.



Şekil 4.1. Bant-genişliğinin  $N_c$  alt-banda bölünmesi

Veriyi seri bir şekilde iletmek yerine çok-taşıyıcılı verici tüm veriyi  $N_c$  veri sembollerine böler ve bu verileri alt-taşıyıcılarla paralel olarak gönderir. Paralel iletimle beraber sembol periyodu alt-taşıyıcı sayısı ile orantılı olarak artacağından sistemin çokyollu kanalın etkisine olan duyarlılığı da azaltılabilir. Böylelikle daha sonra Bölüm 4.3.'te açıklanacağı üzere çevrimsel önek kullanılması ile semboller arası karışımın önüne geçilebilir. Bu durumda her bir taşıyıcının sembol süresi toplam bant genişliği cinsinden  $T = (N_c \cdot T_s) = N_c / W$  olur. Burada;  $T$ , OFDM sembol süresini,  $T_s$  orijinal sembol süresini,  $W$  ise toplam bant-genişliğini ifade eder. Frekans seçici bir kanalda sönmüleme sınırlı bir sayıda alt-taşıyıcının sönmülemeye uğramasına neden olacağından kanal kodlaması ile beraber sönmülemenin etkisi azaltılabilir ve alıcıda bu sinyallerin doğru sezimlenmesi sağlanabilir [25].

Çok taşıyıcılı sinyal şu şekilde yazılabilir:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} x_k \psi_k(t) \quad (4.1)$$

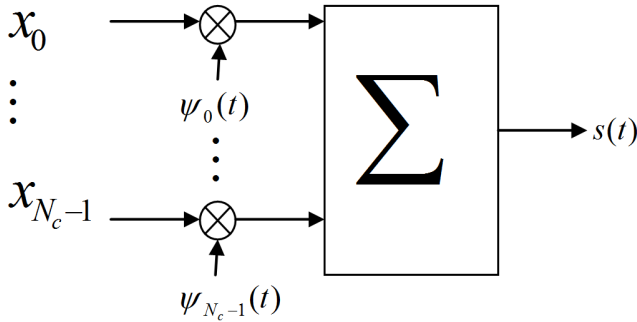
Burada,

$x_k$ : k'inci alt-taşıyıcı ile gönderilen veri sembolünü,

$\psi_k$ : k'inci alttaşıyıcının kipleme dalga şeklini,

$s(t)$ : çok taşıyıcılı kiplenmiş sinyali gösterir.

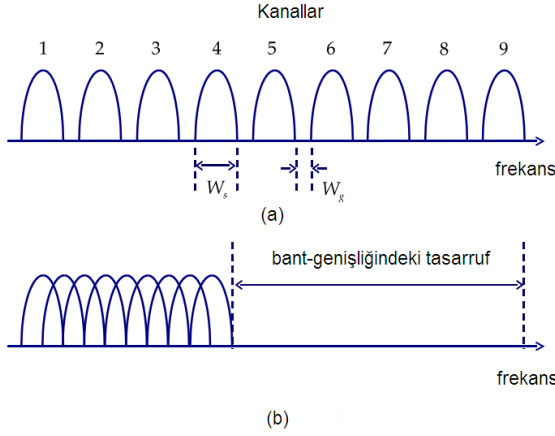
Çok taşıyıcılı kiplenmiş sinyalin üretilme işlemi Şekil 4.2'deki gibi gösterilebilir.



Şekil 4.2. Çok-taşıyıcılı kipleme

#### 4.2. Alt taşıyıcıların dikliği

OFDM sisteminde çok sayıdaki taşıyıcılar birbirine dik dalga şekilleriyle kiplenirler. Geleneksel çok taşıyıcılı sistemde frekans bandı birbiriyle örtüşmeyen alt-taşıyıcılara bölünür ve bu alt taşıyıcılar arasına da taşıyıcılar arası karışımı (ICI) engellemek adına güvenlik bantları konulur (Bkz. Şekil 4.3.a). Fakat bu durum frekans bandının verimsiz bir şekilde kullanılmasına yol açar. OFDM sistemlerinde ise alt taşıyıcılar birbirine dik olduklarından birbirlerine örtüşmelerine izin verilir, dolayısıyla Şekil 4.3.b'de görüldüğü gibi yüksek spektrum verimliliğine sahiptirler. Alt-taşıyıcılar arasındaki bu diklik alt-taşıyıcıların frekans değerleri arasındaki fark  $\Delta f=1/T$  olduğunda sağlanır.



Şekil 4.3. OFDM sisteminin spektrum verimliliği (a) Geleneksel çok-taşıyıcılı sistem. (b) OFDM sistemi.

OFDM için birbirine dik birimlendirilmiş dalga şekilleri şu şekilde ifade edilir [26]:

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_s}} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T_s] \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (4.2)$$

Burada  $f_k$ ,  $k$ 'inci alt taşıyıcının frekans değerini gösterir,  $k= 0, 1, \dots, N_c-1$ .

Dalga şekli  $\psi_k$ ,  $[0, T_s]$  penceresinde sınırlı kaldığı için  $k$ 'inci alt taşıyıcının spektrumu "sinc" fonksiyonudur.  $N_c=3$  ve 64 iken frekans alanındaki spektrum Şekil 4.4'te gösterildiği gibidir. Her ne kadar alt-taşıyıcıların spektrumları birbiri ile çakışsa da birbirine dik konumlarından ve alıcıdaki mükemmel eşzamanlamadan dolayı aralarında herhangi bir karışım meydana gelmez. Eşitlik (4.3)'te görüleceği üzere:

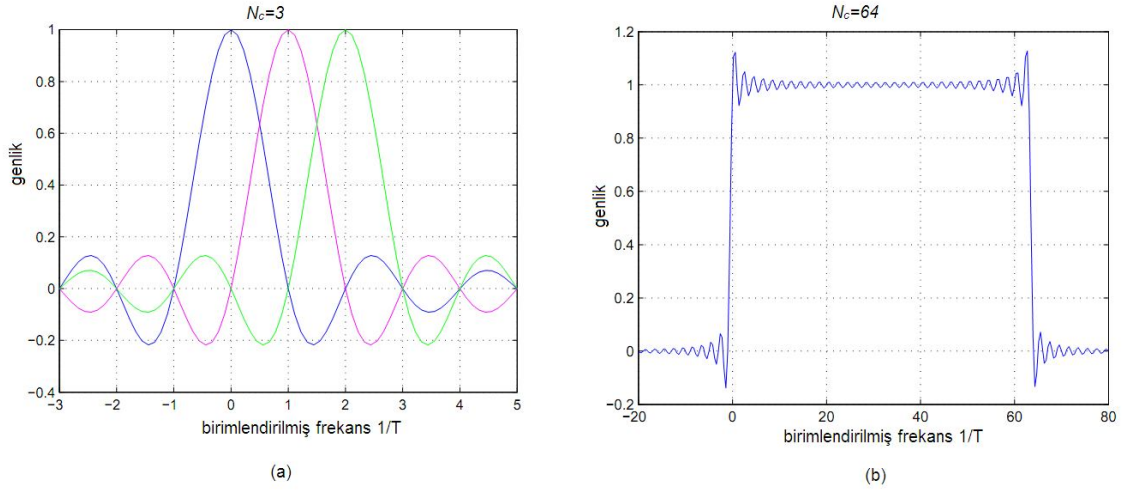
$$\int_0^{T_s} \psi_k(t) \psi_l^*(t) dt = \delta[k-l] \quad (4.3)$$

dir. Burada,

$\psi^*(t)$ :  $\psi(t)$  dalga şeklinin karmaşık eşleniğini ve

$$\delta[k-l] = \begin{cases} 1 & k=l \\ 0 & k \neq l \end{cases} : \text{kroncker delta fonksiyonunu ifade eder.}$$

Böylelikle alt taşıyıcıların birbirine dik olmaları sağlanır (Bkz. Eşitlik (4.3)). Burada dikkat edilirse, herhangi bir alt-taşıyıcıya diğer alt-taşıyıcıların karışım oluşturması mümkün değildir.



Şekil 4.4. (a) 3 alt-taşıyıcı. (b) 64 alt-taşıyıcı.

Bununla birlikte OFDM sistemleri alıcı ve vericideki taşıyıcı frekansların uyumsuzluğundan ya da alıcı ve/veya vericinin hareketli olmasından dolayı oluşan Doppler etkisinden kaynaklanan frekans kayması (frequency-offset) hatalarına karşı tek taşıyıcılı sistemlere göre daha duyarlıdır [27],[28]. Frekans kayması alt-taşıyıcılar arasında var olan dikliğin yok olmasına yol açar.

OFDM sisteminin alıcıda geri kiplemesi  $N_c$  tane eşlenmiş filtre ile yapılabilir:

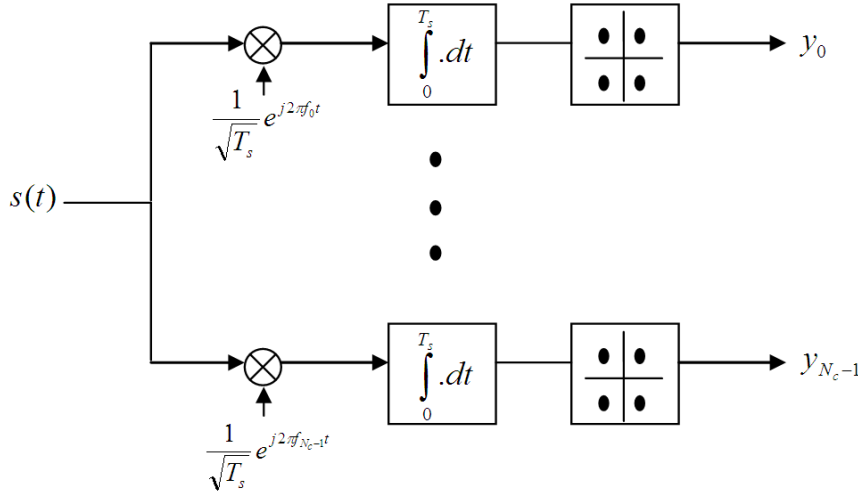
$$y_k = \int_0^{T_s} s(t) \cdot \psi_k^*(t) dt \quad (4.4)$$

Burada,

$y_k$  : k'inci alt taşıyıcıdan geri kiplenmiş veri sembolünü,

$s(t)$ : gönderilen sinyali gösterir.

OFDM sisteminin geri kiplenmesi Şekil 4.5'te gösterildiği gibi uygulanabilir. Gösterilen sistem vericide salıngaçlar (oscillators), alıcıda ise ilintilendiricilerin (correlators) kullanıldığı durumdur. Alt taşıyıcı sayısı arttıkça bu sistemin uygulama karmaşıklığı da ciddi oranda artar. Verici salıngaçları yerine IDFT ve alıcıdaki ilintilendiricilerin yerine de DFT öbeğinin yerleştirilmesi ile aynı etki elde edilebilir [29].



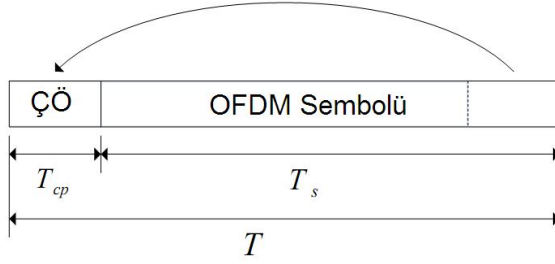
Şekil 4.5. İlintilendirici kullanılan OFDM kipçözücü

#### 4.3. Çevrimsel Önek

Alıcı ve vericinin birbirlerine göre hareketsiz oldukları ve kanalın zamanla değişmediği ortamlarda taşıyıcılar arasındaki diklik korunur ve gönderilen sinyaller alıcıda kusursuz bir şekilde geri elde edilebilir. Sinyal frekans seçici (çokyollu) bir kanaldan geçtiğinde kanalın zamanda yayılmasından dolayı semboller arası karışım oluşur (SAK). Bu durum OFDM sistemlerinde alt taşıyıcılar arasındaki dikliğin kaybolmasına neden olur ve bunun sonucunda alt taşıyıcılar arasında da bir karışım meydana gelir (Taşıyıcılar Arası Karışım-TAK, Inter Carrier Interference-ICI). SAK'yi önlemek için semboller arası koruma aralığı bırakılması önerilebilir. Bu aralığın kanalın maksimum gecikme yayılmasından büyük olması ( $T_g > T_m$ ) gerekir. Fakat bu yöntem alt-taşıyıcılar arası dikliğin kaybolmasını engellemeyecektir. Bu problemle başa çıkabilmek için çevrimsel önek (ÇÖ) yöntemi önerilmiştir [30].

Çevrimsel önek OFDM sembolünün son kısmıdır ve bu son kısım Şekil 4.6'da gösterildiği üzere kopyalanarak OFDM sembolünün başına koruma bantı olarak eklenir ve bu şekilde alıcıya iletilir. Böylelikle gönderilen sinyal periyodik gibi

algılanacağından, zaman yayılması etkisi çevrimsel evrişime (cyclic convolution) eşdeğer olacaktır. Alıcıda ise eklenmiş parça çıkartılarak orijinal OFDM sembolü tekrar elde edilir.



Şekil 4.6. Çevrimsel önek (ÇÖ)

Çevrimsel önek uzunluğu kanalın cevap dürtüsünden daha uzun olacak şekilde seçilmelidir ( $T_g > T_m$ ). Böylelikle iki yönlü fayda elde edilebilir:

- Çevrimsel önek art arda gelen semboller arasında koruyucu band görevi görerek SAK'yi engeller.
- Doğrusal evrişim böylelikle çevrimsel evrişime dönüşmüş olur. Zaman alanında çevrimsel evrişim frekans alanında sayıl (skalar) çarpıma eşit olduğundan alt-taşıyıcılar arası diklik de böylelikle korunmuş olur.

Çevrimsel önek uzunluğunun artmasıyla sinyal iletimi için gerekli enerji de artmış olacaktır. Bu durumda bir SNR kaybı oluşur ve bu kayıp

$$SNR_{loss} = -10 \log_{10} \left( 1 - \frac{T_{cp}}{T} \right) \quad (4.5)$$

şeklinde ifade edilir. Burada,

$T_{cp}$  : çevrimsel önek uzunluğunu,

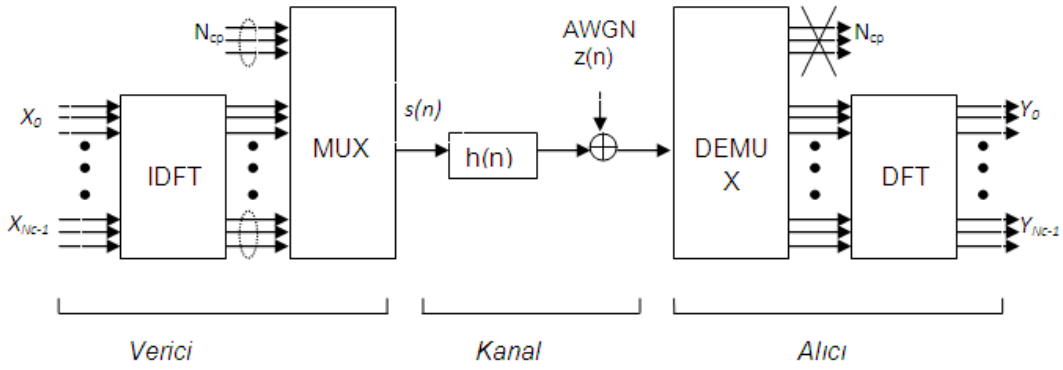
$T_s$  : sembol zamanını,

$T = T_{cp} + T_s$  : iletilen sembolün uzunluğunu ifade eder.

Çevrimsel önek sistemin verimliliğini düşürse de yüksek sayılı alt-taşıyıcılı sistemlerde bunun önemli bir etkisi olmaz ve bu artık bilgi eşzamanlama veya kanal kestirimi için de kullanılabilir.

#### 4.4. OFDM Sistem Modeli

Alt-taşıyıcıların dikliği bölümünde OFDM sisteminin DFT ve IDFT öbekleri kullanılarak da oluşturulabileceği ifade edilmişti (Bkz. Bölüm 4.2.). Böyle bir sistemin sayısal modeli Şekil 4.7.'deki gibi gösterilebilir. DFT öbeğinin işlerliği hesaplama verimliliği olan FFT algoritmaları ile de gerçekleştirilebilir [31].



Şekil 4.7. OFDM sayısal modeli

Vericide veri öbekleri  $N_c$  veri sembolünden oluşacak şekilde gruplanır. Bu gruplar OFDM sembolü olarak adlandırılır ve vektör  $X=(X_0 X_1 \dots X_{N_c-1})^T$  şeklinde gösterilebilir. Her veri vektörü  $X$ 'e IDFT işlemi uygulandıktan sonra ÇÖ ekleme işlemi gerçekleştirilir. Bir sinyal süresi için oluşan karmaşık temelbant sinyali şu şekilde yazılabilir :

$$s(n) = \begin{cases} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} X_k e^{j2\pi k(n-N_{cp})/N_c} & n \in [0, N_c + N_{cp} - 1] \\ 0 & n \notin [0, N_c + N_{cp} - 1] \end{cases} \quad (4.6)$$

Gönderilen  $s(n)$  sinyali doğrusal ve zamanla değişmeyen sayısal kanal  $h(n)$ 'den geçer ve bununla birlikte değişintisi  $\sigma_z^2$  olan sıfır-ortalımalı toplanır beyaz gauss gürültü (AWGN),  $z(n)$ , ile de bozulmaya uğrar. Zamanla değişmeme kısıtlaması, bir OFDM sembolü boyunca kanalın değişmediğinin kabul edilmesindedir. Verici

ve alıcı arasında mükemmel eşzamanlama olduğu varsayıldığında ve ÇÖ uzunluğunun kanal dürtü uzunluğundan büyük seçildiği durumda (yani  $h(n)=0$   $n < 0$  ve  $n > N_{cp}-1$  iken), alınan sinyal  $r(n)$  şu şekilde yazılabilir

$$r(n) = \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta).s(n-\eta) + z(n) . \quad (4.7)$$

Alıcıda, gelen  $r(n)$  sinyalinden çevrimsel önek kısmı çıkarılır ve böylelikle  $r=[r(N_{cp}) \ r(N_{cp}+1) \ \dots \ r(N_{cp}+N_c-1)]^T$  vektörü elde edilir. Alınan  $Y_l$  sembolleri ise  $N_c$ -noktalı DFT işlemi uygulanarak elde edilir

$$Y_l = \sum_{n=0}^{N_c-1} r(N_{cp} + n).e^{-j2\pi n/N_c} . \quad (4.8)$$

Eşitlik (4.7)'deki  $r(n)$ , Eşitlik (4.8)'de yerine konulursa

$$\begin{aligned} Y_l &= \sum_{n=0}^{N_c-1} \left( \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta).s(N_{cp} + n - \eta) + z(N_{cp} + n) \right) e^{-j2\pi n/N_c} \\ &= \sum_{n=0}^{N_c-1} \left( \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta).s(N_{cp} + n - \eta) \right) e^{-j2\pi n/N_c} + \sum_{n=0}^{N_c-1} z(n).e^{-j2\pi n/N_c} \end{aligned} \quad (4.9)$$

elde edilir.

Eşitlik (4.6)'daki  $s(n)$  yukarıda (Eşitlik (4.9)) yerine konulursa

$$Y_l = \underbrace{\sum_{n=0}^{N_c-1} \left( \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta). \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} X_k e^{j2\pi k(n-\eta)/N_c} \right) \right)}_{\tilde{Y}_l} e^{-j2\pi n/N_c} + \underbrace{\sum_{n=0}^{N_c-1} z(n).e^{-j2\pi n/N_c}}_{Z_l} \quad (4.10)$$

elde edilir. Burada  $\tilde{Y}_l$  sadece sinyal terimi iken  $Z_l$  sadece gürültü terimini ifade eder.  $\tilde{Y}_l$  üzerinde yoğunlaşırsa

$$\tilde{Y}_l = \sum_{n=0}^{N_c-1} \left( \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta). \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} X_k e^{j2\pi k(n-\eta)/N_c} \right) e^{-j2\pi n/N_c} \quad (4.11)$$



$$= \sum_{n=0}^{N_c-1} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta) \cdot \sum_{k=0}^{N_c-1} X_k e^{j2\pi k n / N_c} e^{-j2\pi k \eta / N_c} \right) e^{-j2\pi l n / N_c} \quad (4.12)$$

$$= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} X_k \left( \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta) \cdot e^{-j2\pi k \eta / N_c} \right) \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{j2\pi k n / N_c} \cdot e^{-j2\pi l n / N_c} \quad (4.13)$$

$$= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} X_k \left( \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta) \cdot e^{-j2\pi k \eta / N_c} \right) \sum_{n=0}^{N_c-1} \left( e^{j2\pi(k-l) / N_c} \right)^n \quad (4.14)$$

Burada  $k=l$  için

$$\tilde{Y}_l = \frac{1}{N_c} \sum_{l=0}^{N_c-1} X_l \left( \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta) \cdot e^{-j2\pi l \eta / N_c} \right) \cdot N_c \quad (4.15)$$

$k \neq l$  için ise

$$\tilde{Y}_l = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} X_k \left( \sum_{\eta=0}^{N_{cp}-1} h(\eta) \cdot e^{-j2\pi k \eta / N_c} \right) \cdot \sum_{n=0}^{N_c-1} \left( e^{j2\pi(k-l) / N_c} \right)^n \quad (4.16)$$

eşitlikleri elde edilir.  $|e^{j2\pi(k-l) / N_c}| < 1$  olduğundan toplam eşitlik geometrik seriler kullanılarak sadeleştirilirse

$$\sum_{n=0}^{N_c-1} \left( e^{j2\pi(k-l) / N_c} \right)^n = \frac{1 - \left( e^{j2\pi(k-l) / N_c} \right)^{N_c}}{1 - e^{j2\pi(k-l) / N_c}} \quad (4.17)$$

$$= \frac{1 - e^{j2\pi(k-l)}}{1 - e^{j2\pi(k-l) / N_c}} \quad (4.18)$$

elde edilir.

$k-l$  tamsayı olduğundan ve  $m$ 'nin tamsayı değerleri için  $e^{j2\pi \cdot m} = 1$  olduğundan,

$$\sum_{n=0}^{N_c-1} \left( e^{j2\pi(k-l) / N_c} \right)^n = 0 \quad (4.19)$$

olur. Dolayısıyla  $k \neq l$  için

$$\tilde{Y}_l = 0 \quad (4.20)$$

elde edilir. Böylelikle alınan sinyal:

$$\tilde{Y}_l = X_l \cdot H_l \quad (4.21)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada  $H_l$  kanalın frekans cevabıdır ve

$$H_l = \sum_{\eta=0}^{N_c-1} h(\eta) \cdot e^{-j2\pi \eta / N_c} \quad (4.22)$$

şeklinde gösterilir.

Sadece gürültü terimi  $Z_l$  üzerinde yoğunlaşırsa:

$$Z_l = \sum_{n=0}^{N_c-1} z(n) \cdot e^{-j2\pi n / N_c} \quad (4.23)$$

Fourier dönüşümü doğrusal bir dönüşüm olduğundan ve  $z(n)$  değışintisi  $\sigma^2$  olan sıfır-ortalımalı toplanır beyaz gauss gürültü (AWGN) olmasından  $Z_l$ 'nin doğal olarak Gauss türü olduğu söylenebilir.  $Z_l$ 'nin ortalama değeri

$$\begin{aligned} E[Z_l] &= E \left[ \sum_{n=0}^{N_c-1} z(n) \cdot e^{-j2\pi n / N_c} \right] \\ &= \sum_{n=0}^{N_c-1} E[z(n)] e^{-j2\pi n / N_c} = 0 \end{aligned} \quad (4.24)$$

olarak bulunur. Değişintisi ise  $z(n)$ 'nin beyaz gürültü olması da göz önüne alınır

$$E[Z_l \cdot Z_k^*] = \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} E[z(n) z^*(m)] e^{-j2\pi n / N_c + j2\pi k m / N_c} \quad (4.25)$$

$$E[z(n) z^*(m)] = \sigma_z^2 \delta[n - m] \quad (4.26)$$

şeklinde ifade edilir.

Gürültünün özilintisi ise

$$E[Z_l \cdot Z_l^*] = \sigma_z^2 \cdot \sum_{n=0}^{N_c-1} (e^{j2\pi(k-l)/N_c})^n \quad (4.27)$$

$$= \begin{cases} N_c \sigma_z^2 & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases} \quad (4.28)$$

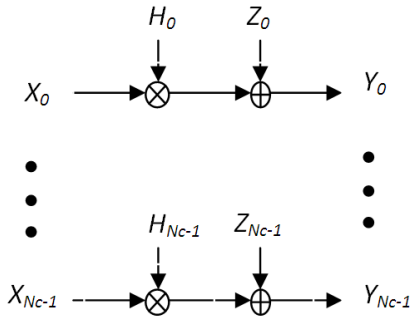
olarak bulunur. Dolayısıyla sıfır-ortalımalı toplanır beyaz gauss gürültü (AWGN) dönüşümü yine sıfır-ortalımalı ve ölçeklendirilmiş değışintiye ( $N_c \sigma_z^2$ ) sahip toplanır beyaz gauss gürültü (AWGN)'dür.

Veri sembolü  $Y_k$  yeniden yazılacak olursa:

$$Y_k = X_k \cdot H_k + Z_k \quad (4.29)$$

elde edilir.

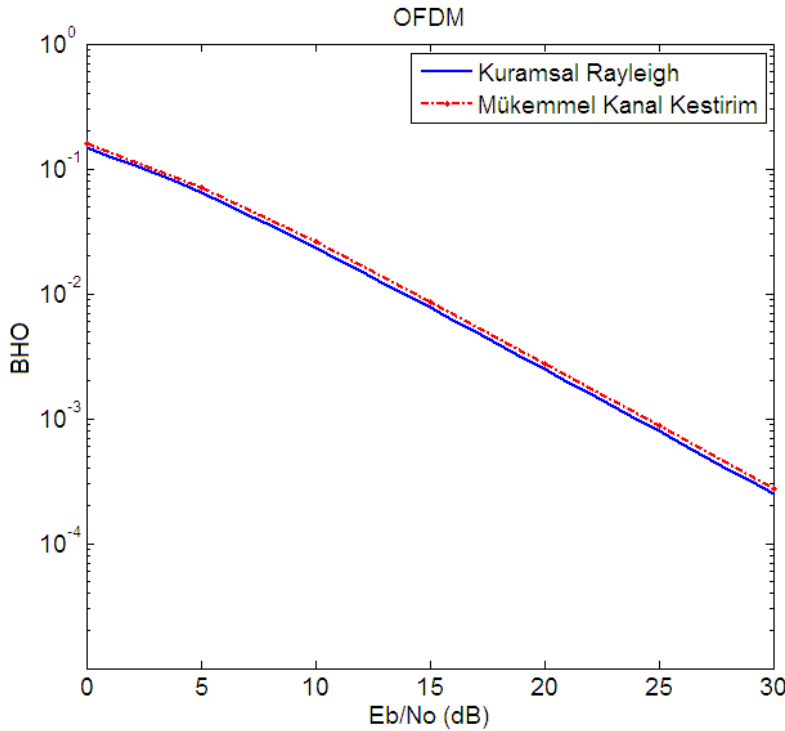
Böylelikle Şekil 4.8'de gösterildiği gibi her bir alt-taşıyıcıdan alınan veri sembolü  $Y_k$ , aynı alt-taşıyıcıyla alıcıya iletilen  $X_k$  veri sembolünün bu sembole karşılık gelen frekans-alanındaki kanal katsayısı  $H_k$  ile çarpımına ve buna ek olarak dönüşüme uğramış  $Z_k$  gürültüsü ile toplamına eşittir. Burada, yukarıdaki anlatılan durumların alıcı ile verici arasında mükemmel bir eşzamanlamaya sahip olmaları ve ÇÖ uzunluğunun kanal dürtüsünün uzunluğundan daha büyük seçildiği durumlar için geçerli olduğu unutulmamalıdır.



Şekil 4.8. Paralel Gauss kanal olarak açıklanan OFDM sistemi

#### 4.5. Kanal Kestirimi

Kanal durum bilgisinin (CSI) kestirimi alınan semboller üzerinde değişim gösteren genlik ve faz değişimlerini telafi etmek için alıcı tarafından kullanılır. Özellikle M-QAM/PSK gibi yüksek dereceli kipleme kullanıldığında kanal kestiriminin başarısı sinyal kümesini doğru bir şekilde tesbit etmek için daha büyük önem kazanır [11]. OFDM sistem başarımının üst sınırını tesbit etmek için mükemmel kanal bilgisi kullanılsa da (Bkz. Şekil 4.9) gerçek hayatta bu mümkün olmayabilir ve kanal kestiriminin gerçekleştirilmesi zorunludur. Mükemmel kanal kestirim çizgisi ile kuramsal Rayleigh sönümlenme çizgisi arasında oluşan fark; çevrimsel önek kullanılmasından kaynaklanan güç kaybından dolayıdır (Bkz. Eşitlik (4.5)). Kanal kestirimi parametrik model kullanılması, kablosuz kanalın frekans ve/veya zaman ilintilerinin kullanılması, kör veya denemeli pilot tabanlı, uyarlamalı veya uyarlamasız vb. gibi bazı modeller kullanılarak yapılabilir.



Şekil 4.9. OFDM başarımı-Mükemmel kanal kestirim durumu

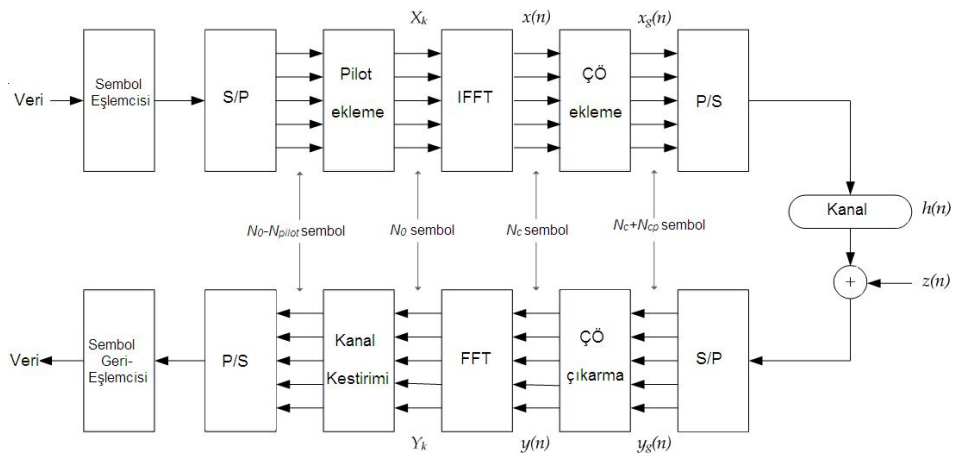
Parametrik olmayan yöntemler özel bir kanal modeline güvenmeden, örneğin kanalın frekans dürtüsünü kestirme yoluna gider. Bunun tersi olarak, parametrik kestirim belli bir kanal modelinin kullanıldığını varsayar ve bu modelin parametrelerini kullanarak kanal kestirimini elde etme yoluna gider. Uzay-zaman

ve uzay-frekans ilintileri kanal kestirim yöntemleriyle ve kestirimin kalitesini arttırabilmek amacıyla kullanılan kanalın özel parametreleridir.

Pilot-tabanlı kestirim yöntemleri verici tarafından bazı bilinen semboller gönderilerek uygulanan ve sıkça kullanılan yöntemlerden biridir [32], [33], [34]. Diğer yanda kör kestirim sinyalin bazı özelliklerine dayanarak (sinyalin çevrimsel durağan olması (cyclo-stationary of the signal)), kullanılan ama uygulamada OFDM sistemlerinde çok başvurulmayan bir yöntemdir. Uyarlamalı kanal kestirimi ise genellikle çok-hızlı değişen kanallarda uygulanan bir yöntemdir.

Bu tezde pilot-tabanlı ve uyarlamalı olmayan kestirim yöntemlerinden biri olan en küçük kareler (LS) kestirimiyle beraber pilotlar arasındaki değerlerin elde edilmesinde alçak-geçirgen aradeğerleme (low-pass interpolation) kullanılmıştır.

Genel olarak uyarlamalı olmayan pilot-tabanlı kestirim yöntemleri kullanılmış OFDM sistemi Şekil 4.10'daki gibi gösterilebilir. Vericideki veri özel bir kiplemeden geçirilir (QPSK,16-QAM, 64-QAM vb.) ve kiplenmiş veri ( $N_0-N_{pilot}$ ) vektörü oluşturacak şekilde seri-paralel (S/P) dönüşümüne uğrar [35].  $N_0$  kullanılan alt- taşıyıcı sayısını,  $N_{pilot}$  ise pilot alt- taşıyıcı sayısını ifade eder. Bilinen  $N_{pilot}$  sinyalleri kiplenmiş veri öbeğinin içine yerleştirilerek frekans- alanındaki  $N_0$  uzunluğundaki iletilen veri  $X_k$ 'yı oluşturur.  $X_k$  IFFT öbeğinden geçirilerek zaman alanındaki  $x(n)$  elde edilir. Çevrimsel önek  $x(n)$  vektörünün önüne eklenir ve uzunluğu  $N_c+N_{cp}$  sembol olan  $x_g(n)$  vektörü elde edilir. Paralel-seri dönüşümünden sonra  $x_g(n)$  kanala verilir.



Şekil 4.10. Pilot-tabanlı OFDM sistem modeli

Alıcıda bunun tersi işlemler sırasıyla yapılır,  $y_g(n)$  sinyalinden çevrimsel önek çıkarılır ve elde edilen  $y(n)$  sinyali  $N_c$  noktali-FFT bloğundan geçerek frekans alanındaki  $Y_k$  vektörü elde edilir. Pilot semboller kullanılarak kanal kestirimi yapılır ve bundan sonra veri öbeği kipçözücüden geçirilerek gönderilen sinyalin kestirimi elde edilir.

Daha önce Eşitlik 4.29'da ifade edilen ve  $X_k$  ve  $Y_k$  arasındaki ilişkiyi gösteren eşitlik tekrar yazılacak olursa:

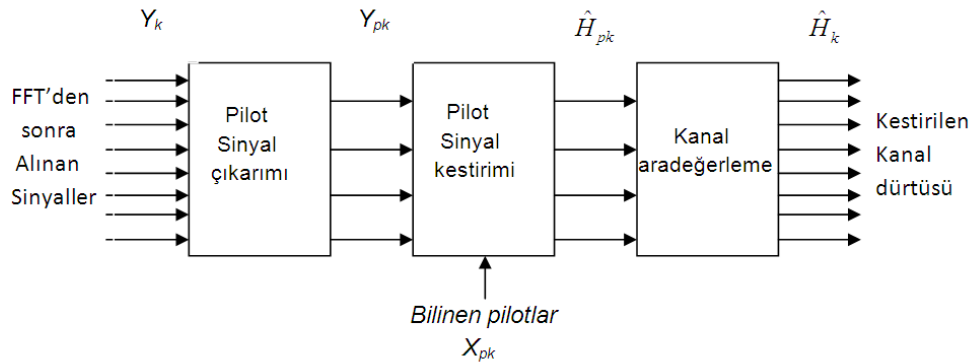
$$Y_k = X_k \cdot H_k + Z_k$$

Burada,  $Z_k$  frekans alanındaki  $k$ 'inci alt-taşıyıcıdan alınan gürültü terimini ve  $H_k$ ,  $k$ 'inci alt-taşıyıcıdaki kanalın aktarım işlevini gösterir.

Kanalı kestirmek için pilot sembolere ihtiyaç vardır. Her  $p$ 'inci alt-taşıyıcının bilinen pilot sembolü  $X_{pk}$ 'yi taşıdığı varsayılır. Bu pilot sembolleri ( $X_{pk}$ ) ve bu pilot taşıyıcılardan alınan sembolleri ( $Y_{pk}$ ) kullanarak kanalın kaba kestirimi ( $H_{pk}$ ) şöylece elde edilebilir

$$\hat{H}_{pk} = \frac{Y_{pk}}{X_{pk}} + \frac{Z_{pk}}{X_{pk}} = H_{pk} + Z'_{pk} \quad (4.30)$$

Burada,  $Z_{pk}$ ,  $pk$ 'inci alt-taşıyıcıdan gelen gürültü eklentisini,  $Z'_{pk}$  ise bu gürültü eklentisinin ölçeklendirilmiş halini gösterir. Pilot noktalarındaki kestirimler elde edildikten sonra tüm alt-taşıyıcılardaki kestirimleri elde etmek için değişik yöntemler izlenebilir. Şekil 4.11 yukarıda anlatılan kanal kestirim yönteminin özetini gösterir.

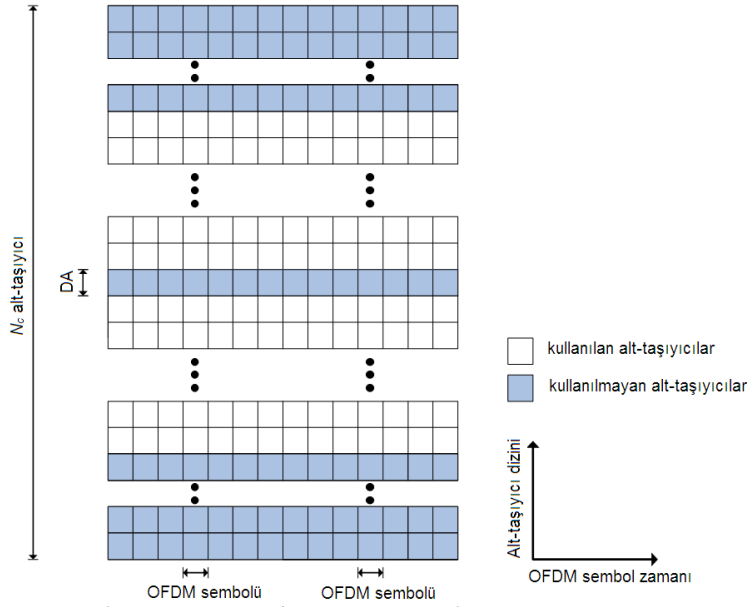


Şekil 4.11. Frekans alanında kanal kestirimi

Genel olarak FFT öbeğinden sonra bilinen pilotlar kullanılarak kanalın kaba kestirimi elde edilir. Bu kaba kestirim kullanılarak değişik yöntemlerle tüm kanalın durumunu kestirmek mümkündür. Bu yöntemlerden ilerleyen bölümlerde özet olarak bahsedilecektir.

#### 4.5.1. Zaman-Frekans algılaması ve Pilot Tahsisi

OFDM iletim sistemi iki-boyutlu zaman-frekans alanı örgüsü ile de açıklanabilir. Şekil 4.12.'de kullanılan örgü buna örnek verilebilir. Şekilde gösterildiği üzere OFDM sembolü taşıyıcı frekansın etrafına simetrik bir şekilde yayılmış  $N_c$  alt-taşıyıcıdan oluşmaktadır. Pratik sistemlerde Doğru Akım (DC) noktasında ve kenar frekanslarda, komşu bantlardaki karışımı engellemek için, herhangi bir veri taşınmaz.

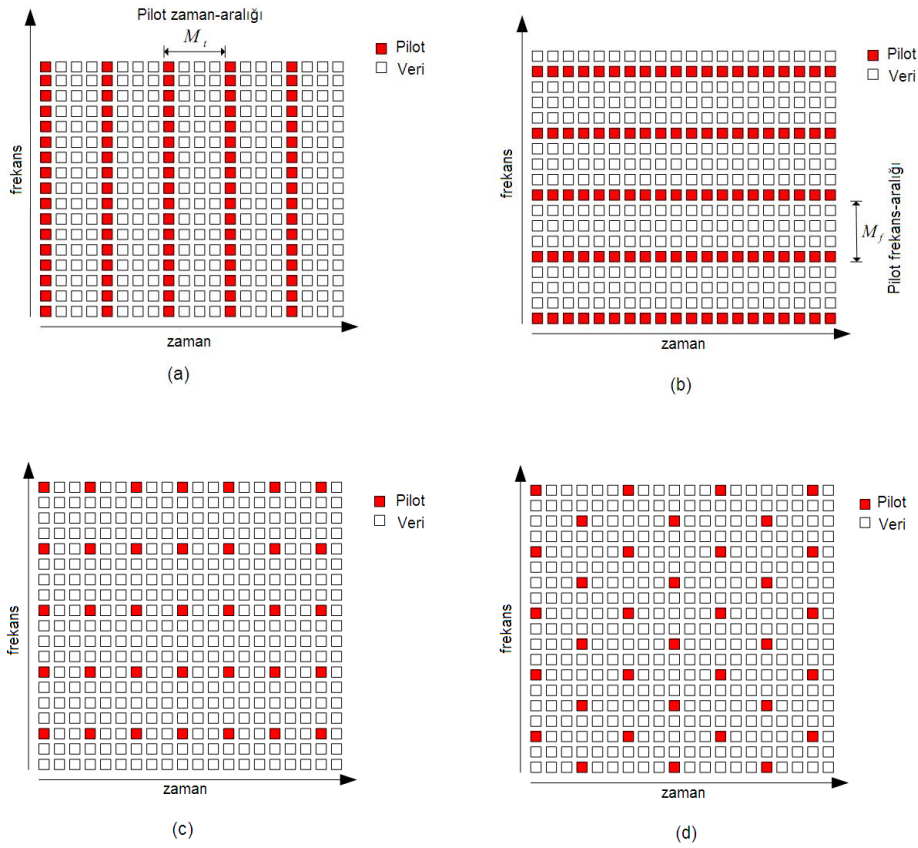


Şekil 4.12. Pilot tahsisi

Aşağıdaki şekillerde ayrıntısı verildiği üzere pilotların zaman-frekans alanında tahsisinde birkaç senaryodan bahsetmek mümkündür.

- Şekil 4.13.a'da gösterildiği gibi bir OFDM sembolünün tamamı pilot olarak tahsis edilebilir. Böyle bir yöntem özellikle yüksek frekans-seçici ve düşük Doppler etkisine sahip kanallar için veri hızından ödün verilerek yapılabilir. [36].

- Pilotlar Şekil 4.13.b'de gösterildiği gibi tüm iletim zamanı boyunca farklı taşıyıcılarla gönderilebilir. Böyle bir yöntem kısmen frekans seçici ve yüksek Doppler etkisine sahip kanallar için avantaj oluşturabilir [36].
- Pilotlar Şekil 4.13.c ve d'de gösterildiği gibi boşluklarla birbirinden ayrılmış bir şekilde hem frekans hem de zaman alanında yerleştirilerek de kullanılabilir. Bu tür uygulama zaman-frekans alanındaki pilot aralıklarının kanalın özelliklerine bağlı olarak verimli bir şekilde yerleştirilmesi ile hem yüksek frekans-seçici hem de yüksek Doppler etkisine sahip kanallar için iyi bir başarımlar gösterebilir.



Şekil 4.13. (a) Tüm frekans tahsisi-zaman aralıklı. (b) Tüm zaman tahsisi-frekans aralıklı. (c) Frekans-zaman aralıklı pilot tahsisi. (d) Frekans-zaman aralıklı pilot tahsisi

Pilot tahsisinde kanalın tam olarak kestirilebilmesi için frekanstaki pilotlar arasındaki aralığı gösteren  $M_f$  ve zaman-alanındaki pilotlar arasındaki aralığı gösteren  $M_t$  seçilirken kanalın zaman-frekans özellikleri göz önünde bulundurulurken makul seçimler yapılmalıdır. İdeal geri yapılandırma için pilotlar



arası frekans-aralığı  $M_f$  örnekleme teoremi (sampling thorem)'ne uygun olarak şu gerekliliği sağlamalıdır [37]

$$M_f < \frac{N_c}{2W\tau_{\max}} \quad (4.31)$$

Burada,

$W$  : OFDM sisteminin bant genişliğini,

$\tau_{\max}$  : kanalın sahip olduğu en büyük artık gecikmeyi ve

$N_c$  : OFDM sistemindeki alt-taşıyıcı sayısını ifade eder.

Buna benzer bir şekilde, pilotlar arası zaman-aralığı  $M_t$  şu gerekliliği sağlamalıdır [37]

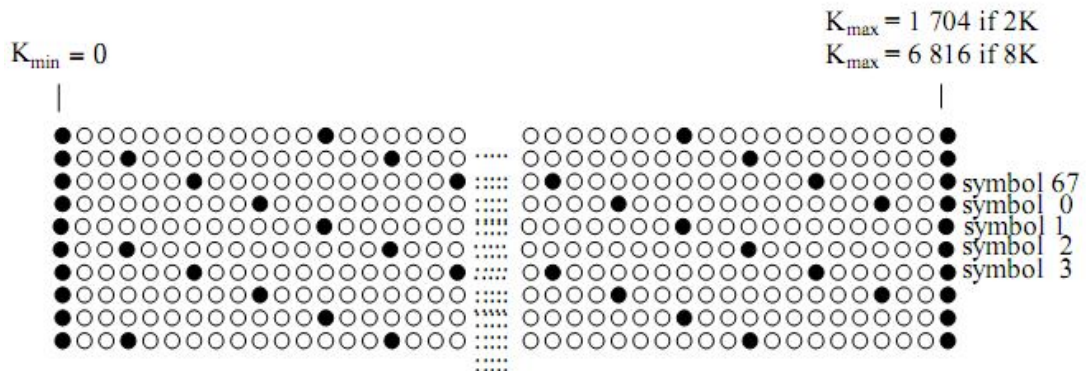
$$M_t < \frac{W}{2(N_c + W.T_{cp})(f_d + \nu)} \quad (4.32)$$

Burada,

$T_{cp}$  : çevrimsel önek uzunluğunu,

$f_d$  ve  $\nu$  ise sırasıyla en büyük Doppler yayılması ve Doppler kaymasını gösterir.

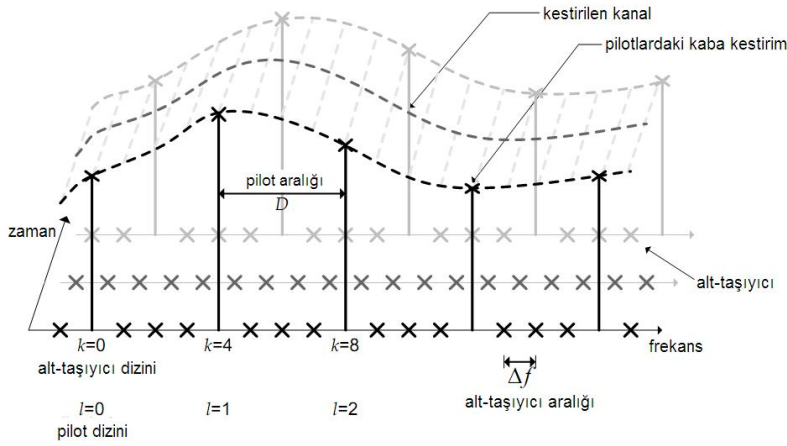
Şekil 4.14. ise DVB-T/H sistemlerinde kullanılan pilot tahsisinin genel yapısını gösterir [24].



Şekil 4.14. DVB-T/H standardında pilot tahsisi [24]

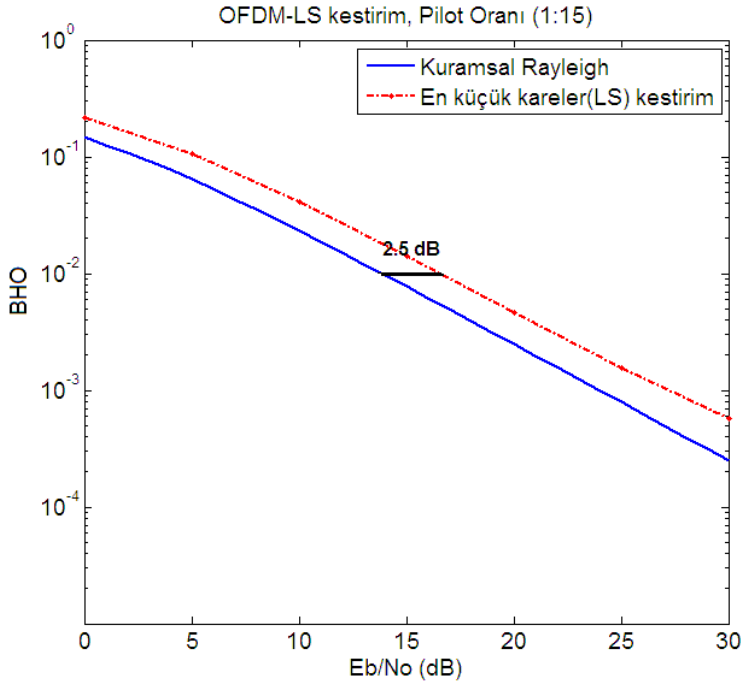
#### 4.5.2. Kanal Kestirim Yöntemleri

OFDM sistemlerinde kanal kestirimi 2-boyutlu bir problemdir. Yani kanal Şekil 4.15'te gösterildiği gibi zaman-frekans alanlarında kestirilmelidir. Dolayısıyla 2-boyutlu yöntemler kanal kestirimi için kullanılabilir. Bununla birlikte 2-boyutlu kanal kestirimi karmaşıklığı arttırdığı için 1-boyutlu yöntemler birbiri ardınca, 2-boyutlu kanal kestirimindeki başarımdan ödün verilerek, kullanılarak 2-boyutlu kanal kestirimi elde edilmiş olur. Kanal ilk önce zaman/frekans alanında kestirildikten sonra frekans/zaman alanında da tek boyutlu kestirimi yapılarak 2-boyutlu bir kestirim elde edilmesi mümkün olabilir. Kullanılan kestirim yöntemlerine; LS kestirim, MMSE kestirim ve LMMSE kestirim örnek verilebilir. [32],[33],[34]. Bu kestirimler yoluyla pilotların kaba kestirimi yapıldıktan sonra pilotlar arası boşluklar aradeğerleme yöntemleri ile doldurulur ve tüm kanalın kestirimi elde edilir. Bu çalışmada kanal kestirim yöntemi olarak en küçük kareler (LS) kestirimi ile alçak-geçirgen aradeğerleme yöntemi beraber kullanılmıştır. Diğer kestirim yöntemlerine bu çalışmada değinilmeyecektir.



Şekil 4.15. Zaman-frekans kanal kestirimi

Aslına bakılırsa en küçük kareler (LS) kanal kestirimi değerleri Eşitlik (4.30)'da verilen  $\hat{H}_{pk}$  değerlerine eşittir [32],[33],[34]. LS kanal kestirimi ile alçak-geçirgen ara değerlemenin kullanıldığı sistemin başarımını gösterir BHO eğrisi Şekil 4.16.'da verilmiştir.



Şekil 4.16. OFDM LS kestirim başarımlar eğrisi

Dikkat edilirse kullanılan LS-alçak geçiren aradeğerleme yöntemi kanal kestirimindeki hatadan dolayı Kuramsal Rayleigh sönümlenme çizgisine göre yaklaşık 2.5 dB daha düşük bir başarımlar göstermiştir.

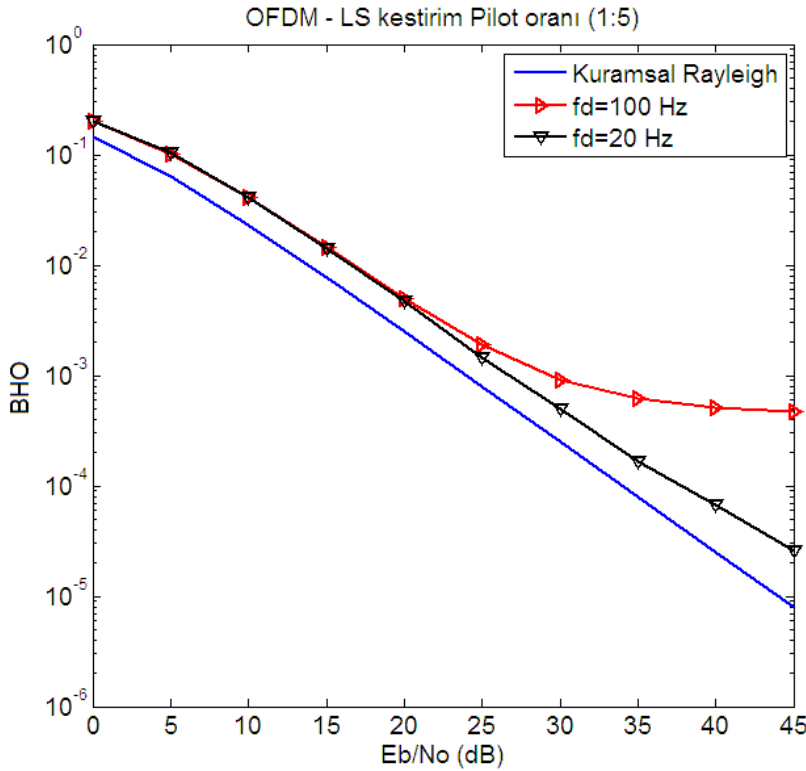
#### 4.6. Doppler ve Gecikme yayılmasının OFDM sistemi üzerindeki etkileri

Daha önce açıklandığı gibi kanal parametrelerini bilmek OFDM sistemleri ve kanal kestirimi için büyük önem arzeder. Kanalın karakteristiğini belirleyen iki temel özelliği vardır: Doppler yayılması ve gecikme yayılması.

Doppler kayması alıcı ve/veya vericinin göreceli hareketinden kaynaklanan, zaman alanında kanalın değişim hızıyla ilgili bilgi veren ve bununla birlikte frekans alanında alt-taşıyıcılar arasında frekans kaymalarına neden olarak alt-taşıyıcıların dikliğini yok eden dolayısıyla taşıyıcılar arası karışım (TAK) neden olan bir etki gösterir. En büyük Doppler frekansı ( $f_d$ ) ne kadar büyükse kanal zaman alanında o kadar hızlı değişiyor demektir. Bir başka deyişle Doppler kayması ne kadar büyükse taşıyıcılar arası karışım o kadar büyük demektir. Bu etki kanal kestiriminde de kendisini gösterir. En büyük Doppler kayması ( $f_d$ ) bize kanalın değişme hızı ile ilgili bilgi verdiği için Doppler kayması ne kadar büyükse zaman-

alanında sistemin kanal değişimlerini takip edebilmesi açısından pilot aralıkları o kadar sık seçilmelidir (Bkz. Eşitlik (4.32)).

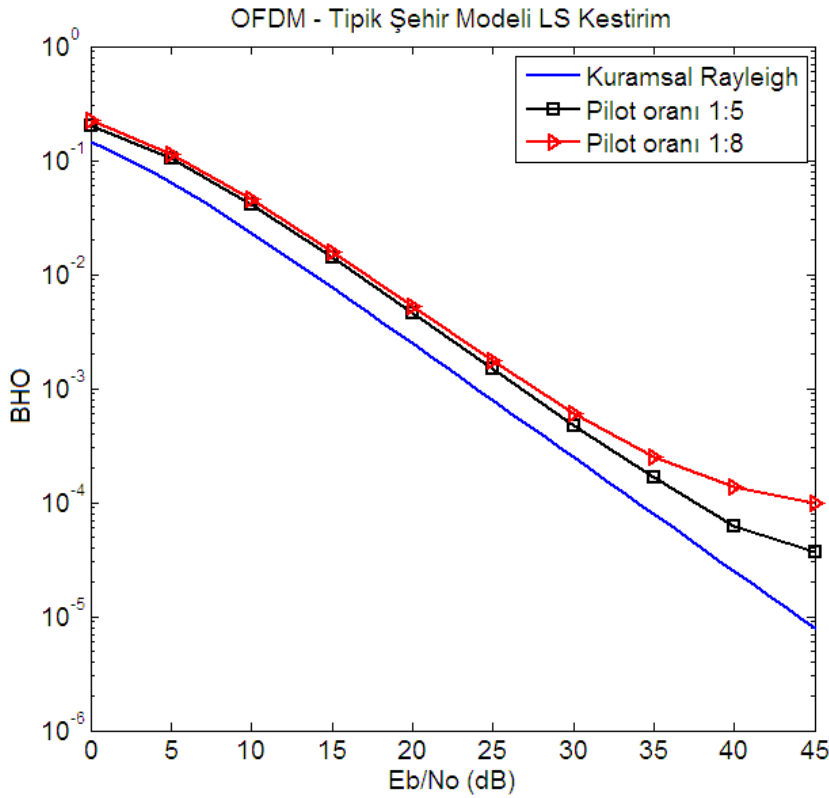
Şekil 4.17’de tüm alt-taşıyıcılar pilot sembollere tahsis edildiği (tüm zaman pilot tahsisi) ve  $M_t=5$  OFDM sembolü seçildiği durumda sırasıyla  $f_d=20$  ve 100 Hz için OFDM-BHO çizimleri verilmiştir. Görüleceği üzere Doppler kaymasının artmasıyla beraber zaman alanında kanalın değişim hızı artacağından belli bir  $E_b/N_o$  değerinden daha büyük değerlerde düşürülemez bir hata tabanı oluşacaktır.



Şekil 4.17. Zaman alanında değişim hızının (Doppler etkisi) başarıma etkisi

Benzer bir şekilde frekans-alanındaki değişimlere baktığımızda bu değişmenin gecikme yayılması ile ilgili olduğu görülür. Gecikme yayılmasının yapısına göre ÇÖ uzunluğu semboller arası karışımı engellemek için dikkatli bir şekilde seçilmelidir. Kanalın en büyük artık gecikmesi ( $T_m$ ) arttıkça kanal daha fazla frekans-seçici bir özellik kazanıyor demektir. Dolayısıyla alt-taşıyıcılar arası ilinti daha düşüktür. Başka bir deyişle; frekans-alanındaki değişimler daha hızlı olur. Kanal kestiriminde ise; kanalın frekans-seçici özelliği arttıkça, sistemin frekans-alanında kanal değişimlerini takip edebilmesi açısından frekanstaki pilot aralıkları o kadar sık seçilmelidir.

Şekil 4.18'de ise bir OFDM sembolü boyunca (tüm frekans pilot tahsisi) farklı frekanslar için iki farklı pilot aralığı,  $M_f=5$  ve 8, seçildiği durumda tipik şehir kanal modeli kullanılarak elde edilen OFDM-BHO çizimleri verilmiştir. Görüleceği üzere kanalın frekans-seçici özelliğinden dolayı pilot aralığı arttıkça pilotların frekans-alanındaki değişimleri yeterince takip edememesinden kaynaklanan düşürülemez bir hata tabanı oluşacaktır. Dikkat edilirse bu hata tabanı, pilot aralığı daha sık seçildiği durum için daha düşük bir değerde oluşur.



Şekil 4.18. Frekans alanında pilot aralığı ( $M_f$ ) seçiminin başarıma etkisi

Buna ek olarak OFDM sistem parametreleri seçilirken kanalın frekans-seçici ve hızlı-değişim özelliklerinin ikisi birden dikkate alınmalıdır. Örnek verilecek olursa belirli bir Doppler frekansına ve frekans-seçici özelliğe sahip bir sistem için kanalın düzgün sönümlenen bir etki oluşturması için alt-taşıyıcı sayısı  $N_c$  (FFT uzunluğu), " $\Delta f = W/N_c < \text{evre uyumluluk bandı}$ " durumunu sağlayacak şekilde yeterince büyük seçilmelidir. Bu şekilde seçilmediği takdirde, kanalın frekans-seçici olmasından kaynaklanan, sistemde ciddi bir başarımla düşüklüğü gözlenebilir.

Bununla birlikte  $N_c$  gereğinden fazla büyük seçildiğinde, bir OFDM sembolünün ( $N_c \cdot T_s = \text{OFDM sembol uzunluğu}$ ) iletim süresi artar ve bir sembolün iletimi boyunca

kanalın değişmesi durumunda alt-taşıyıcılar arasındaki diklik kaybolacağından yine bir başarıım kaybı gözlenebilir.

## 5. SINYAL KÜMESİNİN DÖNDÜRÜLMESİ VE KORDİNAT SERPİŞTİRMESİ

### 5.1. Giriş

Bu bölümde daha önce verilen bilgiler ışığında sinyal kümesinin döndürülmesi ve bileşenlerin serpiştirilmesi yönteminin, sistem başarımı üzerindeki etkileri BHO eğrileri ve saçılma çizimleri ile verilecektir.

Sırasıyla sistem modeli açıklanacak ve önerilen yöntemin sistem üzerindeki başarımların artışı sezgisel olarak anlatılacaktır. İlk başta önerilen yöntemin tek-taşıyıcılı sistemler üzerindeki uygulaması anlatılacak ve bu sistemlerde döndürme derecelerinin ve serpiştirme derinliği değişiminin sistem üzerindeki etkileri gözlenecektir. Daha sonra önerilen yöntemin kanal kodlaması ile beraber kullanılması durumunda sistem üzerindeki başarımlarını ayrıca incelenecektir.

Tek taşıyıcılı sistemlerde kordinat serpiştirmesi sadece zaman alanında yapılabileceğinden; zaman alanında oluşması muhtemel istenmeyen gecikmelerden bahsedilecek ve OFDM sistemlerinde bu yöntemin kullanılması ihtiyacı ile ilgili bilgi verilecektir. OFDM sistemleri serpiştirmenin zaman ve/veya frekans alanında yapılmasına olanak vermesiyle, bu sistemde önerilen yöntemin etkileri daha öncekine benzer bir şekilde (kodlama kullanılmazken ve kodlamanın olması durumunda) araştırılacak ve daha sonra benzetim sonuçları verilecektir.

### 5.2. Sistem Modeli

Taşıyıcı frekansı  $f_c$  olan M-PSK veya M-QAM sinyali aşağıdaki gibi yazılabilir:

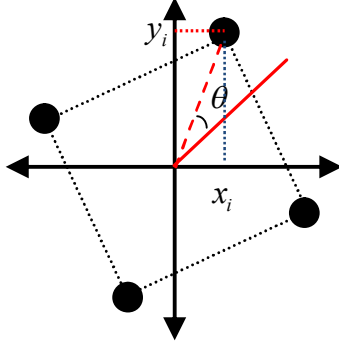
$$s(t) = \sum_i a_i p(t - iT_s) \cos(2\pi f_c t) + \sum_i b_i p(t - iT_s) \sin(2\pi f_c t) \quad (5.1)$$

Burada,

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (5.2)$$

$T_s$  sembol süresini,  $a_i$  ve  $b_i$  katsayıları, alfabe büyüklüğü  $M$ 'in değerine göre,  $i$ 'inci sembolün eş ve dik evreli kordinatlarını gösterir ve bu değerler sembol birim enerjiye sahip olacak şekilde seçilmiştir.

$a_i$  ve  $b_i$  bileşenleri aynı alt-taşıyıcı ile veya aynı sembol aralığında gönderildiği zaman kanalın durumundan benzer şekilde etkilenirler ve bu durum hata olasılığını yükseltir. Bu tür sembol hatalarını düzeltmenin bir yolu da sinyal kümesinin belli bir açıyla döndürülerek eş ve dik eksenlerde  $a_i$  ve  $b_i$ 'nin bileşimlerinin oluşturulmasıdır.



Şekil 5.1. Döndürülmüş Sinyal Kümesi.

Örneğin Şekil 5.1'te gösterildiği gibi döndürme açısı yatay eksene göre  $\theta$  ise, gönderilecek sinyalin eş ve dik evreli eksenlerdeki yeni bileşenleri şöylece yazılabilir:

$$\begin{aligned} x_i &= +a_i \cos(\theta) - b_i \sin(\theta) \\ y_i &= +a_i \sin(\theta) + b_i \cos(\theta) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Böylece,  $a_i$  ve  $b_i$  bileşenlerinin bilgileri her iki eksene de dağıtılarak gönderildiğinden söz konusu sinyalin sönümlenmeden olumsuz yöndeki etkilenmesi azaltılabilir. Ayrıca, yeni eş ve dik eksenlerdeki bileşenler,  $x_i$  ve  $y_i$ , sönümlenmeli kanalın evre-uyumluluk süresinden (coherence time) veya evre-uyumluluk bant genişliğinden (coherence bandwidth) daha uzun aralıklarla serpiştirilirse bu bileşenler birbirinden bağımsız olarak sönümleneceklerinden söz konusu sembolün sönümlenme koşullarında bile doğru olarak çözümlenebilmesi mümkün olabilir.

Zaman alanında böylece serpiştirilerek gönderilen sinyal aşağıdaki gibi yazılabilir

$$s(t) = \sum_i x_i p(t - iT_s) \cos(2\pi f_c t) + \sum_i y_{i-k} p(t - iT_s) \sin(2\pi f_c t) . \quad (5.4)$$

Burada  $k$  sayısı, zaman-alanı için sembol sayısı cinsinden serpiştirme derinliğini göstermektedir. Bir başka deyişle, zaman alanında serpiştirme yapılarak  $i$ nci sembolün sanal kısmı ( $y_i$ ), gerçel kısmından ( $x_i$ )  $k$  sembol sonra gönderilmektedir.

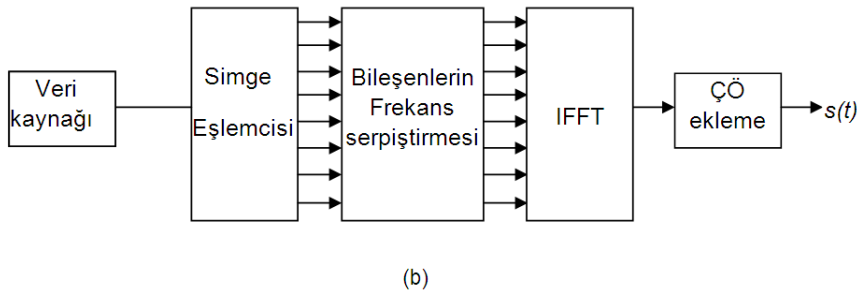
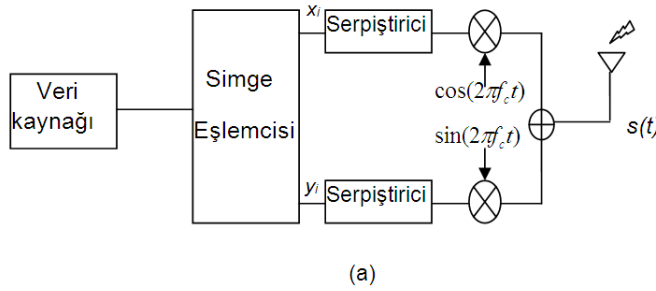


Zaman alanında serpiştirme derinliği  $k$  bu iki sinyal bileşenin birbirlerinden bağımsız sönülmeye uğrayacak, bir başka deyişle kanalın evre-uyumluluk süresinden daha uzun olacak şekilde seçilmelidir.

Eğer serpiştirme OFDM alt-taşıyıcıları ile yapılıyorsa böyle bir durumda gönderilen sinyal aşığıdaki gibi gösterilebilir:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{i=0}^{N_c-1} x_i \cos(2\pi f_i t) + \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{i=0}^{N_c-1} y_i \sin(2\pi f_{i+k} t) . \quad (5.5)$$

Bu durumda, OFDM sistemlerinde sembolün gerçel kısmının  $i$ 'inci alt-taşıyıcı ile sanal kısmının ise  $(i+k)$ 'inci alt taşıyıcı ile gönderilmesi gerekir (Bkz. Eşitlik (5.5)). Burada da zaman-alanına benzer bir şekilde,  $i$ 'inci ve  $(i+k)$ 'inci alt taşıyıcılar birbirlerinden evre-uyumluluk bant-genişliğinden daha uzak olacak şekilde seçilmelidir. Bir başka deyişle frekans alanında serpiştirme derinliği  $k$ , kanal evre-uyumluluk bandından daha büyük bir frekans ayırımına karşılık gelmelidir. Zaman ve frekans alanında serpiştirme gerçekleştirilen sistemler için verici öbek çizimleri sırasıyla Şekil 5.2.a ve 5.2.b'de gösterilmiştir.

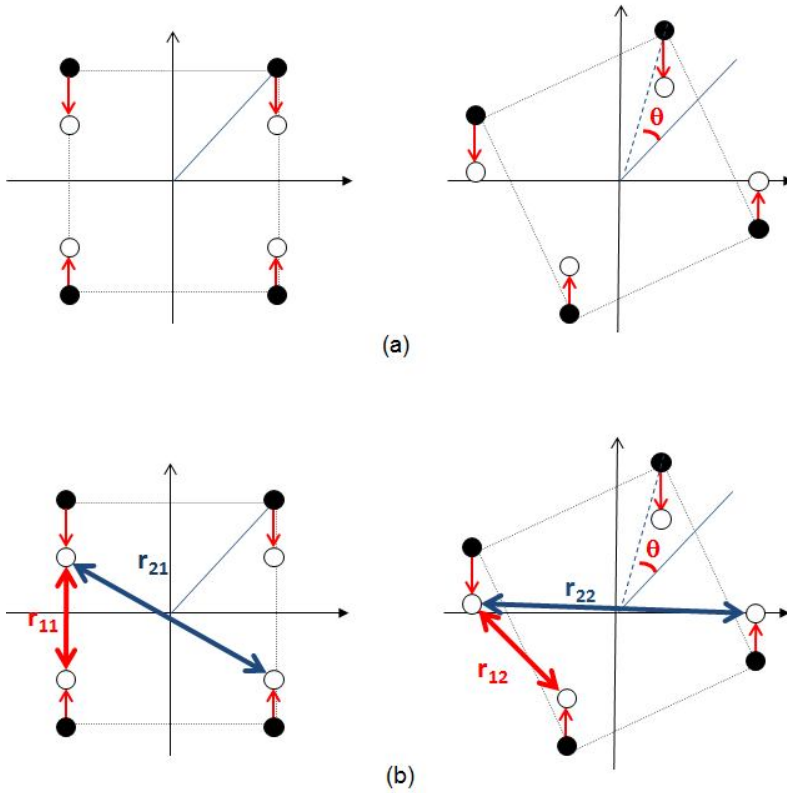


Şekil 5.2. (a) Zaman alanında serpiştirme verici öbek şeması. (b) Frekans alanında serpiştirme verici öbek şeması

### 5.3. Döndürme Açısının Etkileri

Sinyal kümesinin döndürülmesi orijinal sinyal kümesi kullanılmasına göre bit hata olasılığında bir iyileştirme sağlar. Döndürme açısının optimum değeri bit hata olasılığını en aza indirecek şekilde bir takım algoritmalar kullanılarak bulunmuştur. Bunun sonucunda optimum döndürme açısı kullanılan kiplemeğe göre farklı değerler alabilir. Örneğin, döndürme açısının optimum değerleri M-PSK kiplemeleri için  $M=2,4$  ve  $8$  iken sırasıyla  $\theta=45$  ve  $30$  ve  $9.5$  derece olarak bulunmuştur [3],[4].

Sinyal kümesinin döndürülmesinin yararı sezgisel olarak Şekil 5.3'e bakılarak anlaşılabilir. Solda döndürülmemiş, sağda ise  $\theta$  açısı ile döndürülmüş bir QPSK sinyal kümesi gösterilmiştir. Sönümlenmenin kanal kazancını düşürdüğü ancak evre-uyumlu sezimleme nedeni ile kanal kazancının evre katsayısının alıcıda hatasız olarak kestirilebildiği varsayılmıştır. Bunun sonucunda, sönümlenme sinyalin sadece genliğini etkilediğinden, eş yada dik evreli kanallardan birisi sönümlenmeye uğradığında, semboller oklar yönünde kaymaktadırlar (Bkz. Şekil 5.3.a).



Şekil 5.3. (a) Sönümlenmenin döndürülmüş sinyal kümesine etkisi. (b) Sinyal kümesi noktaları arasındaki Öklid uzaklıkları ( $r_{12} > r_{11}$  ve  $r_{22} > r_{21}$ )

Böylece, sönümlenme sonucunda döndürülmüş kümedeki semboller arasındaki Öklid uzaklıklarının döndürülmemiş kümedeki uzaklıklardan daha büyük olacağı, dolayısıyla önerilen yöntemin daha iyi bir başarımla sergilemesi gerektiği anlaşılabilir (Bkz. Şekil 5.3.b). AWGN kanallarda ise sönümlenme söz konusu olmadığı için bu yöntem herhangi bir kazanç sağlamaz [2],[3].

#### 5.4. Serpiştirme Derinliğinin Başarıma Etkisi

İşaret kümesi döndürüldükten sonra kanala verilmeden önce uygun bir serpiştirme derinliği  $k$  ile serpiştirilir. Eğer serpiştirme zaman alanında yapılıyorsa [2]'de de belirtildiği gibi mükemmel serpiştirme için  $k$  sayısı iki bileşen arasındaki serpiştirme uzunluğu kanalın evre uyumluluk süresinden büyük olacak şekilde, yani bu iki bileşen bağımsız bir şekilde sönümlenmeye maruz kalacak şekilde seçilmelidir. Bir başka deyişle  $k$  sembol zamanı ( $k.T_s$ ) birbirinden ayrılmış bileşenlerin zaman alanındaki özilinti işlevi  $\rho_k(\tau)$  sifira yaklaşmalıdır. Daha önce Bölüm 2'de belirtildiği gibi örneğin Jakes Doppler spektrumuna sahip bir kanal için kanalın zaman- alanındaki özilinti işlevi:

$$\rho_k(\tau) = \frac{1}{2} E \{ h^*(t) h(t + \tau) \} = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (5.6)$$

$$\rho_t(k) = \rho(kT_s) = J_0(2\pi f_d T_s k) \quad (5.7)$$

şeklinde verilir [2]. Burada  $h(t)$ ,  $t$  anındaki kanal kazancını,  $J_0(.)$  ise sıfır dereceden Bessel işlevini göstermektedir.  $f_d$  ise taşıyıcı frekansı  $f_c$  ve verici ve alıcı arasındaki bağıl hıza bağlı olarak değişen maksimum Doppler kaymasını gösterir.

İdeal  $k$  sayısı  $\rho_t(k)$ 'yi sıfır yapan değerdir ve Şekil 2.6 ve 2.7'de verilen sıfırdan dereceden Bessel işlevinin yapısına bakılarak da anlaşılacağı gibi  $k$  arttıkça serpiştirilen iki sinyal arasındaki ilintinin azalması, dolayısıyla iki sinyalin neredeyse bağımsız sönümlenmesine bağlı olarak başarımın artması beklenir.

Örneğin, birimlendirilmiş Doppler frekansı,  $f_d T_s = 0.01$  olan bir kanalda  $k=30$  (30 sembol) ideal  $k$  sayısına oldukça yakın bir değerdir [2]. Bu durumda, örneğin 900 MHz'te çalışan ve veri hızı 10 kb/s olan bir sistemde saatte 120 km hızla ilerleyen bir alıcı için Doppler kayması  $f_d = 100$  Hz ve ilinti katsayısı  $J_0(0.6\pi) = 0.29$  olmaktadır.

Çok yavaş değişen bir kanal için serpiştirilen iki sinyalin bağımsız sönmülemeye maruz kalması için  $k$  sayısının oldukça büyük seçilmesi gerekebilir. Bununla birlikte bu durum gerçek zamanlı uygulamalar için istenmeyen serpiştirme gecikmeleriyle karşılaşılmasına neden olabilir. Örnek verilecek olursa; 900 MHz'de çalışan hücrel bir radyo sistemi için, bu sistemden yararlanan ve hızı 1m/s olan bir yaya için Doppler frekansı  $f_d=3$  Hz ve birimlendirilmiş Doppler frekansı  $f_d.T_s=3.10^{-6}$  olacaktır. Bu sistemin 1Mbit/s lik bir veri hızına sahip olduğu düşünüldüğünde, yukarıdaki örnekte verildiği şekilde  $J_0(0.6\pi)=0.29$  ilinti değerini yakalamak için serpiştirme derinliği  $k$ 'nın  $10^5$  sembol gibi bir değer seçilmesi gerekmektedir ki bu değer; yayılma, işlem, hata ayıklama işlemlerinin neden olduğu gecikmeler vb. dahil edilmeden söz konusu sistem için 0.1 saniye gecikmeye karşılık gelmektedir. Sistemin veri hızı 4 Mbit/s olduğunda ise bu gecikme 0.4 saniyeye yükselir. İnsan kulağının rahatsızlık duymadan en fazla 0.4 saniye gecikmeye katlanabildiği gözönünde bulundurulursa, bu değer gerçek zamanlı uygulamalarda olumsuz etkilere yol açar.

Gecikmeye duyarlı sistemler için, frekans alanında gerçekleştirilen serpiştirme yöntemi zaman alanındaki serpiştirmenin neden olduğu gecikmeleri ortadan kaldırılabılır [7]. OFDM sistemi için  $k$  değeri, alt-taşıyıcılar arasındaki ilintiyi en aza indirecek şekilde seçilen serpiştirme derinliğini ifade eder. Böylelikle  $x_i$  bileşeni  $n$ 'inci alt-taşıyıcı ile gönderilirken,  $y_i$  bileşeni  $(n+k)$ 'inci alt-taşıyıcı ile gönderilir. Zamanda serpiştirmeye benzer şekilde  $n$ 'inci alt-taşıyıcı ile  $(n+k)$ 'inci alt-taşıyıcı arasındaki frekans aralığı kanalın evre-uyumluluk bandından daha geniş olacak şekilde seçilmelidir ( $k.\Delta f > f_0$ ). Başka bir deyişle bu alt-taşıyıcılar arasındaki ilinti katsayısı yeterince küçük olmalıdır.

$k$  alt-taşıyıcı aralığı ( $k.\Delta f$ ) kadar birbirinden ayrılmış iki alt-taşıyıcı arasındaki ilinti katsayısı serpiştirme derinliği  $k$  cinsinden tekrar yazılacak olursa [17]

$$\rho_f(k) = \sum_i \sigma_i^2 e^{-j2\pi k \Delta f \tau_i} \quad (5.8)$$

Burada,

$\sigma_i^2$  :  $i$ 'nci gecikmenin birimlendirilmiş gücünü,

$\tau_i$  :  $i$ nci yolun gecikme değerini,

$\Delta f = 1/(NT_s)$  : alt-taşıyıcılar arası frekans aralığını gösterir.

Örneğin daha önce Bölüm 2.3.'te gecikme dağılımı verilen (Bkz. Şekil 2.10) COST 207 kanal modelinde olduğu gibi en büyük artık gecikmesi,  $T_m=5 \mu s$  ve 6 yollu gecikme dağılımına sahip olan Rayleigh bir kanal için alt-taşıyıcılar arası serpiştirme derinliği  $k=120$  ( $k\Delta f \approx 586 \text{ kHz}$ ) olarak seçilirse bu durumda alt-taşıyıcılar arası ilinti katsayısı  $\rho_f(120)=0.59$  olacaktır. Benzetimlerin de gösterdiği gibi frekans alanındaki ilinti, zaman alanına kıyasla daha yavaş düşüş göstermekte ve  $k$  arttıkça zaman alanında olduğu gibi her durumda azalmamaktadır (Bkz. Şekil 2.8 ve Şekil 2.9). Burada; zaman veya frekans alanındaki ilinti katsayıları kanalın Doppler spektrumu ve gecikme dağılımıyla birebir ilgili olduğu için zaman ve/veya frekans alanındaki serpiştirme derinliği  $k$ 'nın optimum değerlerinin seçimi için bu iki dağılımın dikkatli bir şekilde tahmin edilmesi gerektiği gözönünde bulundurulmalıdır.

Daha önce verilen Şekil 2.8 ve Şekil 2.9'da, sırasıyla COST 207 kanal modelinin tipik kent ve kırsal alan modelindeki gecikme dağılımlarına (sırasıyla  $T_m=5 \mu s$  ve  $0.5 \mu s$ ) sahip 6 yollu Rayleigh kanallarının ilinti katsayılarının frekansa göre değişimini kuramsal ve benzetim sonuçlarıyla vermektedir. Benzetim sonuçlarının kuramsal değerlerle benzerlik gösterdiği şekillerden anlaşılabilir. Şekil 2.8'de kırsal alan modelinde frekans ilintisi daha yavaş düşerken Şekil 2.9'daki tipik kent modelindeki değerlerin daha hızlı bir şekilde düştüğü dolayısıyla daha önce de ifade edildiği gibi en büyük artık gecikme ( $T_m$ ) arttıkça frekanslar arasındaki ilintinin daha hızlı düştüğü anlaşılabilir. Bir başka deyişle kanal frekans seçici özelliğini kaybettikçe frekanslar arası bağımsızlık azalır ve serpiştirme derinliği  $k$ 'nın duruma göre arttırılması gerekebilir (Bkz Şekil 2.8. ve Şekil 2.9.).

### 5.5. Kanal Modeli

Bu tezde iki farklı kanal gözönünde bulundurulmuştur. Biri; tek taşıyıcılı kipleme sistemine sahip frekans seçici olmayan ve yavaş değişen Rayleigh kanal, diğeri; kanalın frekans seçiciliğini ortadan kaldıran OFDM iletim sistemine sahip, çokyollu ve yavaş değişen Rayleigh kanaldır. Uygun bir serpiştirme derinliği seçildiğinde

serpiştirilen semboller bağımsız sönümleneceklerinden iki sistemin de iki paralel Rayleigh kanaldan oluştuğu varsayılabilir. Böyle bir durum için alınan sinyal aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$r = r_1 + jr_2 \quad (5.9)$$

ve

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 x_i + n_1 \\ r_2 &= h_2 y_i + n_2 \end{aligned} \quad (5.10)$$

Burada,

$r$  : alınan toplam sinyali

$r_1$  ve  $r_2$  : alınan toplam sinyalin eş ve dik evreli değerlerini,

$n_1$  ve  $n_2$  : bağımsız ve özdeş bir şekilde dağılmış, sıfır ortalama ve  $N_0/2$  değışintiye sahip Gaussian rasgele değışkenleri ifade eder.

$i$ nci kanalın genliği şu şekilde yazılabilir:

$$h_i = |\alpha_i| e^{j\theta_i}, \quad i = 1, 2 \quad (5.11)$$

Burada,

$\alpha_i$  : kanal katsayısının genliğini

$\theta_i$  : kanal katsayısının faz kaymasını gösterir.

Yavaş değışen bir kanal için kanal fazının alıcıdaki uyumlu sezim yoluyla mükemmel bir şekilde tahmin edildiği varsayılmıştır. Bölüm 5.6.'da açıklanacağı üzere kestirim yöntemi kullanıldığı zaman kanal fazının belli bir hata ile alınması söz konusudur ve başarı eğrilerinde bu hata, güç kaybı olarak ortaya çıkmıştır. Buna karşılık genlik Rayleigh dağılıma sahiptir, dolayısıyla gönderilen sinyal sönümlenmeden olumsuz bir şekilde etkilenir.

## 5.6. Alınan Sinyalin Sezimi

Alınan sinyalin seziminde iki durum gözönünde bulundurulmuştur. Birinci olarak önerilen yöntemin başarımına etkisinin üst sınırını gözlemlmek için kanal

katsayılarının mükemmel bir şekilde tahmin edildiği, ikinci durumda ise gerçek hayatta mükemmel kestirimin olamayacağı durumu göz önüne alınarak pilot-tabanlı en küçük kareler (LS) kestirim ve pilotlar arası alçak geçirgen aradeğerleme yöntemi kullanıldığı ve alıcıda geri serpiştirmeden sonra sinyalin sembol-sembol sezimlendiği varsayılmıştır.

M-PSK ve M-QAM kipleme için alıcıdaki karar ölçütü:

$$C(i) = |r_1 - h_1 x_i|^2 + |r_2 - h_2 y_i|^2 \quad (5.12)$$

şeklinde ifade edilir. Kipçözücü, sinyal kümesindeki tüm sembollerin  $(x_i, y_i)$ , kestirilmiş ilgili kanal katsayıları  $(h_i)$  ile çarpımından elde edilen noktalar ile alınan sinyal  $(r)$  arasındaki öklit uzaklığını hesaplar ve alınan sinyale en yakın  $s_i=(x_i, y_i)$  sembolünü seçer.

## 5.7. Benzetim Sonuçları

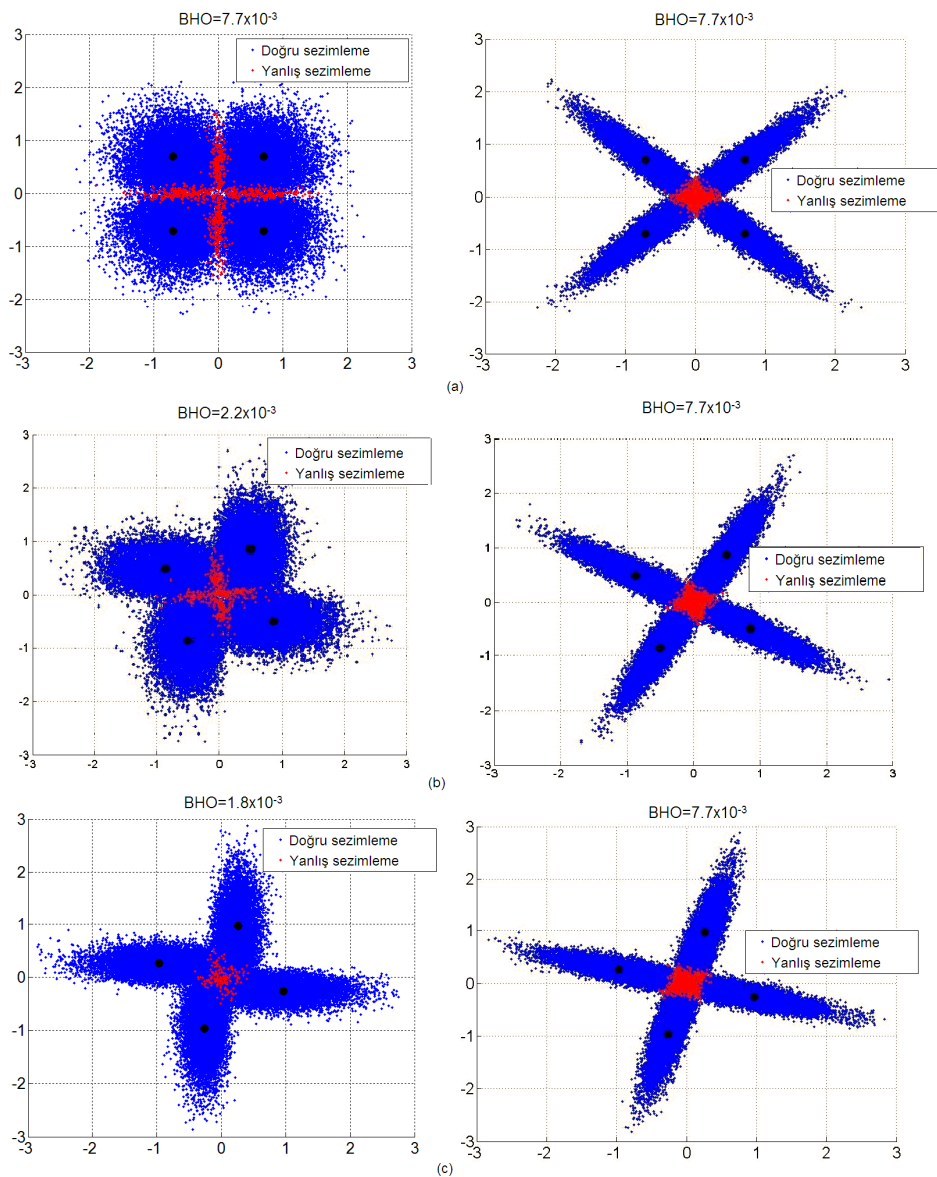
### 5.7.1. Tek taşıyıcılı Sistem

Sinyal kümesinin döndürülmesi ve kordinatların serpiştirilmesi yönteminin, sistem başarımına etkileri; QPSK kipleme için saçılma çizimleri ve BHO eğrileri ile gözlenmiştir. İlk olarak tek taşıyıcılı sistem kullanılmış ve burada zaman alanında gerçekleştirilen serpiştirmenin varlığı ve yokluğunda döndürme derecelerinin sistem başarımına etkileri saçılma çizimleri ve BHO eğrileri yoluyla gözlenmiştir. Daha sonra yine tek taşıyıcılı sistem için serpiştirme derinliğinin sistem başarımına etkileri BHO eğrileriyle gözlenmiştir. Daha sonra önerilen yöntem kanal kodlaması ile beraber kullanıldığında sistem üzerindeki etkileri incelenmiştir. Tek taşıyıcılı sistemde; tekyol ve yavaş değişen Rayleigh kanal modeli kullanılmış ve alıcıdaki uyumlu sezim yoluyla kanal katsayılarının tam olarak kestirildiği varsayılmıştır.

Şekil 5.4.a,b ve c'de serpiştirmenin varlığı ve yokluğunda sinyal kümesinin döndürülmesinin sistem başarımı üzerindeki etkileri saçılma çizimleri ile gösterilmiştir. Sağ taraftaki çizimlerde serpiştirme kullanılmazken sol taraftaki çizimlerde serpiştirme kullanılmıştır. Şekiller  $E_b/N_0=15$  değerinde Rayleigh kanalın neden olduğu faz değişimlerinin  $(\theta_i)$  alıcıda kestirilmesinden sonraki çizimlerdir. Şekillerde siyahla gösterilen noktalar QPSK sinyal kümesini, mavi ve kırmızı noktalar Rayleigh sönümlenmeye maruz kaldıktan sonra alıcıya ulaşan sinyallerin

alıcı tarafından sırasıyla doğru ve yanlış olarak sezimlendiğini gösterir noktalarıdır. Dikkat edilirse sol taraftaki çizimlerin serpiştirmenin etkisiyle dağınık bir profil izlediği, sağ taraftaki çizimlerin ise her iki bileşenin de aynı kanal katsayısıyla sönümlenmesinin sonucu olarak hemen hemen bir doğru üzerine dizilmiş gibi bir şekil aldığı görülebilir.

Şekil 5.4.a'da (döndürmenin olmadığı durumda) sabit  $E_b/N_0$  değeri için, sol taraftaki çizimde bileşen serpiştirmesi gerçekleştirildiği halde iki çizimde de bit hata olasılıklarının aynı kaldığı görülmüştür. Böylece QPSK kiplemesi için döndürme



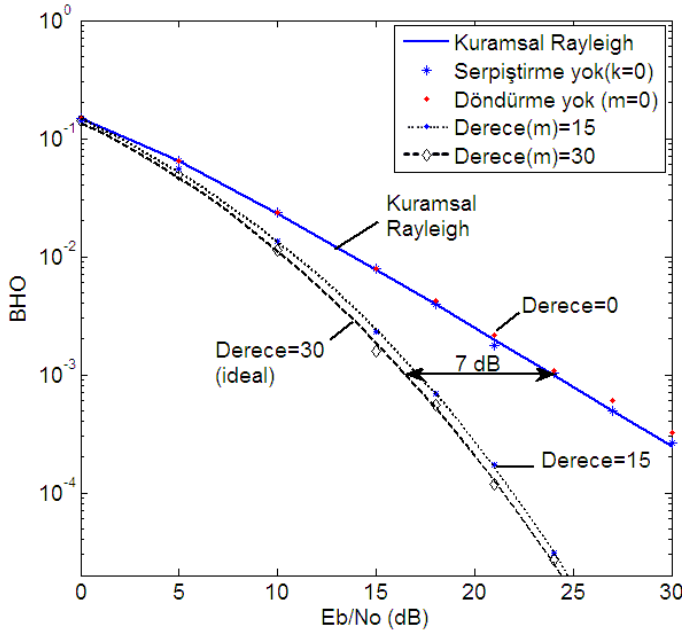
Şekil 5.4. Saçılma çizimleri (a) Döndürme yokken. (b) Döndürme derecesi =15. (c) Döndürme derecesi=30



olmadan serpiştirme gerçekleştirilse bile sistemin başarımında bir değişme olmadığı anlaşılabilir.

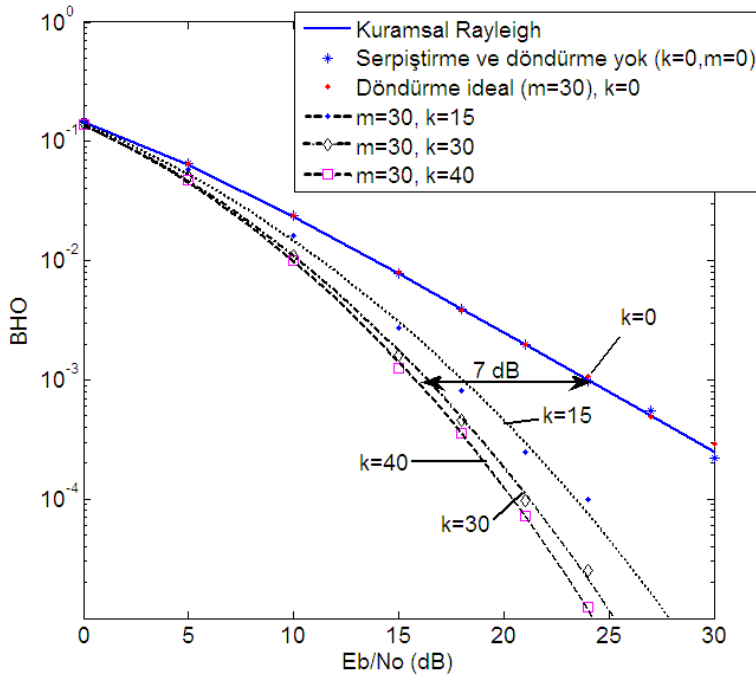
Şekil 5.4.b ve 5.4.c'de sinyal kümesinin sırasıyla  $15^0$  ve  $30^0$  döndürülmüş halleri verilmiştir. Serpiştirmenin olmadığı sağ taraftaki çizimlerde sinyal kümesi döndürülse bile bit hata olasılığında herhangi bir değişme gözlenmezken, serpiştirmenin varlığında bit hata olasılığının döndürme derecesinin artmasıyla beraber düştüğü ve yanlış tercihleri gösterir kırmızı noktalarda azalma olduğu gözlenmiştir. Sağ tarafta serpiştirmenin olmadığı çizimlerde  $E_b/N_o=15$  değeri için  $7.7 \times 10^{-3}$  BHO değeri sabit kalırken, serpiştirmenin gerçekleştirildiği durumlarda döndürme derecesi  $0^0, 15^0$  ve  $30^0$  olduğu durumlar için BHO sırasıyla  $7.7 \times 10^{-3}$ ,  $2.2 \times 10^{-3}$  ve  $1.8 \times 10^{-3}$  olarak elde edildiği görülebilir (Bkz. Şekil 5.5.). Böylelikle serpiştirmenin olmadığı durumda sinyal kümesinin döndürülmesinin sistem başarımı üzerinde herhangi bir etkisinin olmadığı anlaşılabilir. Buradan; ancak her iki yöntemin (sinyal kümesinin döndürülmesi ve kordinat serpiştirme) beraber kullanıldığı durumlarda sistem başarımında olumlu bir değişimin söz konusu olduğu görülür.

Şekil 5.5 ise serpiştirmenin varlığı ve yokluğunda döndürme derecesinin değişiminin sistem üzerindeki etkilerini BHO eğrileri cinsinden inceler. Serpiştirmenin var olduğu durumlarda serpiştirme derinliği  $k=30$  sembol olarak seçilmiştir. Şekil 5.5'e bakıldığında QPSK kipleme için en iyi sonucun serpiştirmenin varlığında sinyal kümesinin  $30^0$  döndürüldüğü zaman elde edildiği,  $30^0$  lik döndürmenin  $10^{-3}$ 'lük bit hata olasılığında sistem başarımında yaklaşık 7 dB'lik artışa neden olduğu görülebilir [2]-[4]. QPSK için optimum değere  $30^0$ 'de ulaşılır. Döndürme derecesi arttırılırken sinyal kümeleri arasındaki Öklid uzaklığı artar ve buna bağlı olarak başarımında iyileşme gözlenir.



Şekil 5.5. Döndürme derecesinin başarıma etkisi ( $f_d \cdot T_s = 0.01, k=30$ )

Önerilen yöntemin, QPSK kipleme için, değişen serpiştirme derinliği ( $k$ ) değerlerine göre sistem başarıma üzerine etkileri Şekil 5.6.'daki BHO eğrisi çizimlerinden anlaşılabilir. Burada mavi ile gösterilen çizgi geleneksel Rayleigh sönmürlenme çizgisinin üst sınırını gösterir.

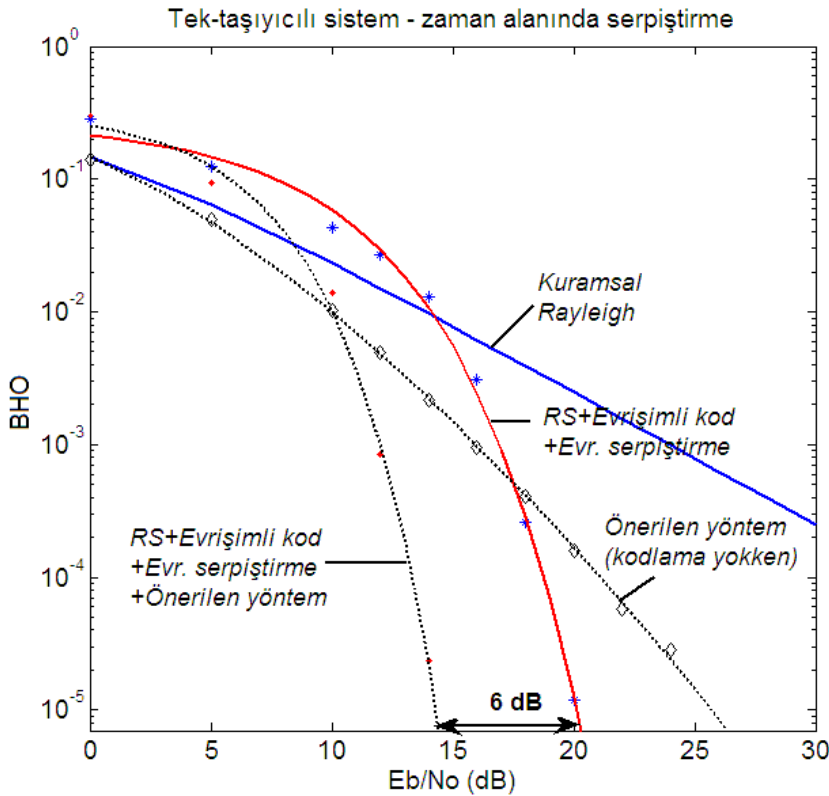


Şekil 5.6. QPSK kiplemesinde çeşitli serpiştirme derinlikleri için bit hata olasılığının  $E_b/N_0$  ile değişimi (derece=30,  $f_d \cdot T_s = 0.01$ )

Kanalın mükemmel kestirildiği varsayıldığı ve birimlendirilmiş Doppler frekansı  $f_d.T_s=0.01$  olduğu durumda  $k=0$  (serpiştirme yok) iken BHO değerleri Rayleigh sönümlenme çizgisini izlerken,  $k$  arttıkça başarımın da arttığı gözlenmiştir. Ancak  $k=30$  değerinden sonra sistem başarımında belirgin bir artış gözlenmediği ve  $k=30$  değerinde ve  $10^{-3}$  bit hata olasılığında sistem başarımında yaklaşık 7 dB'lik kazanç elde edildiği kolaylıkla görülebilir.

Önerilen sistemin kodlama ile beraber kullanıldığındaki başarım çizimleri ise Şekil 5.7'de verilmiştir. Kanal kodlaması için; sıralı kod olarak sıkça kullanılan Reed Solomon (RS) ve evrişimli kod ikilisi kullanılmıştır. RS kodu için DVB sistemlerinde MPEG-2 kaynak kodlayıcısı çıkışında 188 byte uzunluğundaki paketleri vuru gürültüsünden korumak amacı ile RS(255,239) kodu kısaltılarak elde edilen RS(204,188) kodu kullanılmıştır [24]. Evrişimli kod için kod oranı  $\frac{1}{2}$ , alıcıdaki Viterbi çözümleyicisinin kısıtlama uzunluğu  $K=7$  olarak seçilmiştir [24].

Bu sıralı kod ikilisi için evrişimli kod ile RS kod arasında yine DVB sistemlerinde kullanılan ve derinliği 204 byte olan ( $I=12, J=17$  Bkz. Bölüm 3.3.2) evrişimli serpiştirme kullanılmıştır (Bkz. Şekil 3.7.).



Şekil 5.7. Önerilen yöntem ve Kanal kodlamasının sistem başarımına etkileri

Böylelikle tek taşıyıcılı ve kanal kodlaması eklenmiş önerilen sistemde iki çeşit serpiştirme kullanılmaktadır; biri daha önce ifade edildiği gibi önerilen yöntemde kordinatların serpiştirilmesi için kullanılan kordinat serpiştirme, diğeri ise RS-Evrişimli kod ikilisi arasında sembolleri serpiştirmek için kullanılan sembol serpiştirme (Bkz. Şekil 3.7). Kanal modeli için ise birimlendirilmiş Doppler frekansı  $f_d.T_s=0.01$  olan tek yönlü Rayleigh kanal kullanılmıştır.

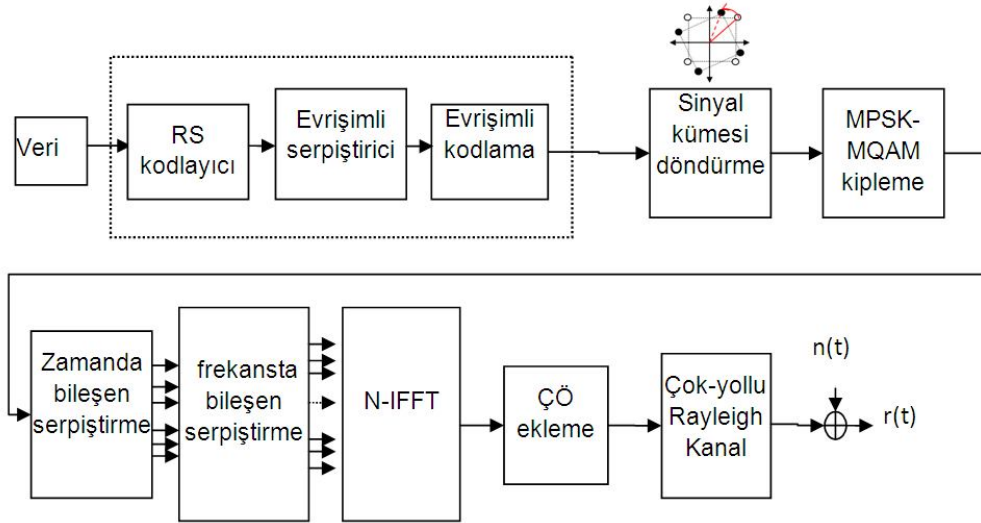
Şekil 5.7’de döndürme ve kordinat serpiştirme yöntemi RS-evrişimli sıralı kodlama ile beraber kullanıldığında önerilen yöntemin kullanılmadığı duruma göre  $10^{-5}$  bit hata olasılığında 6 dB lik bir kazanç elde edildiği görülmektedir. Böylelikle önerilen yöntemin yanında kodlama da kullanıldığında sistem başarımının daha da artacağı anlaşılabilir. Bu tezde kullanılmamış olsa da DVB-S2/T2 standartlarında kullanılan LDPC ve BCH kod ikilisinin RS(188,204) ve  $\frac{1}{2}$  oranlı evrişimli kod kullanan DVB-S/T standardına kıyasla 3 dB SNR kazancı elde edildiği bilinmektedir [38]. Böylece döndürme ve kordinat serpiştirme yönteminin LDPC ve BCH kodları ile beraber kullanılması durumunda DVB sistemleri için daha yüksek başarımlar elde etmek söz konusu olabilecektir. Bununla beraber önerilen yöntem kanal kodlaması olmaksızın geleneksel Rayleigh sönümlenme çizgisine kıyasla  $10^{-5}$  bit hata olasılığında 18 dB daha iyi başarımlar sergilemiştir.

Önerilen yöntem kodlama kullanılmadığı durumda [2,3] teki sonuçlarla uyumluluk gösterirken kodlama ile beraber kullanılan önerilen yöntem [2]’deki yöntemlerden özellikle 10 dB’nin üzerindeki güç değerlerinde daha yüksek başarımlar göstermiştir.

### 5.7.2. OFDM sistemlerinde uygulama

Şekil 5.8.’de verici öbeği verilen OFDM sistemi için önerilen yöntemin başarımı BHO eğrileriyle gözlenmiştir. Önerilen yöntem kodlama olmaksızın frekans ve/veya zaman alanında serpiştirme kullanılarak uygulanmış ve sonuçları gözlenmiştir. Daha sonra tek taşıyıcılı sistemde olduğu gibi OFDM sistemi için kodlama ve önerilen yöntem beraber kullanılarak sistem üzerindeki başarımları incelenmiştir. Önerilen yöntemin OFDM sistemlerindeki başarımının üst sınırını belirlemek amacıyla ilk durumda kanalın mükemmel olarak kestirildiği varsayılmıştır. Daha sonraki uygulamada ise kanal en küçük kareler (LS) kestirim-alçak geçiren aradeğerleme yöntemi kullanılarak uygulamada daha gerçekçi sonuçlar elde edilmeye çalışılmıştır.

Şekil 5.8'deki OFDM sistemi için kordinatların serpiştirilmesi frekans ve/veya zaman alanında yapılabilir. Benzetimlerde kanal bant-genişliği  $W=5$  MHz, Doppler frekansı  $f_d=50$  Hz , birimlendirilmiş Doppler frekansı  $f_d.N_c.T_s \approx 0.01$  olarak kabul edilmiştir. Burada  $N_c.T_s$  bir OFDM sembolünün süresini ifade eder. Alt-taşıyıcı sayısı  $N_c=1024$ 'tür ve bu durumda alt-taşıyıcılar arasındaki frekans ayrımı  $\Delta f=W/N_c=4.88$  kHz olur. OFDM sembolleri arasındaki karışımı engellemek için uzunluğu  $N_c.T_s/8=25.6$   $\mu$ s olan ÇÖ kullanılmıştır. Buna ek olarak OFDM sistemi için COST 207 kanal modelinde olduğu gibi 6 yollu ve en büyük artık gecikmesi  $T_m=5$   $\mu$ s olan Rayleigh kanal tercih edilmiştir (Bkz. Şekil 2.10). Frekans ayrımı ( $\Delta f$ )'nin 4.88 KHz olduğu gözönüne alınırsa frekanslar arası ilintinin yüksek olduğu tahmin edilebilir.

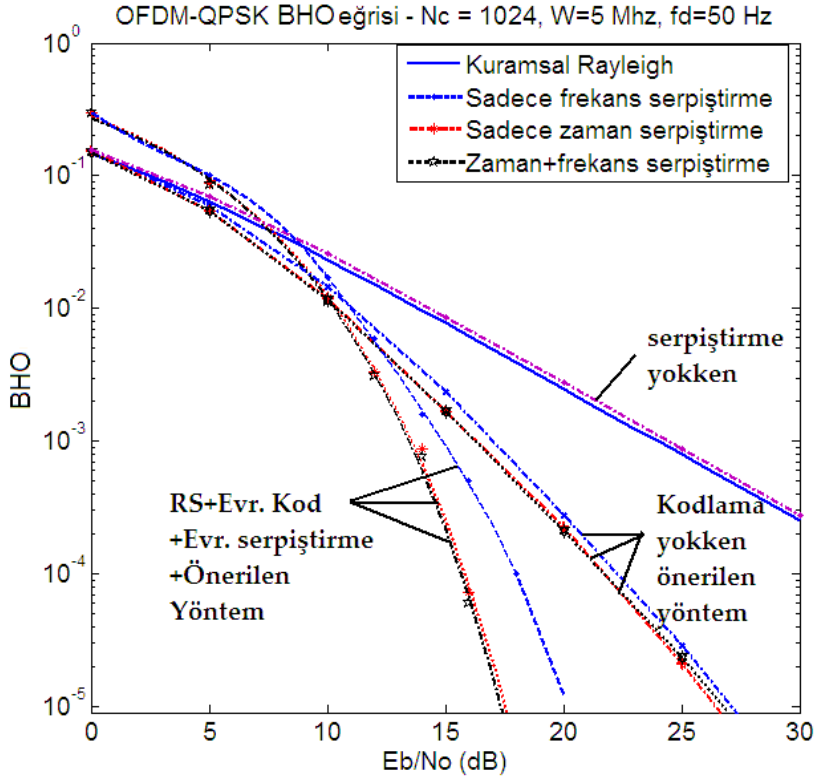


Şekil 5.8. OFDM sisteminde önerilen yöntemin verici öbek çizeneği

Daha önce de Bölüm 5.4'te belirtildiği gibi kanalın zaman-duyarlılığı gözönüne alınarak serpiştirme sadece zaman, sadece frekans veya her iki alanda da uygulanabilir. Bu çalışmada serpiştirme derinliği  $k$  sırasıyla frekans alanında 120 alt-taşıyıcı ( $\approx 586$  KHz), zaman alanında ise 30 OFDM sembolü olarak seçilmiştir.

Şekil 5.9 böyle bir OFDM sistemi için önerilen yöntemin kodlama olmaksızın ve kodlamanın olduğu durumlardaki başarımlarını BHO eğrileri cinsinden gösterir. Başarımlar çizimleri yine QPSK kiplemesi için döndürme açısı  $30^\circ$  iken elde edilmiştir. Şekil 5.9'da kesikli mavi çizgi sadece frekans alanında, kesikli kırmızı çizgi sadece zaman alanında, kesikli siyah çizgi ise her iki alanda da serpiştirmenin kullanıldığı durumları ifade eder. Şekilde görülen mavi çizgi

geleneksel Rayleigh sönümlenme çizgisinin kuramsal değerlerini gösterirken, kesikli magenta çizgi ise OFDM sistemi kullanıldığı durumdaki (kodlama ve önerilen sistem kullanılmazken) Rayleigh kanal için benzetim değerlerini ifade eder. Magenta çizgi ile kuramsal Rayleigh sönümlenme çizgisi arasında aynı bit hata olasılığında oluşan güç farkı ÇÖ kullanımından kaynaklanır.



Şekil 5.9. OFDM sisteminde önerilen yöntemin başarıma etkisi (Mükemmel kanal kestirimi)

Kodlamanın olmadığı durumlar için; OFDM sistemlerinde kullanılan önerilen yöntemin tek-taşıyıcılı sistemde kullanılan duruma benzer bir şekilde  $10^{-3}$  BHO'da 7 dB'lik başarımlar artışı sağladığı görülebilir (Bkz. Şekil 5.7 ve Şekil 5.9.). Sadece frekans alanında serpiştirme yapılarak elde edilen sonuçlar ile sadece zaman alanında serpiştirme yapılarak elde edilen sonuçlar arasında, kodlama yokken, yaklaşık 0.5 dB başarımlar farkı gözlenmiştir. Daha önce de belirtildiği gibi verilen serpiştirme derinlikleri için sırasıyla frekans ve zaman alanındaki ilinti değerleri  $\rho_f(120)=0.59$ ,  $\rho_t(30)=0.29$  olarak bulunduğu için arada oluşan bu başarımlar farkının gerekliliği anlaşılabilir. Alt-taşıyıcılar arasındaki ilintinin, kullanılan kanal modeline de bağlı olarak, yüksek olması frekans alanındaki sonuçların zaman alanındaki

sonuçlara kıyasla daha düşük bir başarıml göstermesine neden olmuştur. Buna rağmen Şekil 5.9'a bakarak, özellikle zaman duyarlılığına sahip sistemler için, sadece frekans alanında serpiştirme kullanılarak uygulanan döndürme ve kordinat serpiştirme yönteminin, sadece zaman alanında serpiştirme yapılması durumuna benzer sonuçlar verdiği açıkça görülebilir.

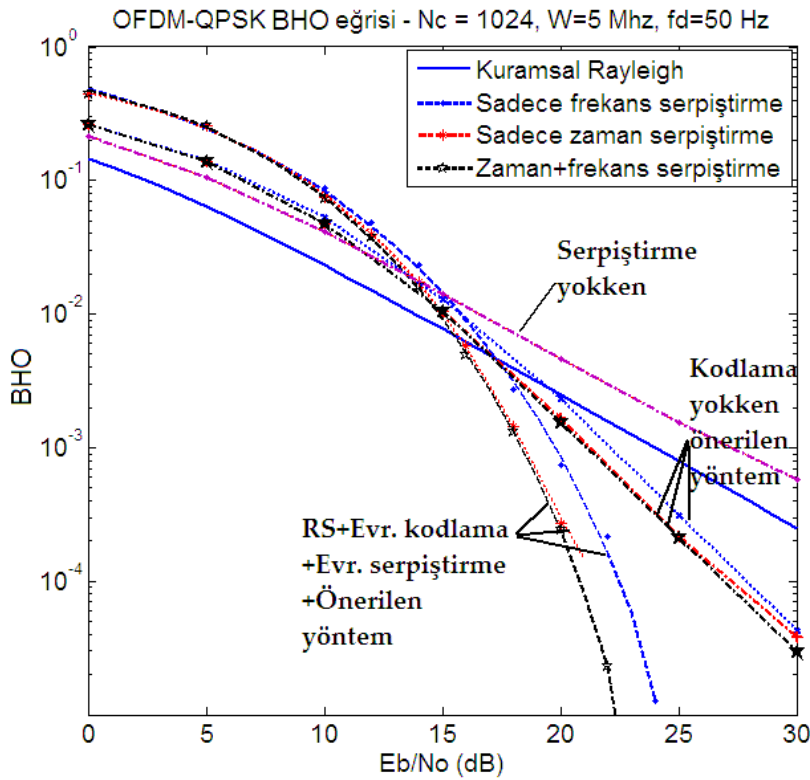
Yukarıdaki çizimlere bakarak ilginç bir sonucun ortaya çıktığı ifade edilebilir: Önerilen yöntemin optimum değerler kullanılarak (döndürme derecesi, serpiştirme derinliği) sadece zaman veya sadece frekans alanında uygulanması durumunda, her iki alanda da serpiştirmenin uygulanması durumuna göre kayda değer hiç bir fark gözlenmemiştir. Buradan; optimum serpiştirme derinliği ve döndürme açısı için sadece zaman veya sadece frekans alanında yapılan serpiştirmeyle sistemin çeşitleme kazancı tamamen kullanıldığından, serpiştirme her iki alanda beraber yapıldığı halde daha fazla çeşitleme kazancı elde etmenin mümkün olmadığı anlaşılabilir.

OFDM sisteminde önerilen yöntem ile beraber kanal kodlaması da kullanılırsa daha yüksek başarıml kazançlarının elde edildiği görülebilir (Bkz. Şekil 5.9.). Kodlamanın olmadığı duruma benzer bir şekilde sadece frekans alanında serpiştirme kullanıldığında (kesikli mavi çizgi), sadece zaman alanında (kesikli kırmızı çizgi) veya her iki alanda (kesikli siyah çizgi) da serpiştirme kullanılması durumuna göre  $10^{-5}$  bit hata olasılığında yaklaşık 2.5 dB başarıml kaybı yaşandığı görülebilir. Buna rağmen önerilen yöntem OFDM sistemlerinde kodlama ile beraber uygulandığında,  $10^{-5}$  bit hata olasılığında geleneksel Rayleigh sönümlenme çizgisine göre sadece frekans serpiştirmesi için yaklaşık 23.5 dB, sadece zaman serpiştirmesi veya her iki alanda da serpiştirme kullanılması durumunda ise yaklaşık 26 dB başarıml kazancı sağlamıştır.

Yukarıda elde edilen sonuçlar önerilen yöntemin sistemin başarımlına ne kadar katkı sağladığının üst sınırını belirlemek amacıyla kullanılabilir. Buna rağmen gerçek hayatta kanalın durumunu mükemmel bir şekilde kestirmek mümkün değildir. Şekil 5.10'a bakıldığında yukarıdaki çizimlere benzer bir şekilde önerilen yöntemin mükemmel olmayan kanal kestirimi durumunda sisteme olan etkisi gözlenebilir. Bu durumda mükemmel kanal kestiriminde kullanılan değişkenlerin aynısı kullanılmıştır.

Kanal kestirimi için karma pilot tabanlı uyarlamalı olmayan en küçük kareler (LS) kestirim ve pilotlar arası alçak geçirgen aradeğerleme yöntemi kullanılmıştır. Pilotlar arası aralık sırasıyla frekans alanı için  $M_f=3$ , zaman alanı için ise  $M_t=5$  olarak seçilmiştir (Bkz. Eşitlik (4.31) ve (4.32)). Dolayısıyla pilot oranı yaklaşık olarak 1:15'dir. Kanalın frekans seçiciliğinin önüne geçilmesine rağmen Doppler etkisinden dolayı ( $f_d=50$  Hz,  $f_d/\Delta f=0.01$ ) yüksek SNR değerlerinde bit hata tabanı olduğu gözlemlenir.

Şekil 5.10'da görüldüğü gibi kanal kestirim hatasından kaynaklanan yaklaşık 3 dB başarımlar kaybı yaşanır. Buna rağmen mükemmel kanal kestirimine benzer sonuçlar elde edildiği görülebilir.



Şekil 5.10. OFDM sisteminde önerilen yöntemin başarıma etkisi (LS kanal kestirimi)

Mükemmel olmayan kanal kestirimi için; önerilen yöntemin kodlama varken ve kodlama olmaksızın uygulanması durumunda sistem başarımına olan etkileri yine BHO eğrileri ile verilmiştir. Burada mavi çizgi yine kuramsal Rayleigh sönümlenme çizgisini verir. Kanal kestiriminden kaynaklanan hataların yaklaşık 3 dB'lik başarımlar kaybına neden olmasına rağmen önerilen yöntemin sistem başarımını iyileştirdiği



rahatlıkla görülebilir. Burada da sadece frekans alanında serpiştirme yapıldığı zaman sadece zaman ve her iki alanda da serpiştirme kullanılması durumuna göre başarımların kaybı yaşandığı görülebilir. Bu durum yine alt-taşıyıcılar arasındaki ilintinin fazla olmasından kaynaklanır ( $\rho_f(120)=0.59$ ,  $\rho_f(30)=0.29$ ). Buna rağmen mükemmel olmayan kanal kestirimi durumunda; mükemmel kanal kestirimi varsayımına benzer bir şekilde önerilen yöntemin sistem üzerinde kayda değer başarımların artışları sağladığı görülebilir.

## 6. SONUÇ

Bu çalışmada spektrum verimliliği ile bilinen MPSK/MQAM kiplerinin sinyal kümesi belli bir açıyla döndürülerek eş ve dik evreli bileşenler arasında artık bilgi oluşturulmuş ve döndürülen sinyaller serpiştirilmiştir. Böylelikle sinyal bileşenlerinin birbirinden bağımsız bir şekilde sönümlenmeleri sağlanarak bileşenlerden birinin alıcıda hatalı alınması durumunda hatasız alınan diğer bileşendeki bilgi kullanılarak sinyalin doğru sezimlenmesi sağlanmıştır. Bu yöntem sönümlenmeli kanallarda çeşitleme kazancı sağlar ve bant-kullanımında herhangi bir artışa neden olmaz.

Bu çalışmada sırasıyla tek-taşıyıcılı ve OFDM sistemlerinde QPSK kiplerini kullanıldığı zaman Rayleigh sönümlenmeli kanallarda sinyal kümesinin döndürülmesi ve koordinat serpiştirme yönteminin sistem başarımı üzerindeki etkileri incelenmiştir. Farklı döndürme dereceleri ve serpiştirme derinliklerinin sistem başarımı üzerindeki etkileri BHO eğrileri ve saçılma çizimleri kullanılarak gözlenmiştir. Önerilen yöntem kodlama kullanılmadığı durumda kuramsal Rayleigh sönümlenme çizgisine göre  $10^{-3}$  BHO'da 7 dB'lik başarımların artışı göstermiştir. Önerilen sistem yüksek veri hızı isteyen farklı hizmetleri desteklemek için veri hızını düşürmeden yada spektrum verimliliğini düşürmeden kullanılabilir.

Bunun yanısıra önerilen yöntem RS ve evrişimli kanal kodları kullanılarak da desteklenirse sisteme çok daha yüksek başarımların artışı kazandırılacağı gösterilmiştir. RS-evrişimli kod ikilisi ile kullanılan önerilen yöntem  $10^{-5}$  BHO'da sadece kodlama kullanılmasına göre 6 dB, kuramsal Rayleigh sönümlenmesi çizgisine göre ise yaklaşık 30 dB başarımların artışı göstermiştir. Tek taşıyıcılı sistem için zaman alanında serpiştirme kullanılırken özellikle zamana duyarlı hizmetler için serpiştirmenin neden olduğu gecikmelerden kaynaklanan bir takım olumsuzluklar yaşanabilir. Önerilen yöntem frekans alanında serpiştirme uygulanarak kullanılırsa benzer iyileşmelerin gözlenebileceği ve böylelikle zaman gecikmelerinin önüne geçilerek özellikle gerçek zamanlı veri ve ses iletimi gibi gecikmeye duyarlı sistemler için alternatif bir yolla çeşitleme kazancı elde edilmesinin mümkün olduğu gösterilmiştir.

Geniş bantlı iletişim sistemlerinde, OFDM yüksek kanal bantı verimliliği vb. nedenlerden dolayı frekans seçici kanallarda sıkça başvurulan yöntemlerden

biridir. OFDM sistemleri önerilen yöntem için zaman yada frekans alanında serpiştirilme yapılmasına olanak sağlar. Zaman alanındaki serpiştirmeye benzer bir şekilde OFDM sistemindeki alt-taşıyıcılar kullanılarak serpiştirme yapılırsa frekans alanında bir çeşitleme kazancı sağlanabilir ve böylelikle zaman alanında yapılan serpiştirmenin neden olabileceği istenmeyen gecikmelerin de önüne geçilmesine olanak sağlanmış olur. Elde edilen sonuçlara göre OFDM sistemlerinde kullanılan önerilen yöntem tek-taşıyıcı sistemlerdeki kullanımına benzer bir şekilde gözle görülür başarımları sağlamıştır.

Önerilen yöntemle beraber farklı kanal kodlamaları da kullanılmasıyla OFDM sistemleri için, tek-taşıyıcı sistemlere benzer bir şekilde, yüksek veri hızı isteyen hizmetlerde ek olarak bant-genişliği veya verici gücü gerektirmeden çok daha yüksek başarımlarına olanak sağlanabilir.

## KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] Goldsmith, A., *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] Slimane, S.B, “An Improved PSK scheme for fading channels” *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 47, no.2, p 703, May 1998.
- [3] Khormuji, M. N., Rizvi, U.H, Gerard, J. M. J, Slimane, S. B, “Rotation optimization for MPSK/MQAM signal constellations over Rayleigh fading channels” *10th IEEE Singapore Int. Conf. Communication Systems, ICCS 2006*, pp. 1-5, Oct. 2006.
- [4] Özyurt, S., Kucur, O., Altınbaş, İ. “Error performance of rotated phase shift keying modulation over fading channels”, *Wireless Personal Communications*, vol.43, pp.1453-1463, December 2007.
- [5] Kiyani, N. F., Weber, J. H., Zajic, A. G., and Stuber, G. L., “Performance analysis of a system using coordinate interleaving and constellation rotation in Rayleigh fading channels”, *IEEE 68th Vehicular Technology Conference*, Fall 2008, pp.1-5.
- [6] Ahçı, M., Şafak, M. “DVB Sistemlerinde Döndürülmüş Sinyal Kümesi Yöntemlerinin Etkileri”, *IEEE 18. Sinyal İşlemeleri ve Uygulamaları Kurultayı*, Nisan 2010, Diyarbakır.
- [7] Ahçı, M., Şafak, M. “Constellation Rotation and Coordinate Interleaving in OFDM Systems”, *15th International OFDM-Workshop 2010 (InOWo'10)* Sept. 2010, Hamburg, Germany.
- [8] R. van Nee and R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, 2000.
- [9] B. L. Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded orthogonal frequency division multiplex. In *Proc. IEEE*, volume 83, pages 982–996, Jun. 1995.
- [10] A. Peled and A. Ruiz, “Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms”, *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Denver CO USA, 1980, Page(s):964 – 967.
- [11] John G. Proakis, “*Digital Communications*”, 4th Edition, McGraw-Hill, 2001.
- [12] Sklar, B., “*Digital Communications*”, 2nd Edition, Prentice Hall, 2001
- [13] Gordan L. Stuber, “*Principles of Mobile Communications*”, 2nd Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [14] William C. Jakes Jr. , “*Microwave Mobile Communications*”, John Wiley & Sons, 1974.

- [15] Suhas Mathur, "Small Scale Fading in Radio Propagation", Department of Electrical Engineering, Rutgers University, Lecture Notes for Wireless Communication Technologies, Spring 2005.
- [16] Clarke, R.H., "A statistical Theory of Mobile Radio Reception" *Bell System Technical J.*, vol. 47, no. 6, July-August 1968, p.957-1000
- [17] Li, Y., Cimini Jr., L.J., Sollenberger, N.R., "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels" *IEEE Trans Communications*, vol.46, no.7, pp.902-915, July 1998.
- [18] "Digital Land Mobile Radio Communications – COST 207," Commission of the European Communities, 1989.
- [19] Rappaport, T.S., *Wireless Comm.*, chp 3 and 4, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.
- [20] Bhargava, V.K., Haccoun, D., Matyas, R., and Nuspl, P., *Digital Communications by Satellite*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1981.
- [21] Viterbi, A.J. and Omura, J.K., *Principles of Digital Communication and Coding*, McGraw-Hill, New York, 1979.
- [22] Ramsey, J.L., "Realization of Optimum Interleavers, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-16, no.3, May 1970, pp 338-345.
- [23] Forney, G.D. "Burst-Correcting Codes for the Classic Bursty Channel," *IEEE Trans. Commun. Technol*, vol. COM-19, Oct 1971, pp 772-781.
- [24] ETSI EN 300 744 V1.6.1 (2009-01), Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, 2009.
- [25] B. L. Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded orthogonal frequency division multiplex. In Proc. IEEE, volume 83, pages 982–996, Jun. 1995.
- [26] Marc Engels et al., "Wireless OFDM Systems, How to make them work?", Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [27] Nikookar and R. Prasad. On the sensitivity of multicarrier transmission over multipath channels to phase noise and frequency offset. In Proc. IEEE Int. Symp. Pers., Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC), volume 1, pages 68–72, Oct. 1996.
- [28] T. Pollet and M. Moeneclaey. Synchronizability of OFDM signals. In Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM), volume 3, pages 2054–2058, Nov. 1995.
- [29] S. B. Weinstein and Paul Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Transactions on*

Communication Technology, Vol. Com-19, No.5, Page(s):628 – 634, October 1971.

- [30] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms", Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Denver CO USA, 1980, Page(s):964 – 967.
- [31] E. Bidet, D. Castelain, C. Joanblanq, and P. Senn. A fast single-chip implementation of 8192 complex points FFT. IEEE J. Solid-State Circuits,30(3):300–305,Mar. 1995.
- [32] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson.OFDM channel estimation by singular value decomposition. IEEE Trans.Commun., 46(7):931–939, Jul. 1998.
- [33] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. IEEE Trans. Broadcast.,48(3):223–229, Sep. 2002.
- [34] O. Simeone, Y. Bar-Ness, and U. Spagnolini. Pilot-based channel estimation for OFDM systems by tracking the delay-subspace. IEEE Trans. Wireless Commun., 3(1):315–325, Jan. 2004.
- [35] Sinem Coleri, et al., "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 48, No.3, Page(s):223 – 229, September 2002.
- [36] Meng-Han Hsieh and Che-Ho Wei, "Channel Estimation for OFDM Systems Based on Comb-Type Pilot Arrangement in Frequency Selective Fading Channels", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.44, No.1, Page(s):217 – 225, February 1998.
- [37] M. Speth, et al., "Optimum Receiver Design for OFDM-based Broad-band Transmission – Part II: A Case Study", IEEE Transactions on Communications, Vol 49, No. 4, Page(s): 571 – 578, April 2001.
- [38] Eröz, M., Sun, F.-W., and Lee, L.-N., "An innovative low-density parity-check code design with near Shannon-limit performance and simple implementation", *IEEE Trans. Communications*, vol.54, no.1, pp. 13-16, January 2006.

## ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Mustafa AHÇI

Doğum Yeri : İstanbul

Doğum Yılı : 12.08.1984

Medeni Hali : Bekar

Eğitim ve Akademik Durumu

Yüksek Lisans 2007-2010 : Hacettepe Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,  
ANKARA.

Lisans 2002-2007 : Hacettepe Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,  
ANKARA.

Lise 1999-2002 : Samanyolu Fen Lisesi

ANKARA.

Yabancı Dil: İngilizce

İş Tecrübesi:

2009-..... : T.C. Başbakanlık - Hazine Müsteşarlığı

Uzman yardımcısı

