

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI DİKGEN FREKANS BÖLMELİ
ÇOĞULLAMA (ÇGÇÇ-DFBÇ) SİSTEMLERİNDE
TEPE GÜÇ/ORTALAMA GÜÇ ORANI AZALTIMI
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Tezi Hazırlayan
Murat TÖREN**

**Tezi Yöneten
Prof. Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ**

**Ocak 2013
KAYSERİ**

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

Murat TÖREN

İmza :

YÖNERGEYE UYGUNLUK

Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama Sistemlerinde Tepe gücü / Ortalama Güç Oranı Azaltımı Analizi adlı Yüksek Lisans / Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi'ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan

Murat TÖREN

Danışman

Prof. Dr. Cebail ÇİFLİKLİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Prof. Dr. Cebraill ÇİFLİKLİ danışmanlığında Murat TÖREN tarafından hazırlanan “Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ÇGÇÇ-DFBÇ) Sistemlerde Tepe Gücü/Ortalama Güç Oranı Azaltımı Analizi ” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

14/01/2013

JÜRİ:

Başkan: Prof. Dr. Cebraill ÇİFLİKLİ

Üye : Prof. Dr. Celal YILDIZ

Üye : Doç. Dr. İbrahim DEVELİ

ONAY:

Bu tezin kabulü, Enstitü Yönetim Kurulunun 15/01/2013 tarih ve 2013/03-19 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

15.01. / 2013


Prof. Dr. Necmettin MARAŞLI
Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

“Çok girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (MIMO-OFDM) sistemlerde Tepe Güç / Ortalama Güç Oranı (PAPR) Azaltımı Analizi” konulu tez çalışmasının seçiminde, yürütülmesinde, sonuçlandırılmasında ve sonuçlarının değerlendirilmesinde maddi ve manevi destek ve yardımlarını esirgemeyen değerli hocam sayın **Prof.Dr. Cebrail ÇİFLİKLİ** ‘ye teşekkür ederim.

Yapılan analizlerde her türlü yardımı yapan, zaman harcayan, emek veren, tecrübesini paylaşan hocam Okut. A.Tuncay ÖZŞAHİN ‘e, çalışmalarım boyunca bana verdikleri manevi destek, göstermiş oldukları sabır ve anlayışlarından dolayı değerli anne, babama ve eşime de teşekkür ederim.

**ÇOK GİRİŞLİ- ÇOK ÇIKIŞLI DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA
(MIMO-OFDM) SİSTEMLERİNDE
TEPE GÜÇ/ORTALAMA GÜÇ ORANI (PAPR) AZALTIMI**

Murat TÖREN

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Yüksek Lisans Tezi, Ocak 2013

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Cebail ÇİFLİKLİ

ÖZET

Son yıllarda haberleşme teknolojileri gelecek nesillere daha iyi iletişim imkânları sağlanması amacıyla kapasitelerini artırmaya yönelik çalışmalara yoğunluk vermiştir. Günümüze gelinceye dek haberleşme sistemleri aşama aşama gelişim kaydetmiştir. Birinci nesil haberleşme sistemlerinde 1970,1980’li yıllarda Gelişmiş Mobil Telefon sistemleri (AMPS), Nordic Mobil Telefon (NMT), Toplu Haberleşme Sistemi (TACS), gibi analog tekniklerle sesi iletmekteydi. İkinci nesil haberleşme Mobil İletişim için Küresel Sistemi (GSM) geliştirmiş ve yaygın kullanımı sağlanmıştır. Üçüncü nesil haberleşmede ise yüksek veri hızı için diğer sistemlere ilave olarak standartlar oluşturulmuştur. Dördüncü nesil haberleşme sistemlerinde ise, üçüncü nesil de karşılaşılan yüksek veri hızı ve çoklu servis ağındaki kısıtlamaları gidermeye yönelik çalışmalar yapılmıştır. Örneğin, üçüncü nesilde 144Kbps olan hareketli veri iletim hızı 100Mbps’ye artırılmıştır.

Haberleşme teknolojilerindeki bu artan talebe karşı geliştirilen sistemler içerisinde çok girişli çok çıkışlı (ÇGÇÇ) sistemler önemli yer tutmaktadır. Gerçek yüksek hızlı çok kullanıcı kablosuz sistemler, sistemin spektral verimliliğini artırmaktadır. Kablosuz sistemlerde de bundan dolayı bu sistemler kullanılmaktadır. Ayrıca bu sistemle birlikte çoklu erişim tekniklerinden frekans seçili çoklu erişim tekniği olan frekans bölmeli çoğullama (FBÇ) kullanımı sistemin verimini daha da artırmaktadır. Frekans bölmeli çoğullama kanal bant genişliğini belli alt kanallara bölerek her birinin tahsisine verilmiş olan frekanslarda düşük hızlı taşıyıcıların çoğullanması sağlanmış olur. Bu çoğullama tekniği kullanılarak daha da iyileştirilmiş çoğullama yapılması için tekniğe dikgenlik (orthogonality) özelliği de eklenerek alt bantların birbirine olan girişimleri azaltılmış olur. Böylece dikgen frekans bölmeli çoğullama tekniği oluşturulmuş olur. Bu teknikle çok girişli çok çıkışlı sistemler birleştirilerek, çok girişli çok çıkışlı dikgen frekans bölmeli çoğullama sistemleri geliştirilmiştir.

Böylece hem spektral verimlilik hem de daha kaliteli işaret iletimi için adımlar atılmıştır. Bu sistemler içinde spektral verimlilik sağlanması, sistemlerle uyumluluk gibi avantajlar yanında

iletimin daha iyi sağlanmasını engelleyen etkenler vardır. Bunlardan ortalama güç/tepe güç oranı (PAPR) işaretler üzerinde bozucu etkiye sahip bir bozulma oluşturur.

Bu çalışma ile çok girişli çok çıkışlı dikgen frekans bölmeli çoğullama (ÇGÇÇ-DFBÇ) yapısının birleştirildiği bir sistemde oluşan ortalama güç/ tepe güç oranı (PAPR) oranının azaltımı için bu oranı azaltma tekniklerini kullanarak inceleme yapılmıştır. Bu tekniklerden çalışmada kullanılan tekniklere (seçici eşleme(SLM), kısmi iletim dizileri (PTS)), matlab ortamında dalgacık (wavelet) dönüşümü eklenerek sistemdeki tepe güç / ortalama güç oranının daha azaltılmış olması gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Çok girişli çok çıkışlı sistemler (ÇGÇÇ), dikgen frekans bölmeli çoğullama (DFBÇ), ortalama güç/tepe güç oranı (PAPR), dalgacık (wavelet) dönüşümü

**THE ANALYSIS OF THE PEAK TO AVERAGE POWER RATIO (PAPR)
REDUCTION
IN THE MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT ORTOGONAL FREQUENCY
DIVISION MULTIPLEXING (MIMO-OFDM) SYSTEMS**

Murat TÖREN

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

M.Sc. Thesis, January 2013

Thesis Supervisor: Prof. Dr. Cebrail ÇİFTLİKLİ

ABSTRACT

In recent years, communication technologies density the studies about the capacity argumentation in order to provide a better communication facilities for new generation.

Communication systems are in the process of development gradually.

In 1970's, in the first generation of communication systems, voice was transmitted with analog techniques such as Advances Mobile Phone Systems (AMPS), Nordic Mobil Phone (NMT), Total Access Communication Systems (TACS).

In the second generation of communication, Global System for Mobile Communications (GSM) was developed and it has become a widespread technology.

In addition to the other systems, standards are established in order to obtain high data speed in the third generation of communication systems.

In the fourth generation of communication systems, studies are conducted to solve problems about high data speed and multiple service provider that were encountered in the third generation of communication systems. For example, data transmisson speed was increased to the 100Mbps from the 144Kbps. Among the systems that have been developed by the increasing demand of communication technologies, Multiple-input multiple-output (MIMO) communication has a significance. Real high speed multiple user wireless systems increases system's spectral efficiency so that it can also be used on wireless systems.

Moreover, usage of frequency division multiplexing , which is a technique of multiple access technique, with real high speed multiple user wireless systems increases the efficiency of the system.

Frequency division multiplexing (FDM) divides the channel bandwidth into subchannels and enables multiplex of low speed transmissions. Using this multiplexing technique, attempts of subchannels to each other are decreased by adding ortogonality propey in order to have a better multiplexing. Hence, Ortoogonal frequency division multiplexing technique is established. By

combining this technique and MIMO systems, MIMO orthogonal frequency division multiplexing systems are developed. So, a base for the spectral efficiency as well as fine signals transmission is established. Besides the advantages such as spectral efficiency and compatibility of these systems, they also have some factors that prevent transmission being better. For example, Peak to Average Power Ratio (PAPR) creates a distortion effect on signals.

In this study, techniques are investigated in order to decrease the peak to average power ratio in the MIMO-OFDM systems .

The technique that is used in this study SLM and PTS are evolved adding wavelet transformation and PAPR reduction is observed.

Keywords: Multiple-input multiple-output systems, Orthogonal frequency division multiplexing, Peak to Average Power Ratio, Wavelet transformation

İÇİNDEKİLER

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	i
YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	ii
KABUL VE ONAY.....	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
ÖZET.....	v
ABSTRACT.....	vii
İÇİNDEKİLER.....	ix
KISALTMALAR.....	xii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xiii

GİRİŞ.....	1
------------	---

1.BÖLÜM

ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (ÇGÇÇ) DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA(DFBÇ) SİSTEMLERİ

Çok Girişli-Çok Çıkışlı Sistemler	3
1.1.1 Çok Girişli-Çok Çıkışlı Sistemlerin Kanal Modeli.....	7
1.1.2 Çok Girişli-Çok Çıkışlı Sistemlerin (ÇGÇÇ)Kanal Kanal Kapasitesi.....	8
1.2 Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (DFBÇ).....	10
1.2.1 Çoklu Erişim Teknikleri	10
1.2.1.1 Zaman Bölmeli Çoklu Erişim	10
1.2.1.2 Frekans Bölmeli Çoklu Erişim	11
1.2.1.3 Kod Bölmeli Çoklu Erişim	12
1.2.2 Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama(DFBÇ).....	13
1.2.3 DFBÇ'nin Tarihsel Gelişimi.....	14
1.2.4 DFBÇ Sistem Modeli	15
1.2.5 Alt Taşıyıcıların Üretilmesi	17
1.2.6 Güvenlik Aralığının Eklenmesi	19
1.2.7 Çoklu Yol Yayılım Etkisi	20
1.2.8 DFBÇ Sistem Parametrelerinin Seçimi	24

1.2.9	DFBÇ'in Avantajları ve Dezavantajları	26
1.3	Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ÇGÇÇ-DFBÇ) Sistem Yapısı	27
1.3.1	Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ÇGÇÇ-DFBÇ) Sistem Verici Yapısı	28
1.3.2	Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ÇGÇÇ-DFBÇ) Sistem Alıcı Yapısı	29

2.BÖLÜM

ÇGÇÇ-DFBÇ SİSTEMLERDE TEPE GÜÇ/ ORTALAMA GÜÇ ORANI (PAPR)

2.1	Giriş	31
2.2	Tepe Güç / Ortalama Güç Oranı (PAPR)	31
2.3	Tümleyen Kümülatif Dağılım Fonksiyonu (CCDF)	33
2.4	ÇGÇÇ-DFBÇ Sistemde Tepe Güç / Ortalama Güç Oranı Düşürme Teknikleri	33
2.4.1	Sembol Karıştırma Tekniği	35
2.4.1.1	Kısmi İletim Dizileri ve Seçici Eşleme	38
2.4.1.1.1	Kısmi İletim Dizileri Metodu (PTS)	38
2.4.1.1.2	Seçici Eşleme Metodu (SLM)	41

3.BÖLÜM

DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ (WAVELET TRANSFORM: WT)

3.1	Giriş	44
3.2	Dalgacık Özellikleri	45
3.3	Dalgacık Dönüşümünün Matlab'da Gösterimi	46
3.4	Dalgacık Dönüşümü Uygulamaları	48

4.BÖLÜM

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

4.1	Giriş	49
4.2	ÇGÇÇ-DFBÇ Sisteme PAPR Azaltmak İçin Seçici Eşleme Metodu (SLM) Uygulama	49
4.3	ÇGÇÇ-DFBÇ Sisteme PAPR Azaltmak İçin Kısmi İletim Dizileri Metodu Uygulama	55

5.BÖLÜM

TARTIŞMA SONUÇ VE ÖNERİLER	
TARTIŞMA SONUÇ VE ÖNERİLER.....	61
KAYNAKLAR.....	62
ÖZGEÇMİŞ.....	67

KISALTMALAR

FBÇ	Frekans Bölmeli Çoğullama
DFBÇ	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
ÇGÇÇ	Çok Girişli - Çok Çıkışlı
DD	Dalgacık Dönüşümü
WLAN	Kablosuz Yerel Alan Ağları
LAN	Yerel Alan Ağları
PAPR	Tepe Gücünün Ortalama Güce Oranı
SNR	İşaret-Gürültü Oranı
BER	Bit Hata Oranı
DAB	Sayısal Ses Yayıncılığı
DVB	Sayısal Video Yayıncılığı
AWGN	Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
HFD	Hızlı Fourier Dönüşümü
THFD	Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
QAM	Dördün Genlik Modülasyonu
ZBÇE	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
KBÇE	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
ISI	Simgeler Arası Girişim
CCDF	Tümleyen Kümülatif Dağılım Fonksiyonu
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform (Ters Hızlı Fourier Dönüşümü)
FFT	Fast Fourier Transform (Hızlı Fourier Dönüşümü)
MIMO	Multiple Input Multiple Output (Çok Girişli - Çok Çıkışlı)
OFDM	Ortogonal Frequency Division Multiplexing (Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama)
WT	Wavelet Transform (Dalgacık Dönüşümü)

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1 Çok girişli çok çıkışlı sistemler	3
Şekil 1.2 Uzay zaman sistemlerinde farklı iletim modelleri.....	5
Şekil 1.3 Çok girişli çok çıkışlı kablosuz sistem diyagramı	6
Şekil 1.4 Çok girişli çok çıkışlı Kanal Sistemi.....	7
Şekil 1.5 NxM ÇGÇÇ Sistem	8
Şekil 1.6 Zaman bölmeli çoklu erişim(Zbçe).....	11
Şekil 1.7 Frekna bölmeli çoklu erişim (Fbçe)	12
Şekil 1.8 Kod bölmeli çoklu erişim (Kbçe)	13
Şekil 1.9 FBM çok taşıyıcılı tekniği ve DFBC dik (ortogonal) çok taşıyıcılı modülasyon tekniği (a) FBM çok taşıyıcılı tekniği (b) DFBC dik (ortogonal) çok taşıyıcılı modülasyon tekniği çok girişli çok çıkışlı sistemler	17
Şekil 1.10 DFBC sistemine ait blok diyagram.....	17
Şekil 1.11 DFBC alt kanallarının ve DFBC işaretlerinin tayfı (a) DFBC alt kanal tayfı (b) DFBC işaret tayfı.....	18
Şekil 1.12 8 Alt taşıyıcılı bir DFBC işaret tayfı.....	19
Şekil 1.13 DFBC 'e eklenen çevrimsel ön ek (Cyclic Prefix)	20
Şekil 1.14 Çoklu yol işaretleri.....	21
Şekil 1.15 Güvenlik aralığı ve çoklu yol etkisi	21
Şekil 1.16 Güvenlik aralığı ile birlikte DFBC sembolü.....	22
Şekil 1.17 İki yollu kanalda üç alt taşıyıcıya sahip bir DFBC işaret örneği. Kesik çizgi ile gösterilen gecikmiş çoklu yol ögesidir.	23
Şekil 1.18 İki yollu kanalda 48 alt taşıyıcılı DFBC İşaretinin 16-QAM konstelasyonu (a) gecikme < güvenlik aralığını (b) gecikme güvenlik aralığını HFD aralığının %3'ü kadar aşıyor. (c) gecikme güvenlik aralığını HFD aralığının %10'u kadar aşıyor	24
Şekil 1.19 ÇGÇÇ-DFBC sistemin genel yapısı.....	27
Şekil 1.20 Seri/paralel dönüştürücü.....	28
Şekil 1.21 ÇGÇÇ-DFBC sistem (4x4) verici yapısı.....	29

Şekil 1.22 ÇGÇÇ-DFBÇ sistem (4x4) alıcı yapısı.....	30
Şekil 2.1 Bütün alt kanalları için aynı başlangıç fazı ile modüle edilmiş 16 kanal DFBÇ işareti için tepe güç/ ortalama güç oranının karekökü	32
Şekil 2.2 PAPR azaltma teknikleri	34
Şekil 2.3 64 Alt taşıyıcı ve $p=100$ için DFBÇ tayfı (a) 5.0 dB' lik backoff ile karıştırmanın olmaması, (b) 4.7 dB'lik backoff ile 1 karıştırma kodu, (c) 4.25dB'lik backoff ile 10 karıştırma kodunun kullanılması için DFBÇtayfı e eklenen çevrimsel ön ek (Cyclic Prefix)	36
Şekil 2.4 DFBÇ tayfı (a) 8.5 dB' lik backoff ile karıştırmanın olmaması, (b) 7.2 dB'lik backoff ile 1 karıştırma kodu, (c) 6.5 dB'lik backoff ile 10 karıştırma kodunun kullanılması	37
Şekil 2.5 64 alt taşıyıcı ve $p=2$ için DFBÇ tayfı (a) 5.8 dB'likbackoff ile karıştırmanın olmaması, (b) 5.3 dB'lik backoff ile 1 karıştırma kodunun, (c) 5.2 dB'lik backoff ile 10 karıştırma kodunun kullanılması	37
Şekil 2.6 İşareti alt bloklara bölme	40
Şekil 2.7 PTS metodunun yapısı	40
Şekil 2.8 PTS metodunda belirteç algoritması ile yan bilgi eklenmesi	41
Şekil 2.9 SLM metodunun yapısı	42
Şekil 2.10 Yan bilgi eklemeli SLM yapısı.....	43
Şekil 3.1 Dalgacık dönüşüm diyagramı	48
Şekil 4.1 Simülasyon çalışmasında kullanılan dalgacık dönüşümü eklenen ÇGÇÇ-DFBÇ modeli	49
Şekil 4.2 Farklı M (alt blok) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine SLM metodu ile PAPR azatılımı grafiği	50
Şekil 4.3 Farklı M (alt blok) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine dalgacık dönüşümü eklenerek SLM metodu ile PAPR azatılımı grafiği	51
Şekil 4.4 $M=2,4$ değerleri için F.D ve D.D grafiği	52
Şekil 4.5 $M=8,16$ değerleri için F.D ve D.D grafiği	52

Şekil 4.6 Farklı N (alt taşıyıcı) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine SLM metodu ile PAPR azatlımı grafiği	53
Şekil 4.7 Farklı N (alt taşıyıcı) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine dalgacık dönüşümü eklenerek SLM metodu ile PAPR azatlımı grafiği	54
Şekil 4.8 N= 256, 128, 64 değerleri için F.D ve D.D grafiği	55
Şekil 4.9 Farklı V (alt blok) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine PTS metodu ile PAPR azatlımı grafiği	56
Şekil 4.10 Farklı V(alt blok) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine dalgacık dönüşümü eklenerek PTS metodu ile PAPR azatlımı grafiği	56
Şekil 4.11 V=2, 4 değerleri için F.D ve D.D grafiği	57
Şekil 4.12 Farklı W (farklı yol) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine PTS metodu ile PAPR azatlımı grafiği	58
Şekil 4.13 Farklı W(farklı yol) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine dalgacık dönüşümü eklenerek PTS metodu ile PAPR azatlımı grafiği	59
Şekil 4.14 W= 2,4 değerleri için F.D ve D.D grafiği	59

GİRİŞ

Günümüz kablolu ve kablosuz haberleşme sistemlerinde yüksek veri hızına ve bununla beraber güvenli iletişime gereksinim doğrultusunda cihazlarda yeni talepler ve gereksinimler oluşmuştur. Bu gereksinimler bant genişliği verimliliğini artırma, veri iletim hızı artırma ve mevcut sistemlerle uyumluluk ve benzeri gereksinimlerdir. Gelecek nesil haberleşme teknikleri, üçüncü nesil (3G) ve dördüncü nesil (4G) , kullanan sistemler ile bant verimliliği ve yüksek veri hızı konularında araştırmalar yapılmaktadır.

Bu verimlilik ve yüksek veri hızı artırımını sağlayan önemli sistemler arasında çok girişli çok çıkışlı (ÇGÇÇ) sistemler de yer almaktadır. Verici ve alıcıda birden fazla anten kullanan sistemlere ÇGÇÇ sistemler denir [1]. Kablosuz haberleşme sistemlerinde sağladığı spektral verimlilik ÇGÇÇ sistemlerin önemini göstermektedir. Kablosuz ÇGÇÇ haberleşme sistemleri ileri uzay-zaman işaret işleme tekniklerinde çoklu verici ve alıcı antenlerin kullanılmasıyla Shannon sınırına yakın kapasitenin elde edilmesi sağlanmaktadır [3-5]. ÇGÇÇ sistemlerin avantajları yapılan birçok araştırmayla ortaya konarak, telsiz iletişim standartlarında da kendine yer bulmuştur [2].

ÇGÇÇ sistemlerle beraber kullanılan çoğullama tekniği olarak kullanılan dikgen frekans bölmeli çoğullama (DFBÇ) frekans düzlemini alt kanallara bölen bir çoğullama tekniğidir. Frekans bölmeli çoğullama haberleşme kaynaklarının kullanıcılar tarafından ortak kullanılmasını öngörmektedir [6]. Bu yöntemde her bir işaret iletimi için kullanılabilir bant genişliği çok sayıda dar bantlı kanallara bölünür. Her bir kullanıcıya haberleşme için tek bir frekans bandı ayrılır. Haberleşme işlemi esnasında hiçbir kullanıcı aynı frekansı kullanmaz. Bu kullanıcılara ayrılan bant genişliği genellikle düşüktür (30 KHz).

İşaretler taşınırken bu işaretlerin üst üste binmesini engelleyen dikgenlik özelliği katılarak daha da iyileştirilmiş bir teknik olan DFBÇ oluşturulur. Bu teknikle bant genişliğinden daha fazla faydalanma olanağı oluşmaktadır. DFBÇ hem modülasyon tekniği hem de çoğullama tekniği olarak da kabul edilmektedir [7].

ÇGÇÇ sistemler DFBÇ tekniği ile birleştirilerek hem daha hızlı veri iletimi hem de daha verimli bant genişliği kullanımı elde edilmeye çalışılmıştır. Bu sistem yüksek veri iletimli haberleşme sistemleri için geliştirilen bir yapı olmuştur. Ancak sistemde DFBÇ tekniğinin dezavantajları da bulunmaktadır. Bunlardan en önemli dezavantajlardan biri olan tepe güç / ortalama güç oranı (PAPR) 'ın iletimde bozulmalara yol açtığı gözlemlenmiştir. Bu problem bant içi- bant dışı girişimlere ve sistemde bit hata oranı (BER) performans derecesinde lineer olmayan bozulmalara sebep olmaktadır. Ayrıca bu durum komşu frekans bantları da etkilemekte ve bu bantlarda da girişimlere sebebiyet vermektedir.

Bu tezin birinci bölümünde tezin amacı açıklanmaktadır. Tezin amacı; haberleşme sistemleri için önemli bir sistem olan ÇGÇÇ-DFBÇ sistemlerde meydana gelen PAPR değerini azaltmaktır. Bu değeri azaltmak için literatürdeki tekniklere ek olarak dalgacık (wavelet) dönüşümünden faydalanılmaktadır. Simülasyon çalışmalarında Matlab yazılımı kullanılmıştır. Yapılan simülasyonlarda önerilen teknikle PAPR değerinde azalmaya yönelik analiz yapılmaktadır.

Bu tezin ikinci bölümünde, ÇGÇÇ sistemlerin temel yapısından bahsedilmektedir. Daha sonra ÇGÇÇ sistemlerin matematiksel modeli açıklanmaya çalışılmaktadır. ÇGÇÇ sistemlerin alıcı ve verici sistem yapısı hakkında açıklama yapılarak, son olarak ÇGÇÇ sistemlerin kanal yapısı ve kapasitesinden bahsedilmektedir. Ayrıca DFBÇ) temel yapısı, sistem yapısı ve şematik gösterimi açıklanmakta ve bu çoğullamanın avantaj ve dezavantajları açıklanmaktadır.

Tezin üçüncü bölümünde, DFBÇ sistemlerindeki dezavantajlarından biri olan PAPR açıklanmaktadır. PAPR azaltma yöntemlerinden bahsedilmekte ve uygulamada kullanılacak PAPR azaltma yöntemleri açıklanmaktadır.

Tezin dördüncü bölümünde bu tezde PAPR azaltma tekniği olarak önerilen dalgacık dönüşümü (wavelet transform) tanımlanmakta ve özelliklerinden bahsedilmektedir.

Tezin beşinci bölümünde, yapılan simülasyonların sonuçları yer almaktadır.

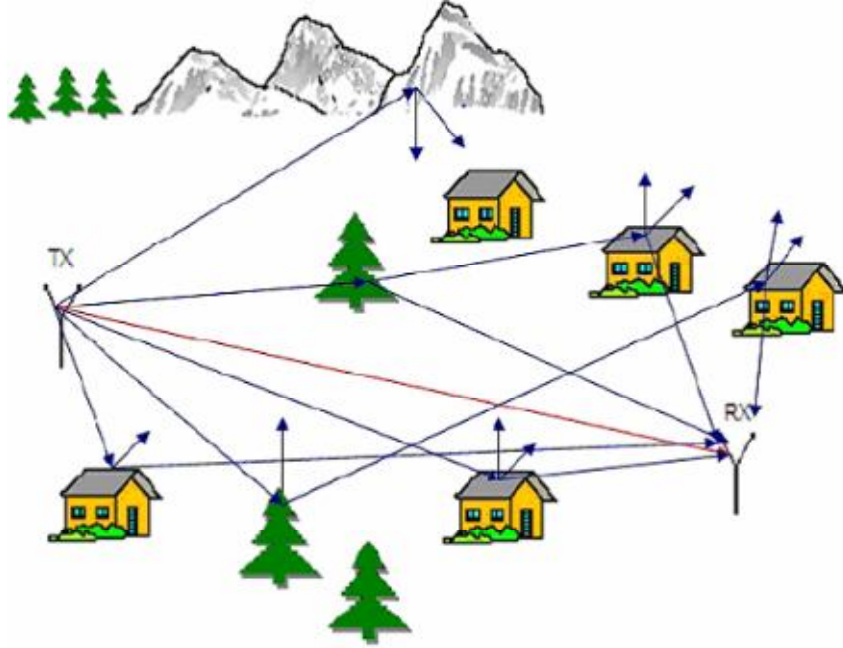
Tezin son bölümünde ise tezle ilgili sonuçlar değerlendirilmekte ve bunlarla ilgili karşılaştırmalar yapılmaktadır. Gelecekte yapılacak çalışmalara da ışık tutulmaya çalışılmaktadır.

1.BÖLÜM

ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI (ÇGÇÇ)-DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (DFBC) (MIMO-OFDM) SİSTEMLERİ

1.1.ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLER

Haberleşme teknolojilerinin çok hızlı gelişmesine paralel olarak çok taşıyıcılı sistemlere gün geçtikçe talep artmaktadır. Yüksek hızlı çok kullanıcı sistemler, spektral verimliliği artırmaktadır. Bu talepler doğrultusunda yapılan çalışmalarla verici ve alıcıda birden fazla anten kullanılarak geliştirilen sistemlere ÇGÇÇ (Multiple Input Multiple Output (MIMO)) sistemler denir [1].



Şekil 1.1 Çok girişli çok çıkışlı sistemler

ÇGÇÇ kavramı ilk olarak 1987 yılında Jack Winters tarafından ortaya atılmıştır [8]. Sonradan Foschini ÇGÇÇ sistemlerinin analitik temelini ortaya koymuş ve BLAST (Bell labs Layered Space Time) olarak bilinen mimariyi önermiştir [9-13].

ÇGÇÇ sistem, çok yollu saçılım ortamlarındaki antenlerin uzamsal olarak ayrıştırılması ile elde edilen uzamsal çeşitlilik avantajına sahiptir. ÇGÇÇ sistemleri, çeşitlilik kazancı, kapasite kazancı sağlamak ve işaret sönümlemesinin üstesinden gelmek gibi birçok farklı uygulama için kullanılabilir [11].

ÇGÇÇ sistemlerin hem alıcı ve hem de verici tarafında anten dizilerine sahip olması, toplam iletim gücünü ve veri oranını arttırmadan yüksek veri iletimi gerçekleştirilmesini sağlar. Ek olarak hem vericide hem de alıcıda kullanılan birden fazla anten sayesinde çeşitlilik kazancı sağlanır. Böylece kapasite, işaret gürültü oranı (SNR) ve bit hata oranı (BER) oranlarında önemli bir kazanç elde edilmiş olur.

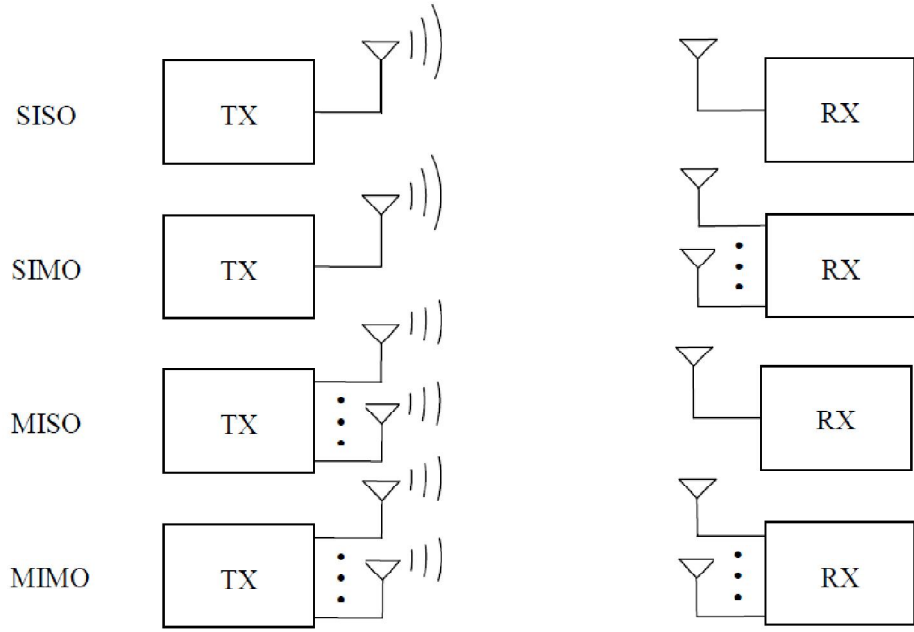
Kablosuz haberleşme kanallarında iletilen işaret çok yollu yayılımdan dolayı sönümlemelere ve zayıflamalara maruz kalır. Bundan dolayı alıcıda bu işaretlerin alınması ve kestirimi zorlaşır. Çeşitleme teknikleri sayesinde çok yollu yayılımın avantajlarından faydalanılarak alıcıdaki hassasiyet artırılmış olur.

ÇGÇÇ bir sistem uzay zaman sistemlerde alıcı ve vericideki kullanılan anten sayılarına ve çeşitlemelerine göre ÇGÇÇ, Tek-Girişli Tek-Çıkışlı (SISO), Çok-Girişli Tek-Çıkışlı (MISO) ve Tek-Girişli Çok-Çıkışlı (SIMO) sistemlerine dönüşür.

Bu sistemleri kısaca açıklayacak olursak. Bunlar;

1. Tek Girişli Tek Çıkışlı (SISO/TGTÇ) Sistem: Bu sistemde hem alıcıda hem de vericide tek anten bulunur.
2. Tek Girişli ve Çok Çıkışlı (SIMO/TGÇÇ) Sistem: Bu sistemde tek verici anten ve çoklu alıcı anten bulunur.
3. Çoklu Giriş ve Tekli Çıkış (MISO/ÇGTÇ) Sistem: Bu sistemde vericide çoklu anten ve alıcı da ise tek bir anten bulunur.
4. Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO/ÇGÇÇ) Sistem: Bu sistemde hem verici hem de alıcıda çoklu antenler bulunur.

Yüksek hızlı çok kullanıcı kablosuz teknikler, sistemlerin spektral verimini artırmaktadır. Kablosuz ÇGÇÇ haberleşme sistemlerinde, Shannon kapasitesine yakın bir kapasite sağlamak için alıcı ve vericide çoklu anten dizileri kullanılır [3- 5].

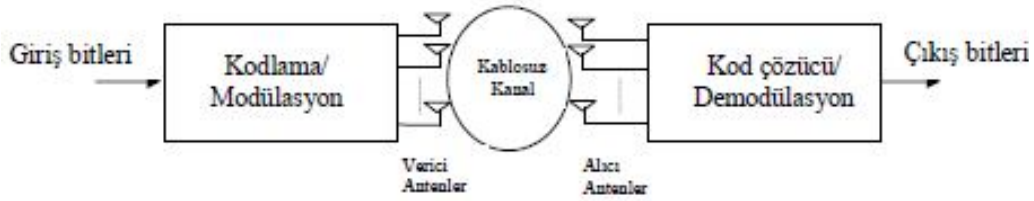


Şekil 1.2 Uzay- zaman sistemlerde farklı iletim modelleri

Shannon tarafından kuramsal olarak olası olduğu gösterilen kapasiteye gidebilmek amacıyla farklı yollar bulunmaya çalışılmaktadır. Modern telsiz iletişim sistemlerinde, önemli bir çalışma dalı sönümlemeye neden olan çok yollu yayılımın etkisini anten dizileri ile azaltmak ve telsiz iletişim sistemlerinin başarımını artırmaktır. Telsiz sistemlerine anten dizileri yöntemlerinin ilk uygulamalarında diziler alıcı tarafında kullanılmaktaydı. Bu kullanım senaryosuna tek girişli çok çıkışlı (TGÇÇ) sistem denilmektedir.

TGÇÇ (alıcı çeşitlemeli) iletim kanallarında basit uyarlamalı dizilim algoritmalarının kullanımı ile kanalın işaret gürültü oranı ya da girişime karşı dayanıklılığı, iletim gücünde herhangi bir değişime gitmeden artırılmaktadır. Ayrıca bu tip algoritmaların kullanımı; ortak kanal kullanımı ve çok yollu iletişimden kaynaklanan girişimlerin giderilmesini de sağlayabilmektedir. Böylece alıcı taraftaki bit hata olasılığı büyük oranda azaltılmaktadır [7]. Alıcıda kullanılan maksimum oran birleştiricisi, bir çeşitleme birleştiricisidir. Her bir alıcı antenden gelen işaretler işaret gürültü oranını en büyük yapacak şekilde toplanmaktadırlar. Toplanmadan önce işaretlerin aynı faza getirilmeleri gerekmektedir. Aynı yöntemler ÇGTÇ yani verici tarafında anten dizileri olan, alıcı tarafında ise tek bir anten bulunan (verici çeşitlemeli) sistemlere de uygulanır. Yakın zamana kadar bu teknik çok yaygın olarak kullanılmamaktadır. Çünkü verici tarafın kanal durum bilgisine sahip olması gerekmektedir. Bu da pek kolay olmayabilir [12].

Bu yöntemde alıcıdan gelen kanal bilgileri doğrultusunda, vericide yer alan antenlerden gönderilecek işaretlere alıcıda maksimum işaret gürültü oranı elde edilecek şekilde uygun katsayılar ile çarpıldıktan sonra gönderilirler. 1998'lerin başında birçok araştırma; TGTÇ, TGÇÇ veya ÇGTÇ sistemlerine göre ÇGÇÇ sistemlerin kullanımının kanal kapasitesinde oldukça fazla kazanımlar sağladığını göstermiştir [3-5]. Bunun temel nedeni, paralel veri gönderiminin kullanılıyor olmasıdır. TGÇÇ ve ÇGTÇ sistemler, kanalın etkin kazancını artırmalarına ve girişimin etkilerini ortadan kaldırmalarına rağmen sadece bir veri katarı göndermektedirler. Diğer taraftan ÇGÇÇ sistemler, veriyi paralel olarak göndermek için de kullanılabilir ve kanal kapasitesinde dizideki anten sayısı ile doğru orantılı bir artış sağlamaktadırlar. Bu durum, oldukça çok sayıda çok yol bileşeni olan zengin saçınımlı kanallar için geçerlidir. Tek bir iletim yolu olan kanallarda sadece tek bir veri katarı gönderilebilmekte, dizi işleminin geleneksel kuralları uygulanmakta, fakat çok yollu kanallarda her bir yol ayrı bir veri katarı göndermek için kullanılabilir.

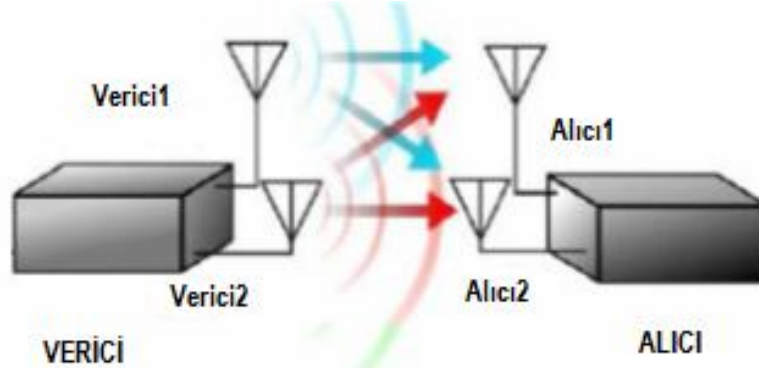


Şekil 1.3 Çok girişli çok çıkışlı kablosuz sistem diyagramı

ÇGÇÇ kanallarda alıcı antenlere ulaşan işaretler arasındaki ilinti, kanalın zengin saçılmaya sahip olması durumunda azalmaktadır. Bunun nedeni işaretin birçok nesneden saçılmasından dolayı çok ve dolayısıyla farklı yollar izleyerek alıcı antenlere ulaşması ve bu çok yol bileşenlerinin birbirlerinden bağımsız saçılmalarıdır. Sistem başarımında meydana gelen ilinti kaynaklı düşüş, zengin saçılmalı kanallarda azalmaktadır. Geleneksel anten dizilerinin algoritmaları çok yollu girişimi azaltmak için kullanılmaktayken, ÇGÇÇ sistemler çoklu yolları, bu bileşenleri evre-uyumlu olarak toplayarak alıcıda işaret/gürültü oranını artırabildiğinden, avantaj olarak kullanılmaktadır. Şekil 1.3 'te, ÇGÇÇ kablosuz sistem diyagramı gösterilmektedir.

ÇGÇÇ, çok-yollu yayılım gibi olguların kullanımıyla, bant genişliğinin verimini artıran bir teknolojidir. Radyo dalgaları, yayılımları sırasında engellere çarpıp yansır ve sönümlenirler. Örneğin; radar ekranında havadaki uçağın birden fazla görüntüsünün olması veya hava yayınıyla TV izlerken karşılaşılabilen görüntü kaymasının etkisi gibi; bu durumda izlenen kanalın görüntüsünün bir kopyası, biraz kaymış gibi ekranda görünür. ÇGÇÇ, bu etkiyi, aynı

frekans bandında, birim zamanda iletilebilecek veri miktarını artırmak için kullanır. Birden fazla anten kullanımıyla, veri parçalar halinde gönderilir ve karşı tarafta da çoklu anten tarafından algılanır. Her bir anten tarafından alınan veri, bir sayısal işaret işleyici kullanılarak birleştirilir. Şekil 1.4, bir ÇGÇÇ kanalı göstermektedir.



Şekil 1.4 Çok girişli çok çıkışlı kanal sistemi

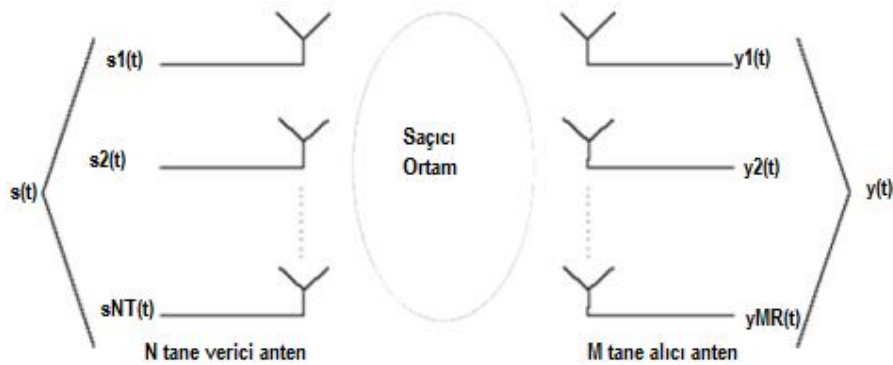
ÇGÇÇ kanal sistemi vericiye gelen veri, verici katı içerisinde parçalara ayrılıp, radyo dalgaları halinde dışarıya aktarılır. Antenlerden yayılan dalga, hem doğrudan doğruya hem de ortamdaki engellerden yansıyarak alıcıya ulaşır. Alıcı, antenlerinde algıladığı veriyi, sayısal işaret işleme yardımıyla birleştirerek esas veriyi tekrar oluşturur [7].

1.1.1 ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLERİN KANAL MODELİ

ÇGÇÇ sistemlerin kanal modelinde N adet verici anten ve M adet alıcı anten olduğu kabul ederek iletilen işaretin alıcıdaki karşılığı şu şekilde modellenir.

$$y = \frac{E_s}{M} H_s + n \quad (1.1)$$

Burada, s iletilen işaret vektörü, H kanalın NxM 'lık cevabıdır. y alıcıda alınan işaret vektörü E_s ortalama enerji ve n kanal gürültü vektörüdür.



Şekil 1.5 NxM çgçç sistem

Burada alıcı ve verici taraftaki işaret vektörleri dizi şeklindedir.

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t) \dots s_N(t)]^T \quad (1.2)$$

$$y(t) = [y_1(t), y_2(t) \dots y_M(t)]^T \quad (1.3)$$

$(.)^T$ transpoze işlemidir.

$s_j(t)$: j. Verici anten işareti

$y_i(t)$: i. Alıcı anten işareti

$$H(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau, t) & \dots & h_{1N}(\tau, t) \\ \vdots & \dots & \vdots \\ h_{M1}(\tau, t) & \dots & h_{MN}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$H(\tau, t)$: NxM kanal darbe cevabı

$h_{ij}(\tau, t)$: j. Verici anten ile i. Alıcı anten arası kanal dürtü cevabıdır.

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^N h_{ij}(\tau, t) * s_j(t) + n_i(t) \quad i:1,2,\dots, M \quad (1.5)$$

şeklinde yazılabilir.

1.1.2. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLERİN KANAL KAPASİTESİ

ÇGÇÇ sistemlerde kapasite kanaldan gönderilecek maksimum işaret miktarı olarak tanımlanmaktadır. Burada sistemden istenilen kapasite oranı, Shannon kapasite oranına ulaşılmasıdır. Shannon kapasite teoreminin ikincisi gürültülü kanalların etkisinin azaltılabileceğini göstermektedir [11].

Buna göre, teorem şu şekilde yazılabilir:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.6)$$

Burada C kanal kapasitesini (bit/saniye), B iletim bant genişliği (Hz), P alınan işaretin gücü (Watt) ve N_0 gürültü yoğunluğunu ifade eder.

Alıcıda alınan güç: $P = E_b R_b$,

Burada, E_b ortalama bit enerjisini, R_b ise bit iletim oranını ifade eder. (1.6) eşitliğinde P değerleri yerine yazılırsa;

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{E_b R_b}{N_0 B} \right) \quad (1.7)$$

Eşitliği bant genişliği yani spektrum verimliliğini göstermektedir [11]. Zamanla değişen ve rastgele sönümlemeli kablosuz kanalın kapasitesi:

$$C = \log_2(1 + SNR \cdot |H|^2) \text{ bit/saniye/Hz} \quad (1.8)$$

Burada H kanalın kompleks Gauss genliğinin birim gücüdür.

TGTÇ sistemlerde kanal vektörü $H; 1 \times N$ ve burada N alıcı anten sayısı ise TÇTÇ sistemin kapasitesi:

$$C = \log_2(1 + SNR \cdot HH^*) \text{ bit/saniye/Hz} \quad (1.9)$$

Burada TGTÇ varsa ÇGÇÇ sistemin kapasitesi ise şu şekilde ifade edilmektedir.

$$C = \log_2 \left[\det \left[I_M + \frac{SNR}{N} \cdot HH^* \right] \right] \text{ bit/saniye/Hz} \quad (1.10)$$

Bu kapasite formülünde ÇGÇÇ sistemde ideal bağımsız ve özdeş dağılımlı Rayleigh sönümlemeli kanalda, kanalın durum bilgisi sadece vericide biliniyorsa, verici antenlerdeki işaretlere eşit güç tahsisi yapılmaktadır [13].

$N \geq M$ olduğu durumlarda kanal kapasitesinin alt sınırı HH^* pozitif özdeğerleri ile şu şekilde ifade edilmektedir.

$$C > \sum_{k=N-M+1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{SNR}{N} \right) \cdot x_k \right) \quad (1.11)$$

Burada x_k HH^* 'nin pozitif özdeğerlerini göstermektedir.

$N=M$ olursa kapasite:

$$C = \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{SNR}{N} \right) \cdot x_k \right) \quad (1.12)$$

ÇGÇÇ sistemlerin kapasitesi, denklemlerden anlaşılacağı gibi N verici anten sayısı ve M alıcı anten sayısı ile doğru orantılı olarak artmaktadır.

1.2 DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (DFBÇ)

Yüksek hızlarda kaliteli iletişim isteğinin karşılanması, mevcut bant genişliğinin olabildiğince verimli bir şekilde kullanılmasına ve kanalın bozucu etkilerine karşı daha dayanıklı olan tekniklerin kullanılmasına bağlıdır. Çok taşıyıcılı bir modülasyon tekniği olan DFBÇ, yüksek bit hızlı bir veri akışını birkaç paralel düşük bit hızlı veri akışına bölen ve bu düşük bit hızlı veri akışlarını birkaç taşıyıcıyı modüle etmek için kullanan bir veri iletim tekniğidir. Sınırlı bir kaynak olan bant genişliğini diğer tekniklere göre daha verimli bir şekilde kullanması, bozucu etkilere dayanıklı olması ve yüksek hızlarda veri transferine olanak sağlaması nedenleriyle DFBÇ tekniğinin haberleşme sistemlerinde kullanımı her geçen gün artmaktadır. Sayısal ses yayıncılığı (DAP), sayısal karasal video yayıncılığı (DVB-T), kablosuz ağlar (Hiperlan/2, IEEE 802.11a, ...vb), asimetrik sayısal kullanıcı hatları (ADSL) DFBÇ'nin kullanıldığı günümüzdeki haberleşme uygulamalarıdır.

1.2.1. ÇOKLU ERİŞİM TEKNİKLERİ

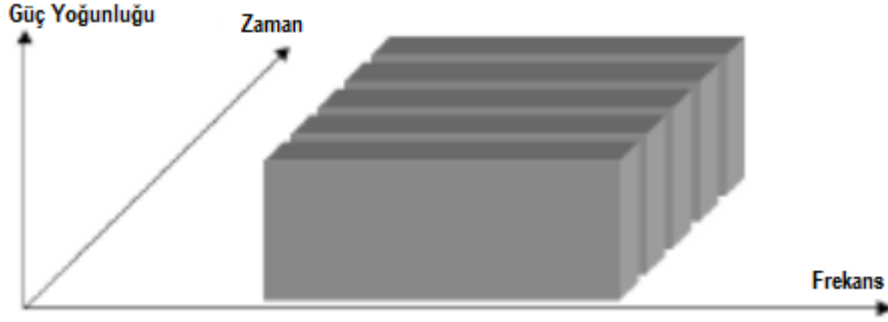
Kablosuz ortamın en büyük sorunlarından biri olan bant genişliği, kullanımı açısından oldukça sınırlı kaynaklara sahiptir. Bir kablosuz sistemden beklenen, uygulamanın türüne ve kullanıcı sayısına bağlı olarak sınırlı bant genişliğini kullanıcılara mümkün olduğunca etkin bir şekilde paylaşmasıdır. Bant genişliği sınırlı bir kaynak olduğundan, bir radyo iletim sisteminde tahsis edilen bant genişliği sınırlıdır. Kablosuz ağların kapasitesini artırabilmek için bant genişliğinin bölünmesi gerekir. Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FBÇE), Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (ZBÇE) ve Kod Bölmeli Çoklu Erişim (KBÇE) teknikleri, kablosuz bir sistemdeki mevcut bant genişliğini birçok kullanıcıya paylaştırmada kullanılan çoğullama yöntemleridir. Bu yöntemler için, DFBÇ, hibrit ZBÇE ve FBÇE sistemleri gibi çok sayıda teknik geliştirilmiştir.

1.2.1.1 ZAMAN BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM

Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (ZBÇE) yönteminde, zaman eşit çerçeve dilimlerine bölünür. Her bir zaman dilimi farklı bir kullanıcıya tahsis edilir ve tahsis edilen çerçeve boyutları aynıdır [14]. Kullanıcı, bu zaman dilimi boyunca bant genişliğinin tamamını kullanır. Çerçeveler arasına, birbirleriyle çakışmamaları için güvenlik aralığı olarak adlandırılan kısa bir süre bırakılır. Bu yöntemde, her kullanıcıya aynı kapasite tahsis edilir. Bunun anlamı, bir zaman diliminden aktarılabilecek olan trafik miktarı, en yüksek trafiği oluşturan kullanıcıyı kaldırabilmelidir. Bunun dezavantajı ise daha az trafik taşıyan kullanıcılar bu durumda

kapasitenin önemli bir bölümünü ziyan etmiş olacaktırlar. Şekil 1.6’ da ZBÇE ’de her bir kullanıcıya tahsis edilen zaman aralıkları görülmektedir.

ZBÇE, kapasite israfına rağmen, basitliği nedeniyle çok kullanılan bir tekniktir. ZBÇE’ de tek problem, her kullanıcının ne zaman ve ne kadar bir süre boyunca iletim yapacağını bileceği şekilde kullanıcıların senkronize edilmesidir[15].

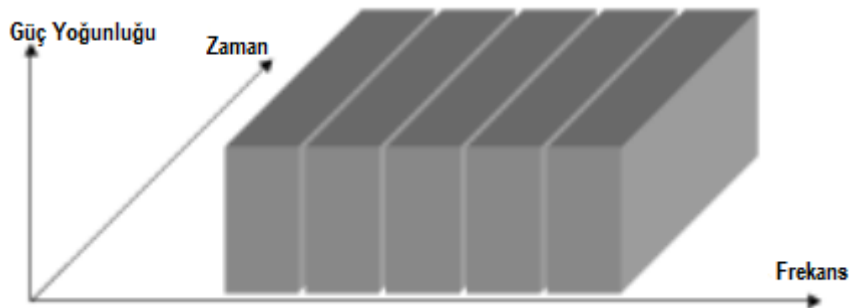


Şekil 1.6 Zaman bölmeli çoklu erişim

1.2.1.2 FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM

Frekans Bölmeli Çoklu Erişimde (FBÇE), kullanılabilir bant genişliği çok sayıda dar bantlı kanallara bölünmektedir. Komşu bantla arasında çakışmayı önlemek için bantlar arasında güvenlik bandı konulmaktadır. Her bir kullanıcıya işaret iletimi ve alımı için tek bir frekans bandı tahsis edilmektedir. Arama esnasında kullanıcılardan hiçbiri aynı frekans bandını kullanmaz. Bu teknikte kullanıcılara tahsis edilen bant genişliği genellikle düşüktür (30 KHz). Şekil 1.7’de FBÇE çoklu erişim modelinin çalışma prensip şeması görülmektedir[15].

FBÇE ’de ZBÇE’ deki gibi kapasite israfı söz konusudur. Paket gecikmesi açısından performansı biraz düşüktür. Senkronizasyon gerekmediği için ZBÇE’e oranla gerçekleştirilmesi daha basittir[15].



Şekil 1.7 Frekans bölmeli çoklu erişim

1.2.1.3 KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM

Kod bölmeli çoklu erişim tekniklerinin birden fazla yöntemi vardır. Bunlardan en yaygın olanları frekans atlamalı (FS:Frequency Hopping: FH) ve doğrudan dizili (DD:Direct Sequence(DS)) yöntemleridir [16]. Şekil 1.8’de KBÇE tekniği görülmektedir.

KBÇE protokolleri eş zamanlı iletim sağlar, frekansın bölünmesi gerekmez, iki ya da daha fazla terminalin aynı anda iletimi sağlanabilir, fakat aynı anda iletim yapan abone sayısı arttıkça paketlerin başarılı iletilme olasılığı azalır.

DD- KBÇE protokolünde, modüle edilmiş veri işareti sayısal bir kod işaretiyle doğrudan modüle edilir. Alıcı tarafta da üretilen kod dizisiyle demodülasyon yapılarak orijinal veri işareti elde edilir. Alıcı tarafın kod dizisi ile vericinin kod dizisi aynı ve eş zamanlı olmalıdır.

Bu protokolün avantajı yansımalarla karşı dirençli olmasıdır. Fakat yakındaki bir aboneden alınan işaret uzaktaki bir aboneden alınan işarettten daha güçlü olacaktır. Bir kullanıcı bant genişliğinin tamamını kullanarak iletim yapığundan, baz istasyona yakın olan abonelerin algılanması zorlaşacak biçimde girişim oluşturmaktadır. Yakın-uzak etkisi olarak adlandırılan bu problemi çözmek için pahalı bir güç kontrolü gerekmektedir.

FS- KBÇE protokolünde, modüle edilen veri işaretinin taşıyıcı frekansı sabit değildir ve periyodik olarak değişir. Bu frekans atlamaı bir kod dizisi tarafından belirlenir. Frekans atlamaının sayısı veri oranından daha fazla ya da daha az olabilir. Bu yöntem, yakın-uzak etkisine karşı dirençlidir. Fakat çoklu yönlerden gelen yansımaların neden olduğu sönümlenme etkisinden etkilenmektedir [15].

KBÇE’yi kullanışlı yapan özelliklerden bazıları:

- İşareti gizlemesi ve mevcut sistemlerle etkileşimi olmaması,
- Boğmayı önlemesi ve paraziti geri çevirmesi,
- Bilgi gizliliğı sağlaması,
- Hat üzerinde hatasız olarak işlemesi,
- Çok kullanıcılı erişime izin vermesi,
- Çoklu yol toleransı sağlamasıdır.



Şekil 1.8 Kod bölmeli çoklu erişim

KBÇE, ilk olarak 2. Dünya Savaşı sırasında sıkışma olması durumunda çalışan ve haberleşmenin gizli yürütülmesine imkân veren bir yöntem olarak askeri uygulamalar için geliştirilmiştir. Uzun yıllar boyunca bu teknik sadece askeri teknolojilerde uygulanmış, fakat LSI ve VLSI tasarımındaki hızlı gelişmelerle ticari sistemlerde de kullanılmaya başlanmıştır.

1.2.2. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (DFBÇ)

Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (DFBÇ), FBÇE'e benzer olup FBÇE tekniğinde çok kullanıcıli erişim, mevcut bant genişliğinin birçok alt kanala bölünmesiyle gerçekleşmektedir [17]. Daha sonra bu kanallar kullanıcılara tahsis edilir. DFBÇ, tek bir veri akışının düşük hızlı birçok alt taşıyıcı üzerinden iletildiği özel çok taşıyıcıli bir iletim tekniğidir. DFBÇ tekniğinde kanallar birbiriyle örtüşmüş şekilde olduğundan tayf daha verimli kullanılmaktadır. Bu, bütün taşıyıcıların birbirine göre dikgen (ortogonal) olmasıyla gerçekleşir. Böylece taşıyıcıların örtüşmesi bir girişime neden olmaz.

Tipik olarak ses haberleşmesi için FBÇE'de her bir kanala 10-30 KHz bant genişliğinde yer ayrılmaktadır. Bununla birlikte ses iletimi için gereken minimum bant genişliği ise 3 KHz'dir. Tahsis edilen bant genişliği kanalların birbiriyle girişimini engellemek için gereken en az miktardan daha geniş yapılır. Kanallar arasındaki boşluktan dolayı toplam tayfın yaklaşık olarak %50'sine kadar çıkabilen oranlarda bir alan boşa harcanmaktadır. Bant genişliğinin sınırlı bir kaynak olduğu düşünülürse bu kayıp önemli hale gelmektedir.

Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (ZBÇE), birkaç kullanıcı tarafından kullanılan daha geniş bant genişlikli kanallar kullanılarak bu sorunun kısmen üstesinden gelmektedir. Verilerini zaman düzleminde iletmek suretiyle birçok kullanıcı aynı kanal erişebilir. Bundan dolayı birçok veri hızı düşük kullanıcı, yeterli bant genişliği olan tek kanalda iletmek üzere birleşebilir. Böylece bant genişliğini daha verimli kullanılmış olur. Fakat ZBÇE'de yayılım gecikme değişimleri ve eş zamanlama hatalarından dolayı kullanıcı sayısı sınırlanmaktadır.

DFBÇ, ZBÇE ve FBÇE'in her ikisindeki sorunların üstesinden gelmektedir [17, 18, 19]. Bu teknikte mevcut bant genişliği birçok dar bantlı kanala bölünür (tipik olarak 100-8000 arasında). Her iki kanaldaki taşıyıcılar birbirine göre dikgen olduğundan birbirlerine çok yakın yerleştirilebilir. Dikgenlikten kasıt, işaret periyodu boyunca her bir taşıyıcının tamsayı salınımlara sahip olmasıdır [17, 18, 19]. Bundan dolayı her bir taşıyıcını tayfı, sistemdeki diğer

taşıyıcının merkez frekansında sıfıra sahiptir. Bu da girişim olmaksızın taşıyıcılar üst üste yerleştirilmesine imkân verir.

DFBÇ tekniğinde işaretteki her bir taşıyıcının bant genişliği çok dar olduğunda (örneğin 1 KHz) sonuçtaki işaret hızı düşük olacaktır. Bu da işaretin çoklu yol gecikme yayılımına karşı yüksek toleranslı olmasını sağlar. Çünkü önemli miktarda semboller arası girişime sebep olabilmesi için gecikme yayılımının çok uzun olması gerekmektedir (>500 mikrosaniye).

DFBÇ tekniğinin en önemli avantajlarından birisi frekans seçici sönümlenme ya da dar bant girişime karşı direnci artırmasıdır [17-20]. Tek taşıyıcılı bir sistemde tek sönüm ya da girişim bütün bir hattı zayıflatırken, çok taşıyıcılı bir sistemde alt taşıyıcıların sadece küçük bir yüzdesi bu durumdan etkilenecektir.

1.2.3. DFBÇ' NİN TARİHSEL GELİŞİMİ

Paralel veri iletimi ve frekans bölmeli çoğullama kavramı 1960'ların ortasında ortaya çıkmaktadır. U.S. patenti ise 1970'de verilmiştir.

Geleneksel paralel veri iletim sistemlerinde kullanılabilir bant genişliği N adet örtüşmeyen frekans alt kanalına bölünüp, her bir kanal ayrı bir sembolle modüle edilir. Böylece N adet alt kanal frekans çoğullanır. Kanallar arası girişimi engellemek için taşıyıcılar çakıştırılmamakla birlikte, bu mevcut kanalların verimsiz kullanılmasına neden olmaktaydı. Daha verimli bir sistem oluşturulmak için 1960'ların ortasından itibaren başlayan çalışmalar DFBÇ sisteminin ortaya çıkmasını sağlamıştır.

DFBÇ sisteminde taşıyıcılar birbiriyle örtüştüğünden, geleneksel paralel veri iletim sistemlerine göre %50 'lik bir tasarruf sağlanmaktadır [17]. Taşıyıcıların birbiriye girişim oluşturmada örtüşebilmesi, birbirlerine göre dikgen olmasıyla gerçekleştirilir.

Araştırmaların birçoğu dikgen frekanslı taşıyıcılara dayanan yüksek verimli çok taşıyıcılı iletim tekniği üzerine odaklanmıştır. 1971'de Wienstein ve Elbert, modülasyon sürecinin bir başlangıcı olarak paralel veri iletim sistemlerine Ayırık Fourier Dönüşümü uygulamışlardır. Vericide Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (THFD) kullanılarak modülasyon yapılırken, alıcıda demodülasyon işlemi Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD) kullanılarak gerçekleştirilir.

1960'larda DFBÇ tekniği askeri sistemlerde kullanılmıştır. 1980'li yıllarda ise yüksek hızlı modemleri sayısal gezgin haberleşme ve yüksek yoğunluklu kayıt için tasarlanmıştır. 1990'lara gelindiğinde ise mobil radyo FM kanalları üzerinden geniş bant veri haberleşmesi, yüksek bit hızlı sayısal abone hatları (ADSL, 6 Mbps'e kadar), çok yüksek hızlı sayısal abone hatları (VDSL, 100 Mbps), sayısal ses yayını (DAB) ve yüksek çözünürlüklü televizyon (HDTV)

uydu yayınları için kullanılmaya başlanmıştır [21-23]. Ekim 1999’ da IEEE 802.11a standardına alınmıştır.

1.2.4 DFBC SİSTEM MODELİ

Yüksek bit hızlı kablosuz veri iletimi için oldukça cazip bir teknik olan DFBC bir veriyi düşük hızlı çok sayıdaki birbirine dik (ortogonal) alt taşıyıcılar üzerinden iletmek için frekans bölmeli çoğullama tekniğini kullanan bir sistemdir. Veri tek bir taşıyıcı yerine nispeten daha yavaş olan alt taşıyıcılar üzerinden paralel olarak taşınır.

DFBC ‘i burada bir modülasyon tekniği ya da bir çoğullama yöntemi olarak düşünebiliriz.

DFBC ‘in ortaya çıkmasının en büyük nedenlerinden biri frekans seçici sönümlenme ya da dar bant girişimine karşı yeteneğinin artmasıdır. Tek taşıyıcılı sistemlerde tek bir sönümlenme olayı ya da bir karıştırma olayı bütün hattın çökmesine neden olur.

Tablo 1.1 DFBC ‘in tarihsel gelişim süreci

TARİH	GELİŞİM SÜRECİ
1957	Kineplex tarafından çok taşıyıcılı yüksek frekanslı modem tasarımı
1966	R.W. Chang Bell Lab. DFBC patenti
1972	Weinstein &Ebert tarafından FFT ve koruma aralığı kullanımı önerimi
1985	Cimini, gezgin haberleşme için DFBC’yi önerdi.
1987	Alard&Ebert sayısal yayıncılık için DFBC ‘yi önerdi
1995	İlk olarak sayısal ses yayıncılığında DFBC ETSI tarafından standart hale getirildi.
1997	DFBC sayısal video yayıncılığına (DVB-T)uyarlandı.
1997	DFBC asimetrik sayısal kullanıcı hattı (ADSL) geniş bant internet uygulamalarına uyarlandı
1998	Kablosuz ağlar için OFDM modemleri kullanıldı.
1999	IEEE 802-11a ve HIPERLAN/2 kablosuz ağlara uygulandı.
2000	Sabit kablosuz işlemler için vektör DFBC kullanıldı.
2001	DFBC IEEE 802-11g ve IEEE 802-16 standartlarına uyarlandı

Çok taşıyıcılı sistemlerde ise alt taşıyıcıların küçük bir bölümü etkilenecektir. Birkaç hatalı alt taşıyıcıyı düzeltmek için hata düzeltme kodlamaları kullanılabilir.

Klasik bir paralel bilgi sisteminde toplam işaret frekans bantı birbiriyle çakışmayan N adet frekans alt kanalına bölünür [21-23]. Her bir alt kanal ayrı bir sembolle modüle edilir ve bu durumda N adet alt kanal frekansı çoğullanmıştır. Kanallar arası girişim ortadan kaldırmak için kanalların tayf çakışmasından kaçınılması gerekir. Buna rağmen, bu elimizdeki tayfin etkin olmadan kullanılmasına yol açar. Bu etkinsizlikle baş edebilmek için 1960’lı yılların ortalarından beri ileri sürülen düşünceler; eldeki bant genişliğini tamamıyla kullanmak, yüksek

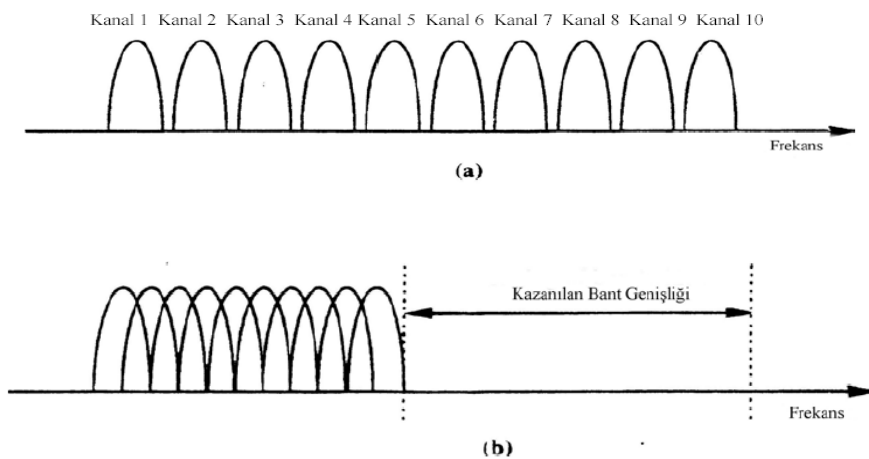
hızlı denkleştirme kullanmaktan kaçınmak darbesel gürültü ile ve çok yollu bozunum ile mücadele etmek için, her bir çıkışın kanalın b işaretleme hızı kullanarak frekansta b kadar uzakta yerleştirildiği çoklu kanallı FDM ve paralel veri kullanmaktır.

DFBÇ çoklu modüle edilmiş alt taşıyıcıları sıkıştırarak gerekli olan bant genişliğini azaltıp verimli hale getirmektedir.

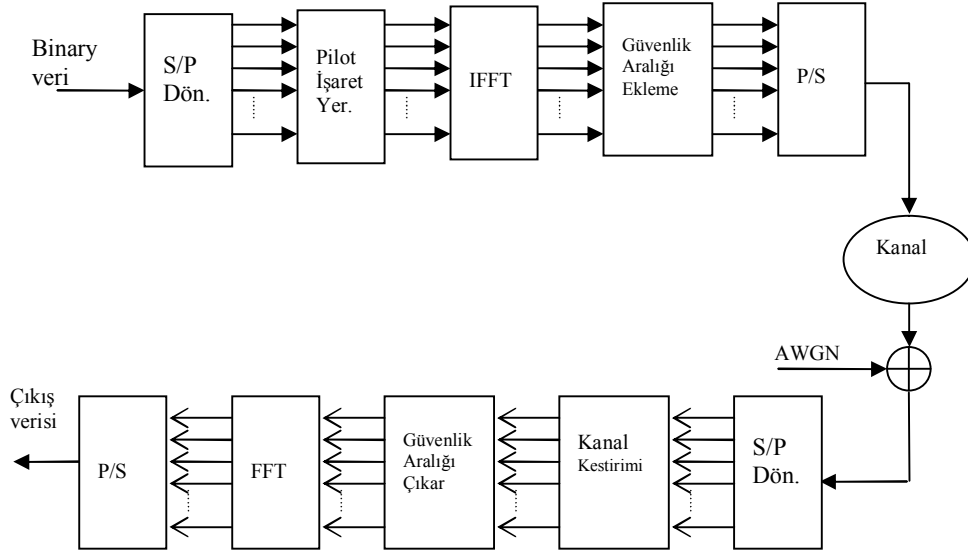
Alt taşıyıcılarda istenilen herhangi bir modülasyon yöntemi kullanılabilir. Modüle edilmiş taşıyıcıların çıkışları iletilmeden önce bir araya getirilir. Alıcıda demodüle edilmeden önce modüle edilmiş taşıyıcılar ayrılmalıdır. Bantları ayırmada kullanılan yöntem ise FBÇ (Frekans Bölmeli Çoğullama)'dır.

Şekil 1.9.a'da klasik bir FBÇ sisteminde, Şekil 1.9.b'de DFBÇ sisteminde kanalların yerleşimi gösterilmektedir. FBÇ'de çok taşıyıcı bulunmasına karşın bunlar birbirine dik değildir. Bu yüzden bunların çakışmasını önlemek için taşıyıcılar arasına güvenlik bantı konulmak zorundadır. Bu güvenlik bantları her biri farklı sembollerle modüle edilmiş alt taşıyıcıları birbirinden ayırarak iletimin sorunsuz gerçekleşmesini sağlayacaktır. Fakat bu da bant genişliğinin verimli kullanılmamasına neden olacaktır.

DFBÇ'de ise çok sayıdaki alt taşıyıcı birbiri ile çakışır durumda bulunmaktadır. Bu yöntemde bant genişliği verimli bir şekilde kullanılır. Bu yöntemle sağlanan en önemli fayda taşıyıcılar arası çapraz girişimin azaltılmasıdır. Bunu sağlayan ise farklı modüle edilmiş taşıyıcılar arasındaki diklik durumunun gerçekleştirilmesidir. Şekil 1.10.'da bir DFBÇ sistemine ait blok diyagram görülmektedir.



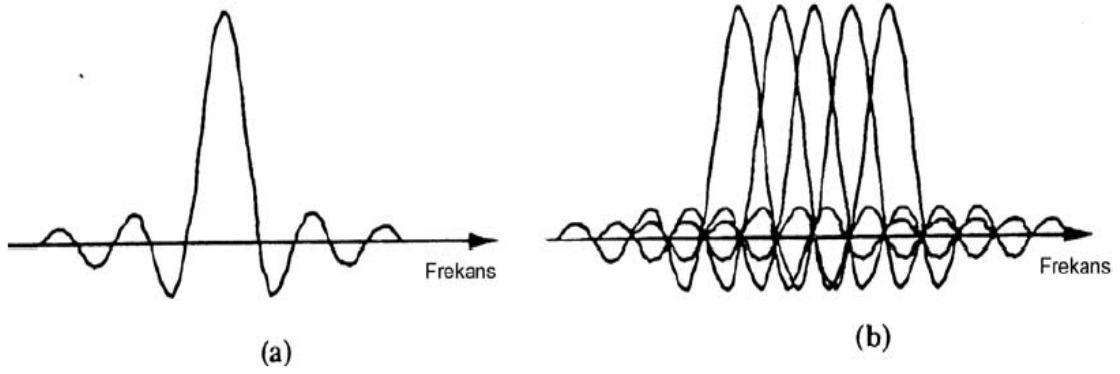
Şekil 1.9. FBÇ Çok Taşıyıcılı Tekniği ve DFBÇ Dikgen (orthogonal) Çok Taşıyıcılı Modülasyon Tekniği (a) FBÇ Çok taşıyıcılı tekniği (b) DFBÇ Dikgen (orthogonal) çok taşıyıcılı modülasyon tekniği



Şekil 1.10. DFBC sistemine ait blok diyagram

1.2.5. ALT TAŞIYICILARIN ÜRETİLMESİ

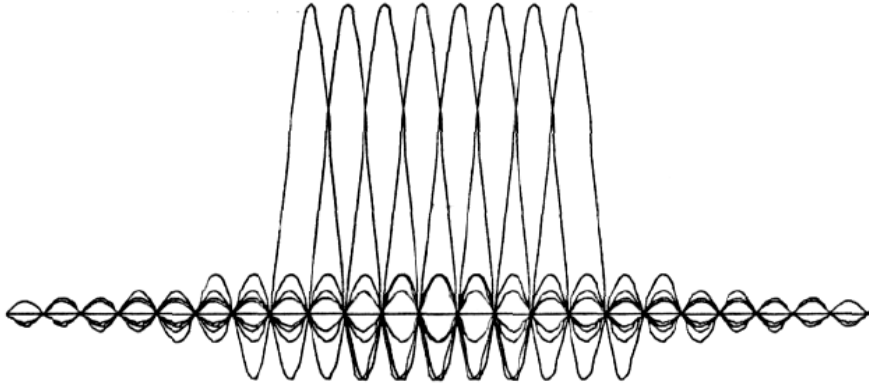
DFBC tekniğini FBC tekniğinden ayıran en önemli özelliğin daha verimli bir yöntem olan alt taşıyıcıların birbirine dik olacak şekilde üst üste bindirilmesidir. Bu işlemi Ayırık Fourier Dönüşümü (AFD: Discrete Fourier Transform(DFT)) kullanarak gerçekleştirebilir. 1971 yılında Weinstein ve Ebert modülasyon ve demodülasyon işleminin bir parçası olarak paralel bilgi iletim sistemlerine Ayırık Fourier Dönüşümünü (AFD) uygulamışlardır [16]. Şekil 1.11 (a) alt taşıyıcıya ait bilginin tayfını gösterir. Şekil 1.11 (b) ise her alt taşıyıcının iletim hızına eşit b frekans aralıklı müstakil tayf içindeki çoğullanmayı DFBC işaretini göstermektedir. Şekil 1.9 her bir alt taşıyıcının frekans merkezinde başka kanallardan çapraz girişim olmadığını göstermektedir. Bu nedenle alıcıda AFD kullanırsak ve her bir alt taşıyıcının merkez frekansında ilintisini hesaplırsak çapraz girişim olmadan iletilen bilgiyi tekrar elde edebiliriz. Buna ek olarak AFD tabanlı çok taşıyıcı tekniğini kullanarak frekans bölmeli çoğullama sadece bant geçiren süzme ile değil aynı zamanda temel bant işlemi ile elde edilir.



Şekil 1.11. DFBÇ alt kanallarının ve DFBÇ işaretlerinin tayfı (a) DFBÇ alt kanal tayfı
(b) DFBÇ işaret tayfı

Yüksek Hızlı Fourier Dönüşümü (HFD :Fast Fourier Transform - FFT) sağlayan entegre çiplerin geliştirilmesiyle AFD uygulamalarının daha kolay gerçekleştirilebileceği görülmektedir.

Normal bir FBÇ sistemde her bir taşıyıcı bir osilatör yardımı ile üretilmektedir. Ancak, DFBÇ’de bu işlemi tek bir THFD (Ters Hızlı Fourier Dönüşümü :Inverse Fast Fourier Transform(IFFT)) kullanarak gerçekleştirilebilmektedir[17-20].



Şekil 1.12 8 alt taşıyıcılı bir dfbç işaret tayfı

Yukarıdaki Şekil 1.12’de 8 alt taşıyıcılı bir DFBÇ işaretin tayfı göstermektedir. THFD ile her bir alt taşıyıcının maksimum noktalarına gelen tayf değerleri hesaplanır. THFD her bir alt taşıyıcıyı diğer alt taşıyıcılardan etkilenmeyecek şekilde modüle edebilir [23]. Her taşıyıcının

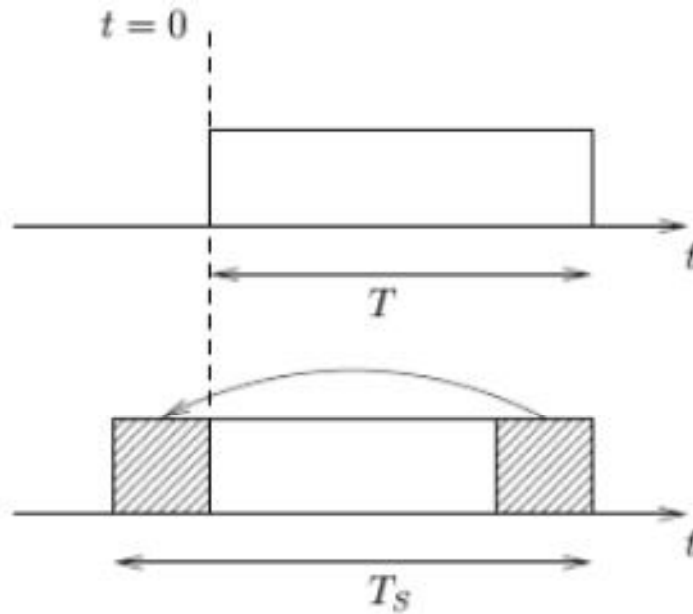
tepe noktasında diğer taşıyıcılara ait bileşenler ‘sıfır’değerini alır. Bu da taşıyıcıların birbirine dik olduğunu gösterir.

İşaretlerin alıcı tarafta demodüle edilmesi sırasında HFD kullanılır. HFD uygulaması THFD işleminin tersini yaparak modüle etmiş olduğumuz işareti tekrar elde etmemizi sağlamaktadır [17-24].

Pratik uygulamalarda taşıyıcıların birbirine dik olmasını engelleyecek faktörler vardır. DFBC’nin bu zaafını aşmak için çalışmalar sürdürülmektedir [23].

1.2.6 GÜVENLİK ARALIĞININ EKLENMESİ

DFBC sisteminin en önemli avantajlarından birisi çok yollu gecikme yayılımına karşı etkin bir sistem olmasıdır [16-25]. Bu, işaretler arası girişimi en aza indirgeyen uzun bir işaret periyoduna sahip olmasıyla gerçekleşmektedir. Giriş veri akışının N_s adet alt taşıyıcıya bölünmesi sembol süresini N_s kat azaltırken, çoklu yol gecikme yayılımı da aynı oranda azalır. Ayrıca iletilen işaretler dairesel olarak genişletilerek bunların arasındaki girişim hemen hemen yok edileceğinden, DFBC sisteminin çoklu yol gecikme yayılımına karşı direnci artırılabilir. DFBC sembollerine eklenen güvenlik aralığı beklenen gecikme yayılımından daha büyük seçilir. Böylece çoklu yol etkilerinden dolayı, bir sembolle bundan sonra gelen bir sonraki sembolle etkileşmesi önlenir [15].



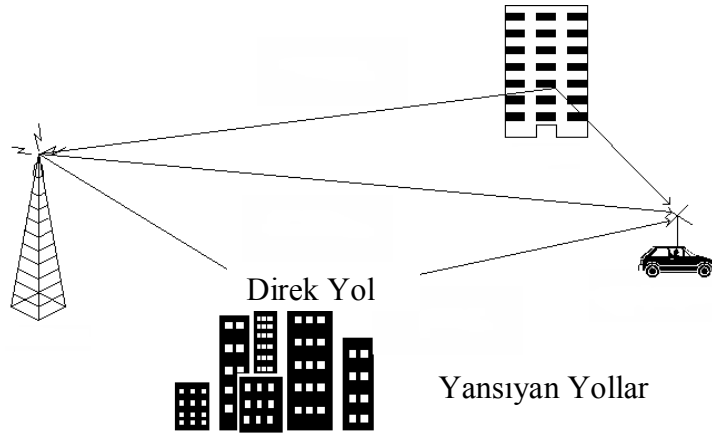
Şekil 1.13. DFBC işaretine eklenen dairesel örnek

1.2.7 ÇOKLU YOL YAYILIM ETKİSİ

DFBÇ 'nin temel prensibi yüksek hızlı veri akışını belli sayıda alt taşıyıcı üzerinden eş zamanlı olarak ileten daha düşük hızlı veri akışına bölmektir. Daha düşük hızlı paralel alt taşıyıcılar için sembol süresi arttığından çok yollu gecikme yayılımı nedeniyle zamanda meydana gelen saçılmanın miktarı nispeten azalmaktadır.

İşte DFBÇ tekniğinin avantajlarından biri de çok yollu yayılım gecikmesine karşı sistemin cevabıdır. Şekil 1.14'de çoklu yollardan yansıyan işaretler görülmektedir. Normal bir radyo veri iletişiminde kanalın tayf cevabı düz değildir. Cevaba göre alıcıda kimi frekansların iptal olmasına neden olabilecek sönümler ve boşluklar oluşmaktadır. Dar bant iletişimde frekans cevabında boşluklar oluşursa bütün işaret kaybolabilmektedir.

Çoklu yol yayılımı gecikmesi semboller arası girişime sebep olabilir. Semboller arası girişim, gecikmiş çok yollu işaretin bir sonraki işaret ile üst üste gelmesinden kaynaklanmaktadır. Bu sorun her kanala bir güvenlik gecikmesi eklenerek çözülebilmektedir.

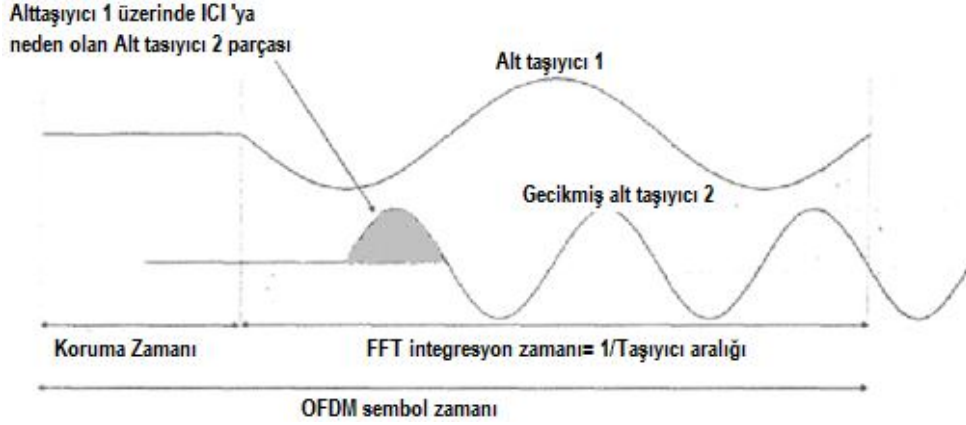


Şekil 1.14. Çoklu yol işaretleri

Her bir DFBÇ sembolünde bir güvenlik aralığını tanıtarak semboller arası girişim tamamen yok edilebilmektedir. Güvenlik aralığında, taşıyıcılar arası girişimden kaçınmak için DFBÇ sembolü periyodik olarak uzatılmaktadır.

DFBÇ 'nin çok yollu yayılım gecikmesine karşı dayanıklı olduğu daha önce belirtilmektedir. Giriş veri akışını N alt taşıyıcıya bölünerek; sembol süresi, göreceli çoklu yol gecikme yayılımı, göreceli sembol zamanı N kat azaltılmış olmaktadır. Semboller arası girişimi tamamen yok etmek için her DFBÇ sembolü için bir güvenlik gecikmesi tanımlanmaktadır. Güvenlik gecikmesini beklenen yayılım gecikmesinden daha büyük seçilirse sembole ait çok yol parçaları bir sonraki işaretle girişim oluşturmamaktadır.

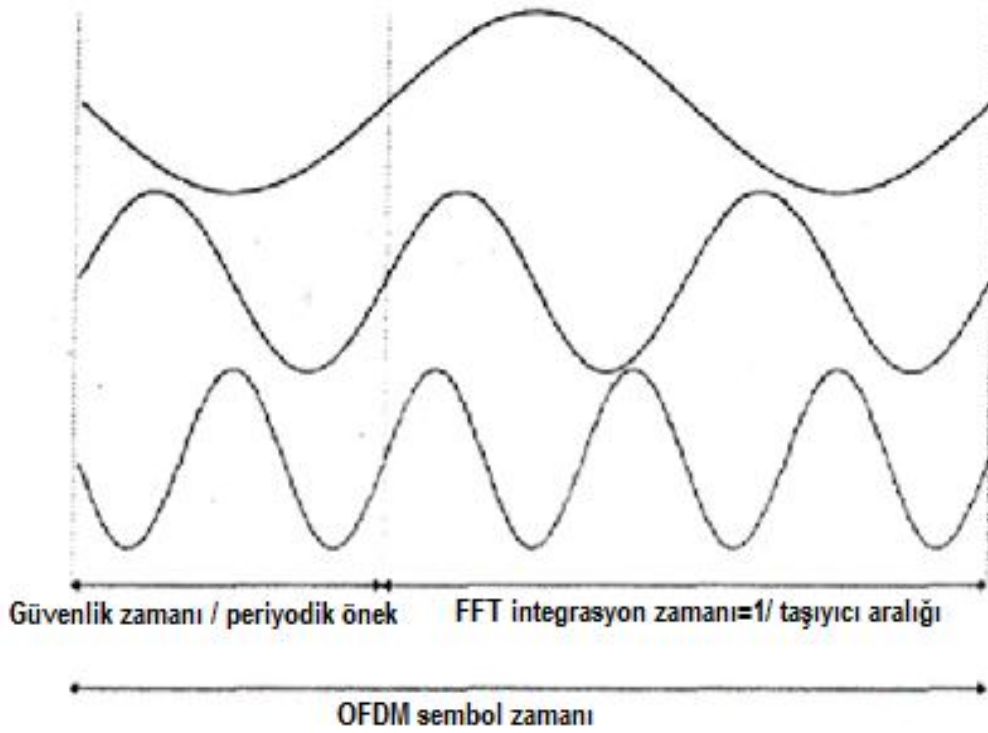
Güvenlik aralığı, işaret bozulmadan meydana getirilebilir. Fakat bu durumda da taşıyıcılar arası girişim (TAG: Inter-Carrier-Interference (ICI)) problemi ortaya çıkar. TAG farklı taşıyıcıların artık dik kalamayacakları anlamına gelir. Buna da çapraz girişim denir. Bu etki Şekil 1.15’de görülebilmektedir.



Şekil 1.15. Güvenlik aralığı ve çoklu yol etkisi

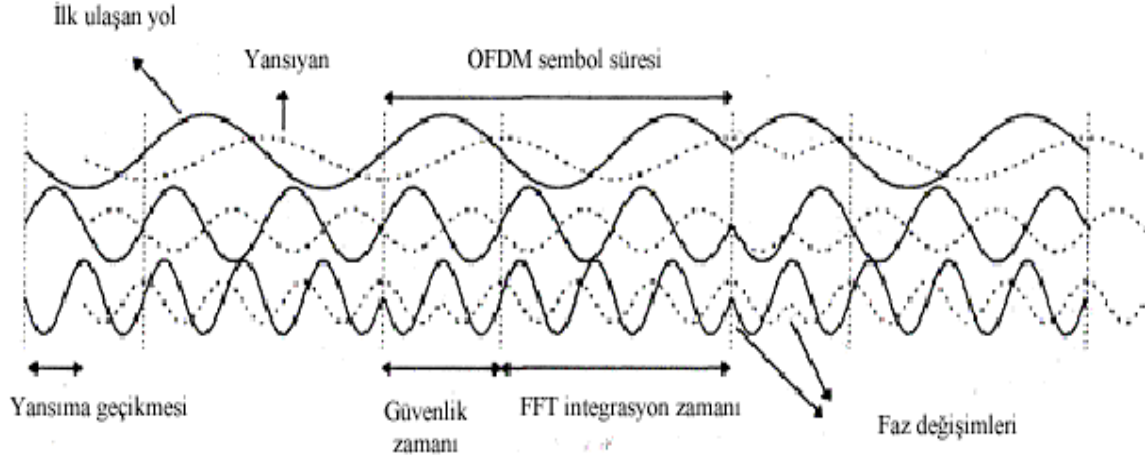
DFBÇ alıcısı ilk alt taşıyıcıyı demodüle etmeye çalıştığında ikinci alt taşıyıcıdan dolayı girişimle karşı karşıya kalacaktır. Çünkü HFD aralığında 1. ve 2. alt taşıyıcılar arasındaki periyot farkı tamsayı olmayacaktır. Aynı zamanda aynı sebepten dolayı ilk alt taşıyıcıdan da ikinci alt taşıyıcıya çapraz karışma olacaktır.

TAG etkisini ortadan kaldırmak için DFBÇ sembolü Şekil 2.16’ de görüldüğü gibi periyodik olarak uzatılır. Gecikme, güvenlik aralığından küçük olduğu sürece HFD aralığında geciken DFBÇ sembol kopyalarının tam sayılı periyotlara sahip olmasını garanti eder. Sonuç olarak güvenlik aralığından küçük gecikmeli çok yollu işaretler TAG’ a sebep olmazlar.



Şekil 1.16. Güvenlik aralığı ile birlikte DFBC sembolü

Çok yolluluğun DFBC 'i nasıl etkilediğini, Şekil 1.17'deki iki yollu kanalda alınan işaretler göstermektedir. Noktalı eğriler kesintisiz eğrinin gecikmiş kopyasıdır. Üç sembol süresinde üç ayrı alt taşıyıcı gösterilmiştir. Gerçekte bir DFBC alıcısı sadece bunların toplamını görür fakat bu şekilde ayrı göstererek çoklu yolun etkisi daha açık görülmektedir. Şekilden, DFBC alt taşıyıcıların işaret sınırlarında 180 derecelik atlama olabilen BPSK modeli olduğu görülebilir. Noktalı eğri için bu faz atlama ilk yoldan sonra belirli bir aralıkta gerçekleşir. Bu özel örnekte, çoklu yol gecikmesi güvenlik aralığından daha küçüktür. Bu da HFD aralığında faz değişiminin olmadığı anlamına geliyor. Böylece bir DFBC alıcısı fazı biraz kaymış saf bir sinüs dalga görür. Bu toplam alt taşıyıcılar arasındaki dikliği bozmaz, sadece alt taşıyıcılar için farklı faz kaymaları ortaya koyar [15].

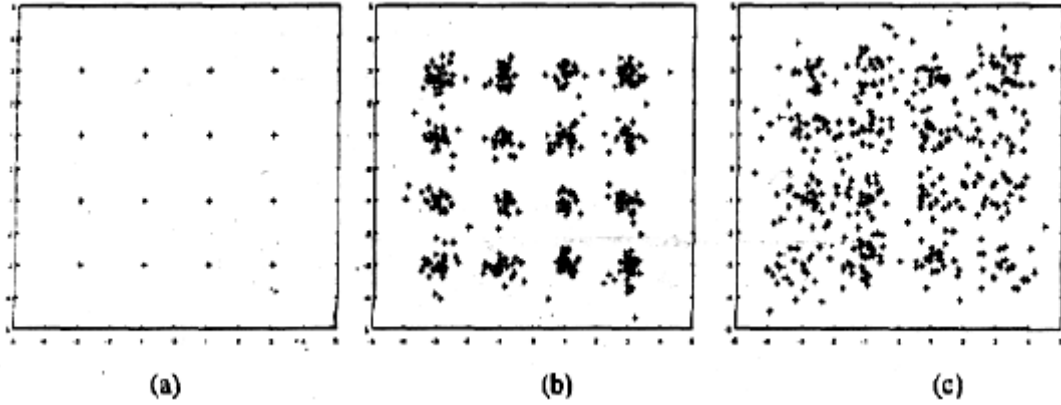


Şekil 1.17. İki yollu kanalda üç alt taşıyıcıya sahip bir dfbç işaret örneği. Kesik çizgi ile gösterilen gecikmiş çoklu yol ögesidir.

Eğer çoklu yol gecikmesi güvenlik aralığından daha büyük ise dik olma durumu kaybedilir. Bu durumda faz geçişleri taşıyıcıdaki HFD aralıklarına düşecektir. İlk yoldaki sinüs dalgalarıyla diğer gecikmeli yoldaki faz modüleli dalganın toplamı artık dik olan saf sinüs dalgası vermeyecek ve belirli bir seviyede girişimle sonuçlanacaktır.

Çok yollu gecikme, güvenlik aralığını aştığı zaman hangi seviyede girişim olacağı hakkında fikir edinmek için Şekil 1.18 her biri 16 QAM kullanılarak modüle edilmiş 48 alt taşıyıcılı DFBÇ tekniğinde elde edilmiş üç konstelasyon diyagramı gösterilmektedir. Şekil 1.18 (a) çoklu yol gecikmesi güvenlik aralığından küçük olduğunda bozulmamış 16 QAM konstelasyonunu gösterir. Şekil 1.18 (b) ise çoklu yol gecikmesi, güvenlik aralığını HFD aralığının %3'ü kadar aşmaktadır.

Bundan dolayı alt taşıyıcılar artık dik olamazlar fakat girişim hala makul alınan yıldız kümesi elde etmek için küçük durumdadır. Şekil 1.17 (c) de ise çoklu yol gecikmesi güvenlik aralığını HFD aralığının %10'u kadar aşıyor. Bu durumda girişim büyük boyuttadır ve yıldız kümesi bulanıklaşmaktadır. Bu nedenle kabul edilemez bir hata oranına sebep olmaktadır.



Şekil 1.18. İki yöllü kanalda 48 alt taşıyıcılı DFBF İşaretinin 16-QAM konstelasyonu (a) gecikme < güvenlik aralığını (b) gecikme güvenlik aralığını HFD aralığının %3'ü kadar aşıyor. (c) gecikme güvenlik aralığını HFD aralığının %10'u kadar aşıyor.

DFBF sistem tasarımında alt taşıyıcıların sayısı, güvenlik aralığı, sembol süresi, alt taşıyıcı aralığı, alt taşıyıcı başına modülasyon tipi ve ileri hata düzeltme kodlaması tipi gibi parametreler göz önüne alınmalıdır. Parametrelerin seçimi elde edilebilen bant genişliği, gerekli bit hızı, tolere edilebilen gecikme yayılması ve doppler değerleri gibi sistem gereksinimleri tarafından etkilenir. Bazı gereksinimler birbirini ters yönde etkiler. Örneğin iyi bir gecikme yayılması toleransı elde edebilmek için küçük alt taşıyıcı aralıklı çok sayıda alt taşıyıcı istenir. Fakat bunun tam tersi Doppler yayılması ve faz gürültüsüne karşı iyi bir tolerans elde etmek için yararlı olmaktadır [15].

1.2.8 DFBF SİSTEM PARAMETRELERİNİN SEÇİMİ

Değişik DFBF parametrelerinin seçiminde, sıklıkla birbiriyle çelişen gereksinimler arasında bir özgünleşme yapılması gerekir. Parametre seçimine genellikle üç ana gereksinimle başlanması gerekir ki bunlar; bant genişliği, bit hızı ve gecikme yayılımıdır [17,26]. Gecikme yayılımı, doğrudan güvenlik bandının yönlendirmektedir. Kural gereği güvenlik bandının, gecikme yayılımının karekök ortalamasının iki-dört katı civarından olması gerekmekte beraber bu değer, kodlama tipine ve QAM modülasyon tipine bağlıdır. Yüksek dereceli QAM (64 QAM gibi) TAG ve SAG(Sembolle Arası Girişim: İnter-symbol-interference(ISI))' a karşı QPSK' dan daha hassas iken, yüksek seviyedeki kodlama bu tarz parazite karşı duyarlılığı belirgin bir şekilde azalmaktadır. Gecikme yayılımı ile ilgili gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra güvenlik süresi ve buna bağlı olarak da sembol süresi belirlenir. Güvenlik bandının sebep olduğu işaret gürültü oranı kaybını minimize etmek için sembol süresinin güvenlik bandından

oldukça geniş olması istenmektedir. Bununla beraber bu genişlik keyfi olarak belirlenmemelidir çünkü daha geniş sembol süresi daha küçük alt taşıyıcı, daha fazla uygulama karışıklığı ve faz gürültüsü ile frekans dengelemesine karşı daha fazla duyarlılık aynı zamanda da yüksek tepe güç /ortalama güç (PAPR) anlamına gelmektedir. Bundan dolayı, pratik bir tasarım seçeneği işaret süresini güvenlik bandının en az beş katı yapmaktadır ki, bu güvenlik bandından dolayı 1dB sembol hata oranı kaybı anlamına gelmektedir [16].

Sembol süresi ve güvenlik bandı belirlendikten sonra gereksinimleri alt taşıyıcı sayısı izler. -3 dB bant genişliği alt taşıyıcı aralıkları ile bölünür ki, bu işaret süresinin tersi olup güvenlik bandından küçüktür. Alternatif olarak gerekli bit hızının alt taşıyıcı başına bölünmesiyle de alt taşıyıcıların sayısı belirlenmektedir. Alt taşıyıcı başına bit hızı; modülasyon tipi (örneğin 16 QAM), kodlama oranı ve sembol hızı vasıtasıyla tanımlanmaktadır.

Örnek olarak aşağıdaki gereksinimler ile bir sistem tasarlanmak istendiğinde;

- Bit hızı 20 Mbps
- Tolere edilebilir gecikme yayılımı: 200ns
- Bant genişliği <15 Mhz

200 ns'lik gecikme yayılımı gereksinimi, güvenlik bandı için 800 ns'nin güvenilir bir değer olduğunu ifade etmektedir. DFBC sembol süresinin, güvenlik bandının 6 katı seçilmesiyle (4,8µs) güvenlik bandı kaybı 1 dB daha aşağı bir değere çekilebilir. Bu durumda, alt taşıyıcı aralığı da $4,8-0,8=4$ µs'nin tersi olup 250 KHz'dir. Gereken alt taşıyıcı sayısı ise, gerekli bit hızının DFBC sembol hızına oranıdır. 20Mbps bit hızına ulaşmak için her DFBC işareti 96 bitlik bilgi taşınmalıdır. ($96/4,8\mu s=20Mbps$). Bunu gerçekleştirmek için birkaç seçenek vardır. İlki işaret ve alt taşıyıcı başına 2 bit elde etmek için kodlama oranı 1/2 ile 16 QAM'i birlikte kullanmaktadır. Bu durumda işaret başına gereken 96 biti elde etmek için 48 alt taşıyıcı başına 1,5 bit veren 3/4 kod oranlı QPSK kullanmaktadır. Bu durumda işaret başına 96 bite ulaşmak için 64 alt taşıyıcı gereklidir. Bununla birlikte 64 alt taşıyıcı $64*250 \text{ KHz} =16\text{MHz}$ bant genişliği anlamına gelip, hedeflenen bant genişliğine ulaşmak için, 60' tan az olması gerekir. Bundan dolayı 48 alt taşıyıcı ve 16 QAM 'li ilk seçenek bütün gereksinimleri karşılamaktadır [16].

Parametre seçimini etkileyebilecek ek bir gereksinim de HFD/THFD aralığı ile işaret (sembol) aralığının her ikisinde de örnek sayısının tamsayı olmasının istenmesidir. Örneğin yukarıdaki örnekte alt taşıyıcılar arasındaki dikliği korumak için HFD/THFD aralığında tam olarak 64 örneğin olması istenir. Örneklemme hızının, $64/4 \mu s=16\text{MHz}$ yapılmasıyla bu gerçekleştirilir. Bununla birlikte bu belirli örneklemme hızı için 4,8 µs'lik sembol aralığında örnek sayısı tam sayı değildir. Bu problemin tek çözümü tamsayı zorunluluğunu sağlayabilmek için

parametrelerden birisini biraz değiştirmektir. Örneğin sembol başına örnek sayısı, örnekleme hızı olarak $78/4,8\mu s=16,25$ MHz'i veren 78 olarak belirlendiğinde, artık HFD aralığı $64/16,25\text{MHz} = 3,98\mu s$ olacağı için $4\mu s$ 'lik orijinal HFD süresinde, güvenlik bantı ve alt taşıyıcı aralığının her ikisi de biraz daha genişler [15].

1.2.9 DFBÇ'NİN AVANTAJLARI VE DEZAVANTAJLARI

DFBÇ kullanımının getirdiği avantajları şöyle sıralayabiliriz [15];

- Çoklu yol etkisi ile etkili bir şekilde baş edebilen bir tekniktir. Verilen bir gecikme yayılımı için denkleştirici kullanan tek taşıyıcılı bir sisteme göre uygulamadaki karmaşıklığı görünür bir şekilde azaltır.
- DFBÇ dar bant karışmaya karşı oldukça dayanıklıdır. Çünkü böyle bir girişim alt taşıyıcının sadece küçük bir yüzdesini etkiler.
- Alt taşıyıcıların üst üste binmesine izin vererek spektrumun daha verimli bir şekilde kullanılmasını sağlar.
- Kanalı, dar bantlı düz, sönümlü alt kanallara bölerek tek taşıyıcılı sistemlere göre frekans seğimli sönümlemeye karşı daha fazla dirençlidir.
- Periyodik ön kullanılarak semboller arası girişimi (SAG) yok eder.
- Uygun bir kanal kodlama ve serpiştirme kullanılarak kanalın frekans seğimliliği yüzünden kaybolan semboller yeniden elde edilebilir.
- Kullanılan kanal dengelemesi, tek taşıyıcılı bir sistemde kullanılan adaptif kanal dengeleme işleminden daha basittir.
- Modülasyon ve demodülasyon fonksiyonlarını sağlamak için HFD teknikleri kullanılarak dikkate değer bir az karmaşıklıkta maksimum olasılıklı kod çözmeye olanak tanır.
- Tek taşıyıcılı sistemlerden daha az zamanlama kaymalarına karşı hassastır.
- Yardımcı kanal girişimlerine ve parazitik gürültüye karşı daha fazla koruma imkânına sahiptir.

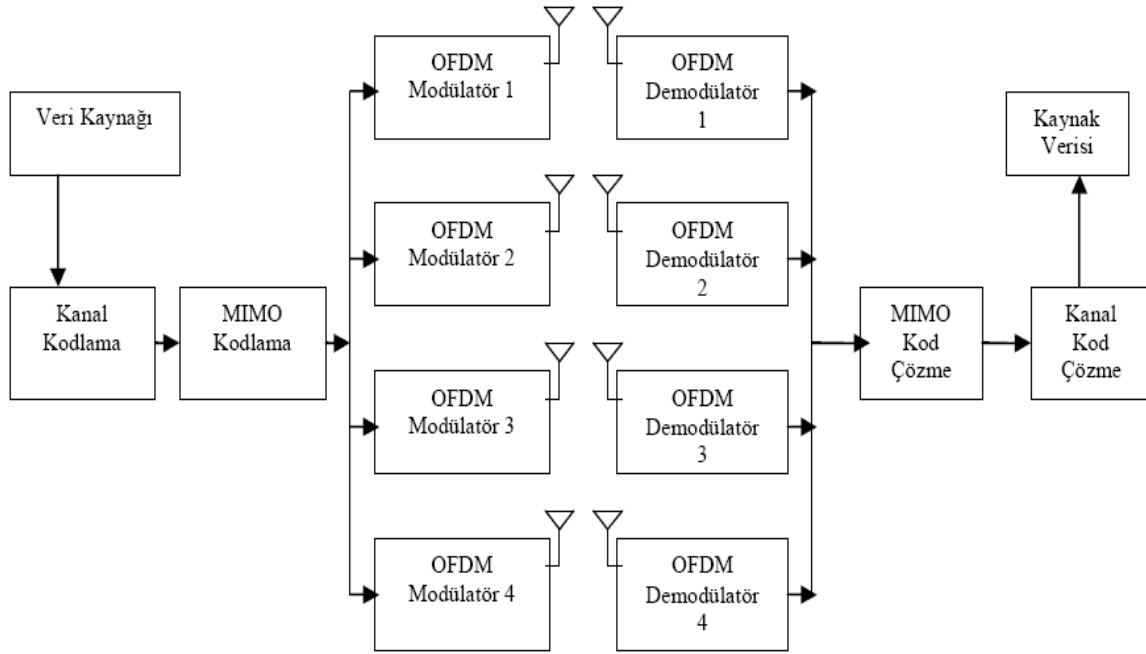
DFBÇ bu avantajlarının yanı sıra şu dezavantajları da içinde bulundurur;

- DFBÇ frekans kaymasına ve faz gürültüsüne karşı daha fazla duyarlıdır.
- DFBÇ göreceli olarak büyük tepe güç / ortalama güç oranına (PAPR) sahiptir. Bu da RF kuvvetlendiricisinin güç etkinliğini azaltır.
- DFBÇ işaretindeki darbenin tam dikgen olmaması. Bu semboller arası girişime ve frekans hatalarına neden olur [27].

1.3 ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (ÇGÇÇ-DFBÇ) SİSTEM YAPISI

ÇGÇÇ-DFBÇ haberleşme sisteminde iletim sistemi DFBÇ modülasyon tekniği ile ÇGÇÇ anten çeşitleme tekniğinin birleştirilmesi sonucu elde edilmektedir. Uzay zaman blok kodlama tekniği düz sönümlemeli kanallarda sönümlenme etkisini azaltmak için tasarlanmıştır fakat DFBÇ ile modüle edilmiş uzay-zaman blok kodlama yapılarında hem çeşitleme kazancı hem de zamanla değişen ve frekans secici sönümlenme kanallarında kazanç elde edilmektedir. [11]

ÇGÇÇ-DFBÇ sistemin genel yapısı Şekil 1.19 'da görülmektedir.



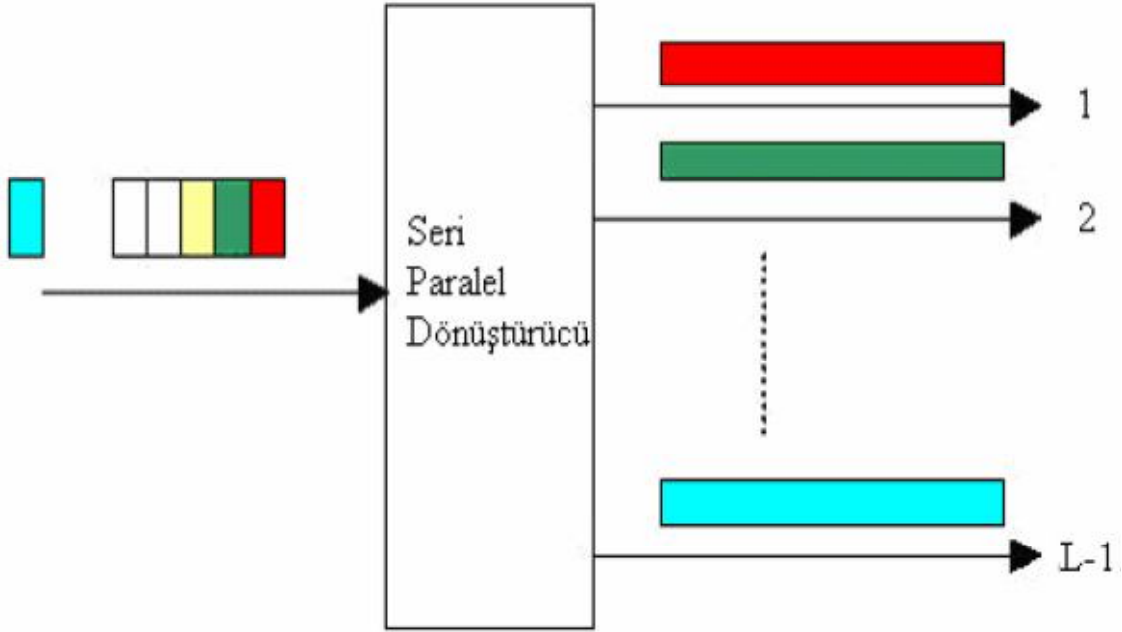
Şekil

1. 19 ÇGÇÇ-DFBÇ sistem genel yapısı

1.3.1 ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (ÇGÇÇ-DFBÇ) VERİCİ YAPISI

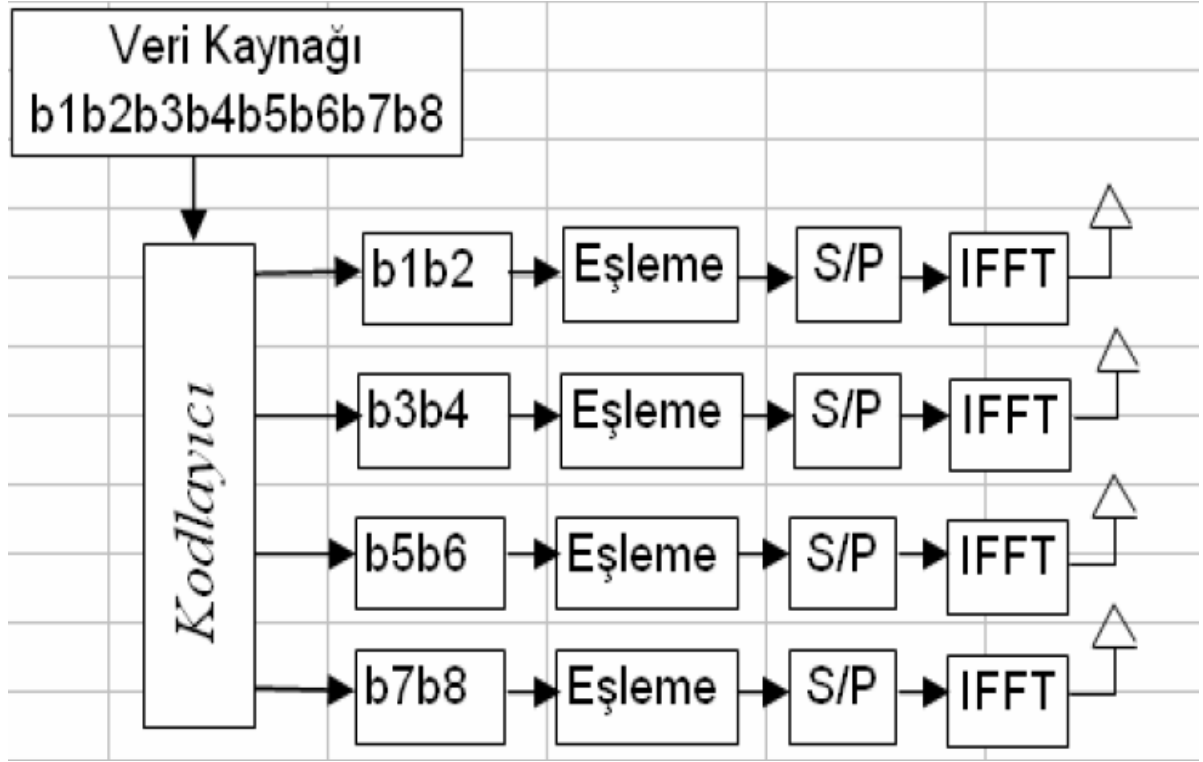
ÇGÇÇ-DFBÇ verici kısmı N adet verici antene sahiptir. İlk adımda spektral verimliliği sağlamak için bit dizisi kodlamaya tabi tutulur. Bu kodlanan bit dizileri eşlenerek (mapping) semboller oluşturulur. Eşleme işleminde her bir bit için reel ve imajiner kısımlar

oluşturulmaktadır. Eşleme yöntemi ile her sembolün bant genişliği belirlenmiş olmaktadır. Dördün Genlik Modülasyonu(QAM), DFBC de yüksek spektral verimliliği sağladığı için çok kullanılan bir eşleme tekniğidir. Eşlenen semboller bir çoklayıcı (multiplexer) yapısında çoklanarak N adet kanal oluşturulur. Bu çoğullama işlemi uzaysal kodlama olarak adlandırılmaktadır. Eşlenen ve N adet parçaya bölünen her bit dizisi orijinal, ana bit dizisinin bir alt kanalı olarak tanımlanabilir. Oluşan bu diziler seri/paralel bir dönüştürücü vasıtası girişteki işarete bağlı olarak L adet paralel sembole Şekil 1.21’da görüldüğü gibi dönüşür.



Şekil 1.20 Seri /paralel dönüştürücü

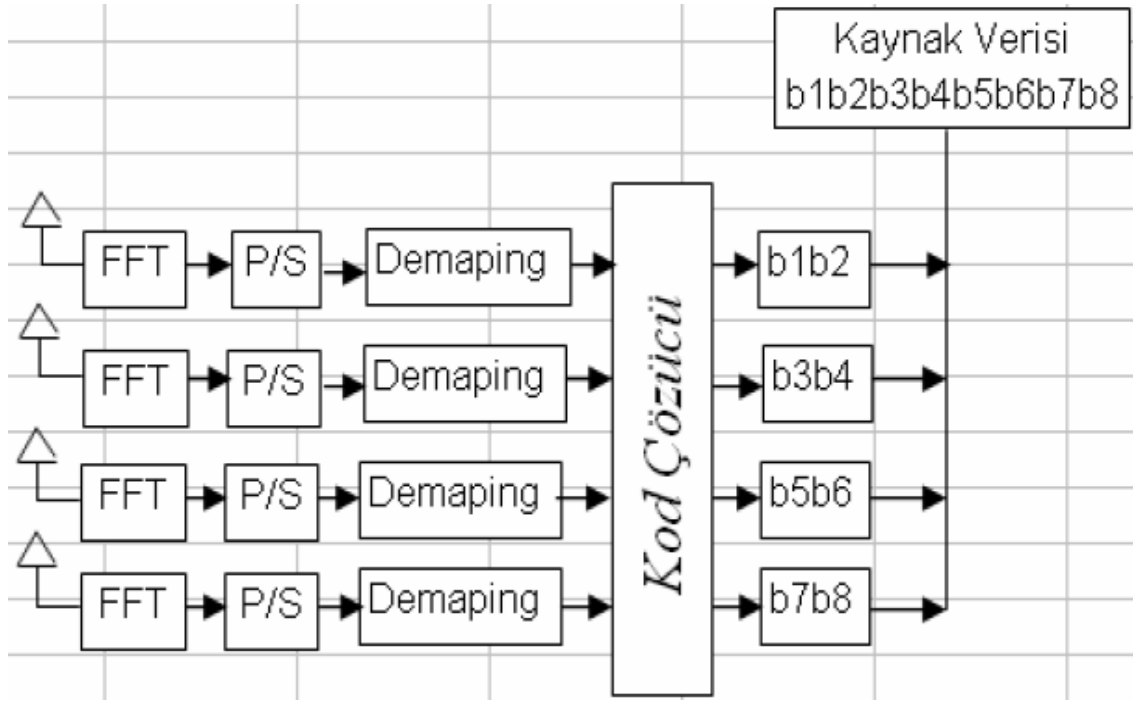
Bu sembolere THFD uygulanarak antene verilir (Şekil 1.22) THFD çıkışında frekans düzlemindeki giriş işaretleri zaman düzleminde DFBC işareti olarak elde edilmektedir. THFD işleminden sonra işaretlerin bozulmadan elde edilebilmesi için koruma aralığı eklenerek işaret iletim ortamına verilir. Sembollerin eşleme (mapping) işlemi yapıldıktan sonra THFD alınarak reel ve imajiner kısımların oluşturulması QAM girişindeki işaretlerde bir bozulmaya, herhangi bir probleme neden olmaz[10].



Şekil 1.21 ÇGÇÇ-DFBC (4x4) verici yapısı

1.3.2 ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (ÇGÇÇ-DFBC) ALICI YAPISI

ÇGÇÇ-DFBC sistemin alıcı kısmında ise ortamdan alınan işaretlerden koruma aralığı olarak eklenen uzantılar silinir. Her alıcı antende silme işleminden sonra zaman düzlemindeki işaretlerin HFD alınır. Her anten farklı gürültü parametrelerine sahip işaretlere alacağından, alıcı ile verici antenlerin kuvvetli işaret alması ya da yayılımın kuvvetli olmasına bağlı olarak tüm işaretler alınabilir. Farklı antenler ilişkisiz farklı şekilde sönmülemeye uğramış işaretleri alırlar. Bununla birlikte alıcı kısımda kanal durumu çok iyi bilinir ise alıcı bütün veri katarlarının yakalayıp sezebilmektedir[10].



Şekil 1.22 ÇGÇÇ-DFBC (4x4) alıcı yapısı

2.BÖLÜM

ÇGÇÇ-DFBÇ (MIMO-OFDM) SİSTEMLERDE TEPE GÜÇ / ORTALAMA GÜÇ ORANI (PAPR)

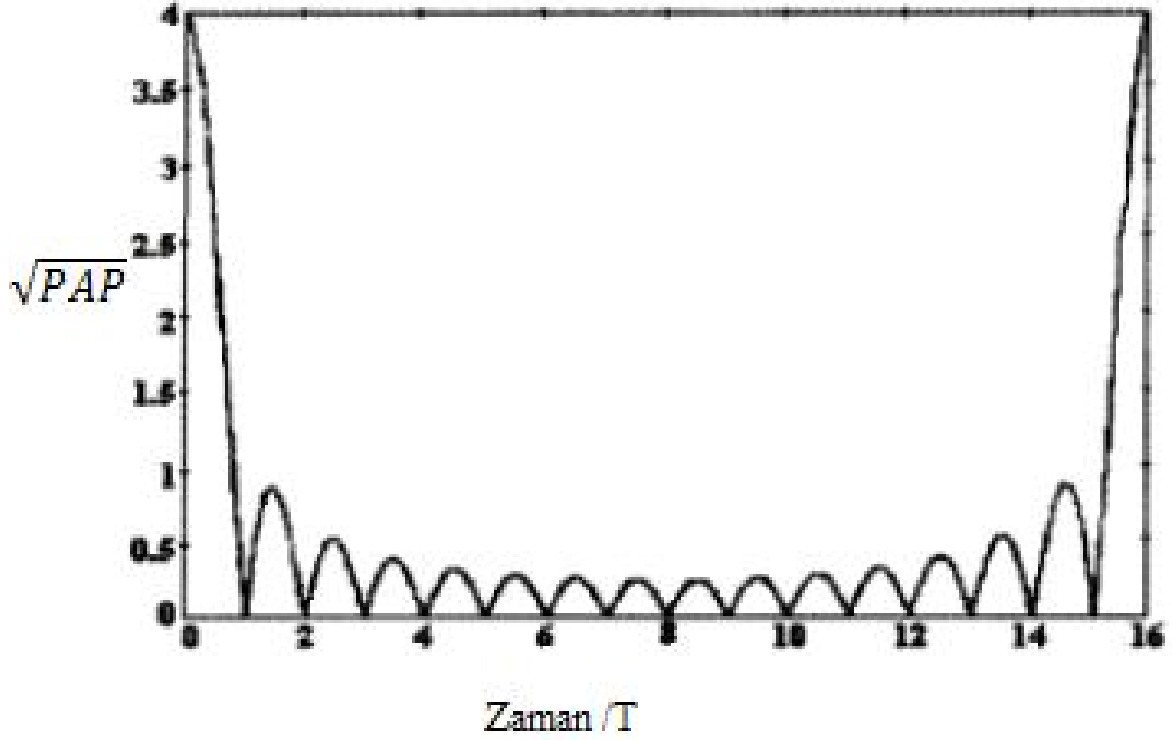
2.1. GİRİŞ

Sistem çeşitliliğini, veri hızını ve kapasitesini artırmak için DFBÇ sistemi ile ÇGÇÇ sisteminin birleştirilmesi ile oluşturulan kablosuz haberleşme tekniği yaygın olarak kullanılmaktadır. Kablosuz haberleşmedeki çok kullanılan ÇGÇÇ-DFBÇ sistemlerinde oluşan PAPR oranı dezavantaja sebep olmaktadır. PAPR sistemdeki her antende iletilen işareti kısıtlayan bir etkiye sahiptir[28,29]. Bu bölümde PAPR'ın tanımı ve matematiksel ifadeleri verilecektir. PAPR değerini azaltma yöntemlerinden en çok kullanılanlardan bahsedilmektedir. Bu tekniklerde kullanılan Tümlleyen Kümülatif Dağılım Fonksiyon (CCDF) eşitliği aşağıdaki bölümlerde detaylı olarak anlatılacaktır.

2.2 TEPE GÜÇ / ORTALAMA GÜÇ ORANI (PAPR)

Tepe güç, genliği maksimum zarf değerine eşit olan sinüs dalgasının gücü olarak tanımlanır [30]. Bundan dolayı modüle edilmemiş taşıyıcının PAPR oranı 0 dB'dir. İşaretin zarf değişiminin alternatif bir ölçümü işaretin etkin değerince bölünen maksimum işaret değeri olarak tanımlanan Crest çarpanıdır. Modüle edilmemiş bir taşıyıcı için Crest çarpanı 3 dB'dir. Merkez frekansının, işaret bant genişliğine göre daha büyük olma şartı ile PAPR ile Crest çarpanı arasındaki bu 3 dB'lik fark diğer işaretler içinde korunur [30].

Bir DFBÇ işareti birbiri üzerine eklendiğinde büyük bir tepe güç / ortalama güç oranı veren çok sayıda bağımsız modülasyonlu alt taşıyıcı içermektedir. Aynı fazlı N işaret toplandığında, ortalama gücün n katı olan tepe güç oluştururlar [33,34]. Bu durum Şekil 2.1 'de gösterilmektedir. Burada tepe güç, ortalama değerinin 16 katıdır.



Şekil 2.1 Bütün alt kanalları için aynı başlangıç fazı ile modüle edilmiş 16 kanal DFBC işaretinin için tepe güç/ ortalama güç oranının karekökü

DFBC’de N sembollü bir blok $\{X_n, n=0,1,\dots, N-1\}$, her bir sembolün alt taşıyıcılar kümesinden birini modüle etmesiyle oluşur, $\{f_n, n=0,1,\dots, N-1\}$ olmak üzere N alt taşıyıcı dikgen (ortogonal) olacak şekilde seçilir, yani $f_n=n\Delta_f$ olmalıdır. Burada $\Delta_f = 1/NT$ ve T de orijinal sembol periyodudur. Sonuçtaki işaret;

$$X(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT \quad (2.1)$$

şeklindedir. Buradan u işaretinin PAPR değeri ise,

$$PAPR = \frac{\max[x(t)]^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (2.2)$$

eşitliği ile tanımlanır[30].

Bazı çalışmalarda PAPR değeri yerine Crest çarpanı (CF) ve dinamik aralık (Dynamic Range:DR) da incelenmektedir[31,32]. Bu ifadelerin de PAPR değerine bağlı olan eşitlikleri;

$$CF(x(t)) = \sqrt{PAPR(s(t))} \quad (2.3)$$

$$DR(x(t)) = 20 \log_{10} \left[\frac{\max\{|x(t)|\}}{\min\{|x(t)|\}} \right] \quad (2.4)$$

şeklinde ifade edilir [31,32]. DR burada işaretin genliğinin ne kadar inip çıktığını ifade eder. PAPR ne kadar yüksekse DR' de o kadar yüksektir.

Büyük PAPR değeri, analog-sayısal, sayısal-analog dönüştürücülerin karmaşıklığının artması ve RF(Ratio Factor) güç kuvvetlendiricisinin verimliliğinin düşmesi gibi dezavantajları da beraberinde getirmektedir [33,35]. PAPR düşürmek için belirlenen teknikler temelde üç kategoriye ayrılabilir. Birincisi, tepe genişliğini basitçe azaltan işaret bozma tekniğidir [36,37]. Bozma tekniğine örnek olarak kırpma, tepe pencereleme ve tepe engelleme verilebilir.

İkincisi teknik olan kodlama tekniğinde ise büyük PAPR oranlı DFBÇ işaretini hariç tutmak için özel bir ileti hata düzeltme kod seti kullanılır[38,39].

Üçüncü teknik ise her DFBÇ işaretinin farklı karıştırma dizileri ile karıştırılmasına ve en küçük PAPR değerini veren dizinin seçilmesi ilkesine dayanır. Bunlara örnek olarak ise seçici eşleme, kısmi iletim tekniği gibi tezin simülasyon kısmında da incelenen teknikler verilebilir.

2.3. TÜMLEYEN KÜMÜLATİF DAĞILIM FONKSİYONU (COMPLEMENTARY CUMULATIVE DISTRIBUTION FUNCTION: CCDF)

Tümleyen kümülatif dağılım eğrisi tasarımcıların ihtiyaç duyduğu tepe güç ve ortalama güç bilgilerini sağlar. CCDF, RF sistem parçalarının tasarlanması ve testi, yayılı spektrum hesabı, modülasyon türünün etkisi, çoklu sinyallerin sistem parçaları ile birleştirilmesi gibi uygulamalarda kullanılır.

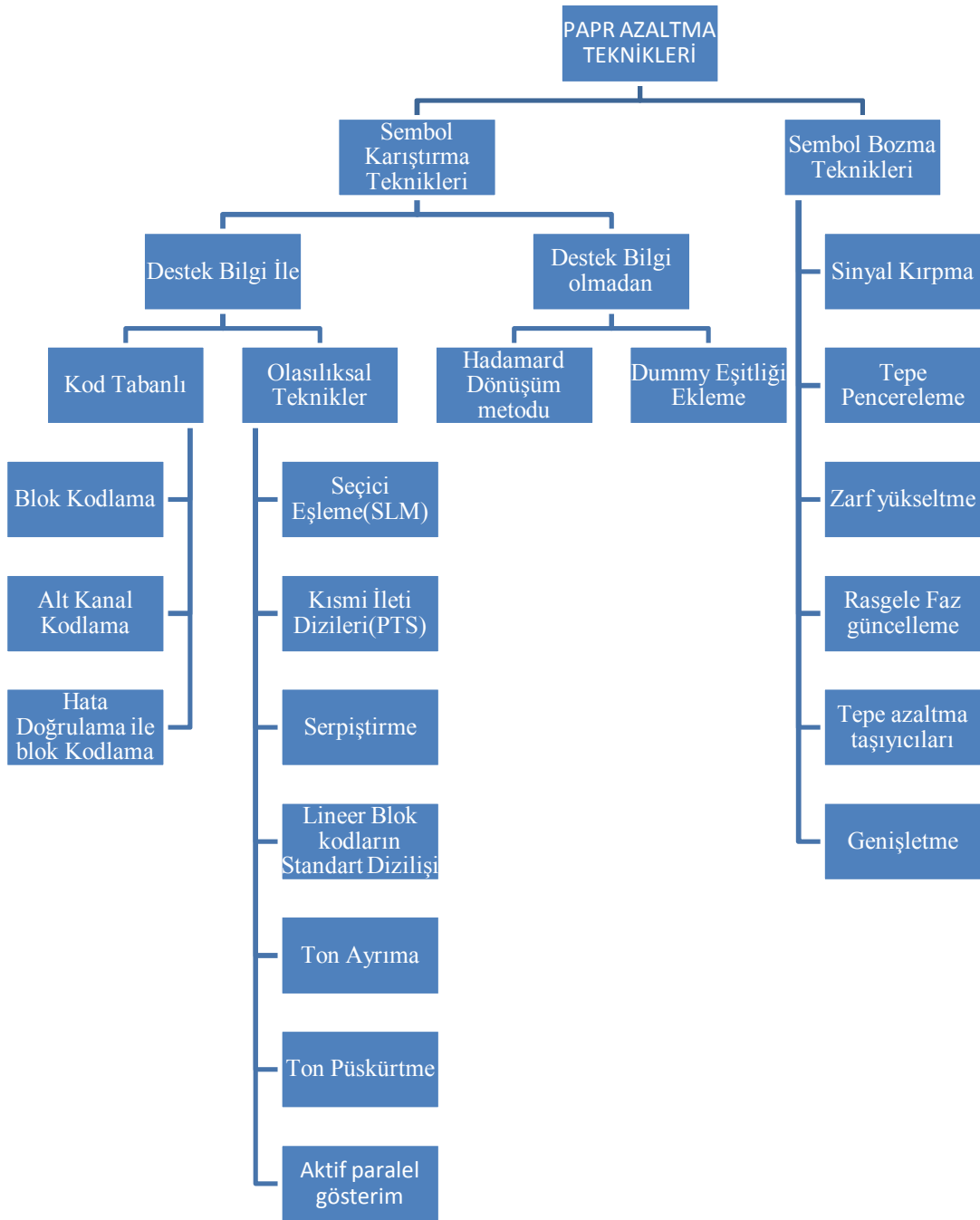
PAPR değerini istatistiksel olarak doğru şekilde hesaplamak için; CCDF, 0 PAPR eşik noktasını aşan PAPR değerlerinin olasılığını bulmak için şu eşitlik kullanılır;

$$CCDF = \Pr (PAPR > PAPR_0) \quad (2.5)$$

2.4. ÇGÇÇ-DFBÇ SİSTEMDE TEPE GÜÇ / ORTALAMA GÜÇ ORANI DÜŞÜRME TEKNİKLERİ

Kablosuz haberleşme sistemlerinde verimliliği artırmak için geliştirilen ÇGÇÇ-DFBÇ sistemi çok sayıda avantajlara sahip olmasının yanı sıra PAPR oranındaki yükseklik gibi bir dezavantaja sahiptir. Bu oranın düşürülmesi için geliştirilen tekniklerde üç gruba ayrılarak incelenmektedir.

Bu tekniklerin tamamının yer aldığı şema Şekil 2.2 'de görülmektedir. Buradaki PAPR azaltma tekniklerinden bir grup olan sembol karıştırma tekniklerinden seçici eşleme (SLM) ve kısmi iletim tekniği (PTS) burada incelenmektedir.



Şekil 2.2 PAPR azaltma teknikleri

Şekil 2.2 ‘de gösterilen tekniklerden işaret karıştırma teknikleri seçici eşleme ve kısmi iletim tekniği benzetim çalışmaları için ele alınmakta ve incelenmektedir.

2.4.1 SEMBOL KARIŞTIRMA TEKNİĞİ

İletilen bir DFBC işaretinin PAPR azaltmada kullanılan sembol karıştırma tekniği PAPR azaltma kodlarının özel bir durumu olarak görülebilir [40-41]. Farkı, tümleyen kodların yaptığı gibi sembol karıştırmanın ileri hata düzeltme ile PAPR azaltmayı birleştirmeye çalışmıyor olmasıdır. Sembol karıştırmanın ana fikri, her bir DFBC sembolü için giriş dizisinin belirli sayıda karıştırma dizileri ile karıştırılmasıdır. En küçük PAPR değerine sahip çıkış işareti iletilmektedir [40-42]. İntisiz karıştırma dizileri için sonuçtaki DFBC işaretleri ve bunlara karşı gelen PAPR oranları korelasyonsuz olacaktır. Böylece karıştırma olmaksızın bir DFBC işareti için eğer PAPR değerinin belirli bir seviyeyi aşma olasılığı p ise k karıştırma kodlarının kullanılmasıyla bu olasılık p^k ya düşer. Bundan dolayı sembol karıştırma, PAPR değerinin düşük bir seviyenin altında olmasını garanti etmekten ziyade yüksek PAPR değerlerinin oluşma olasılığını azaltmaktadır.

Karıştırma teknikleri ilk olarak seçici eşleme (SLM) ve kısmi iletim dizileri (PTS) adı altında belirlenmiştir [40-43]. İkisi arasındaki fark, ilki bağımsız karıştırma rotasyonlarını tüm alt taşıyıcılara uygularken, sonrakinin karıştırma rotasyonlarını sadece alt taşıyıcı gruplarına uyguluyor olmasıdır.

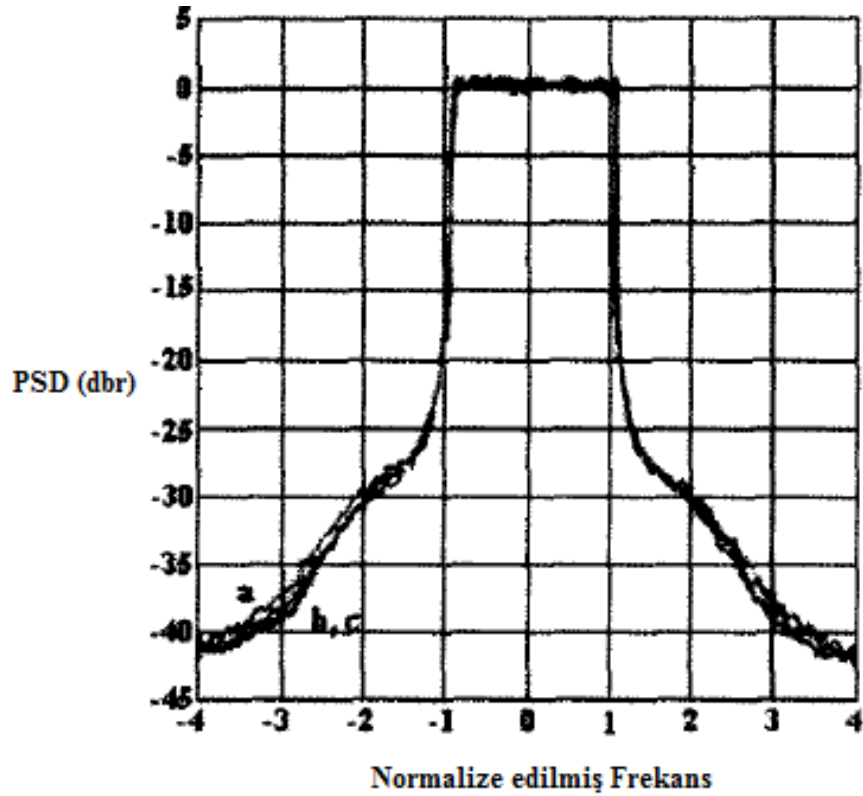
Şekil 2.3, 64 alt taşıyıcı için DFBC tayfını göstermektedir. Burada sinüzoidal bir giriş işaretinde çıkış gücü ile maksimum çıkış gücü (doyum gücü) arasındaki oran (backoff) -3dB bant genişliğinin iki katı olan -30 dB bant genişliğini koruyacak şekilde ayarlanmaktadır. Çıkış gücü, güç doyum seviyesini geçtiğinde işareti kırpan bir lineer güç kuvvetlendirici modeli kullanılmıştır. Her bir DFBC işareti için THFD giriş verisinin belirli sayıda bağımsız tümleyen dizi ile karıştırılması ve en küçük PAP oranını veren çıkış işaretinin seçilmesiyle karıştırmanın etkisi simüle edilmiştir [17]. Şekil 2.3' ten 1 ve 10 kodla karıştırmanın, karıştırma olmayan durumda karşılaştırıldığında gerekli backoff da sırasıyla 0,25 ve 0,75 gibi oldukça küçük bir iyileştirme sağladığı görülmektedir.

Şekil 2.4, Şekil 2.3 'dekine benzer bir tayfı göstermekle beraber bu şekil -50 dB bant genişliği içindir. Bu durumda karıştırma, gerekli sinüzoidal bir giriş işaretinde çıkış gücü ile maksimum çıkış gücü (doyum gücü) arasındaki oran da (backoff) 10 karıştırma kodu için 2 dB'e kadar çıkan daha fazla bir kazanç sağlamaktadır. Bu da karıştırma ile PAP oranının 7 dB'i aşma olasılığının, 4 dB'i aşma olasılığından (olasılığı 1'e yakındır) daha az olmasından kaynaklanmaktadır. Bunun sonucunda, 4 ya da 5 dB'lik backoff değerleri için kırpmaya girişim miktarı, karıştırmanın olmadığı durumdan çok da farklı değildir.

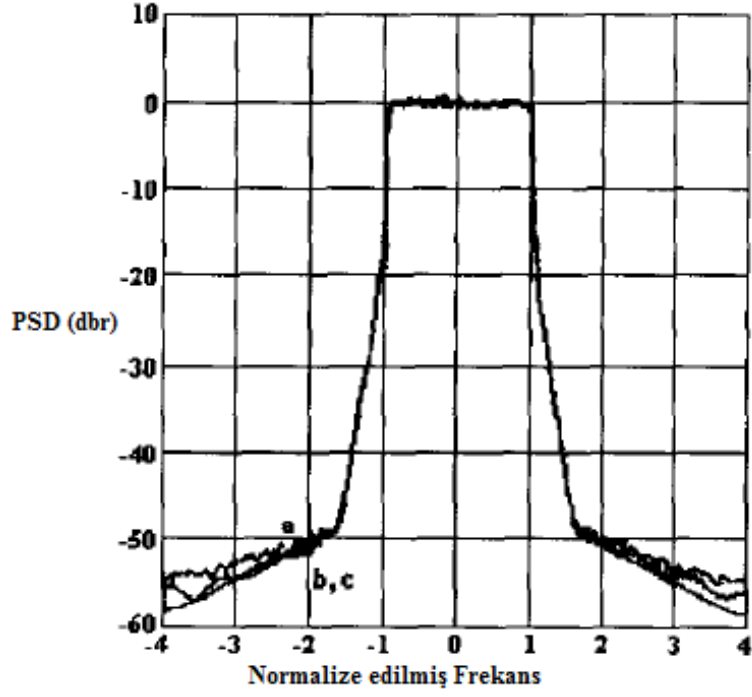
Şekil 2.3 ve Şekil 2.4' de kuvvetlendirici tam bir lineer güç kuvvetlendiricisi olarak kabul edilmiştir. Bununla birlikte gerçekte kuvvetlendiricinin transfer fonksiyonu, lineer olmayacaktır.

Şekil 2.5 pratik RF güç kuvvetlendiricisine oldukça benzeyen lineersizlik parametresi $p=2$ olan Rapp'ın güç kuvvetlendirici modelinin kullanılmasıyla simüle edilmiş tayfı göstermektedir [17]. Şekilden kuvvetlendirici modelinin tayfın yapısını değiştirdiği fakat karıştırmanın bağlı kazancının önemli miktarda değişmediği görülebilmektedir.

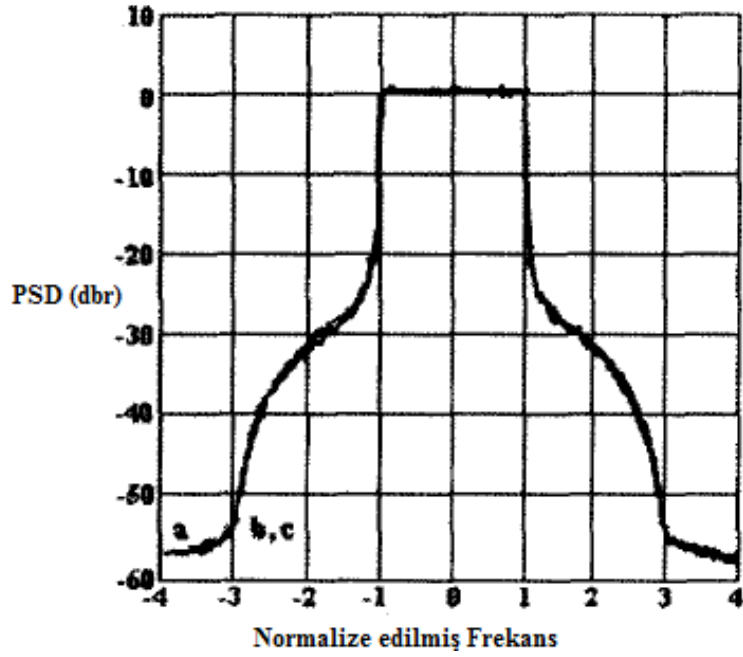
Kablosuz sistemler için Şekil 2.3 ve Şekil 2.5' deki -30 dB bant genişliği gereksinimi, Şekil 2.4' deki -50 dB'lik gereksinimden daha gerçekçi olduğundan, karıştırmanın avantajlarının biraz daha kısıtlı olduğu yargısına ulaşılabilmektedir.



Şekil 2.3. 64 alt taşıyıcı ve $p= 100$ için DFBÇ tayfı
(a) 5.0 dB'lik backoff ile karıştırmanın olmaması,
(b) 4.7 dB'lik backoff ile 1 karıştırma kodu,
(c) 4.25dB'lik backoff ile 10 karıştırma kodunun kullanılması için DFBÇ tayfı [17].



Şekil 2.4. DFBÇ tayfı (a) 8.5 dB'lik backoff ile karıştırmanın olmaması,
 (b) 7.2 dB'lik backoff ile 1 karıştırma kodu,
 (c) 6.5 dB'lik backoff ile 10 karıştırma kodunun kullanılması [17].



Şekil 2.5. 64 Alt Taşıyıcı ve $p=2$ için DFBÇ tayfı
 (a) 5.8 dB'lik backoff ile karıştırmanın olmaması,
 (b) 5.3 dB'lik backoff ile 1 karıştırma kodunun,
 (c) 5.2 dB'lik backoff ile 10 karıştırma kodunun kullanılması [17].

2.4.1.1 KİSMİ İLETİM DİZİLERİ VE SEÇİCİ EŞLEME

Seçici Eşleme (Selected Mapping: SLM) ve Kısmi İletim Dizileri (Partial-Transmit-Sequences: PTS) metotları, PAPR'ın düşürülmesinde faz kontrol metotları olarak sınıflandırılmaktadır. Spektral verimlilikleri yüksek olduğundan ve blok kodlama ile kırpma metotlarının aksine işaretle bozulma oluşturmadıklarından dolayı bu iki yöntem etkin ve esnek olarak değerlendirilmektedir. Bununla birlikte, THFD ve özyineleme hesaplama sayısının çok olmasından dolayı bu faz kontrol metotlarının hesaplama ve donanım karmaşıklığı yüksektir. Ayrıca, gereken BER performansını sağlayabilmek için faz kontrolü ile ilgili yan bilgiler de sisteme eklenmeli ve iletilmelidir. Faz kontrol metotlarında, veri bloğu birkaç benzer veri bloğu içine kopyalandıktan ya da alt bloklara bölündükten sonra, faz dizileri kullanan ağırlıklandırma faktörleri, faz kontrolü için bu alt bloklarla çarpılmalıdır. Çok sayıda THFD hesaplaması ve faz birleştirme işlemleri gerektirdiğinden hesaplama karmaşıklığı, alt taşıyıcı sayısının artmasıyla üstel olarak büyümektedir [27].

2.4.1.1.1 KİSMİ İLETİM DİZİLERİ METODU (PTS)

Kısmi iletim dizileri (Partial-Transmit Sequence: PTS) metodu, veri bloğunun alt bloklara ya da demetlere bölünmesi ve daha sonra PAPR 'ı azaltmak için her bir alt bloğun uygun ağırlıklandırma faktörü ile çarpılmasıdır. Yani PTS 'de işaret alt bloklarının en uygun şekilde birleştirilmesi ile iletilen işaret PAPR'ı düşük olacak şekilde oluşturulmaktadır. Bir veri bloğunun dizisi:

$$\{ X_n, n=0,1,\dots,N-1 \} \quad (2.6)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

Ayrıca $X = [X_0 \ X_1 \ \dots \ X_{N-1}]^T$ de vektör ifadesidir.

Daha sonra X , $\{X_m, m=1, 2, \dots, M\}$ şeklinde M adet alt bloğa bölündüğünde

$$X = \sum_{m=1}^M X_m \quad (2.7)$$

şeklinde olacaktır.

Her bir alt bloğun alt taşıyıcı sayısı aynı olup, $N/M = k$ 'dir. PTS tekniğinde bu aşamaların ardından, M adet alt bloğun ağırlıklandırılmış kombinasyonu da gerçekleştirilmesiyle PAPR düşürülmektedir. Bu durumda

$$X = \sum_{m=1}^M b_m X_m \quad (2.8)$$

Eşitliği ile ifade edilmektedir. Burada $\{ b_m, m=1, 2, \dots, M \}$ ağırlıklandırma faktörü olup, genellikle ikili (0,1) değerlerden oluşmaktadır. Zaman domeninde eşitlik (2.7),

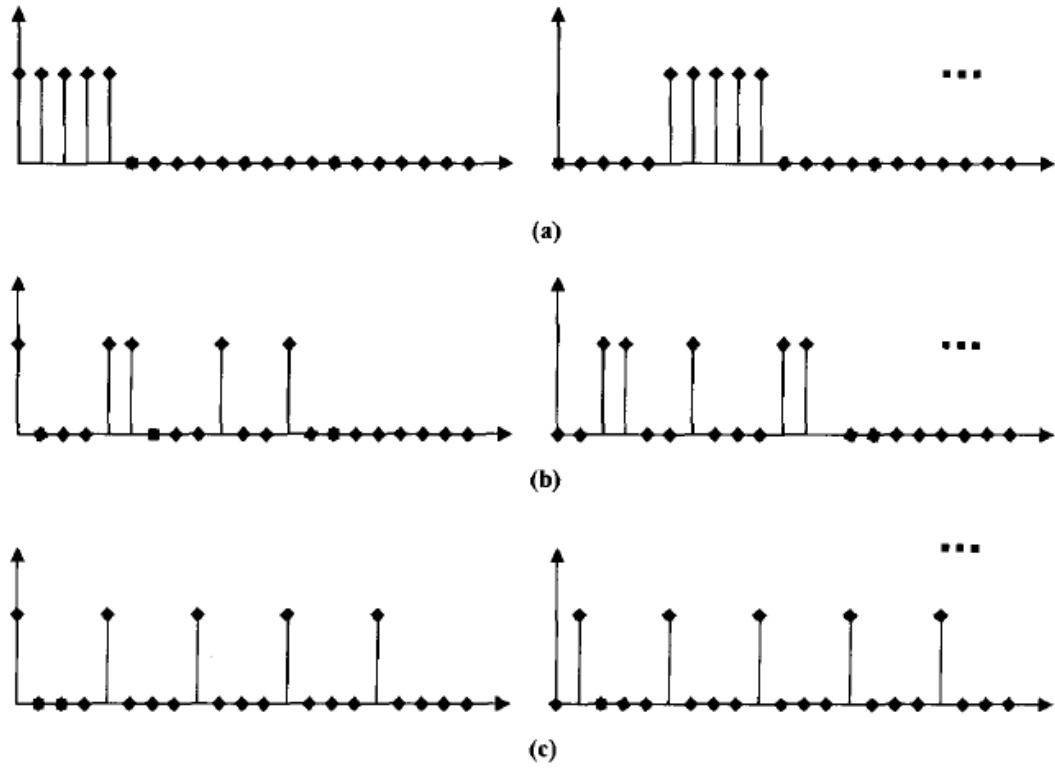
$$X = \sum_{m=1}^M b_m X_m \quad (2.9)$$

şeklinde dönüşmektedir.

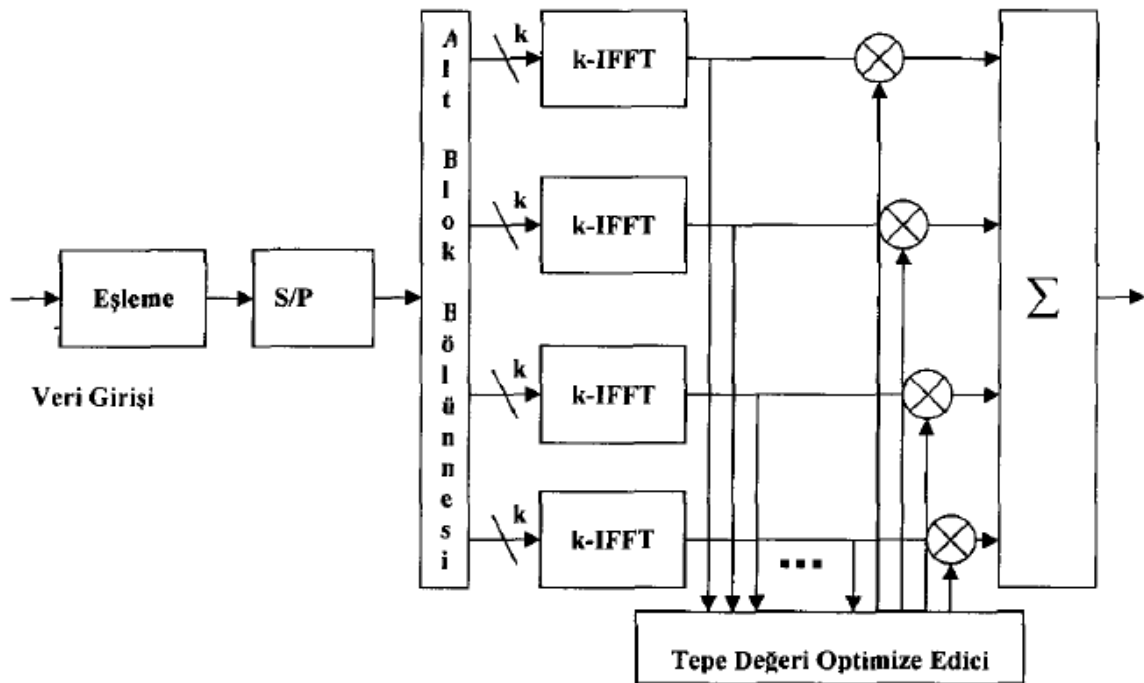
X_m vektörü, X_m 'in THFD'si olup kısmi iletim dizisi (PTS) olarak tanımlanmaktadır. Uygulanan teknikte daha sonra faz kontrolü için, ağırlıklandırma faktörleri birleştirilir ve x' için minimum PAPR' ı sağlamak amacıyla en uygun ve özyinelemeli şekilde belirlenirler. Şekil 2.6' da alt bloklara bölme metotları gösterilmektedir. Şekil 2.6(a)'da bitişik metot, Şekil 2.6(b)' de sözde rastgele metot, Şekil 2.6(c)'de de serpiştirme metodu gösterilmektedir. PAPR 'ın düşürülmesinde, sözde rastgele alt blok bölünmesinin performansı diğer tekniklerden daha iyi sonuç vermektedir [92].

Şekil 2.7'de de DFBÇ sistemlerinde kullanılan PTS metodunun yapısı gösterilmektedir.

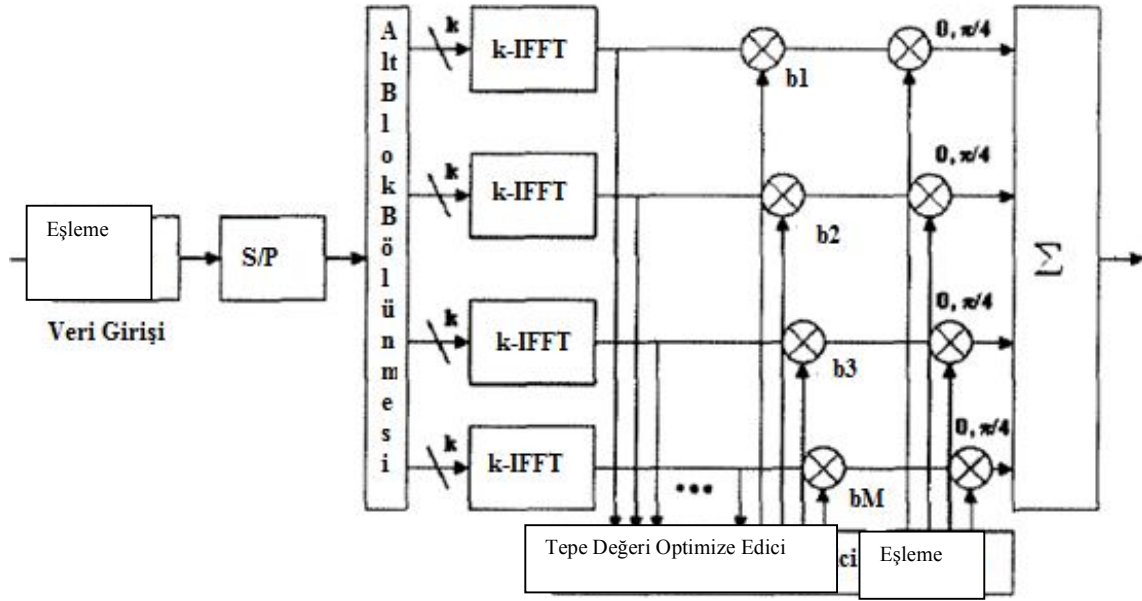
PTS yönteminde gerekli BER 'i sağlayabilmek için, faz kontrolü hakkındaki yan bilgi sisteme eklenmeli ve iletilmelidir. Bu amaçla Şekil 2.8 'de gösterilen çözüm geliştirilmiştir. PTS yaklaşımında, faz kontrol edildiğinde, belirteç; $r/4T$ ük faz değişimini gerçekleştirir böylece alıcı, alınan DFBÇ sembolünün fazının kontrol edilip edilmediğini anlar. THFD blok sayısının çok olmasından dolayı, PTS yönteminin karmaşıklığı yüksek olması ve en iyi PAPR 'ı bulmak için çok sayıda hesaplama gerektirmesi, sistemi yüksek hızlı haberleşme için elverişsiz hale getirmektedir.



Şekil 2.6 İşareti alt bloklara bölme



Şekil 2.7 PTS metodunun yapısı



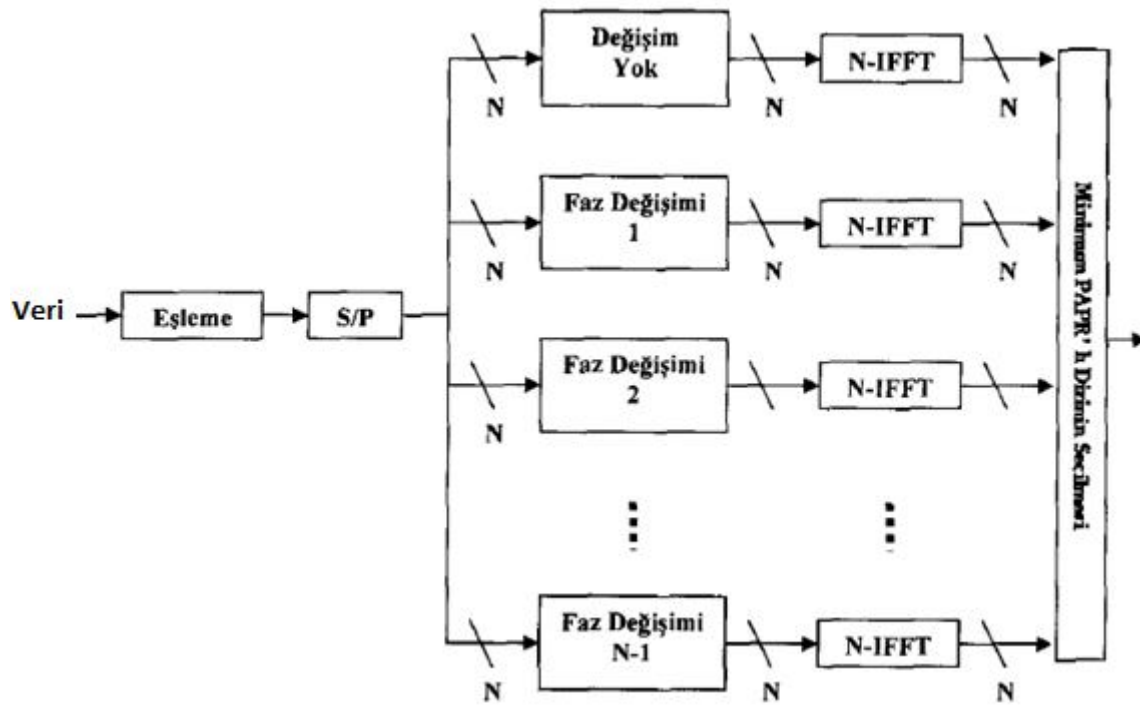
Şekil 2.8. PTS metodunda belirteç algoritması ile yan bilgi eklenmesi

2.4.1.1.2. SEÇİCİ EŞLEME METODU (SLM)

Seçici eşleme (SLM) metodu, benzer giriş veri dizisi üzerinde M farklı faz değişikliği yaptıktan sonra en küçük PAPR'lı dizinin seçilmesi ve iletilmesidir. Başka bir ifadeyle SLM'de vericide aynı bilgiyi temsil eden farklı işaretleri kümesinden tercih edilen bir işaret seçilir [40].

M adet farklı dizi, giriş veri dizisinin N uzunluklu faz kontrol dizileri ile çarpılması ile oluşturulmaktadır. Şayet orijinal dizinin birikimli dağılım fonksiyonu (CCDF), $\Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)$ ise, M tane dizi arasındaki en iyi dizinin CCDF' si, $[\Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0)]^M$ olacaktır. Böylece ilave ters hızlı Fourier dönüşümü pahasına, PAPR'ın belirli bir eşik değeri geçme olasılığı mümkün olduğunca küçültülebilmektedir [40].

SLM yaklaşımında, ilk demetin genellikle fazı değiştirilmeyip, M-1 demetin fazları birbirinden farklı olarak değiştirilir ve ardından M demet arasından en küçük PAPR ' lı olan dizi seçilir.

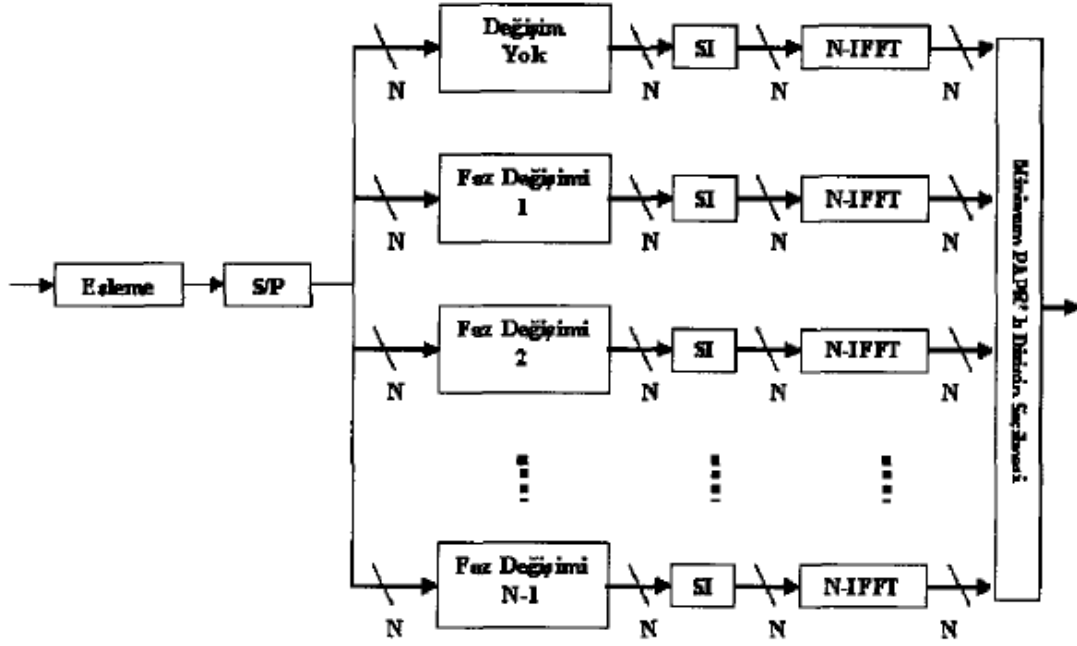


Şekil 2.9 SLM metodunun yapısı

Şekil 2.9 'da temel yapısı gösterilen SLM yönteminin PTS yönteminden farkı, en küçük PAPR 'lı demetin faz değişiminden sonra, THFD bloğundan önce seçiliyor olmasıdır. THFD blokları, bütün demetler için kullanıldığından PTS 'deki sorun, bu yöntem de de mevcuttur. SLM 'nin hesaplama karmaşıklığı, PTS metodundan daha az olmakla beraber, PAPR azaltılmasında PTS 'den daha iyi değildir [44], Bu yöntemde de PTS 'de olduğu gibi yan bilginin gönderilmesi önemli olup Şekil 2.10, yan bilgi eklenmesi durumunda SLM yapısını göstermektedir.

[45]' de tepe gücündeki fazlalığın çok olmadığı durumlarda Önemli miktarda PAPR azalması sağlayan kısmi iletim dizilerini temel alan yeni bir ortogonal öngörü sunulmakta, önerilen bu metot alt taşıyıcı sayısı çok olan DFBC sistemlerine uygulanabilmektedir. Ayrıca, [45]' de iyi bilinen kısmi iletim dizilerine de ilk kez geometrik bir yorum gerekmektedir.

DFBC işaretinin tepe/ortalama güç oranını azaltmak için geliştirilen yöntemlerden birisi de rastgele faz değişimi sağlayan bir algoritmaya dayanmaktadır [46]. Bu yöntemde her bir alt taşıyıcının fazı, PAPR belirli bir eşiğin altına düşene kadar rastgele bir artışla değiştirilmektedir.



Şekil 2.10. Yan bilgi eklemeli SLM yapısı

[46]' da faz artışları için farklı dağılımların etkisi, varyans, ortalama üzerindeki dağılımın varyansı ve aynı zamanda belirlenen eşığe ulaşmak için gereken iterasyon sayısı incelenmiştir. Önerilen bu metotta faz kaymaları düzgün bir şekilde gerçekleştirildikten sonra, eşik seviyesi düşürülmekte ve faz artışlarının varyansı değiştirilmektedir. Karmaşıklığı azaltmak için önerilen rastgele faz değişim algoritması, kuantalama ve faz kaymalarının gruplandırılmasıyla incelenmektedir. Bu yöntemin uygulanmasıyla elde edilen sonuçlar, 16 taşıyıcılı bir DFBC sistemi için her biri iki taşıyıcı içeren sekiz gruptaki faz kaymalarını iki seviye kuantalamanın, karmaşıklığı azaltırken güç varyansında önemli bir artışa sebep olmadığını göstermektedir [46]. Vericideki güç kuvvetlendiricisinden önce iletilen işaretin tepe/ortalama güç oranını düşürmek için kullanılıp, seçici eşlemeye dayanan yeni bir metot [46]' de önerilmektedir. Diğer yöntemlerin aksine SLM, iletilen işarete ek bir bozulma oluşturmaksızın PAPR' ı belirgin bir şekilde azaltmaktadır. Bu da aynı bilgi dizisini temsil eden iletim işaretlerinden bir grup oluşturulması ile gerçekleştirilir. Daha sonra bu işaretler test edilir ve tepe gücü bakımından en iyi olanı iletilir. [47]' deki yöntemle SLM kullanıldığında alıcıda, vericinin yaptığı tercihle ilgili yüksek doğrulukta bilgi gereksinimi problemi çözülmektedir. Başka bir ifadeyle bu yöntemde bu yan bilginin doğrudan gönderilmesine gerek kalmamaktadır. Bu durum, vericide ilave bir takım karmaşıklıklar gerektirmekle beraber, alıcıdaki ek maliyeti ortadan kaldırmaktadır. Ayrıca bu metot, DFBC ' nin yanı sıra herhangi bir sayısal düzene de uygulanabilmektedir.

3.BÖLÜM

DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ(WAVELET TRANSFORM: WT)

3.1 GİRİŞ

İşaretlere uygulanan matematiksel dönüşümler, daha fazla bilgi etmek için yapılmaktadır. Zaman düzleminde incelenen bir işaret “ham işaret”, dönüşümü yapılarak incelenen ise “işlenmiş işaret” olarak isimlendirilir. Pratikte birçok işaret, örneğin bir ölçü aletinin ölçtüğü sıcaklık bilgisi, ham bilgidir ve zamanın bir fonksiyonudur. Zaman düzleminde analiz yapıldığında işaretin zaman-genlik ifadesi elde edilmektedir. Fakat birçok uygulamada bu bilgi yetersiz kalmaktadır. Çoğu durumda işarete ait frekans tayfı gerekmektedir. Frekans tayfı ile işarete bulunan frekans bileşenleri belirlenebilmektedir [49].

Günümüzde birçok işaret dönüşüm yöntemi bulunmaktadır. Her birinin, birbirine karşı üstün ve zayıf olduğu yanlar ve buna göre uygulama alanları vardır. Bunların arasında en çok bilineni ise Fransız matematikçi Joseph Fourier tarafından 1807’de ortaya konulan ve frekans düzleminde analiz için mühendislikte oldukça sık kullanılan Fourier Dönüşümü(F.D)’dür. Buna göre zamanla frekans bileşenleri değişmeyen durağan fonksiyonlar, temel trigonometrik fonksiyonların toplamı şeklinde ifade edilebilmektedir. Böylece işarete hangi frekans bileşenlerin olduğu bilinmektedir. Fakat bu bileşenlerin ne zaman olduğu bilgisi ise mevcut değildir. Dolayısıyla F.D durağan işaretlerin analizinde iyi sonuçlar vermektedir. Bunun nedeni, durağan işaretlerin frekans bileşenleri zamana bağlı olarak değişim göstermez [50].

Fourier analizinde periyodik bir işaret çeşitli harmoniklerin toplamı olarak,

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kx + b_k \sin kx) \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $\cos kx$ ve $\sin kx$ harmonik bileşenlerdir.

Fourier dönüşümünün en büyük dezavantajı sadece frekans bilgisi taşımasıdır, hâlbuki işaret dönüşümünde zaman bilgisine de ihtiyaç duyulmaktadır. Yani Fourier dönüşümü ile ancak işaretin tüm frekans bileşenleri elde edilebilmekte, fakat bu bileşenlerin hangi anda olduğu bilgisi elde edilememektedir. Bu problemin çözümü için geçmiş yıllarda farklı metotlar önerilmektedir.

Zaman ve frekans bilgisini aynı anda içerecek şekilde yapılacak dönüşümlerde işareti çok sayıda parçaya bölme ve her birini ayrı ayrı inceleme fikri yatmaktadır. Böylece, bu metotla yapılacak inceleme neticesinde işaretin ne zaman ve nerede farklı frekans bileşenleri içerdiği bilgisi edinilecektir. Fakat bu işlemin gerçekleşmesi için işaretin nasıl kesileceği bilgisi çok önemlidir. Bu noktada altı çizilecek temel prensip, Heisenberg Belirsizlik prensibidir. Bu prensibe göre; işarete ait bir frekansın oluşma anının kesin olarak bilinmesi imkânsızdır. Diğer bir deyişle, bir işaret basit olarak zaman-frekans uzayında bir nokta olarak tanımlanamaz. Bu prensip bize işaretin nasıl kesileceği konusunda ciddi bir bilgi vermektedir.

Dalgacık dönüşümü veya dalgacık analizi bu problemlerin çözümünde kullanılan en ciddi metottur. Dalgacık analizinde kullanılan tamamen ölçeklenebilir modüle edilmiş pencere, işaret kesme problemini çözmektedir. Pencere işaret boyunca kaydırılır ve bu kaydırma işlemi hesaplanan her bir spektrum konumu için yapılmaktadır. Bu süreç, çok kısa (veya uzun) pencere ile her yeni döngü için defalarca tekrar edilir. Süreç sonunda, elde edilen sonuç, işaretin bütün farklı çözünürlükleri için elde edilmiş zaman – frekans örnekleri serisi olacaktır. Bu sonuç, çoklu çözünürlüklü analiz olarak da görülebilir[48].

Dalgacık dönüşümü ile Fourier dönüşümünün temel farkı, Fourier dönüşümünde işaretin küresel temsili verilirken, dalgacık dönüşümünde işaretin yerel (hem zaman hem de frekansta) temsili verilir. Bu yüzden güç kalitesi bozulmaları gibi geçici bozucu olayların analizinde oldukça uygundur [51]. Bu çalışmada da bu farklılık göz önünde bulundurularak dalgacık dönüşümü kullanılmaktadır.

3.2 DALGACIK ÖZELLİKLERİ

Dalgacıkların en önemli özellikleri güvenilirlik ve düzenlilik şartlarıdır. Bu özellikler sayesinde bu dalgalara dalgacık denmektedir. Entegre edilebilir kare fonksiyonlar $\psi(t)$ güvenilirlik şartını sağlamaya yardımcı olmaktadır.

$$\int \frac{|\psi(w)|^2}{w} dw < +\infty \quad (3.2)$$

ifadesi sayesinde işaret kayıpsız olarak ilk analize girer ve tekrardan oluşturulur. Eşitlik 3.2'deki ifadede yer alan $\psi(w)$ fonksiyonu $\psi(t)$ 'nin Fourier Dönüşümüdür.

Sıfır frekansında Fourier Dönüşümü yok olmaktadır. Bu da dalgacıkların band geçiren bir spektrum yapısına sahip olmaları gerektiği anlamına gelmektedir. Dalgacık teorisi bu temel özellik üzerine konumlandırılarak verimli dönüşümler temin etmektedir. Sıfır frekansındaki sıfır ifadesi dalgacığın zaman ekseninde ortalama değerinin sıfır olması anlamına gelmektedir.

$$\int \psi(t) dt = 0 \quad (3.3)$$

ve böylece salınımsal bir şekil oluşmalıdır. Başka bir deyişle $\psi(t)$ bir dalga olmalıdır.

Tek boyutlu bir fonksiyonun dalgacık dönüşümü iki boyutlu bir sonuç üretir. İki boyutlu bir fonksiyonun dalgacık dönüşümü ise dört boyutlu bir sonuç üretir. Giriş işaretinin dalgacık dönüşümünün zaman-bant genişliği ürünü karedir ve birçok pratik uygulama için bu istenmeyen bir özelliktir.

3.3 DALGACIK DÖNÜŞÜMÜNÜN MATLAB'DA GÖSTERİMİ

Matlab'de dalgacık dönüşümü için;

$$[C,L] = wavedec(X,N,'dalgacık') \quad (3.4)$$

şeklinde yazılan bir ifade kullanılmaktadır. Burada;

X: Dalgacık dönüşümü yapılan işaret ifade etmektedir.

N: Dönüşümün seviyesini ifade etmektedir. N Pozitif bir tam sayı

olmalıdır. $N = \log_2(\text{size}(x))$.

Dalgacık: Dönüşümde kullanılacak dalgacık filtresini belirtir.

Matlab'da ön tanımlı olarak yer alan dalgacık dönüşüm filtreleri şunlardır;

Tablo 3.1 Dalgacık Dönüşümü Filtreleri

Dalgacık Filtreleri	Dalgacıklar
---------------------	-------------

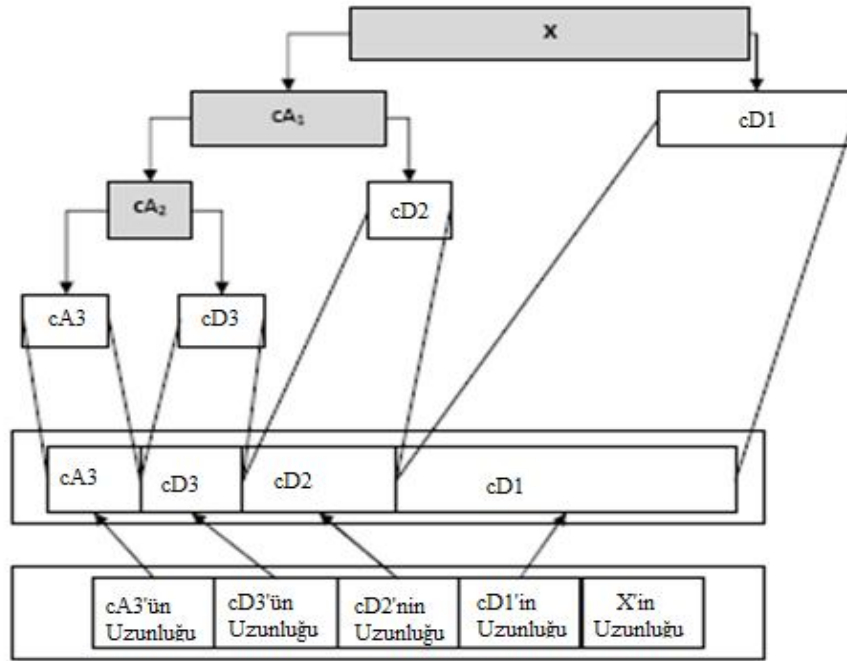
Daubechies	'db1' veya 'haar', 'db2', ... , 'db45'
Coiflets	'coif1', ... , 'coif5'
Symlets	'sym2', ... , 'sym45'
Discrete Meyer	'dmey'
Biorthogonal	'bior1.1', 'bior1.3', 'bior1.5', 'bior2.2', 'bior2.4', 'bior2.6', 'bior2.8', 'bior3.1', 'bior3.5', 'bior3.7', 'bio3.9', 'bior4.4', 'bior5.5', 'bior6.8'
Reverse Biorthogonal	'rbior1.1', 'rbior1.3', 'rbior1.5', 'rbior2.2', 'rbior2.4', 'rbior2.6', 'rbior2.8', 'rbior3.1', 'rbior3.5', 'rbior3.7', 'rbio3.9', 'rbior4.4', 'rbior5.5', 'rbior6.8'

Wavedec komutu ile çoklu seviye tek boyutlu dalgacık analizi özel olarak seçilen dalgacık filtresi ile gerçekleştirilir. Komut neticesinde oluşan yapı; C olarak adlandırdığımız bir dalgacık dönüşüm vektörünü ve konum saklama vektörü olarak L'yi ihtiva etmektedir.

Dalgacık geri dönüşümü ise aşağıda belirtilen ifade ile gerçekleştirilir;

$$X = \text{waverec}(C, L, \text{'dalgacık'}) \quad (3.5)$$

Dalgacık dönüşümü sonucu oluşan C ve L ifadeleri geri dönüşüm aşamasında orijinal işaret geri elde etmek için tekrar kullanılırlar[53].

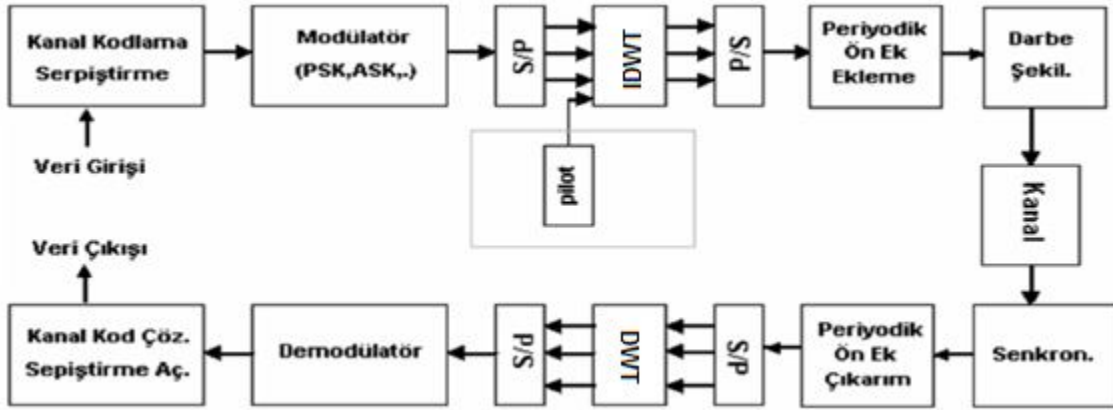


4.BÖLÜM

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

4.1.GİRİŞ

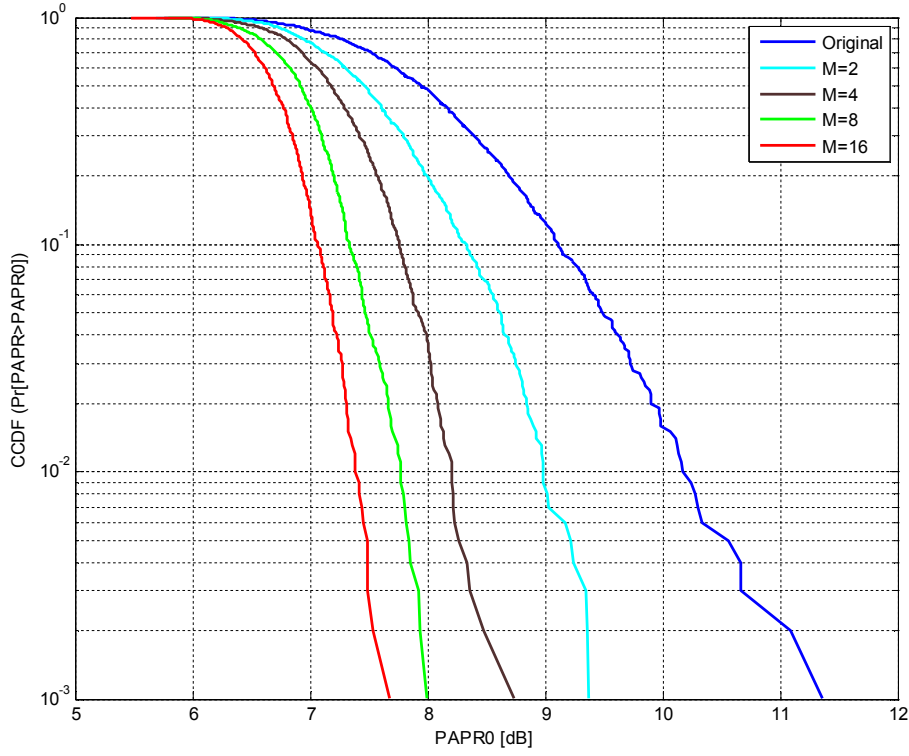
Bu çalışmada ÇGÇÇ-DFBÇ sistemin verici tarafındaki Fourier dönüşümü (F.D) kısmı çıkarılarak sisteme dalgacık dönüşümü (D.D) eklenerek analiz yapılmaktadır. Aynı şekilde alıcı kısmında da ÇGÇÇ-DFBÇ sistemin alıcı kısmındaki F.D kısmı çıkarılarak yerine D.D kullanılarak analiz yapılmaktadır.



Şekil 4.1 Simülasyon çalışmasında kullanılan dalgacık dönüşümü eklenen ÇGÇÇ-DFBÇ modeli

4.2 ÇGÇÇ-DFBÇ SİSTEME PAPR AZALTMAK İÇİN SEÇİCİ EŞLEME (SLM) METODU UYGULAMA

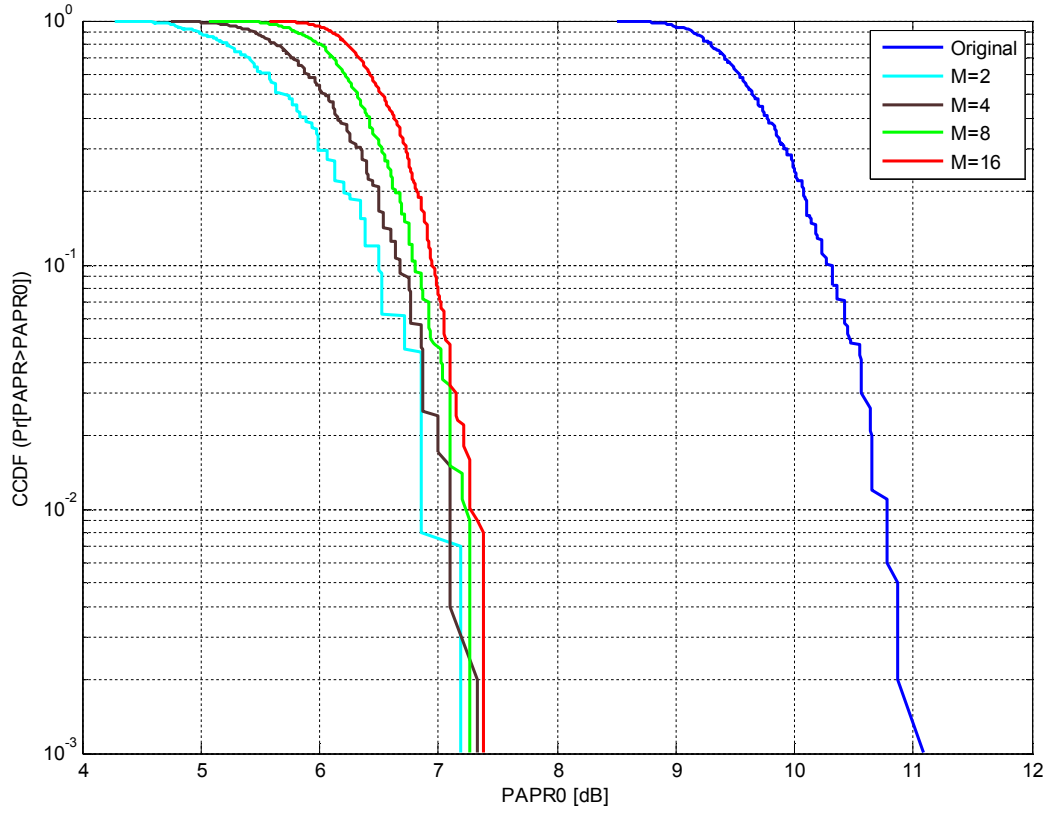
Sistem modeline ilk olarak SLM metodu uygulanarak bu metot ile etkili sonuçlar alınabilecek M (alt blok sayısı) ve N (alt taşıyıcı sayısı) parametreleri kullanılarak orijinal ÇGÇÇ-DFBÇ sistemindeki işaretin sonuçları incelenmektedir. Matlab simülasyonu SLM metodu için farklı M (alt blok sayısı) değerlerinde çalıştırılmakta ve grafikleri Şekil 4.2 'e görüldüğü gibi elde edilmektedir. M (alt blok sayısı) = 2,4,8,16 değerleri için grafikler çizdirilmektedir.



Şekil 4.2 Farklı M (alt blok sayısı) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine SLM metodu ile PAPR azaltma grafiği

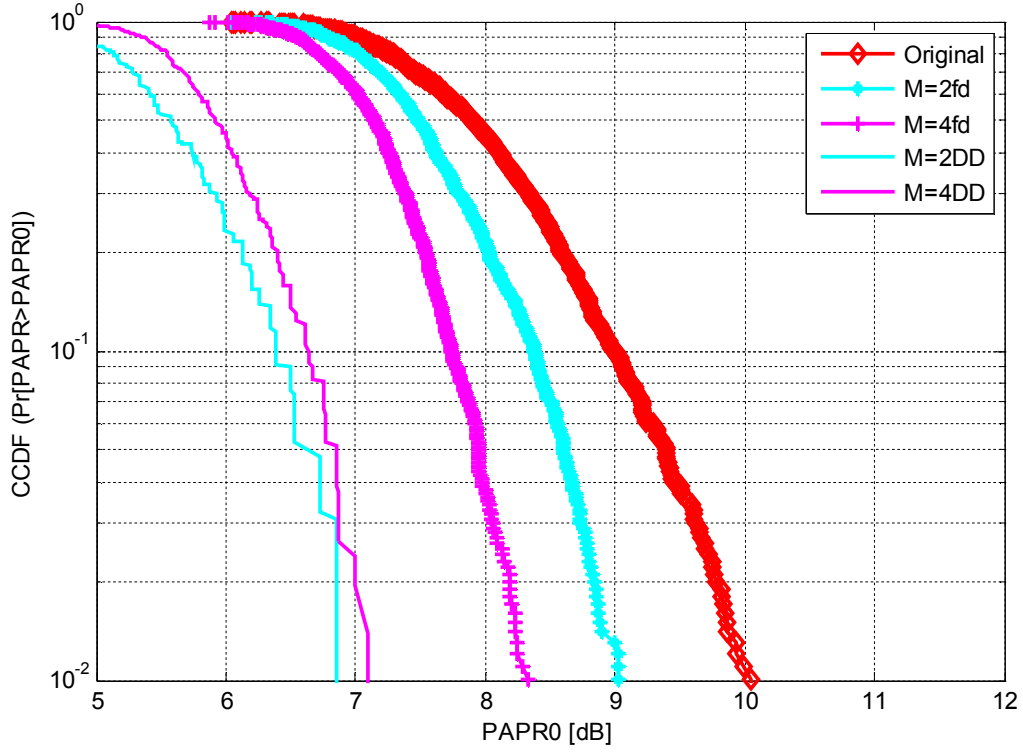
ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine SLM metodu uygulandığında PAPR değerlerinin azaldığı Şekil 4.2 grafiğinde görülmektedir. Orijinal işaret PAPR değeri 11.5 dB gibi bir değere sahipken, SLM uygulanan işaretin farklı M değerleri ile PAPR değerleri M=2 için yaklaşık 9.5 dB, M=4 için yaklaşık 8.7dB, M=8 için yaklaşık 8dB ve M=16 için yaklaşık 7.8dB olarak gözlenmektedir. Buradan SLM metodunun PAPR değerini azalttığını kanıtlamaktadır.

Bu çalışmada ise PAPR değerinin azaltılmasını artırmak için MIMO-OFDM sistemine dönüşüm yönteminde değişiklik yaparak F.D yerine D.D uygulanmış ve buradaki simülasyon sonuçları elde edilip ve Şekil 4.3 'de aynı M değerleri için incelenmektedir.

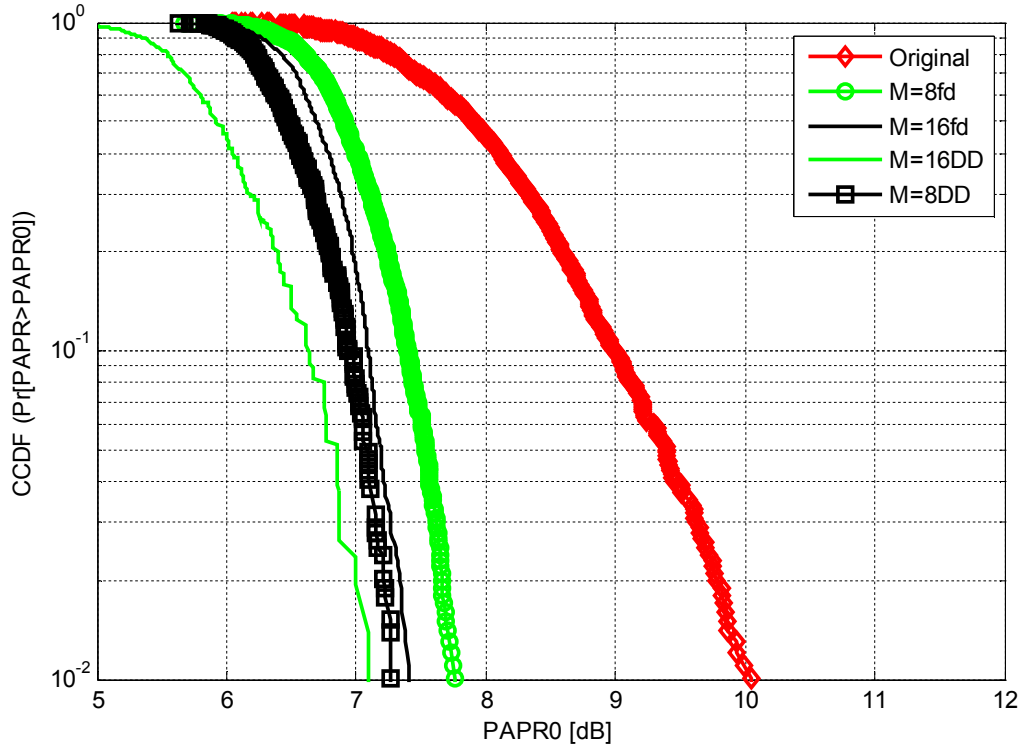


Şekil 4.3 Farklı M (alt blok sayısı) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine D.D eklenerek SLM metodu ile PAPR azaltma grafiği

Grafiklerden görüldüğü üzere M=2 değerinde normal F.D için PAPR değeri yaklaşık 9.5 iken D.D için değer 7.3 civarındadır. Aynı şekilde M=4 de F.D için PAPR değeri yaklaşık 8.7 iken D.D de 7.45 civarındadır. M=8 de FD için PAPR değeri yaklaşık 8 iken D.D için PAPR değeri 7.4 civarındadır. M=16 için ise F.D için değer 7.8 iken, D.D için PAPR değeri 7.5 civarındadır. M=2,4 ile M=8,16 değerleri için F.D ve D.D için işaretlerin beraber gösterimi Şekil 4.4 ‘de ve Şekil 4.5 ‘ de verilmektedir.

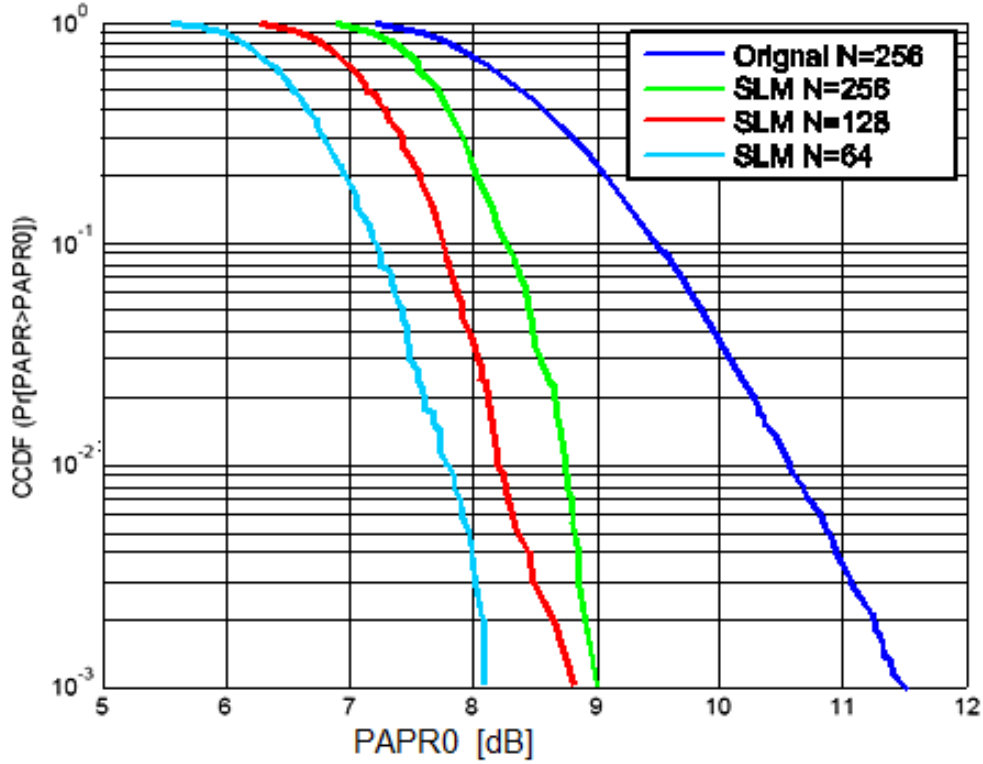


Şekil 4.4 M=2,4 değerleri için F.D ve D.D grafiği



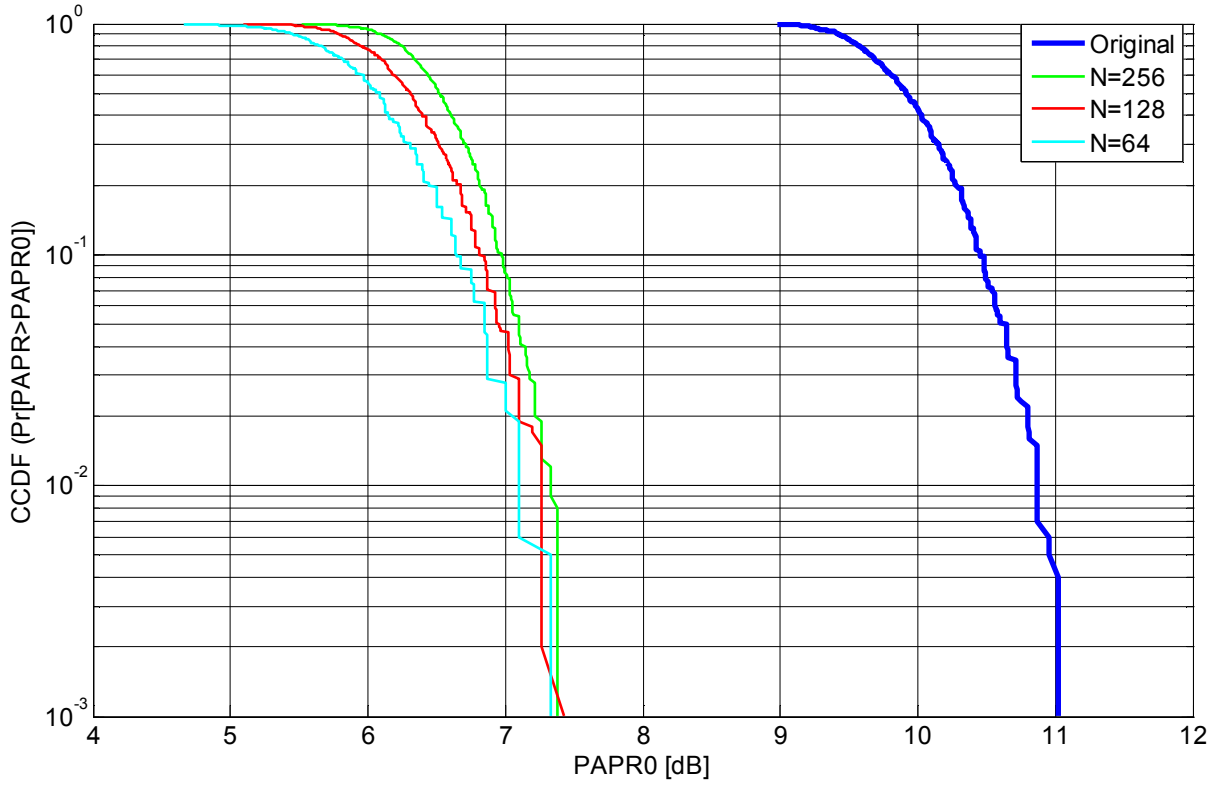
Şekil 4.5 M=8,16 değerleri için F.D ve D.D grafiği

ÇGÇÇ-DFBÇ sisteme SLM metodu uygulanarak farklı N (alt taşıyıcı sayısı) değerlerinde (N=64,128,256) işaretin PAPR değerindeki azalma Matlab simülasyonu ile incelenmiş ve Şekil 4.3 'deki grafik elde edilmiştir. Burada orijinal işaret N=256 değerinde çizilmektedir. Daha sonra sisteme SLM, PAPR azaltma metodu uygulanarak işaretin farklı N değerlerindeki grafiği elde edilmektedir. Orijinal sinyalin N= 256 'da PAPR değeri yaklaşık 11.5 dB, işaretin SLM metotlu uygulanan N=256 'da ki değeri 9 dB, N=128 'deki değeri yaklaşık 8.8 dB ve N=64 'deki değeri de yaklaşık 8.2dB civarındadır.



Şekil 4.6 Farklı N (alt taşıyıcı sayısı) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine SLM metodu ile PAPR azaltma grafiği

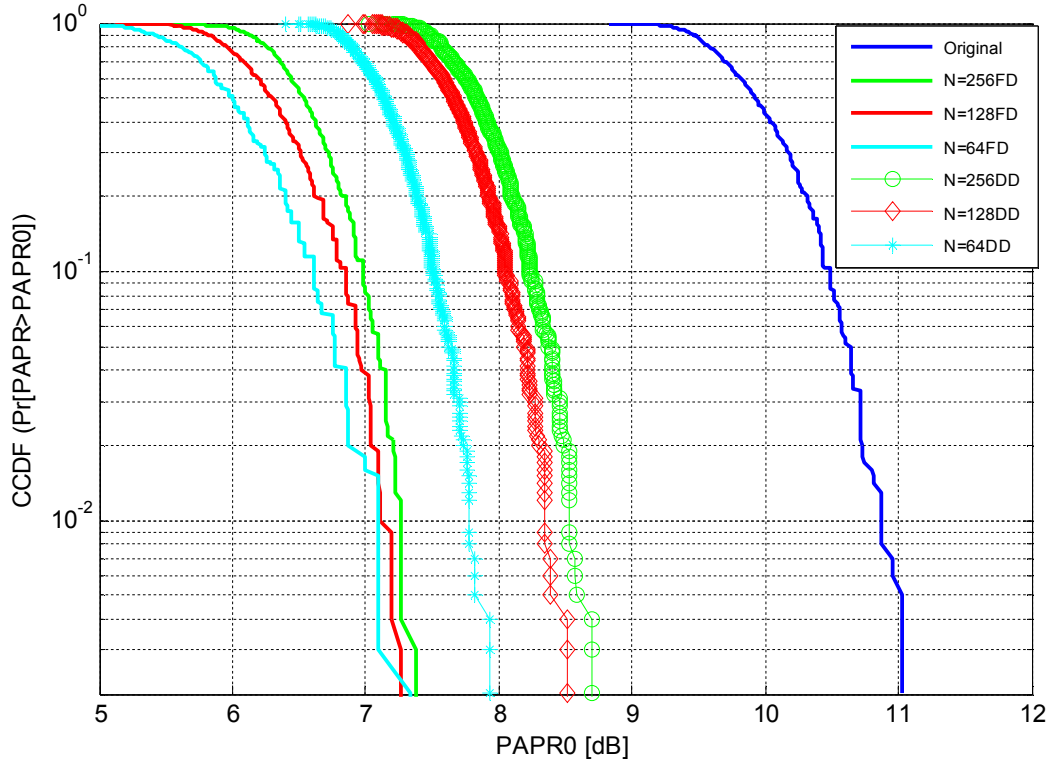
Şekil 4.6 'da görüldüğü üzere N=256 değerinde normal F.D için PAPR değeri yaklaşık 9 iken D.D için değer 7.4 civarındadır. Aynı şekilde N=128 de F.D için PAPR değeri yaklaşık 8.8 iken D.D de 7.5 civarındadır. N=64de F.D için PAPR değeri yaklaşık 8.2 iken D.D için PAPR değeri 7.3 civarındadır.



Şekil 4.7 Farklı N (alt taşıyıcı sayısı) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine dalgacık dönüşümü eklenerek SLM metodu ile PAPR azaltma grafiği

Şekil 4.6’de görüldüğü üzere N=256 değerinde normal F.D için PAPR değeri yaklaşık 9 iken D.D için değer 7.4 civarındadır. Aynı şekilde N=128 de F.D için PAPR değeri yaklaşık 8.8 iken D.D de 7.5 civarındadır. N=64de F.D için PAPR değeri yaklaşık 8.2 iken D.D için PAPR değeri 7.3 civarındadır. N= 256, 128, 64 değerleri için F.D ve D.D için işaretlerin beraber gösterimi Şekil 4.8 ‘de gösterilmektedir.

Buradan anlaşılacağı üzere işaretin alt taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değeri de artmaktadır.

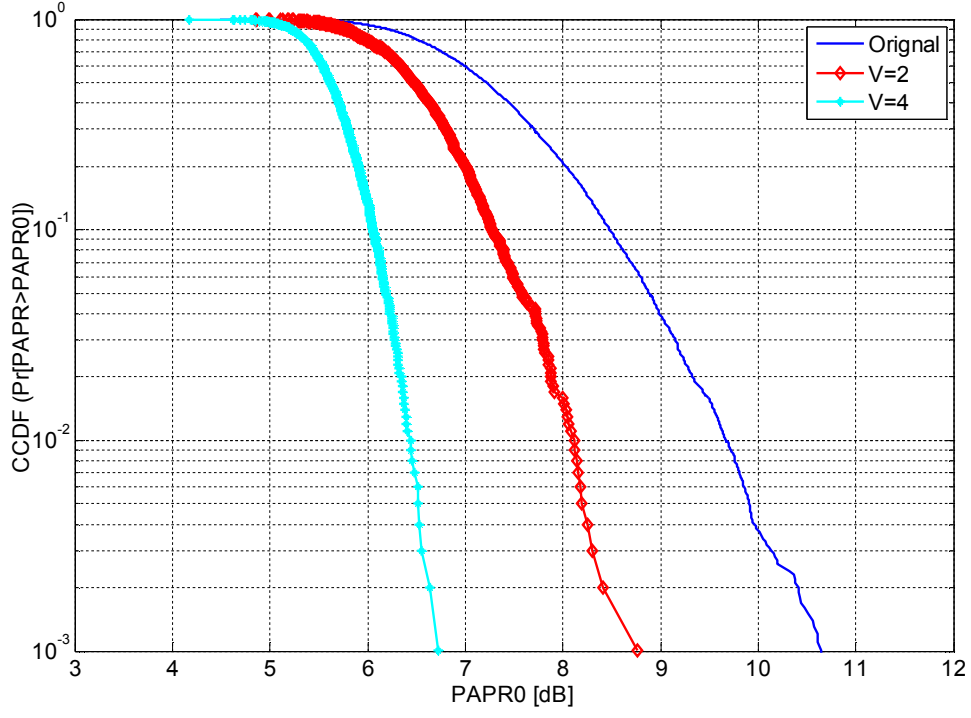


Şekil 4.8 N= 256, 128, 64 değerleri için F.D ve D.D grafiği

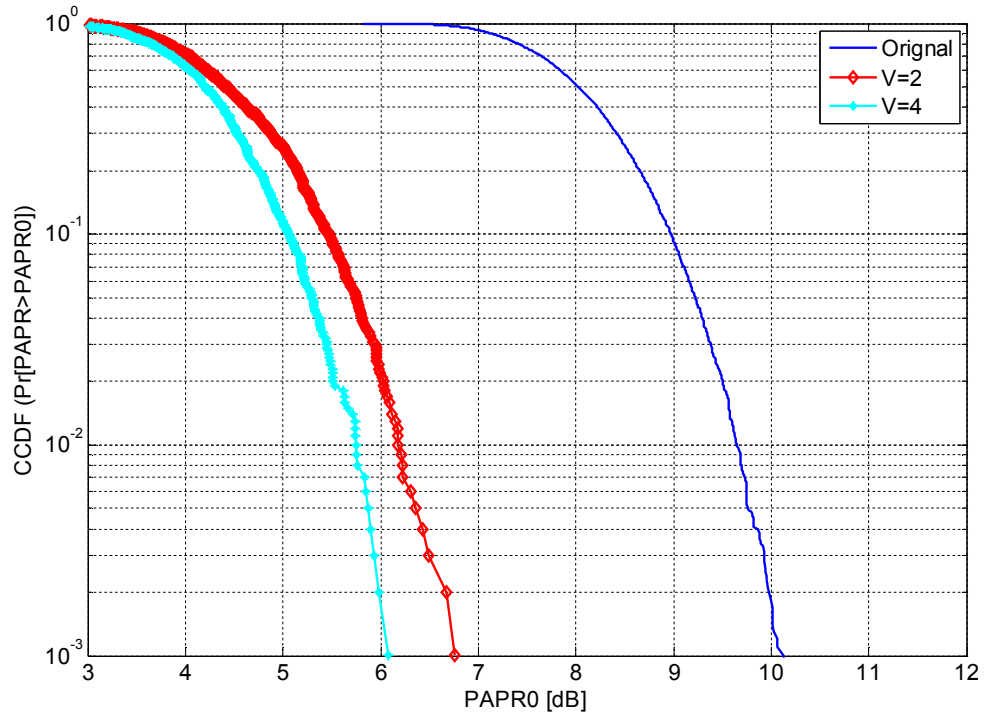
4.3 ÇGÇÇ-DFBC SİSTEMLERİNE PAPR AZALTMAK İÇİN KİSİMİ İLETİM DİZİLERİ (PTS) METODU UYGULAMA

Sistem modeline ikinci olarak Kısmi İletim Dizileri (Partial Transmitting Sequence:PTS) metodu uygulanarak metot ile etkili sonuçlar vereceği düşünülen V (alt blok sayısı) ve W (faz değeri) değerleriyle orijinal ÇGÇÇ-DFBC sistemindeki işaretin sonuçları incelenmektedir.

Matlab simülasyonu önce PTS metodu için farklı V (alt blok sayısı) değerlerinde çalıştırılmış ve grafikleri Şekil 4.9 'da görüldüğü gibi elde edilmektedir.



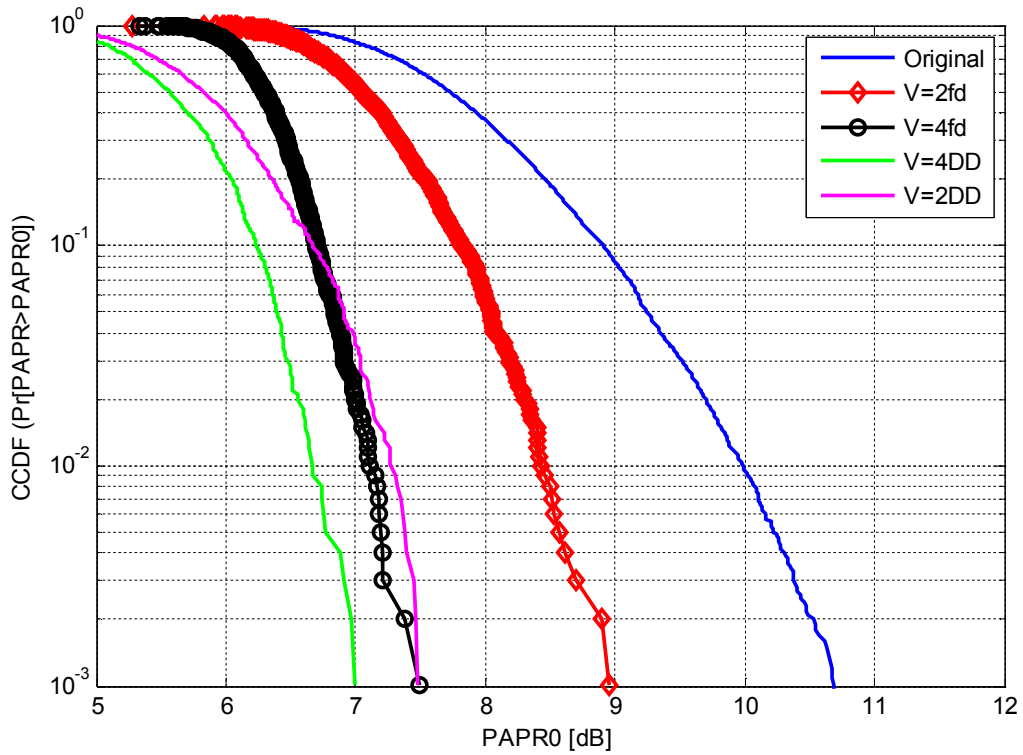
Şekil 4.9 Farklı V (alt blok sayısı) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine PTS metodu ile PAPR azaltma grafiği



Şekil 4.10 Farklı V (alt blok sayısı) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine dalgacık dönüşümü eklenerek PTS metodu ile PAPR azaltma grafiği

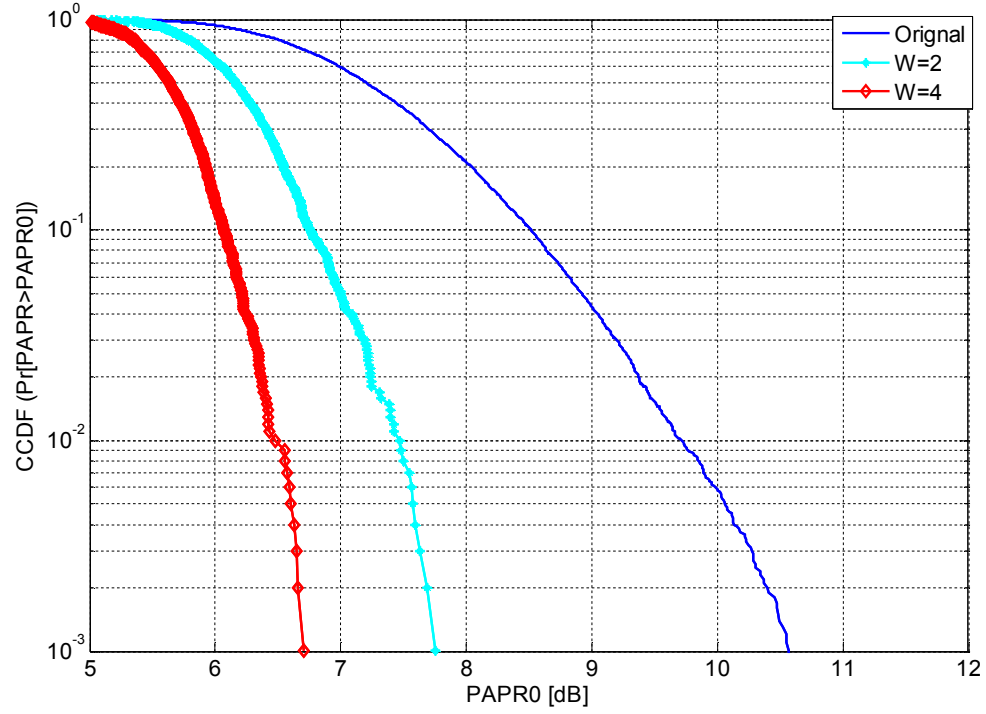
Grafiklerden görüldüğü üzere orijinal işaret $V=4$ değerinde çizilmiş ve PAPR değeri yaklaşık olarak 10.6 dB civarındadır. ÇGÇÇ-DFBÇ işarete $V=2$ değerinde normal F.D için PAPR değeri yaklaşık 8.8 iken, $V=4$ değerinde PAPR değeri yaklaşık 6.8dB dir.

ÇGÇÇ-DFBÇ işarete $V=2$ değerinde D.D için değer 6.8 civarındadır. Aynı şekilde $V=4$ de D.D 6.1 civarındadır. Buradan işaretin alt blok sayısı arttıkça PAPR değerinin azalması yanı sıra D.D' de F.D 'ye göre daha iyi sonuç verdiği Şekil 4.11 'deki F.D ve D.D değerlerinin beraber gösterildiği grafikte de gözlenmektedir.



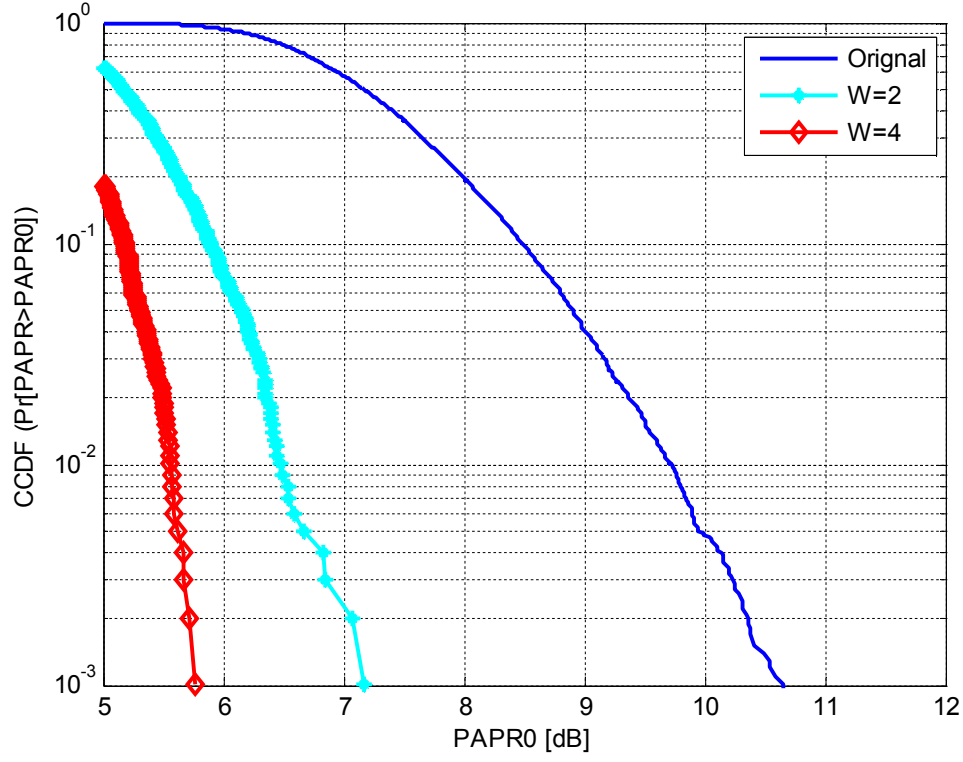
Şekil 4.11 $V=2, 4$ değerleri için F.D ve D.D grafiği

Matlab simülasyonu ikinci olarak da PTS metodu için farklı W (faz değeri) değerlerinde çalıştırılmış ve grafikleri Şekil 4.12 'e görüldüğü gibi elde edilmektedir.

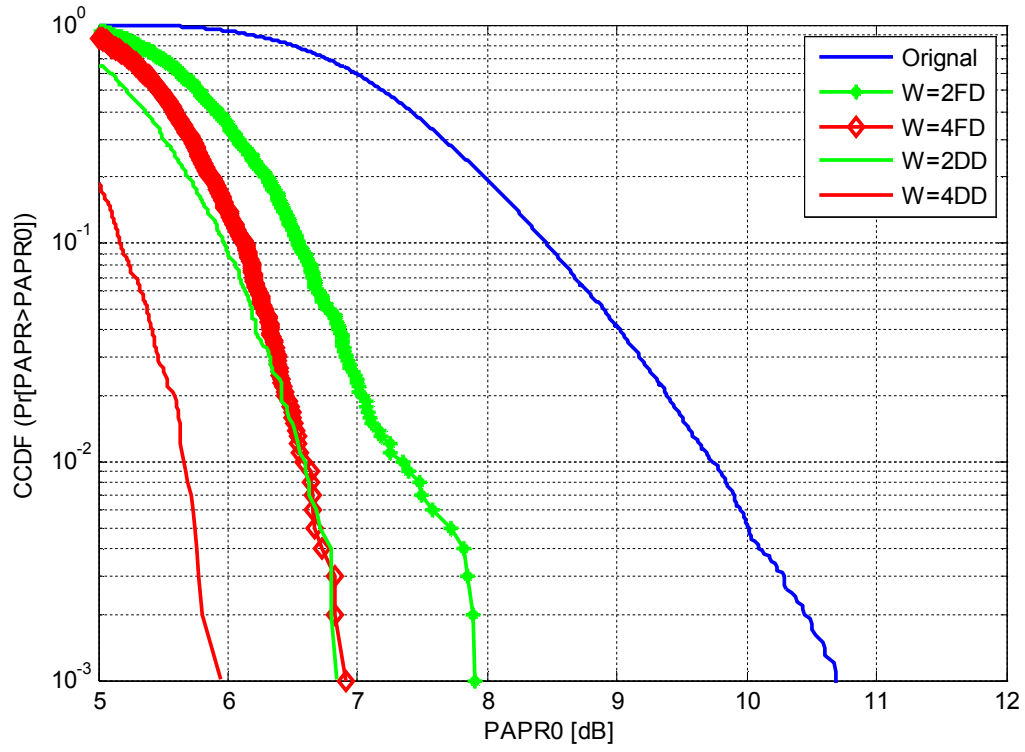


Şekil 4.12 Farklı W (farklı yol) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine PTS metodu ile PAPR azaltma grafiği

Grafiklerden görüldüğü üzere orijinal işaret $V=4$ değerinde ve 128 alt taşıyıcı sayısı ile çizdirilmekte ve PAPR değeri yaklaşık olarak 10.6 dB civarındadır. ÇGÇÇ-DFBÇ işarete diğer değerler aynı olmak üzere $W=2$ değerinde normal F.D için PAPR değeri yaklaşık 7.6 iken, $W=4$ değerinde PAPR değeri yaklaşık 6.8dB dir.



Şekil 4.13 Farklı W (farklı yol) değerlerinde ÇGÇÇ-DFBÇ sistemine D.D eklenerek PTS metodu ile PAPR azaltma grafiği



Şekil 4.14 W= 2,4 değerleri için F.D ve D.D grafiği

ÇGÇÇ-DFBÇ işarete $W=2$ değerinde D.D için değer 6,9 civarındadır. Aynı şekilde $W=4$ de D.D 5,8 civarındadır. Şekil 4.14 'de $W= 2, 4$ değerleri için F.D ve D.D değerleri de beraber gösterilmektedir.

Buradan anlaşılabacağı üzere işaretin faz değeri sayısı arttıkça PAPR değerinin azalması yanı sıra D.D 'de F.D 'ye göre daha iyi sonuç verdiği gözlenmektedir

7.BÖLÜM

TARTIŞMA-SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada günümüz haberleşme sistemlerinin ihtiyaçlarını karşılayan ve sistem için avantaj sağlayan ÇGÇÇ-DFBÇ sistemlerde sistemin çalışmasında dezavantaj oluşturan PAPR oranının azaltılmasına yönelik analiz yapılmaktadır.

Burada, ÇGÇÇ-DFBÇ sistemde işaretin zaman düzleminden frekans düzlemin taşıyan Fourier dönüşümü ile oluşan sisteme PAPR azaltma teknikleri seçici eşleme (SLM) ve kısmi iletim dizisi (PTS) metotları uygulanmış ve grafikler elde edilmektedir.

Bu sonuçlara bakılarak ÇGÇÇ-DFBÇ sisteme PAPR azaltma metotları SLM ve PTS uygulandığında sistemde PAPR değerinin % 3 civarında azaldığı gözlenmektedir.

Ayrıca Fourier dönüşümü yerine Dalgacık dönüşümü uygulanarak tekrar PAPR azaltma grafikleri elde edilmektedir. Bu grafikler karşılaştırıldığında, dalgacık dönüşümünün Fourier dönüşümüne oranla % 20 civarında daha iyi sonuçlar verdiği değişik parametre değerleri için gözlenmektedir.

D.D kullanılarak yapılan analizde F.D kullanılarak yapılan analize göre daha az enerji harcanmakta, hesaplama karmaşıklığı daha az olmaktadır. Ayrıca F.D 'ne göre daha kaliteli işaret çıkışları oluşturulmakta ve enerji harcanımı bakımındanda D.D daha tasarruflu olmaktadır.

Bu çalışmadan hareketle ÇGÇÇ-DFBÇ sisteminde Fourier dönüşü kullanılarak literatür de PAPR değerini azaltmak için kullanılan diğer metotlarda da dalgacık dönüşümü uygulanabilir. Ayrıca Fourier dönüşümü ile PAPR azaltmak için uygulanan bulanık mantık, yapay sinir ağları v.b uygulamalar da yine dalgacık dönüşümü için de uygulanabilir.

KAYNAKLAR

1. Hasan, C. ,'Dinamik Aktarıma Dayalı Toplamsal Modulasyonlu İşbirlikli İletim'. ,İTÜ, 2009.
2. Telatar, E. , 'Capacity of multi-antenna Gaussian Channels'. , European Trans. On Telecommun. 10, 585-595. ,1999.
3. Goldsmith A., Wireless Communications, Cambridge University Press, England, 2005.
4. Morinaga N., Kohno R., Sampei S., Wireless Communication Technologies: New Multimedia Systems, Kluwer Academic Publishers, USA, 2002.
5. Hara, S., and M. Budsabathon, "Spread Spectrum-Based Subcarrier Recovery Method for Multicarrier Code Division Multiplexing System," European Transactions on Telecommunications, Vol. 10, No. 4, July/August 1999, pp. 369–376.
6. Filiz, M. ,' Başlangıç Evre Optimizasyonlu Gürültü Benzeri Kod Dizilerin Kullanıldığı ÇGÇÇ-KBÇE Sistemlerin Başarım Analizi'. , Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Temmuz,2007.
7. Özdemir, G. , 'Çok taşıyıcılı Kod bölmeli Çoklu Erişim (MC-CDMA) Sistemlerinde Kanal Kestirimi'. , Yüksek lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kayseri, Haziran, 2009.
8. Winters J. , "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment," IEEE journal on selected area in communications, vol. SAC-5, pp. 871–878, 1987.
9. Foschini G.J., and Gans M.J., "On limits of wireless communications in an fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Communications, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
10. Babaoğlu, İ. ,' Mimo Ofdm Sistemlerde Tepe Gücü / Ortalama Güç Oranını Düşürme Teknikleri ve Bu Oranı Düşürmek İçin Bulanık Mantık Kullanımı'. ,Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,Kayseri, Haziran ,2009.
11. Taş, M.T. , 'Çoklu Giriş Çoklu Çıkış Sistemlerinin İncelenmesi ve İletim Çeşitleme Yöntemlerinin Bilgisayarlı Başarım Analizi'. , Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, İstanbul,2009.
12. Keasler, W. E., and D. L. Bitzer, "High Speed Modem Suitable for Operating with a Switched Network," U.S. Patent No. 4,206,320, June 1980.

13. Yiğit, H. , Küçük, K. , Kavak, A. , 'Farklı Yayılım Senaryoları İçin Kablosuz MIMO Kanallarında Kapasite Analizi'. ,2007.
14. Zhu, J., Wong, W.C., Desilva, L.C., Study of Performance of OFDM-CDMA System with Various Processing Gains, IEICE Transactions on Communications, E84-B(3), 678-681, 2001.
15. Özşahin, A.T. , 'OFDM Sistemlerinde Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Kanal Dengeleme'. , Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kayseri, Haziran 2006
16. Takeda, D., Atarashi, H., Nakagawa, M., Orthogonal Multicode OFDMDS/ CDMA System Using Partial Bnadwidth Transmission, IEICE Transactions on Communications, E81.B(11), 2183-2190,1998.
17. Van Nee, R., Prasad, R., OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publisher, 2000.
18. Lawrey, E., The Suitability of OFDM as a Modulation Technique for Wireless Telecommunications, with a CDMA Comparison, Ph. D. Thesis, James Cook University, USA, 1997.
19. Ramasama, V.C., Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Report, 2000.
20. Hanzo, L., M. Munster, B. J. Choi, T. Keller, OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting, Wiley, West Sussex, England, 2003.
21. Frenger, P., Şuensson, A., Parallel Combinatory, OFDM Singnalling, IEEE Transactions on Communications, 47(4), 558-567, 1999.
22. Pollet, Van Bladel, T., M., Moenelaey, M., BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise, IEEE Transaction on Communications, Vol. 43, No. 2/3/4, Feb/Mar/Apr 1993, pp. 191-193.
23. Arrinda, A., et al, Digital Terrestrial Television Field Trials and Coverage Measurements in Spain, IEEE Transactions on Broadcasting, 45(2), 171-176, 1999.
24. Pollet, T., Van Bladel, M., M. Moeneclaey, BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise, IEEE Transactions on Communications, pp. 191-193, February-April 1995.
25. Wang, Z., Giannakis, G.B., Wireless Multicarrier Communications, IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 17, No. 3, May 2000, pp. 29-48.
26. Dudul, S. V., Ghatol, A. A., Identification of Linear Dynamical Time-Variant Systems using Feedforward Neural Netwok, IE(I) Journal-ET, Vol. 84, 2004.

27. İmamoğlu E.S. , OFDM Sistemlerinde Tepe Gücü/Ortalama Güç Oranını Düşürme Teknikleri ve Bu Oranı Düşürmek İçin Yapay Sinir Ağları Kullanımı, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kayseri, Haziran 2003.
28. Bliss D., W., Forsythe K., W., Chan A., M., MIMO Wireless Communication, Lincoln Laboratory Journal, Volume 15, Number 1, 2005.
29. Rihawii, B., Loue, T., Y., PAPR Reduction Scheme with SOCP for MIMO OFDM Systems, Avenue de la Boulaie CS 47601 35576 Cesson Sévigné, France, 2007.
30. Van Nee R. , Prasad R. ,OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, London, Publishers, 2000.
31. B. M. Popovic, “Spreading sequences for multicarrier CDMA systems,” IEEE Trans. Commun., vol. 47, June 1999, pp. 918–926.
32. D. Wulich, N. Dinur, and A. Glinowiecki, “Level clipped high order OFDM” IEEE Trans. on Comm., vol. 48, no. 6, June 2000, pp. 928–930.
33. İmamoğlu, E.S. , Taşpınar, N. , ‘OFDM Sinyallerinde Tepe /Ortalama Güç Oranını Düşürme teknikleri, SİU 2002, 10. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Pamukkale , Mayıs 10-12,2002.
34. Uwana, S. , et. al. , Linearized Constant Peak-Power Coded OFDM Transmission for Broad Wireless Access Systems, IEICE Transactions on Communications, E82-B(12),1932-1938,1999.
35. Friese, M. , On The Achievable Information Rate With Peak –Power Limited Orthogonal Frequency Division multiplexing, IEEE Transactions On Information Theory, 46(7), 2579-2583,2000.
36. Huang, X. ,Reduction of Peak-to Average Power Ratio of OFDM Signals With Companding Transform, Electronics Letters, 37(8), 506-507,2001.
37. Zekri, M. , Boets, P. ,Biesen, L. , Peak-to-Average Power Reduction for Multicarrier, Proceeding of the IEEE International Conference on Telecommunications(ICT’2001), 3(1), 464-467,2001.
38. Wulich, D. , Goldfeld, L. , Reduction of Peak Factor in Orthogonal Multicarrier modulation by Amplitude Limiting and Coding, IEEE Transactions on Communications, 47(1), 18-21,1999.
39. Ochiai, H. , Imai, H. , MDPSK-OFDM With Highly Power-Efficient Bloc codes for Frequency Selective Fading Channels, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 49(1), 74-82,2000.

40. Cimini, L., et al. , Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal
Using Partial Transmit Sequences, IEEE Communications Letters, 4(3), 86-88, 2000.
41. Breiling, M. ,et al, Peak Power Reduction in OFDM Without Explicit Side Information. ,5th International OFDM Workshop 2000, Hamburg/Germany, September, 2000.
42. Jayalath, A.D.S., Tellambura, C., Adaptive PTS Approach for Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signal, Electronics Letters,36(14),1226-1228, 2000.
43. Hill, G.R., Foulkner, M., Singh, J., Reducing the Peak-to-Average Power Ratio in OFDM by Cyclically Shifting Partial Transmit Sequences, Electronics Letters, 36(6), 560-561, 2000.
44. Ryu, H-G., Youn, K-J., A New PAPR Reduction Scheme: SPW (Subblock Phase Weighting, IEEE Transactions On Consumer Electronics, 48(1), 81-89, 2002.
45. Chen, H., Pottie, J., An Orthogonal Projection Based Approach for PAR Reduction in OFDM, IEEE Communications Letters, 6(5), 169-171, 2002.
46. Nikookar, H., Lidsheim, K., Random Phase Updating Algorithm for OFDM Transmission with Low PAPR, IEEE Transactions on Broadcasting, 48(2),123-128, 2002.
47. Breiling, M., et al, Peak Power Reduction in OFDM Without Explicit Side Information, 5th' International OFDM Workshop 2000, Hamburg/Germany,September 2000.
48. Yazlık, B. ,'Dalgacık Dönüşümü Kullanılarak Taşıyıcı İnterferometri OFDM Sisteminin Gerçekleştirilmesi ve Bit Hata Oranı Başarımının İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kayseri, Haziran 2008.
49. S.I. Baskakov. "Signals and Circuits". Mir Press, Moscow, 1986.
50. W.L. Briggs, V.E. Henson. "The DFT. An Owner's Manual". SIAM Press, Philadelphia, PA, 1995.
51. Gencer, Ö.Ö. ,'Dalgacık dönüşümü Tabanlı Dinamik Gerilim Düzenleyici Tasarımı', Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kocaeli,2006.
52. J.S. Walker, "A Primer on Wavelets and Their Scientific Applications", CRC Press,

Boca Raton, 1999.

53. Matlab Wavelet Toolbox Yardımcı Dokümanları, The Math Works, 2008.

ÖZGEÇMİŞ

Murat TÖREN 1983 yılında Kayseri’de doğdu. İlk ve orta öğretimini Kayseri’de Ergenekon İlköğretim okulunda, lise öğrenimini ise Kayseri Kocasinan (Y.D.A) Lisesinde tamamladı. 2003 yılında Niğde Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünü kazandı. 2007 yılında bu bölümden mezun oldu. Aynı yıl özel sektörde çalışmaya başladı. 2008 yılında E.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Anabilim Dalında yüksek lisans eğitime başladı. 2009 yılında Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu Elektronik Teknolojileri Bölümünde Öğretim görevlisi olarak göreve başladı. Halen aynı görevini sürdürmektedir.

Adres: Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu -53100-Merkez/Rize

Telefon: (464) 223 00 32 (İçhat: 2140)