

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**OFDMA SİSTEMLERİNDE ALTERNATİF MODÜLASYON
TEKNİKLERİ**

Müh. Lerzan ÖZKAN

**FBE Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim dalı
Haberleşme Programında Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Lütfiye DURAK

İSTANBUL, 2009

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iii
KISALTIMA LİSTESİ	iv
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	ix
ÖNSÖZ	x
ÖZET	xi
ABSTRACT	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (OFDM).....	5
2.1 OFDM'in Temel İlkeleri	5
2.2 IDFT/DFT Kullanarak OFDM İşaretinin İfade Edilmesi.....	7
2.3 OFDM İşareti	9
2.4 OFDM Sistemi	9
2.5 DCT Tabanlı OFDM Sistemi	21
2.6 OFDM'de Önemli Kavramlar	22
2.6.1 Dikgenlik	22
2.6.2 Koruma Aralığı.....	23
2.6.3 Dikliğin Yitirilmesi	24
2.6.4 Tepe Ortalama Güç Oranı	24
3. BİR OFDM UYGULAMA ALANI OLARAK DVB	25
3.1 DVB (Digital Video Broadcasting).....	25
3.2 DVB'nin Özellikleri	27
3.3 DVB Uygulamasında OFDM Sistem Tasarımı.....	28
3.3.1 Bant Genişliği	28
3.3.2 Taşıyıcı Sayısı	28
3.3.3 Modülasyon	28
3.4 Analog İşaretlerin Sayısallaştırılması.....	29
3.5 Sayısal Video Yayınının Bugünkü Durumu	34
3.6 Sayısal Radyo ve TV Yayınının Bugünkü Durumu	34
4. KAYDIRILMIŞ FREKANS ANALİZİ VE KESTİRİMİ.....	36
4.1 En Yüksek Olabilirlik Yöntemiyle Kaydırılmış Frekans Kestirimi	36
4.2 Bağlı Kaydırılmış Frekans Bozulmuş Fonksiyonu ile OFDM Sisteminin Performans Analizi.....	44
4.3 En Yüksek Olabilirlik Döngüsel Önek Yöntemiyle Kaydırılmış Zaman ve Kaydırılmış Frekans Tahmini.....	47

4.4	OFDM Sisteminde Geliştirilmiş Kaydırılmış Frekans Tahmini Uygulaması	52
4.5	Pilot Tabanlı Kaydırılmış Frekans Kestirimi	58
4.6	FFT ve DCT Tabanlı OFDM Sistemlerinde Kaydırılmış Frekans Analizi	59
5.	OFDMA SİSTEMİNDE KULLANILAN SAYISAL MODÜLASYON TEKNİKLERİ	65
5.1	QPSK (Dördül Faz Kaydırımlı Anahtarlama)	65
5.2	OFDM/QAM Yaklaşımı: Dikgen Genlik Modülasyonu QAM (Quadrature Amplitude Modulation)	74
5.3	Differensiyal PSK(DPSK)	81
5.4	Altıgen QAM Modülasyonu OFDMA	85
6.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	95
	KAYNAKLAR	97
	ÖZGEÇMİŞ	100

SİMGE LİSTESİ

x_n	Sistem giriş işareti
s_n	Verici çıkış işareti
r_n	Alıcı giriş işareti
ch	İletim kanalı impuls cevabı
S_n	Verici çıkış işareti frekans cevabı
R_n	Alıcı giriş işareti frekans cevabı
ε	Kaydırılmış Frekans
K	Taşıyıcı sayısı
l	OFDM sembol sayısı
m	İletim çerçevesi sayısı
ST	Sembol süresi
UT	Taşıyıcı aralığının tersi
Δ	Koruma aralığı süresi
k	Merkez frekansıyla ilgili taşıyıcı indisi
SN	Alt taşıyıcı sayısı
d	Öklid uzunluğu
S	İşaret gücü
ρ_o	Direk işaret yolundaki sönmleme
ρ_i	i. yoldaki sönmleme
θ_i	i. yoldaki faz dönmesi
τ_i	i. yoldaki yansımanın göreceli zaman gecikmesi
Df	Doppler frekansı
P_M	M-QAM teorik sembol hata olasılığı

KISALTMA LİSTESİ

ASK	Genlik Kaydırmalı Kiplenim (Amplitude Shift Keying)
AWGN	Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsü (Additive White Gauss Noise)
BER	Bit Hata Oranı (Bit Error Rate)
DAB	Sayısal Ses Yayını (Digital Audio Broadcasting)
DAC	Sayısal/Analog Çevirici (Digital/Analog Converter)
DFT	Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)
DTH	Doğrudan Eve (Direct to Home)
DSP	Sayısal İşaret İşleme (Digital Signal Processing)
DVB	Sayısal Video Yayını (Digital Video Broadcasting)
DVB-S	Sayısal Video Yayını-Uydu (Digital Video Broadcasting-Satellite)
DVB-C	Sayısal Video Yayını-Kablo (Digital Video Broadcasting-Cable)
DVB-T	Sayısal Video Yayını-Karasal (Digital Video Broadcasting-Terrestrial)
DVB-H	Sayısal Video Yayını-Tutmak (Digital Video Broadcasting-Handle)
DTV	Sayısal TV (Digital TV)
ELG	Avrupa Atış Grubu (European Launching Group)
EBU	Avrupa Yayın Birimi (European Broadcasting Unit)
EDTV	Netliği Geliştirilmiş TV (Enhanced Definition TV)
ETSI	Avrupa Telekomünikasyon Standartları Kuruluşu (European Telecommunication Standard Institute)
FDM	Frekans Bölmeli Çoğullama (Frequency Division Multiplexing)
ICI	Taşıyıcılar Arası Enterferans (Inter Carrier Interference)
IDFT	Ters Ayrık Fourier Dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform)
IEEE	Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
IEC	Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (International Electrotechnic Commission)
IFFT	Ters Ayrık Fourier Dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform)
ISDN	Bütünleştirilmiş Sayısal Ağ Hizmetleri (Integrated Services Digital Network)
ISI	Semboller Arası Enterferansı (Inter Symbol Interference)
ITU	Uluslararası Telekomünikasyon Birimi (International Telecommunication Union)
HDTV	Yüksek Tanımlı TV (High Definition TV)
MHP	Çoklu Ortam Ev Platformu (Multimedia Home Platform)
MSE	Minumum Karesel Tahmin (Minimum Square Estimation)

NRZ	Sıfıra Dönüşsüz (Non Return to Zero)
OFDMA	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama Erişimi (Orthogonal Frequency Division Modulation Access)
OFDM	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Modulation)
PAPR	Tepe Ortalama Güç Oranı (Peak to Average Power Rate)
QPSK	Dördül Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying)
QAM	Dikgen Genlik Modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation)
QoS	Servisin Kalitesi (Quality of Service)
SER	Sembol Hata Oranı (Symbol Error Rate)
SNR	İşaretin Gürültüye Oranı (Signal to Noise Ratio)
UHF	Aşırı Yüksek Frekans (Ultra High Frequency)
VHF	Çok Yüksek Frekans (Very High Frequency)
VLSI	Geniş Çaplı Tümdevre Tasarımı (Very Large Scale Integration)
HDSL	Yüksek Bit Hızlı Sayısal Abone Hattı (High Bit Rate Digital Subscriber Line)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	FFT Tabanlı OFDM Sistemi	8
Şekil 2.2.a	Bir OFDM alt kanalının Spektrumu	8
Şekil 2.2.b	OFDM Spektrumu	8
Şekil 2.3	OFDM Güç Spektral Yoğunluğu	11
Şekil 2.4	Modülatör-Demodülatör yapısı	12
Şekil 2.5	OFDM işaretinin geçici görüntüsü	13
Şekil 2.6	OFDM spektrumunun sınırları	13
Şekil 2.7.a	Verimli bir modülasyon yapısı	15
Şekil 2.7.b	Verimli bir demodülasyon yapısı	15
Şekil 2.8	Yol Gecikmesi	16
Şekil 2.9	Koruma aralığı ile birlikte yol gecikmesi	17
Şekil 2.10	34Mbit/s ve $8\mu s$ için gerekli bant genişliği	18
Şekil 2.11	DCT Tabanlı OFDM Sistemi	22
Şekil 2.12	Alt taşıyıcılar arası girişim gösterimi	23
Şekil 3.1	Analog/Sayısal Dönüştürücünün İç Yapısı	29
Şekil 3.2	Analog işaretin sayısala dönüştürülmesi	30
Şekil 3.3	Aydınlık ve renk işareti örnekleme çeşitleri	30
Şekil 3.4	Sayısal TV işaretlerinin paketlenerek yayınlanması	33
Şekil 4.1	SNR değeriyle kaydırılmış Frekansın ters ilişkisi	38
Şekil 4.2	En yüksek olabilirlik ile kaydırılmış frekans tahmini	41
Şekil 4.3	MLE Kaydırılmış Frekans tahminin hata standart sapması E_s/N_0	43
Şekil 4.4	Çok Yollu İletim Kanalı	43
Şekil 4.5	Kaydırılmış Frekanslı Çok Yollu Kanaldaki MLE kaydırılmış frekans tahmini	44
Şekil 4.6	Bağıl kaydırılmış frekans bozulum fonksiyonu	46
Şekil 4.7	Osilatör spektrum bozulum fonksiyonu	46
Şekil 4.8	OFDM Sistemi	47
Şekil 4.9	OFDM işaretinin ön ek eklenen yapısı	48
Şekil 4.10	Tahmin edicinin yapısı	50
Şekil 4.11a	AWGN kanalında zaman tahmin edicilerinin performansı (SNR:4,10 ve 16 db'de) alt taşıyıcı sayısı $N=256$	50
Şekil 4.11b	AWGN kanalında frekans tahmin edicilerinin performansı (SNR:4,10 ve 16 db'de) alt taşıyıcı sayısı $N=256$	51
Şekil 4.12a	AWGN kanalında ($L=4$, $L=8$, $L=15$ için) ve ($L=15$) dağıtıcı kanalda zaman tahmin edici performansı (alt taşıyıcının sayısı $N=256$)	51
Şekil 4.12b	AWGN kanalında ($L=4$, $L=8$, $L=15$ için) ve ($L=15$) dağıtıcı kanalda frekans tahmin edici performansı (alt taşıyıcının sayısı $N=256$)	51
Şekil 4.13	AWGN ve dağıtıcı kanalda Frekans tahmin edicisinin performansı, Alt taşıyıcı sayısı $N=256$	52
Şekil 4.14	ESCA ve SCA için ortalama kaydırılmış frekans tahmini $E\{\hat{\nu}\}$, normalize frekans $\hat{\nu}$ karşı	56
Şekil 4.15	SCA ve ESCA için MMSE SNR ilişkisi	57
Şekil 4.16	Pilot Tabanlı Sistemde Kaydırılmış Frekansın SNR ilişkisiyle Tahmini	59
Şekil 4.17a	Güç Spektral yoğunluğu DFT OFDM tabanlı işareti	59
Şekil 4.17b	Güç Spektral yoğunluğu FFT OFDM tabanlı işareti	59
Şekil 4.18	DCT ve DFT tabanlı OFDM Sistemleri	61
Şekil 4.19a	DCT ve DFT tabanlı OFDM sisteminde ICI analizi $\Delta f T=0.2$	61

Şekil 4.19b	DCT ve DFT tabanlı OFDM sisteminde ICI analizi $\Delta fT=0.05$	61
Şekil 4.20	DCT ve DFT tabanlı Normalize edilmiş Kaydırılmış Frekans için SIR değeri ...	62
Şekil 4.21	DCT ve DFT OFDM'de BPSK Modülasyonunda $\Delta fT=0.02, 0.1, 0.2, 0.12$ BER Performansı.....	63
Şekil 4.22	DCT ve DFT OFDM'de QPSK Modülasyonunda $\Delta fT=0.05, 0.08, 0.1, 0.12$ BER Performansı.....	63
Şekil 4.23	DCT ve DFT OFDM'de 16 QAM Modülasyonunda $\Delta fT=0.02, 0.03, 0.04, 0.05$ BER Performansı.....	64
Şekil 5.1	Seri veri akışında ikili bitler oluşturma	65
Şekil 5.2	QPSK modülatörü blok diagramı ve işaretlerin zaman şekilleri	66
Şekil 5.3	QPSK yıldız burcu diagramı ve QPSK ortalama gücünün genlik değeri	67
Şekil 5.4	QPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı, Kanal etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	68
Şekil 5.5	QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı, Kanal etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	68
Şekil 5.6	QPSK Modülasyonu ile FFT- DCT Tabanlı, Kanal etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performansı Analizi Karşılaştırması	69
Şekil 5.7	QPSK Modülasyonu ile, DCT Tabanlı, Rician Kanal etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	70
Şekil 5.8	QPSK Modülasyonu ile, FFT Tabanlı, Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	70
Şekil 5.9	QPSK Modülasyonu ile, FFT ve DCT Tabanlı, Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırılması	71
Şekil 5.10	QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili $\Delta fT=0.03$ Kaydırılmış Frekans eklenmiş	72
Şekil 5.11	QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili $\Delta fT=0.04$ Kaydırılmış Frekans eklenmiş	72
Şekil 5.12	QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili $\Delta fT=0.03$ ve $\Delta fT=0.04$ Kaydırılmış Frekans eklenmiş OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	73
Şekil 5.13	QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili $\Delta fT=0.03$ ve $\Delta fT=0.04$ ve Kaydırılmış Frekans eklenmemiş OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	74
Şekil 5.14	QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili 6db AWGN eklenmiş OFDM sisteminde kaydırılmış frekansa göre BER değişimi	74
Şekil 5.15	QAM modülatör blok diagramı ve işaretlerin zaman grafiği	77
Şekil 5.16	4 QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	78
Şekil 5.17	4 QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	78
Şekil 5.18	4 QAM Modülasyonu ile FFT- DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırması	79
Şekil 5.19	4 QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	79
Şekil 5.20	4 QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	80
Şekil 5.21	4 QAM Modülasyonu ile FFT-DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	80
Şekil 5.22	DPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	82
Şekil 5.23	DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	82

Şekil 5.24	DPSK Modülasyonu ile FFT ve DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	83
Şekil 5.25	DPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	83
Şekil 5.26	DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	84
Şekil 5.27	DPSK Modülasyonu ile FFT-DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırılması	84
Şekil 5.28	Altıgen QAM Yıldız Diyagramı	85
Şekil 5.29	Altıgen QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırılması	85
Şekil 5.30	Altıgen QAM Yıldız Diyagramı	86
Şekil 5.31	Altıgen QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	86
Şekil 5.32	Altıgen QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	87
Şekil 5.33	Altıgen QAM Yıldız Diyagramı	87
Şekil 5.34	Altıgen QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	88
Şekil 5.35	Altıgen QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	88
Şekil 5.36	Altıgen QAM Yıldız Diyagramı	89
Şekil 5.37	Altıgen QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	90
Şekil 5.38	Altıgen QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	90
Şekil 5.39	Altıgen QAM Yıldız Diyagramı	91
Şekil 5.40	Altıgen QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	92
Şekil 5.41	QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	93
Şekil 5.42	QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	93
Şekil 5.43	QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	94
Şekil 5.44	QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi	94

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3.1 Analog işaretin sayısala dönüştürülmesi	27
Çizelge 3.2 2 k modu OFDM parametreleri sayısal değerleri	29
Çizelge 3.3 MPEG 2 Standardının Profilleri	32

ÖNSÖZ

Bu tezin hayatımda önemli bir dönüm noktası olduğuna inanıyorum. Bu tezin gerçekleşmesi sırasında, farklı açılardan bakabilme yetisi kazandıran, görüş ve önerileri ile tez çalışmamı yönlendiren, göstermiş olduğu anlayış nedeniyle değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Lütfiye DURAK'a şükranlarımı sunuyorum.

Yaşamım süresince her konuda desteğiyle yanımda olan aileme, özellikle bu dünyadaki var olma sebebim olan biricik anneme sonsuz teşekkür ediyorum.

Ağustos, 2009

LERZAN ÖZKAN

ÖZET

OFDMA dikgen frekans bölmeli çoğullama erişimidir. Yüksek spektral verimliliği, düşük çoklu yol bozuntusu, yüksek veri hızı iletimi ve semboller arası girişime karşı başarılı oluşu OFDMA'nın avantajları arasındadır. OFDMA, anlık gürültü ve çoklu yol bozulmalarından kaçınarak izin verilen bant genişliğinin tamamını kullanır. OFDMA sistemlerine olan ilgi son zamanla artmaktadır. OFDMA'nın yaygın olarak kullanılmasından dolayı bit hata oranının hassasiyetine neden olan kaydırılmış frekansları incelemek önem teşkil etmiştir.

Bu tezde alternatif modülasyon teknikleriyle, kanal etkisiz ve kanal etkisi eklenerek OFDM sistemi tasarlanmıştır. Eklenen beyaz gauss gürültüsü ile değişen işaret gürültü oranı değerleri için sistem performansı incelenmiştir. Literatürde yaygın olarak yer alan FFT tabanlı OFDM sistemine ek olarak DCT tabanlı OFDM sistemi tasarlanmıştır. DCT tabanlı OFDM sistemlerinin performansının, FFT tabanlı OFDM sistemine göre daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. OFDM sistemi için QPSK, QAM, DPSK modülasyon çeşitlerinin performans analizi incelenmiş, sistem performansları karşılaştırılmıştır. Literatürde kullanılmamış simetrik altıgen QAM modülasyon tekniği ile OFDM sistemi tasarlanmış ve sistem performansının arttığı görülmüştür. Taşıyıcılar arası girişime ve sistemin bit hata oranının artmasına neden olan kaydırılmış frekans sisteme eklenerek, sisteme olan etkisi analiz edilmiştir. Literatürdeki kaydırılmış frekans tahmin yöntemleri incelenmiştir. Sistemin performansında kayıplara neden olan pilot tabanlı kaydırılmış frekans için bir tahmin yöntemi önerilmiştir.

Anahtar Sözcükler: OFDMA, Altıgen QAM modülasyonu, kaydırılmış frekans, DCT, FFT

ABSTRACT

OFDMA is orthogonal frequency division modulation access. The benefits of OFDM are high spectral efficiency, lower multi path distortion, high data rate transmissions and successful for inter symbol interference (ISI). OFDMA makes use of the whole provided bandwidth, against multipath propagation loss and noise. OFDMA systems received on increased interest. However the principal drawback of OFDMA is its sensitivity to frequency offset. Therefore the frequency offset estimation is very important.

In this thesis, OFDMA systems are designed with alternative modulation techniques. OFDMA system performance is analyzed with respect to signal to noise ratios by adding AWGN. In literature FFT-based OFDMA systems are extensively used. We design also DCT-based OFDMA systems. The performance of DCT-based OFDMA systems are better than FFT-based ones. OFDMA systems are designed with QAM, QPSK and DPSK modulations and system performances are compared. A symmetric hexagonal QAM modulation technique is employed, and we show that its system performance is better than other modulation techniques. Frequency offset causes ICI and higher bit error rates. We investigated alternative frequency offset estimation techniques in literature. Frequency offset which causes system performance loss and also we propose a pilot based frequency offset estimation technique.

Key words: OFDMA, Hexagonal QAM modulation, Frequency Offset, DCT, FFT

1.GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemleri benzeri modern haberleşme sistemlerine göre daha yüksek kanal kapasite ve bant genişliği ihtiyacı duymaktadır. Bu durum bant genişliğini verimli kullanan, sabit olmayan taşıyıcı zarfı gerektiren dikgen frekans bölüşümlü çoğullama (OFDM) sistemlerine olan talebi artırmıştır. OFDM iletişim sistemleri, mevcut bant genişliğini etkin biçimde kullanmaları, zamanla hızlı değişen çok yollu sönümlemelere ve semboller arası girişimlere (ISI) dayanıklı olmaları sebebiyle yeni nesil geniş bantlı telsiz iletişim sistemleri için verimli bir yöntem olarak kabul edilmektedir (Chang, R.W.,1996). OFDM, temelleri 1950'lere dayanan çok taşıyıcılı bir modülasyon tekniğidir. Sayısal işaret işleme (DSP:Digital Signal Processing) ve geniş çaplı tümdevre tasarımı (VLSI:Very Large Scale Integration) tekniklerindeki son gelişmeler, OFDM'in geniş kullanım alanları bulmasına imkan tanımıştır. Paralel veri iletişimi ve frekans çoğullamalı modülasyon kavramı 1960'ların ortalarında ortaya çıkmıştır (Saltzberg, B.R., 1967). Bazı uygulamaların tarihi 1950'lerin başlarına kadar gitmektedir (Mosier ve Clabaugh, 1958). Bu konuda A.B.D.'de 1966 yılında bir patent başvurusu yapılmış bu başvuru 1970 yılında kabul edilmiştir. Temel fikir paralel veriyi frekans bölmeli çoğullama (FDM) tekniğiyle, arka arkaya gelen alt kanallar kullanarak, yüksek hız eşitlemesinden kaçınmaktır. Anlık gürültülerden ve çoklu yol bozulmalarından kaçınarak, izin verilen bant genişliğinin tamamının kullanılması OFDM'in kullanım nedenlerindedir.

Bu konudaki ilk uygulamalar askeri alanda HF (Yüksek Frekans) haberleşmesinde olmuştur (Porter, 1968). Ayrıca bu tekniğin yüksek hızlı modemlerde de kullanılması düşünülmüştür (Hirosaki, 1981). Fakat bu konuda yapılan çalışmaların yetersiz olması nedeniyle, yüksek hızlı modemler için uluslararası CCITT standardı tek taşıyıcılı sistemler temel alınarak oluşturulmuştur. OFDM'in eski bir uygulamasına örnek olarak HF radyo iletişimi için tasarlanmış olan AN/GSC-10 (KATHRYN) değişen veri hızlı modem gösterilebilir (Zimmerman ve Kirsch, 1967). Bu sistem, frekansı çoğullanmış bir grup alt kanal kullanılarak oluşturulmuş ve PSK (Phase Shift Keying) modülasyonu kullanan düşük hızlı yaklaşık 34 kanaldan oluşmaktadır. İşaret birimlerinin arasındaki koruma süresini sağlamak amacıyla dikey frekans ataması 82 Hz arayla yapılmıştır. OFDM, KINEPLEX (Mosier ve Clabaugh, 1958) ve ANDEFT (Porter, 1968) gibi başka askeri amaçlı sistemlerde de kullanılmıştır.

Paralel bir sistemde, çok sayıda alt kanal için gerekli olan sinüsoidal üreteç dizileri ve güçlü demodülatörler, sistemi kaçınılmaz bir şekilde pahalı ve karmaşık hale getirmektedir. Alıcıda, alt kanallar arasındaki karşılıklı konuşmanın korunması için, örnekleme zamanı ve demodülasyon taşıyıcılarının fazlarının ayarlanması işlemlerinin yüksek hassasiyette yapılması gerekmektedir. Weinstein ve Ebert ayrık fourier dönüşümü (DFT: Discrete Fourier Transform) OFDM sisteminde, modülasyon ve demodülasyon işlemiyle beraber uygulanmıştır (Weinstein ,1971). Sonuç olarak, FDM tekniğinde gerekli olan alt taşıyıcı osilatörleri ve güçlü demodülatörlerin çözümü, Hızlı Fourier Dönüşümünü (FFT: Fast Fourier Transform) uygulanabilecek, tamamen sayısal uyarlamaya dayanan, özel amaçlı donanımıyla sağlanabilmektedir. VLSI teknolojisindeki son gelişmeler yüksek hızlı ve büyük boyutlu FFT kırmıklarını ticari açıdan karşılanabilir hale getirmiştir (Weinstein S., B. Ebert, 1971)

1980'lerde OFDM çalışmaları yüksek hızlı modemler, sayısal hareketli iletişim, ve yüksek yoğunluklu kayıt üzerine yoğunlaşmıştır. Hirosaki, çoğullanmış QAM (Quadrature Amplitude Modulation) için DFT kullanan OFDM teknikleri incelemiştir (Hirosaki, 1980). Ayrıca kendisi tarafından çoğullanmış QAM kullanan 19.2 kbs'lik bir ses bantı veri modemi tasarlanmıştır (Hirosaki, 1981). Bu sistemde saat frekansını ve taşıyıcıyı sabitlemek için bir pilot ton kullanılmıştır. Buna ek olarak Trellis kodlaması, istenen taşıyıcı/gürültü (CNR:carrier-to-noise) oranının sağlanması amacıyla kullanılmıştır. Telefon ağları için bir çok hız modemleri tasarlanmıştır (Weinstein, 1971).

1980'lerin ortalarında OFDM Avrupa'da Sayısal Ses Yayını (DAB:Digital Audio Broadcasting) üzerine hazırlanmış Eureka 147 projesiyle birlikte popüler hale gelmiştir. Bu uygulama için COFDM (Coded-OFDM) seçilmiştir. Artık bu teknik, uzun bir standartlaşma işleminin son basamaklarına girmiştir. DAB uygulamalarında kullanılan QPSK modülasyonu ile beraber kullanıldığında, OFDM kullanımı kanalın diferansiyel olarak eşitlenmesini sağlamaktadır. Başka deyişle çoklu yol iletimiyle kanal tanımlaması gerektirmeden ve alıcıda başka uyarlamalı parametre kullanmadan başa çıkabilmektedir. 1990'ların başında, ilgi sayısal TV yer yayıncılığı (Terrestrial Broadcasting) yöntemine kaydığı görülmektedir. Avrupa'da ise olay DAB projesindeki çizgiye benzer şekilde takip etti. Bugün, genel kanıya göre, sadece COFDM zorlu yayınlama koşullarıyla baş edebilir durumdadır.

1990’larda ayrıca OFDM, hareketli radyo (Mobile Radio) FM kanalları üzerinde geniş bant veri iletişimi için, yüksek bit hızlı sayısal abone hatlarında (HDSL:High – Bit – Rate Digital Subscriber Line) çok hızlı sayısal abone hatlarında (VHDSL:Very high bit rate Digital Subscriber Line), yüksek çözünürlüklü TV (HDTV: High Definition Television) yeryüzü yayınlarında kullanılmaktadır. Hareketli radyo sistemlerinde abonelere mevcut bulunan ikili telefon kabloları üzerinden 6 Mbit/s veri seviyesiyle iletim yapılmasına olanak sağlamaktadır.

OFDM sisteminin gelişimi, 1957 yılında Kineplex çok taşıyıcılı HF modem kullanımıyla başlar. 1966 yılında Chang Bell laboratuvarında bir OFDM makalesi yayınlanıp ve patent alınmıştır. 1971 yılında Weinstein ve Ebert FFT ve koruyucu aralığı önermişlerdir. 1985 yılında Cimini, OFDM’in kablosuz haberleşmede kullanılmasını önermiştir. 1987 yılında Alard ve Lasalle sayısal yayını önermişlerdir. 1995 yılında ETSI-DAB standardı (OFDM tabanlı ilk standart) oluşturulmuştur. 1997 yılında DVB-T standardı oluşturulmuştur. 1999 yılında IEEE 802.11a ve HIPERLAN/2 standardı kablosuz LAN için belirlenmiştir. 2004 yılında IEEE 802.16a/d standardı, genişbant kablosuz MAN standardı belirlenmiştir. 2005 yılında OFDM tabanlı gezgin ağları için IEEE 802.16E ve IEEE 802.20 standardı belirlenmiştir. Örneğin OFDM teknolojisi ile IEEE 802.11a, 5 GHz frekans bandını ve mevcut 52 alt taşıyıcıdan 48’ini trafik yükünü taşımak üzere kullanır. Sekiz tane örtüşmeyen olmak üzere 12 kanalı mevcuttur. 6 Mbps’den 54 Mbps’a (6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 veya 54 Mbps) kadar veri hızlarında haberleşebilir.

OFDM teknolojisi çoklu taşıyıcı yapısına sahip olduğundan farklı ve yüksek veri hızlarında çalışmaya uygun yapısı vardır. Ağ yapısının erişim noktalarının girişimine neden olmayacak şekilde planlanmasını gerekir. 5 GHz frekans bandında çalıştığından diğer cihazlardan gelecek girişimlerden çok etkilenmez. Teorik veri hızı erişim noktalarından uzaklaştıkça hızla düşer.

Yakın zamanda OFDM özellikle COFDM, sayısal TV ve HDTV’nin yeryüzü yayınında kullanılması için incelenmiş ve uygulanmıştır. DAB’nin başarılı denemeleri araştırmacılara televizyon yayıncılığı için OFDM ve COFDM üzerine araştırma yapmak için cesaret vermektedir.

OFDM sistemlerinde yüksek bit hızına sahip veri, çok daha düşük hızlı paralel alt bantlara ayrılır ve birbirine dik taşıyıcılarla module edilir. Ancak Doppler frekans kaymaları, faz ve osilator frekans kaymaları, kaydırılmış frekans etkisi ve çok yönlü sönmüleme etkileri, çok taşıyıcılı iletişim

sistemlerinin başarımını büyük oranda zayıflatmaktadır (Moose, 1994). Bu nedenle OFDM sistemlerinde kaydırılmış frekans etkisini azaltmak çok önemlidir. Kaydırılmış frekans etkisini azaltmak için çeşitli tahmin yöntemleri bulunmaktadır. Literatürde en yüksek olabilirlik, en küçük karasel ortalamalar yöntemi ve diğer çeşitli yöntemler kullanılmıştır.

Monte Carlo yöntemi OFDMA sistemlerinin performans analizinde önem teşkil etmektedir. Monte Carlo yöntemi, istatistiksel olarak rasgele olarak üretilen işaretler için ortalama sonuçlar üretir. Bu tezde tasarlanan OFDM sisteminde giriş işareti rasgele olarak oluşturulup, demodülasyon sonucundaki işaretle farkı gözlemlendiğinden gerçek sonuçlara ulaşmak için program 500 kez çalıştırılmıştır.

İkinci bölümde OFDM'in her taşıyıcı diğer taşıyıcıya dik olacak şekilde taşıyıcı aralığı tanımlanmış, çok taşıyıcılı bir modülasyon türü olup, avantajları, OFDM'in temel ilkelerinden, IDFT/DFT kullanarak OFDM işareti ifade edilmiştir.

Üçüncü bölümde OFDM'in ADSL, DSL, kablosuz haberleşme, DVB, DVB-T gibi birçok uygulama alanı bulunduğu, bu kullanıma örnek olarak DVB uygulamasından DVB sistem tasarımından, sayısal radyo ve TV yayının bugünkü durumu analiz edilmiştir.

Dördüncü bölümde kaydırılmış frekansın OFDM sayısal haberleşme sistemlerinin performansına etkisi incelenmiştir. Kaydırılmış frekansın en büyük probleme neden olan özelliği çoklu taşıyıcılar arasında girişime neden olmasıdır. Kaydırılmış frekans tahmin yöntemleri farklı çalışmalarda incelenmiştir. Pilot tabanlı kaydırılmış frekans kestirim yöntemi önerilmiştir. Önerilen pilot tabanlı kaydırılmış frekans yöntemiyle belli bir hata payı ile OFDMA sisteminde var olan kaydırılmış frekans etkisi tahmin edilmiştir.

Beşinci bölümde OFDMA sisteminde kullanılan sayısal modülasyon teknikleri incelenmiştir. OFDMA sistemi tasarlanırken kullanılacak çeşitli modülasyon teknikleri incelenmiştir. Farklı modülasyonların OFDMA sistemi üzerine etkisi incelenmek istenmiştir. Dördül Faz kaydırılmalı anahtarlama (QPSK), QAM, DPSK modülasyonunla Rician kanal etkili ve kanal etkisi eklenmeden OFDMA sistemi tasarlanmıştır. OFDM için başarılı bir modülasyon türü arayışındayken, literatürde kullanılmayan simetrik altıgen QAM modülasyonla OFDM sistemi tasarlanmıştır, simetrik altıgen qam modülasyonun diğer modülasyon türlerine göre üstün başarı gözlenmiştir.

2. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA ERİŞİMİ (OFDMA)

OFDM basitçe, her taşıyıcı diğer taşıyıcıya dik olacak şekilde taşıyıcı aralığı tanımlanmış, çok taşıyıcılı bir modülasyon türü olarak tanımlanabilir. OFDMA, dikgen frekans bölmeli çoğullama erişimidir. OFDM çoklu yol bozulmalarına karşı oldukça dayanıklı ve kanal içi, simgeler arası girişimi engelleyen bir tekniktir. Tek taşıyıcılı sistemlere göre daha basit kanal eşitleyiciye ihtiyaç duyar. Hata düzeltme kodu kullanarak güvenli ve verimli iletişim sağlar. Anlık gürültü ve çoklu yol bozulmalarından kaçınarak izin verilen bant genişliğinin tamamını kullanır. Bu bölümde OFDM'in temel ilkelerinden, IDFT/DFT kullanarak OFDM işareti ifade edilecektir. OFDM'de temel kavramlar incelenecektir.

2.1 OFDM'in Temel İlkeleri

Geleneksel bir seri veri iletişim sisteminde her bir işaret frekans spektrumunu kullanılabilir bant genişliğinin tümünü kaplamasına izin verilecek şekilde, sıralı olarak arkaya gönderilir. Paralel bir veri iletişim sistemi, seri sistemlerde görülen bir çok sorunun sistem üzerindeki etkisinin azaltılmasına olanak sağlar. Paralel bir sistem bir anda birden fazla sıralı veri dizilerinin aynı anda iletildiği ve buna bağlı olarak birden fazla verinin iletilebildiği bir sistemdir. Sistemde her bir veri işaretin frekans spektrumunu kullanılabilir bant genişliğinin sadece bir bölümünü kaplar.

Paralel sistem yaklaşımı, frekansa bağlı zayıflamanın simgeler üzerinde dağıtılması avantajına sahiptir. Bu zayıflama ve darbe girişimi nedeniyle aniden ortaya çıkan hataların etkili bir biçimde, rasgele dağılmasını önler; bu sayede ardışıl verilerin tamamen zarar görmesi yerine çoğu simge az miktarda zarar görür. Bu durum ileri yönde hata düzeltme (FEC: Forward Error Correction) olmaksızın bile, simgelerin büyük bir kısmının başarılı bir şekilde elde edilmesini sağlar. Kanal bant genişliğinin tamamının dar alt bantlara bölünmesinden dolayı, her bir alt bantın frekans yanıtı göreceli olarak düzdür. Her alt kanal asıl kanal genişliğinin belirli bir bölümünü kapladığı içini kanal eşitleme işlemi seri sistemlere oranla daha başarılıdır. Basit bir dengeleme algoritması her alt kanaldaki karesel ortalama bozulmasını minimum hale getirebilir, farksal kodlamanın kullanılması ise eşitlemenin tamamen ortadan kalkmasını sağlayabilir (Weinstein ve B. Ebert, 1971).

Klasik bir paralel veri sisteminde, tüm işaret frekans bantı, frekansları birbirleriyle çakışmayan, N adet alt kanala ayrılır, bu işlemden sonra N alt kanal frekans çoğullamalı olarak modüle edilir. Alt bantların birbirlerinden ayırmak için kullanılan 3 temel yöntem vardır (Hirosaki B,1980).

1. Filtreler kullanarak kanalları tamamen birbirinden ayırmak: Bu yöntem geleneksel frekans çoğullamalı modülasyon (FDM: Frequency Division Multiplexing) tekniğinden alınmıştır. Filtre gerçekleştirilmesinin getirdiği sınırlama her alt kanalın bant genişliği $(1+\alpha)f_m$ 'e eşit olmaya zorlar, burada α kenar zayıflama (roll-off) faktörü, f_m ise Nyquist bant genişliğidir. Yöntemin diğer dezavantajı ise taşıyıcı sayısının fazla olduğu durumlarda bir sıra uyumlu süzgeç oluşturmanın zorluğudur.

2. Kaymış QAM kullanarak bant kullanım verimini artırmak: Bu durumda modüle edilmiş taşıyıcının spektrumunu yine α kadar artık bant genişliği kullanır, fakat alt kanallar 3 dB frekansında çakışırlar. Bu yöntemin avantajı bileşik spektrumun düz olmasıdır. Ayrılabilirlik ya da diklik, veriyi yarım simge kaydırarak verinin kaymış hale getirilmesiyle sağlanır. Filtre tasarım gereksimleri ilk yönteme göre daha az önem taşır.

3. DFT kullanarak paralel veriyi modüle ve demodüle etmek: Her bir alt kanal spektrumunu bu durumda *sinc* fonksiyonudur ve bant sınırlı değildir. Şekil 2.1'de görülmektedir. FDM, bant geçiren filtrelemeyle değil, temel bant işlemleriyle elde edilmiştir. Bu yöntemde alıcı ve vericide, DFT'de N^2 olan işlem sayısını $N \log N$ 'e indiren verimli hızlı Fourier dönüşümü (FFT:Fast Fourier Transform) teknikleri kullanılır.

Dik işaretler alıcıda korelasyon teknikleri kullanarak elde edilebilirler. Böylece kanal üzerindeki simgeler arasındaki girişim önlenmiş olur. Yöntem, taşıyıcı aralığının dikkatli seçilmesiyle, örneğin taşıyıcı aralığının kullanılan simge süresinin tersine eşitleyerek uygulanabilir.

OFDM tabanlı sistemlerde yüksek veri hızlarında iletim sağlanabilmektedir. OFDM tekniği tek taşıyıcılı sistemlere göre daha verimli bir yöntemdir. Şekil 2.1'de gösterildiği gibi OFDM'de alt taşıyıcıları ayırmak ve paralele dönüştürmek için, seri olan bilgiyi, seriden paralele dönüştüren dönüştürücüler kullanılır. Bilgi paralele dönüştürüldükten sonra Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (IFFT) işlemi yapılır. IFFT'den sonra paralel olarak çıkan bilgi, bu aşamada da paralelden seriye dönüştüren dönüştürücüler ile seriye dönüştürülür. OFDM sistem alt taşıyıcılara ayrılırken, R bit

hızı da, daha düşük hızlara ayrılmaktadır. Semboller arası girişimi yok etmek için her OFDM sembolüne bir koruma aralığı eklenebilmektedir.

OFDM sistemini tasarlarırken, dikkat edilmesi gereken parametreler vardır. Bu parametreler; alt taşıyıcı sayısı, koruma aralığı, sembol süresi, alt taşıyıcılar arasındaki boşluklar, alt taşıyıcıların modülasyon tipleri ve hata düzeltme kodlayıcıların tipleridir. Parametrelerin seçimi, sistemin gereksinimine göre yapılır.

2.2 IDFT/DFT Kullanarak OFDM İşaretinin İfade Edilmesi

Transformasyon, IFFT ile verimli bir şekilde gerçekleştirilmektedir. IDFT'nin N tane noktası bulunuyorsa, N^2 'lik karmaşıklık seviyesine sahiptir. $(d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1})$ şeklinde her d_k 'in $d_k = a_k + jb_k$ formunda karmaşık bir sayı olduğu N uzunlukta bir veri dizisi düşünürse, bu diziye DFT uygulanırsa sonuç vektörü, N karmaşık sayıdan oluşmuş başka bir veri dizisi

$D = (D_0, D_1, \dots, D_{N-1})$ olur.

$$D_m = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{-j(2\pi km/N)} = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{-j2\pi f_k t_m}, m=0,1,2,\dots,N-1 \quad (2.1)$$

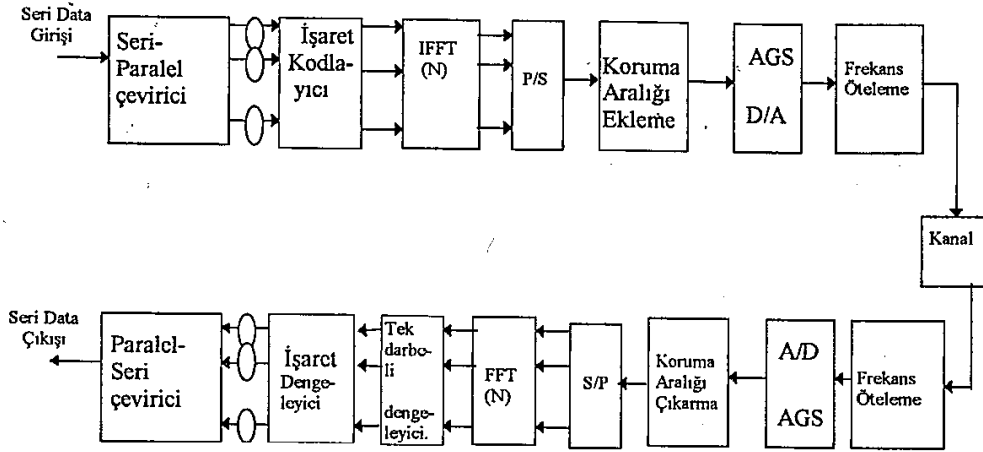
Burada $f_k = n/(N\Delta t)$, $t_m = m\Delta t$, Δt ise seri veri dizisi d_k 'in seçilmiş simge süresidir. D vektörünün gerçek kısmı,

$$Y_m = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi f_k t_m) + b_k \sin(2\pi f_k t_m), m=0,1,\dots,N-1 \quad (2.2)$$

olarak gösterilebilir.

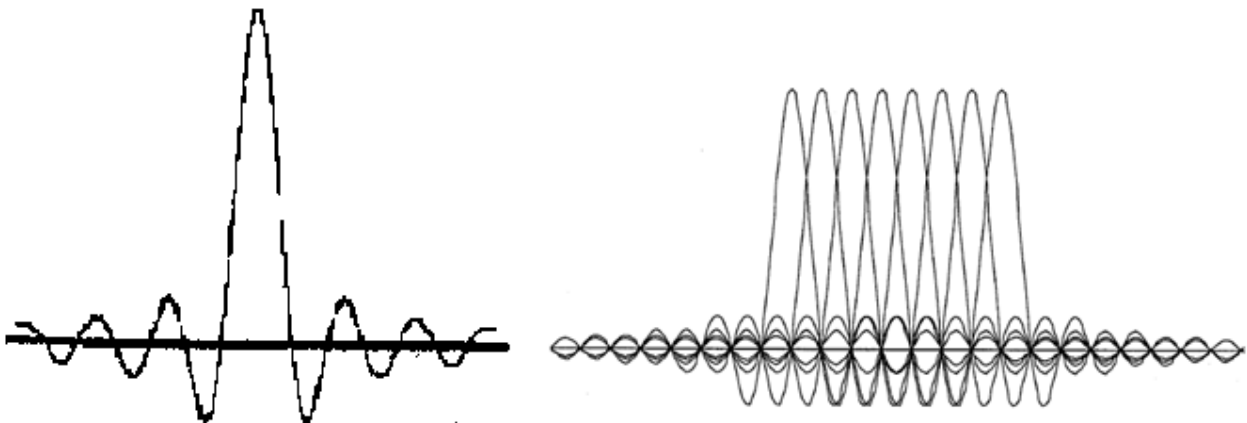
Eğer bu bileşenler Δt aralıklarla bir alt geçiren filtreden geçirilirse FDM işaretine çok yaklaşan bir işaret elde edilir,

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (a_k \cos(2\pi f_k t) + b_k \sin(2\pi f_k t)), 0 \leq t \leq N\Delta t \quad (2.3)$$



Şekil 2.1 FFT Tabanlı OFDM Sistemi

OFDM sisteminde paralelleştirilen bitler her biri karmaşık bir sayı oluşturacak şekilde A bitlik gruplara ayrılırlar. Şekil 2.1’de FFT Tabanlı OFDM Sistemi sistem modeli bulunmaktadır. Burada A ilgili alt taşıyıcıya karşı gelen işaret kümesine (16 QAM veya 32 QAM vb.) bağlıdır. Karmaşık sayılar bir temel bantta IFFT kullanarak modüle edilip, iletim için tekrar seri hale getirilir. Çoklu yol bozulması nedeniyle oluşan ISI’nın engellenmesi amacıyla işaretler arasında koruma aralığı eklenir. Ayırık semboller analog hale getirilip alçak geçiren filtreden geçirerek RF kanal frekansına ötelenirler. Alıcı, vericideki işlemlerin tersi uygulanır. Filtrenin diğer katsayıları kanal bilgisine göre belirlenir. Şekil 2.2a bir OFDM alt kanalının frekans spektrumunu, Şekil 2.2b ise OFDM spektrumunu göstermektedir. Taşıyıcı aralığını dikkatle seçerek OFDM spektrumunu düz yapılabilir, bu şekilde alt kanallar arası diklik de sağlanmış olur. Alt taşıyıcılara ayrılmış sistem, taşıyıcılar arasında dikgen olduğundan, birbirlerine yakınlaştırılabilir.



Şekil 2.2.(a) Bir OFDM alt kanalının spektrumu (b) OFDM spektrumu (Cheun, 2002)

2.3 OFDM İşareti

OFDM işareti N adet frekans çoğullamalı olarak modüle edilmiş işaretle taşınarak iletilir. Her bir taşıyıcı uzunluğu T_s olan düşük oranlı dikdörtgen darbeler dizisiyle modüle edilir. OFDM işaretinin toplam sembol oranı aynı bant genişliğini kullanan tek taşıyıcılı modülasyonun (QAM gibi) sembol oranıyla benzerdir (Hirosaki, 1980).

Her OFDM sembolü, " l " OFDM sembol zamanı indisi ve ' k ' alt taşıyıcı frekans indisi göstermek üzere $a_{l,k}$ veri sembolünden oluşmaktadır. Veri ve iletişim sembolü periyodu T_s ve OFDM sembol periyodu $N.T_s$ 'dir. Her sembol süresi T_u olan yararlı aralık ve süresi T_g olan koruma aralığından oluşmaktadır. Yankılardan etkilenmiş bir işaretle iletilen işaretle karışmış bir çok gecikmiş işaret bulunur. Farklı gecikmelerden dolayı her işaret komşu işaretle karışarak ISI oluşur. Koruma aralığı OFDM işaretini çoklu yoldan kaynaklanan ISI'ya karşı korur. En uzun gecikme süresi T_g 'den küçük kalırsa ISI önlenir. Bundan dolayı T_g süresi en uzun gecikmeye göre seçilmelidir. Örneğin DVB-T'de $T_g/(T_u+T_g)$ oranları $1/4$, $1/8$, $1/32$ olarak seçilebilir. OFDM iletişim sistemi için aşağıdaki varsayımlar kabul edilmiştir.

- En büyük çoklu yol gecikmesi koruma aralığından daha küçüktür.
- Alıcı ve verici tam olarak eş koşulmuştur.
- Bir OFDM işaret periyodu için zayıflama yeterince yavaş kabul edilip iletişim kanalı sabittir.

Bu durumda sistemde koruma aralığı çıkarılmış N adet alınan veri sembolü r_i , $r_i = s_i H_i + n_i$ şeklinde ifade edilir. Burada r_i , s_i N adet iletilen veri sembolünü, $H_i = \text{FFT}(h_i)$ kanalın frekans cevabını, $h_i N$ uzunluğunu elde etmek için sıfırlar eklenerek doldurulmuş kanal darbe cevabını ve n_i toplamsal beyaz gauss gürültüsünü (AWGN) göstermektedir. ' n_i ' sıfır ortalamalı karmaşık gauss bağımsız rasgele değişken olarak modellenmiştir. Böylece sistem paralel gauss kanallar kümesi olarak adlandırılabilir.

2.4 OFDM SİSTEMİ

OFDM sisteminde T modülasyon süresini göstermek üzere, taşıyıcılarının arası $1/T$ 'nin tam katları ile ayrılmıştır. T modülasyon süresi, farklı taşıyıcıların spektrumlarının birbirleriyle çakışma durumuna göre belirlenir. Her taşıyıcıya bir simge boyunca k . taşıyıcının ilettiği işaret,

$$s_k = a_k \cos(2\pi f_k t) + b_k \sin(2\pi f_k t) \quad (2.4)$$

$s_k = r_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k)$ ile gösterilir.

Burada a_k, b_k, k . taşıyıcı için o anki simgenin kordinatları, r_k, φ_k , aynı simgenin aynı taşıyıcı için kutupsal koordinatları, f_k ise k . taşıyıcının frekansıdır. Sonsuz iletim süresi $j \in (-\infty, +\infty)$ düşünülürse k . taşıyıcıya karşı düşen işaret,

$$s_k = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} r_{j,k} \cos(2\pi f_k (t - jT) + \varphi_{j,k}) p(t - jT) \quad (2.5)$$

olur.

Burada,

$$p(t) = 1, 0 \leq t \leq T,$$

$$p(t) = 0, \text{ dışında.}$$

k . taşıyıcı süreksiz bir biçimde gönderilir, bu taşıyıcının frekans spektrumu f_k frekansında sonsuz bir sinüs dalgasıyla $p(t)$ fonksiyonunun Fourier dönüşümünün konvolüsyonuyla ifade edilir.

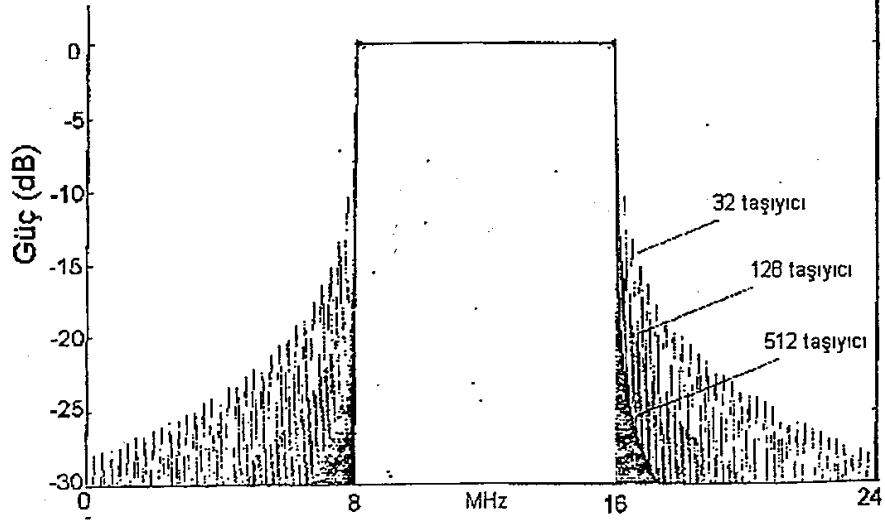
Çok taşıyıcılı modülasyonlarla iletilen işaret N adet modüle edilmiş taşıyıcının toplamıdır:

$$s_k = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{k=0}^{N-1} r_{j,k} \cos(2\pi f_k (t - jT) + \varphi_{j,k}) \right] * p(t - jT) \quad (2.6)$$

Şekilde 2.2b'de görüldüğü gibi her taşıyıcı spektrumu diğer taşıyıcı spektrumları ile üst üste biner. Taşıyıcıların bağımsız olarak modüle edildiği düşünülürse, iletilen işaretin güç spektral yoğunluğu tüm taşıyıcıların güç spektral yoğunluklarının toplanmasıyla bulunur. Şekil 2.3'de $N=32, 128, 512$, $f_0=8$ Mhz ve $T=(1/8)10^{-6}$ sn için güç spektral yoğunluğu gösterilmektedir (Weinstein,1971). Burada f_0 ilk taşıyıcının frekansıdır. Şekilden de anlaşılacağı gibi, taşıyıcı sayısı artırıldığında iletilen spektrum dikdörtgen şeklini almaktadır, kanal filtrelerine ihtiyaç yoktur. Demodülasyon işlemi şu diklik koşulları üzerine kurulmuştur:

$$\int_0^T r_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \cos(2\pi f_{k'} t) dt = 0 \quad k \neq k',$$

$$= (T/2) r_k \cos(\varphi_k) = (T/2) a_k \quad k=k' \quad (2.7)$$

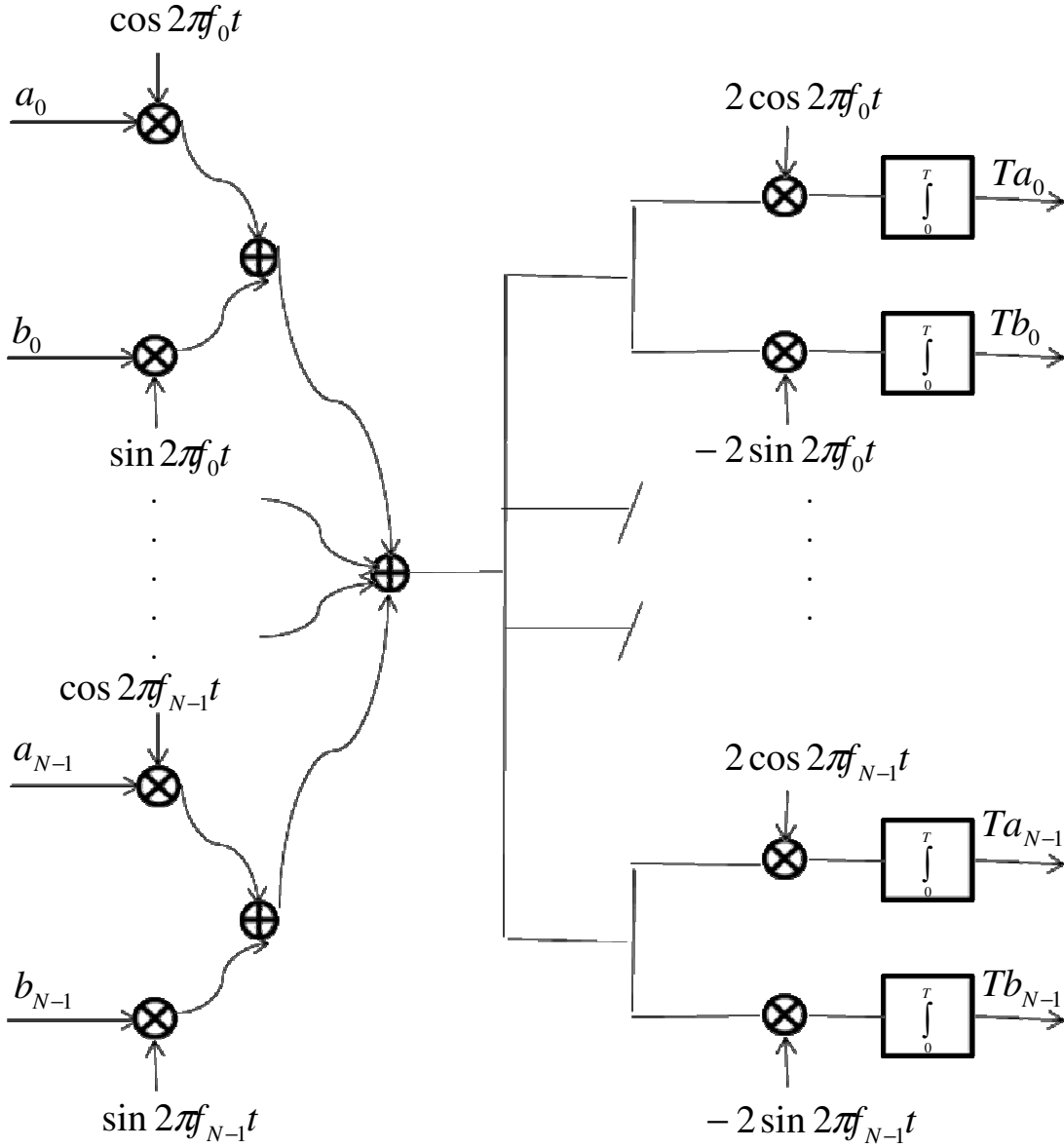


Şekil 2.3 OFDM Güç Spektral Yoğunluğu (Weinstein, 1971)

Şekil 2.3’de OFDM güç spektrum yoğunluğu gösterilmektedir.

$$\int_0^T r_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \sin(2\pi f_k t) dt = 0 \quad k \neq k',$$

$$= (T/2)r_k \sin(\varphi_k) = (T/2)b_k \quad k=k' \quad (2.8)$$

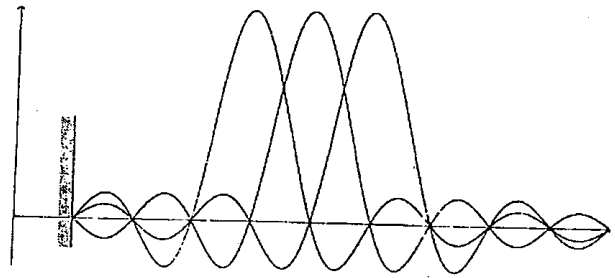


Şekil 2.4 Modülâtör ve Demodülâtör yapısı

Bir OFDM sisteminde Şekil 2.4'de ki gibi modülâtör-demodülâtör yapısı gösterilebilir. İletilen işaret her biri birbirinden farklı ardışıl faz ve genlikle modüle edilmiş çok sayıda taşıyıcıdan oluşmaktadır. Sonuç Şekil 2.5 gösterildiği gibi gürültü benzeri bir işarettir. Bu tekniğin en önemli yan etkisi işaretin ani halinin kontrol edilememesidir. Eğer taşıyıcıların enerjilerinin tümü ideale yakın bir şekilde kullanılmak isteniyorsa, işaretin vericideki kuvvetlendiricide kırılmasının kabul edilmesi gerekir. Dikkate alınması gereken nokta, bu kırılmanın tüm taşıyıcıları etkileyecek bir geniş bant bozulması olabileceğidir. Spektral verim, iletilen veri hızının kullanılan bant genişliğine oranı olarak tanımlanmıştır.



Şekil 2.5 OFDM işaretinin geçici görüntüsü (Chang, 1996)



Şekil 2.6 OFDM spektrumunun sınırları (Chang, 1996)

Eğer her taşıyıcının, 2^a noktalı iki boyutlu (2-D) bir kümeden alınan simgeleri taşıdığı ve T saniyede modüle edildiği düşünülürse bit hızı,

$$D = \frac{Na}{T} \text{ bit/sn}$$

şeklinde gösterilebilir. Burada a bit sayısını, N taşıyıcı sayısını gösterir. Bir taşıyıcının frekans spektrumu, her $1/T$ Hz'de sıfırdan geçen bir $\sin(x)/x$ yapısındadır. İletilen işaretin spektrumu $1/T$ ile uygun şekilde aralıklandırılmış $\sin(x)/x$ yapısındadır.

Spektrum sonsuz uzunluktadır ve kanal genişliğine uydurulması için uygun şekilde kesilmesi gereklidir. Kesme işlemi, işaretin ana bölümünün 20 dB altında kalan bölümlerinin atılmasıyla yapılabilir. Bu işlem, k 'nın en yüksek değerini aldığı en kötü durumda bile, Şekil 2.6'da OFDM spektrumunun sınırlarında görüldüğü gibi, sadece iki yan bölümün kalması şeklinde gerçekleşir. N taşıyıcı tarafından kullanılan toplam kanal genişliği,

$$B_T = \frac{N-1}{T} + 2 \frac{3}{T} = \frac{N+5}{T} \quad (2.9)$$

şeklinde verilir.

Spektral verim ise,

$$\eta = \frac{D}{B_T} = a \frac{N}{N+5} \text{ bit/sn Hz}$$

şeklindedir.

Asimtotik olarak, N artırıldığında η a bit/sn Hz'e yakınsar. Böylece OFDM spektral verim açısından ideal bir modülasyon olarak kabul edilebilir. FFT'ye dayalı yöntemde, N simgeden oluşan, ve her simgenin 2^a noktalı 2-D kümedeki bir noktayla temsil edildiği bir dizi ele alınsın. Bu simgeler,

$$S_k = r_k e^{j\varphi_k} = a_k + jb_k \quad (2.10)$$

şeklinde gösterilebilir.

Burada r_k, φ_k ve a_k, b_k, k simgesini temsil eden noktanın polar ve kartezyen koordinatlarıdır. Ardından bu simge kümesine FFT uygulanır. FFT'deki örnek sayısı, işlenen işarette Hermityan simetrisine izin verecek büyüklükte olması koşuluyla, 2'nin kuvveti şeklinde seçilir. İşlemler sonunda aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\begin{aligned} s(n) &= \frac{1}{Q} \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} S_k e^{j\frac{2\pi}{Q}kn} + \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} S_k^* e^{j\frac{2\pi}{Q}(Q-k)n} \right] \\ &= \frac{1}{Q} \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} r_k \cos\left(\frac{2\pi}{Q}kn + \varphi_k\right) \right] \quad n=0, \dots, Q-1 \end{aligned} \quad (2.11)$$

Burada Q , FFT'de kullanılan örnek sayısıdır. Eğer her T saniyede N simge iletilecekse, kullanılacak en düşük örnekleme frekans

$$f_s = \frac{1}{T} \frac{1}{Q} \quad (2.12)$$

olur.

$s(n)$ işareti bir sayısal analog dönüştürücüye girer. Dönüştürücü çıkışında alınan işaret $s(t)$, $t=0, \dots, \frac{Q}{f_s}$ için, (2.12)'de ifade edilmiştir.

$$s(t) = \frac{1}{Q} \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} r_k \cos\left(\frac{2\pi}{Q} k f_s t + \varphi_k\right) \right] \quad (2.13)$$

Bu ifade, $t=0, \dots, T$ için $f_k = \frac{k}{T}$, $T = \frac{Q}{f_s}$ durumunda

$$s(t) = \frac{1}{Q} \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} r_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \right] \quad (2.14)$$

(2.14) eşitliğindeki gibi ifade edilebilir.

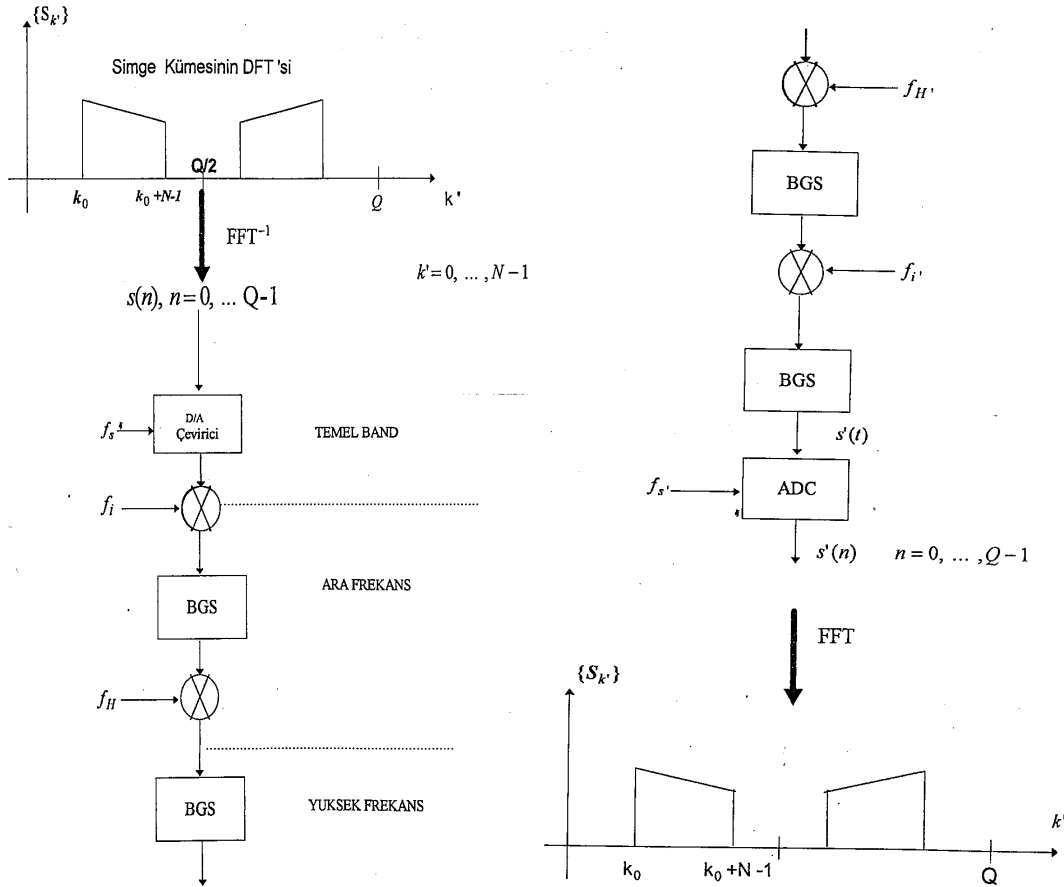
Modülasyon yapısının tamamı aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.

k_0 ve Q değerleri vericinin farklı konumlarında $s(t)$ işaretinin verimli filtrelenmesini sağlayacak şekilde seçilmelidir.

Burada f_s örnekleme frekansı, f_i frekans ötelemesinde kullanılan orta frekans değeridir.

f_H , frekans ötelemesinde kullanılan yüksek frekans değeridir.

Alıcı uçta, kusursuz zamanlama yapıldığı varsayılırsa, Şekil 2.8'da gösterildiği gibi bir demodülasyon işlemi modülasyon işleminin tersi olarak yapılır.



Şekil 2.7(a) Verimli bir modülasyon yapısı (b) Verimli bir modülasyon yapısı (Chang, 1996)

Bu yapıdaki varsayımlar arasında, kusursuz saat (eşkoşma frekansı) işlemlerinin (senkronizasyon) yapılmasının yanı sıra kanalda zayıflama olmadığı da vardır.

UHF/VHF kanalı iletim yollarının rastgele zayıfladığı ve ardışıl gecikmelerin olduğu bir sistem olarak modellenebilir. Bu sistemde kanal cevabı

$$h(t) = \sum_{p=0}^p A_p \delta(t - \tau_p), \quad 0 = \tau_0 \leq \tau_1 \leq \dots \leq \tau_p \quad (2.15)$$

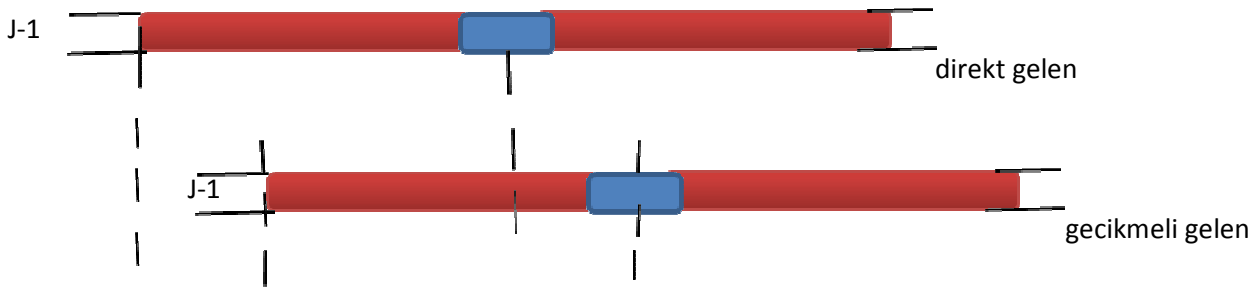
olur.

Burada, τ_p kanaldaki maksimum gecikme, $\delta(t)$ dirac fonksiyonudur.

Örnek olarak kanal cevabına sahip kanaldaki, k . taşıyıcı göz önüne alınırsa, $h(t) = \delta(t) + \delta(t - \tau)$ iletim sonucunda alınan işaret, Şekil 2.8'de görüldüğü gibi asıl işaret ve gecikmiş işaretin toplamıdır.

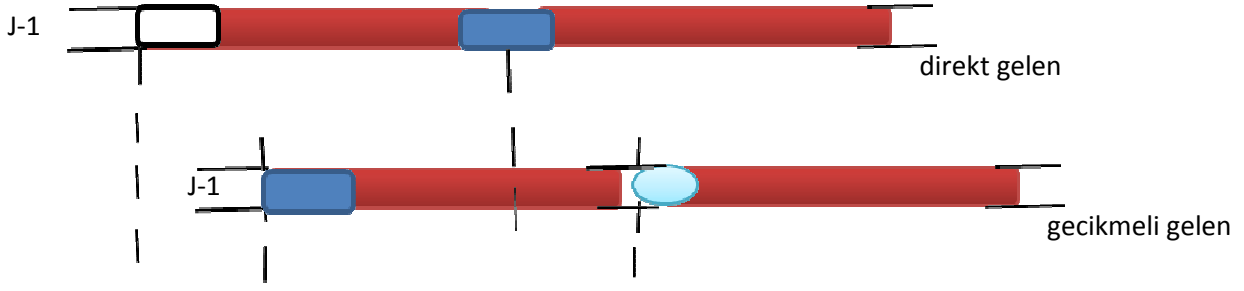
$$s'(t) = s(t) + s(t - \tau) \quad (2.16)$$

Bu durumda, alınan işareten sadece bir simgeye ait bilgiyi içeren bir T süresi elde etmek mümkün değildir, ISI işareti bozmaktadır. Bu girişimi ortadan kaldırmak için, her simgenin süresi aşağıdaki şekilde gösterildiği gibi koruma aralığıyla birlikte $(T + \tau)$ sn'ye çıkarılır. Artık T_1, T_2 süreleri arasında gelen işareti alırsak, sadece k . sembole ilişkin bilgiyi taşıyan bir T süresi izole edilebilir, ISI ortadan kaldırılmıştır.



Şekil 2.8 Yol Gecikmesi

Demodülasyon için gerekli diklik koşullarının elde edilmesini sağlamak amacıyla, koruma aralığı, Şekil 2.9'da gösterildiği gibi module edilmiş taşıyıcılar τ saniye sola doğru genişletilerek elde edilir.



Şekil 2.9 Koruma aralığı ile birlikte yol gecikmesi

Maksimum gecikmenin τ_T olduğu bir kanalda, her taşıyıcıya τ_p koruma aralığı ile bu işlem uygulanmalıdır. Bu durumda başarılı demodülasyon, alınan işaretin T süresinin τ_F 'den $\tau_F - T$ 'ye çıkarılmasıyla mümkündür. Şekil 2.9'da görüldüğü üzere alınan işaretle $T1-T2$ arası J işaretin bilgisini taşır. Bu işlem sonucunda ISI yok edilmiş olur. Simge süresi, $T = \frac{Na}{D}$ ile verilmiş olup sabittir. Burada D iletilecek bit hızını N taşıyıcı sayısını 2^a ise nokta kümesinin boyutunu gösterir.

T sabit olduğu için, koruma aralığı τ_p 'yi eklemenin tek yolu N taşıyıcıyı, koruma aralığı eklemeyen önce, $T = T - \tau_p$ süresinde daha hızlı bir şekilde module etmektir. Diklik koşulunu sağlamak içinde N taşıyıcının $1/(T - \tau_p)$ Hz ile aralıklandırılması gerekmektedir. Bu durumda iletilen işaret, (2.17) eşitliğindeki gibi hesaplanabilir.

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} r_{j,k} \cos(2\pi f_k' t + \varphi_{j,k} - 2\pi f_k' \tau_p) \right] \times p(t - jT) \quad (2.17)$$

$$f_k = \frac{k}{T}, \quad T' = T - \tau_p$$

Demodülasyon T' zaman aralıklarında yapılır.

Ana tepe bölümünün 20 dB altı kuralı düşünüldüğünde N adet module edilmiş taşıyıcıyı iletmek için gerekli bant genişliği (2.17) eşitliği ile verilir.

$$B_T = \frac{N-1}{T'} + \frac{6}{T} = \frac{N-1}{T - \tau_p} + \frac{6}{T} \quad (2.18)$$

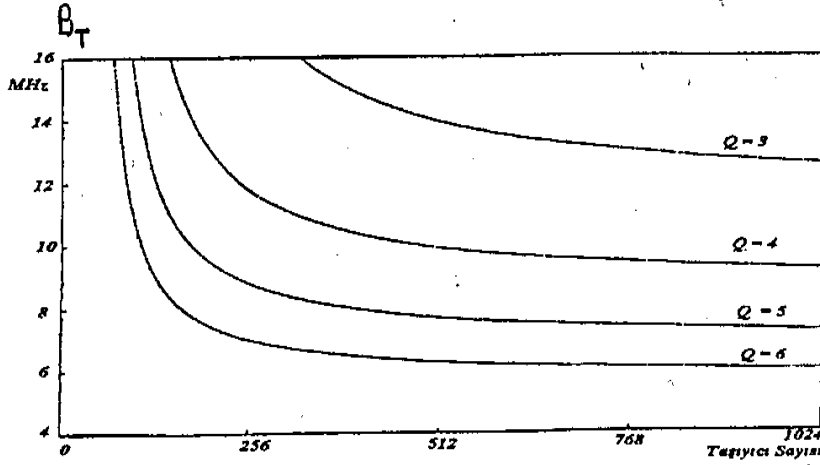
Spektral verim ise (2.18) eşitliğiyle verilir.

$$\eta = \frac{D}{B_T} = a \frac{N(T - \tau_p)}{(N + 5)T - 6\tau_p} \quad (2.19)$$

$\tau_p = 0$ ise, yani yankı olmadığı durumda, koruma aralıksız hale gelir.

$$\eta = \eta' = a \frac{N}{N + 5}$$

Aşağıdaki şekilde gerekli bant genişliğini taşıyıcı sayısının bir fonksiyonu olarak göstermektedir. Grafik $D=34$ Mbit/s, $\tau_p = 8\mu s$ ve $Q=3,4,5,6$ için çizilmiştir.



Şekil 2.10 34Mbit/s ve $8\mu s$ için gerekli bant genişliği (Chang, 1996)

Örneğin, $8\mu s$ 'lik yankı süreli 8 Mhz'lik bir kanalda 34 Mbit/s hızında veri iletmek için gerekli minimum $a=5$ değeri için $N=392$ 'dir. Koruma aralığı süresi Δ olan, $\Delta \geq \tau_p$ olan çok taşıyıcılı bir modülasyon sistemini göz önüne alalım. İletilen işaret,

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} r_{j,k} \cos(2\pi f_k t + \varphi_{j,k} - 2\pi f_k \tau_p) \right] \times p(t - jT) \quad (2.20)$$

burada, $f_k = \frac{k}{T - \Delta}$ 'dir. Alınan işaret ise,

$$s'(t) = \sum_{p=0}^P A_p s(t - \tau_p)$$

$$= \sum_{j=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{p=-\infty}^{\infty} A_p \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} r_{j,k} \cos(2\pi f'_k (t - \tau_p) + \varphi_{j,k} - 2\pi f'_k \Delta) \right] \times p(t - \tau_p - jT) \right] \quad (2.21)$$

Eğer işaretin j . simgeye karşı gelen parçası düşünülür ve son yankının gelmesi beklenirse, t için $\tau_p \leq t \leq T - \Delta + \tau_p$ yazılabilir.

Bu işaret,

$$f_s = \frac{1}{(T - \Delta)Q} \quad (2.22)$$

frekansı ile, τ_s örnekleme faz zamanı ve $n=0, \dots, Q$ şeklinde, (2.22) ile gösterilebilir.

$$\begin{aligned} s'_j(n) &= s'_j(t) \Big|_{t=\tau_p + \frac{n}{f_s} + \tau_s} \\ &= \sum_{p=0}^p A_p \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} r_{j,k} \cos \left(2\pi f'_k \times \left(\tau_p - \frac{n}{f_s} + \tau_s - \tau_p \right) + \varphi_{j,k} - 2\pi f'_k \Delta \right) \right] \\ &= \sum_{p=0}^p A_p \left[\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} r_{j,k} \cos \left(2\pi \frac{kn}{Q} + \varphi_{j,k} - 2\pi f'_k (\tau_s - \Delta) \right) \right] \end{aligned} \quad (2.23)$$

$s'_j(n)$ işaretine her taşıyıcı için FFT uygulanırsa,

$$S'_{j,k} = r_{j,k} e^{j\varphi_{j,k}} \left[\sum_{p=0}^p A_p e^{j2\pi f'_k (\tau_s - \Delta)} \right] \quad (2.24)$$

elde edilir.

Bu ifade ayrıca,

$$S'_{j,k} = S_{j,k} H_{j,k} \quad (2.25)$$

(2.25) şeklinde yazılabilir.

Burada $S_{j,k}$ k . taşıyıcı ve j . zaman dilimi için iletilen nokta, $H_{j,k}$ ise $k(f_s/Q)$ frekansı ve j . zaman dilimi için kanal cevabının temel bant karşılığıdır. Kanalin zamanla değişmez olduğu, ya da çok yavaş değişiyor olduğunu varsayıldığında, kanal cevabı $\{H_{j,k}\}$ test örnekleri periyodik olarak gönderildiğinde elde edilebilir. $\{T_k\}$ bir test örneği ise, kanal cevabı

$$H_{j,k} = \frac{T'_k}{T_k} \quad (2.26)$$

olur.

Test örneğini izleyen T süresindeki zaman dilimleri için kanal eşitlenerek,

$$\hat{S}_{j,k} = \frac{\hat{S}_{j,k}}{H_{j,k}} \quad (2.27)$$

elde edilir. Burada $\hat{S}_{j,k}$ k . taşıyıcı ve j . zaman dilimi için hesaplanan noktadır. Test örneklerinin frekansı, kanalın ne kadar değişken olduğuna bağlıdır. Ayrıca sistemin alıcı tarafındaki osilatörlerin kilitlenmesi sorununun da çözülmesi gerekmektedir. Bu işlem için iki taşıyıcı ayrılmıştır. Bu taşıyıcılar, zaman dilimleri arasında faz sürekliliğini sağlayacak şekilde seçilip, bütün modülasyon işlemleri sırasında aynı nokta ile modüle edileceklerdir. Dolayısıyla T modülasyon süresi, τ koruma aralığı olduğunda, her zaman dilimi $(T + \tau)$ süresine sahiptir. Alınan işaret, ardışıl FFT kullanılarak demodüle edilebilmesi için, T zaman aralıkları ile kesilir.

Bu iki özel taşıyıcının frekansları $f_0 + k_1/T$ ve $f_0 + k_2/T$ olsun. f_s , f_i ve f_h ise alıcı tarafında, temel banttan orta frekansa, orta frekanstan yüksek frekansa dönüşümlerde, örnekleme amacıyla kullanılan örnekleme frekansları olsun.

Verici ve alıcı arasındaki, eşkoşma süresindeki, sapmayı belirtmek için,

$$f'_s = f_s(1 + \delta_s) \quad (2.28.a)$$

$$f'_i = f_i(1 + \delta_i) \quad (2.28.b)$$

$$f'_h = f_h(1 + \delta_h) \quad (2.28.c)$$

yazılır. Burada $\delta_s, \delta_i, \delta_h$ sırasıyla temelbant, orta frekans ve yüksek frekansdaki, alıcı senkronizasyon (eşkoşma) frekansından sapmalarıdır.

$X'_j(k_1)$ ve $X'_j(k_2)$ j . zaman dilimi için, iki özel taşıyıcının, alıcıdaki FFT dönüşümünün çıktıları ise bu durumda,

$$X'_j(k_1) = r_j(k_1)e^{j\varphi_j(k_1)} \quad (2.29)$$

$$X'_j(k_2) = r_j(k_2)e^{j\varphi_j(k_2)} \quad (2.30)$$

$$\Delta_{k_1} = \varphi_{j+1}(k_1) - \varphi_j(k_1) \quad (2.31)$$

(2.31) eşitliği yazılabilir.

$$F_1 = \Delta'_{k_1} - \Delta'_{k_2} = -\alpha l(k_1 - k_2)\delta_s \quad (2.32)$$

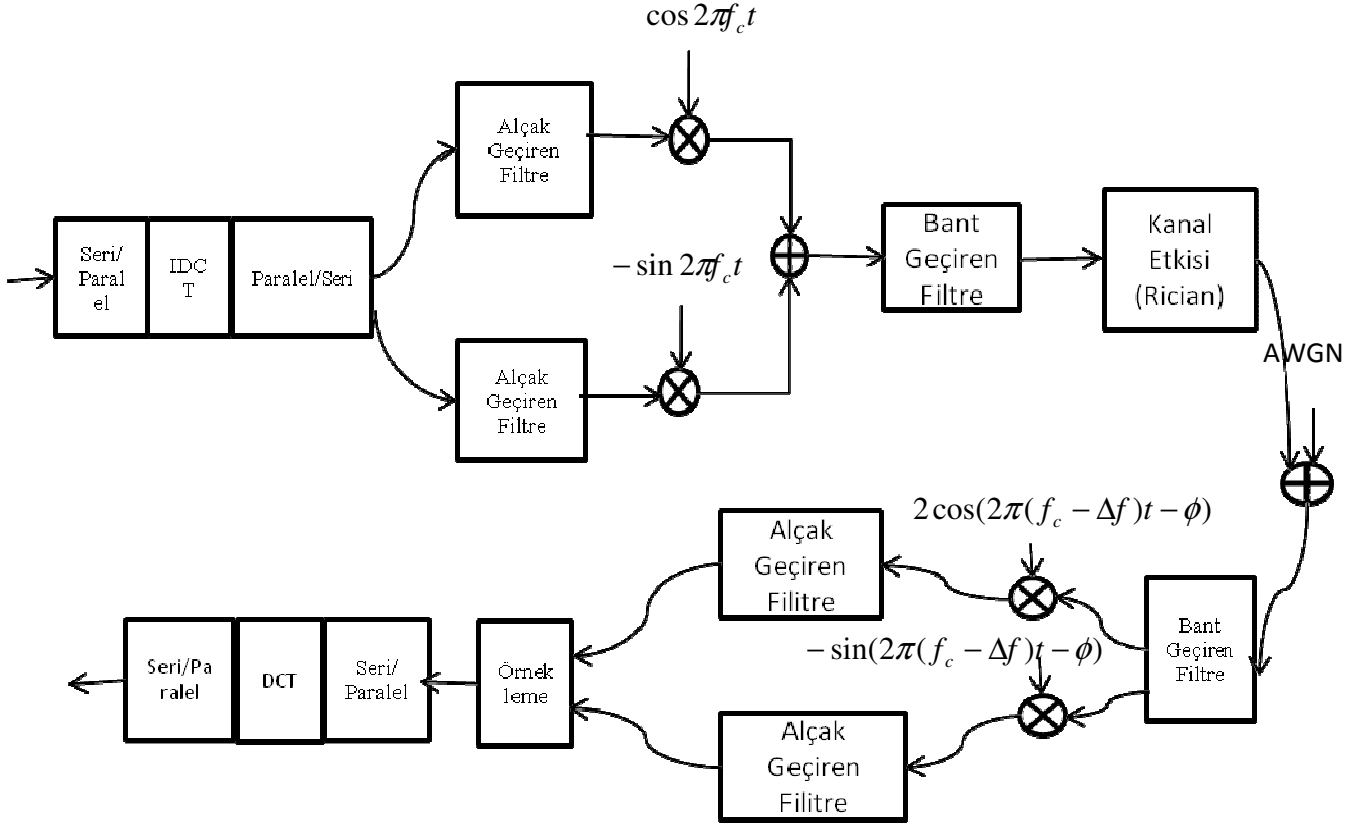
$$F_2 = \Delta'_{k_1} + \Delta'_{k_2} - \frac{k_1 - k_2}{k_1 + k_2}(\Delta_{k_1} - \Delta_{k_2}) \quad (2.33)$$

$$= \beta l..(k_1 - k_2) \left(\delta_i \frac{f_s}{f_i} + \delta_h \frac{f_s}{f_h} \right) \text{ ardından}$$

Eğer F_1 sıfırdan büyük olduğunda ($F_1 > 0$), δ_s ($\delta_s < 0$) sıfırdan küçük olur ve f_s 'in artırılması gerekir. Eğer F_1 sıfırdan küçük olduğunda ($F_1 < 0$), δ_s sıfırdan büyük olur ($\delta_s > 0$). f_s 'in azaltılması gerekir. Eğer F_1 ve δ_s sifira eşitse ($F_1 = 0, \delta_s = 0$) ve $f_s' = f_s$ ise ve eğer $F_2 > 0$ olduğunda $\delta_i > -\delta_h \frac{f_i}{f_h}$ ve f_i 'nin azaltılması gerekir. Eğer $F_2 < 0$ olduğunda $\delta_i < -\delta_h \frac{f_i}{f_h}$ ve f_i 'nin artırılması gerekir. Eğer $F_2 = 0$ olduğunda $\delta_i = -\delta_h \frac{f_i}{f_h}$ ve f_i ' sabitlenmiştir. F_1 ve F_2 fonksiyonları sayesinde eşkoşma frekanslarının sayısal takibi mümkün olmaktadır.

2.5 DCT TABANLI OFDM SİSTEMİ

DCT tabanlı OFDM Sistemleri, FFT tabanlı OFDM sisteminde olduğu gibi bilginin iletimi sağlanırken, sistem birçok alt taşıyıcıya bölünür. Kanallar paralel olarak birden fazla parçaya ayrılarak iletim sağlanmış olur.



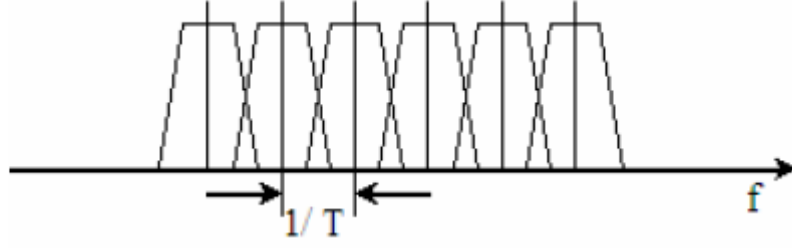
Şekil 2.11 DCT Tabanlı OFDM Sistemi

Şekil 2.11’de görüldüğü gibi ilk önce seri olarak gelen bilgi paralele çevirilir, paralele dönüştükten sonra IDCT işlemi yapılır. IDCT’den sonra paralel olarak çıkan bilgi bu aşamada da paralelden seriye dönüştürücüler ile seriye dönüştürülür. Sisteme kanal etkisi ve AWGN’e eklenebilir.

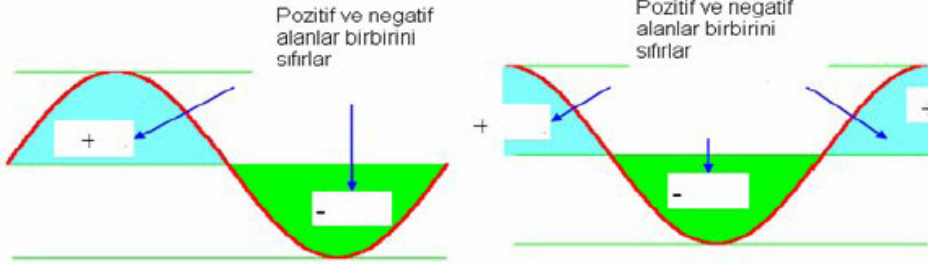
2.6 OFDM’de Temel Kavramlar

2.6.1 Dikgenlik

Bant genişliğinin verimli kullanım ihtiyacı, OFDM’in kullanılması gereksinimine neden olmuştur. Bulunan bant genişliğinde daha çok alt taşıyıcının iletiminin sağlanabilmesi için, alt taşıyıcılar arası girişime neden olmayacak şekilde en az yeri kullanarak iletimi sağlanması istenir. Bant genişliğinin en verimli kullanılması için en az frekans aralığı kullanımı ancak alt taşıyıcıların birbirlerine dik olmasıyla sağlanır. Alt taşıyıcıların birbirine dik olması durumunda, girişime neden olmadan verimli bir şekilde bant genişliğini kullanmak mümkün olabilmektedir.



Şekil 2.12 Alt taşıyıcılar arası girişim gösterimi



OFDM'de her dalga sinüs ve cosinüs dalgalardan oluştuğundan, bir periyottaki + ve - alanlar birbirlerini sıfırlar. P frekanslı bir sinüs dalgayı r frekanslı bir başka sinüs ya da kosinüs dalga ile çarpıldığında (p, r tamsayı), oluşan ürünle ilgili integral ya da çarpım alanı $f(t)=\sin pwt \cdot \sin rwt$ şeklinde verilir.

$\sin a \cdot \sin b = -1/2 [\cos (a+b) - \cos (a-b)]$ ters dönüşüm formülünde yerine konulursa,

$$1/2 \int_0^{2\pi} \cos(p-r)\omega t dt - 1/2 \int_0^{2\pi} \cos(p+r)\omega t dt = 0 \quad (2.34)$$

bulunur.

Burada tüm p ve r tamsayıları için $\sin p\omega t$, $\cos p\omega t$, $\cos r\omega t$, $\sin r\omega t$ birbirlerine diktir ve bu frekanslar harmonik frekanslardır.

2.6.2 Koruma Aralığı

ISI engelleme ya da azaltma sistemin verimliliği açısından önemlidir. Semboller arasında küçük zaman aralıkları eklenerek semboller arası girişim azaltılmaya çalışılır. OFDM sistemlerinde kanallar paralel olarak yanyana olarak yerleşmişlerdir, bu durumda bant genişliği mümkün olduğunca verimli kullanılabilmiştir. Ancak dikliğin bozulması önemli kaynağın verimli kullanılmasını engelleyen faktörler arasındadır. Bu nedenle dikliğin bozulmamasına önem verilir. Verimliliğin artması için tüm alt taşıyıcıların birbirine dik olması, taşıyıcılar arasında girişimin

olmaması amacıyla koruma aralıkları kullanılır. IFFT frekans alanındaki işareti, zaman alanına çevirir. IFFT, OFDM uygulamalarında yaygın olarak kullanılır. Sistemin verimliliğini sağlamaktadır çünkü IFFT alt taşıyıcıların birbirine dik olduğunu garanti etmektedir. OFDM sistemin önemi çok yol gecikme yayılımına karşı, başarılı sonuçlar elde etmektedir.

2.6.3 Dikliğin Yitirilmesi

OFDM sisteminde alt taşıyıcılar arasında dikliğin sağlanması sebebiyle bant genişliği etkin şekilde kullanılabilir. Ancak IFFT işlemi yapılırken, sayısal olarak işlemde yapılan hatalar sebebiyle sonuçlarda sapmalar olabilmekte bu durumda dikliğin bozulmasına sebep olmaktadır.

2.6.4 Tepe Ortalama Güç Oranı

Alt taşıyıcılar için daha büyük tepe değerler elde etmek istenmektedir. Ancak büyük tepe değerleri elde etmeyi amaç edinerek fazların toplanması durumunda istenmeyen durumlar belirlenebilir. Bu duruma tepe ortalama güç oranı (PAPR) denmektedir. Her bir OFDM işareti için aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$\chi_n = \frac{\max_{t \in [n, n+T_s]} |x(t)|^2}{\int_n^{n+T_s} |x^2(t)| dt} \quad (2.35)$$

Sürekli giriş işareti değerleri $x(t)$ olmak üzere, formülde de görüldüğü gibi PAPR çok yüksek değerlere çıkabilir. Farklı taşıyıcıların birbirini modüle etmesine, bant dışı yayılımlara neden olur. PAPR azaltımı ile ilgili yapılan birçok çalışma bulunmaktadır (Han ve Cioffi, 2008). Sistemde PAPR azaltımı beraberinde SNR'ın da azatılmasına neden olacağı için çok tercih edilmez.

3. BİR OFDM UYGULAMA ALANI OLARAK DVB

OFDM'in ADSL, DSL, kablosuz haberleşme, DVB, DVB-T gibi birçok uygulama alanı bulunmaktadır. Bölümde bu kullanıma örnek olarak DVB uygulamasından, DVB sistem tasarımından, sayısal radyo ve TV yayının bugünkü durumu analiz edilmektedir.

3.1 DVB'nin Tarihçesi ve DVB- OFDM Temelli Yayın ve Kodlama Çalışmaları

1991 yılına kadar sayısal TV yayının genel olarak ve evlere kadar ulaşımının maliyetinin yüksek olduğu düşünülüyordu. Ancak 1991 yılında tüketici elektroniğini üreten üreticiler ve yayıncılar Avrupa platformunda bir araya gelerek sayısal TV yayını nasıl oluşturabileceklerini görüşmeye başlamışlardır. Daha sonra ilk görüşmenin devamı olarak, 1991 yılının Aralık ayında tekrar bir araya gelerek sayısal TV'nin gelişimini denetlemek amacıyla bir grup oluşturuldu. European Launching Group (ELG) olarak adlandırılan grup, yayıncı ve düzenleyici özel ve resmi Avrupa'da tüm tüketici elektroniği üreten gruplarını da içerecek şekilde genişletildi. Rekabetin engellenmemesi için oluşturulan grubun hareketlerinin kurallarını belirlemek amacıyla, MoU (Memorandum of Understanding) bazında ön çalışması oluşturuldu. ELG üyeleri ile MoU taslak anlaşması Eylül 1993'te imzalandı. Daha sonra ELG grubunun ismi Sayısal Video Yayını Projesi (Digital Video Broadcasting Project) olarak değiştirildi.

DVB projesi üzerine 1993 yılında ilk olarak çalışılmaya başlanılmıştır, ilk olarak sayısal kablolu yayın ve sayısal yersel yayın teknolojilerine yönelik toplu bir ön standartlaşma getirmek hedeflenmiştir. Standartlaşma çalışmaları belli bir olgunluğa geldikten sonra ise üzerinde öncelikli olarak durulan, program kanalı ve ulaştırma kanalı arasında birebir uygunluğa sahip olacak şekilde sistemlerin ses, görüntü ya da çoklu ortam özelliklerini beraber bir arada tutan özellikte olmasıydı. Bu şekilde sistemin açık kaynak, SDTV (Standart Definition TV), EDTV (Enhanced Definition TV), HDTV (High Definition TV) gibi geliştirilmesi planlanan yeni teknolojilere hazır olunacaktır. DVB projesinin gelişiminde çalışmanın fiziksel kaynaklar, hata düzeltme ve her bir ulaştırma ortamının iletilmesi konularında ETSI (European Telecommunications Standards Institute) standartlarında sonuç vermesi beklenmektedir.

Üretici ve kullanıcılar açısından farklı ulaştırma platformları arasında maliyeti düşürmek için genelleştirme olması gerekir. DVB projesi herhangi bir teknolojiyi yeniden düzenlemek yerine var

olan standartları değiştirmeden olduğu gibi kullanacaktır ya da kullandığı teknolojinin standartlarını oluşturacaktır.

DVB projesinde IEC/ISO JTC MPEG standartları kullanılmıştır. Bu standartlar üzerinde geliştirme devam etmektedir. MPEG 2 taşıma akışıyla sistemin veri iletimi sağlanır. DVB raporu JTC MPEG içinde geliştirilen sistemler içinde öncülük etmektedir. Her bir DVB standartını ticari modellerle bir araya getirilerek çalışmaların uygulamaya geçirilmeye başlanması hedeflenmektedir.

DVB projesi genel derleyici ve genel derleyicinin yönlendirme kurulu yönetiminde dört ana modülden organize edilmiştir. Genel derleyici DVB projesi organizasyonunda en önemli, ilk baştaki birimdir. Diğer üyeler burada temsil edilmektedir. Genel derleyici kurumu yönlendirme kurulunun üyelerini seçer, DVB özelliklerini onaylar ve standartlaşma için onları uluslararası standart kuruluşlarına gönderilir.

DVB projesi temelde dört ana modüle ayrılmıştır. Ticari ve teknik modül DVB özelliklerini geliştirmedeki sorumluluğu yüklenir. Organizasyon yapısında bulunan tüm çalışma gruplarındaki uzmanlar ile DVB projesinin kalbini oluştururlar. DVB projesinin gelişimine tüm dünyada bu konuda çalışan uzmanlar katkıda bulunur. Araştırmalara Hareketli Resim Kurumu (MPA – Moving Picture Association), Kore Elektronik ve Telekomünikasyon Araştırmaları Enstitüsü, Avrupa Yayın Birliği (EBU - European Broadcasting Union) ve CableLabs gibi birkaç kuruluş gözlemci olarak atanmıştır.

DVB üzerine çalışmalara başlanıldığında HDTV önem taşıırken, daha sonra çalışmaların ilerlemesiyle beraber önemini azalmıştır. Yersel standartlarda geniş bir parametre seçeneğine sahip hareketli alıcı için uygun olan işlemsel modlar seçebilmek mümkündür. Sonuç olarak, hareketli yayın alışı bazı ülkelerde geliştirilmesine rağmen DVB sisteminin orjinal kullanıcı gerekliliklerinin bir parçası değildir. Bu arada yersel yayın için DVB sistem özellikleri çok yüksek veri hızlarına kadar karasal hareketli yayın alışı yeterliliğini göstermiştir.

Zaman içerisinde veri ierikisi DVB'nin amaçları ile ilgili olarak anahtar kavram haline gelmiştir. Bir veri ierikisi birim zamanda en fazla veri miktarının neredeyse hatasız iletilmesi durumunda tanımlanır. Veri paketlenip çeşitli DVB standartlarına göre eş zamanlama bilgisi gibi yardımcı bilgiler eklenebildiği sürece ne tür bir veri olduğunun bir önemi yoktur. Bu anlamda DVB'nin temel

avantajları şu şekilde özetlenir: DVB bir yayın kanalı veya bir veri içerikçisi üzerinden iletilebilecek çok sayıda TV programının çoğullanmasını mümkün kılar. Ödemeli hizmetlerle bağlantılı kullanımlar için bu hizmetlere izinsiz erişimi imkansız değilse bile çok zor bir hale getiren çok güvenli kodlama yöntemleri vardır. DVB iki yönlü interaktif iletişimi destekleyerek, çoklu ortam ev platformu (Multimedia Home Platform-MHP) yazılımı sayesinde zengin içerikli yayın ile ev alıcılarından internet erişimini mümkün kılacaktır. DVB radyo programlarının yayınlanmasını olanaklı kılar.

3.2 DVB'nin Özellikleri

DVB projesinin temelini OFDM oluşturmaktadır. OFDM'in avantajlarını kullanarak sayısal yayıncılıkta yeni bir başlangıç olarak kabul edilebilir. DVB-T frekansın etkin olarak kullanılmasına imkan sağlar. Bu nedenle, verinin iletimi sağlanırken, internet üzerindeki iletimi gibi TV üzerinden rahatlıkla iletilebilmektedir.

Yüksek kapasiteye sahiptir. Yüksek veri hızına sahiptir. (SDTV, EDTV ve HDTV gibi) Çizelge 3.1'de telefon, CD, DVD, MPEG2 SDTV, MPEG2 EDTV, MPEG2 HDTV'nin veri hızları görülmektedir.

Çizelge 3.1 Veri Hızları

Kalite	Veri Hızı
Telefon	64 Kbps
CD	1.4 Mbps
DVD	3.5 – 6 Mbps
MPEG-2- SDTV	5 Mbps
MPEG-2 EDTV	10 Mbps
MPEG-2 HDTV	20-30 Mbps

DVB'de çoğunlukla kullanılan QAM ve QPSK olmak üzere iki modülasyon tekniği vardır. DVB-T adreslerinin OFDM modemlere ihtiyacı vardır. 16 QAM ve 64 QAM, DVB-T iletim sağlanırken tepe hızı 31.67 Mbit/s'dir. DVB-T ile telekomünikasyon ağları (3G ve WiMax) birleşmektedir. Bölüm 5'te DVB tabanlı OFDM sisteminde kullanılan modülasyon teknikleri incelenecektir.

Sayısal televizyon, karasal yayın ağlarıyla yüksek kalitede HDTV görüntü imkanı sağlayabilmekte, dar bantlı kanallar kullanımıyla programların SDTV (standart tanımlanan televizyon, standard-definition television) olarak vermektedir. Böylece iletim kanallarıyla programların sayısı artırabilecek ve DVB, düşük maliyetle cep TV alıcılarının yayımını sağlayabilecektir. Cihazında

içerisine monte alıcı antenleri veya küçük rod antenleriyle çok sayıda televizyon programlarının sabit olarak görüntüsünü sağlanabilecektir. Televizyon alıcıları taşıtlarda DVB'yle yüksek kaliteli yayımlara uygun olabilecektir. DVB, taşıtların hareketi sırasında zorlu radyo kanallarında da ve yüksek hızda, sabit alıcı özelliği gösterebilmektedir.

DVB'ye, video kullanımı için H264/AVC, ses için ise yüksek derecede verimli MPEG-4 seçimli olarak desteklenmesi eklenmiştir. MPEG 2 iletimi geleneksel yayım ağı çözümüdür. Ama DVB servisleri, bazı durumlarda IP ağları üzerinden de iletim sağlayabilmektedir (Reimers,2005). RTP protokolunun kullanılması temeline dayanır. İletim protokolu, sistem katmanı için aynı zamanda iletim uygulamalarında kullanılır. H264 video kodlama için ve MPEG 4 yüksek verimli olarak ses iletiminde kullanılır.

3.3 DVB Uygulamasında OFDM Sistem Tasarımı

3.3.1 Bant Genişliği

Kullanılan bant genişliği sistem performansı ile doğrudan ilişkilidir. OFDM temellerinden birini oluşturan alt taşıyıcılara ayırmayı gerçekleştirebilecek, kanallar arasında frekans seçici ortamda işaretin kaybolmasını önleyecek şekilde minimum bant genişliği seçilmiştir.

3.3.2 Taşıyıcı Sayısı

Taşıyıcı sayısının fazla seçilmesi sembol periyodu sayısını artırılmasına gereksinim duymaktadır. Sistemde FFT kullanıldığı bilinmektedir. Taşıyıcı sayısının artması durumunda sistemde FFT kullanılacağından karmaşıklık seviyesi artacaktır.

3.3.3 Modülasyon

OFDM'de çok farklı modülasyon teknikleri kullanılabilir. Herbir taşıyıcıda seçilen modülasyon tekniği Bit Hata Oranı (BER) gereksinime göre seçilmektedir. DVB-T sisteminde kullanılan modülasyon tekniği 16, 64, 256 QAM ile birlikte QPSK'dir.

DVB için değişik parametreler için kullanılan semboller şu şekilde listelenmiştir:

l : OFDM sembol sayısı

m : İletim çerçevesi sayısı

T_u : Taşıyıcı aralığının tersi koruma aralığı süresi

f_c : RF işaretinin merkez frekansı

k' : Merkez frekansıyla ilgili taşıyıcı indisi

Çizelge 3.2 2k modu OFDM parametreleri sayısal değerleri (ETSI,ETS744, 2001)

Parametre	2k modu			
Temel periyot T	7/64 μ s			
Taşıyıcı sayısı K	1705			
Taşıyıcı sayı değeri K_{min}	0			
Taşıyıcı sayı değeri K_{max}	1704			
Süre T_U	224 μ s			
Taşıyıcı aralığı $1/T_U$	4464 Hz			
K_{min} ve K_{max} $(K-1)/T_U$ taşıyıcıları arasındaki aralık	7.61 MHz			
İzin verilen koruma aralığı Δ/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32
Sembol süresinin T_U kısmı	2048xT 224 μ s			
Koruma aralığı Δ süresi	512xT 56 μ s	256xT 28 μ s	128xT 14 μ s	56xT 7 μ s
Sembol süresi $T_s = \Delta + T_U$	2560xT 280 μ s	2304xT 252 μ s	2176xT 238 μ s	2112xT 231 μ s

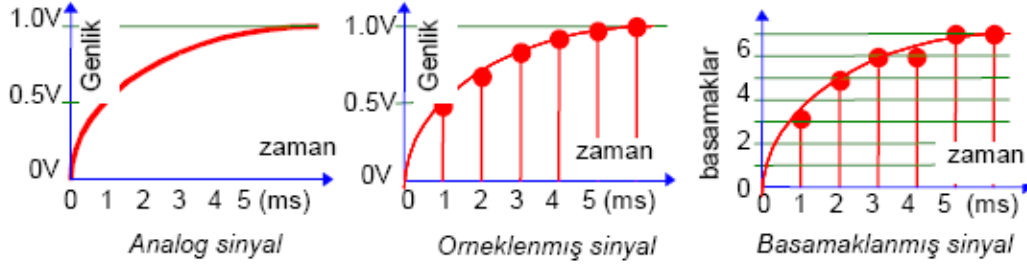
3.4 Analog İşaretlerin Sayısallaştırılması

Analog işaretlerin sayısala dönüştürülmesi, örnekleme, basamaklama ve kodlama olmak üzere üç aşamada yapılır.



Şekil 3.1 Analog/Sayısal Dönüştürücünün İç Yapısı

Analog işaretler zaman ve genlik olarak sürekli işaretlerdir. Bunları sayısallaştırabilmek için önce belli aralıklarda örnekler alınması gerekir.



Şekil 3.2 Analog işaretin sayısalaya dönüştürülmesi

Alınan örneklerin genliklerinin sayısalaya çevrilebilmesi için kullanılacak seviye sayısının sınırlı olması gerekir. Bu sayı, her bir örnek için kullanılacak kod uzunluğu ya da bit sayısı tarafından belirlenir. Seviye veya basamak sayısının artması alıcı tarafta sayısal/analog dönüştürücü çıkışında elde edilecek işaretin kalitesini belirler.

Video işaretinin sayısal olarak işlenmesi için önce resim çerçevesi herbiri 16x16 benek (piksel) büyüklüğünde ve "Makroblok" adı verilen parçalara bölünür. Her makroblok önce kendi içinde kodlanır. Bu kodlama işlemine her noktanın aydınlık ve renk bilgileri sayısallaştırılarak başlanır.

Standart televizyon görüntülerinin sayısallaştırılmasında 13.5 MHz örnekleme hızı ve örnek başına 8 bit (256 gri seviyesi) kullanılır. Bir satırda 720 örnek alınır. Değişik standartlarda değişik örnekleme biçimleri kullanılmaktadır. Bunlar

1. 4:4:4 (4 Y, 4C_r, 4C_b; renk ve aydınlık aynı şekilde örneklenir)
2. 4:2:2 (4 Y, 2C_r, 2C_b; sadece yatay doğrultuda seyreklenme yapılır)
3. 4:2:0 (4 Y, 1C_r, 1C_b; her iki doğrultuda seyreklenme yapılır)

burada

$$Y = 0,299R + 0,587G + 0,114B \text{ aydınlık işareti}$$

$$C_b = 0,564 (B - Y) \text{ mavi renk fark işareti}$$

$$C_r = 0,713 (R - Y) \text{ kırmızı renk fark işaretidir.}$$



Şekil 3.3 Aydınlık ve renk işareti örnekleme çeşitleri

Standart PAL kalitesinde bir görüntü için 13MHz civarında örnekleme hızları ve renkli resim için örnek başına 24 bit'lik kodlama gerekir. Bu durumda PCM olarak kodlanan bir görüntünün iletilmesi için gerekli veri hızı $13 \times 24 = 312 \text{ Mb/s}$ olacaktır.

Görüldüğü gibi standart bir resim için bile veri hızı saniyede 300MB (300 milyon bit)'in üzerine çıkmaktadır. Yüksek ayırcılı televizyon sistemlerinde (HDTV) ise veri hızı 1GB/s'den fazla olacaktır. Bu kadar yüksek bir veri hızında TV işaretlerinin iletilmesi ve saklanması pratik olarak uygulanabilir değildir. Bu durumda yapılacak tek iş sayısallaştırılmış işaretin özel tekniklerle sıkıştırılarak veri hızının makul seviyelere çekilmesidir. Standart TV için 3-8MB/s , HDTV için 18-20MB/s gibi makul hızlara inebilmek için 100:1, 50:1 gibi oranlarda bir sıkıştırmaya gerek vardır. Görüntü sıkıştırma yöntemleri üç ana esasa dayanır: Görüntüdeki uzaysal ilişkilerden yararlanılarak gereksiz bilgilerin atılması, görüntüdeki zamansal ilişkilerden yararlanılarak gereksiz tekrarların atılması, insan gözünün ayırt edemeyeceği detayların atılmasıdır.

Sabit resimlerde uzaysal benzerlikler, hareketli resimlerde ise hem uzaysal hemde zaman içindeki benzerlikler kullanılarak büyük sıkıştırmalar yapılabilir. Sıkıştırmada insan gözünün fizyolojik özellikleri de kullanılır. Gözün renk işareti için ayırcılığı aydınlık işarete oranla daha azdır. İnsan gözü görüntüdeki ince detaylara veya yüksek uzaysal frekanslı enerjilerdeki seviye değişikliklerine daha az duyarlıdır. Buna bağlı olarak resimdeki ince ayrıntılar daha az sayıda bitle kodlanabilir. Bütün bu özellikler kullanılarak yapılan kodlamalarla 100:1 gibi çok yüksek sıkıştırma oranlarında bile orijinal görüntüye çok yakın görüntüler elde edilebilmektedir.

Sayısal görüntü sıkıştırmada kullanılan değişik standartlar kullanılmaktadır. JPEG; hareketsiz resimleri sıkıştırmak için kullanılır. CCIR-601 Formatu (D1 Formatı) 1982'de kabul edilen ilk standarttır. Sadece çok düşük ayırcılığın gerektiği videofon, telekonferans, izleme sistemleri gibi yerlerde kullanılır. MPEG1, düşük ayırcılığın uygulamlarında kullanılmaktadır. En yüksek veri hızı 1.8 MB/s ile sınırlıdır. MPEG-2, yüksek kaliteli görüntü verilebilen bir standarttır. Veri hızı 2-20MB/s arası değişebilir. TV yayınlarında bu sıkıştırma standardı kullanılmaktadır.

Çizelge 3.3 MPEG 2 Standardının Profilleri

Profil	Algoritmalar	Örnekleme
Yüksek Profil (High Profile)	SNR ve Uzamsal ölçeklemeli 3 katman	4:2:2
Uzamsal Ölçekleme (Spatially Scaleable Profile)	SNR ve Uzamsal ölçeklemeli 2 katman	4:0:0
SNR Ölçek	SNR ölçeklemeli 2 katman	4:2:0
Ana Profil (Main Profile)	Ölçeklemesiz, geçmeli tarama, B-tipi çerçeve öngörü modu	4:2:0
Basit Profil (Simple Profile)	B-tipi çerçeve öngörü modu dışında ana profil'le aynı	4:2:0

Çizelge 3.3'de MPEG2 standardının profilleri bulunmaktadır. MPEG-2 standardının 5 değişik profili ve her profilin ana ve düşük olmak üzere iki seviyesi bulunmaktadır. Normal TV yayınlarında "Ana Profil/Ana Seviye", HDTV yayınlarında ise "Yüksek Profil/Ana Seviye" kullanılır.

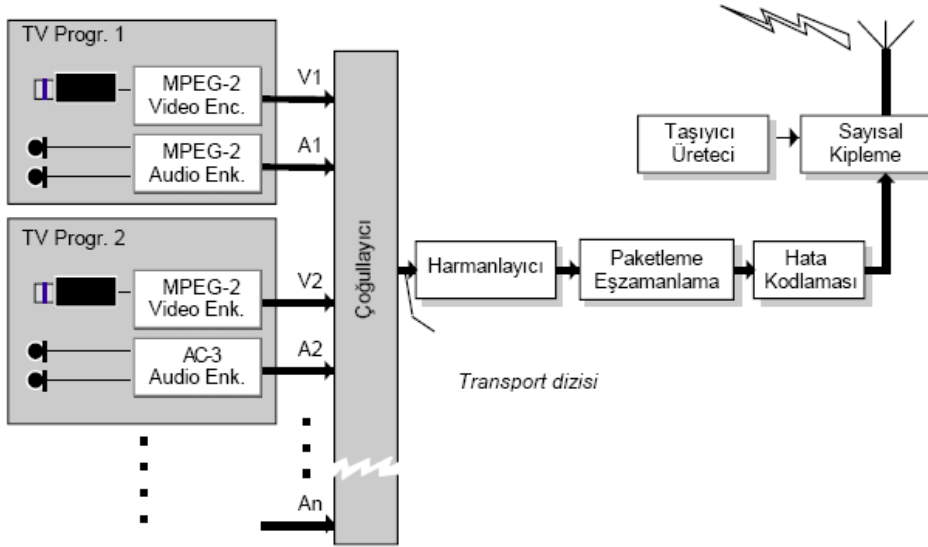
Bu iş için sayısal TV yayını için aşağıdaki kipler standart olarak kabul edilmiştir.

DVB-T: Karasal yayınlar için **COFDM** (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex: Kodlu Dikgen Frekans Bölümlemeli Çoğullama)

DVB-S: Uydu yayınları için **QPSK** (Quadrature Phase Shift Keying: Dikgen Faz Ötelemeli Anahtarlama)

DVB-C: Kablo yayınları için **QAM** (Quadrature Amplitude Modulation: Dikgen Genlik Kiplemesi) ABD'de yerel yayınlar için COFDM yerine tek yan bant kısmen bastırılmış bir genlik kiplemesinin (bugün analog yayınlar için kullanılan kipleme) sayısala uyarlanmış şekli olan sekiz seviyeli VSB (Vestigial Side Band: Kuyruklu Yan Bant) kiplemesi tercih edilmiştir. Amerikan standardında VSB kiplemesi trellis kodlaması ve Reed-Solomon tipi hata kodlaması ile birlikte kullanılmaktadır.

Bütün standartlarda görüntü sıkıştırma yöntemi olarak MPEG-2 kullanılmaktadır. Avrupa'daki sayısal TV yayınlarında DVB standartının (ISO/IEC 1318, ITU-R601) üç değişik kipleme biçimi kullanılmaktadır.



Şekil 3.4 Sayısal TV işaretlerinin paketlenerek yayınlanması

Sayısal TV işaretlerinin yayınlanması için sayısal ses ve görüntüye ait verilerin önce paketler haline getirilmesi, sonra bu paketlerin harmanlanarak birleştirilmesi (zaman çoğullaması) ve tek bir bit-dizisi haline getirilmesi gerekir. Bu dizi kullanılacak yayın standartına uygun bir şekilde kiplenerek yayına verilir.

MPEG görüntü ve ses kodlayıcısından ayrı ayrı gelen paketler ardarda eklenerek transport katmanı oluşturulur. Ses ve görüntü paketlerinin sayıları ve uzunlukları eşit değildir. Hangi paketin hangi bilgiyi taşıdığı başındaki “Paket Başlığı” kısmına bakılarak anlaşılır.

Çoğu zaman sayısal TV yayın şirketleri birden fazla TV yayını aynı “yayın paketi” içinde gönderirler. Bu durumda sadece bir takım ses ve görüntü işaretleri değil, birden fazla stüdyodan gelen işaretlerin birleştirilmesi gerekir.

İletilen paketlerinde ses ve görüntü bilgileri dışında diğer yardımcı bilgileri (program bilgileri, alt yazılar v.s.) de iletmek gerekir. Ayrıca bu sayısal bilgileri iletim sırasında meydana gelebilecek bozulmalardan korumak için “Hata Bulma ve Düzeltme Kodlaması” gerekir. Hata düzeltmesi, her paket için belli sayıda bit eklenerek sağlanır. Eklenen bit sayısı ne kadar çok olursa o orandaki bozulmuş veri bitleri düzeltilebilir.

Bugün dijital televizyon yayın sistemleri ve dijital televizyon alıcıları artık olgunluk çağına ulaşmıştır. Bu iş için gerekli tümdevreler, tünler devreleri ve diğer elemanlar çeşitli firmalar

tarafından üretilmekte ve kolayca bulunabilmektedir. Tüner + Tek tümdevre + hafıza ve birkaç yardımcı devre ile bir alıcı yapılabilir. Gerekli yazılımlar imalatçı şirketler tarafından yazılabileceği gibi hazır olarak da satın alınabilmektedir. Devrelerin kalitesini ve işlevlerini artırmak ve maliyeti düşürmek için yapılabilecek pek çok iyileştirmeler bulunmaktadır.

3.5 Sayısal Video Yayının Bugünkü Durumu

Dijital sistemlerin çok hızlı bir şekilde gelişmesi ister istemez televizyon sistemlerini de etkilemiş ve dijital televizyona doğru hızlı bir geçiş başlamıştır. Elektronik sistemlerde genel olarak giriş ve çıkış işaretleri “analog” yapıdadır. Bunların sayısal olarak işlenebilmesi ve iletilebilmesi için “Analog/Sayısal Dönüştürücü” ve “Sayısal/Analog Dönüştürücü” kullanılır.

Başlangıçta elektronik devrelerin hemen hemen tamamı “analog” olarak gerçekleştiriliyordu. Fakat zaman içinde “sayısal” devreler çoğalmaya ve analog devrelerin yerini almaya başladı. Bu gün bütün elektronik sistemler sayısallaşmaya başlamıştır. Çünkü sayısal elektronik devreler daha güvenilirdir. Devreler ve sistemler aynen tekrarlanabilir. İşaret kalitesi değişmez. Bu kalite istenildiği kadar iyi yapılabilir. Çok geniş çapta tümleştirilebilir. Gürültü ve dış etkilerden çok az etkilenir ve daha ucuzdur. Kopyalama ve iletim sırasında bozulmaz. (İlk kopya ile yüzüncü kopyanın kalitesi aynıdır) TV ve bilgisayar sistemleri “Multimedya” adı altında birleşerek tek bir sisteme dönüşmektedir. Dijital işaret işleme teknikleri hızla gelişmektedir. Geniş çaplı tümleşik devreler halinde bütün sistemin tek bir kırımcı olarak imalata uygundur. Artık elektronik devreler ve sistemler yavaş yavaş bütün alanlarda analog devrelerin yerini almaktadır. Sayısal devrelerin kullanılmadığı elektronik sistem yok denilecek kadar azalmıştır. Bugün herkesin kullandığı dijital ses-görüntü sistemleri içinde CD (Compact Disc), DAT (Digital Audio Tape), VCD (Video CD), DVD (Digital Video Disc) sayılabilir. Dijital TV kameraları, fotoğraf makinaları, dijital radyo ve televizyon yayınları ise çok yakında tamamen dijital hale dönüşecek gibi görünmektedir.

3.6 Sayısal Radyo ve Tv Yayınlarının Bu Günkü Durumu

Radyo ve TV yayınları “karasal”, “uydu” ve “kablo” olmak üzere üç kanaldan yapılmaktadır. Sayısal yayınlar da aynı ortamları kullanmakla birlikte bunlara ek olarak “internet” kanalı ile de yayınlanabilmektedir.

Sayısal yayınlar ilk olarak 1994 yılında uydu yayını olarak başladı. Bugün uydu yayınlarının büyük çoğunluğu sayısal olarak yapılmaktadır. Analog uydu yayınları halen devam etmekle beraber bir-iki yıl içinde tamamen sayısal yayına dönüşecektir. Kablo yayınları da halen hem analog hem de

sayısal olarak yapılmaktadır. Karasal yayınlarda analog yayınlar devam etmekle beraber çeşitli ülkelerde analog yayınla birlikte sayısal yayınlar da başlamış bulunmaktadır. İngiltere, Finlandiya, İsveç, İspanya, A.B.D. kullanan ülkelerdendir.

2000 yılında sayısal yayınlara başlamış olanlar Belçika, Danimarka, Almanya, İrlanda, Norveç, Avustralya, Rusya'dır. 2001 yılı içinde, Hırvatistan, Çek Cumhuriyeti, Fransa, Yunanistan, Macaristan, Litvanya, Ukrayna, Kanada ise yayınlara başlamışlardır. Diğer ülkeler de bir-iki yıl içinde sayısal yayınlara başlayacaktır. Analog yayınlar zaman içinde azaltılarak en geç 2012 yılında tamamen kaldırılacaktır.

4. KAYDIRILMIŞ FREKANS ANALİZİ VE KESTİRİMİ

OFDM sistemini etkileyen çok fazla kanal etkisi bulunur. Kanal etkileri arasında gürültü (örnek olarak AWGN), Rician, Rayleigh kanal etkileri, kaydırılmış frekans, faz gürültüsü sıralabilir. Kanal etkisi OFDM sisteminin performansını etkilemektedir.

Tek taşıyıcılı sistemlerle, kaydırılmış frekansa duyarlı OFDM sistemleri karşılaştırdığımızda, kaydırılmış frekanslara duyarlı sistemlerin büyük dezavantajları olduğu görülmektedir. Kaydırılmış frekans, OFDM sisteminde belirsiz taşıyıcı frekans alıcı ve vericilerde yerel osilator frekans farklılıklarıdır. Bu kayma, kaydırılmış frekans olarak da adlandırılır. Kaydırılmış frekans ayrıca kanaldaki Doppler kaymalarından kaynaklanmaktadır. Taşıyıcı frekansında kayma olduğunda, işaret demodülasyonu yapıldığında çok yüksek bit hata oranına neden olur. Bu durum ayrıca sembol senkronizasyon performansının düşmesine neden olur. Bu nedenle kaydırılmış frekans tahmin edip ve azaltmak, elimine etmek önem teşkil etmektedir. Kaydırılmış frekansın etkisiyle alt taşıyıcılar arasında dikgenlik bozulmaktadır ve kaydırılmış frekans ICI'nin temel nedenidir. Çok çeşitli kanal tahmin yöntemleri bulunmaktadır. Bunlar arasında interpolasyon, doğrusal minimum karasel hata (LMSE) ve en yüksek olabilirlik yöntemidir.

4.1. En Yüksek Olabilirlik Yöntemiyle Kaydırılmış Frekans Kestirimi

Kaydırılmış frekansın OFDM sayısal haberleşme sistemlerinin performansına etkisi incelenmiştir (Moose, 1994). Kaydırılmış frekansın en büyük probleme neden olan özelliği çoklu taşıyıcılar arasında girişime neden olmasıdır. Kaydırılmış frekans tahmin yöntemleri farklı çalışmalarda incelenmiştir. 3. Bölümde anlatıldığı gibi OFDM iletim işareti N noktalı karmaşık modülasyon işareti (4.1) ile verilmiştir.

$$X_n = \frac{1}{N} \sum x_k e^{2\pi jnk/N} ; \quad n=0,1,2,3, \dots, N-1 \quad (4.1)$$

$2K+1$ karmaşık sinusoidaller " $2K+1$ " tane karmaşık modülasyon değeri ile modüle edilir. Bağımsız sinusoidaller birbirlerine dikgen ve bağımsızlardır.

(4.2), (4.3), (4.4) denklemlerinde verilen ifadeler 3. Bölümde incelenmiştir.

$$\sum_{n=0}^{N-1} x_{nk} x_{nl}^* = \left(\frac{1}{N}\right) |X_k|^2 \delta_{kl} \quad (4.2)$$

Burada $x_{nk} = \left(\frac{1}{N}\right) X_k e^{2\pi jnk/N}$, dir.

(4.1)'in DFT'si aşağıda (4.3) te verilmiştir.

$$DFT_N \{x_n\} = \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2\pi jnk/N} \right\} \quad (4.3)$$

$$= \{X_0, X_1, \dots, X_k, 0, 0, \dots, 0, 0, X_{-k}, \dots, X_{-2}, X_{-1}\}$$

Bant geçiren kanaldan geçirildikten sonra; işaretin karmaşık zarfı aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$y_n = \left(\frac{1}{N}\right) \left[\sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{2\pi jnk(k+\varepsilon)/N} \right] + \omega_{ni} \quad n=0,1,2,\dots,N-1 \quad (4.4)$$

H_k ' kanaldaki k . taşıyıcının frekansının, transfer fonksiyonudur. Kanalın bağıl kaydırılmış frekansı ε ve AWGN'nin karmaşık zarfı ω_n ile gösterilmiştir.

$$\{X_{N-Ng}, \dots, X_{N-2}, X_{N-1}, X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\} \quad (4.5)$$

Kanaldaki impulse cevabının; koruma aralığı ile değişmediği kabul edilmiştir.

k . elementin DFT fonksiyonu (4.6)'da verilmiştir.

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-2\pi j kn/N} \quad (4.6)$$

Kaydırılmış frekansın, eklendiği görülmektedir.

$$Y_k = (X_k H_k) \left\{ \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi \varepsilon / N)} \right\} e^{j\pi \varepsilon (N-1)/N} + I_k + W_k \quad (4.7)$$

Y_k , üç parçadan oluşmaktadır. İlk kısım; kanalın transfer fonksiyonudur. İkinci terim ICI'dır. Üçüncü terimde AWGN'dir.

Y_k 'nin ikinci terimi olan ICI; kaydırılmış frekans nedeniyle oluşur; (4.8)'inci eşitliğinde bulunuyor.

$$I_k = \sum_{l=-K}^K (X_l H_l) \left\{ \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi(l-k+\varepsilon)/N)} \right\} e^{j\pi \varepsilon (N-1)/N} e^{-j\pi(l-k)/N} \quad (4.8)$$

ICI'nın istatistiksel özelliklerini belirlerken bazı varsayımlar önemlidir.

$$E[X_k] = 0 \text{ 'dır.}$$

$$E[X_k X_l^*] = |X|^2 \delta_{lk}$$

Modülasyon terimleri sıfır ortalamalıdır ve birbirlerinden bağımsızdır.

$$E[|I_k|^2] = |X|^2 \sum_{l=-K}^K E\{|H_l|^2\} \left\{ \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi(l-k+\varepsilon)/N)} \right\}^2 \quad (4.9)$$

Kanalın ortalama kazancı, $E\{|H_l|^2\} = |H|^2$ sabittir. $l-k=p$ 'dir.

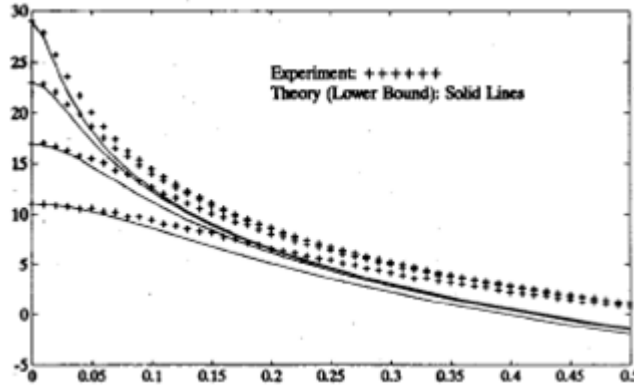
$$E[|I_k|^2] = |X|^2 |H|^2 \{\sin \pi \epsilon\}^2 \sum_{p=-K-k}^{K-k} \frac{1}{\{N \sin(\pi(p + \epsilon)/N)\}^2} \quad (4.10)$$

(4.10) eşitliğinde (kaydırılmış frekans) $\epsilon=0$ ile sınırlandırılmıştır. $2K$ pozitif terimdir. Toplamın aralığı geniş tutulmuştur; p 'nin alabileceği değerler $-2K \leq p \leq 2K$ olarak geniş bir aralık alınmıştır. $2K \leq N-1$; p çift değerdir; $p=N/2$ 'dir. $-N/2 \leq p \leq -1$ ve $1 \leq p \leq N/2$ 'dir. Bundan dolayı (4.11) denklemi elde edilir.

$$\sum_{p=-K-k}^{K-k} 1/(N \sin(\pi p/N))^2 < 2 \sum_{p=1}^{N/2} 1/(N \sin(\pi p/N))^2 \quad (4.11)$$

Bundan dolayı; $|p| \leq N/2$ için; $(\sin \pi p/N)^2 \geq (2p/N)^2$ 'dir.

$$2 \sum_{p=1}^{N/2} 1/(N \sin(\pi p/N))^2 < 2 \sum_{p=1}^{N/2} 1/(2p)^2 < \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{\infty} 1/p^2 = \pi^2/12 = 0.882 \quad (4.12)$$



Şekil 4.1 SNR değeriyle kaydırılmış frekansın ters ilişkisi (Moose, 1994)

Şekil 4.1' de SNR değerinin kaydırılmış frekans ile ters ilişkisi teori ve uygulamalı olarak grafiğe aktarılarak incelenmiştir.

(4.10) numerik olarak 0.5947 değeri ile sınırlandırılabilir. ($\epsilon < 0,5$ için) Bu yüzden;

$$E[|I_k|^2] \leq 0,5947 |X|^2 |H|^2 (\sin \pi \epsilon)^2$$

olur.

Aşağıda; SNR'ın AWGN ve frekans etkisi ile sınır değeri gösterilmiştir.

$$SNR \geq |X|^2 |H|^2 \frac{\left\{ \frac{\sin \pi \epsilon}{\pi \epsilon} \right\}^2}{0,5947 |X|^2 |H|^2 (\sin(\pi \epsilon))^2 + E[|\omega_k|^2]} \quad (4.13)$$

$$\frac{|X|^2 |H|^2}{E[|\omega_k|^2]} = \frac{E_c}{N_0} \quad (4.14)$$

Birbirinden bağımsız taşıyıcılar için ortalama alınan enerjisi E_c 'dir. Bant geçiren iletim kanalının, AWGN' sinin güç spektral yoğunluğu $N_0/2$ ' dir. (4.14) eşitliği (4.13) eşitliğinde yerine yazılarak (4.15) eşitliği elde edilir.

$$SNR \geq \frac{\left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{\sin \pi \epsilon}{\pi \epsilon}\right)^2}{\left(1 + 0.5947(E_c / N_0) (\sin \pi \epsilon)^2\right)} \quad (4.15)$$

$$\frac{1}{E[|I_k|^2]} \geq \frac{1}{0.5947 |X|^2 |H|^2 (\sin \pi \epsilon)^2} \text{ 'dir.}$$

Moose 1994 yılındaki çalışmasında kaydırılmış frekans tahmini için (4.16), (4.17) eşitliklerinden yararlanılmıştır. Eğer OFDM iletim sembolu tekrarlanırsa;

$$r_n = (1/N) \left[\sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{2\pi j n(k+\epsilon)/N} \right] \quad n=0,1,\dots,2N-1 \quad (4.16)$$

N noktalı DFT'nin k. elemanının; birinci N noktası (4.17)'deki gibidir.

$$R_{1k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-2\pi j n k / N} \quad ; \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (4.17)$$

DFT'nin k'inci elemanının ikinci kısmı (4.18)'de verilmiştir.

$$R_{2k} = \sum_{n=N}^{2N-1} r_n e^{-2\pi j n k / N} \quad (4.18)$$

$$r_{n+N} = r_n e^{2\pi j \epsilon} \quad (4.18.1)$$

olduğundan;

$$R_{2k} = \sum_{n=N}^{N-1} r_n e^{2\pi j \epsilon} e^{-2\pi j k / N} \quad (4.19)$$

(4.18.1) eşitliği (4.19)'da yerine yazılırsa (4.20) eşitliği elde edilir.

$$R_{2k} = \sum_{n=N}^{N-1} r_{n+N} e^{-2\pi j k / N} \quad (4.20)$$

(4.19) denkleminde $r_{n+N} = r_n e^{2\pi j \varepsilon}$, 'yi yazılırsa,

$$R_{2k} = \sum_{n=N}^{N-1} r_n e^{-2\pi j \left(\frac{nk}{N} - \varepsilon\right)} \text{ elde edilir.}$$

Bu durumda R_{2k} ile R_{1k} arasındaki ilişkiyi incelemek istenirse,

$$R_{2k} = R_{1k} e^{2\pi j \varepsilon}$$

$Y_{1k} = R_{1k} + \omega_{1k}$ 'dir Y_{1k} ; R_{1k} ve ω_{1k} birleşiminden oluşur.

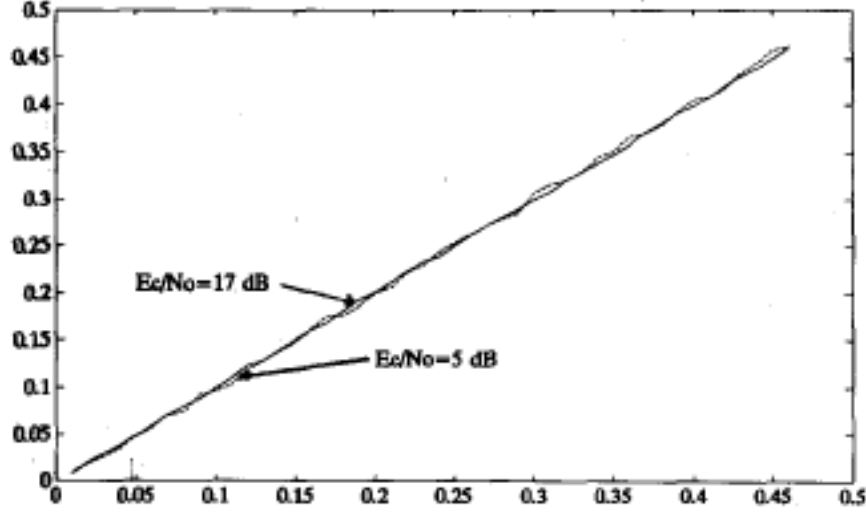
$Y_{2k} = R_{2k} + \omega_{2k}$ 'dir Y_{2k} ; R_{2k} ve ω_{2k} birleşiminden oluşur.

$k=0, 1, 2, \dots, N-1$

Kaydırılmış frekans, en yüksek olabilirlik ile tahmin edilirse; kaydırılmış frekans aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \frac{\sum_{k=-K}^K \text{Im} \left[(R_{1k} e^{2\pi j \varepsilon} + \omega_{2k}) (R_{1k}^* + \omega_{1k}^*) \right]}{\sum_{k=-K}^K \text{Re} \left[(R_{1k} e^{2\pi j \varepsilon} + \omega_{2k}) (R_{1k}^* + \omega_{1k}^*) \right]} \quad (4.21)$$

Şekil 4.2'de (4.21) denkleminle ε 'un tahmini çizdirilmiştir. E_c / N_0 5 ile 17 dB arasında yer almaktadır.



Şekil 4.2 En yüksek olabilirlik ile kaydırılmış frekans tahmini (Moose, 1994)

Tahmin edicinin istatistiksel özellikleri aşağıda verilmiştir. $\hat{\varepsilon}$ 'nın koşullu ortalaması ve varyansı ε ve $\{R_k\}$ ile ifade edilebilir. ε tahmin edilirken $Y_{2k}Y_{1k}^*$ karmaşık değerlerinden faydalanılır.

$$\tan [2\pi(\hat{\varepsilon} - \varepsilon)] = \frac{\sum_{k=-K}^K \text{Im} [Y_{2k} Y_{1k}^* e^{-2\pi j\varepsilon}]}{\sum_{k=-K}^K \text{Re} [Y_{2k} Y_{1k}^* e^{-2\pi j\varepsilon}]} \quad (4.22)$$

$|\hat{\varepsilon} - \varepsilon| \ll 1/2\pi$ için; tanjantı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$(\hat{\varepsilon} - \varepsilon) \approx \left(\frac{1}{2\pi} \right) \frac{\sum_{k=-K}^K \text{Im} [(R_{2k} + \omega_{2k}) e^{-2\pi j\varepsilon} (R_{1k}^* + \omega_{1k}^*)]}{\sum_{k=-K}^K \text{Re} [(R_{2k} + \omega_{2k}) e^{-2\pi j\varepsilon} (R_{1k}^* + \omega_{1k}^*)]} \quad (4.23.1)$$

$$(\hat{\varepsilon} - \varepsilon) \approx \left(\frac{1}{2\pi} \right) \frac{\sum_{k=-K}^K \text{Im} [(R_{2k} e^{-2\pi j\varepsilon} + \omega_{2k} e^{-2\pi j\varepsilon})(R_{1k}^* + \omega_{1k}^*)]}{\sum_{k=-K}^K \text{Re} [(R_{2k} e^{-2\pi j\varepsilon} + \omega_{2k} e^{-2\pi j\varepsilon}) e^{-2\pi j\varepsilon} (R_{1k}^* + \omega_{1k}^*)]} \quad (4.23.2)$$

$R_{2k} = R_{1k} e^{-2\pi j\varepsilon}$ eşitliğinden yararlanarak; R_{2k} yerine $R_{1k} e^{2\pi j\varepsilon}$ yazılır.

$$(\hat{\varepsilon} - \varepsilon) \approx \left(\frac{1}{2\pi} \right) \frac{\sum_{k=-K}^K \text{Im} \left[(R_{1k} e^{2\pi j\varepsilon} e^{-2\pi j\varepsilon} + \omega_{2k} e^{-2\pi j\varepsilon})(R_{1k}^* + \omega_{1k}^*) \right]}{\sum_{k=-K}^K \text{Re} \left[(R_{1k} e^{2\pi j\varepsilon} e^{-2\pi j\varepsilon} + \omega_{2k} e^{-2\pi j\varepsilon})(R_{1k}^* + \omega_{1k}^*) \right]} \quad (4.23.3)$$

$$(\hat{\varepsilon} - \varepsilon) \approx \left(\frac{1}{2\pi} \right) \frac{\sum_{k=-K}^K \text{Im} \left[(R_{1k} + \omega_{2k} e^{-2\pi j\varepsilon})(R_{1k}^* + \omega_{1k}^*) \right]}{\sum_{k=-K}^K \text{Re} \left[(R_{1k} + \omega_{2k} e^{-2\pi j\varepsilon})(R_{1k}^* + \omega_{1k}^*) \right]} \quad (4.23.4)$$

$$(\hat{\varepsilon} - \varepsilon) \approx \left(\frac{1}{2\pi} \right) \frac{\sum_{k=-K}^K \text{Im} \left[(\omega_{2k} R_{1k}^* e^{-2\pi j\varepsilon}) + (R_{1k} \omega_{1k}^*) \right]}{\sum_{k=-K}^K |R_{1k}|^2} \quad (4.24)$$

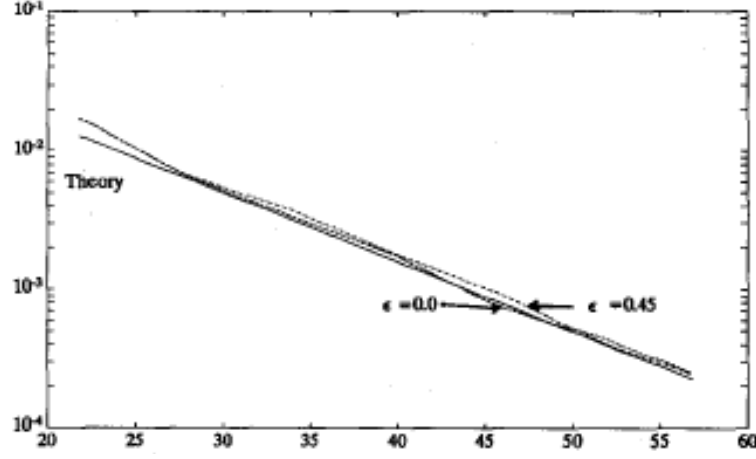
$$E[\hat{\varepsilon} - \varepsilon | \varepsilon, \{R_k\}] = 0 \quad (4.25)$$

Tahmin edicinin varyansı (5.24) eşitlikten faydalanarak rahatlıkla ifade edilebilir.

$$\text{Var} [\hat{\varepsilon} | \varepsilon, \{R_k\}] = 1 / \left\{ (2\pi)^2 (E_s / N_0) \right\} \quad (4.26)$$

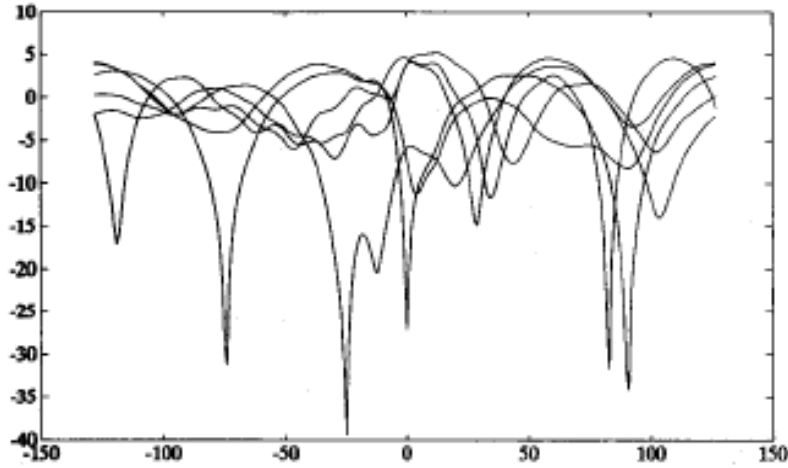
$$E_s = (T / N) \sum_{n=0}^{N-1} |r_n|^2$$

Şekil 4.3’de kaydırılmış frekans tahmininde hatanın standart sapma grafiği çizdirilmiştir. (4.23) denklem yararlanılarak 100 defa kaydırılmış frekans tahmin edilmiştir, oluşan sonuçların standart sapması çizdirilmiştir. $\varepsilon=0$ ve 0.45 değerleri için çizdirilmiştir. E_s : Toplam sembol enerjisidir. Toplam enerji, “ $2K+1$ ” taşıyıcılarının enerjilerinin toplamından oluşuyorsa, hatanın varyansı, kaydırılmış frekans tahmin edicisinin pratik olarak bulunması çok düşük olasılıktadır. Şekil 4.3 için $E_s/N_0 \rightarrow 2K+1=193$ taşıyıcı kullanılmıştır.

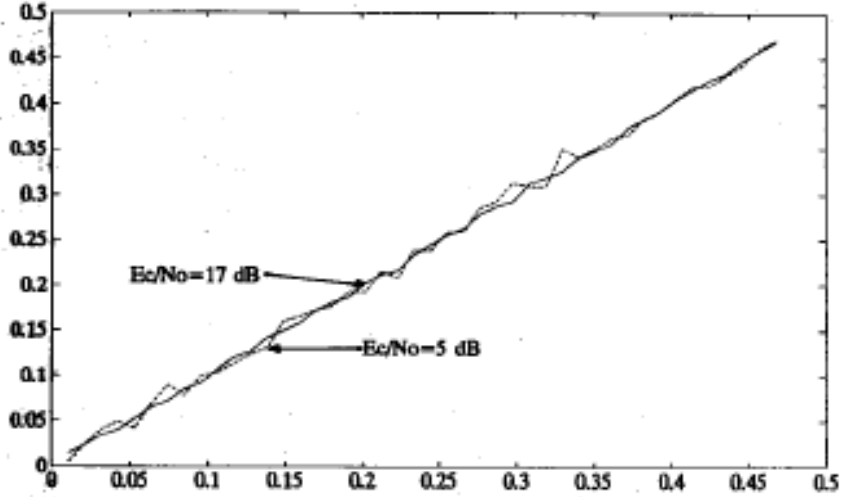


Şekil 4.3 MLE kaydırılmış frekans tahminin hata standart sapması E_{s/N_0} (Moose, 1994)

Teorik standart sapma (4.25) eşitliğiyle karşılaştırılmıştır. (4.21) eşitliği ϵ kaydırılmış frekans çok doğru tahmin edicisi bulunmaktadır. Çok yollu kanalda kaydırılmış frekans tahmini de incelenmiştir. (4.25) ve (4.26) eşitliklerinden görüleceği gibi kaydırılmış frekansın tahminin ortalama ve varyansı, frekans katsayılarından bağımsızdır. Şekil 4.4’de beş çok yollu kanalın, altı genlik cevabı çizdirilmiştir. Variş zamanı düzgün dağılmıştır. Çok yollu kanalda, kanallar eşit ağırlıklıdır, görülebileceği gibi tahmin edici çok yollu kanallarda da etkilenmemiş, aynı başarıyı göstermiştir. Çok yollu kanallarda kaydırılmış frekans tahmin grafiği de Şekil 4.5’de gösterilmiştir.



Şekil 4.4 Çok Yollu İletim Kanalı (Moose, 1994)



Şekil 4.5 Kaydırılmış Frekanslı Çok Yollu Kanalı; MLE kaydırılmış frekans tahmini (Moose, 1994)

4.2. Bağlı Kaydırılmış Frekans Bozulmuş Frekans Fonksiyonu ile OFDM Sisteminin Performans Analizi

MPSK ve MQAM modülasyonlu OFDM işaretlerinin AWGN gürültüsü eklenmiş haliyle bit hata oranına etkisi incelenmiştir (Pollet, 1995). Taşıyıcı kaydırılmış frekans ve taşıyıcı faz gürültüsünün olmasından dolayı bit hata oranında bozulma gözlenmiştir. Pollet (1995), kaydırılmış frekans ve taşıyıcı faz gürültüsü analitik olarak yaratmıştır. N dikgen sinusoidalden oluşan OFDM işareti “1/T” boşluklarla bulunduğu belirtilmiştir.

$$s(t) = \left(\sum_{m=0}^{N-1} a_m e^{j 2\pi \frac{m}{T} t} \right) e^{j\theta(t)}$$

Verici sembolü a_m ; m/T frekansındaki T periyodu süresinde modülasyona uğrar. Toplam sembol hızı R , N/T ’ye eşittir. $\theta(t)$: alıcı ve vericideki taşıyıcılar arasındaki kaydırılmış frekansı göstermektedir. $\theta(t)$ deterministik olarak ifade edilebilir.

$$\theta(t) = 2\pi\Delta Ft + \theta_0 \text{ 'dır.}$$

$\theta(t)$; wiener süreci olarak ifade edilebilir. $\theta(t)$ için aşağıdaki ifadeler çıkarılmıştır.

$$E[\theta(t)] = 0 \text{ ve } E[\theta(t + t_0) - \theta(t_0)]^2 = 4\pi\beta$$

Sembol periyodunda; işaret FFT çıkışında aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$r_k = a_k I_0 + \sum_{m=0}^{N-1} a_m I_{k-m} + N_k \quad (4.27)$$

I_n aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$I_n = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-j2\pi \frac{m}{T}t} e^{j\theta(t)} d(t)$$

Alıcıdaki faydalı işarete, faz gürültüsü ve/veya kaydırılmış frekans bulunmaktadır. Yararlı işaret olan $a(k)$ indirgenmesine neden olur. Alıcı işaret saat yönünde döner, r_k işareti ψ açısı eklendiğinde, $arg(I_0)$ tahmin değeridir. Alıcı işareti iyi şekilde ifade tahmin etmek için; aşağıdaki ifadeden yararlanılmıştır.

$$\vartheta_k = r_k e^{-j\psi} = a_k |I_0| + \left(\sum_{m=0}^{N-1} a_m I_{k-m} + N_k \right) e^{-j\psi}$$

SNR, girişin karar değerine göre belirleyebiliriz. SNR'ı E_0 , V_0 , E_s , N_0 değerlerinin oranı ile ifade edilebilir.

$$SNR = \frac{E_0^2}{\frac{N_0}{E_s} + V_0} \quad (4.28)$$

E_0^2 ; v_k yararlı komponentin gücüdür. “ N_0/E_s ” termal gürültünün varyansıdır. V_0 'da diğer gürültü terimlerinin varyasına eşittir.

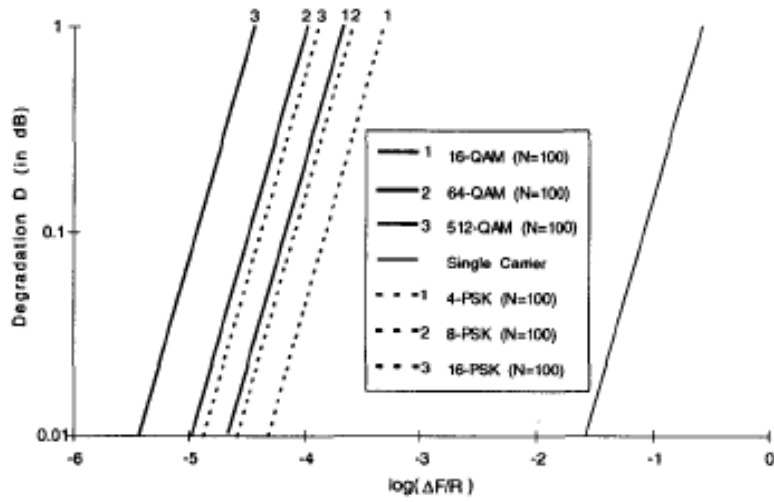
$$V_0 = E \left[|\delta|^2 \right] + \sum_{m=0}^{N-1} E \left[|I_{k-m}|^2 \right] \quad (4.29)$$

Bozulma (degradation) aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

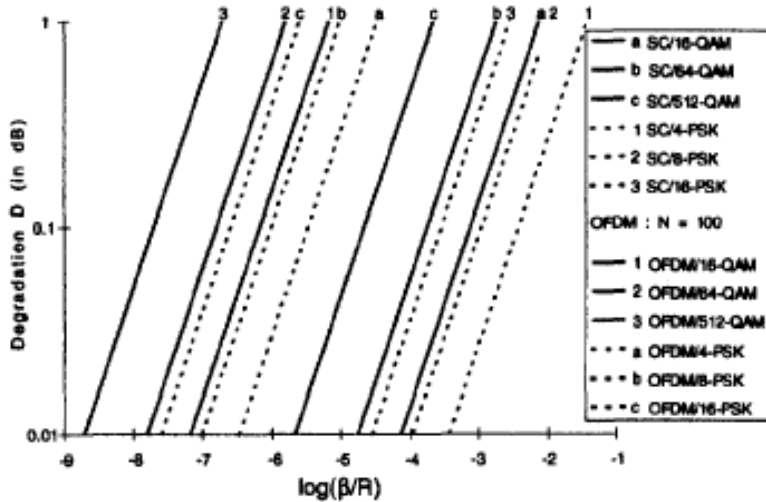
$$\begin{aligned} D &= -10 \log \left(\frac{E_0^2}{1 + V_0 \frac{E_s}{N_0}} \right) \\ &= -10 \log E_0^2 + 10 \log \left(1 + V_0 \frac{E_s}{N_0} \right) \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$D \approx \frac{10}{\ln 10} \left(\left(1 - E_0^2\right) + V_0 \frac{E_s}{N_0} \right) \quad (4.31)$$

16 QAM, 64 QAM, 512 QAM, tek taşıyıcılı sistem, 4 PSK, 8 PSK ve 16 PSK modülasyonu için bozulum fonksiyonuyla $\log(\Delta F/R)$ olan ilişkisi incelenmiştir. $\Delta F/R$ ve β/R denklemleri kullanılarak çizilmiştir. OFDM işareti aşağıdaki grafiklerden de görülebileceği gibi kaydırılmış frekanslara ve faz gürültüsüne tek taşıyıcılı sistemlere göre daha duyarlıdır. Aşağıdaki grafikten görülebileceği gibi, kaydırılmış frekansın duyarlılık sırası 512 QAM, 64 QAM, 16 PSK, 16 QAM, 8 PSK, 4 PSK modülasyonlarıdır.



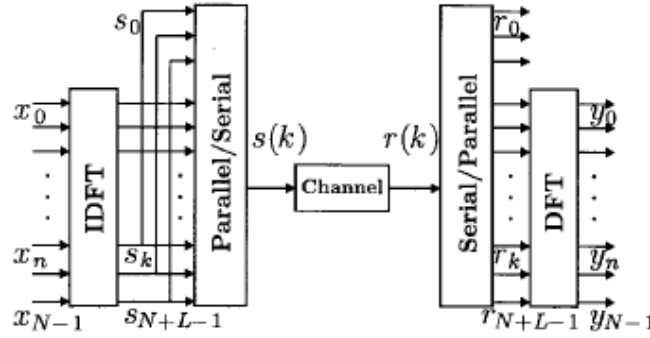
Şekil 4.6 Bağlı kaydırılmış frekans bozulum fonksiyonu (Pollet, 1995)



Şekil 4.7 Osilator spektrum bozulum fonksiyonu (Pollet, 1995)

4.3. En Yüksek Olabilirlik Döngüsel Önek Yöntemiyle Kaydırılmış Zaman ve Kaydırılmış Frekans Tahmini

OFDM sisteminde kaydırılmış frekans tahmininde en yüksek olabilirlik yöntemi kullanılmıştır (Jan-Jaap van de Beek,1997). Fazlalık bilgi döngüsel öneklerde yer alır. Ek öneke gerek kalmadan tahmin yapılabilir. OFDM alıcı sistem tasarlanırken iki problemle karşılaşmaktadır. Bunlardan birincisi OFDM sembolünün varış zamanı bilinmemektedir. Bu nedenle kaydırılmış zamana karşı çok duyarlıdır. Çok taşıyıcılı sistemler; tek taşıyıcılı sistemlere göre kaydırılmış zaman ve frekansa göre çok duyarlıdır. İkinci problem ise alıcı vericideki osilatördeki eşleştirme problemidir. İşaretin demodülasyonundaki taşıyıcı frekanslarındaki kaydırma yüksek bit hata oranına neden olur. Sembol senkronizasyon performansının düşmesine neden olur. Sembol kaydırılmış zaman ve frekans tahmini yapabilmek için alıcıda pilot sembolleri eklenebilir veya ortalama log olabilirlik fonksiyonun maksimum edilmesi ile sağlanabilir (Jan-Jaap van de Beek,1997). Geliştirilen yeni algoritmada döngüsel önek OFDM sembollerine eklenmektedir. Bu durumda pilotlara ihtiyaç azalmaktadır.



Şekil 4.8 OFDM sistemi (Jan-Jaap van de Beek,1997)

Kanalın yayıcı olduğu kabul edilmiştir. $S(k)$ iletilen işaret sadece AWGN etkilenmektedir. Tahmin edicinin performansı gözlenirken AWGN kanalı ve yayıcı kanalda performansı karşılaştırılmıştır.

Eğer kaydırılmış frekans olmaz ise; alt taşıyıcıların her birinin frekans cevabı sıfır olacaktır. Bu durumda alt taşıyıcılar birbirlerinden etkilenmeyeceklerdir. Kaydırılmış frekans, alt taşıyıcılar arasındaki dikgenliğin bozulmasına neden olur (Jan-Jaap van de Beek,1997). Jan-Jaap van de Beek'in makalesinde kaydırılmış frekans ve zamanın tahmini için en yüksek olabilirlik yöntemi kullanılmıştır.

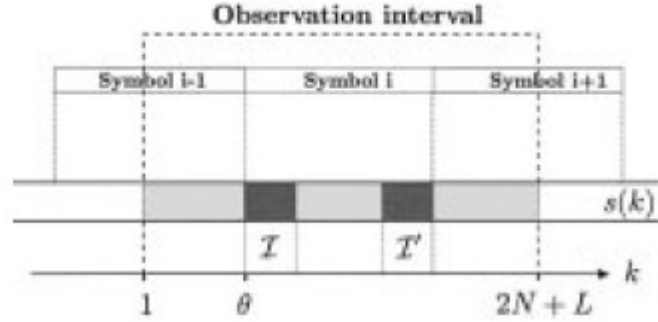
Bütün alt taşıyıcılar aynı kayma ϵ kullanılmaktadır. $n(k)$:AWGN gürültüsüdür.

$$\text{Alıcı işaret } r(k)=s(k-\theta)e^{j2\pi\epsilon k/N}+n(k) \quad (4.32)$$

İşaretin gürültüye oranının etkin olması için gürültü etkisi ve ICI alt sınırdadır.

$$SNR_{\epsilon}(\epsilon) \geq \frac{SNR}{1 + 0.5947 SNR \sin^2 \pi \epsilon} \left(\frac{\sin \pi \epsilon}{\pi \epsilon} \right)^2 \quad (4.33)$$

$$SNR = \sigma_s^2 / \sigma_n^2, \quad \sigma_s^2 \cong E\{|s(k)|^2\}, \quad \sigma_n^2 \cong E\{|n(k)|^2\}$$



Şekil 4.9 OFDM işaretinin ön ek eklenen yapısı (Jan-Jaap van de Beek, 1997)

$r(k)$ 'nın $2N+L$ uzunluğundaki birbirini izleyen örnekleri dikkate alınmıştır. Şekil 4.9'da görülebileceği gibi bu örnekler $N+L$ tamamlanmış OFDM sembollerinden oluşur. Alıcıda kanal gecikmesi θ bilinmiyor.

$$I \cong \{\theta, \dots, \theta + L - 1\} \text{ ve}$$

$$I' \cong \{\theta + N, \dots, \theta + N + L - 1\} \text{ OFDM işaretinin ön ek yapısı Şekil 4.9'da görülmektedir.}$$

Log olabilirlik fonksiyonu $\Lambda(\theta, \epsilon)$, θ , ϵ için olasılık yoğunluk fonksiyonu ise $\hat{f}(r | \theta, \epsilon)$ 'dir. $2N+1$ örnek için, r , θ varış zamanında ve ϵ kaydırılmış frekanslarıdır. Kaydırılmış frekans için log olabilirlik fonksiyonu maksimize edilecektir. Bu nedenle Log olabilirlik fonksiyonunu maksimize etmeyi etkilemeyecek tüm sabitler ve değişkenler çıkarılmıştır. Log olabilirlik fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Lambda(\theta, \epsilon) = \log f(r | \theta, \epsilon) \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} &= \log \left(\prod_{k \in I} f(r(k), r(k + N)) \prod_{k \in I \cup I'} f(r(k)) \right) \\ &= \log \left(\prod_{k \in I} \frac{f(r(k), r(k + N))}{f(r(k)) f(r(k + N))} \prod_k f(r(k)) \right) \end{aligned} \quad (4.35)$$

θ ve ϵ tahmin edicileriyle $\Lambda(\theta, \epsilon)$ fonksiyonu maksimize edilmektedir.

$$\Lambda(\theta, \epsilon) = |\gamma(\theta)| \cos(2\pi\epsilon + \angle_\gamma(\theta)) - \rho\Phi(\theta) \quad (4.36)$$

$\Lambda(\theta, \varepsilon)$ fonksiyonunda yer alan $\gamma(m)$, $\Phi(m)$, ρ 'nun fonksiyonları aşağıda verilmiştir.

$$\gamma(m) \equiv \sum_{k=m}^{m+L-1} r(k)r^*(k+N) \quad (4.37)$$

$$\Phi(m) \equiv \sum_{k=m}^{m+L-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \quad (4.38)$$

ve

$$\rho \equiv \frac{E\{r(k)r^*(k+N)\}}{\sqrt{E\{|r(k)|^2\}E\{|r(k+N)|^2\}}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1} \quad (4.39)$$

ρ ; $r(k)$ ve $r(k+N)$ arasındaki korolasyon katsayılarının genliğidir. $\Phi(\theta)$ enerji terimi kaydırılmış frekanstan bağımsızdır.

Log olabilirlik fonksiyonu iki aşamada maksimize edilmiştir.

$$\max_{(\theta, \varepsilon)} \Lambda(\theta, \varepsilon) = \max_{\theta} \max_{\varepsilon} \Lambda(\theta, \varepsilon) = \max_{\theta} \Lambda\left(\theta, \hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)\right) \quad (4.40)$$

$$\hat{\varepsilon}_{ML}(\theta) = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\theta) + n \quad (4.41)$$

(4.42) denkleminde farklı kabuller altında kaydırılmış frekans tahmin edicisi belirlenmiştir. Periyodik cosinus fonksiyonunda birden fazla maksimum değer bulunduğu dikkat edilmelidir.

$|\varepsilon| < 1/2$ ve $n=0$ için $\cos\left(2\pi \hat{\varepsilon}_{ML}(\theta + \angle \gamma(\theta))\right) = 1$ olarak kabul edildiğinde, θ 'nın log

olabilirlik fonksiyonu (4.42) denklemindeki gibi kısaltılmıştır.

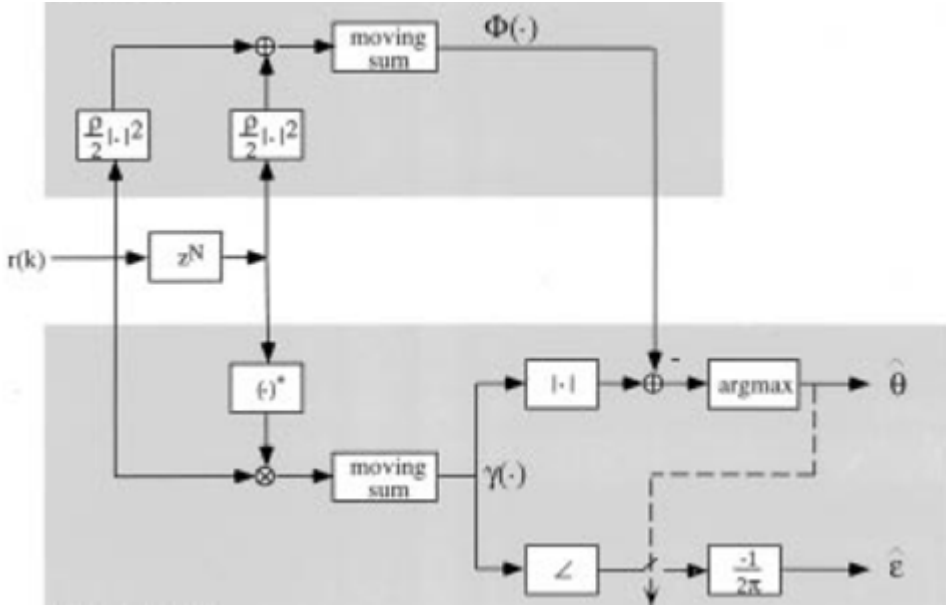
$$\Lambda\left(\theta, \hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)\right) = |\gamma(\theta) - \rho\Phi(\theta)| \quad (4.42)$$

θ ve ε tahmin edicileri (4.43) ve (4.44)'deki şeklini alır.

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{|\gamma(\theta)| - \rho\Phi(\theta)\} \quad (4.43)$$

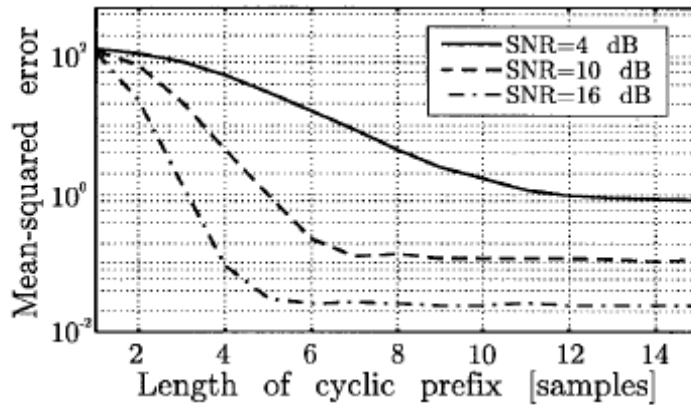
$$\hat{\varepsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \angle\left(\hat{\theta}_{ML}\right) \quad (4.44)$$

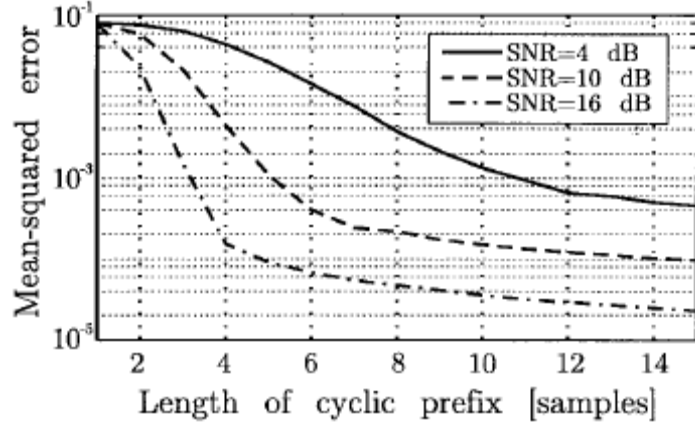
Log olabilirlik fonksiyonunu iki değişken belirler. L dögüsel öneğindeki örnek sayısı ve korolasyon katsayısı ρ SNR değerlerinde belirlenir.



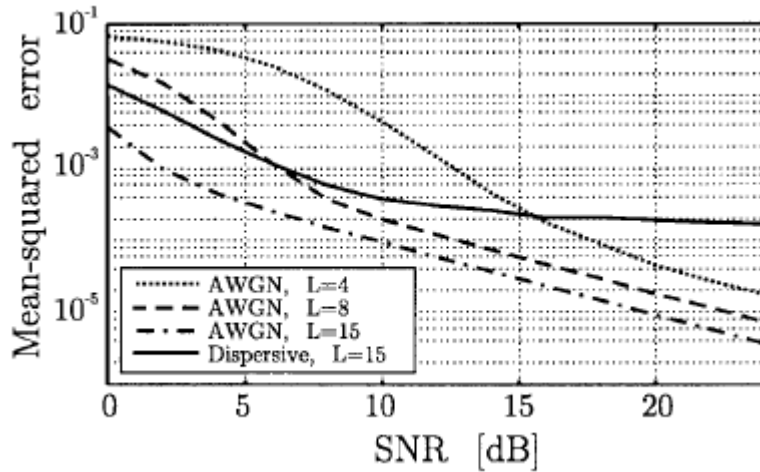
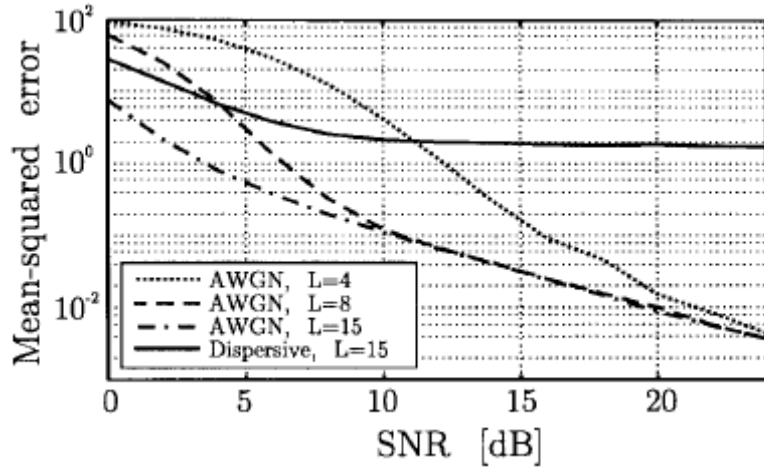
Şekil 4.10 Tahmin edicinin yapısı (Jan-Jaap van de Beek,1997)

Şekil 4.10'da frekans ve zaman tahmin edicisinin yapısı görölmektedir. Tahmin edicinin performansı Monte Carlo benzetimi uygulanarak belirlenmiştir. OFDM sisteminde 256 alt taşıyıcı kullanılmıştır. Her benzetimi için, 125 000 sembol kullanılmıştır. Tahmin edicinin performansı için ortalama karasel hatasındaki değışiklik gözlenmiştir. Şekil 4.11 ve 4.12'de AWGN kanalında tahmin edicinin performans sonuçları çizdirilmiştir. İlk olarak ortalama karasel hatanın fonksiyonu olan L tahmin edilmiştir. Şekil 4.11'de SNR: 4,10,16 dB için tahmin edicinin performansı görölmektedir. Zaman ve frekans tahmin edicisinin ikisinde de L 'ye bağılı olarak aynı eşik değeriinde performans göstermektedir.





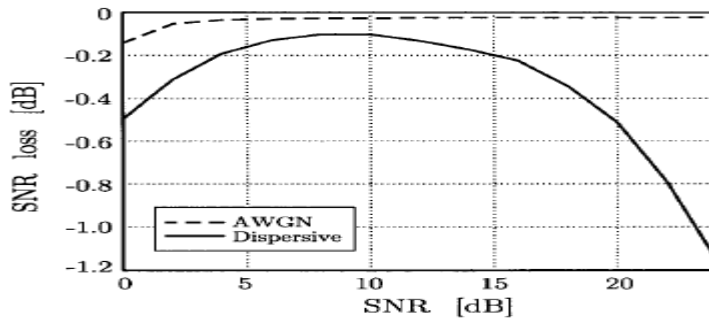
Şekil 4.11 AWGN kanalında zaman (üsteki) ve frekans (altaki) tahmin edicilerinin performansı (SNR:4,10 ve 16 db'de) Alt taşıyıcı sayısı $N=256$ (Jan-Jaap van de Beek,1997)



Şekil 4.12 AWGN kanalında ($L=4$, $L=8$, $L=15$ için) ve ($L=15$) dağıtıcı kanalda zaman (üsteki), frekans (alttaki) tahmin edici performansı Alt taşıyıcının sayısı $N=256$ (Jan-Jaap van de Beek,1997)

Dağıtıcı kanal ile AWGN kanal karşılaştırıldığında, Şekil 4.12’de net olarak görüleceği gibi dağıtıcı kanalın performansında büyük bir düşüş bulunmaktadır. İşaretler AWGN kanalında rahat olarak geçebilmektedir, ancak işaret dağıtıcı kanaldan geçerken karmaşık korolasyona yapısından geçmektedir, bu durumda performansta düşüğe neden olmaktadır.

Son olarak aşağıdaki Şekil 4.13’de AWGN ve dağıtıcı kanalda frekans tahmin edicisinin performansı çizdirilmiştir. SNR kaybı $SNR_e - SNR$ ’dır. SNR loss ϵ ’nın fonksiyonudur. Kaydırılmış frekans, $\hat{\epsilon}_{ML}$ kullanılarak belirlenebilir. Tahmin edicinin standart sapmasında kullanılmıştır. $SNR_{kayıp}$ AWGN ve dağıtıcı kanalı için çizdirilmiştir. SNR 0 ile 20 db arasında kayıp 0.5 db’i aşmamaktadır.



Şekil 4.13 AWGN ve dağıtıcı kanalda frekans tahmin edicisinin performansı, Alt taşıyıcı sayısı $N=256$ (Jan-Jaap van de Beek, 1997)

4.4 OFDM Sisteminde Geliştirilmiş Kaydırılmış Frekans Tahmini Uygulaması

Schmidl ve Cox 1997 yılında başarılı bir taşıyıcı frekans tahmin edicisi önermişlerdir. Michele Morelli ve Umberto Mengali’nin 1999 yılındaki çalışmasında Schmidl ve Cox’un OFDM sistemindeki kaydırılmış frekans tahmin yöntemi geliştirilmiştir. Bu planda, zaman bölgesinde eğitimci semboller iki eş (ayrı) parçaya ayrılmıştır (Morelli ve Mengali, 1999). Bu şekilde tahmin edici aralığı istenildiği gibi geniş olabilir. İkinci eğitimci sembole ihtiyaç duyulmamıştır. Schmidl ve Cox’un çalışmasında ikinci eğitimci sembole ihtiyaç duyulmuştur. M. Morelli ve U. Mengali (1999) OFDM’in son yıllarda sayısal iletimde frekans seçmeli sönmülemeli kanallarındaki avantajlarının belirlenmesiyle beraber, OFDM üzerine ilgi gittikçe arttığı vurgulanmıştır. Ancak OFDM’in prensip olarak negatif özelliği kaydırılmış frekansa hassas olmasıdır. Kaydırılmış frekans, Doppler kaymaları ve/veya osilator etkileri dayanıksızlıktan dolayı oluşmaktadır. Alt taşıyıcılar, bant genişliğinde birbirlerine çok yakın olarak bulunurlar. Kaydırılmış frekans, alt taşıyıcılar arasında küçük parçalar halinde bit hata oranının artmasına sebep olurlar.

Frekans tahmin edicisi OFDM uygulamalarında birçok iyi çalışma örneğinin bulunduğu belirtilmiştir (Schmidl ve Cox, 1997). F. Daffara'ya (1996) göre kaydırılmış frekans tahmin yöntemleri döngüsel önek eklemek için ve sürekli iletim için uygundur. Moose (1994) taşıyıcı kaydırılmış frekans için maksimum olabilirlik tahmin edicisini kullanmıştır. İki ardışıl ve eş sembollerle dayanmaktadır. Maksimum kaydırma $\pm L/2$ alt taşıyıcı aralığı için belirlenebilir. M. Morelli ve U. Mengali'nin (1999) çalışmasında, Schmidl ve Cox algoritmalarında olduğu gibi sadece tek eğitici sembol kullanılmıştır.

OFDM işareti oluşturulurken IFFT alındıktan sonra alt taşıyıcı blokları $\{c_i\}$ QAM veya PSK modülasyonundan geçer. Her OFDM sembolünün yararlı kısmı, T saniye süreli ve döngüsel önek eklenmiştir. Döngüsel önek, kanal impuls cevabından daha uzundur. Böylece bitişik semboller arasındaki interferans elimine edilerek, ortadan kaldırılmaktadır. Alıcı tarafındaki dalga $x(t)$, uyumlu filtreyle örneklenir. Periyodu $T_s=T/N$; N IFFT'nin boyutudur.

“ u ” taşıyıcı kaydırılmış frekansdır, $1/T$ ye normalize edildiğini gösterir. $x(t)$ işareti aşağıda ifade edilmiştir.

$$x(k) = e^{j2\pi uk/N} s(k) + n(k) \quad (4.45)$$

Kanal gürültüsü $n(k)$; işaret komponenti $s(k)$ 'dir.

Model kurulurken $\{n(k)\}$ beyaz gürültüdür. $\{n(k)\}$ sıfır ortalamalı ve varyansı $\sigma_n^2 = E\{|n(k)|^2\}$ 'dir. “ $2N_u+1$ ” alt taşıyıcı modüle edildiği farz edilmektedir. İşaret bileşeni aşağıda ifade edilmektedir.

$$s(k) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=-N_u}^{N_u} c_n \Gamma_n e^{j2\pi f_n k T_s} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (4.46)$$

“ $f_n=n/T$ ” n. alt taşıyıcı frekansdır. “ Γ_n ” f_n 'de kanal cevabıdır. İşaretin gürültü oranı (4.47) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$SNR \equiv \sigma_s^2 / \sigma_n^2 \quad (4.47)$$

$$\sigma_s^2 \equiv E\{|s(k)|^2\}$$

M. Morelli ve U. Mengali'nin (1999) çalışmalarında ki kaydırılmış frekansın tahmin edicisinin algoritması aşağıda belirtilmiştir. Önerilen tahmin edicide uyumlu filtrenin örneklerinin koralasyonundan yararlanılmaktadır. Uyumlu filtreler optimum ve lineer filtredir. Uyumlu filtreler işaretin gürültüye oranını SNR'ı maksimize eder.

$$R(m) = \frac{1}{N - mM} \sum_{k=mM}^{N-1} x(k)x^*(k - mM) ; 0 \leq m \leq H \quad (4.48)$$

(4.48)'de M uzunluktur. (örnekleme aralığında) Her bölümde eğitim sembolü için $M=N/L$ 'dir ve "H" tasarım parametresidir. H, "L-1" eşit veya daha düşüktür. (4.45) ve (4.48) denklemleri tekrar düzenlenince (4.49) eşitliği elde edilir.

$$R(m) = \frac{1}{N - mM} \sum_{k=mM}^{N-1} \left[e^{j2\pi \gamma k / N} s(k) + n(k) \right] \left[e^{j2\pi \gamma k / N} s(k) + n(k) \right]^* \quad (4.49)$$

$$R(m) = e^{j2\pi \gamma m / L} D(m) [1 + \gamma(m)] \quad (4.50)$$

$$D(m) = \frac{1}{N - mM} \sum_{k=mM}^{N-1} |s(k)|^2 \quad (4.51)$$

$$\gamma(m) = \frac{1}{(N - mM)D(m)} \sum_{k=mM}^{N-1} [s(k)\tilde{n}^*(k - mM) + s^*(k - mM)\tilde{n}(k) + \tilde{n}(k)\tilde{n}^*(k - mM)] \quad (4.52)$$

$$\gamma(m) = \frac{1}{(N - mM)D(m)} \sum_{k=mM}^{N-1} [s(k)\tilde{n}^*(k - mM) + s^*(k - mM)\tilde{n}(k) + \tilde{n}(k)\tilde{n}^*(k - mM)] \quad (4.53)$$

$\tilde{n}(k) \triangleq n(k)e^{j2\pi \gamma k / N}$; " $\tilde{n}(k)$ " rasgele değişkeni istatistiksel olarak $n(k)$ 'ya eşittir.

Basit bir fikirle açığı göz önüne alındığında;

$$\gamma(m) \triangleq [\arg\{R(m)\} - \arg\{R(m-1)\}]_{2\pi} \quad (4.54)$$

$[x]_{2\pi}$, 2π operasyon modülünü gösterir.

Modüle etme durumu x 'i $[-\pi, \pi]$ aralığına indirge etmektedir. $\arg\{R(m)\}$; $R(m)$ 'in argümanıdır.

Yüksek SNR değerinde ve (4.55) için aşağıdaki ifade edilir.

$$|\gamma| \leq L/2 \quad (4.55)$$

$$\varphi(m) \triangleq 2\pi\gamma / L + \gamma_i(m) - \gamma_i(m-1); 1 \leq m \leq H \quad (4.56)$$

$\gamma_i(m)$; $\gamma(m)$ 'in sanal bileşenidir. (4.56) denkleminin $\varphi(m)$ 'in deterministik parçasını göstermektedir.

OFDM sistemindeki kaydırılmış frekans, doğrusal yansız tahmin edici (the best linear unbiased estimator BLUE) ile hesaplanmıştır.

SNR $\gg 1$ için $\tilde{n}(k)$ 'nin genliği (4.52) $s(k)$ 'nin genliğinden çok daha azdır. Sonuç olarak $\tilde{n}(k)\tilde{n}^*(k - mM)$ ihmal edilebilir.

$\gamma(m)$ 'in reel kısmı $\gamma_R(m)$, sanal kısmı ise $\gamma_I(m)$ 'dır.

$$\arg\{R(m)\} \approx [2\pi n \nu / L + \gamma_I(m)]_{2\pi} \quad (4.57)$$

Öte yandan denklem (4.57), denklem (4.54) yerine yazılırsa, denklem (4.58) elde edilir.

$$[[x]_{2\pi} - [y]_{2\pi}]_{2\pi} = [x - y]_{2\pi} \quad (4.58)$$

(4.56) ve (4.58) eşitlikleri göz önünde bulundurularak,

$$\varphi(m) \approx [2\pi \nu / L + \gamma_I(m) - \gamma_I(m-1)]_{2\pi} \quad 1 \leq m \leq H \quad (4.59)$$

olur. (4.59) eşitliği, (4.60) denkleminin devamıdır, $\gamma_I(m)$ ve $\gamma_I(m-1)$ küçük olduğunda ve (4.55) eşitliği kabul edildiğinde, (4.59) eşitliği sağlanır. BLUE tahmin edicisi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$\hat{\nu} = \frac{1}{2\pi/L} \sum_{m=1}^H \omega(m) \varphi(m)$; $\omega(m)$, ω 'in m. parçasıdır. ω ifadesi aşağıda yazılmıştır.

$$\omega = \frac{C_\varphi^{-1} \mathbf{1}}{\mathbf{1}^T C_\varphi^{-1} \mathbf{1}} \quad (4.60)$$

Denklem (4.60), C_φ , φ 'ın kovaryans matrisidir.

$\varphi \triangleq [\varphi(1), \varphi(2), \dots, \varphi(H)]^T$ ve $\mathbf{1} \triangleq [1, 1, \dots, 1]^T$ vektörlerinin her biri, H boyutlu kolon vektörlerdir.

BLUE kaydırılmış frekans tahmin edicisinin varyansı, (5.61) denkleminde gösterilmiştir.

$$\text{var}\{\hat{\nu}\} = \frac{1}{(2\pi/L)^2} \frac{1}{\mathbf{1}^T C_\varphi^{-1} \mathbf{1}} \quad (4.61)$$

C_φ^{-1} matrisi hesaplanması çok uzundur, boşluk limitleri izlenemez.

(4.60) denklemi, (4.61) denkleminde yerine yazılıp tekrar düzenlenirse (4.62) denklemi elde edilir.

$$\omega(m) = 3 \frac{(L-m)(L-m+1) - H(L-H)}{H(4H^2 - 6LH + 3L^2 - 1)} \quad (4.62)$$

$$\text{var}\{\hat{\nu}\} = \frac{1}{4\pi^2} \frac{3L^2 (SNR)^{-1}}{MH(4H^2 - 6LH + 3L^2 - 1)} \quad (4.63)$$

$$\text{var}\{\hat{\nu}\} = \frac{1}{2\pi^2} \frac{3(SNR)^{-1}}{N(1 - 1/L^2)} \quad (4.64)$$

$$\hat{\nu} = \frac{1}{\pi} \varphi(1) \quad (4.65)$$

$$\text{var}\{\hat{\nu}\} = \frac{2(SNR)^{-1}}{\pi^2 N} \quad (4.66)$$

SCA ve ESCA kaydırılmış frekans tahmin edicileri karşılaştırılmıştır.

1) SCA sadece bir tane eğitici sembolü vardır. Tek eğitici sembolü doğruluğu etkilemez. Ama tahmin edicinin tek limiti; alt taşıyıcılar arasındaki boşluktur.

2) Modüle edilen alt taşıyıcıların sayısı $2N_u+1=861$ ' dir.

3) OFDM sembolünün yararlı kullanılabilir parçası 1024 örnekten oluşur. ($N=1024$)

4) Döngüsel önek 40 örnek kullanılmıştır.

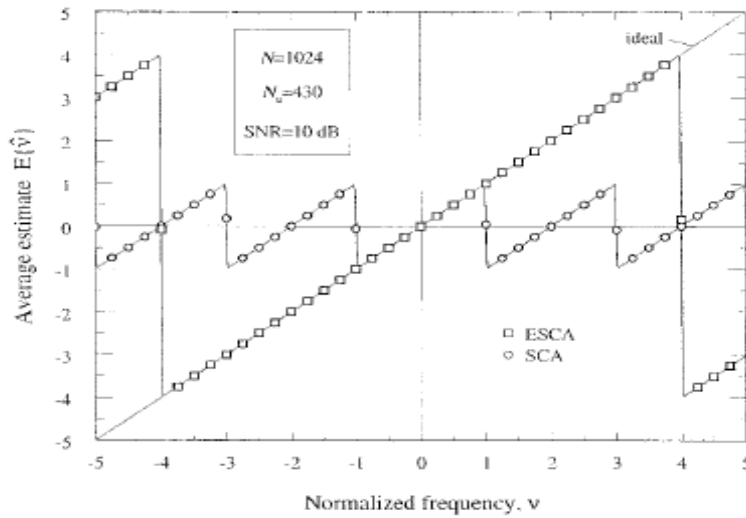
5) Kanal bant genişliği 5MHZ ve taşıyıcı frekansı 1 GHZ' dir. Örnekleme aralığı $T_s=0.2 \mu s$ ' dir.

6) Kanalda 25 yol, yol gecikmesi 0,1,...,24 örnekle beraber bulunmaktadır.

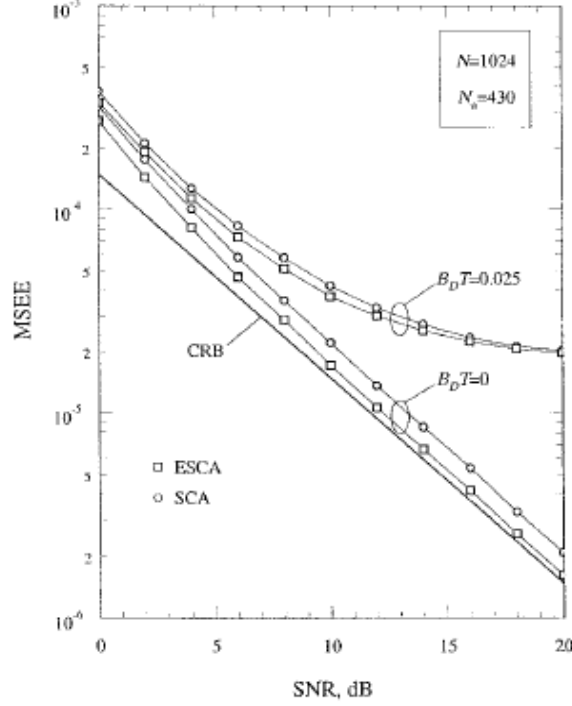
7) İki senaryo öngörülmektedir. Statik kanal veya zaman varying kanalı Doppler bant genişliğiyle $B_D T=0.025$ ' tir.

8) ESCA için $L=8$, $H=4$ parametreleri kullanılmıştır.

Şekil 4.14 de hatanın ortalama fonksiyonu gerçek kaydırma için çizdirilmiştir. $SNR=10$ ve $B_D T=0$ olarak alınmıştır. İdeal eğri $E\{\hat{v}\}=v$ ' de referans olarak yer almaktadır. ESCA' nın tahmin aralığı $\pm L/2$ ' dir. Benzetim sonuçları $B_D T=0.025$ için elde edilmiştir.



Şekil 4.14 ESCA ve SCA için ortalama kaydırılmış frekans tahmini $E\{\hat{v}\}$, normalize frekans \hat{v} karşı (M. Morelli ve U. Mengali, 1999)



Şekil 4.15 SCA ve ESCA için MMSE SNR ilişkisi (M. Morelli ve U. Mengali, 1999)

Şekil 4.15’de SCA ve ESCA için MMSE (Ortalama karesel hata oranı) SNR ilişkisi çizdirilmiştir. MMSE, SNR’ın fonksiyonudur. Şekil 4.15’de MMSE SNR’ın değişen değerlerinde çizdirilmiştir. Kaydırılmış frekans $\nu=1/2$ olarak alınmıştır.

Cramer Rao bant aralığı Şekil 4.15’deki karşılaştırma için belirtilmiştir.

$$CRB(\hat{\nu}) = \frac{1}{2\pi^2} \frac{3(SNR)^{-1}}{N(1-1/N^2)} \quad (4.67)$$

Statik kanalda SCA 1.2 dB olduğunda, ESCA yaklaşık 0.5 dB gücündedir. Songping Wu, Yeheskel Bar-Ness (2003) OFDM kanal edicisinin kaydırılmış frekans ve faz gürültüsüyle ilişkisi incelemiştir. Literatürde bir çok kanal tahmin edici metodları bulmaktadır. Faz gürültüsü ve kaydırılmış frekans ICI’ya neden olur. Kanalin istatistiksel özelliklerini bilmenin kanal tahmin etmeyi artırılacağı belirtilmiştir. Songping Wu, Yeheskel Bar-Ness’in önerilen yöntemleriyle, konvolusyona dayalı yöntemler karşılaştırılmıştır. İnterpolasyon olmayan yöntemlerle, ara değerlendirme olan yöntemler karşılaştırılmıştır.

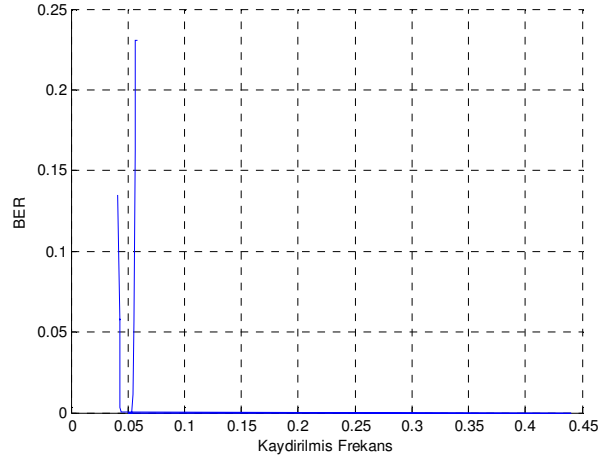
2003 yılında yaptıkları çalışmalarında döngüsel önek bazlı kaydırılmış frekans tahmin edicileri incelenmiştir. Döngüsel önek tabanlı tahmin edicilerinin basit, kolay uygulanabilir olduğu belirtilmiştir. Bant genişliği açısından verimli olduğu vurgulanmıştır.

Kanal tahmin edicileri incelenmiştir. Kanal tahmin edicilerinin OFDM sisteminde çok önemli olduğu, LS metodunun MMSE metoduna göre daha avantajlı olduğu belirtilmiştir. LS metodu daha kolay ve daha uygulanabilir. Bu makalede bilinmeyen kanal istatistikleri LS metodu ile incelenmiştir. LS metodu interferans ve gürültülere karşı çok duyarlıdır. ICI tahmin yöntemleri etkiler. Bazı metodlar ile kanalın interferans ve gürültüye hassasiyete azaltmaktadır. Literatürde kaydırılmış frekansın tahmini için farklı algoritmalar önerilmiştir. Biao Chen'in (2002) önerdiği algoritmayla kaydırılmış frekans tahmin edilerek, neden olduğu bozucu etkileri azaltmak, ortadan kaldırılmaya çalışılmıştır.

Kaydırılmış frekans tahmin edilmesinde, kör tahmin edici teknikleri, iletim yapıldığı bilinen pilot sembollerine ihtiyaç duymaz. Ronghong Mo (2006) birçok kör senkron algoritmalarında döngüsel önek OFDM sistemleri ve az sayıda OFDM sembolüne ihtiyaç duyulan tahmin ediciler önerilmiştir. Kör tahmin edici algoritmalarının yazılımında; bazı sorunlu algoritmaların tahmin edilmesine ihtiyaç yoktur. Muller-Weinfurtner (1998) çalışmasında AWGN kanalında, ML algoritması yer almaktadır. Riba'nın çalışması (2001) zaman tahmin edicisi CML kriterine dayanır. Ronghong Mo (2006) lineer MMSE tekniği kullanılmıştır.

4.5 Bir Pilot Tabanlı Kaydırılmış Frekans Kestirim Yaklaşımı

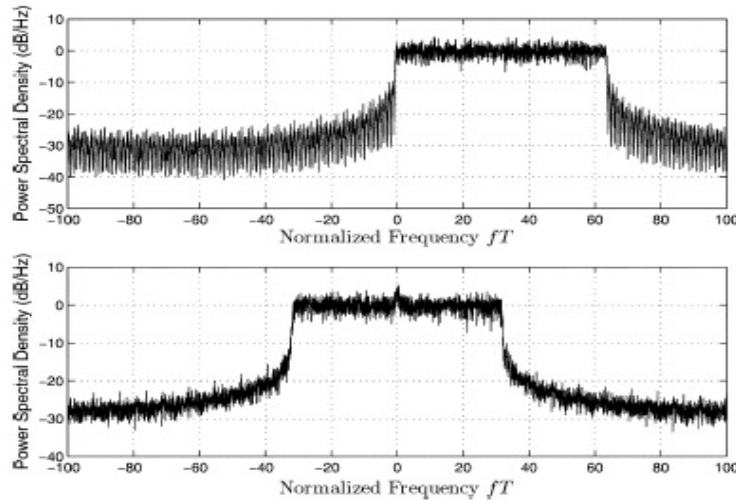
DCT Tabanlı Rician Kanal etkili, AWGN gürültüsü eklenmiş OFDM sistemine $\Delta fT=0.05$ olarak kaydırılmış frekans eklendi. Eklenen kaydırılmış frekans bilinmeden tahmin edildiğinde, aşağıda grafikte görüldüğü gibi $\Delta fT=0.05$ için BER değeri sıfır çıkmaktadır. Bununla beraber, $\Delta fT=0.05$ 'in civarında BER sıfır çıkmaktadır. OFDM sistemine eklenmiş olan kaydırılmış frekans için $\Delta fT=0.05$ 'a yakınlaştıkça BER azalmakta, uzaklaştıkça BER oranı artmaktadır. $\Delta fT=0.05$ büyük değerler ve küçük kaydırılmış frekanslar için simetrik olarak aynı yapıyı göstermiştir. OFDM sistemine başlangıçta eklenmiş olan kaydırılmış frekans BER'in sıfır olduğu değerler için tahmin edilebilmiştir.



Şekil 4.16 Pilot Tabanlı Sistemde Kaydırılmış Frekansın SNR ilişkisiyle Tahmini

4.6 FFT ve DCT Tabanlı OFDM Sistemlerinde Kaydırılmış Frekans Analizi

Norman C. Beaulieu ve Peng Tan (2006) OFDM sistemi DCT ve FFT bazlı olarak uygulanmıştır. Ayrık kosinus transformlı OFDM’de AWGN gürültüsü ve kaydırılmış frekans eklenmiş olan metoda bit hata olasılıkları hesaplanmıştır. Tan ve Stüber (2002), DFT’ye göre DCT’nin kullanılması önerilmiştir. DCT tabanlı sistemlerinin bant genişliği avantajı da bulunmaktadır. Frekans seçici kanalda DCT ve FFT tabanlı OFDM sisteminin performansı incelenmiştir. AWGN gürültüsünün değişen değerleri için bit hata oranındaki değişimler gözlenmiştir. Farklı modülasyon teknikleri için performans analizi yapılmıştır. DCT tabanlı OFDM için sıfır padding koruma aralığı eklenmiş, DFT tabanlı OFDM sisteminde sıfır padding koruma aralığı eklenerek karşılaştırılmıştır. DCT tabanlı OFDM’in başarılı olduğu görülmüştür.



Şekil 4.17 Güç spektral yoğunluğu a) DFT-OFDM tabanlı işareti b) FFT-OFDM tabanlı işareti
(Tan ve Beaulieu, 2006)

Norman C. Beaulieu, Peng Tan 2006 yılında normalize edilmiş frekans ile güç spektral yoğunluğu incelemiştir. DFT-tabanlı OFDM ve DCT-tabanlı OFDM için sistem modeli oluşturulmuştur. DFT tabanlı OFDM sisteminin karmaşık ekponansiyel fonksiyonu yukarıdaki gibidir.

$$\sqrt{\frac{1}{T}} e^{j2\pi nF\Delta t} \quad ; \quad 0 \leq t \leq T \quad (4.68)$$

$j = \sqrt{-1}$ dikgenlik koşuludur.

Minimum alt taşıyıcı frekans boşluğu $F\Delta$ ile taşıyıcılar arasında dikgenliği sağlamak için (4.69) ifade edilir.

$$\int_0^T \sqrt{\frac{1}{T}} e^{j2\pi nF\Delta t} \sqrt{\frac{1}{T}} e^{-j2\pi mF\Delta t} \begin{cases} 1; n = m \\ 0; n \neq m \end{cases} \quad (4.69)$$

Yukarıdaki ifade, $n = m$ 'ye eşit olma koşulunda bire eşittir, $n \neq m$ 'den farklı olma durumunda sifıra eşit olur. OFDM işareti T uzunluğundadır. Koruma aralığı mevcut değildir. Tek taşıyıcılı kosinus fonksiyonu $\cos(2\pi nF\Delta t)$; $n=0, \dots, N-1$ dikgen tabanlı MCM DCT tabanlı OFDM sisteminde kullanılır.

DCT OFDM için minimum alt taşıyıcı frekans boşluğu $F\Delta$ aşağıdaki ifadeyi gerektirir.

$$\int_0^T \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi kF\Delta t) dt = \begin{cases} 1, k = m \\ 0, k \neq m \end{cases} \quad (4.70)$$

Yukarıdaki ifade, $k = m$ 'ye eşit olma koşulunda bire eşittir, $k \neq m$ 'den farklı olma durumunda sifıra eşit olur. Sürekli zaman gösteriminde DCT tabanlı OFDM sisteminde $x(t)$ aşağıdaki gibi ifade edilir.

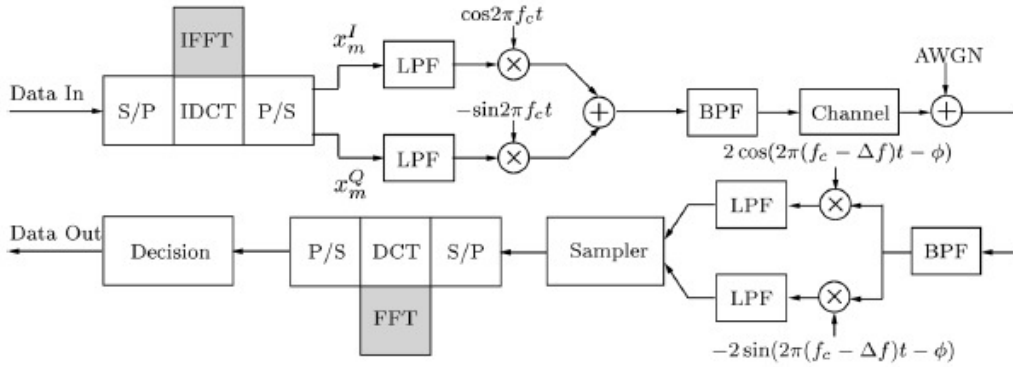
$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \beta_n \cos\left(\frac{n\pi t}{T}\right) \quad (4.71)$$

Yukarıdaki ifadede d_0, d_1, \dots, d_{N-1} , N bağımsız veri sembolleridir. İfadedeki β_n aşağıda verildiği gibi $n=0$ ise $\frac{1}{\sqrt{2}}$, n sıfırdan farklı tam sayı değerleriyse bire eşittir.

$$\beta_n = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}}, n = 0 \\ 1, n = 1, 2, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (4.72)$$

Tasarlanan sistemin aşağıda blok diyagramı bulunmaktadır. Giriş işareti seriden paralele çevrilmiştir. Sonra IDCT yapılmış paralelden seriye dönüştürülüp, alçak geçiren filtreden

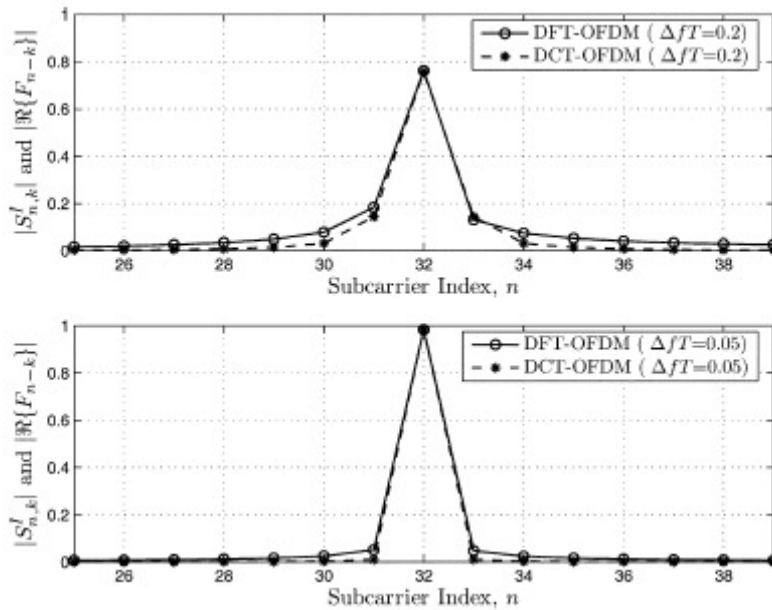
geçirilmiştir. Kanal etkisi eklenmiş ve değişen AWGN ile etkisi incelenmiştir. Kanal etkisi öncesinde kaydırılmış frekans eklenmiştir. Değişen değerler için etkisi gözlenmiştir.



Şekil 4.18 DCT ve DFT tabanlı OFDM Sistemleri (Tan ve Beaulieu, 2006)

DCT'nin DFT'ye göre daha küçük sınırlarda, bit hata oranlarının sifıra yaklaştığı sonuçlarda görülmektedir. ΔfT 'nin büyük olan değerleri için bit hata oranlarının arttığı görülmüştür.

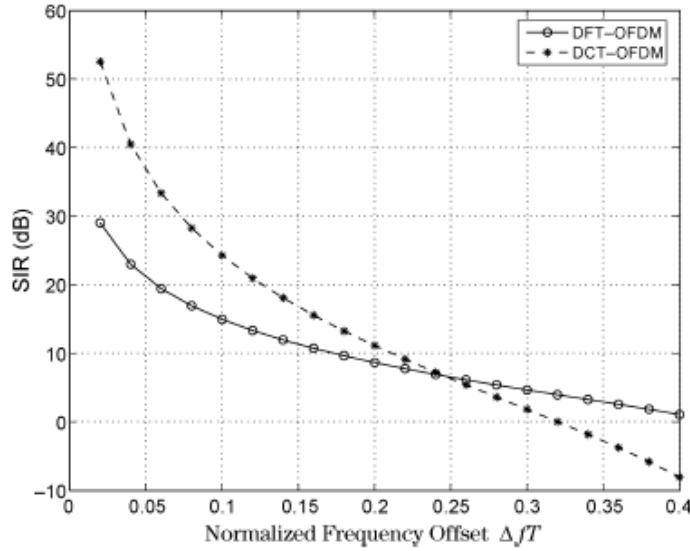
Bu çalışmada ilk olarak ICI analizi yapılmıştır. OFDM sisteminde DCT ve DFT tabanlı kaydırılmış frekans ve AWGN gürültüsüyle ICI analizi yapılmıştır. DCT tabanlı OFDM, DFT 'ye göre düşük ICI gücü göstermiştir. Şekil 4.19'da kaydırılmış frekans $\Delta fT=0.2$ ve 0.05 alınmış, DCT ve DFT tabanlı OFDM sistemlerinde alt taşıyıcı sayısına bağlı olarak BPSK modülasyonu ile ICI analizi yapılmıştır. Kaydırılmış frekans 0.05 iken ICI gücünün daha düşük olduğu görülmüştür.



Şekil 4.19 DCT ve DFT tabanlı OFDM sisteminde ICI analizi a) $\Delta fT=0.2$ b) $\Delta fT=0.05$ (Tan ve Beaulieu, 2006)

SIR fonksiyonuyla DCT ve DFT tabanlı sistemlerde değişen kaydırılmış frekans değerleriyle analizi yapılmıştır. Analizler yapılırken aşağıdaki formüllerden yararlanılmıştır.

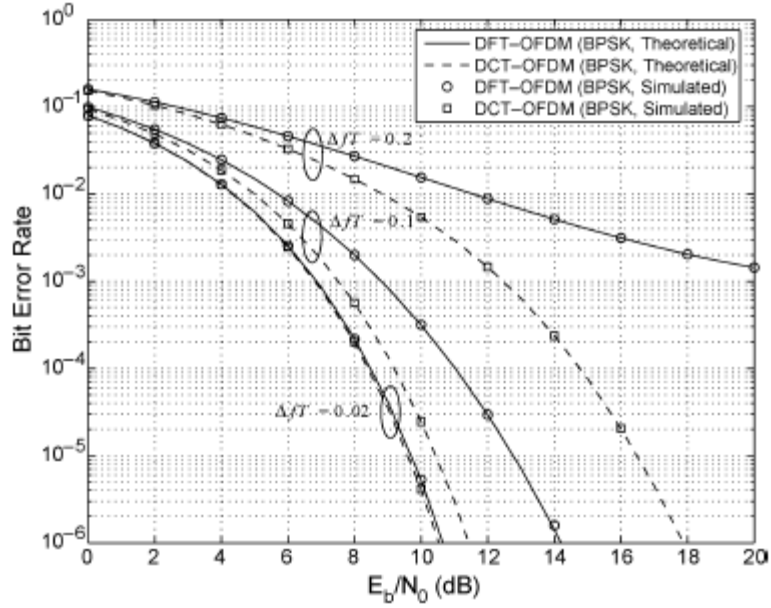
$$SIR_{DCT}^k = \frac{(S_{k,k}^I)}{\sum_{n=0}^{N-1} (S_{n,k}^I)^2} \quad SIR_{DFT}^k = \frac{(\Re(F_0))^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (\Re(F_{n-k}))^2} \quad (4.72)$$



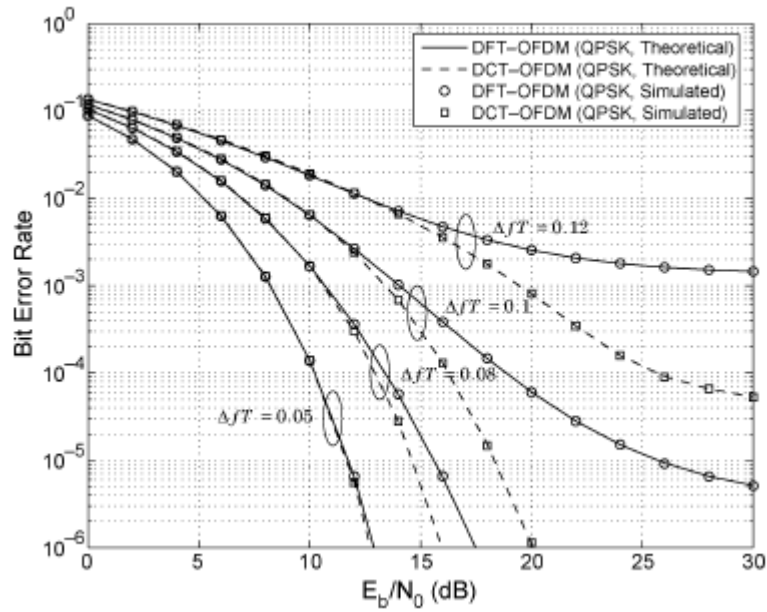
Şekil 4.20 DCT ve DFT tabanlı normalize edilmiş kaydırılmış frekans için SIR değerleri (Tan ve Beaulieu, 2006)

Şekil 4.20'de 64 alt taşıyıcılı DCT tabanlı OFDM ile DFT tabanlı OFDM sistemi için değişen kaydırılmış frekans değerleri için SIR karşılaştırılmıştır. Değişen kaydırılmış frekans değerlerine karşılık SIR değerleri incelendiğinde, DCT tabanlı OFDM'de kaydırılmış frekans $\Delta fT < 0.25$ olan değerlerde üstünlüğünün bozulduğu görülmüştür. $\Delta fT < 0.25$ olan değerlerde DFT tabanlı OFDM, SIR açısından, üstünlük göstermiştir. $\Delta fT > 0.25$ olan kaydırılmış frekans değerlerinde ise, DCT tabanlı OFDM, DFT tabanlı OFDM'e göre üstünlük göstermiştir. Bu durumun nedeni DCT'nin küçük kaydırılmış frekanslarda enerji sıkıştırma özelliğindedir.

ICI ve SIR analizi DCT tabanlı OFDM'in DFT tabanlı OFDM'e göre alt taşıyıcılar arasında daha az ICI'ya izin verdiğini göstermektedir. Küçülen interferans BEP performansının artmasını sağlar. Şekil 4.21'de DCT tabanlı OFDM ve DFT tabanlı OFDM'de BPSK modülasyonunda $\Delta fT = 0.02, 0.1, 0.2$ BER performansı incelenmiştir. $\Delta fT = 0.02, 0.1, 0.2$ için DCT'nin performansı DFT'ye göre daha başarılıdır. Kaydırılmış frekans 0.02 için BER değeri en düşüktür, 0.2 için ise $SNR = 20$ 'lerde olduğunda da BER değeri 10^{-2} 'lerde kalmaktadır. DCT tabanlı OFDM sistemleri kaydırılmış frekanslara karşı daha az duyarlıdır. Benzetim sonuçlarıyla görülmektedir.



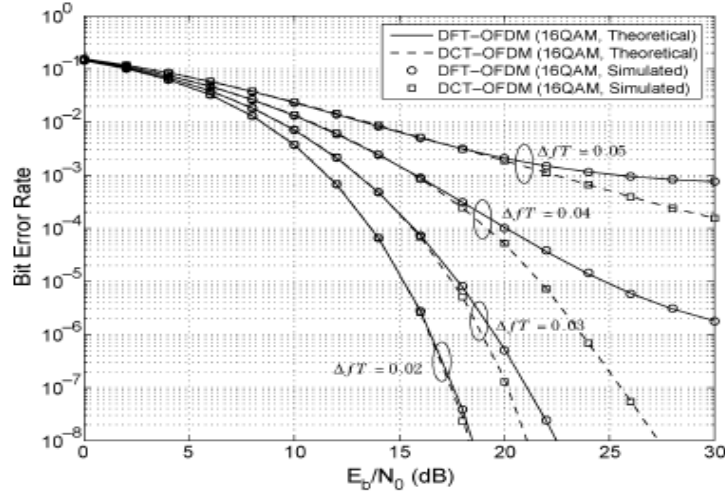
Şekil 4.21 DCT ve DFT Tabanlı OFDM’de BPSK modülasyonunda $\Delta fT=0.02,0.1,0.2$ BER performansı (Tan ve Beaulieu, 2006)



Şekil 4.22 DCT ve DFT Tabanlı OFDM’de QPSK modülasyonunda $\Delta fT=0.05, 0.08, 0.1, 0.12$ BER performansı (Tan ve Beaulieu, 2006)

Şekil 4.22’de DCT tabanlı OFDM ve DFT tabanlı OFDM de QPSK modülasyonunda kaydırılmış frekansın $\Delta fT=0.05, 0.08, 0.1, 0.12$ değerlerinde BER performansı karşılaştırılmıştır. $\Delta fT=0.05, 0.08, 0.1, 0.12$ için DCT’nin performansı DFT’ye göre daha başarılıdır. $\Delta fT=0.05$ için QPSK modülasyonunda DCT tabanlı OFDM ve DFT tabanlı OFDM’de farklılık görülmemiştir.

Kaydırılmış frekans $\Delta fT=0.12$ için $SNR=30$ db'lerde olduğunda BER değeri DFT için 10^{-3} 'lerde DCT için ise 10^{-5} 'lere düşmektedir. DCT tabanlı OFDM sistemleri kaydırılmış frekanslara karşı daha az duyarlıdır.



Şekil 4.23 DCT ve DFT Tabanlı OFDM’de 16 QAM modülasyonunda $\Delta fT=0.02, 0.03, 0.04, 0.05$ BER performansı (Tan ve Beaulieu, 2006)

Şekil 4.23’de DCT tabanlı OFDM ve DFT tabanlı OFDM’de QPSK modülasyonunda kaydırılmış frekans $\Delta fT=0.02, 0.03, 0.04, 0.05$ değerlerinde BER performansı karşılaştırılmıştır. $\Delta fT=0.03, 0.04, 0.05$ için DCT’nin performansı DFT’ye göre daha başarılıdır. $\Delta fT=0.03$ için QPSK modülasyonunda DCT tabanlı OFDM ve DFT tabanlı OFDM’de farklılık görülmemiştir. Kaydırılmış frekans $\Delta fT=0.05$ için ise $SNR=30$ db’lerde olduğunda BER değeri DFT için 10^{-3} ’lerdedir. DCT tabanlı OFDM sistemleri kaydırılmış frekanslara karşı daha az duyarlıdır.

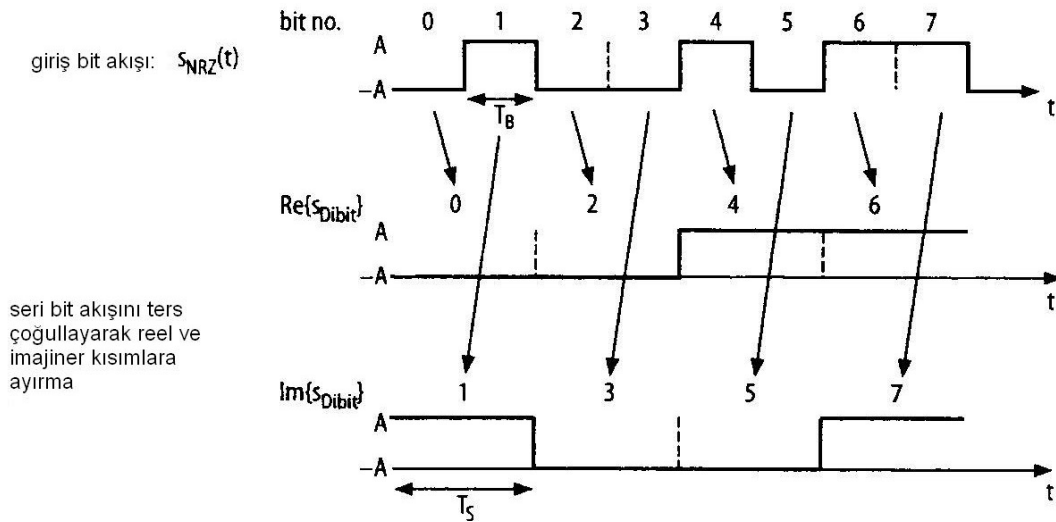
16 QAM, BPSK, QPSK modülasyonunda DCT tabanlı OFDM ve DFT tabanlı OFDM’in düşük kaydırılmış frekans BER büyük farklılıklar bulunmamaktadır. 16 QAM modülasyonu için $\Delta fT=0.03, 0.04$ ve 0.05 için DCT tabanlı OFDM BER’in üstünlüğü bulunuyor. QPSK modülasyonunda $\Delta fT= 0.08, 0.1, 0.12$ için DCT OFDM BER’in üstünlüğü bulunuyor. BPSK modülasyonunda $\Delta fT= 0.1, 0.2$ DCT tabanlı OFDM BER’in üstünlüğü bulunuyor.

5.OFDMA SİSTEMİNDE KULLANILAN SAYISAL MODÜLASYON TEKNİKLERİ

Dördüncü bölümde OFDM sisteminde kullanılan sayısal modülasyon teknikleri incelenmiştir. OFDM sistemi tasarlanırken kullanılabilen çeşitli modülasyon teknikleri incelenmiştir. Farklı modülasyonların OFDM sistemi üzerine etkisi incelenmek istenmiştir. Dördül Faz kaydırılmalı anahtarlama (QPSK), QAM, DPSK modülasyonunla OFDM sistemi tasarlanmış ve Beaulieu vd'in 2006 yılındaki çalışmalarıyla karşılaştırılmıştır. OFDM için başarılı bir modülasyon türü arayışındayken, simetrik altıgen QAM modülasyonla OFDM sistemi tasarlanmıştır, simetrik altıgen qam modülasyonun diğer modülasyon türlerine göre üstün başarı gözlenmiştir.

5.1.QPSK (Dördül Faz Kaydırılmalı Anahtarlama)

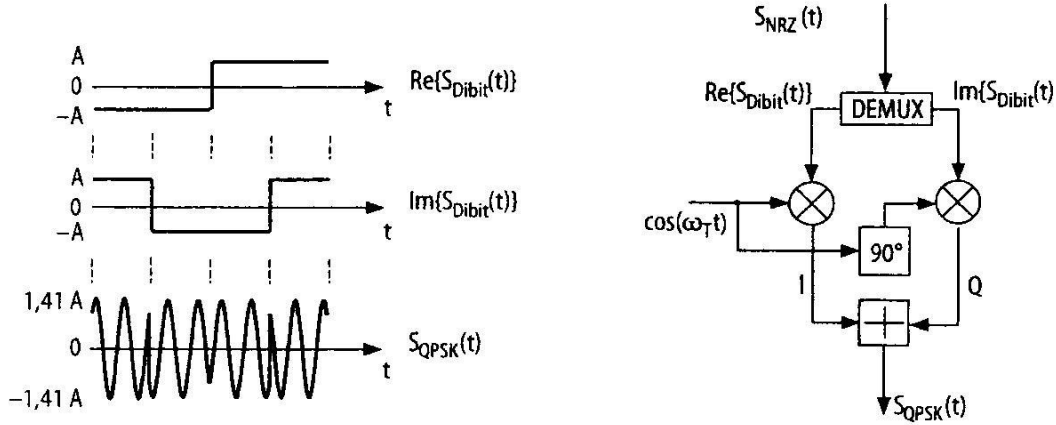
Dördül faz kaydırılmalı anahtarlama aynı zamanlı olarak tek sembol zamanında iki bit iletme imkanı sağlar. Seri veri akışı ters çoğullayıcı yoluyla iki paralel yola ayrılır. İki paralel yola ayrıldıktan, sonra iki bit aynı zamanda işlenebilmektedir. NRZ (Non return to zero: Sıfıra dönüşü olmayan) bir işaretin seri veri akışı ters çoğullayıcı yoluyla iki paralel yola ayrılır. Bu işlem ardışıl sekiz bit için Şekil 5.1'de gösterilmiştir. Veri akışının iki paralel yola ayrılmasından sonra her iki bit eş zamanlı olarak işlenebilir. Bu ikili bitler gerçel ve sanal kısmı olan karmaşık semboller işlevine atanır. İşaretin dalga şekli $Re\{s_{Dibit}(t)\}$ ve $Im\{s_{Dibit}(t)\}$ olarak gösterilmiştir. Karmaşık sembollerin işlenmesi için gereken süre sembol süresi olarak adlandırılmıştır ve T_s ile gösterilmiştir. QPSK'da $T_s = 2.T_b$ 'dir (T_b bit süresi).



Şekil 5.1 Seri veri akışından ikili bitler oluşturma (Reimers, 2005)

Şekil 5.2 QPSK modülatörün blok diagramını göstermektedir. Girişteki ters çoğullayıcı seri veri akışını iki yola ayırmıştır. Skaler bileşenlerin her biri bir çarpıcıya aittir. Sonrasında iki işaret kısmı birbirine eklenir. Bu işaret işleme yöntemi denklem 5.1'deki gibi her iki işaretin birbiriyle çarpılarak sonucun gerçek kısmının hesaplanmasıyla ifade edilir. Böylece modülatör çıkışındaki QPSK işareti şu şekildedir:

$$S_{QPSK}(t) = \text{Re}\{s_{Dibit}(t)e^{-j\omega_T t}\} = \text{Re}\{s_{Dibit}(t)\}\cos(\omega_T t) - \text{Im}\{s_{Dibit}(t)\}\sin(\omega_T t) \quad (5.1)$$



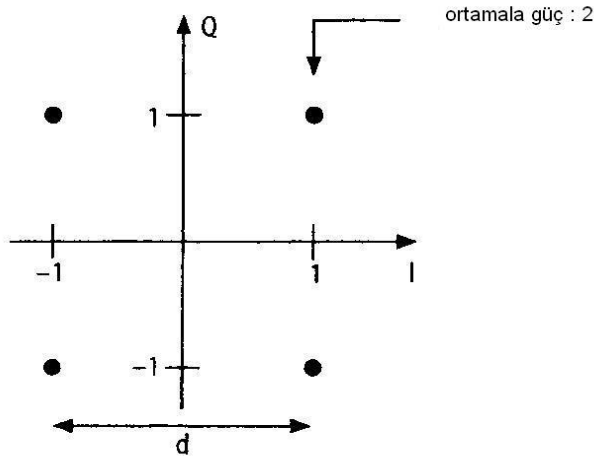
Şekil 5.2 QPSK modülatörü blok diagramı ve işaretlerin zaman şekilleri (Reimers, 2005)

Şekil 5.2'de görüldüğü QPSK işaretleri iki adet 2-PSK işaretlerinin toplamından meydana gelir. QPSK işaretinin spektrumu 2-PSK işaretin toplanmasından meydana gelir. İşaret gücü ifadesi şu şekildedir:

$$PSD_{QPSK}(\omega) = \frac{A^2}{2} T_s \left[\text{sinc}^2\left(\left(\omega_T + \omega\right)\frac{T_s}{2}\right) + \text{sinc}^2\left(\left(\omega_T - \omega\right)\frac{T_s}{2}\right) \right] \quad (5.2)$$

QPSK alıcı giriş işaretini bağımsız 2-PSK işaretler gibi düşünülebilecek faz ve dördül bileşenlerine ayırıştırır. Bu durum Şekil 5.3'te açıkça görülebilir. Ayrıca işaret gücünün de bu iki bileşen arasında eşit bölündüğü de görülmektedir. Yarım işaret gücü ($S/2$) dördül bileşende (Q) olduğu gibi faz bileşeni (I) için de bit kararını verirken oldukça etkilidir. Sonuçta Şekil 5.3'te görülen genlik öklid uzunluğunun yarısına eşittir:

$$d = 2\sqrt{\frac{S}{2}} = \sqrt{2S} \quad (5.3)$$



Şekil 5.3 QPSK yıldız burcu diagramı ve QPSK ortalama gücünün genlik değeri

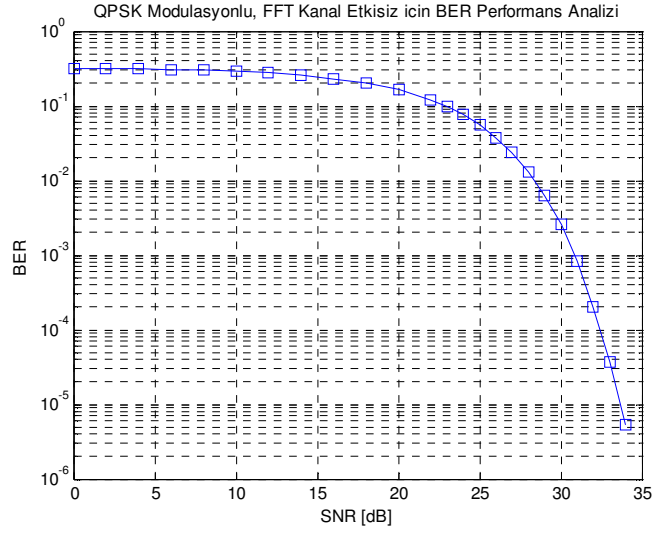
Bit hata oranı için bitler yerine semboller gönderildiğinden $E_s = 2.E_b$ olarak $S/N = E_s/N_o$ geçerli olur. Tüm bunlar doğrultusunda BER şu şekildedir:

$$BER_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (5.4)$$

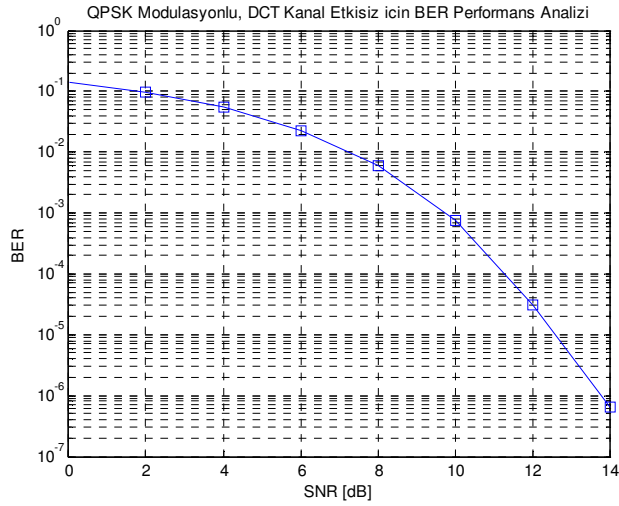
İşaret gücü ve gürültü gücünün iki bileşen (I ve Q) arasında eşit olarak dağılmasından dolayı her iki bileşen için eşit şartlar söz konusudur. Bu nedenle QPSK işaretin bit hata oranı iki işaret bileşeninin bit hata oranının ortalama değeriyle aynıdır. Ayrıca 2-PSK ile de aynıdır. Bu durumlar BER'in E_b/N_o 'ın bir işlevi olduğu sürece doğrudur.

QPSK'nın 2-PSK işaret gibi düşünülmesinden başka, 4 durumlu dördül genlik modülasyonu (4-QAM) işareti olarak ta düşünülmesi mümkündür. Her iki yaklaşım da teorik BER grafikleri için geçerlidir. QPSK'nın sayısal işaretlerin uydu kanalları üzerinden ve yersel iletişim için OFDM ile birlikte iletilmesinde pratik uygulamaları vardır.

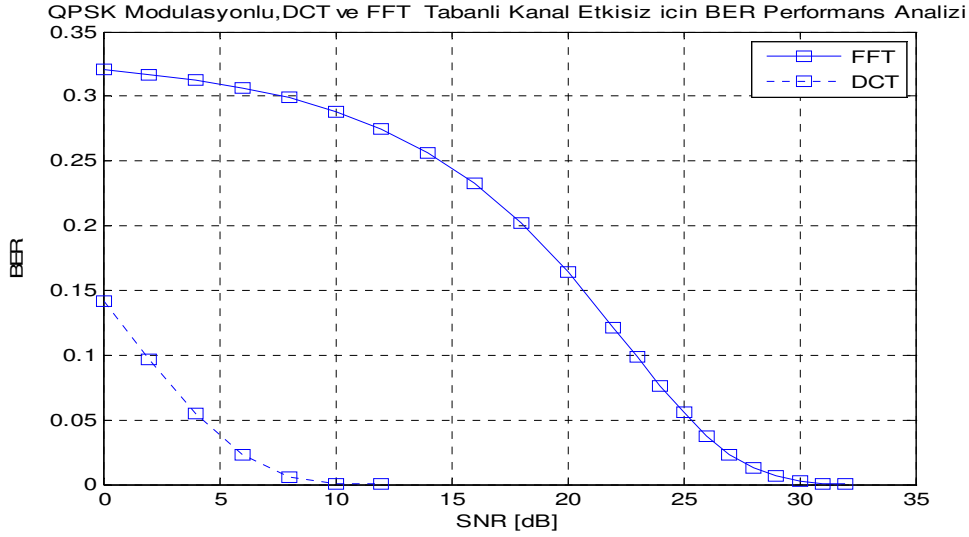
QPSK Modülasyonu ile DCT tabanlı kanal etkisiz OFDM sisteminin AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için Ber performansı incelenmiştir, Şekil 5.4'de grafiği bulunmaktadır. Şekil 5.5'de QPSK modülasyonu ile DCT tabanlı kanal etkisiz OFDM sisteminin AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için Ber performansının grafiği bulunmaktadır.



Şekil 5.4 QPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı, Kanal etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



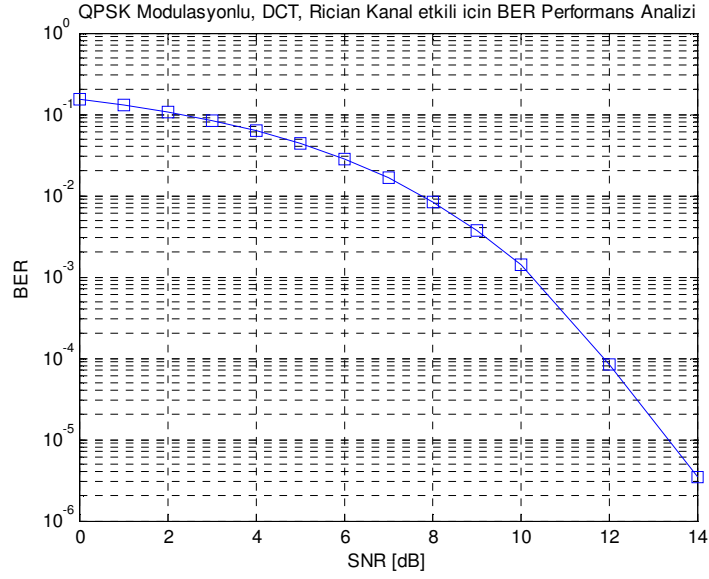
Şekil 5.5 QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı, Kanal etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



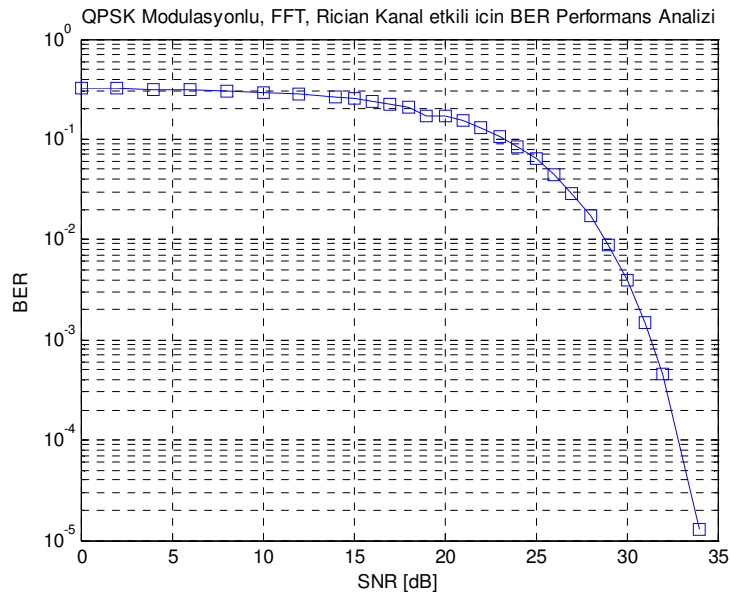
Şekil 5.6 QPSK Modülasyonu ile FFT- DCT Tabanlı, Kanal etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırması

Şekil 5.4 ve Şekil 5.5’den de görüleceği gibi QPSK modülasyonunda kanal etkisiz OFDM sistemleri için DCT tabanlı sistemler SNR-BER performansı daha yüksektir. Şekil 5.6’da FFT Tabanlı QPSK Modülasyonlu Kanal Etkisiz sistemin performansının, DCT Tabanlı QPSK Modülasyonlu Kanal Etkisiz sisteme göre daha düşük olduğu görülmüştür.

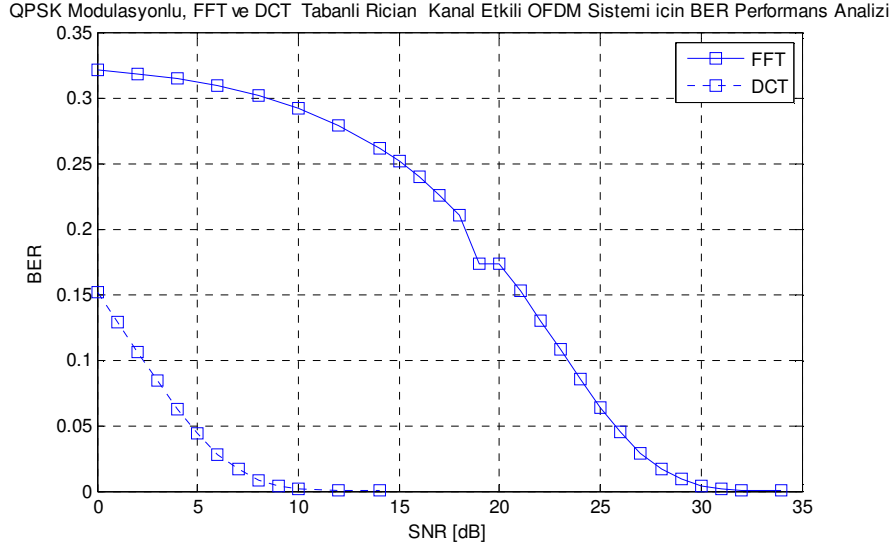
QPSK Modülasyonu ile DCT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sisteminin AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için Ber Performansı incelenmiştir, Şekil 5.7’de grafiği bulunmaktadır. Şekil 5.8’de QPSK Modülasyonu ile FFT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sisteminin AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için BER Performansının grafiği bulunmaktadır.



Şekil 5.7 QPSK Modülasyonlu, DCT Tabanlı, Rician Kanal etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



Şekil 5.8 QPSK Modülasyonlu, FFT Tabanlı, Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

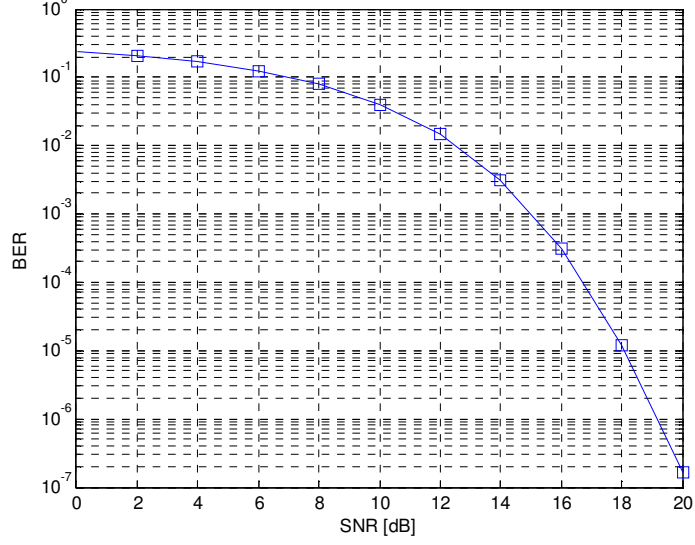


Şekil 5.9 QPSK Modülasyonlu, FFT ve DCT Tabanlı, Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırılması

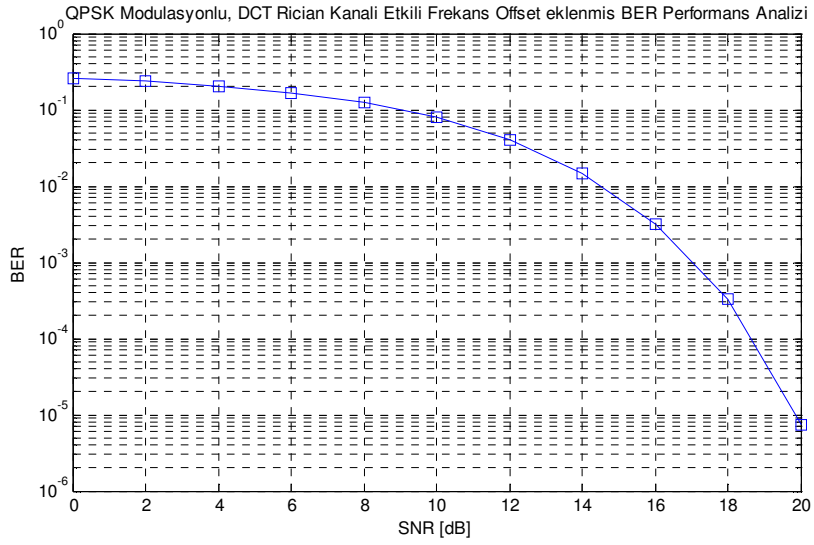
Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’ de görüleceği gibi QPSK modülasyonunda Rician kanal etkili OFDM sistemleri için DCT tabanlı sistemler SNR-BER performansı daha yüksektir. Şekil 5.9’da FFT Tabanlı QPSK Modülasyonlu Rician Kanal Etkili sistemin performansının daha düşük olduğu görülmüştür. Beaulieu vd’in 2006 yılındaki çalışmasında olduğu gibi FFT Tabanlı QPSK Modülasyonlu Rician Kanal Etkili sistemin performansının daha düşük olduğu görülmüştür.

QPSK Modülasyonu ile DCT tabanlı Rician Kanal Etkili $\Delta fT=0.03$ kaydırılmış frekans eklenmiş OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için BER performansı incelenmiştir, Şekil 5.10’da grafiği bulunmaktadır. Şekil 5.11’de QPSK Modülasyonu ile DCT tabanlı Rician Kanal Etkili $\Delta fT=0.04$ Kaydırılmış Frekans eklenmiş OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için BER Performansının grafiği bulunmaktadır.

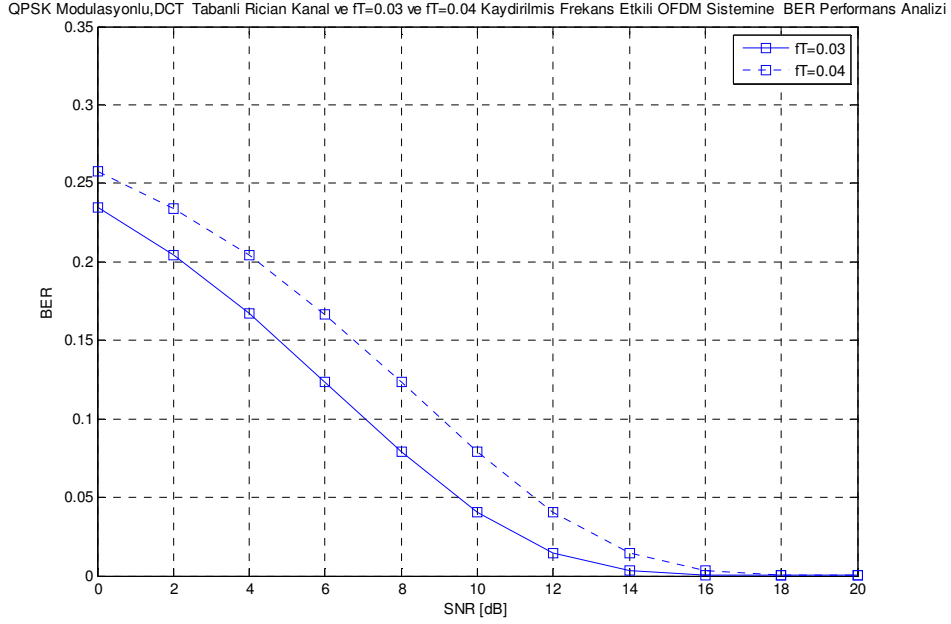
QPSK Modülasyonlu, DCT Rician Kanali Etkili Frekans Offset eklenmiş BER Performans Analizi



Şekil 5.10 QPSK Modülasyonuyla DCT Tabanlı Rician Kanali Etkili $\Delta fT=0.03$ Kaydırılmış Frekans eklenmiş OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



Şekil 5.11 QPSK Modülasyonuyla DCT Tabanlı Rician Kanali Etkili $\Delta fT=0.04$ Kaydırılmış Frekans eklenmiş OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

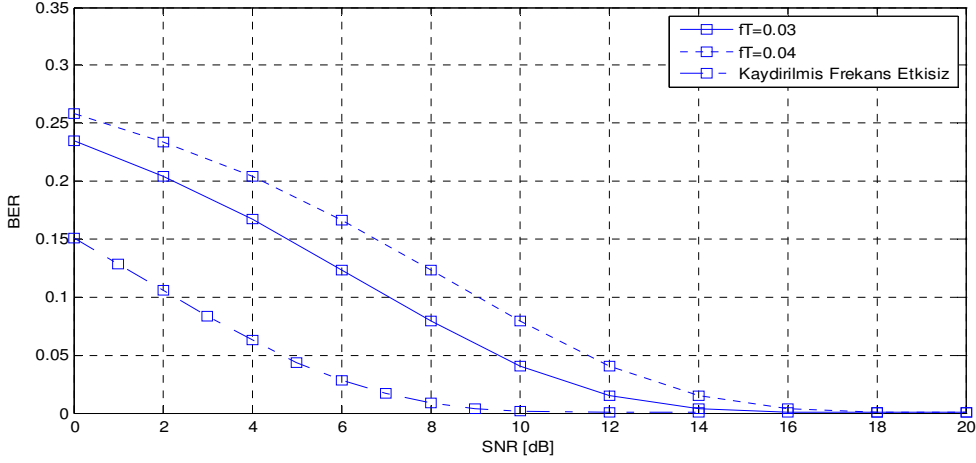


Şekil 5.12 QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili $\Delta fT=0.03$ ve $\Delta fT=0.04$ Kaydırılmış Frekans eklenmiş OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

QPSK modülasyonunda Rician kanal etkili OFDM sistemleri için DCT tabanlı OFDM sistemlerine $\Delta fT=0.03$ ve $\Delta fT=0.04$ eklendiğinde, Şekil 5.10 ve Şekil 5.11 da görüleceği daha az kaydırılmış frekans etkisi olan $\Delta fT=0.03$ daha iyi performans göstermiştir. Kaydırılmış frekansın artmasıyla sistem performansında düşme meydana gelmiştir, Beaulieu vd'in 2006 yılındaki çalışmasında bu durumu gözlemlenmiştir.

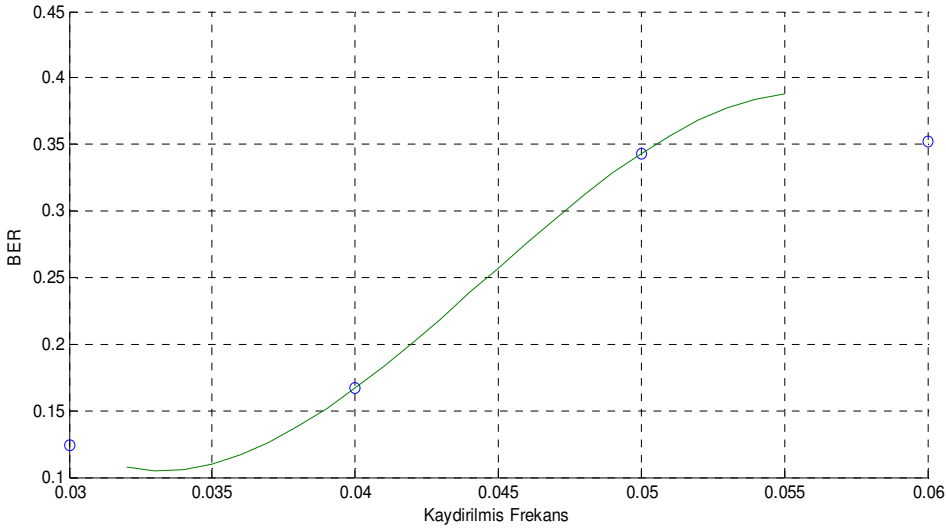
Şekil 5.12' de de görüleceği gibi, QPSK modülasyonunda Rician kanal etkili OFDM sistemleri için DCT tabanlı kaydırılmış frekans eklenmeyen OFDM sistemiyle, aynı özellikteki kaydırılmış frekans eklenmiş modeller karşılaştırıldığında da kaydırılmış frekansın bit hata oranını artırdığı gözlemlenmektedir. Kaydırılmış frekans eklemenin sistem performansını üzerine etkileri Bölüm 4 'te anlatılmıştır. Şekil 5.13'de kaydırılmış frekans eklenmemiş QPSK modülasyonlu DCT tabanlı Rician kanal etkili OFDM sistemleriyle farklı kaydırılmış frekans eklenmiş sistemler karşılaştırılmıştır. Kaydırılmış frekans etkisi arttıkça sistem performansında düşüş görülmektedir, kaydırılmış frekans etkisiz sistemin performansı en yüksektir. Şekil 5.14 QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili 6db AWGN eklenmiş OFDM sisteminde kaydırılmış frekansa göre BER değişimi incelenmiştir. Sistemde sabit AWGN gürültüsü olduğunda kaydırılmış frekansın BER etkisi incelenmiştir, kaydırılmış frekans arttıkça BER'in arttığı gözlemlenmiştir.

QPSK Mod.,DCT Tabanlı Rician ve $\Delta fT=0.03$ ve $\Delta fT=0.04$ Kaydırılmış Frekans Etkili ve Kaydırılmış Frekans etkisiz Sisteminde Performans Analizi



Şekil 5.13 QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili $\Delta fT=0.03$ ve $\Delta fT=0.04$ ve Kaydırılmış Frekans eklenmemiş OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

QPSK DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili 6 db AWGN eklenmiş OFDM Sisteminde Değişen Kaydırılmış Frekans Değerleri İçin BER Analizi



Şekil 5.14 QPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili 6db AWGN eklenmiş OFDM sisteminde kaydırılmış frekansa göre BER değişimi

5.2. OFDM/QAM YAKLAŞIMI: Dikgen Genlik Modülasyonu QAM (Quadrature Amplitude Modulation):

Dikgen genlik modülasyonunun temeli, çeşitli faz veya faz/genlik modülasyonu türlerini kullanarak, bir taşıyıcının modüle edilmesine dayanır. Bir QAM modülasyon sisteminde bir taşıyıcının, iki dikey bileşeninden her biri, sonlu veri kümesinden alınan, bir veri ile çarpılarak, her T saniyede

modüle edilmiş bir taşıyıcı oluşturacak şekilde, toplanır. Her (a_n, b_n) veri çifti, modülasyonu karakterize eden iki boyutlu kümede bir nokta gibi düşünülebilir. Genellikle ve uygulamaya bağlı nedenlerden ötürü bu iki boyutlu kümedeki nokta sayısı ikinin kuvveti olacak şekilde seçilir. Çok kullanılan kümelerle elde edilen modülasyon türlerini göstermektedir. C , iki boyutlu kümedeki nokta sayısı olsun, $C=2^a$ olur. Bu durumda iletilen bit hızı ise, $D=a/T$ bit/s olur.

QAM modülasyonunun, toplamsal beyaz gauss gürültüsünün bulunduğu bir iletim kanalındaki performansı, kullanılan kümenin noktaları arasındaki uzaklığa bağlıdır. Aynı simge sayısı ve simge başına düşen güç için noktaları birbirinden ayrıık kümeler daha iyi sonuç vermektedir. Örneğin 16 QAM 16 PSK'dan daha iyi sonuç vermektedir. QAM sisteminde, D/A çeviriciler, her koordinat için, $1/T$ darbe/s hızında, dikdörtgen darbeler göndermektedir. Bu darbelerin genlikleri o an iletilecek noktanın kordinatına eşittir. Darbelerin frekans spektrumunu sonsuz genişlikte $\sin(x)/x$ fonksiyonu şeklindedir. Kanalin bant sınırlı olması, modüle edilmiş taşıyıcıların spektrumlarının, kanala uyum gösterilmesi için filtre edilmesi gereği ortaya çıkarır.

Alıcı ve vericide, kanal filtreleri kullanılmasının iki önemli nedeni vardır. İlk olarak alınan darbe işaretinin simge süresi boyunca genliği sabit değildir, ikinci olarak ise, her darbenin frekans spektrumu, simgeler arası girişim (ISI: Inter Symbol Interferance) oluşturacak şekilde tasarlanmalıdır. Gösterilen ideal alçak geçiren filtreyi göz önüne alınırsa, filitenin darbe cevabı $t=\pm nT(n\neq 0)$ noktalarında sıfır geçişleri olan esas tepesi $t=0$ da olan $\sin(x)/x$ karakteristiğindedir. Başka deyişle, filtre cevabı $\sin(x)/x$ karakteristiğinde olduğu için her kordinat için filtre edilmiş darbenin, diğer darbelerin sıfır geçişlerinde esas tepeleri olacaktır. Eğer alınan işaret bu sıfır geçişlerinde örneklenirse ISI önlenir ve orijinal noktalar elde edilebilir. $\sin(x)/x$ filtresi Nyquist filtresi olarak adlandırılır ve Nyquist koşulunu sağladığı varsayılır.

Kanal içindeki toplamsal gauss gürültüsü ile en iyi sonucu almak için, filtreleme işlemi alıcı ve verici arasında bölüşülür. Genellikle iletilen işaretler, toplam kanal cevabındaki D/A çeviricinin transfer fonksiyonunun etkisi ortadan kaldırmak için, $x/\sin(x)$ ile ön filtreleme yapılır. Eğer ideal Nyquist filtreleri kullanırsa, modüle edilmiş taşıyıcı tarafından kaplanan, nominal bant genişliği, $B_T=1/T$ Hz olur.

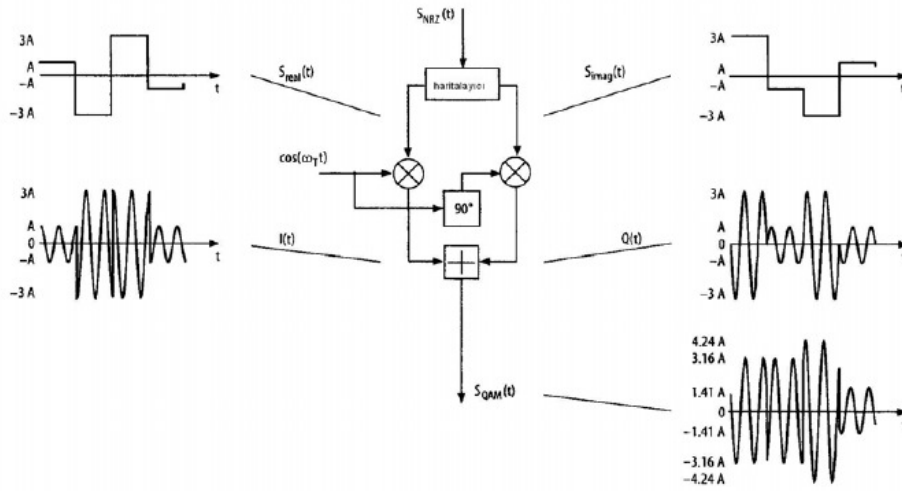
Sayısal QAM'de m bit birleştirilmektedir. Daha sonra birleştirilen m biti karmaşık sayılarda olduğu gibi gerçel ve sanal olarak ikiye ayrılır. Aynı kanaldan farklı fazlı olarak iki tane işareti taşıma imkanı sağlamaktadır.

d_i ; karmaşık olan QAM sembolleridir, N_s ; alt taşıyıcılarının sayısıdır, T : sembol süresidir, f_c ; taşıyıcı frekansdır. OFDM sembolünün başlaması $t = t_s$ anında;

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t-t_s)) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T$$

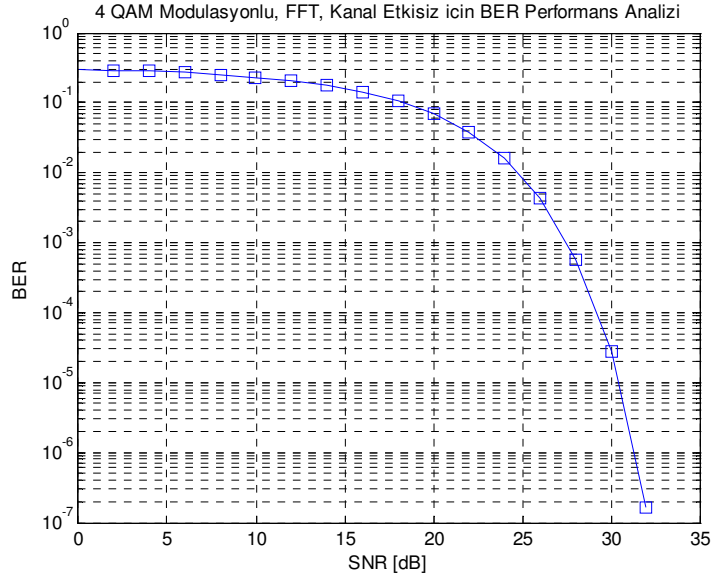
QPSK modülasyonunda seri veri akışının nasıl karmaşık sembol oluşturan iki paralel kola ters çoğullandığı anlatılmıştır. Sayısal QAM'da m bit birleştirilir ve S_{real} ve S_{imag} kısımlarını içeren karmaşık sembol kelimelerine haritalanır. Şekil 5.15'den farklı olarak haritalayıcının artık ikili işaretler oluşturması gerekmez ancak istenilen QAM derecesine göre çoklu seviyeler oluşturur. QPSK'da sembol kelimesi iki bitten oluşur. m bitin birleşimi bit aralığıyla doğru orantılı olarak T_s sembol aralığını artırır. Bundan sonraki asıl modülasyon işlemi QPSK'da anlatıldığı gibidir. QAM sembol kelimesinin gerçek kısmı faz kolunda kosinüs taşıyıcı işaretini modüle eder. QAM sembolünün sanal kısmı ise aynı frekanstaki sinüs taşıyıcı işaretini modülatörün dördül kolunda modüle eder. Bu işlemle bağımsız genlik kaydırmalı anahtarlama (ASK) işaretleri olarak düşünülebilecek iki taşıyıcı frekans salınımı oluşturulur. İki adet 2-PSK işaretin birleşiminden oluşan QPSK işarete benzerlik burada bir kez daha görülebilir. İstenilen QAM işareti iki bileşenin toplanmasıyla ortaya çıkar. QAM işaretin zarfı sabit değildir. Bundan dolayı bu aşamada demodülatörde bir zarf demodülasyonu olasılığı engellenemez. Buna karşın aynı genliğe sahip ancak faz açıları farklı çeşitli sembol durumlarının var olduğu gerçeği unutulmamalıdır. Bu nedenle sadece eş zamanlı bir modülasyon gereklidir. Bu durum Şekil 5.15'te 64-QAM olarak örneklendirilmiştir. İlk dört adet dördül 64 adet olası genlik ve faz değerinin 16 tanesini içermektedir.



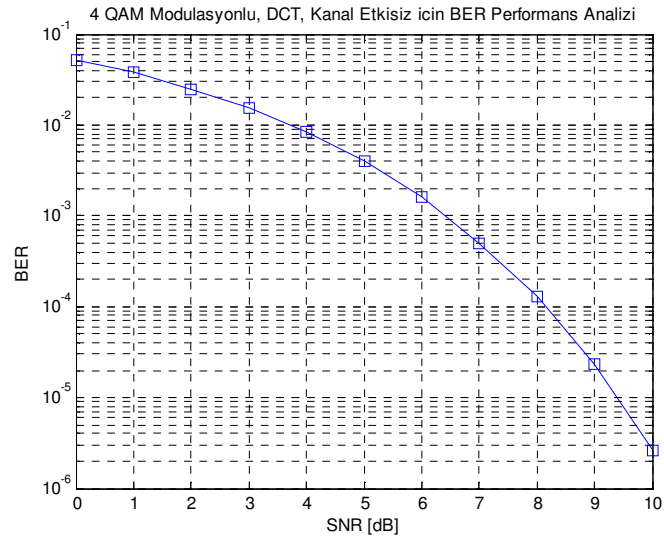
Şekil 5.15 QAM modülör blok diagramı ve işaretlerin zaman grafiği (Reimers, 2005)

4 QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında Ber Performansı incelenmiştir, Şekil 4.16'da grafiği bulunmaktadır. Şekil 5.17'de 4 QAM Modülasyonu ile DCT tabanlı Kanal Etkisiz OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansının grafiği bulunmaktadır. Şekil 5.16 ve Şekil 5.17'de görüleceği gibi 4 QAM modülasyonu ile DCT Tabanlı Kanal etkisiz OFDM sistemleri için AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri BER performansı daha yüksektir. Şekil 5.18'de FFT Tabanlı 4 QAM Modülasyonlu Kanal Etkisiz OFDM sistemi için performansın daha düşük olduğu görülmüştür.

4 QAM Modülasyonu ile FFT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 5.19'da grafiği bulunmaktadır. 4 QAM Modülasyonu ile DCT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 5.20'de grafiği bulunmaktadır.

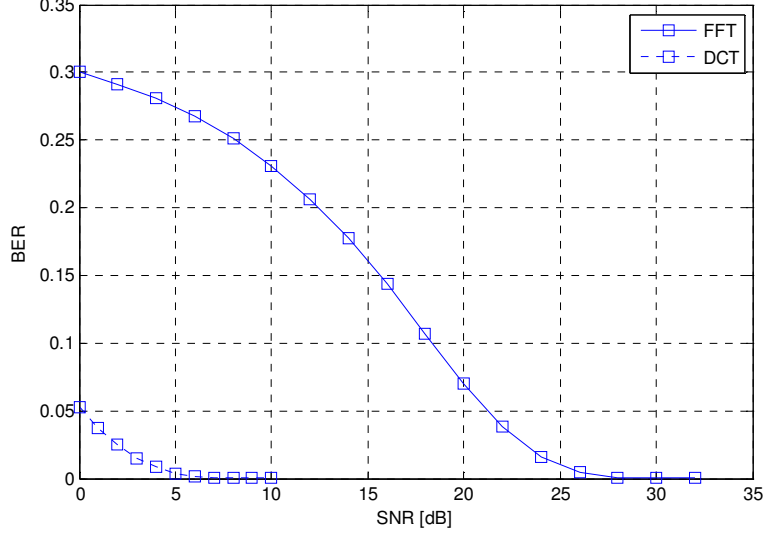


Şekil 5.16 4 QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



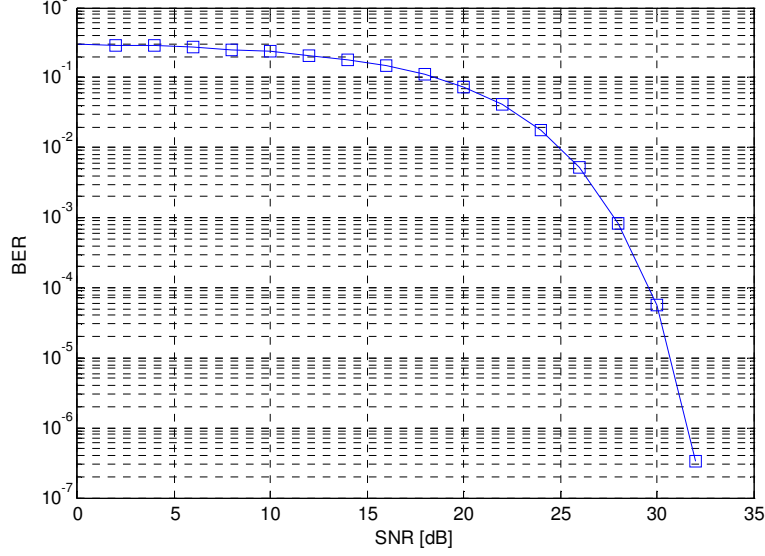
Şekil 5.17 4 QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

4 QAM Modülasyonlu,DCT ve FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM sistemi için BER Performans Analizi

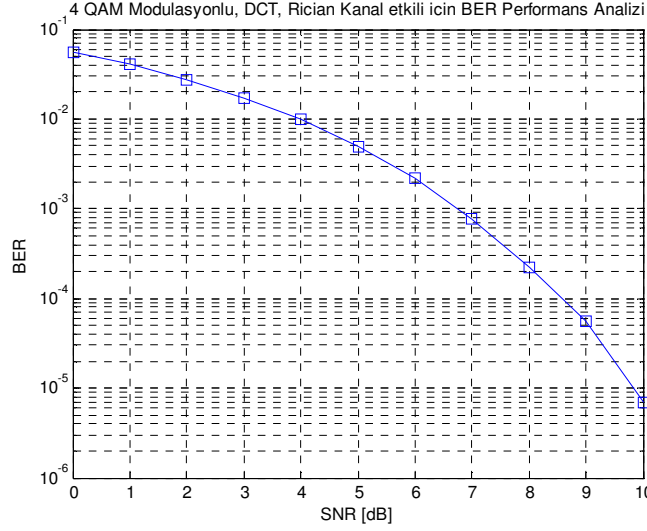


Şekil 5.18 4 QAM Modülasyonu ile FFT- DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırması

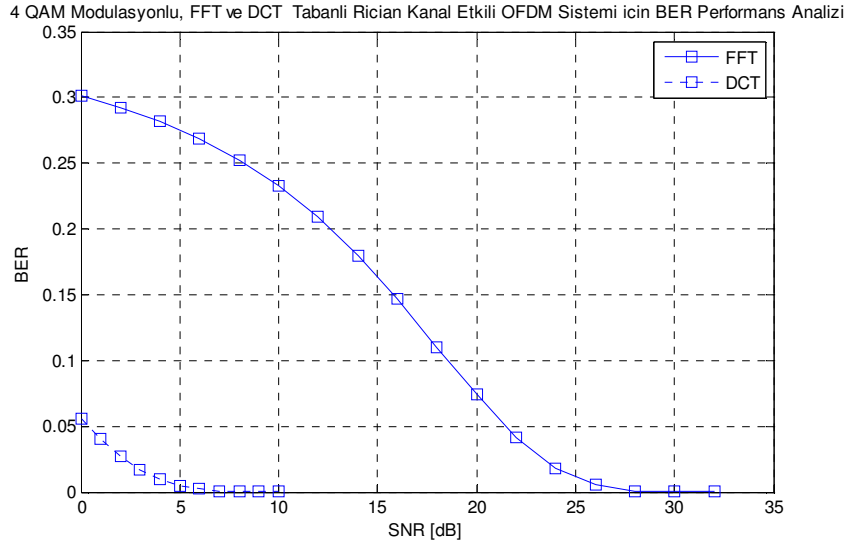
4 QAM Modülasyonlu, FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemi için BER Performans Analizi



Şekil 5.19 4 QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



Şekil 5.20 4 QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



Şekil 5.21 4 QAM Modülasyonu ile FFT- DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

Şekil 5.19 ve Şekil 5.20’de görüleceği gibi 4 QAM modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician kanal etkili OFDM sistemi için AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri BER performansı, FFT Tabanlı Rician kanal etkili OFDM sistemine göre daha yüksektir. Şekil 5.21’de FFT Tabanlı 4

QAM Modülasyonlu Rician Kanal Etkili OFDM sistemi için performansın daha düşük olduğu görülmüştür.

5.3. Differensiyal PSK (DPSK)

Mevcut semboller önceki sembellere bağlı olarak değişir. Demodülasyonunda alıcı ve vericinin aynı fazda olması gerekmez, eş zamanlı olmayan kestirim yapılır.

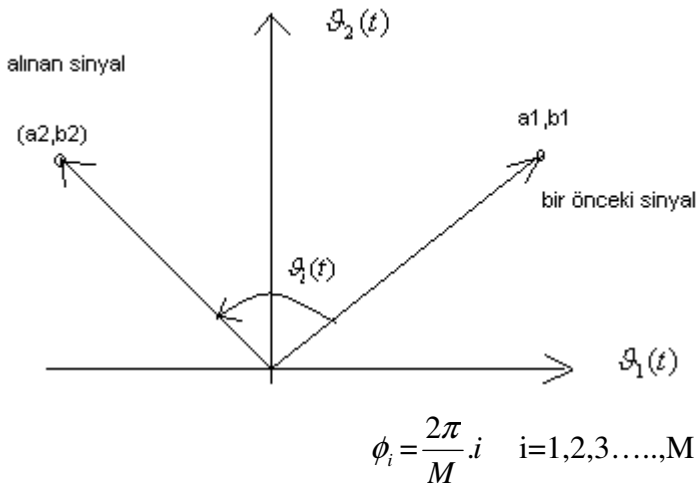
Gönderilen işaret $s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \theta_i(t))$ 'dir.

(modüle edilmiş) $0 \leq t \leq T \quad i=1,2,3,\dots,M$

Alıcı girişi ise $r(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \theta_i(t) + \alpha) + n(t)$ 'dir.

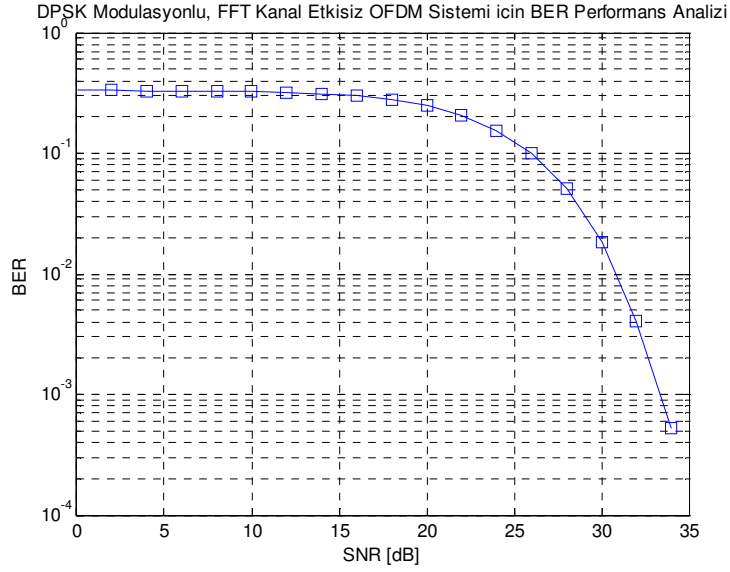
$0 \leq t \leq T \quad i=1,2,3,\dots,M$

Arda arda gelen iki dalga şekli arasındaki faz farkı ise $[\theta_k(T_2) + \alpha] - [\theta_j(T_1) + \alpha] = \theta_k(T_2) - \theta_j(T_1) = \phi_i(T_2)$ 'dir.

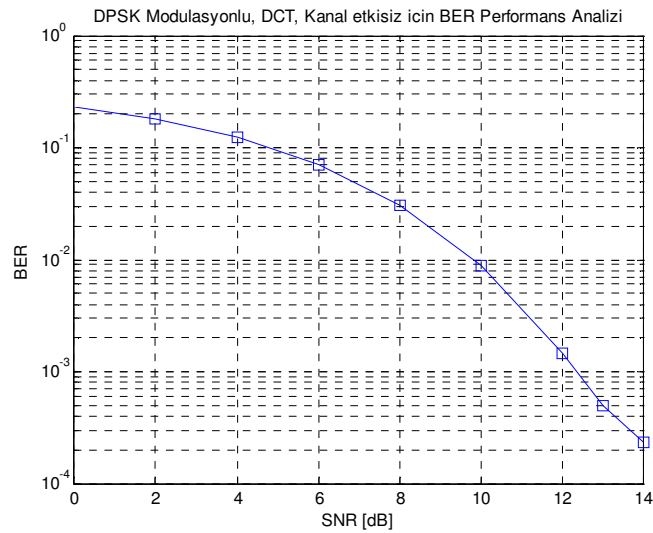


Bir önceki işaret referans alınarak demodülasyon gerçekleştirilebilir. Hata oluştuğunda yayılıyor. Eş zamanlama problemi ortadan kaldırılıyor. DPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 5.22'de grafiği bulunmaktadır. Şekil 5.23'de DPSK Modülasyonu ile DCT tabanlı Kanal Etkisiz OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansının grafiği bulunmaktadır. Şekil 5.22 ve Şekil 5.23'de görüleceği gibi DPSK modülasyonu ile DCT Tabanlı Kanal etkisiz OFDM sistemleri için AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri BER performansı daha yüksektir. Şekil 5.24'de FFT Tabanlı DPSK Modülasyonlu Kanal Etkisiz OFDM sistemi için performansın daha düşük olduğu görülmüştür.

DPSK Modülasyonu ile FFT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 5.25’de grafiği bulunmaktadır. DPSK Modülasyonu ile DCT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 5.26’da grafiği bulunmaktadır. DPSK Modülasyonu ile FFT ve DCT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı karşılaştırılmıştır, Şekil 5.27’de grafiği bulunmaktadır.

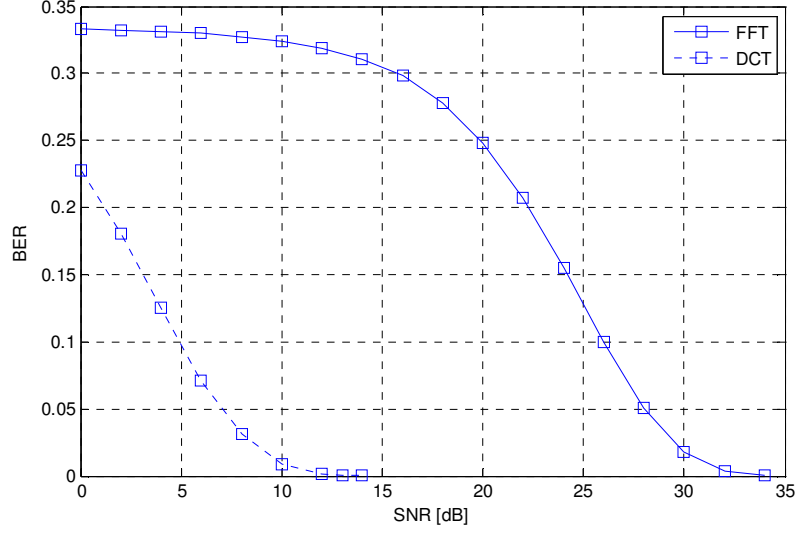


Şekil 5.22 DPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

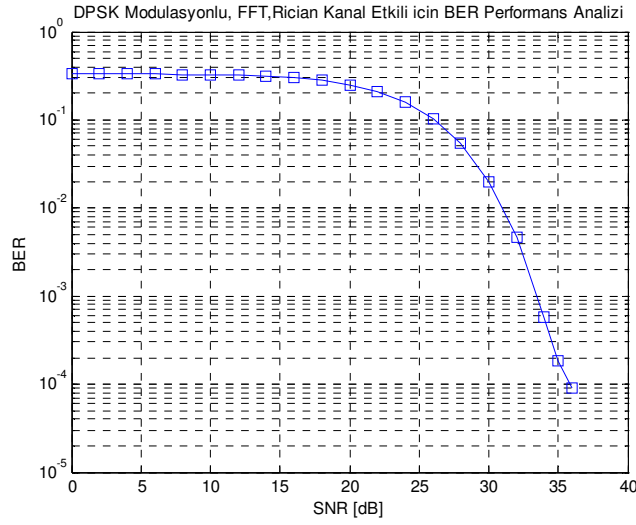


Şekil 5.23 DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

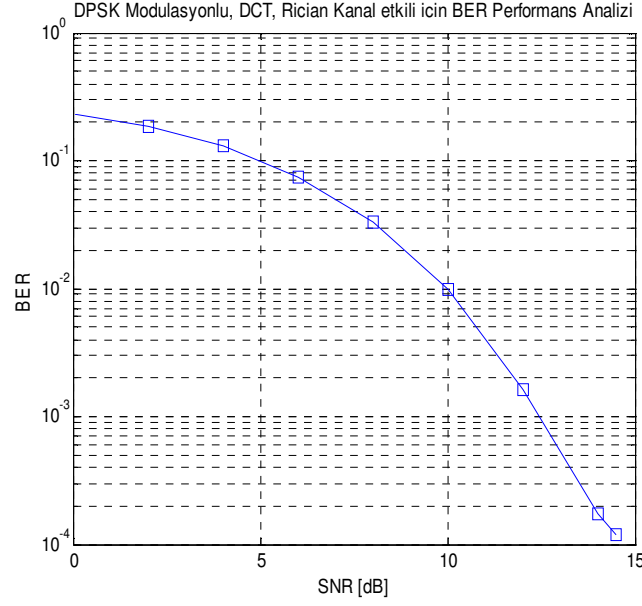
DPSK Modülasyonu, FFT ve DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sistemleri için BER Performans Analizi



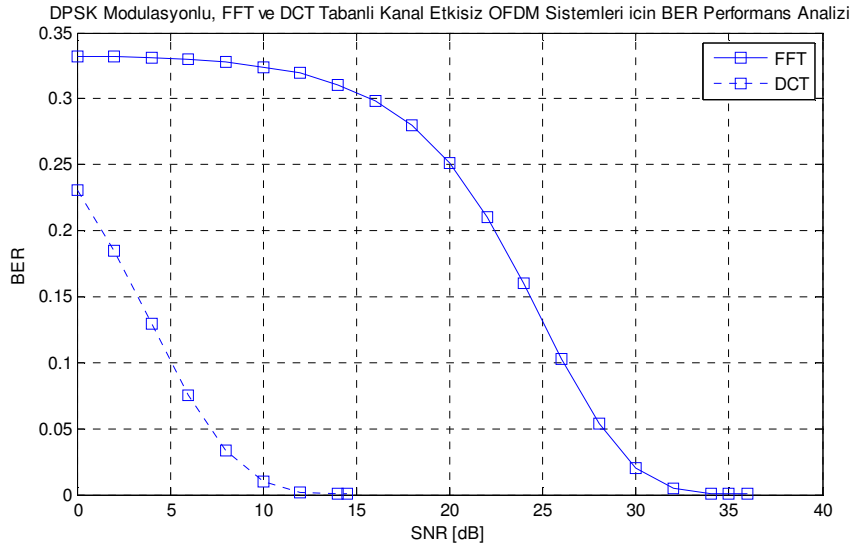
Şekil 5.24 DPSK Modülasyonu ile FFT ve DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırması



Şekil 5.25 DPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



Şekil 5.26 DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

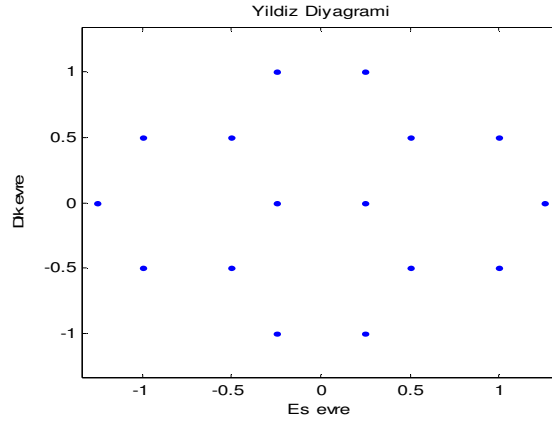


Şekil 5.27 DPSK Modülasyonu ile FFT- DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi Karşılaştırılması

5.4. Altıgen QAM Modülasyonu ile OFDMA

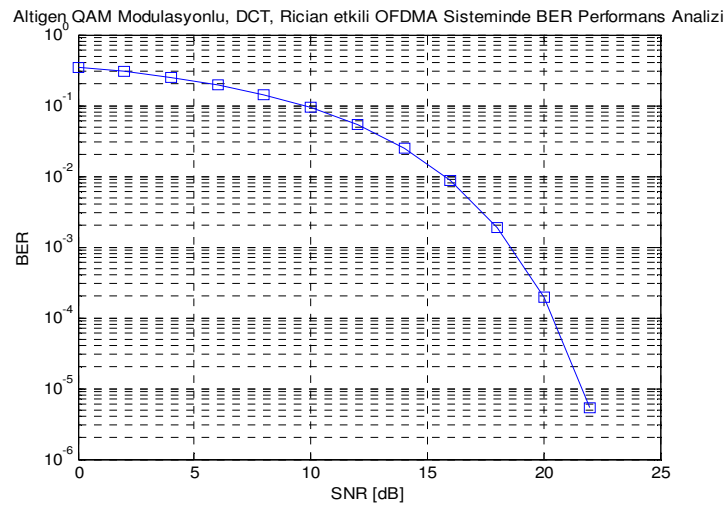
Birinci olarak eş evre de x eksenini $1/4$ için diğ evre de y ekseninde 0 işaretlenirse, 2. olarak x eksenini $1/2$, y eksenini için ise diğ evre de y ekseninde $1/2$ işaretlenirse, üçüncü olarak x ekseninde $1/2$ için y ekseninde $-1/2$, dördüncü olarak x ekseninde $1/4$ için y ekseninde -1 işaretlenirse, beşinci olarak x ekseninde $1/4$ için, y ekseninde -1 işaretlenirse, altıncı olarak x ekseninde 1 için, y ekseninde $1/2$ işaretlenirse, yedinci olarak x eksenindeki 1 için, y ekseninde $-1/2$ işaretlenirse, sekizinci olarak da

x ekseninde 5/4 için y ekseninde 0 işaretlenip çoğaltılırsa saçılma grafiği oluşturulur. Şekil 5.28’de Altıgen QAM yıldız diyagramı görülmektedir.



Şekil 5.28 Altıgen QAM Yıldız Diyagramı

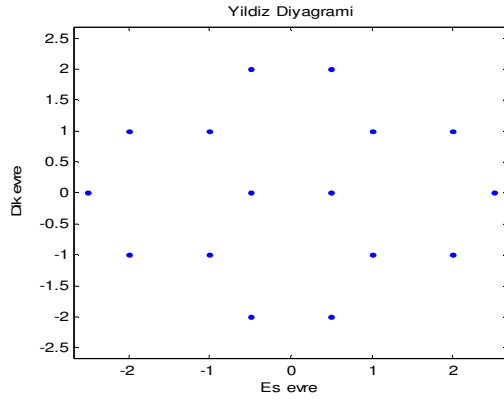
Altıgen QAM Modülasyonu ile DCT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 4.29’da grafiği bulunmaktadır.



Şekil 5.29 Altıgen Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

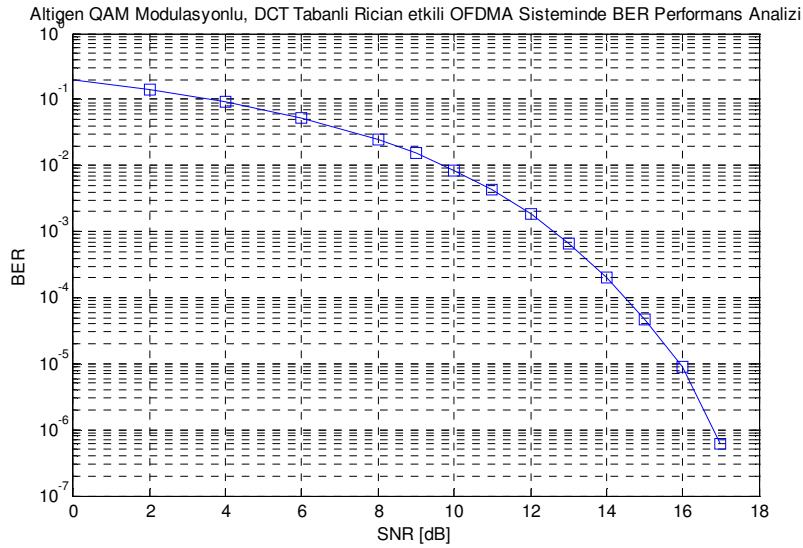
Birinci olarak eş evre x ekseninde 1/2 için dik evre de y ekseninde 0 işaretlenirse, 2. olarak x eksenini 1, y eksenini için ise dik evre de y ekseninde 1 işaretlenirse, üçüncü olarak x ekseninde 1 için y ekseninde -1, dördüncü olarak x ekseninde 1/2 için y ekseninde 2 işaretlenirse, beşinci olarak x ekseninde 1/2 için, y ekseninde -2 işaretlenirse, altıncı olarak x ekseninde 2 için, y ekseninde 1 işaretlenirse, yedinci olarak x eksenindeki 2 için, y ekseninde -1 işaretlenirse, sekizinci olarak da x

ekseninde $5/2$ için y ekseninde 0 işaretlenip çoğaltılırsa saçılma grafiği oluşturulur. Şekil 5.30'da Altıgen QAM yıldız diyagramı görülmektedir.



Şekil 5.30 Altıgen QAM Yıldız Diyagramı

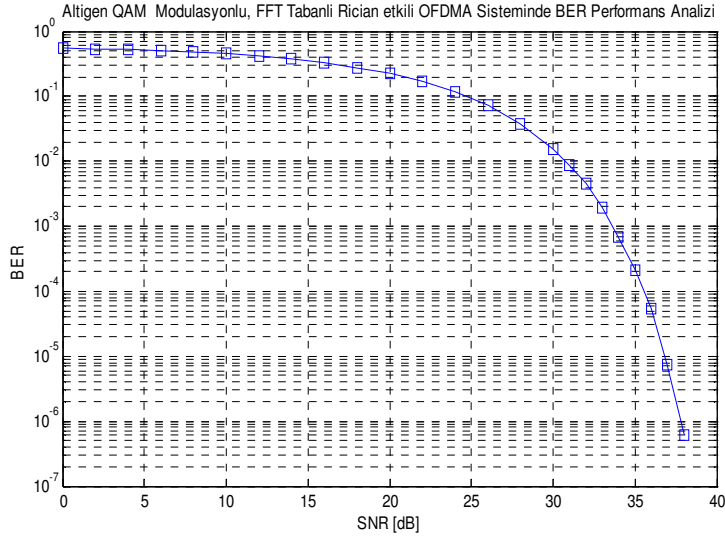
Altıgen QAM Modülasyonu ile DCT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 5.31'de grafiği bulunmaktadır.



Şekil 5.31 Altıgen QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

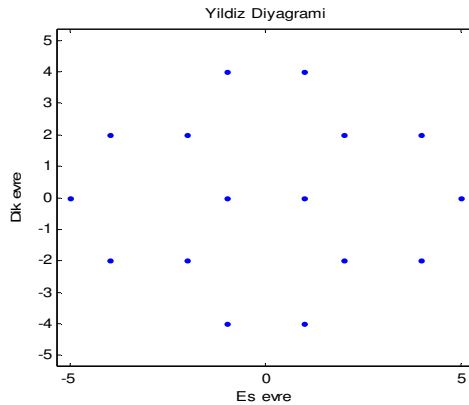
Şekil 5.28'deki Altıgen QAM yıldız diyagramındaki, noktalar arasındaki aralığı iki katına çıkarıp, Şekil 5.30'daki gibi altıgen QAM yıldız diyagramı oluşturunca, DCT Tabanlı sistemin performansında iyileşme olduğu görülmüştür. Şekil 5.29'da 22 dB'de 10^{-6} BER'e düşerken, Şekil 5.31'de görüldüğü gibi yeni sistemde 17 dB'de 10^{-6} BER'e düşmektedir.

Rician kanal etkili, altıgen QAM ile FFT Kaydırılmış Frekans eklenmemiş OFDMA sistemi için benzetimi yapılmış SNR- BER etkisi incelenmiştir. Şekil 5.32’de grafiği bulunmaktadır.



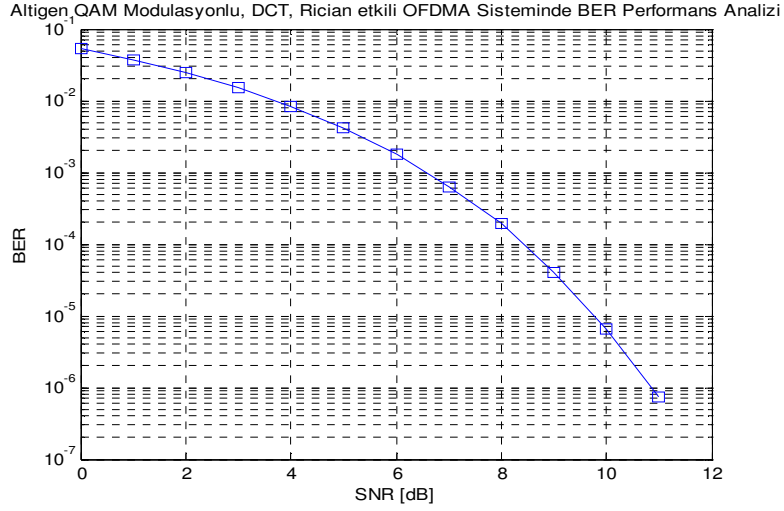
Şekil 5.32 Altıgen QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

Birinci olarak eş evre de x ekseninde 1 için dikey evre de y ekseninde 0 işaretlenirse, 2. olarak x ekseninde 2, y ekseninde için ise dikey evre de 2 işaretlenirse, üçüncü olarak x ekseninde 2 için y ekseninde -2, dördüncü olarak x ekseninde 1 için y ekseninde 4 işaretlenirse, beşinci olarak x ekseninde 1 için, y ekseninde -4 işaretlenirse, altıncı olarak x ekseninde 4 için, y ekseninde 2 işaretlenirse, yedinci olarak x eksenindeki 4 için, y ekseninde -2 işaretlenirse, sekizinci olarak da x ekseninde 5 için y ekseninde 0 işaretlenip çoğaltılırsa saçılma grafiği oluşturulur. Şekil 5.33’de Altıgen QAM yıldız diyagramı görülmektedir.

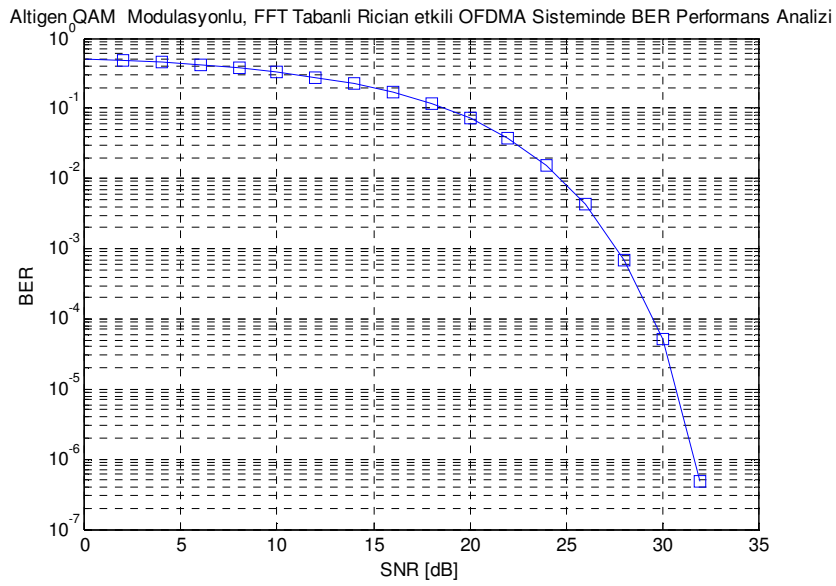


Şekil 5.33 Altıgen QAM Yıldız Diyagramı

Altıgen QAM Modülasyonu ile DCT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 5.34’de grafiği bulunmaktadır.



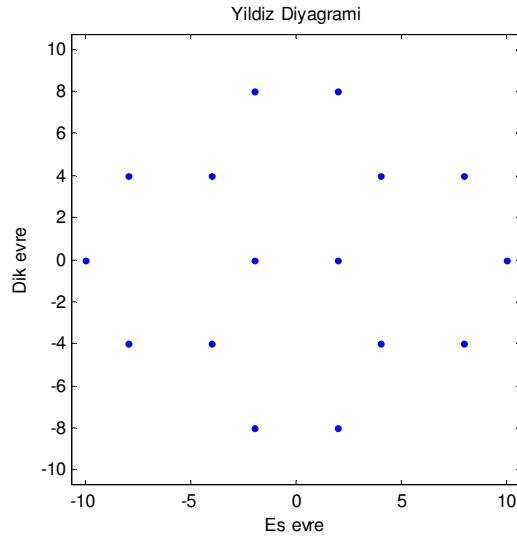
Şekil 5.34 Altıgen QAM Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



Şekil 5.35 Altıgen QAM Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

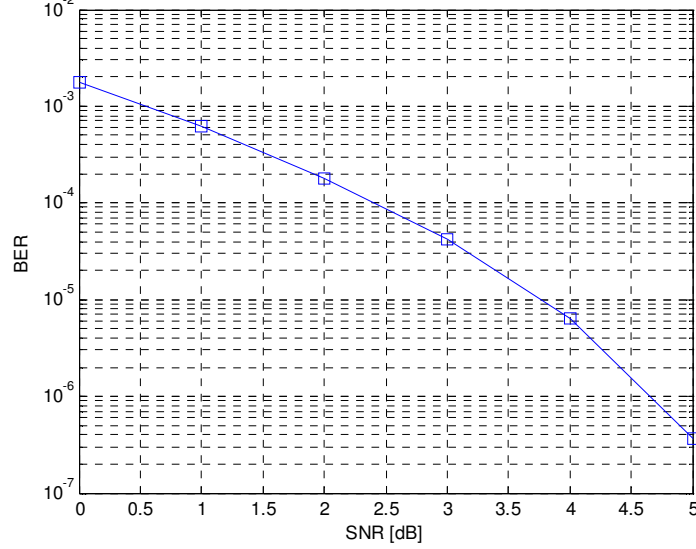
Şekil 5.30'deki Altıgen QAM yıldız diyagramındaki, noktalar arasındaki aralığı iki katına çıkarıp, Şekil 5.33'deki gibi altıgen QAM yıldız diyagramı oluşturunca, DCT Tabanlı sistemin performansında iyileşme oluştuğu görülmüştür. Şekil 5.34'de ki DCT Tabanlı OFDMA sistemi, 11 dB'de 10^{-6} BER'e düşerken, Şekil 5.31'de görüldüğü gibi yeni sistemde 17 dB'de 10^{-6} BER'e düşmektedir. Şekil 5.32'de FFT Tabanlı OFDMA sistemi 38 dB'de 10^{-6} BER'e düşerken, Şekil 5.35 32 dB'de 10^{-6} BER'e düşmektedir.

Birinci olarak eş evre de x eksenini 2 için dik evre de y ekseninde 0 işaretlenirse, 2. olarak x eksenini 4, y eksenini için ise dik evre de y ekseninde 4 işaretlenirse, üçüncü olarak x ekseninde 4 için y ekseninde -4, dördüncü olarak x ekseninde 2 için y ekseninde 8 işaretlenirse, beşinci olarak x ekseninde 2 için, y ekseninde -8 işaretlenirse, altıncı olarak x ekseninde 8 için, y ekseninde 4 işaretlenirse, yedinci olarak x eksenindeki 8 için, y ekseninde -4 işaretlenirse, sekizinci olarak da x ekseninde 10 için y ekseninde 0 işaretlenip çoğaltılırsa saçılma grafiği oluşturulur. Şekil 5.36'da Altıgen QAM yıldız diyagramı görülmektedir.



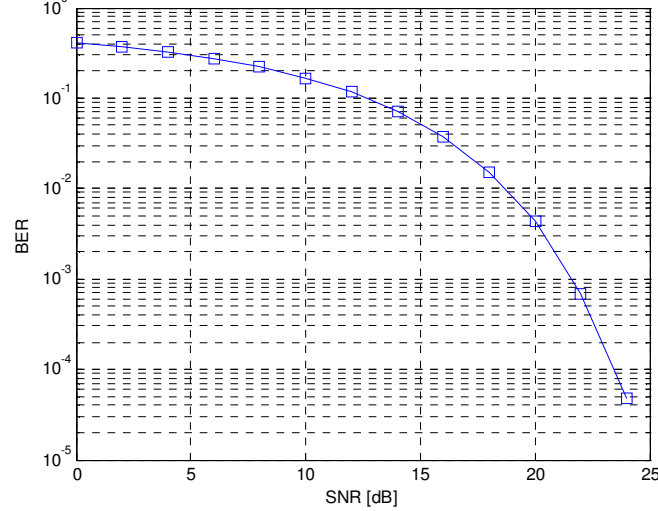
Şekil 5.36 Altıgen QAM Yıldız Diyagramı

Altıgen QAM Modulasyonlu, DCT, Rician etkili OFDMA Sisteminde BER Performans Analizi



Şekil 5.37 Altıgen Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDMA Sisteminin Ber Performans Analizi

Altıgen QAM Modulasyonlu, FFT, Rician etkili OFDMA Sisteminde BER Performans Analizi

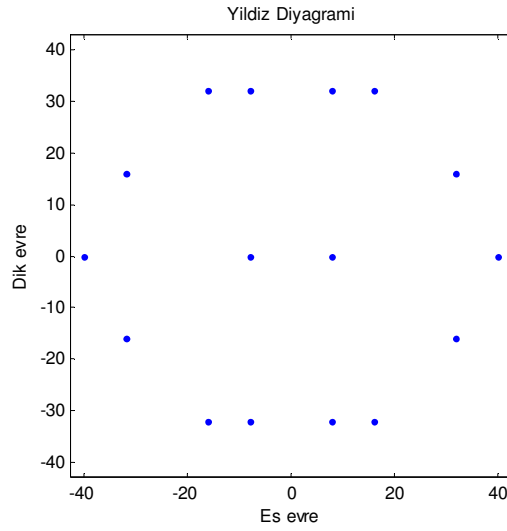


Şekil 5.38 Altıgen Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDMA Sisteminin Ber Performans Analizi

Şekil 5.33'deki Altıgen QAM yıldız diyagramındaki, noktalar arasındaki aralığı iki katına çıkarıp, Şekil 5.36'daki gibi altıgen QAM yıldız diyagramı oluşturunca, DCT Tabanlı sistemin performansında iyileşme oluştuğu görülmüştür. Şekil 5.34'de ki DCT Tabanlı OFDMA sistemi, 11 dB'de 10^{-6} BER'e düşerken, Şekil 5.37'de görüldüğü gibi yeni sistemde 5 dB'de 10^{-6} BER'e

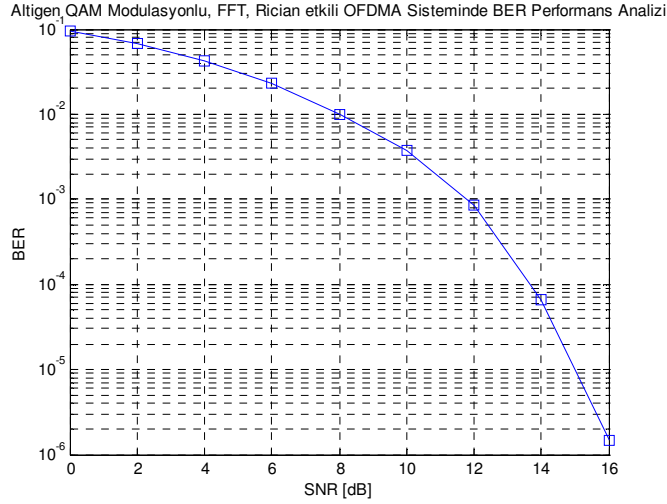
düşmektedir. Şekil 5.35’de FFT Tabanlı OFDMA sistemi 32 dB’de 10^{-6} BER’e düşerken, Şekil 5.38 24 dB’de 10^{-6} BER’e düşmektedir.

Birinci olarak eş evre de x ekseni 8 için dik evre de y ekseninde 0 işaretlenirse, 2. olarak x ekseni 16, y eksenine için ise dik evre de y ekseninde 32 işaretlenirse, üçüncü olarak x ekseninde 16 için y ekseninde -32, dördüncü olarak x ekseninde 8 için y ekseninde 32 işaretlenirse, beşinci olarak x ekseninde 8 için, y ekseninde -32 işaretlenirse, altıncı olarak x ekseninde 32 için, y ekseninde 16 işaretlenirse, yedinci olarak x eksenindeki 32 için, y ekseninde -16 işaretlenirse, sekizinci olarak da x ekseninde 40 için y ekseninde 0 işaretlenip çoğaltılırsa saçılma grafiği oluşturulur. Şekil 5.39’da Altıgen QAM yıldız diyagramı görülmektedir.



Şekil 5.39 Altıgen QAM Yıldız Diyagramı

Altıgen QAM Modülasyonu ile FFT tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM sistemine AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri altında BER Performansı incelenmiştir, Şekil 4.40’da grafiği bulunmaktadır.

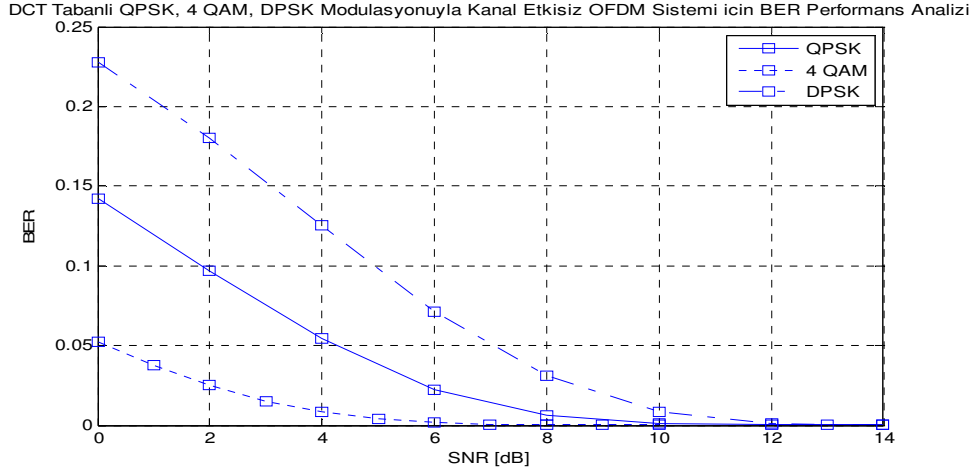


Şekil 5.40 Altıgen Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

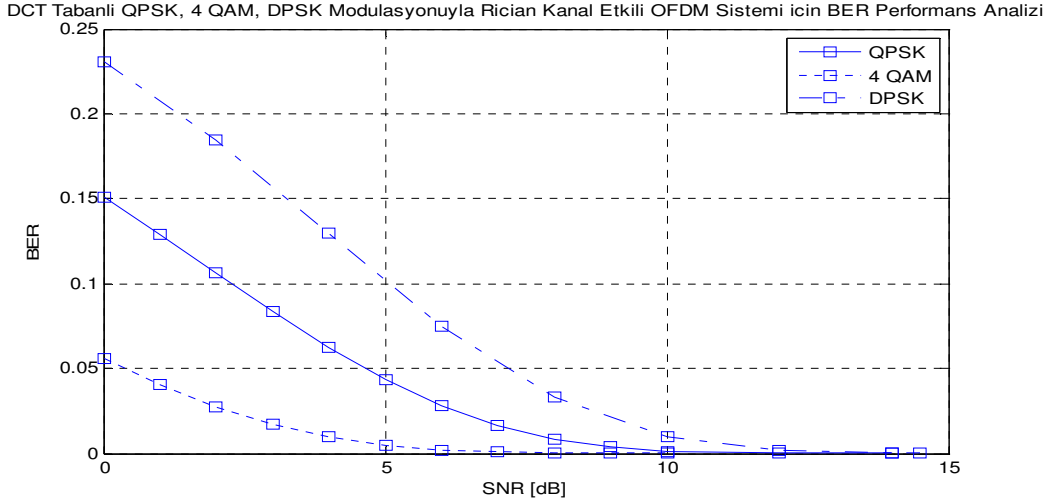
Şekil 5.36'deki Altıgen QAM yıldız diyagramındaki, noktalar arasındaki aralığı iki katına çıkarıp, Şekil 5.39'daki gibi altıgen QAM yıldız diyagramı oluşturunca, DCT Tabanlı sistemin performansında iyileşme oluğu görülmüştür. Şekil 5.38'de FFT Tabanlı OFDMA sistemi 24 dB'de 10^{-6} BER'e düşerken, Şekil 5.40'da 16 dB'de 10^{-6} BER'e düşmektedir.

Altıgen QAM yıldız diyagramındaki, noktalar arasındaki aralığı iki katına çıkararak, OFDMA sistemi performansı karşılaştırılmıştır. Noktalar arası mesafe arttıkça sistemin performansının arttığı görülmüştür, FFT Tabanlı OFDMA system performansı, QPSK modülasyonlu DCT Tabanlı OFDMA sistemiyle aynı performansı göstermiştir. Noktalar arasındaki mesafe daraltınca performansta düşüş görülmüştür. Mesafe azaltıldığında da altıgen QAM modülasyonlu DCT Tabanlı OFDMA sisteminin performansı, QPSK modülasyonlu FFT Tabanlı OFDMA sisteminin performansına gibi olmuştur.

Şekil 4.41'da DCT Tabanlı, kanal etkisi eklenmeden QPSK, 4 QAM, DPSK modülasyonuyla OFDM sisteminin AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için BER performans grafiği bulunmaktadır. Şekil 4.42'da DCT Tabanlı, Rician kanal etkili QPSK, 4 QAM, DPSK modülasyonuyla OFDM sisteminin AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için BER performans grafiği bulunmaktadır.



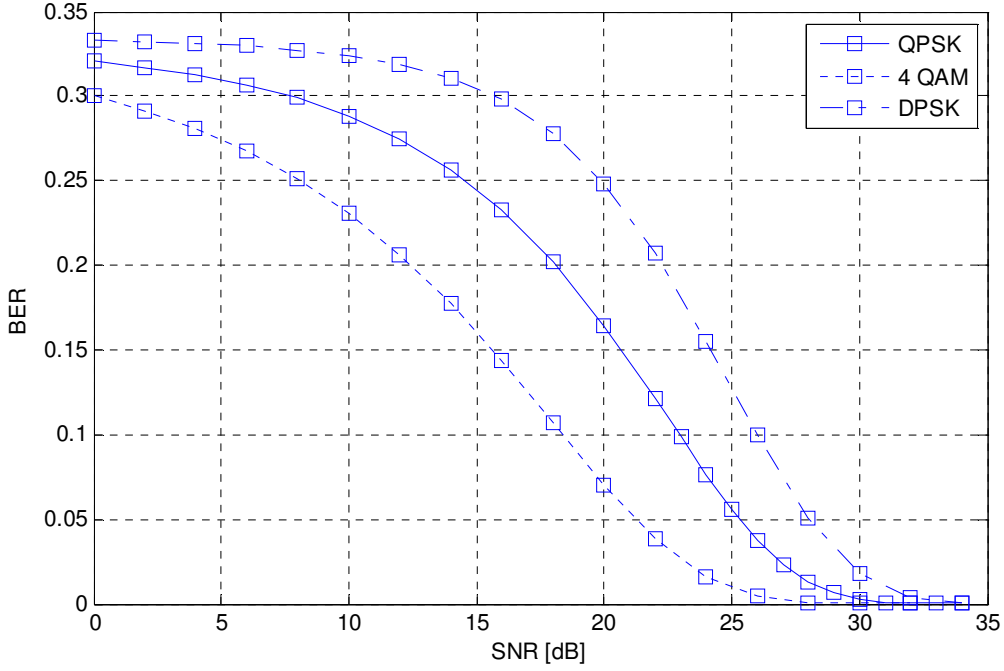
Şekil 5.41 QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi



Şekil 5.42 QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile DCT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

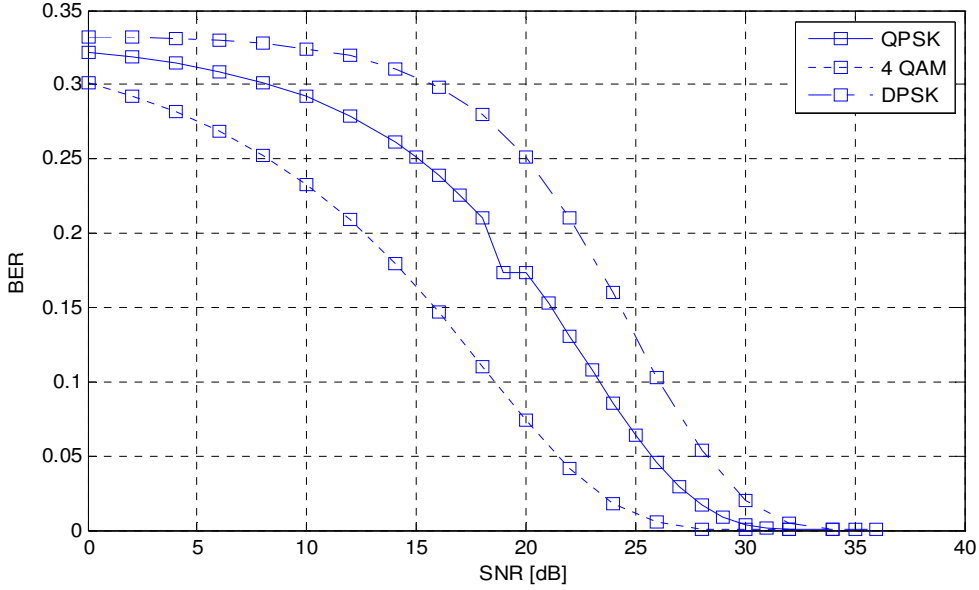
Şekil 5.43’de FFT Tabanlı, kanal etkisi eklenmeden QPSK, 4 QAM, DPSK modülasyonu ile OFDM sisteminin AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için BER performans grafiği bulunmaktadır. Şekil 5.44’de FFT Tabanlı, Rician kanal etkili QPSK, 4 QAM, DPSK modülasyonu ile OFDM sisteminin AWGN gürültüsü altında değişen SNR değerleri için BER performans grafiği bulunmaktadır.

FFT Tabanlı QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile Kanal Etkisiz OFDM Sistemi için BER Performans Analizi



Şekil 5.43 QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı Kanal Etkisiz OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

FFT Tabanlı QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile Rician Kanal Etkili OFDM Sistemi için BER Performans Analizi



Şekil 5.44 QPSK, 4 QAM, DPSK Modülasyonu ile FFT Tabanlı Rician Kanal Etkili OFDM Sisteminin Ber Performans Analizi

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

OFDMA sistemi DVB, 3G ve yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde gibi birçok uygulamada kullanılmaktadır. Sistem performansının başarılı olması önem teşkil etmektedir. Bu tezde literatürde yaygın olarak kullanılan FFT tabanlı OFDMA sistemleri tasarlanmıştır. Daha sonra DCT-tabanlı OFDMA sistemi de tasarlanarak, sistem performansları karşılaştırılmıştır. DCT-tabanlı OFDMA sistemlerinin performansının, FFT tabanlı OFDMA sistemlerine göre daha iyi olduğu görülmüştür. AWGN gürültüsü değişen SNR değerlerinde verildiğinde değişim incelenmiştir. AWGN gürültüsünü artırınca BER'in düştüğü gözlenmiştir.

QPSK, QAM, DPSK gibi alternatif modülasyon teknikleri için sistem performansı incelenmiştir. Kanal etkisi ihmal edilerek QPSK, 4 QAM ve DPSK modülasyonu için OFDMA sistemi tasarlanmış performansları karşılaştırılmıştır. Kanal etkisiz DCT ve FFT tabanlı OFDMA sistemlerinde QPSK'in performansı DPSK'ya göre iyidir, 4 QAM modülasyonu ise QPSK'ya göre daha başarılıdır. DCT tabanlı kanal etkisiz OFDMA sistemi 4 QAM modülasyonu ile 10 dB'de bit hata oranı 10^{-6} 'lara düşerken, QPSK modülasyonu ile 14 dB'de bit oranı 10^{-6} 'larda, DPSK modülasyonu ile ise 14 dB'de 10^{-4} 'lere düşmektedir. FFT tabanlı kanal etkisiz OFDMA sistemi 4 QAM modülasyonu ile 32 dB'de bit hata oranı 10^{-7} 'lere düşerken, QPSK modülasyonu ile 34 dB'de bit oranı 10^{-6} 'larda, DPSK modülasyonu ile ise 34 dB'de 10^{-4} 'lere düşmektedir.

Sistemlere kanal etkisi dahil edilerek, Rician kanal etkisi sisteme eklenmiştir. Rician kanal etkisi ile, QPSK, 4 QAM ve DPSK modülasyonu için OFDMA sistemi tasarlanmış performansları karşılaştırılmıştır. Rician kanal etkili, DCT ve FFT tabanlı OFDMA sistemlerinde QPSK'in performansı DPSK'ya göre iyidir, 4 QAM modülasyonu ise QPSK'ya göre daha başarılıdır. DCT tabanlı Rician kanal etkili OFDMA sistemi 4 QAM modülasyonu ile 10 dB'de bit hata oranı 10^{-6} 'lara düşerken, QPSK modülasyonu ile 14 dB'de bit oranı 10^{-6} 'larda, DPSK modülasyonu ile ise 14 dB'de 10^{-4} 'lere düşmektedir. FFT tabanlı kanal etkisiz OFDMA sistemi 4 QAM modülasyonu ile 32 dB'de bit hata oranı 10^{-6} 'lara düşerken, QPSK modülasyonu ile 34 dB'de bit oranı 10^{-5} 'lerde, DPSK modülasyonu ile ise 36 dB'de 10^{-5} 'lere düşmektedir.

OFDMA sistemlerinde kullanılacak alternatif modülasyon teknikleri incelenmiştir. Literatürde kullanılmamış simetrik altıgen QAM modülasyon tekniği OFDMA sistemine uygulanmıştır.

Altıgen yıldız diyagramlarının değişimiyle altıgen QAM'in başarısı karşılaştırılmıştır. Altıgen QAM yıldız diyagramındaki, noktalar arasındaki aralığı iki katına çıkararak, OFDMA sistemi performansı karşılaştırılmıştır. Noktalar arası mesafe arttıkça, sistem karmaşıklığı azaldığından geri çözmek kolaylaşmakta, sistemin performansının arttığı görülmüştür, FFT Tabanlı OFDMA sistem performansı, QPSK modülasyonlu DCT Tabanlı OFDMA sistemiyle aynı performansı göstermiştir. Noktalar arasındaki mesafe daralınca sistem karmaşıklaştığından geri çözüm zorlaşmakta bu nedenle performansta düşüş görülmüştür. Mesafe azaldığında da, ve sistem performansı azalmaktadır. Altıgen QAM modülasyonlu DCT Tabanlı OFDMA sisteminin performansı, QPSK modülasyonlu FFT Tabanlı OFDMA sisteminin performansına gibi olmuştur.

Şekil 5.36'deki Altıgen QAM yıldız diyagramındaki, noktalar arasındaki aralığı iki katına çıkarıp, Şekil 5.39'daki gibi altıgen QAM yıldız diyagramı oluşturunca, DCT Tabanlı sistemin performansında iyileşme oluğu görülmüştür. Şekil 5.38'de FFT Tabanlı OFDMA sistemi 24 dB'de 10^{-6} BER'e düşerken, Şekil 5.38 16 dB'de 10^{-6} BER'e düşmektedir.

Bit hata oranının hassasiyetine neden olan, ICI'ya oluşmasına sebep olan kaydırılmış frekanslar incelenmiştir. OFDMA sistemine sabit bir gürültü değeri için farklı kaydırılmış frekanslar uygulandığında performansı incelenmiştir. Kaydırılmış frekans arttıkça bit hata oranını arttırdığı görülmüştür. Bu durumda kaydırılmış frekanslarının, bit hata oranını artırdığını göstermektedir. Literatürdeki kaydırılmış frekans tahmin yöntemleri incelenmiştir. Alternatif bir yöntem olarak pilot tabanlı kaydırılmış frekans kestirim yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntemle sistemde var olan kaydırılmış frekans değeri belli bir hata payı ile tahmin edilmiştir.

OFDMA gelecekte çok yaygın olarak kullanılacaktır. Bu nedenle sistem performansını iyi olması fayda ve kalite sağlayacaktır. İleriki çalışmalarda OFDMA sistem performansında kayıplara neden olan diğer etkiler incelenebilir. Bu etkileri azaltmak ve tahmin etmek için çalışmalar yapılabilir.

KAYNAKLAR

Bello, P. A., (1965), "Selective fading limitations of the kathryn modem and some system design considerations," *IEEE Trans. Comm. Tech.*, vol.13, pp.320-333, Sep. 1965.

Biao C., (2002), "Maximum Likelihood Estimation of OFDM Carrier Frequency Offset", *IEEE Trans.Signal processing letters*, vol. 9, no.4, Apr. 2002.

Chang, R.W., (1996), "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *J. Bell syst. Tech J.*, vol. 45, pp. 175-1796, Dec. 1996.

Daffara and O. Adami, (1996), "A novel carrier recovery technique for orthogonal multicarrier systems," *Euro. Trans. Telecomm.*, vol. 7, pp. 323–334, July/Aug. 1996.

European Telecommunication Standart, "Radio Broadcast Systems: Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile Receiver" ETSI final draft pr ETS 300 401, Nov. 1994.

Han S.H., J. M.Cioffi, (2008), "On the Use of Hexagonal Constellation for Peak to Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal," *IEEE Trans. on Wireless Com.*, vol.7, no.3, Mar. 2008.

Hirosaki, B., (1980), "Analysis and simulation of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems," *IEEE Trans. Comm. Tech.*, vol.28, no.1, pp.73-83, Jan. 1980.

Hirosaki, B., (1981), "An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Comm. Techn.*, vol. 29, no. 7, pp.982-989, July 1981.

Keller T. and L. Hanzo, (1996), "Orthogonal frequency division multiplexing synchronization techniques for wireless local area networks," in *Proc. IEEE PIMRC*, pp. 963-967, Oct. 1996.

Lee D. and K. Cheun, (2002), "Coarse symbol synchronization algorithms for OFDM systems in multipath channels," *IEEE Commun. Letters*, vol. 6, pp.446-448, Oct. 2002.

Keller T. and L. Hanzo, (1996), "Orthogonal frequency division multiplexing synchronization techniques for wireless local area networks," in *Proc. IEEE PIMRC*, pp. 963-967, Oct. 1996.

Morelli M., U. Mengali, (1999), "An Improved Frequency Offset Estimator for OFDM Applications," *IEEE Comm. Letters*, vol. 3, no. 3, Mar. 1999.

Moose P. H., (1994), "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," *IEEE Transactions on Comm.*, vol. 42, no. 10, Oct 1994.

Mosier, R.R. and Clabaugh R. G., (1958) "Kineplex a bandwidth-efficient binary transmission system" *AIEE Trans.* vol. 76, pp. 723-728, Jan. 1958.

Muller, Weinfurtner, (1998), "On the optimality of metrics for coarse frame synchronization in OFDM: a comparison," in *Proc. IEEE PIMRC'98*, vol. 2, pp. 533-537, Sep. 1998.

Petropulu, R. Zhang, and R. Lin, "Blind OFDM Channel Estimation Through Simple Linear Precoding, (2004)," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol. 3, no. 2, pp. 647-655, Mar. 2004.

Pollet T., M. V.Blade, M. Moeneclaey, (1995), "BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, Feb/Mar./Apr. 1995.

Porter G.C., (1968), "Error distribution and diversity performance of a frequency-differential PSK HF modem," *IEEE Trans. Comm. Tech.*, vol.16, pp. 567-575, Aug. 1968.

Riba J., G. Vazquez, and J. Sala, (2001), "Conditional maximum likelihood timing recovery: estimators and bounds," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 49, pp.835-850, Apr. 2001.

Reimers U. (2005), "The Family of International Standards for Digital Video Broadcasting", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2005.

Ronghong M., Yong Huat Chew, Tjeng Thiang Tjhung, and Chi Chung Ko, (2006), “A Joint Blind Timing and Frequency Offset Estimator for OFDM Systems over Frequency Selective Fading Channels,” *IEEE Trans. On Wireless Communications*, vol. 5, no. 9, Sep 2006.

Saltzberg, B.R., (1967), “Performance of an efficient parallel data transmission system,” *IEEE Trans. Comm. Tech.*, COM-15 Dec. 1967.

Schmidl T. M. and D. C. Cox, (1997), “Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 45, pp. 1613-1621, Dec 1997.

Stuber, J.R. Barry, S.W. McLoughlin, Y.G. Li, M.A. Ingram, T.G. Pratt, (2004), “Broadband MIMOOFDM wireless communications,” *IEEE Proceedings*, vol. 92, no. 2, pp. 271–294, Feb. 2004.

Speth M., F. Classen, and H. Meyr, (1997), “Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels,” in *Proc. IEEE VTC’97*, pp. 1807-1811, May 1997.

Tan J. and G. L. Stüber, (2002), “Constant envelope multi-carrier modulation,” in *Proc. IEEE Milcom*, vol. 1, pp. 607–611, 2002.

Tan P., N. C. Beaulieu, (2006), “A Comparison of DCT Based OFDM and DFT Based OFDM in Frequency Offset and Fading Channels,” *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 54, no. 11, Nov. 2006.

Weintin, S. B. EBERT., P. M., (1971), “Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform,” *IEEE Trans. Comm. Techno.*, vol. COM 19, no.15, Oct. 1971.

Van de Beek J. J., M. Sandell, and P. O. Borjesson, (1997), “ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, pp. 1800-1805, Jul. 1997.

Weinstein S., B. Ebert, (1971), “Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform,” *IEEE Trans. Comm. Tech.*, vol.19, no.15, Oct. 1971.

Zimmerman, M.S. and Kirsch, A.L, (1967), "The AN/GSC-10 (Kathryn) variable rate data modem for HF radio," *IEEE Trans. Comm. Tech.*, vol. 15, pp.197-205, Apr. 1967.

Zou Y. W., Wu Y., (1995), "COFDM : An Overview" *IEEE Trans. on Broadcasting.* vol. 41, no. 1, Mar. 1995.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	02.08.1981	
Doğum yeri	İstanbul	
Lise	1995-1999	Pertevniyal Lisesi
Lisans	1999-2003	Yıldız Üniversitesi Fen Edebiyat Fak. İstatistik Bölümü
Lisans	2001-2005	Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fak. Elektronik ve Hab. Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2006-2009	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Hab. Müh. Anabilim Dalı, Haberleşme Programı

Çalıştığı kurumlar

2005-2008	Teletex Telekomünikasyon Hizmetleri A.Ş.
2008-Devam ediyor	Turkcell Teknoloji