

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

**5. NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN OFDM'E
ALTERNATİF YENİ OFDM TEKNİKLERİNİN
GELİŞTİRİLMESİ**

**Hazırlayan
Büşra CENİKLİOĞLU**

**Danışman
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

Yüksek Lisans Tezi

**Ağustos 2018
KAYSERİ**

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

**5. NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN OFDM'E
ALTERNATİF YENİ OFDM TEKNİKLERİNİN
GELİŞTİRİLMESİ**

(Yüksek Lisans Tezi)

**Hazırlayan
Büşra CENİKLİOĞLU**

**Danışman
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

Bu çalışma, Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FYL-2017-7676 kodlu proje ile desteklenmiştir.

**Ağustos 2018
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.

Büşra CENİKLİOĞLU



“5. Nesil İletişim Sistemleri İçin OFDM’e Alternatif Yeni OFDM Tekniklerinin Geliştirilmesi” adlı Yüksek Lisans tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Hazırlayan

Büşra CENİKLİOĞLU

Danışman

Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Prof. Dr. İbrahim DEVELİ danışmanlığında Büşra CENİKLİOĞLU tarafından hazırlanan “5. Nesil İletişim Sistemleri İçin OFDM’e Alternatif Yeni OFDM Tekniklerinin Geliştirilmesi” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **yüksek lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

03/08/2018

JÜRİ:

Danışman : Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

Üye : Dr. Öğretim Üyesi Hasan ZORLU

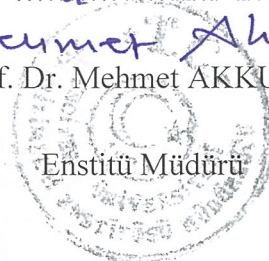
Üye : Dr. Öğretim Üyesi Asuman SAVAŞÇIHABES

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 14/08/2018 tarih ve 2018/36-12 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

14 / 08 / 2018
Prof. Dr. Mehmet AKKURT

Enstitü Müdürü



TEŞEKKÜR

Tez alıŐma konumun belirlenmesinde, araştırma aŐamasında ve tamamlanmasında her tÜrlÜ yardımı ve fedakârlığı sağlayan değerli danışman hocam Sayın Prof. Dr. İbrahim DEVELİ' ye ayırdığı zaman ve sağladığı destek için minnettarım.

Çalışma süresince desteklerini esirgemeyen, çalıŐmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan ikinci danışman hocam Sayın Doç. Dr. Ali ÖZEN'e teşekkür ederim.

Bu tez çalıŐmasına maddi destek veren Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (FYL-2017-7676) teşekkür ederim.

Ayrıca; öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi destekleriyle daima yanımda olan aileme teŐekkürü bir borç bilirim.

Büşra CENİKLİOĞLU

Ağustos 2018, KAYSERİ

5. NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN OFDM'E ALTERNATİF YENİ OFDM TEKNİKLERİNİN GELİŞTİRİLMESİ

Büşra CENİKLİOĞLU

**Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Yüksek Lisans Tezi, Ağustos 2018
Danışman: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

ÖZET

Yüksek veri hızlarına olan talep arttıkça, daha verimli kablosuz iletişim sistemlerine olan ihtiyaç da her zaman gündemde olacaktır. Yapılan araştırmalarda, gelecek beş yılda hücresel veri trafiğinin on kat artacağı tahmin edilmektedir. Yeni nesil hücresel iletişim teknolojilerinin bu veri trafiği ile beraber daha yüksek veri hızlarını desteklemesi beklenmektedir. Yaklaşan 5. nesil (5th Generation, 5G) standartlarından beklentiler arasında birçok farklı hizmetin desteklenmesi, veri hızlarının yaklaşık 1000 kat artması, ultra düşük gecikme süresi ve enerji/maliyet verimliliği bulunmaktadır. Bu beklentileri karşılamak için araştırmacılar, farklı ağ katmanlarını içeren çeşitli potansiyel teknolojileri araştırmakta ve muhtemel 5G senaryoları için bunların karşılıklı etkileşimlerini tartışmaktadırlar.

İletişim sistemlerinin en kritik bileşenlerinden biri olan dalga formu tasarımı, yukarıda belirtilen amaçlara ulaşmak için hayati bir rol oynamaktadır. 5G dalga biçiminin temel özellikleri; daha fazla esneklik, çoklu erişim desteği, farklı dalga biçimleriyle birlikte var olma yeteneği, düşük gecikme süresi, kitlesel çok girişli çok çıkışlı (MIMO) mimari ve mm dalga iletişimi gibi umut vadeden gelecek nesil teknolojilerle uyumluluk olarak kısaca özetlenebilir. Dikgen frekans bölme (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) birçok mevcut standartta baskın bir teknoloji olmuştur ve halen 5G radyo erişim teknolojilerinde geniş bant iletişim sistemleri için favorilerden biri olarak düşünülmektedir. Ancak; klasik OFDM, yüksek bant dışı yayılım (Out of Band Emission, OOB), yüksek tepe ortalama güç oranı (Peak to Average Power Ratio, PAPR), düşük spektral verimlilik ve düşük enerji verimliliği gibi dezavantajlarından dolayı 5G için istenenleri karşılayamayacağı düşünülmektedir. Bundan dolayı, 5G ve sonrası hücresel iletişim sistemleri için OFDM'e alternatif yeni dalga formu geliştirme çalışmaları tüm dünyada devam etmektedir.

Bu tez çalışmasında, literatürde yer alan OFDM yöntemlerine (ZT OFDM, ZT DFT-S OFDM, F-OFDM, UFMC vb.) alternatif olarak Sıfır Sonlu Ayrık Dalgacık Dönüşümü Yayılmalı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ZT DWT-S-OFDM) ve Sıfır Sonlu Ayrık Dalgacık Dönüşümü Yayılmalı Dikgen Dalgacık Bölmeli Çoğullama (ZT DWT-S-OWDM) dalga formları önerilmiştir. Önerilen yöntemlerde ayrık Fourier dönüşümü (DFT) bloğu ayrık dalgacık dönüşümü (DWT) bloğu ile ve ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) bloğu ile de ters ayrık dalgacık dönüşümü (IDWT) bloğu yer değiştirmektedir. Önerilen iki dalga formunun başarımı; literatürdeki diğer alternatif OFDM yöntemlerini de içerecek şekilde, toplanabilir beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) ve düz sönümlenmeli zamanla değişmeyen Rayleigh kanallar için yapılan bilgisayar benzetim çalışmalarıyla gösterilmiştir. Özellikle; bu sistemlere ait OOB, PAPR ve bit hata oranı-işaretin gürültüye oranı (BER-SNR) başarımları incelenmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları önerilen yöntemlerin klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM yöntemlerinden daha iyi OOB, PAPR ve BER başarımlarına sahip olduğunu göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: 5G, OFDM, ZT DWT-S OFDM, Dalgacık Dönüşümü, ZT DWT-S OWDM.

DEVELOPMENT OF ALTERNATIVE NEW OFDM TECHNOLOGIES IN OFDM FOR 5th GENERATION COMMUNICATION SYSTEMS

Büşra CENİKLİOĞLU

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

Master Thesis, August 2018

Supervisor: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

ABSTRACT

As the demand for higher data rates increases steadily, there is always being a need more efficient wireless communication systems. In the researches done, it is estimated that the cellular data traffic will increase ten times over the next five years. It is expected that next generation cellular communication technologies will support higher data rates with this data traffic. There is support for many different services, about 1000 times increase in data rates, ultra-low latency and energy / cost efficiency among the expectations of the upcoming 5th generation (5G) standards. To meet these expectations, researchers are exploring a variety of potential technologies, including different network layers, and discussing their mutual interactions for possible 5G scenarios.

Waveform design, one of the most critical components of communication systems, plays a vital role in achieving the above objectives. The key features of the 5G waveform can be briefly summarized as compatibility with the promised next generation of technologies, such as greater flexibility, multiple access support, ability to coexist with different waveforms, low latency, massive multi input multi output (MIMO) and mm wave communication. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) has become a dominant technology in many existing standards and is currently considered one of the favorites for broadband communication systems in 5G radio access technologies. However, it is thought that conventional OFDM will not meet the requirements for 5G due to its disadvantages such as out of band emission (OOBE), peak to average power ratio (PAPR), low spectral efficiency and low energy efficiency. Therefore, new waveform development studies that are alternative to OFDM for 5G and later cellular communication systems continue all over the world.

In this thesis study, zero tail discrete wavelet transform spread orthogonal frequency division multiplexing (ZT DWT-S-OFDM) and zero tail discrete wavelet transform spread orthogonal wavelet division multiplexing (ZT DWT-S-OWDM) waveforms were proposed as an alternative to so far thought alternative OFDM methods (ZT OFDM, ZT DFT-S OFDM, F-OFDM, UFMC etc.) in literature. In these proposed methods, the discrete Fourier transform (DFT) block is replaced by the discrete wavelet transform (DWT) block and the inverse discrete Fourier transform (IDFT) block is replaced by the inverse discrete wavelet transform (IDWT) block. The performance of the proposed 2 waveforms were performed with the simulation studies for additive white Gaussian noise (AWGN) and flat fading time-invariant Rayleigh channels including other alternative OFDM methods in literature. In particular, OOB, PAPR and bit error rate-signal to noise ratio (BER-SNR) performances of these systems were investigated. The obtained simulation results show that the proposed methods had better OOB, PAPR and BER performance than conventional OFDM and ZT DFT-S OFDM methods.

Keywords: 5G, OFDM, ZT DWT-S OFDM, Wavelet Transform, ZT DWT-S OWDM.

İÇİNDEKİLER

5. NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN OFDM'E ALTERNATİF YENİ OFDM TEKNİKLERİNİN GELİŞTİRİLMESİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	i
YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	ii
KABUL VE ONAY	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
ÖZET	v
ABSTRACT.....	vii
İÇİNDEKİLER	xi
KISALTMALAR	xii
TABLolar LİSTESİ.....	xiv
ŞEKİLLER LİSTESİ	xv
GİRİŞ	1

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER

1.1. 5. Nesil İletişim Sistemine Genel Bakış	4
1.2. Tezin Amacı ve Önemi.....	9

2. BÖLÜM

5. NESİL İLETİŞİM SİSTEMİ İÇİN OFDM TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

2.1. OFDM Tekniğinin Detaylı Analizi	12
2.2. OFDM İşaretinin Üretilmesi	19
2.3. Çevrimsel Önek.....	24
2.4. Diğer OFDM Teknikleri.....	26
2.4.1. Benzersiz Kelime Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (UW-OFDM).....	26
.....	26

2.4.2. Sıfır Sonlu Ayırık Fourier Dönüşümü Yayılmalı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ZT DFT-S OFDM)	27
2.4.3. Süzmeli Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (F-OFDM).	28
2.4.4. Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama (GFDM).....	29
2.4.5. Pencerelemiş Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (W-OFDM).....	29
2.4.6. Süzgeç Kümeli Çok Taşıyıcılı Sistem (FBMC).....	30
2.4.7. Genelgeçer Süzmeli Çok Taşıyıcılı Sistem (UFMC)	31

3. BÖLÜM

DALGACIK ANALİZİ

3.1. Dalgacıkların Tarihi ve Evrimi.....	35
3.2. Fourier Analizi	35
3.3. Dalgacık Analizi	36
3.4. Dalgacık Analizinin Önemli Özellikleri	38
3.5. Dalgacık Analizi ve Fourier Analizinin Karşılaştırılması	38
3.5.1 Dalgacık Analizi ve Fourier Analizinin Benzerlikleri	39
3.5.1 Dalgacık Analizi ve Fourier Analizinin Farklılıkları.....	39
3.6. Dalgacık Türleri ve Özellikleri	41
3.6.1. Haar Dalgacığı.....	41
3.6.2. Daubechies Dalgacığı	41
3.6.3. Coiflet Dalgacığı	42
3.6.4. Bi-Ortogonal Dalgacık.....	42
3.6.5. Symlet Dalgacığı.....	43
3.6.6. Morlet Dalgacığı.....	43
3.6.7. Meksika Şapkası Dalgacığı.....	43
3.6.8. Meyer Dalgacığı.....	44
3.7. Dalgacık Analizinin Çalışma Prensipleri.....	44
3.8. Ayırık Dalgacık Analizi	45

4. BÖLÜM

SIFIR SONLU AYRIK DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ YAYILMALI OFDM (ZT DWT-S OFDM) SİSTEMİ VE BİLGİSAYAR BENZETİM SONUÇLARI

4.1. Sıfır Sonlu Ayrık Dalgacık Dönüşümü Yayılmalı OFDM (ZT DWT-S OFDM)	51
4.2. Sıfır Sonlu Ayrık Dalgacık Dönüşümü Yayılmalı OWDM (ZT DWT-S OWDM).....	55
4.3. Bilgisayar Benzetim Sonuçları.....	57
4.3.1. BER Bilgisayar Benzetim Sonuçları.....	58
4.3.2. Verici Tarafındaki PAPR Benzetim Sonuçları	63
4.3.3. Alıcı Tarafındaki PAPR Benzetim Sonuçları.....	66
4.3.4. OOB Benzetim Sonuçları.....	68

5. BÖLÜM

SONUÇLAR

SONUÇLAR	70
KAYNAKÇA	72
ÖZGEÇMİŞ.....	76

KISALTMALAR

5G	5. Nesil İletişim
OFDM	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
PAPR	Tepe Ortalama Güç Oranı
OOBE	Bant Dışı Yayılım
BER	Bit Hata Oranı
ZT DWT-S OFDM	Sıfır Sonlu Ayrık Dalgacık Dönüşümü Yayılmalı OFDM
ZT DWT-S OWDM	Sıfır Sonlu Ayrık Dalgacık Dönüşümü Yayılmalı OWDM
ZT DFT-S OFDM	Sıfır Sonlu Ayrık Fourier Dönüşümü Yayılımlı OFDM
ISI	Semboller Arası Girişim
ICI	Taşıyıcılar Arası Girişim
GFDM	Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama
UFMC	Genelgeçer Süzmeli Çok Taşıyıcılı Sistem
FBMC	Süzgeç Kümeli Çok Taşıyıcılı Sistemler
F-OFDM	Süzmeli OFDM
CP	Çevrimsel Önek
UW	Benzersiz Kelime
DFT	Ayrık Fourier Dönüşümü
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
IFFT	Ters Hızlı Fourier Dönüşümü

DWT	Ayrık Dalgacık Dönüşümü
CWT	Sürekli Dalgacık Dönüşümü
IDWT	Ters Ayrık Dalgacık Dönüşümü
WT	Dalgacık dönüşümü
LTE	Uzun Vadeli Evrim
MIMO	Çok Girişli Çok Çıkışlı Mimari
HPA	Yüksek Güç Kuvvetlendirici
SNR	İşaret/Gürültü Oranı
FDM	Frekans Bölmeli Çoğullama
BPSK	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
QPSK	Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama
dB	Desibel

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 2.1. Hiperlan/2 ve 802.11a için Zamana Bağlı Temel Parametreler.	19
Tablo 2.2. OFDM Tekniklerinin Karşılaştırılması.....	33
Tablo 3.1. 32 Örneklı Sinyalin Detay ve Yaklaşım Üretimi.....	49



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1 5G'nin Özelliklerinin ve Gereksinimlerinin Tanımladığı 8 Temel Performans Göstergesi	6
Şekil 2.1 OFDM' nin FDM' e göre Bant Verimliliği Karşılaştırması.....	13
Şekil 2.2 Birbiriyle Dik OFDM Taşıyıcıları.....	14
Şekil 2.3 OFDM İşaretlerinin Toplanması.....	15
Şekil 2.4 OFDM İşaretinin Zaman Bölgesinde Oluşumu.....	15
Şekil 2.5 Alt-Taşıyıcıların Frekans Bölgesinde Simgesel Gösterimi.	16
Şekil 2.6 Bir Alt-Taşıyıcının Spektrumu.....	16
Şekil 2.7 Dikgen Alt-Taşıyıcılar ve İdeal Örnekleme Noktaları	17
Şekil 2.8 OFDM İşaretinin Spektrumu.....	17
Şekil 2.9 OFDM Sisteminin Blok Şeması.....	22
Şekil 2.10 Alt-Taşıyıcıların Frekans Bandında Yerleşimi.....	22
Şekil 2.11 IFFT Giriş ve Çıkışları.	23
Şekil 2.12 Bir OFDM Simgesi.	24
Şekil 2.13 Alt-Taşıyıcılar ve Çevrimsel Önek.	25
Şekil 2.14 Çerçeve İçerisinde OFDM Simgeleri.....	25
Şekil 2.15 Çevrimsel Önek Yardımıyla Girişimin Önlenmesi.	26
Şekil 2.16 UW ve CP Karşılaştırması.	27
Şekil 2.17 ZT DFT-S OFDM Sisteminin Blok Şeması	28
Şekil 2.18 F-OFDM'in Verici ve Alıcı Yapısı.....	29
Şekil 2.19 W-OFDM Yapısı.	30
Şekil 2.20 Bir QAM-FBMC Sembölü Oluşturma.....	31
Şekil 2.21 OFDM Sistemlerinin Alıcı ve Verici Yapıları.....	32
Şekil 3.1 Fourier Analizi.	36
Şekil 3.2 Dalgacık Analizi.	36
Şekil 3.3 Dalgacık Analizinin Kullanıldığı Bölge	37
Şekil 3.4 Bir Sinüs Dalgası ve Dalgacık Gösterimi	37
Şekil 3.5 Süreksizliğe Sahip Bir Sinyal.	39
Şekil 3.6 Pencerelemiş Fourier Analizi.....	40

Şekil 3.7 Daubechies Dalgacığı (Db2) için Zaman-Frekans Düzlemindeki Kapsama Alanı.....	40
Şekil 3.8 Haar Dalgacığının Ölçekleme fonksiyonu ($\varphi(t)$) ve Dalgacık fonksiyonu ($\psi(t)$).....	41
Şekil 3.9 Daubechies Ailesinin Sonraki Dokuz üyesinin Dalgacık Fonksiyonları.....	42
Şekil 3.10 Coiflet Ailesinden Bazı Dalgacık Örnekleri.....	42
Şekil 3.11 Bior Dalgacık Ailesinden Bior1.3 ve Bior1.5.....	43
Şekil 3.12 Symlet Dalgacık Ailesine Ait 8 Dalgacık Örneği.....	43
Şekil 3.13 Morlet Dalgacığı.....	43
Şekil 3.14 Meksika Şapkası Dalgacığı.....	44
Şekil 3.15 Meyer Dalgacığının Dalgacık ve Ölçekleme Fonksiyonu.....	44
Şekil 3.16 İki Kanallı Süzgeç Öbeği.....	44
Şekil 3.17 Sinyale Sıfırlar Eklenmesi.....	46
Şekil 3.18 Sinyalin Sıkıştırılması.....	47
Şekil 3.19 Sinyalin Yaklaşıklık ve Detaylara Ayrılması.....	49
Şekil 3.20 Detay ve Yaklaşımın Frekans Ekseninde Gösterimi.....	50
Şekil 4.1 ZT DWT-S OFDM Sisteminin Verici Yapısı.....	51
Şekil 4.2 ZT DWT-S OFDM Sisteminin Blok Diyagramı.....	52
Şekil 4.3 $T_x[n]$ Dizisinin Elde Edilmesi.....	52
Şekil 4.4 Modüle Edilmiş Verinin Başına ve Sonuna Sıfır Eklenmesi.....	53
Şekil 4.5 $x[n]$ Dizisi ile DWT İşlem.....	53
Şekil 4.6 Alt-Taşıyıcı Eşleme.....	54
Şekil 4.7 Alt-Taşıyıcı Eşlemesi Yapılmış Veriye Sıfır Dizileri Eklenmesi.....	54
Şekil 4.8 ZT DWT-S OFDM Veri Paketinin Oluşturulması.....	54
Şekil 4.9 ZT DWT-S OWDM Sisteminin Verici Yapısı.....	55
Şekil 4.10 ZT DWT-S OWDM Sisteminin Blok Diyagramı.....	56
Şekil 4.11 ZT DWT-S OWDM Sistemine Ait $x[n]$ Dizisi.....	56
Şekil 4.12 OFDM Sisteminin paket yapısı.....	58
Şekil 4.13 BPSK modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının AWGN kanal için karşılaştırılması.....	58

Şekil 4.14 BPSK modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının Düz Sönümlmeli Kanal için karşılaştırılması.....	59
Şekil 4.15 4 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının AWGN kanal için karşılaştırılması.....	60
Şekil 4.16 4 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının Düz Sönümlmeli Kanal için karşılaştırılması.	60
Şekil 4.17 16 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının AWGN kanal için karşılaştırılması.	61
Şekil 4.18 16 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının Düz Sönümlmeli Kanal için karşılaştırılması.....	61
Şekil 4.19 64 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının AWGN kanal için karşılaştırılması.	62
Şekil 4.20 64 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının Düz Sönümlmeli Kanal için karşılaştırılması.....	63
Şekil 4.21 Farklı dalgacık aileleri kullanılarak ZT DWT-S OWDM sisteminin PAPR değerlerinin karşılaştırılması.....	64
Şekil 4.22 Bior1.3 ve bior1.5 dalgacıklarının PAPR performansları.....	65
Şekil 4.23 ZT DWT-S OWDM, ZT DFT-S OFDM ve Klasik OFDM sistemlerinin PAPR performanslarının karşılaştırılması.....	65
Şekil 4.24 ZT DWT-S OWDM sisteminin alıcıda 0 ve 20 dB arasındaki SNR değerlerinde karşılaştırılması.	66
Şekil 4.25 SNR değeri 10 dB'de bior1.3 dalgacık kullanılan ZT DWT-S OWDM, Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM sistemlerinin PAPR performanslarının karşılaştırılması	67

- Şekil 4.26 0 dB ile 20 dB arasında SNR değerlerinde bir 1.3 dalgacık kullanılan Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM ve ZT DWT-S OFDM sistemlerinin PAPR performanslarının karşılaştırılması.....68
- Şekil 4.27 Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM ve ZT DWT-S OFDM sistemlerinin OOB başarımının karşılaştırılması69



GİRİŞ

5G vizyonu; multi gigabit seviyesinde yüksek veri hızı, 1 ms'lik uçtan uca gecikme süresi ve metrekaşe başına saniyedeki bit sayısı gibi temel gereksinimler nedeniyle son birkaç yılda çok fazla araştırmanın odak noktası olmuştur. Ayrıca, ilave spektruma erişmek için 6 GHz üzerinde taşıyıcı frekanslara artan bir ilgi söz konusudur. Tüm gereksinimlerin eş zamanlı olarak karşılanması gerekmez de, 5G ağlarının ve kablosuz erişiminin tasarımı kullanım koşullarına bağılı olarak tanımlanan gereksinimlerin bir kısmını karşılayan çeşitli uygulamaların desteklenmesi için esneklik sağlamalıdır [1].

Geçmişteki kablosuz ağlar, öncelikli olarak belirli bir hizmeti (örneğin ses / video akışları) gerçekleştirmek için geliştirilmiş olup diğere hizmetler ise ek olarak desteklenmiştir (ör. İnternet taraması). Bununla birlikte; insansız hava araçları, robotlar, akıllı ulaşım sistemleri, akıllı şebekeler / binalar / şehirler, artırılmış gerçeklik, mobil sosyal hizmetler ve her yerden kumanda edilmek istenen sistemlerin geliştirilmesi istenmektedir [2].

Yüksek spektral verimlilik, artan trafik yoğunluğunu destekleyebilme, yüksek enerji verimliliği, çok düşük gecikme süresi ve düşük gücü destekleme özelliklerine sahip beşinci nesil (Fifth Generation, 5G) sistemler, son teknoloji dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) tabanlı sistemlere kıyasla önemli gelişmeler gerektirecektir.

Literatürde klasik OFDM sistemi üzerinde araştırmalar yapılmıştır. Süzmeli OFDM (F-OFDM) [3], semboller arası girişim (ISI) ve taşıyıcılar arası girişimini (ICI) belirli sınırlar içerisinde tutarken eşzamanlılık gereksinimlerini kolaylaştırmayı amaçlamaktadır. Genelleştirilmiş frekans bölmeli çoğullama (GFDM) [4], OFDM'e göre düşük bant dışı yayılım (OOBE) ve düşük tepe ortalama güç oranı (PAPR)'a sahiptir. Genelgeçer süzmeli çok taşıyıcılı sistem (UFMC) [5], eşzamanlılık gereksinimlerini kolaylaştırmayı amaçlamaktadır. Süzgeç kümeli çok taşıyıcılı sistemler (FBMC) [6], her

bir alt taşıyıcıda darbe şekillendirmesi ile OFDM sınırlamalarının bazılarının atlatılabileceği şekilde tasarlanmıştır.

Klasik OFDM sistemlerinde çevrimsel önek (CP) ISI etkisinin azaltılmasında büyük rol oynamaktadır. Eğer önek uzunluğu kanalın gecikme süresine uygun ayarlanamaz ise sistemin bit hata oranı (BER) performansını etkileyebilir. Bu nedenle önek yerine sıfır kuyruk (Zero Tail) kullanılan sıfır sonlu ayrık Fourier dönüşümü yayımlı OFDM (ZT DFT-S OFDM) yapısı oluşturulmuştur [7]. CP, her sembol için farklı üretilmektedir. CP'nin deterministik dizilerle değiştirildiği OFDM sistemi benzersiz kelimeli OFDM (UW-OFDM) olarak adlandırılır. CP-OFDM ile UW-OFDM arasındaki en önemli fark, UW'nin ayrık Fourier dönüşümü (DFT) aralığının bir parçası olmasıdır [8]. CP-OFDM'de ise önek, DFT aralığının bir parçası değildir. UW'nin DFT aralığı içinde olması, BER performansının iyileştirilmesi için alıcı tarafında bazı korelasyonların kullanılmasını gerektirmektedir.

Fourier tabanlı OFDM, dar bant girişimine duyarlıdır. Çünkü Fourier tabanlı OFDM sistemlerinin minimum zayıflaması sadece -13 dB'dir. Bu sınırlama hızlı Fourier dönüşümü (FFT)'nin büyük bir dezavantajıdır. OFDM'de performans iyileştirmeleri için FFT'den önce ek dar bant girişim önleyicisine (örneğin çentik filtresi) ihtiyaç vardır. Alternatif teknik olarak, FFT yerine kullanılan ayrık dalgacık dönüşümü (DWT) önerilmiştir [9]. Dalgacık dönüşümü (WT), sistemlerin ve sinyallerin analizinden veya tasarımında kullanılacak çeşitli matematiksel araçlardan biridir. Sinyal ve görüntü işleme, iletişim sistemleri ve diğer birçok sinyal işleme uygulamalarında kullanılmaktadır. Dalgacık dönüşümünde orjinal sinyal, sinyalin özelliklerinin çoğunu kaybetmeden mükemmel bir şekilde yeniden oluşturulabilir [10].

Sistem verimini, güvenilirliğini ve sistemin karmaşıklığını belirleyen en önemli fiziksel katman bileşenlerinden biri modülasyon ve dalga formları olmaktadır. 5G'nin devrimci parçası olarak düşünülmesine de, herhangi bir iletişim sisteminin en temel bileşenlerinden biri modülasyon ve dalga formu tasarımıdır. Bu nedenle, 5G gereksinimlerini karşılayan doğru modülasyon ve dalga formunu seçmek için akademik alanda yoğun tartışmalar yapılmaktadır.

OFDM, şu ana kadar uzun vadeli evrim (LTE) ve Wi-Fi gibi mevcut standartların

çoğunda başarıyla uygulanan baskın bir teknolojidir. Mevcut dalga formu tekniklerinin her birinin çeşitli olumlu ve olumsuz yanları bulunmaktadır ve bu sebeple yeni dalga şekli yöntemi araştırmaları devam etmektedir. Tasarım ölçütlerinin birinin iyileştirilmesi sırasında diğer bir ölçütten ödün verilmesi gerekebilmektedir. Bu ödünleşme sırasında en iyileştirme çalışmaları yapılarak en uygun tasarıma ulaşılmaya çalışılmaktadır. Kullanılan teknolojilerden 4. nesil (4G) bir sonraki nesile geçiş için dalga biçimi seçimi iki farklı yolla sağlanmaktadır. Birincisi; OFDM tabanlı yöntemleri, özelliklerini geliştirerek ve dezavantajlarını uygun çözümlerle ele alarak yeniden gözden geçirmektir. İkincisi, alternatif çok taşıyıcılı teknolojileri uygulamak ve her şeyi farklı gerekçelere dayanarak yeniden tasarlamaktır. Yani yeni dalga biçimi üretmektir.

Bu tez çalışmasında OFDM tabanlı sıfır sonlu ayrık dalgacık dönüşümü yayımlı OFDM (ZT DWT-S OFDM) ve sıfır sonlu ayrık dalgacık dönüşümü yayımlı OWDM (ZT DWT-S OWDM) sistemleri geliştirilmiştir. Tezin 1. bölümünde 5G ile ilgili genel bilgiler verilmiştir. 2. bölümünde OFDM tekniği detaylı olarak analiz edilmiştir. Dalgacık analizi ise 3. bölümde yer almaktadır. 4. bölümde geliştirilen yöntemler anlatılmıştır ve yapılan bilgisayarbenzetim sonuçları verilmiştir.

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER

1.1. 5. Nesil İletişim Sistemine Genel Bakış

Bugün kablosuz iletişim gündelik hayatın ayrılmaz bir parçası haline gelmiştir. İnsanlar farklı hizmetleri kendi gereksinimlerine göre kullanmaktadırlar. Her kablosuz iletişim sistemi, düşük maliyette olmalı ve yüksek veri hızı sağlamalıdır.

Son 10 yılda hızla gelişen kablosuz iletişim sistemleri; yüksek hızlı veri aktarımı, video akışı, internet ve ses ile birlikte çok çeşitli uygulamaları entegre etmek için BER oranının düşük olması, geliştirilmiş spektrum verimliliği ve gürültüden az etkilenme gibi gereksinimleri sağlamalıdır. Dünya çapındaki mobil telefonlardan akıllı telefonlara ve tabletlere geçişle birlikte, ortalama veri oranlarını artırarak ek veya yeni spektrum yoluyla genel sistem kapasitesini artırmaya yönelik ek yollara bakmak zorunda kalmıştır [11].

Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (ITU), Uluslararası Mobil Telekomünikasyon (IMT) için kullanım senaryolarını kategorize etmiştir. 2020 ve ötesindeki iletişim üç ana gruba ayrılmıştır: Geliştirilmiş mobil geniş bant iletişim, kitlesel makine tipi iletişim ve ultra-güvenilir ve düşük gecikmeli iletişim. Buna ek olarak, IMT-2020 kablosuz erişim tarafından yerine getirilmesi gereken hedefleri de belirlemiştir.

- Geliştirilmiş mobil geniş bant (eMBB): Bu kullanım senaryosu, geniş kapsama alanı ve kablosuz erişim noktaları da dahil olmak üzere çeşitli alanları kapsar.

- Ultra-güvenilir ve düşük gecikmeli iletişim (URLLC): Güvenilirlik, gecikme ve uygulanabilirlik için açısından önemli bir iletişim türüdür. Örnek olarak dokunmatik internet uygulamaları, akıllı ulaşım sistemleri, ulaşım güvenliği, medikal cerrahi, akıllı şebekeler, kamu koruma ve afet yardımı verilebilir.
- Kitlesel makine tipi iletişim (mMTC): Trafik modellerinin tam olarak karakterize edilmediği bir uygulama ailesidir. Cihazlar düşük maliyetlidir ve çok uzun bir pil ömrüne sahiptir [13].

2018 yılından itibaren, 5G mobil iletişim dünya çapında artan bir ilgi toplamaktadır. Son birkaç yıldır 5G vizyonu ve bununla bağlantılı saniyede multigigabit seviyesindeki yüksek veri hızı, uçtan uca gecikme süresinin 1 ms'den daha düşük olması, kilometrekare başına cihaz sayısı, metrekare başına saniyede bit sayısı bakımından da büyük kapasiteye ihtiyaç duyulması gibi temel gereksinimler çok sayıda araştırmanın odak noktası olmuştur [12].

Dünyanın çeşitli ülkelerindeki üniversiteler, telekomünikasyon şirketleri ve operatörler bu konuya kafa yormakta ve bir şeyler üretmeye çalışmaktadırlar. İsveç'in en büyük güvenlik ve iletişim şirketi olan Ericsson'un liderliğinde 5G sisteminin geliştirilmesi için devam eden çalışmalarla birlikte, AB ülkelerinin yanı sıra Japonya, Güney Kore ve Çin ile de ortak çalışmalar yürütülmektedir. 5G ile ilgili çalışmaları yapan bir diğer kuruluş NGMN (Next Generation Mobile Networks) 'dur. Dünya çapında 25 operatörün üye olduğu birliğe, 34 üretici ve 25 üniversite ile araştırma şirketleri de katkıda bulunmaktadır. 5G standartları ile ilgili çalışmaları olan birlik, 2020 yılı ve sonrasında bu teknolojiyi kullanıma sunabilmek için gerekli standartları oluşturmaya çalışmaktadır. 5G üzerinde çalışan bir diğer firma da Nokia Networks'dür. Firma geliştirdiği 5G teknolojisinin Google Fiber'den 10, 4G'den ise 40 kat hızlı olduğunu belirtmiştir. Saniyede 10 gigabit veri aktarımı sağlayan teknoloji aynı zamanda yüksek çözünürlüklü filmlerin birkaç saniyede cep telefonlarına indirilebileceğini göstermektedir. Nokia, 5G teknolojisinin yoğun kullanımı nedeniyle gerçekte en fazla 100 megabit hıza ulaşabileceğini tahmin etmektedir [14].

işbirlikleri gerçekleştirilmiştir. Bu iddialı programın ilk aşaması Temmuz 2015'te başlamış ve 5G sistemlerinin kablosuz erişim, ağ ve yönetim özelliklerini kapsayan 19 ortak çalışma portföyünden oluşmuştur. 5G-PPP'de modülasyon ve dalga formları teknikleri üzerine yapılan araştırma, 5G entegre iletişim için milimetre dalga tabanlı mobil kablosuz erişim ağı (mmMAGIC) projesinde [16] gerçekleştirilmekte olan erişim, ana taşıyıcı ve ön taşıyıcı için 5G hava arayüzü üzerinde araştırma içermektedir [15].

5G –PPP altyapısı için temel zorluklar şunlardır:

- 2010'a kıyasla 1000 kat daha yüksek kablosuz alan kapasitesi ve daha çeşitli servis olanakları,
- Sağlanan hizmet başına% 90'a kadar enerji tasarrufu,
- Ortalama servis oluşturma süresinin 90 saatten 90 dakikaya düşürülmesi,
- Hizmet sunumu için “sıfır algılanan” kapalı kalma süresine sahip güvenilir bir internet ortamı oluşturma,
- 7 milyardan fazla kişiye hizmet veren 7 trilyondan fazla kablosuz cihaza bağlanmak için kablosuz iletişim bağlantılarının yoğun dağıtımlarını kolaylaştırmak,
- Herkese ve her yere daha düşük maliyetle daha geniş bir hizmet ve uygulama paneline erişimin sağlanmasıdır [17].

LTE 'de hava arayüzü tasarımı ve evriminin aşırı mobil geniş bant (Extreme Mobile Broadband, xMBB)'in birçok gereksinimini karşılaması beklenirken, ultra güvenilir makine tipi iletişim (Ultra-Reliable Machine-Type Communication, uMTC) ve mMTC'ye olan desteği ile sınırlıdır. xMBB, uMTC ve mMTC'yi, 4G'den daha zorlu KPI'lar ile bir araya getirebilecek ortak düşünceler temelinde, 5G destek hizmetleri için belirlenen iddialı hedeflerle, bu zorluğu gidermek için son derece esnek bir 5G hava arabirimi tasarımına ihtiyaç duyulacaktır.

1. Çalışma gereksinimi

3GPP sistemi dikkate değer veri hızlarına ulaşmayı başarmıştır. LTE-A, baz istasyonundan gezgin istasyonu arasındaki bağlantıda teorik olarak 3 Gbit / s'lik bir tepe hızına ulaşmıştır [18]. Ancak bu en iyi durum senaryosu olup, 5G sorununa cevap vermez; 10 ~ 50 Gbit / s'lik tepe veri hızı gereklidir [19].

2. Kapsama gereksinimi

5G için en önemli KPI'lardan biri, son kullanıcının memnuniyeti ve sistem güvenilirliği ile güçlü şekilde her yerde bulunabilen hizmet kullanılabilirliğidir. Bu nedenle kapsama genişletme konvansiyonel tekniklerine ek olarak, modüller ve hücre frekansı girişiminin istatistiksel dağılımı üzerinde etkili olan modülasyon teknikleri ve zaman-frekans şemaları üzerindeki incelemeler büyük önem arz etmektedir.

3. Gecikme ve güvenilirlik gereksinimi

5G, özellikle kontrol ve güvenlik gibi servis türleri düşünüldüğünde, son derece güvenilir iletişim sağlamayı amaçlamaktadır. Sonuç olarak, uMTC'nin servis gereksinimlerini karşılamak için yüksek güvenilirlik ve kısa gecikme sağlamak için modülasyon ve dalga formu tasarımlarının geliştirilmesi kritik önem taşır. 1 ms gecikme süresi ve 1 Gbit / s indirme hızının ortak gereksinimlerini elde etmek, 4G'den 5G'ye kadar gerçek bir jenerasyon kayması ve 5G'yi tanımlayacak çok heyecan verici bir olay olarak tanımlanmıştır.

4. Sinyal yükünü en aza indirmek ve enerji verimliliğini desteklemek

Sinyal ek yükünü en aza indirmek, azami iyileştirme miktarını artırmak için xMBB önemli olmakla birlikte, kısa iletimli mMTC gibi servisler için de önemlidir. LTE, kısa veri paketleri içeren ve hızlı iletilen makine tipi iletişim (MTC) trafiği için uygun değildir. 3GPP'nin MTC desteğine göre 4G'yi iyileştirmek için LTE-M olarak faaliyete geçtiğini belirtmek gerekir. Bununla birlikte, MTC'nin desteğinin 5G için yapılması beklenmektedir. MTC uygulamaları için, LTE'ye dayalı enerji verimliliği göreceli olarak düşüktür ve 5G'deki etkin mod, sensörleri veya diğer düşük maliyetli cihazları da desteklemek için esnek olmalıdır.

5. Çoklu servis desteği

Sınırlı sayıda frekans bandına uygun ve esas olarak xMBB desteğine sahip olan iyi kurulmuş kaynak şebekesi ve çerçeve yapısı ile LTE evrimi, tüm 5G gereksinimlerini karşılamayabilir. 5G'nin doğal olarak çoklu bağlantı, geniş frekans aralığı için destek ve çoklu servis desteği sunması gerekecektir. MMTC, uMTC ve xMBB gibi farklı hizmetler farklı gereksinimlere sahiptir. 4G modülasyon ve dalga formlarının evrimi, bu bireysel 5G servislerinin bazı KPI'larını karşılayabilir, ancak çoklu servis desteğini yerel olarak entegre etmek için anahtar 5G gereksinimini karşılamaz. 5G ayrıca, aygıttan aygıtta iletişim (D2D) gibi alternatif bağlantı türlerinin kullanımını kolaylaştırmaya ihtiyaç duyar.

6. Geniş frekans aralığı için destek

Muhtemelen 5G sistemleri mm dalga ve cm dalga frekanslarında geniş bir aralıkta çalışacaktır. Bu, sınırlı sayıda bant ve hizmet için bugüne kadar kullanılan geleneksel modülasyon ve dalga biçimleri (veya dalga formu aileleri), geniş frekans aralığı uygunluğunu sağlaması amacıyla yeniden tasarlanmaları gerekmektedir [15].

1.2. Tezin Amacı Ve Önemi

Uygun bir dalga formu seçmek, 5G fiziksel tabakasının tasarımında önemli bir faktördür. Seçilen dalga formu, daha fazla kullanıcı yoğunluğunu ve daha yüksek veriyi destekleyebilmelidir. 5G'nin “her yerde ve her zaman bağlanan” vizyonunu desteklemek için mevcut spektrumun daha verimli kullanılması sağlanmalıdır.

Aşağıda, farklı dalga şekli adaylarının değerlendirilmesiyle birkaç özellik tanımlanmıştır:

1. Spektral verimlilik: Veri hızında gereksinimlerini yerine getirmek için, bağlantı ve trafik yoğunlukları.
2. Zaman lokalizasyonu: Düşük gecikmeli kablosuz erişimi etkinleştirmek.
3. PAPR: Etkili iletimi artırmaya yardımcı olabilir.

4. Çoklu anten teknolojilerine uyumluluk temel özelliklerden biridir. Şemalar düşük maliyetle istenilen gereksinimleri karşılayacak kadar basit olmalıdır.
5. Donanım bozukluklarına, özellikle de faz gürültüsüne ve güç amplifikatörünün doğrusal olmayan özelliklerine karşı dayanıklılık: Faz gürültüsü, taşıyıcı frekansın fonksiyonu olarak artar ve doğrusal olmayan güç yükseltgeci (PA) sinyalin bant genişliğinin bir fonksiyonudur.
6. Farklı kullanım durumlarını, dağıtım senaryolarını ve geniş spektrum yelpazesini (6 -100 GHz) desteklemek için çerçeve yapısı, zamanlama ve kaynak tahsisi tasarımında esneklik.
7. Bant dışı yayılımlar / Frekans lokalizasyonu: Aynı servis frekansında farklı hizmetlerin (farklı dalga şekli numerolojileri kullanılarak) birlikte bulunmasının etkin bir şekilde desteklenmesidir [20].

Son on yıl içinde OFDM; Wi-Fi, mikrodalga erişimi için evrensel uyumluluk (WiMAX), sayısal karasal yayıncılık (DVB-T), karasal bölgesel alan ağı (WRAN) ve LTE gibi birçok kablosuz standart için tercih edilen bir teknoloji olmuştur. Basit frekans alanı denkleştirilmesi, FFT teknikleri ve çok kullanıcı frekans çeşitliliği ile verimlilik gibi avantajları OFDM'i birçok kablosuz sistem için çekici bir teknoloji haline getirmektedir [21].

Bu tez çalışması kapsamında 5. nesil iletişim sistemi için OFDM'e alternatif yeni OFDM teknikleri incelenmiştir. Dalgacık analizi kullanılarak OFDM'e alternatif 2 adet yöntem geliştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, aşağıda belirtilen 3 temel faktör ile karşılaştırılmıştır:

- BER,
- PAPR performansı,
- OOB performans.

Tezin ikinci kısmında 5. nesil iletişim sistemi için OFDM teknikleri ele alınmaktadır. OFDM sisteminin yapısı, avantajları ve dezavantajları detaylı biçimde belirtilmiştir.

Daha sonra diğer OFDM teknikleri hakkında bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümde dalgacık analizi ile ilgili açıklamalar yapılmıştır. Kullanılan dalgacık türleri, hızlı Fourier dönüşümü ile benzerlik ve farklılıkları belirtilmiştir. Dördüncü bölümde OFDM'e alternatif olan 2 yöntemden bahsedilmiştir. Elde edilen bilgisayar benzetim sonuçları verilmiştir. Son bölümde ise sonuçlar ve öneriler yer almaktadır.



2. BÖLÜM

5. NESİL İLETİŞİM SİSTEMİ İÇİN OFDM TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

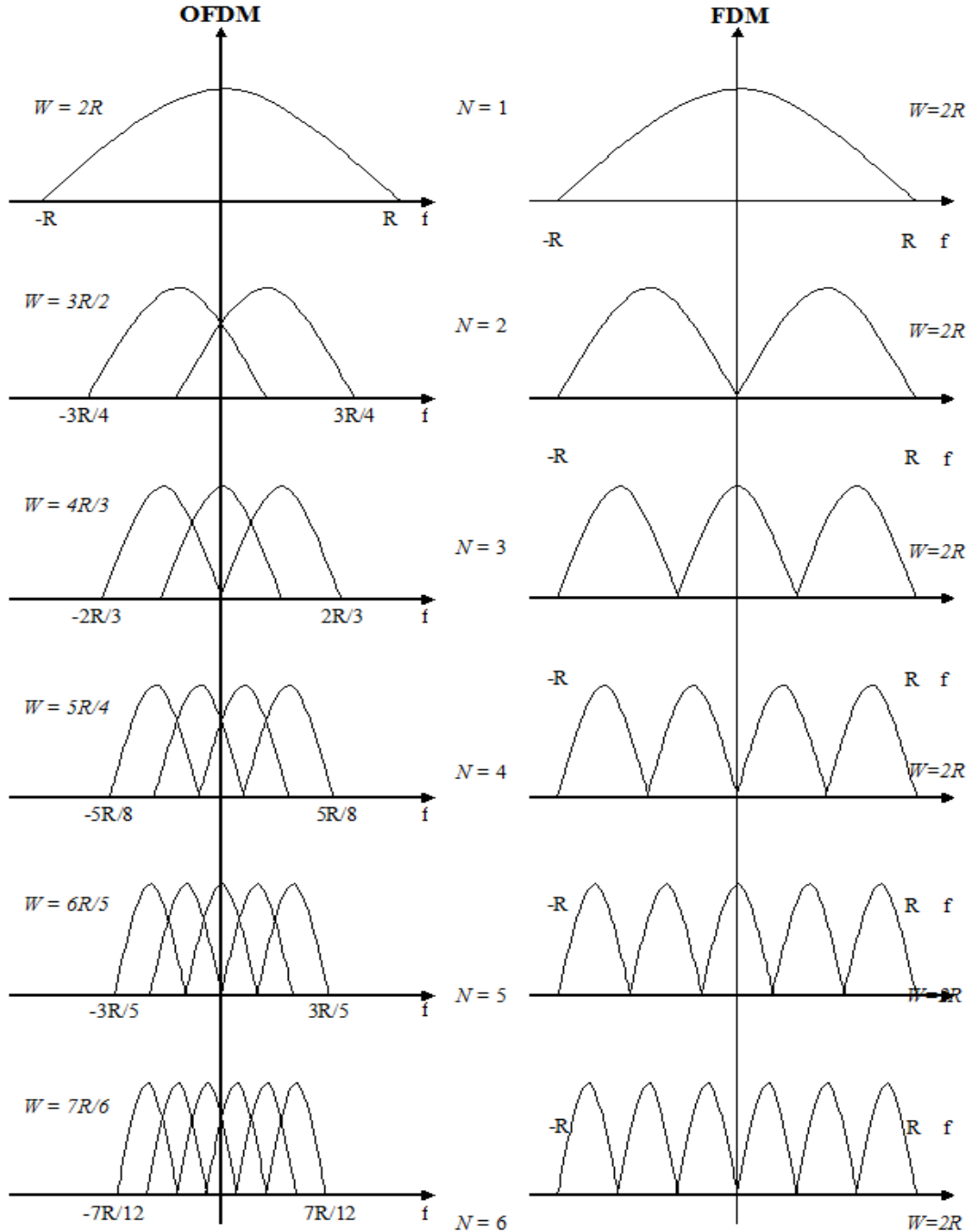
2.1. OFDM Tekniğinin Detaylı Analizi

OFDM, alt-taşıyıcıları birbirlerinin katları olan (frekans bandında düzgün dağılıma sahip), alt-kanalların birbirleriyle kısmen örtüşmesine izin verilen, çok taşıyıcılı modülasyon biçimidir. OFDM tekniği, veriyi, tahsis edilen bant genişliğini verimli kullanmak için, birbiriyle örtüşmesine izin verilen belirli sayıda farklı alt-kanaldan paralel olarak gönderme ilkesine dayanmaktadır. Her bir alt-kanal taşıyıcısı diğer taşıyıcılara dik olduğundan, birbirleriyle girişim yapmamakta, böylece frekans bandı verimli kullanılmış olmaktadır. Şekil 2.1'de OFDM ile frekans bölmeli çoğullama (Frequency Division Multiplexing, FDM)'nin frekans bandını nasıl kullandıkları görülmektedir. Şekil 2.1 incelendiğinde, taşıyıcı sayısının artması ile aynı veri hızını elde edebilmek için kullanılması gereken frekans bandının OFDM için azalmakta olduğu görülecektir. N taşıyıcı sayısını, R istenen veri hızını ve W gerekli bant genişliğini göstermek üzere, OFDM kullanılması durumunda gerek duyulacak bant genişliği için,

$$W = \frac{(N + 1)}{N} R \quad (2.1)$$

yazılabilir. Sonuçta OFDM'nin sağladığı bant tasarrufu 2.2'deki gibidir:

$$\Delta W = 2R - \frac{(N+1)}{N}R = \frac{(N-1)}{N}R \quad (2.2)$$



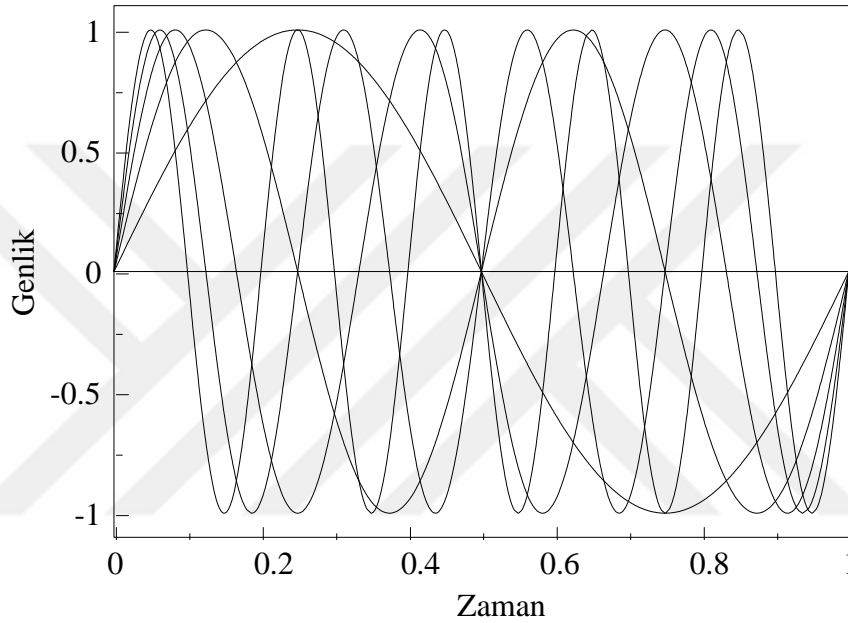
Şekil 2.1 OFDM'nin FDM'e göre Bant Verimliliği Karşılaştırması.

Şekil 2.2'de birbiriyle dikgen olan 5 adet OFDM alt-taşıyıcısı görülmektedir.

İki işaretin birbiriyle dikgen olma şartı,

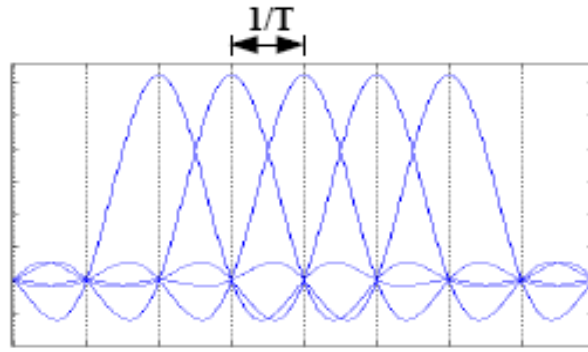
$$\int_{t=0}^{t=T} f_1(t)f_2(t)dt = 0 \quad (2.3)$$

ile verilebilir. Burada T yavaş değişen işaretin periyodunu göstermektedir.



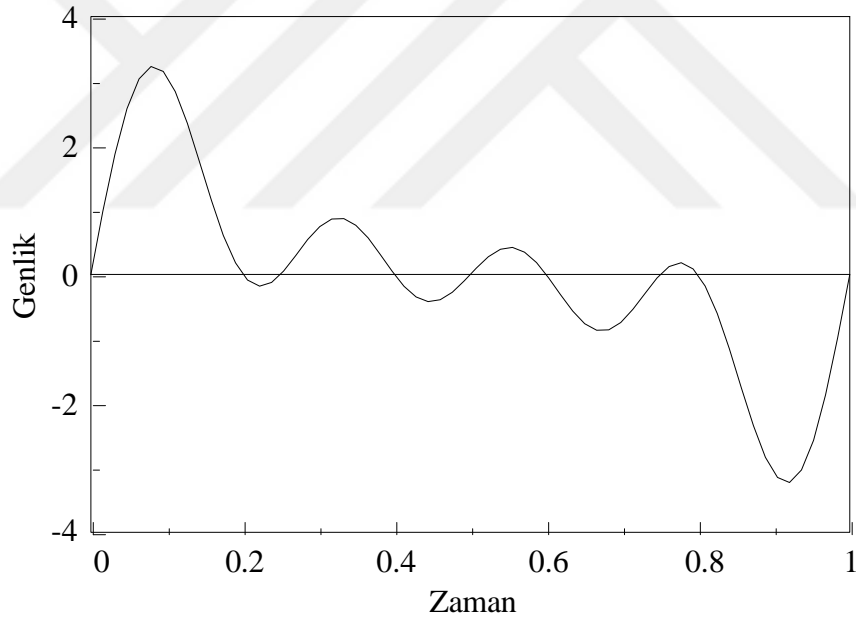
Şekil 2.2 Birbiriyle Dik OFDM Taşıyıcıları.

OFDM için bütün alt-taşıyıcılar dikgenlik şartını sağlamaktadır. Bir simge süresi içerisinde bütün alt-taşıyıcıların tam sayılarla ifade edilen miktarda periyodu bulunmaktadır. Bir başka deyişle, her bir alt-taşıyıcının frekansı, simge periyodunun tersinin tam katlarından oluşmaktadır. Bunun önemli bir avantajı da, ilerde değinileceği üzere, simgeler arası girişimin önlenmesi amacıyla oluşturulan çevrimsel öneğin dikliği bozmasını sağlamasıdır. Alt-taşıyıcıların dikgen olması, her bir alt-taşıyıcı ile farklı verilerin aynı kanal üzerinden iletilebilmesini sağlamaktadır. Dikgenliğin kaybolması durumunda ise, iletilmek istenen veriler birbirine karışır ve iletişim kalitesi düşer. Şekil 2.3'de birbiriyle dikgen işaretlerin toplanması sonucu elde edilen OFDM işareti görülmektedir.



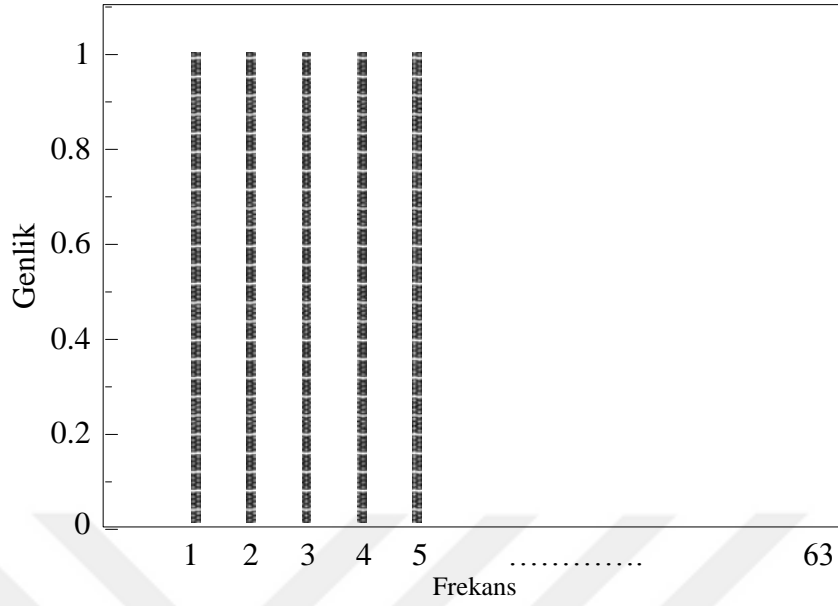
Şekil 2.3 OFDM İşaretlerinin Toplanması.

Şekil 2.4'deki OFDM işareti bir spektrum analizörde incelenecek olsaydı, bu işareti oluşturan her bir alt-taşıyıcı için frekans ekseninde bir bileşen görülecekti. Şekil 2.5'te dikgen alt-taşıyıcıların frekans bölgesinde simgesel gösterimi verilmektedir.

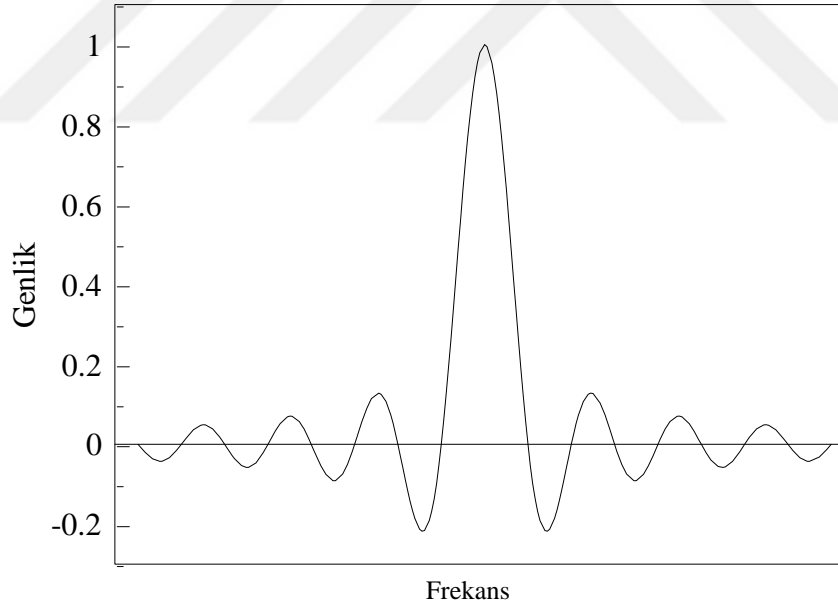


Şekil 2.4 OFDM İşaretinin Zaman Bölgesinde Oluşumu.

Her bir alt-taşıyıcı frekans bölgesinde, Şekil 2.6'daki gibi bir spektruma sahiptir. Merkezde dar bir ana lob, sağında ve solunda ise genlikleri gittikçe azalan yan loblar görülmektedir.

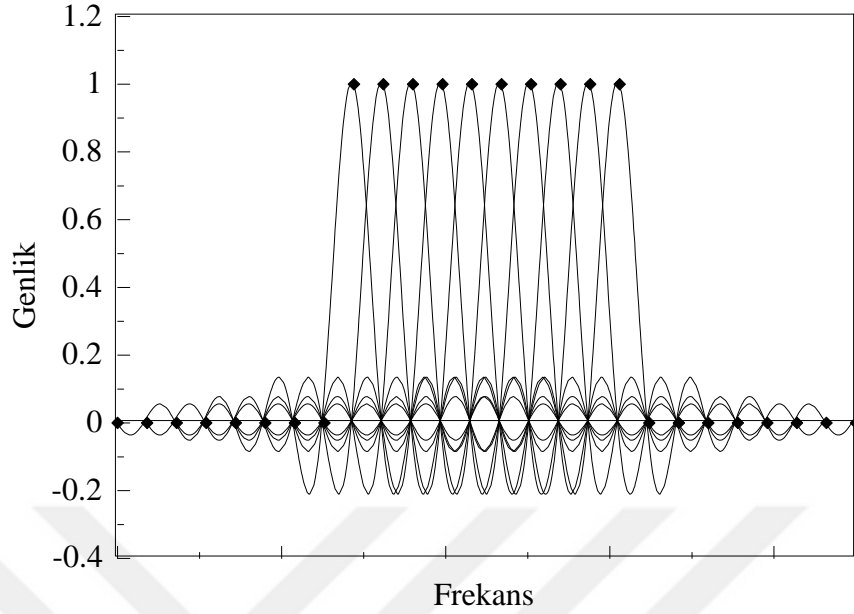


Şekil 2.5 Alt-Taşıyıcıların Frekans Bölgesinde Simgesel Gösterimi.



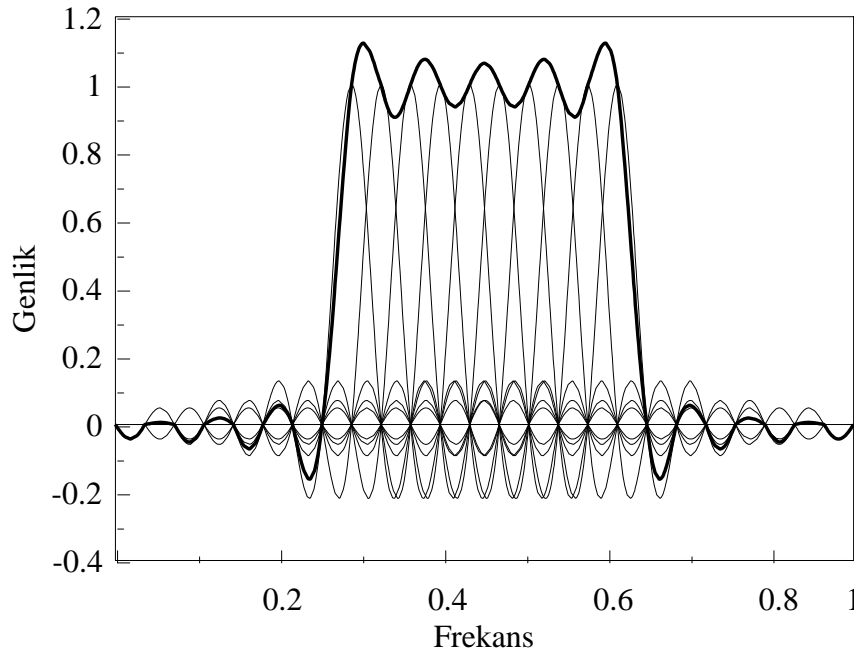
Şekil 2.6 Bir Alt-Taşıyıcının Spektrumu.

Her bir alt-taşıyıcının spektrumunun tepe değeri, Şekil 2.7'de görüldüğü gibi, diğer alt-taşıyıcıların spektrumundaki sıfırlara denk gelmektedir. Eğer alıcıda örnekleme anları bu noktalara karşı düşürülebilirse, ICI engellenmiş olur.



Şekil 2.7 Dikgen Alt-Taşıyıcılar ve İdeal Örnekleme Noktaları.

Sonuçta, 10 adet dikgen alt-taşıyıcıdan oluşan OFDM işaretinin spektrumu Şekil 2.8’de görülmektedir. Kalın çizgi ile gösterilen toplam spektrum, her bir alt-taşıyıcı spektrumunun maksimum olduğu noktalardan geçmektedir. Bu noktalar aynı zamanda diğer alt-taşıyıcı spektrumlarının sıfır olduğu noktalara karşı düşmektedir.



Şekil 2.8 OFDM İşaretinin Spektrumu.

OFDM işareti N adet alt-taşıyıcı tarafından oluşturulmaktadır. Her iki alt-taşıyıcı arasındaki frekans farkı Δf olmak üzere, OFDM işaretinin kaplayacağı bant genişliği,

$$B_{OFDM} = N \cdot \Delta f \quad (2.4)$$

olacaktır. Dikgenlik şartının sağlanabilmesi için, bu alt-taşıyıcıların başlangıç fazlarının aynı olması yanında, frekanslarının da birbirlerinin tam katları olması gerekmektedir. Her bir alt-taşıyıcı için, diğer alt-taşıyıcılarla eş fazlı ve hassas bir osilatör gereksinimi düşünüldüğünde, vericide ve alıcıda birer büyük osilatör bankasına ihtiyaç olduğu anlaşılmaktadır. Bu durum, verici ve alıcının yapısını karmaşıklaştırırken, beraberinde başka problemler de getirmektedir. Alt-taşıyıcılar arasında eş fazlılığın sağlanması ve frekansların tam olarak tutturulması bu problemlerin başlıcalarıdır. Bunlardan kurtulmak için kullanılacak en uygun yöntem FFT'dir. Uygulamada, DFT'nin işlem karmaşıklığından kurtulmak için FFT kullanılır.

Bazı büyüklükler farklı simgelerle gösterilmelerine karşın, değerleri aynıdır. Hiperlan/2'de CP süresi olarak adlandırılan büyüklük iletim denetimi protokolü (Transmission Control Protocol, TCP) ile gösterilirken, 802.11a standardında güvenlik aralığı (Guard Interval, GI) süresi olarak adlandırılmakta ve TGI ile gösterilmektedir. Her iki standart için bu büyüklük aynı değeri alırken, 802.11a standardından farklı olarak, Hiperlan/2 için bunun bir seçimlik değeri de vardır. Benzer şekilde, Hiperlan/2'de faydalı simge süresi olarak adlandırılan büyüklük TU ile gösterilirken, 802.11a'da Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (IFFT) /FFT periyodu olarak adlandırılmakta ve TFFT ile gösterilmektedir. Hiperlan/2'de TS ile gösterilen simge süresi 802.11a'da TSYM ile gösterilmektedir.

Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarında, sistemin zamana bağlı temel parametreleri Tablo 2.1'de verilmektedir.

Tablo 2.1. Hiperlan/2 ve 802.11a için Zamana Bağlı Temel Parametreler.

Parametre	Değeri	
Örnekleme hızı, f_s	20 MHz	
Örnekleme periyodu, T_s	50 ns	
Faydalı simge süresi, T_U	$64 * T_s = 3.2 \mu s$	
Çevrimsel önek süresi, T_{CP}	$16 * T_s = 0.8 \mu s$ (Zorunlu)	$8 * T_s = 0.4 \mu s$ (Seçimlik)
Simge süresi, $T_{SYM} = T_U + T_{CP}$	$80 * T_s = 4 \mu s$	$72 * T_s = 3.6 \mu s$
Veri alt-taşıyıcı sayısı, N_{SD}	48	
Pilot alt-taşıyıcı sayısı, N_{SP}	4	
Toplam alt-taşıyıcı sayısı, $N_{ST} = N_{SD} + N_{SP}$	52	
Alt-taşıyıcı aralığı, $\Delta f = 1/T_U$	0.3125 MHz	
En uzak iki alt-taşıyıcı aralığı, $N_{ST} * \Delta f$	16.250 MHz	

2.2. OFDM İşaretinin Üretilmesi

OFDM işareti birçok sinüzoidal işaretin toplamından oluşmaktadır. Her bir sinüzoidal işaret bir alt-taşıyıcıya karşı düşmektedir. Dolayısıyla her bir alt-taşıyıcı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$S(t) = A_c(t)(e^{j[2\pi f_c t + \phi_c(t)]}) \quad (2.5)$$

Burada $A_c(t)$, alt-taşıyıcının zamanla değişen genliğini ve $\phi_c(t)$ alt-taşıyıcının zamanla değişen fazını göstermektedir. f_c ise alt-taşıyıcı frekansıdır. Bu ifade karmaşık olduğundan gerçel ve sanal bileşenlere sahiptir. Alt-taşıyıcı işareti bu ifadenin gerçel kısmından oluşmaktadır. OFDM işaretinin N adet sinüzoidal işaretin toplamından oluştuğu noktasından hareketle,

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t) e^{j[2\pi f_n t + \phi_n(t)]} \quad (2.6)$$

yazılabilir. Toplam ifadesinin önündeki $1/N$ birim güç elde etmek amacıyla kullanılmaktadır. Burada,

$$f_n = f_0 + n\Delta f \quad (2.7)$$

olarak elde edilir. Elde edilen bu işaret, OFDM işaretinin sürekli biçimidir. İşareti oluşturan her bir alt-taşıyıcının genlik ve fazının bir simge süresince değişmediği göz önüne alınacak olursa,

$$\begin{aligned} A_n(t) &= A_n \\ \phi_n(t) &= \phi_n \end{aligned} \quad (2.8)$$

şeklinde yazılabilir. Elde edilen sürekli işaret, örnekleme frekansı $f_s = 1/T_s$ ile örneklendiğinden,

$$S_s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j[2\pi(f_0 + n\Delta f)kT_s + \phi_n]} , \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.9)$$

elde edilir. Bir simge süresince işareti ifade etmek için sürekli işaretten N adet örnek alınmaktadır. Dolayısıyla simge süresi,

$$T_{SYM} = NT_s \quad (2.10)$$

olacaktır. $f_0 = 0$ alınır, örneklenmiş işaret için,

$$S_s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j2\pi n\Delta f kT_s} \quad (2.11)$$

yazılabilir. Eğer,

$$\Delta f = \frac{1}{NT_s} \quad (2.12)$$

olacak şekilde seçilirse, örneklenmiş işaret

$$S_s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j2\pi nk/N} \quad (2.13)$$

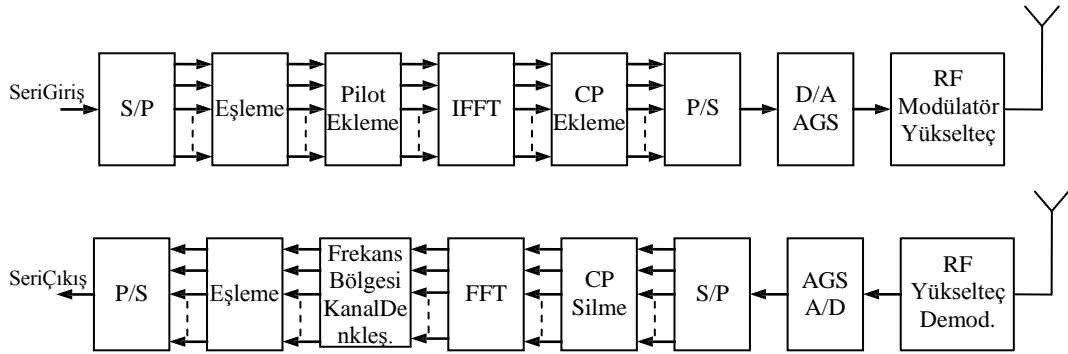
haline gelir. Bu son denklem dikkatle incelenecek olursa, bunun N elemanlı ve elemanları $A_n e^{j\phi_n}$ olan bir dizinin ters ayırık Fourier analizi (Inverse DFT, IDFT) olduğu görülecektir. Yani, gönderilecek veriler $A_n e^{j\phi_n}$ şeklinde kodlanırsa modülasyon işlemi IDFT ile gerçekleştirilebilir. Bu aynı zamanda, demodülasyon işleminin de DFT ile gerçekleştirilebileceği anlamına gelmektedir. DFT'nin N^2 mertebesindeki işlem karmaşıklığı da, FFT kullanılarak $N \log_2 N$ düzeyine indirilebilir.

Modülasyon ve demodülasyonun FFT kullanılarak gerçekleştirilebileceği görüldükten sonra sistemin işleyişine geçilebilir. Şekil 2.9'da OFDM sisteminin blok şeması görülmektedir.

OFDM sisteminde gönderilecek işaret frekans bölgesinde tanımlanmaktadır. Serpiştirici çıkışından seri olarak gelen veriye ait bitler, seri/paralel dönüştürücü ile veri alt-taşıyıcı sayısı kadar, yani $NSD = 48$ hatta ayrılır. Bir OFDM simgesi için, her bir hattan gelen bit sayısı istenilen veri hızına bağlı olmak üzere, ikili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK) için 1, karesel faz kaydırmalı anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) için 2, 16 QAM için 4 ve 64 QAM için 6 olarak belirlenir. Eşleme bloğu çıkışında alt-taşıyıcılara yüklenecek karmaşık veri dizisi elde edilir. K_{MOD} katsayısı, bütün alt-taşıyıcı modülasyon türleri için aynı ortalama gücü sağlama amacıyla kullanılmaktadır. Ortaya çıkan karmaşık veri normalizasyon katsayısı K_{MOD} ile çarpılarak,

$$D_n = (A_n + jB_n) * K_{MOD} \quad (2.14)$$

ile gösterilecek olursa, gerçel ve sanal kısımları BPSK durumunda $A_n = \pm 1$, $B_n = 0$, QPSK durumunda $A_n = \pm 1$, $B_n = \pm 1$, 16 QAM durumunda $A_n = \pm 1, \pm 3$, $B_n = \pm 1, \pm 3$ ve 64 QAM durumunda $A_n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$, $B_n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ olacaktır.



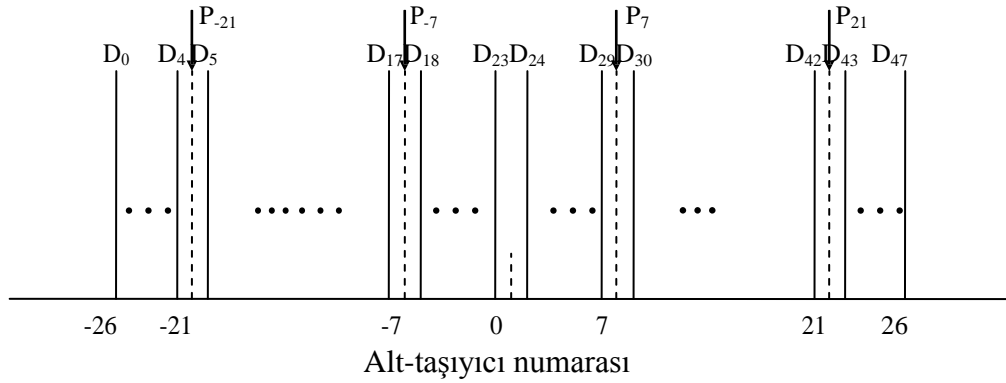
Şekil 2.9 OFDM Sisteminin Blok Şeması.

Daha sonra, alıcıda evre uyumlu işaret algılamayı ve kanal takibini sağlamak amacıyla 4 adet pilot alt-taşıyıcısı eklenir. Pilot alt-taşıyıcıları Şekil 2.10’da görüldüğü gibi -21, -7, 7 ve 21 numaralı alt-taşıyıcılardır. Pilot alt-taşıyıcılarına sırasıyla $P_{-21} = 1$, $P_{-7} = 1$, $P_7 = 1$ ve $P_{21} = -1$ yüklenmektedir. Yani BPSK modülasyona tabi tutulmaktadır. Bütün OFDM simgeleri içerisindeki pilotlar aynı değildir.

Pilotların polariteleri 127 elemanlı bir PN dizisi ile kontrol edilir. Bu dizi aşağıda verilmektedir [44].

$$P_{0...126} = \{1,1,1,1, -1,-1,-1,1, -1,-1,-1,-1, 1,1,-1,1, -1,-1,1,1, -1,1,1,-1, 1,1,1,1, 1,1,-1,1, 1,1,-1,1, 1,1,-1,1, -1,-1,-1,1, -1,1,-1,-1, 1,-1,-1,1, 1,1,1,1, -1,-1,1,1, -1,-1,1,-1, 1,-1,1,1, -1,1,-1,-1, 1,-1,1,1, 1,1,-1,1, -1,1,-1,-1, -1,1,-1,1, 1,-1,1,-1, -1,1,1,-1, -1,1,1,1, -1,-1,-1,-1, -1,-1,-1\}$$

OFDM simgeleri içerisindeki pilotların polaritesi bu dizinin ilgili elemanı ile çarpılarak değiştirilmektedir. Dolayısıyla, iki farklı pilot seti vardır. Pilot alt-taşıyıcılarına ya $\{1,1,1,-1\}$ ya da $\{-1,-1,-1,1\}$ yüklenmektedir. Bir başka deyişle, pilot taşıyıcılarının fazı 180° döndürülmektedir. Pilotlar da eklendikten sonra artık IFFT işlemi ile modülasyon gerçekleştirilebilir. Veri için 48 alt-taşıyıcı, pilotlar için 4 alt-taşıyıcı kullanılmaktadır. DC bileşen, bandın başında ve sonunda 11 olmak üzere toplam 12 alt-taşıyıcı boş bırakılmaktadır. Dolayısıyla 64 noktalı IFFT kullanılması gerekmektedir.

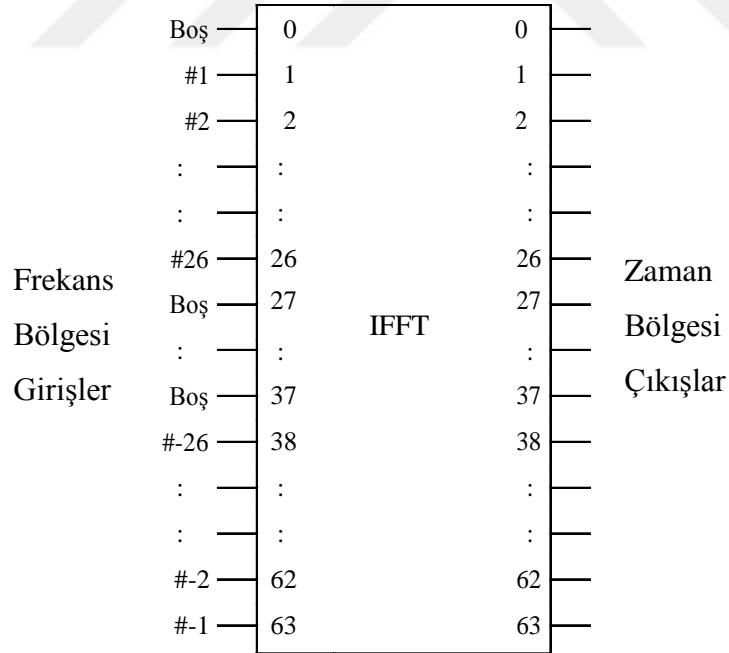


Şekil 2.10 Alt-Taşıyıcıların Frekans Bandında Yerleşimi.

IFFT bloğu çıkışında elde edilecek işaret,

$$d_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi nk/n}, \quad k = 0,1,2, \dots, N-1 \quad (2.15)$$

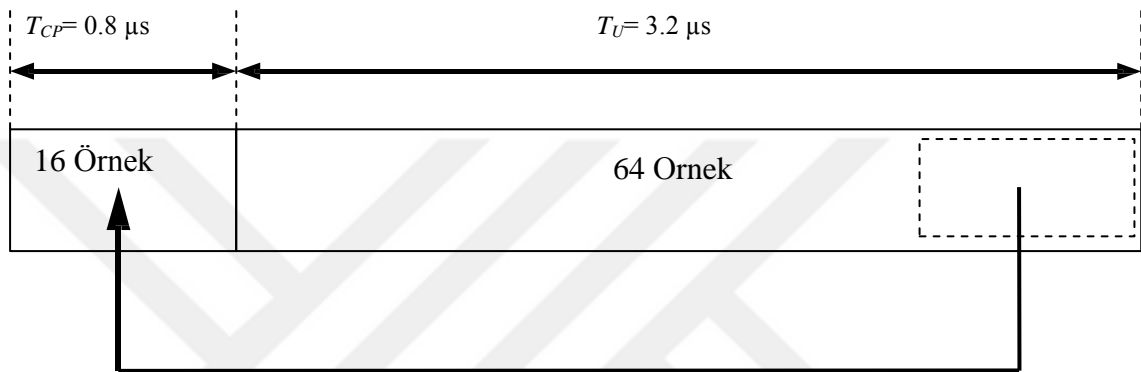
şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 2.11 IFFT Giriş ve Çıkışları.

Burada N , IFFT işleminin kaç noktalı gerçekleştirildiğini göstermektedir. IFFT girişleri Şekil 2.11'de görüldüğü gibi, 0 numaralı girişe DC bileşene karşılık geldiği için sıfır, 1-26 numaralı girişlere D_1 - D_{26} katsayıları, 27-37 numaralı girişlere sıfır ve son olarak da

38-63 numaralı girişlere D-26-D-1 katsayıları girilmiştir. IFFT çıkışında 64 adet zaman bölgesi örneği elde edilmiş olur. Bu 64 örnek OFDM simgesinin faydalı kısmını oluşturmaktadır. Bir OFDM simgesi 80 örnekten oluşmaktadır. Geri kalan 16 örnek ise, faydalı kısmın son 16 örneğinin kopyalanması ile oluşturulur ve simgenin başına eklenir. Bu eklenen kısım CP olarak adlandırılır. Şekil 2.12’de çevrimsel önekli OFDM simgesi görülmektedir. 80 örneklilik bir OFDM simgesinin süresi $4 \mu\text{s}$ ’dir.

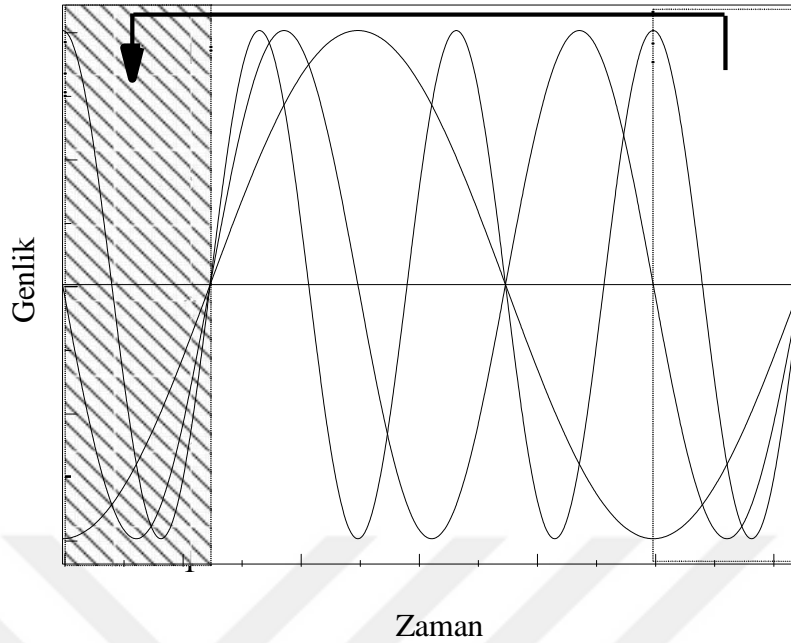


Şekil 2.12 Bir OFDM Simgesi.

2.3. Çevrimsel Önek

Çok yollu yayılımın bir sonucu olarak, alıcıya ilk ulaşan simgeler ile gecikerek ulaşan simgeler birbirine karışmakta ve ISI meydana gelmektedir. Buna bağlı olarak sistem başarımı düşmektedir. ISI’yı ortadan kaldırmak için, en az kanalın gecikme yayılması süresi kadar bir süreye sahip CP kullanılmaktadır. Kullanılan CP, OFDM simgesinin faydalı kısmının sonundaki 16 örnekten oluşturulmaktadır. Bunun nedeni, alt-taşıyıcılar arasında dikgenliği koruyarak alt-taşıyıcılar arası girişim oluşmasını önlemektir. Şekil 2.13’de görüldüğü gibi, CP simgenin sonundan alınarak baş tarafa eklendiğinde dikgenlik bozulmamakta ve dolayısıyla ISI meydana gelmemektedir. Eğer CP kısmı boş bırakılacak olursa dikgenlik bozulacağı için ISI kaçınılmaz olur.

CP süresi, beklenen kanal gecikme yayılması süresinden daha uzun seçilir. Hiperlan/2 ve 802.11a standartlarında bu süre 800 ns olarak belirlenmiştir. Hiperlan/2 standardında, kanal gecikme yayılmasının daha düşük olduğu bina içi ortamlarda 400 ns değeri seçilir. Eğer kanal gecikme yayılması CP süresini aşacak olursa, ISI kaçınılmaz olur.



Şekil 2.13 Alt-Taşıyıcılar ve Çevrimsel Önek.

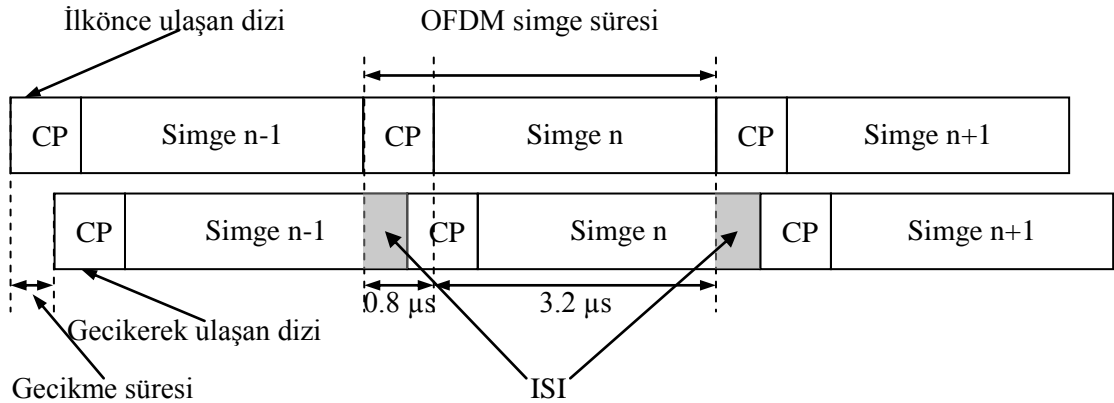
Şekil 2.13’de görüldüğü gibi, bir OFDM çerçevesi içinde pek çok OFDM simgesi yer almaktadır. Çok yollu yayılım durumunda CP’nin girişimi nasıl önlediğini görebilmek için, ilk önce ulaşan veri dizisi ile birlikte daha uzun bir yol katettiği için gecikerek gelen veri dizisini incelemek gerekir. Bunun için Şekil 2.14’deki $(n-1)$, n ve $(n+1)$ simgelerine yakından bakılmalıdır.

····	CP	Simge n-2	CP	Simge n-1	CP	Simge n	CP	Simge n+1	CP	Simge n+2	CP	····
------	----	-----------	----	-----------	----	---------	----	-----------	----	-----------	----	------

Şekil 2.14 Çerçeve İçerisinde OFDM Simgeleri.

Şekil 2.15’de görüldüğü gibi, iki yoldan gelen işaretler göz önüne alındığında, gecikmeden dolayı $(n-1)$. simgenin sonu ile n . simgenin başlangıcı birbirine girişmektedir. Aynı şekilde n . simgenin sonu ile $(n+1)$. simgenin başlangıcı da birbirine girişmektedir. Girişim miktarı veya gecikme süresi CP süresini geçmediği için, CP atıldığında veri kaybı olmadan girişimi ortadan kaldırmak mümkün olmaktadır.

Eğer gecikme süresi CP süresinden büyük olsaydı, CP atıldığında ISI tamamen ortadan kaldırılamazdı.



Şekil 2.15 Çevrimsel Önek Yardımıyla Girişimin Önlenmesi.

Basit frekans alanı denkleştirme, FFT teknikleri ve çok kullanıcılı frekans çeşitliliği ile verimlilik gibi avantajları OFDM'i birçok kablosuz sistem için çekici bir teknoloji haline getirdiği belirtilmiştir. Öte yandan OFDM'nin; yüksek yan loblar, taşıyıcı frekans kayması (CFO) duyarlılığı, CP yüksek PAPR gibi bazı önemli eksiklikleri bulunmaktadır [21].

Literatürde CP kullanımına yönelik çeşitli alternatifler üzerine çalışılmıştır. Bir CP iletim enerjisini azaltırken kanalın dairesel bir konvolüsyonunu elde eder. Alternatiflerden biri, semboller arasındaki sıfır dolgu (ZP) 'dir. Diğer bir yöntem ISI azaltımı için her bir sembolün ucunda (veya kuyruğunda) sabit bir dizi, yani UW üretmektir. UW önceden tanımlanmış ve deterministik olduğundan, kanalın dairesel konvolüsyonu korunur [22].

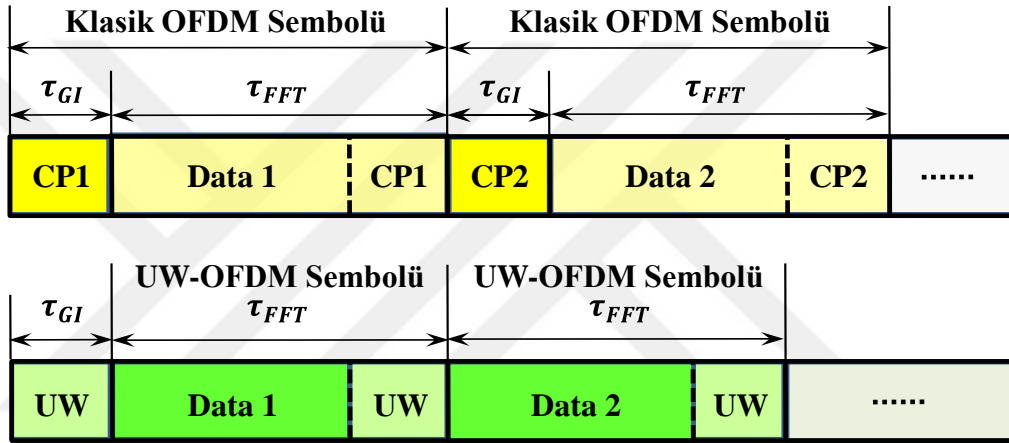
2.4. Diğer OFDM Teknikleri

2.4.1. Benzersiz Kelime Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (UW-OFDM)

Benzersiz kelime OFDM yönteminde, CP-OFDM tekniğindeki gibi rasgele bir dizi olan CP yerine rasgele olmayan unique-word dizileri kullanılmaktadır. UW dizileri bilinen diziler olduğundan dolayı, zaman-frekans hizalaması ve kanal kestirimi amacıyla kullanılabilir. CP-OFDM tekniğine kıyasla, UW-OFDM yönteminde bant dışı yayılım daha azdır. Fakat, UW-OFDM yönteminde hesaplama karmaşıklığı daha fazladır [23].

Bir UW ve bir CP tabanlı OFDM sistemi arasındaki bazı temel farklar şöyle belirtilebilir:

- UW, DFT aralığının içinde CP ise DFT aralığının dışında kalmaktadır.
- CP, iletilen verilere dayanmaktadır. OFDM veri sembolü simgeden sembole geçtiği için CP'nin rasgele olduğu gözlemlenmiştir.
- UW deterministiktir ve bu nedenle tüm OFDM sembolleri için aynıdır [24].



Şekil 2.16 UW ve CP Karşılaştırması.

CP-OFDM'de korunan alt taşıyıcılar arasındaki diklik UW-OFDM sisteminde kaybolacak ve daha karmaşık alıcı tasarlanacaktır. Farklı yönlerden OFDM tabanlı dalga formlarının spektral verimliliğini artırma çabalarına rağmen, OFDM temelli dalga formlarının hiçbiri maksimum spektral verimliliği sağlayamaz [25].

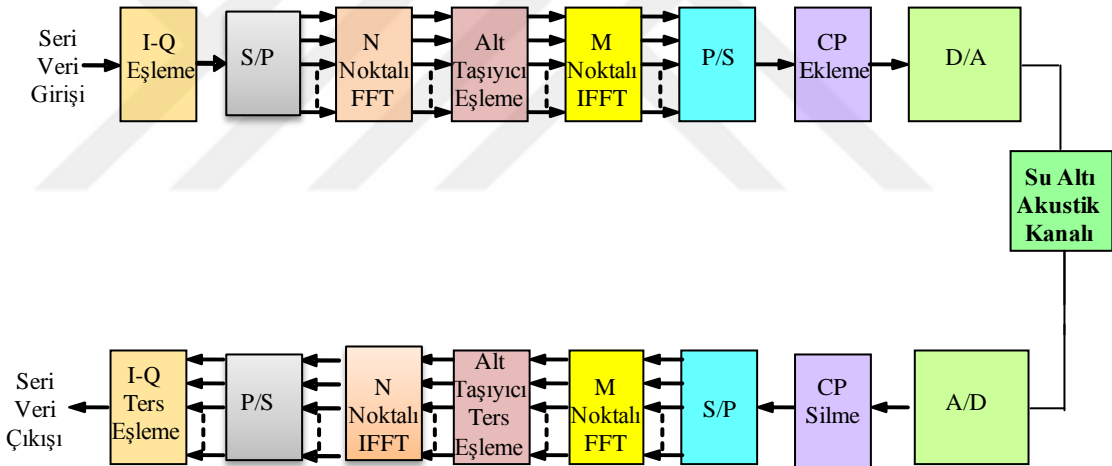
2.4.2. Sıfır Sonlu Ayrık Fourier Dönüşümü Yayılımlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ZT DFT-S OFDM)

Sıfır Sonlu DFT Yayılımlı OFDM yönteminde, tek taşıyıcılı dalga şekillerinden biri olan CP DFT-S OFDM tekniğinden farklı olarak sabit uzunluklu CP yerine iletişim kanalına uygun olarak verici tarafında DFT işleminden önce uzunluğu ayarlanabilir sıfır simgeleri (zero-tail, ZT) kullanılmaktadır. Böylece bant dışı yayılım düşürülmekte ve spektral verimlilik artırılmaktadır. ZT DFT-S OFDM yönteminin 5G hücreli iletişim sistemleri adaylarından biri olabileceği düşünülmektedir. Fakat bu yöntemde,

yüksek ISI değerleri ile baş edilmesi gerekmektedir [23].

ZT DFT-S-OFDM'de, veri sembollerine sıfır simgeleri eklenir ve daha sonra alt taşıyıcı eşleme ve IFFT'e girmeden önce DFT işleme tabi tutulur. Sıfır örneklerin eklenmesi, üretilen zaman simgesinde ZT olarak adlandırılan düşük güç kuyruğuna yol açar. Bu tür ZT, OFDM'nin yerini alır ve başında eklenmek yerine zaman simgesinin kendisinin bir parçasıdır. Şekil 2.17 ZT DFT-S OFDM sisteminin blok şeması gösterilmektedir.

ZT süresi, DFT öncesi sıfırların uzunluğunu değiştirmek suretiyle değiştirilebilir; bu, sistem numerolojisinde sabit kodlamadan ziyade, kanalın gecikme yayılımıyla baş etmek için gereken yükü dinamik olarak ayarlamayı mümkün kılar. Dahası, ZT DFT-S-OFDM, OFDM'den çok daha düşük bant dışı yayılımına sahiptir ve böylece komşu bantlar üzerinden ileten asenkron cihazların birlikteliğini artırır.



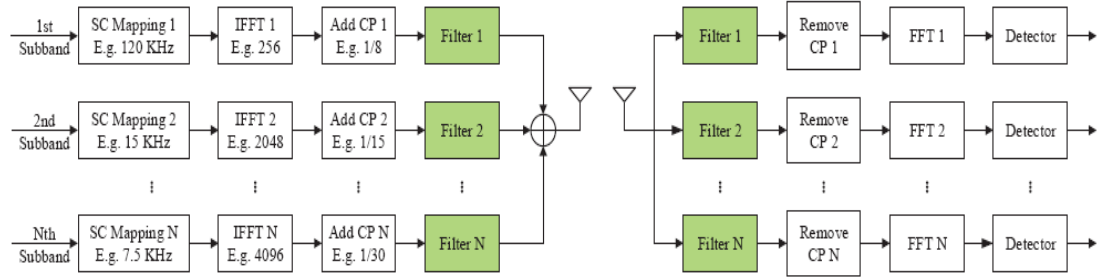
Şekil 2.17 ZT DFT-S OFDM Sisteminin Blok Şeması [25].

2.4.3. Süzmeli Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (F-OFDM)

Süzmeli OFDM yönteminde (F-OFDM), kullanıcı ve uygulamalar için farklı sayıdaki alt taşıyıcılar gruplandırılarak alt bantlar oluşturmaktadır. Bu alt bantlar temel alınarak uygun IFFT ve CP ekleden sonra filtreleme işlemleri yapılmaktadır. Süzgeç tasarımları bant dışı yayılımı azaltmak için tasarlanmaktadır. Ama bu yüzden alt bantlar arası dikgenlik bozulmaktadır ve farklı kullanıcılar için ICI oluşabilmektedir.

Klasik OFDM, sağlanan bant genişliği boyunca uygulanır. Buna karşılık F-OFDM'de,

bant genişliği birkaç alt bantlara bölünür ve farklı servis türleri en uygun dalga formu ve numerolojiyle farklı alt bantlar halinde yerleştirilir, böylece daha iyi bir spektrum kullanımı elde edilir. Şekil 2.18’de F-OFDM’in verici ve alıcı yapısı gösterilmektedir. F-OFDM, klasik OFDM şemasına göre yüzde 46’lık bir verim artışı sağlar.



Şekil 2.18 F-OFDM'in Verici ve Alıcı Yapısı [16].

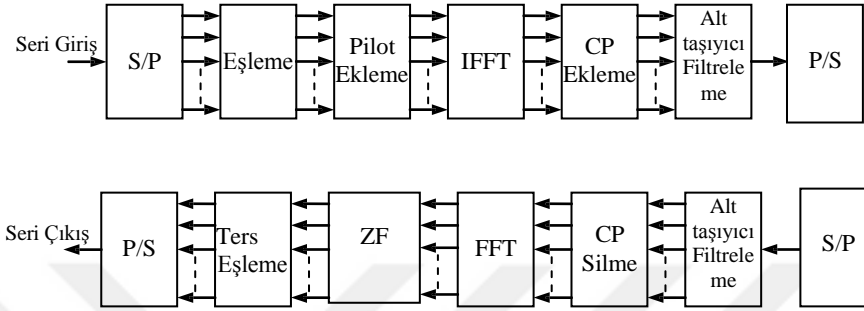
2.4.4. Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama (GFDM)

Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama yönteminde (GFDM), zaman bloğu daha kısa simgelere ayrılmakta ve dolayısıyla daha geniş bant alt taşıyıcılardan oluşmaktadır. Her alt simge için filtre kullanılır bu yüzden GFDM bloklarının başına CP eklenmektedir. Böylece OOB de bir miktar azaltılabilmektedir. GFDM yöntemindeki filtreleme, her alt taşıyıcı için ayrı ayrı yapılmaktadır. Alt taşıyıcılar filtre edilmeden önce bant genişlikleri arttırılmaktadır ve böylece düşük gecikme süreleri elde edilebilmektedir. GFDM tekniğinde dikgenlik olmadığından ICI oluşmaktadır. ICI'nin azaltılabilmesi için de hesaplama işlemlerinin artırılması gerekmektedir. Bu hesaplamalar karmaşıklığı da arttırmaktadır [27].

2.4.5. Pencerelemiş Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (W-OFDM)

Frekans alanı filtrelemesi yerine dikdörtgen olmayan pencereler / darbeler, sembol kenarlarındaki geçişin düzeltilmesi için zaman alanına da uygulanabilir, bundan dolayı OOB de azalır. Zaman alanı pencereleri veya prototip filtreleri, spektrum sınırlamasını iyileştirmek için esnek bir şekilde tasarlanabilir. Hamming, Hanning ve Blackman gibi pencere işlevlerinin bazı yaygın tasarımları mevcuttur. İndirgenmiş yan lob, aynı zamanda, frekans veya zaman hatalarının neden olduğu azaltılmış girişim nedeniyle

asenكرون iletimini kolaylastirir. W-OFDM'nin mimarisi F-OFDM ile aynidir ve Şekil 2.19'da gösterilmektedir. Ancak alt taşıyıcı filtre bloğunun zaman domeni pencereleme ile değiştirilmesi gerekmektedir [28].

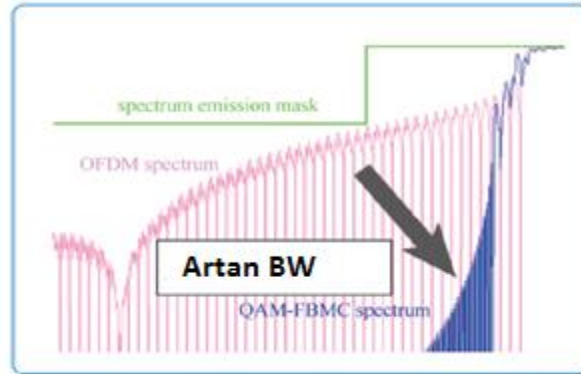


Şekil 2.19 W-OFDM Yapısı.

2.4.6. Süzgeç Kümeli Çok Taşıyıcılı Sistem (FBMC)

Süzgeç kümeli çok taşıyıcılı sistemler (FBMC), verici ve alıcı tarafında bir filtre bankasından oluşur. Bu filtreler, bir prototip filtrenin frekans ve faz kaydırılmış halidir. Bu yöntemde, her alt taşıyıcı için ayrı ayrı süzgeç kullanımı yapılır ve bu süzgeç yapıları dikgen değildir. Prototip filtre ise, iki sembolü bant dışına yayılacak şekilde oluşturan FBMC sisteminin temelidir. Prototip filtre alt taşıyıcıları arasında ki bant dışı yayılımın düşük olması için tasarlanmıştır. Filtre bankası çok taşıyıcılı sistemler, gelişmiş prototip filtre tasarımı kullanılarak CP' i kaldırılabilir ve alt taşıyıcılar zaman ve frekansta daha iyi lokalize edilebilir [28].

Maksimum spektral etkinlik elde etmek için literatürde OFDM için OQAM (Ofset QAM) önerilmiştir. Komşu alt taşıyıcılar arasındaki spektrum sınırlaması ve diklik özelliklerini göz önüne alan OQAM-FBMC, CP yükü olmaksızın CP-OFDM ile karşılaştırılabilir olmasını sağlarken, koruma bandı yükünün azaltılması sayesinde; Şekil 2.20'de gösterildiği gibi sınırlandırılmış spektrum mevcuttur [25].



Şekil 2.20 Bir QAM-FBMC Sembolü Oluşturma.

Kanal etkilerine karşı sinyalin güçlü olması da bir avantajdır. Örneğin, zaman ayarlı kanallar için dikdörtgen filtreler tercih edilirken, yükseltilmiş kosinüs filtreleri frekans dağılımına karşı daha sağlamdır. Kanalın çeşitli etkileriyle baş edebilmek ve farklı senaryolara dayanan güvenilir bir sistem tasarımı sağlamak için farklı birçok darbe şekillendirme filtresi de araştırılmaktadır. FBMC'nin tüm avantajlarına rağmen, büyük sembol süreleriyle sonuçlanan önemli ölçüde filtre uzunlukları, sadece düşük gecikme uygulamalarında kullanılması, aynı zamanda MIMO saptaması için aşırı bir hesaplama karmaşıklığı da ortaya çıkarmaktadır. Kanal tutarlılığı bant genişliği, alt taşıyıcı bant genişliğinin altına düşeceğinden, bu 5G'nin tüm ana uygulamalarında problem anlamına gelir [29].

2.4.7. Genelgeçer Süzmeli Çok Taşıyıcılı Sistem (UFMC)

Genelgeçer Süzmeli Çoklu Taşıyıcı yönteminde (UFMC), alt taşıyıcılar gruplandırılarak alt bantlar oluşturulmakta ve bu alt bantlara aynı ya da farklı süzgeçler uygulanmaktadır. Her alt bant için ayrı ayrı IFFT işlemi yapılarak CP yerine alt bantlar için zero-guard (ZG) eklenmektedir. UFMC yönteminde, kullanılan filtreleme sayesinde CP-OFDM tekniğine göre OOB'e daha az ve spektral verimlilik daha yüksektir. Uzun süzgeçlere ihtiyaç olmadığından, gecikme süreleri daha düşüktür. Hesaplama karmaşıklığı açısından FBMC yönteminden daha başarılıyken, CP-OFDM yöntemine göre daha başarısızdır [30].

FBMC tarafından gerçekleştirilen alt taşıyıcı filtreleme işlemi ile karşılaştırıldığında, filtrelenmiş sembol süresini azaltarak ve döngüsel olarak daha iyi performans göstererek IoT senaryolarındaki verimliliği arttırmayı amaçlamaktadır. Öte yandan UFMC,

avantajlarını korurken FBMC'nin sorunlarını çözmeyi hedefleyerek, FFT uzunluğu, verici ve alıcı işlemlerinde karmaşıklık sorunlarını ortaya çıkarmaktadır[29].

Şekil 2.21'de OFDM sistemlerinin alıcı ve verici yapılarında uygulanan işlemler gösterilmektedir.

	Zero-Tail	DFT	OFDM Bireşimi	CP / ZG / UW	Süzgeçleme
CP-OFDM			IFFT	CP	
SC-FDM		M noktalı DFT	N noktalı IFFT	CP	
ZT DFT-s OFDM	✓	M noktalı DFT	N noktalı IFFT		
UW-OFDM			IFFT	Unique-Word	
FBMC			IFFT		Alt taşıyıcı süzgeçleme
UFMC			Her alt bant için ayrı IFFT	Her alt bant için ayrı Zero-Guard	Alt bant süzgeçleme
f-OFDM			Her alt bant için farklı uzunlukta IFFT	Her alt bant için farklı uzunlukta CP	Farklı uzunluklarda alt bant süzgeçleme
GFDM			GFDM kipleiyici	CP	

(a)

	Diğer İşlemler	IDFT	Denkleştirme	FFT	CP Çıkarma	Süzgeçleme
CP-OFDM			✓	FFT	✓	
SC-FDM		M noktalı IDFT	✓	N noktalı FFT	✓	
ZT DFT-s OFDM	Sıfır ayırma	M noktalı IDFT	✓	N noktalı FFT		
UW-OFDM	UW çıkarma		✓	FFT		
FBMC			✓	FFT		✓
UFMC			✓	2N noktalı FFT		
f-OFDM			✓	FFT	✓	✓
GFDM	GFDM kipçözücü		✓		✓	

(b)

Şekil 2.21 OFDM Sistemlerinin a) Alıcı ve b) Verici Yapıları [31].

5G için şu ana kadarki anlatılan sistemler Tablo 2.2'de karşılaştırılmaktadır.

Tablo 2.2 OFDM Tekniklerinin Karşılaştırılması [31].

	CP-OFDM	ZT DFT-S OFDM	UW-OFDM	FBMC	UFMC	F-OFDM	GFDM
OOBE	Yüksek	Düşük	Düşük	Çok Düşük	Düşük	Düşük	Düşük
ISI ve ICI	Yok	ISI	Yok	Yok	Yok	ICI	ICI
PAPR	İyi Değil	İyi	İyi Değil	İyi Değil	İyi Değil	İyi Değil	İyi
Hesaplama Karmaşıklığı	Düşük	Düşük	Yüksek	Yüksek	Yüksek	Yüksek	Yüksek
MIMO Uyumluluğu	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi

Tablo 2.2'ye bakıldığında; Klasik OFDM yani CP-OFDM sisteminin en yüksek OOBE değerine sahip olduğu görülmektedir. Bunun aksine CP-OFDM 'in ISI ve ICI bakımından ZT DFT-S OFDM, F-OFDM ve GFDM sistemine göre daha iyi olduğu görülmektedir. GFDM tekniğinde dikgenlik olmadığından dolayı ISI oluşmaktadır. FBMC'de ise CP kullanılmadığı için ISI meydana gelmektedir. PAPR açısından bakıldığında en iyi iki sistemin ZT DFT-S OFDM ve GFDM sistemleri olduğu görülmektedir. FBMC sistemlerinde süzgeç uzunluklarından dolayı hesaplama karmaşıklığı görülmektedir ancak CP-OFDM sisteminde hesaplama karmaşıklığı düşüktür. Filtrelerin simge uzunluğundan dolayı MIMO FBMC'nin uyumluluğu diğer yöntemlere göre daha kötüdür.

OFDM; dezavantajlarına rağmen Wi-Fi, WiMAX ve LTE / LTEA gibi birçok kablosuz standartta kabul görmüştür. Yüksek dereceli MIMO ve aşırı MIMO gibi gelişmiş çoklu anten teknolojileri ile kolay entegrasyon sağlamaktadır. OFDM'nin avantaj ve dezavantajlarının çoğunluğu modülasyon ve dalga şeklinden kaynaklanmaktadır. Yüksek OOBE OFDM sembollerinin dikdörtgen darbe şekli kullanılması nedeniyle OFDM sistemlerinde önemli bir sorundur. Frekans domeninde, alt taşıyıcılar sinüs fonksiyonu ile şekillendirilir ve yan loblarının eklenmesi ile komşu kanallarda sızıntılar meydana gelir. Örneğin yükseltilmiş filtreler yani Kosinüs ve Gauss filtreleri bulunmasına rağmen; OFDM, FBMC ve GFDM'den farklı olarak darbe şekillendirmesine izin verilmez ve bu nedenle komşu frekanslarda kullanıcılar için ciddi bir

girişim oluşur. Kullanıcılar arasında yeterli koruma bantları bırakmak pratik bir çözüm olarak düşünülebilir ancak bu spektral kaynakları kullanmanın etkili bir yolu değildir. 5G senaryolarında, çok sayıda eş zamanlı veri kullanıcısı sınırlı bir spektrumda bulunmalıdır. OFDM sembollerinin OOB'E'sini azaltmak için bir zaman domeni pencereleme yaklaşımı önerilmiştir, bu da OFDM sembolleri arasındaki geçişleri daha kolay hale getirebilir ve yüksek frekanslarda sinyal bileşenlerinden kaçınılabilir. Ancak, pencereleme süresi kadar fazladan bir süre sorun olarak kalmıştır.

Çok taşıyıcı iletimin sonucu olarak, zaman domenindeki sinyallerin yapıcı etkilerinden dolayı OFDM sinyalleri PAPR kaçınılmazdır. Mobil kullanıcılar, radyo frekansı (RF) bileşenlerinin doğrusal olmayan etkileri ile karşı karşıya kalmaktadırlar. Bu bileşenler tipik olarak sınırlı bir lineer aralığa sahiptir. Bir sinyalin doğrusal olmayan ölçeklendirilmesi, sinyal bileşenlerinin bir kısmını çeşitli katsayılarla çarpma olarak da ifade edilebilir. Bu, sinyal üzerinde zamanla değişen bir kanal etkisi yapar ve sinyal vericide bir Doppler yayılım etkisine maruz kalır. Sonuç olarak, RF bileşenlerinin doğrusal olmaması sadece kullanıcının bandında değil, aynı zamanda spektral artmadan dolayı komşu frekanslarda ciddi girişimlere yol açabilir. Bundan dolayı OOB'E, sadece dalga şeklinin işlevi değildir. Aynı zamanda pratikte yüksek PAPR'a bağlı olarak ideal dalga biçimi sinyallerinin spektral artması olduğu görülmektedir.

3. BÖLÜM

DALGACIK ANALİZİ

3.1. Dalgacıkların Tarihi ve Evrimi

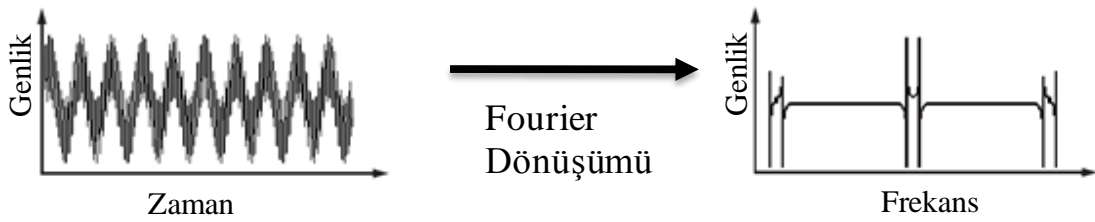
20. yüzyılın başlarında Haar'ın çalışmalarıyla başlayan dalgacıkların gelişimi, birkaç farklı düşünce ile bağlantılıdır. Dalgacık teorisine yapılan önemli katkılar şunlardır: Zweig'in 1975'te sürekli dalgacık analizi keşfi (Koklear Analizi olarak adlandırılır ve kulağın sese tepkisini incelerken keşfedilmiştir), Pierre Goupillaud, Grossmann ve Morlet'in sürekli dalgacık analizi (CWT) olarak bilinen formülleri (1982), Jan-Olov Strömberg'in ayrık dalgacıklar üzerindeki çalışmaları (1983), Daubechies'in kompakt destekli dikey dalgacıkları (1988), Mallat'ın çoklu çözünürlük çerçevesi (1989), Nathalie Delprat'in CWT'nin zaman-frekans yorumlaması (1991), Newland'in harmonik dalgacık analizi (1993) 'dir [32].

Dalgacık analizinden önce problemlerin çoğunun çözümü için Fourier analizi ve kosinüs analizi kullanılmıştır. Durağan olmayan sinyaller (örneğin; müzik, konuşma ve görüntüler) için hem zaman hem de frekansın eş zamanlı lokalizasyonuna duyulan ihtiyaç, Fourier analizi ve kosinüs analizinden dalgacık analizine doğru evrimine yol açmıştır.

3.2. Fourier Analizi

Fourier analizini, Şekil 3.1'de de görülebileceği gibi sinyali zaman alanından bilgiyi frekans alanına dönüştürmek için gerekli matematiksel bir teknik olarak tarif edilmektedir. Şekil 3.1 Fourier analizini göstermektedir.

Sinyalin analizi, sinyali temsil eden bir başka biçimdir. Fourier analizi sinyalin sonsuz bir sinüzoid serisinin toplamı olarak temsil edilebilmesini sağlar. Zamanla değişen bir sinyal için frekans alanındaki tanımlama sinyalin zaman-frekans analiziyle sonuçlanan zaman yönünü içermelidir [33, 34]. Fourier analizinin ciddi bir dezavantajı vardır. Frekans alanına dönüşümde zaman bilgisi kaybolur. Bir sinyalin Fourier analizine bakarken, olayın ne zaman gerçekleştiğini söylemek imkânsızdır. Sinyal özellikleri zamanla değişmezse (örneğin sabit sinyaller), bu dezavantaj çok önemli değildir. Bununla birlikte sinyaller; sapma, eğilimler, ani değişimler ve olayların başlangıcı ve bitişi belli olan durağan veya geçici olmayan birçok özellik içerir. Bu özellikler genellikle sinyalin en önemli parçalarındandır ve Fourier analizi bunları tespit etmek için uygun değildir [43].



Şekil 3.1 Fourier Analizi.

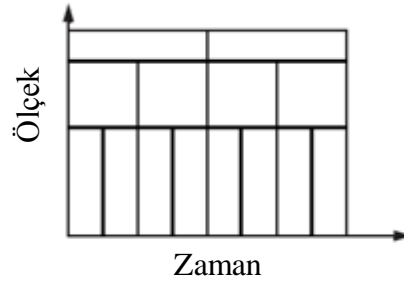
3.3. Dalgacık Analizi

Dalgacık analizi, düşük frekanslı bilgisinin gerekli olduğu uzun zaman aralıklarının ve yüksek frekans bilgisinin gerekli olduğu kısa zaman aralıklarının kullanılmasına izin verir. Dalgacık analizinin temsili Şekil 3.2’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Dalgacık Analizi.

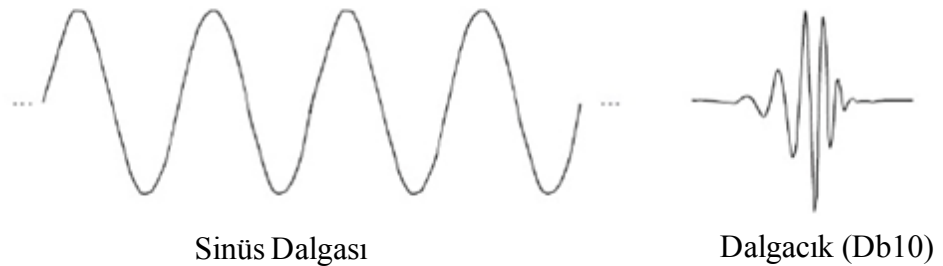
Zaman, frekans ve Gabor dalgacık tabanlı analizin aksine, dalgacık analizi bir zaman-frekans bölgesi kullanmaz, Şekil 3.3'te gösterildiği gibi zaman ölçeğinde bir bölge kullanır [43].



Şekil 3.3 Dalgacık Analizinin Kullanıldığı Bölge.

Bir dalgacık, ortalama sıfır değeri olan sınırlı zaman süresine sahip bir dalga biçimidir. Fourier analizinin temeli olan sinüs dalgaları ile dalgacıklar karşılaştırılırsa, sinüzoidlerin sınırlı süreleri yoktur. Eksi sonsuzdan artı sonsuzluğa kadar uzanırlar. Dalgacıklar düzensiz ve asimetrik olma eğiliminde iken, sinüzoidler pürüzsüz ve öngörülebilirler.

Fourier analizi, çeşitli frekanslarda bir sinyalin sinüs dalgalarına ayrılmasından oluşur. Benzer şekilde dalgacık analizi, bir sinyalin orjinal (veya ana) dalgacıklarının kaymış ve ölçeklenmiş versiyonlarına ayrıştırılmasıdır. Bir sinüs dalgası (Fourier temelli) ve bir dalgacık (dalgacık analizi temelli) Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.4 Bir Sinüs Dalgası ve Dalgacık Gösterimi.

Şekil 3.4'ten, keskin değişikliklere sahip sinyallerin düzensiz bir dalgacıkla düzgün bir sinüzoidten daha iyi analiz edilebileceği gözlemlenebilir.

Dalgacıklar üzerinde yoğun araştırmalar yapılmıştır. Özellikle, Mallat ve Meyer dalgacık fonksiyonlarını hesaplamanın basit bir yolu olarak dalgacık ve titreşim analizi arasındaki yakın bir ilişki keşfetmişlerdir. Bu yazarların çalışmaları dalgacık ve sayısal süzgeç öbeği arasında da bir bağlantı kurmuştur. Daubechies sonlu dürtü yanıtı (FIR) süzgeç öbeği ile sonlu dikgen dalgacıkların üretilmesi için sistematik bir teknik geliştirmiştir [35].

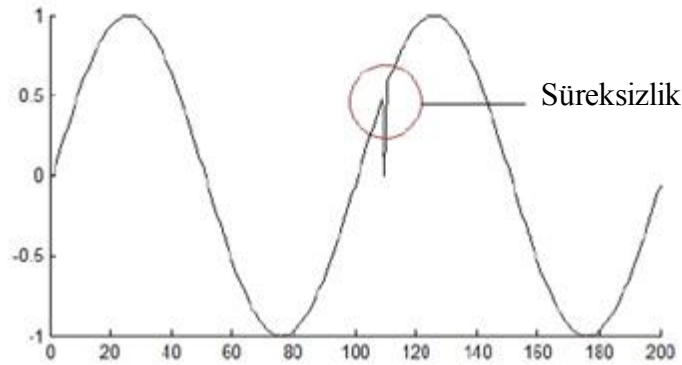
Dalgacık Analiziyle ilgili son çalışmaların başlıca sonuçları birkaç yeni uygulamanın geliştirildiğini göstermektedir. Dalgacık dönüşümlerinin ümit verici uygulamalarından biri, iletim için uygun olan dalga biçimlerini üretmek amacıyla kullanılabilen sayısal kablolu iletişim alanıdır.

3.4. Dalgacık Analizinin Önemli Özellikleri

- Frekans ve zaman sınırlaması.
- Simetrik veya asimetrik dalgacık analizi. (Dalgacık, doğrusal faza sahip yapılandırıcı filtrelelere sahiptir).
- Dalgacığın düzenliliği. (Daha düzgün dalgacıklar daha keskin frekans çözünürlüğü sağlar).
- Bir ölçekleme fonksiyonunun (φ) varlığı [36].

3.5. Dalgacık Analizi ve Fourier Analizinin Karşılaştırılması

Dalgacıkların sağladığı en büyük avantajlardan biri, büyük bir sinyalin sınırlandırdığı alanının analizini gerçekleştirme kabiliyetidir. Küçük bir süreksizliği olan sinüzoidal bir sinyal düşünülürse, bu süreksizlik zorlukla görülebilecek kadar küçük olabilir. Küçük bir süreksizliğe sahip bu tür bir sinyal, Şekil 3.5'te gösterilmiştir. Böyle bir sinyal gerçek hayatta, belki bir güç dalgalanması veya gürültü anahtarlaması ile kolayca üretilebilir.



Şekil 3.5 Süreksizliğe Sahip Bir Sinyal.

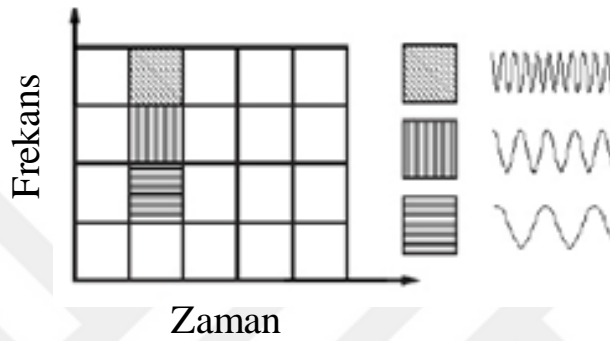
3.5.1. Dalgacık Analizi ve Fourier Analizi Arasındaki Benzerlikler

- FFT ve DWT, genellikle 2^n uzunluğundaki verileri bir veri vektörüne dönüştürerek, çeşitli uzunluklarda $\log_2 n$ segmentlerini içeren bir veri yapısı oluşturan doğrusal işlemlerdir.
- Dönüşümlerde yer alan matrislerin matematiksel özellikleri benzerdir. Hem FFT hem de DWT için ters dönüşüm matrisi, orjinal matrisin transpozudur. Sonuç olarak, her iki dönüşüm de fonksiyon uzayından farklı bir alanın rotasyonu olarak görülebilir.
- FFT için dönüştürülmüş alan, sinüs ve kosinüsler olan temel işlevleri içerir. dalgacık analizi için bu yeni alan, dalgacıklar, ana dalgacıklar veya dalgacıkların analizi gibi karmaşık temel fonksiyonları içerir.

3.5.2. Dalgacık Analizi ve Fourier Analizi Arasındaki Farklılıklar

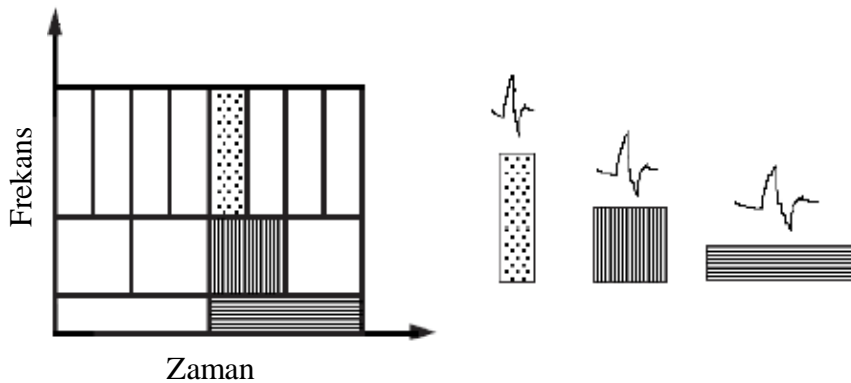
- Bu iki dönüşüm arasındaki en ilginç farklılık, bireysel dalgacık fonksiyonlarının Fourier sinüs ve kosinüs fonksiyonlarının bulunmadığı uzayda sınırlı olduğudur. Bu sınırlandırma özelliği, dalgacık alanına dönüştürüldüğünde "seyrek" dalgacıkları kullanarak birçok işlevi yerine getirir. Bu seyreklik sonuç olarak, veri sıkıştırma, görüntülerde özelliklerin algılanması ve zaman serilerinde gürültünün çıkarılması gibi birtakım yararlı uygulamalarla kullanılır.

- Fourier analizi ve dalgacık analizi arasındaki zaman-frekans çözünürlük farklarını görmenin bir yolu, zaman-frekans düzleminin temel fonksiyon kapsamına bakmaktır. Şekil 3.6 pencerenin basit bir kare dalga olduğu pencerelenmiş Fourier analizini (WFT') göstermektedir. WFT'deki tüm frekanslar için tek bir pencere kullanıldığından, analizin çözünürlüğü zaman-frekans düzlemindeki tüm konumlarda aynıdır [43].



Şekil 3.6 Pencerelenmiş Fourier Analizi.

- Dalgacık dönüşümlerinin bir avantajı, pencerelerin değişmesidir. Şekil 3.7, Daubechies dalgacığı (Db2) için zaman-frekans düzlemindeki kapsama alanını göstermektedir [43].



Şekil 3.7 Daubechies Dalgacığı (Db2) için Zaman-Frekans Düzlemindeki Kapsama Alanı.

- Dalgacık analizi, sadece sinüs ve kosinüs fonksiyonlarını kullanır. Fourier analizi gibi tek bir temel fonksiyon kümesine sahip değildir. Bunun yerine, dalgacık dönüşümleri sonsuz temel fonksiyon kümesine sahiptir. Bu nedenle,

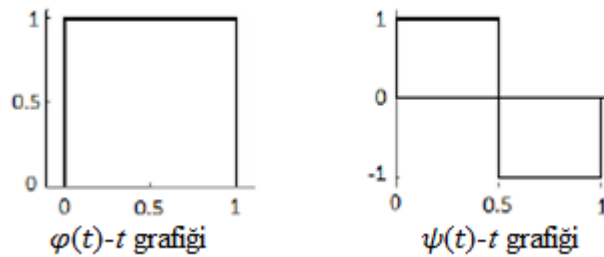
dalgacık analizi Fourier analizi [45] gibi diğer zaman-frekans yöntemleri tarafından belirsizleşen bilgilere anında erişim sağlar.

3.6. Dalgacık Türleri ve Özellikleri

Çeşitli dalgacıkların evriminden bu yana, uygulamalara bağlı olarak yeni dalgacık fonksiyonları geliştirilmiş ve kullanılmıştır. Haar, Db, Bior, Rbior, Morlett, Coiflet, Symlet, Mexican Hat, Shannon, B-Spline, Gaussian, Meyer gibi çeşitli dalgacıklar kullanılmıştır [43].

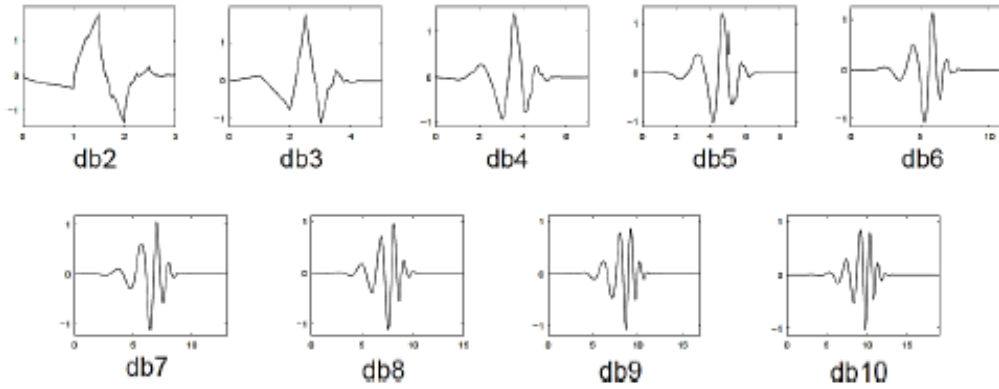
Yaygın kullanılan dalgacıkların bazıları aşağıdaki gibi ana özellikleri ile birlikte açıklanmıştır:

3.6.1 Haar Dalgacığı: Haar dalgacığı ilk ve en basit dalgacıktır. Haar dalgacığı süreksizdir ve basamak fonksiyonuna benzer. Daubechies (Db1) ile aynı dalgacığı temsil eder. Haar dalgacığının ölçekleme fonksiyonu ($\varphi(t)$) ve dalgacık fonksiyonu ($\psi(t)$) Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



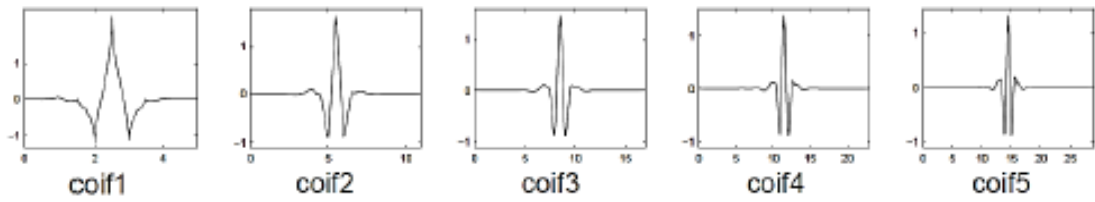
Şekil 3.8 Haar Dalgacığının Ölçekleme fonksiyonu ($\varphi(t)$) ve Dalgacık fonksiyonu ($\psi(t)$).

3.6.2. Daubechies Dalgacığı: Daubechies sıkıştırılmış taşıyıcı birimlik dalgacıklardır. Daubechies aile dalgacıklarının isimleri DbN olarak yazılmıştır, burada N sıra ve Db dalgacığın soyadıdır. Yukarıda belirtildiği gibi Db1 dalgacık, Haar dalgacık ile aynıdır. Daubechies ailesinin sonraki dokuz üyesinin dalgacık fonksiyonları $\psi(t)$; Db2, Db3, Db4, Db5, Db6, Db7, Db8, Db9 ve Db10 dalgacık olarak adlandırılır. Bu dalgacıklar Şekil 3.9’da gösterilmiştir.



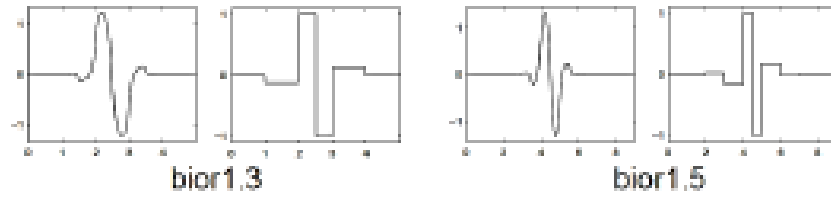
Şekil 3.9 Daubechies Ailesinin Sonraki Dokuz üyesinin Dalgacık Fonksiyonları.

3.6.3. Coiflet Dalgacığı: Coiflet dalgacığı fonksiyonunun 0'a eşit $2N$ momentleri vardır ve ölçekleme fonksiyonu 0'a eşit $2N-1$ momentine sahiptir. İki fonksiyonun uzunluğu $6N-1$ 'dir. Bazı Coifletler Şekil 3.10'da gösterilmiştir.



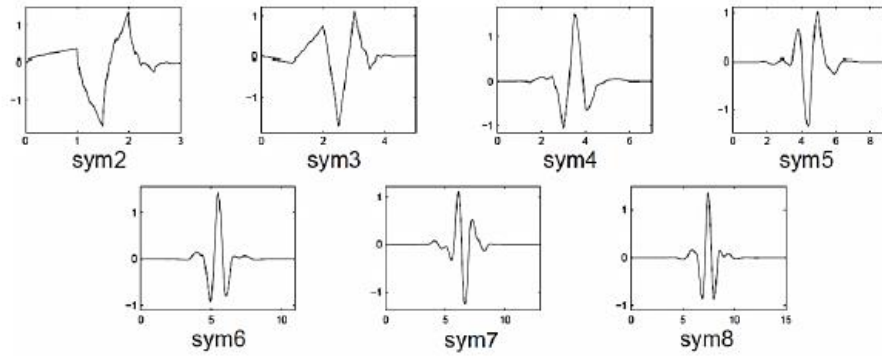
Şekil 3.10 Coiflet Ailesinden Bazı Dalgacık Örnekleri.

3.6.4. Bi-Ortogonal Dalgacık: Dalgacıkların bu ailesi, sinyal ve görüntünün yeniden oluşturulması için gerekli olan doğrusal fazın özelliğini içerir. Bunlar, biri diğerinin yerine yeniden oluşturulmak için ve diğeri de ayrışmak için kullanılan iki dalgacık kullanır. Bu dalgacıklar, "BiorNr.Nd" ile temsil edilir, burada Nr ve Nd sırasıyla yeniden yapılandırma ve ayrıştırma filtrelerinin sıralarını temsil eder. Bu çift dikgen dalgacıklar Şekil 3.11'de gösterilmiştir. Bu şekilde sol taraftaki dalgacıklar ayrıştırma için kullanılır ve sağ taraftaki dalgacıklar yeniden yapılandırma için kullanılır. Çift dikgen dalgacıklar, mümkün olan en az hata ile görüntüyü yeniden yapılandırdığı bilinmektedir.



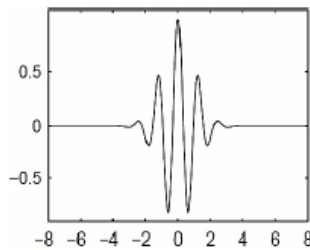
Şekil 3.11 Bior Dalgacık Ailesinden Bior1.3 ve Bior1.5.

3.6.5. Symlet Dalgacığı: Symlets, Daubechies tarafından Db ailesine modifikasyon olarak önerilen simetrik dalgacıklardır. İki dalgacık ailesinin özellikleri benzerdir. Bazı Symlet dalgacık işlevleri Şekil 3.12’de gösterilmiştir.



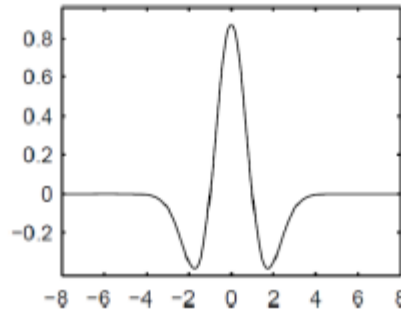
Şekil 3.12 Symlet Dalgacık Ailesine Ait 8 Dalgacık Örneği.

3.6.6. Morlet Dalgacığı: Bu dalgacık ölçekleme fonksiyonuna sahip değildir, fakat belirgindir. Morlet dalgacıklarının en basit şekli Şekil 3.13’de gösterilmiştir.



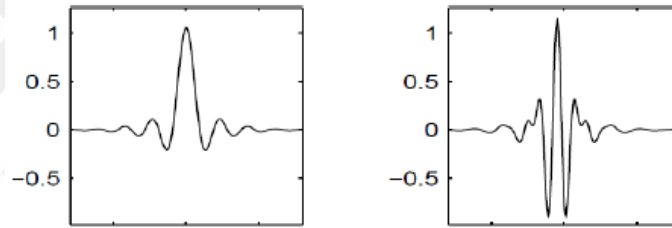
Şekil 3.13 Morlet Dalgacığı.

3.6.7. Meksika Şapkası Dalgacığı: Bu dalgacık ölçekleme fonksiyonuna sahip değildir ve Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonunun ikinci türevinin fonksiyonu ile orantılı olan bir fonksiyondan türetilmiştir. Dalgacık Şekil 3.14’te gösterilmiştir.



Şekil 3.14 Meksika Şapkası Dalgacı.

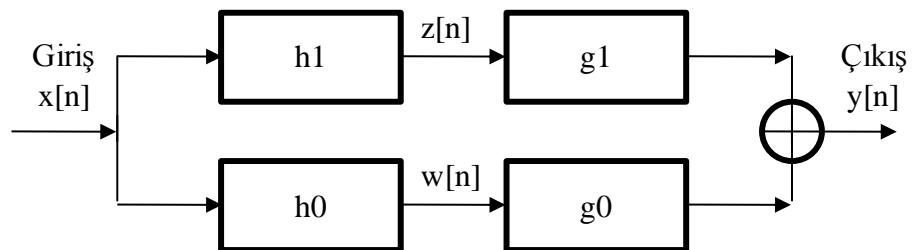
3.6.8. Meyer Dalgacı: Meyer dalgacığının ölçekleme fonksiyonu frekans alanında tanımlanmıştır. Örnek Meyer dalgacık ve ölçekleme fonksiyonları Şekil 3.15'te gösterilmiştir.



Şekil 3.15 Meyer Dalgacığının Dalgacık ve Ölçekleme Fonksiyonu.

3.7. Dalgacık Analizinin Çalışma Prensibi

Dalgacık analizini göstermek için, aşağıda Şekil 3.16 verilmiştir. Burada giriş sinyali, her biri bir çift FIR filtresiyle iki kanala verilir. Bu yapıya iki kanallı süzgeç öbeği denir [37].



Şekil 3.16 İki Kanallı Süzgeç Öbeği.

Şeklin sol yarısı analiz olarak da adlandırılan ileri analizi gerçekleştirirken, sağ yarı sentez olarak da adlandırılan ters dönüşüme karşılık gelir. İleri ve ters dönüşümleri birlikte yapmak, iki kanallı süzgeç öbeğinin bir zaman gecikmesi istisnası ile ($y[n]$) çıktısının giriş ($x[n]$) ile tam olarak aynı olması beklenmektedir. Bir süzgeç öbeğinin tamamlayıcı filtreleri sinyali, düşük frekanslı bileşenlerin ve yüksek frekanslı bileşenlerin bir alt kümesine böler. Bu yaklaşım alt bant kodlaması olarak adlandırılır. Bu dalgacık analizi genel sistem diyagramıdır. Normalde DFT sinyali sinüsoidal olarak keser ve ayrık dalgacık analizi bir sinyalden çok az dalga oluşturur. Bu dalgalar sinyali düzeltmek için eklenebilir. Dalgacık analizinde ayrışma ve yeniden yapılanma olmak üzere iki adım vardır. Bu iki işlem dalgacık analizi ile sinyali yeniden oluşturur [37].

Dalgacık analizi CWT ve DWT olmak üzere 2'ye ayrılmaktadır. Tez kapsamında DWT kullanıldığı için bir sonraki başlıkta bu konudan bahsedilecektir.

3.8. Ayrık Dalgacık Analizi

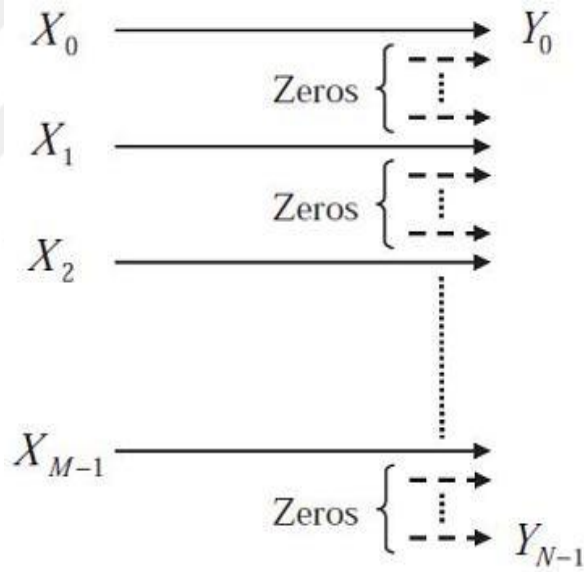
Video sıkıştırma, internet iletişimi, nesnenin yeniden düzenlenmesi ve sayısal analiz gibi çeşitli sinyal işleme uygulamalarında kullanılır. Dalgacık analizi kısa süreli sinyali birkaç terimle gösterebilir. Bu analiz zaman ölçeğinde ayrıktır ve çoklu çözünürlük analizini içeren resim sıkıştırması gibi işlemlerde kullanılır. Çözünürlük sürecinde hem alçak geçiren filtre hem de yüksek geçiren filtre gereklidir. Her filtrenin içinde bir alt örnekleme vardır. Alçak geçiren filtre ortalama sinyali üretir ve yüksek geçiren filtre ayrıntı sinyalini üretir. Dalgacık teorisinde aşağıdaki değişkenler yaygın olarak kullanılmaktadır [38]:

- ✓ g yüksek geçiren (dalgacık) filtreyi temsil eder.
- ✓ h alçak geçiren (ölçekleme) filtreyi temsil eder.
- ✓ J oktavların toplam sayısıdır.
- ✓ j mevcut oktavdır (bir indeks olarak kullanılır. $1 \leq j \leq J$).
- ✓ N toplam giriş sayısıdır.
- ✓ n akım girişi (indeks olarak kullanılır. $1 \leq n \leq N$).
- ✓ L filtrenin genişliği (dal sayısı).
- ✓ k mevcut dalgacık katsayısıdır.
- ✓ $W_f [a, b]$, f fonksiyonun sürekli dalgacık analizidir (CWT).

- ✓ $W_h [j, n]$, f fonksiyonunun ayrık dalgacık analizidir.
- ✓ $W [j, n]$, fnin ayrık ölçekleme işlevini gösterir.

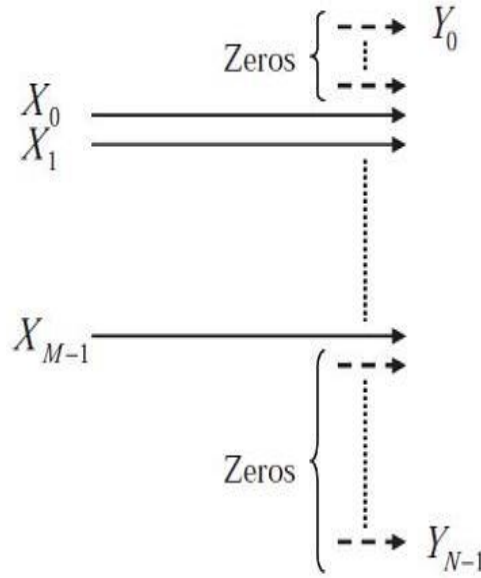
Ayrık Dalgacık Analizinin temel adımları:

- ✓ Dalgacık Analizi IDWT ve DWT ile çalışır.
- ✓ Ayrıştırma (analiz) DWT ile yapılır.
- ✓ Yeniden yapılanma (sentez) IDWT ile yapılır.
- ✓ Alçak geçiren ve Yüksek geçiren filtre ayrışma ve yeniden yapılandırma kullanılır.
- ✓ IDWT yukarı örnekleme işlemi yapılır (her iki ardışık örnek arasında bir 0 konulur). Şekil 3.17'de sinyalin arasına sıfır konulduğu gösterilmektedir.



Şekil 3.17 Sinyale Sıfırlar Eklenmesi [39].

- ✓ Aşağı örnekleme DWT'de yapılır. Şekil 3.18'de, sinyalin nasıl sıkıştırıldığı gösterilmektedir.



Şekil 3.18 Sinyalin Sıkıştırılması [39].

- ✓ Bozucu etki, ayrıştırma ve yeniden oluşturma işlemiyle kaldırılır.
- ✓ Dalgacık Analizi ile ideal spektral verim sağlanır.

Ayrık dalgacık analizi şu şekilde ifade edilir:

$$W_f [a, b] = 1/\sqrt{a} \sum_{n=b}^{aL+b-1} x[n] g\left[\frac{n-b}{b}\right] \quad (3.1)$$

Burada dalgacık, sürekli dalgacık fonksiyonunun örneklemeinden elde edilen g fonksiyonu ile değiştirilir. Ayrık durumda, $a = 2^k$ verilir ve parametrelerin (a, b) tamsayılar olması istenir. Açık olarak belirtmek gerekirse, a ve b (yukarıdaki gerçek sayıları temsil eder) j ve n (tam sayıları temsil eder) ile değiştirilir. En son çözünürlük seviyesinde bir yaklaşıma sahip olunmasını sağlayan, dikgen bir ölçekleme fonksiyonu tanımlanmalıdır. Oktav j 'deki sinyalin temsil edilmesi için sinyalin $j + 1$ 'deki bilgisine sahip olunmalıdır. $x[n]$ fonksiyonu bu şekilde $W [j-1, m]$ olarak değiştirilir; bu ölçekleme fonksiyonunun önceki çözünürlük seviyesinden ayrıştırılmasıdır, J seviyesi çözünürlükten sonra indeks olarak m olduğunda sinyal üzerindeki ölçekleme fonksiyonunun sonucu 0 olacaktır. Ölçekleme fonksiyonu, verilen bir sinyalin değişken yaklaşık olarak aynı olmasına imkân verir [40]. Ölçekleme fonksiyonu h , aşağıdaki denklem yoluyla sinyalin değerini yaklaşık olarak verir. Bu aynı zamanda alçak geçiren filtrenin çıktısı olarak da bilinir ve aşağıdaki denklemle gösterilir:

$$W [j, n]=\sum_{m=0}^{N-1} W[j - 1, m]h[2n - m] \quad (3.2)$$

Dalgacık fonksiyonu bize yüksek geçiren filtre denen detay sinyalinin verir.

$$W_h [j, n]=\sum_{m=0}^{N-1} W[j - 1, m]h[2n - m] \quad (3.3)$$

Ölçekleme fonksiyonu $\Phi(t)$, filtre katsayısını art arda uygulayarak belirlenir. Ölçekleme ve dalgacık işlevleriyle ilgili tüm bilgiler, ölçekleme işlevinin ve dalgacık işlevinin katsayıları tarafından bulunur.

$$\Phi(t)=\sqrt{2}\sum_k h[k] \Phi(2t - k) \quad (3.4)$$

Dalgacık fonksiyonu $\psi(t)$ ile gösterilir,

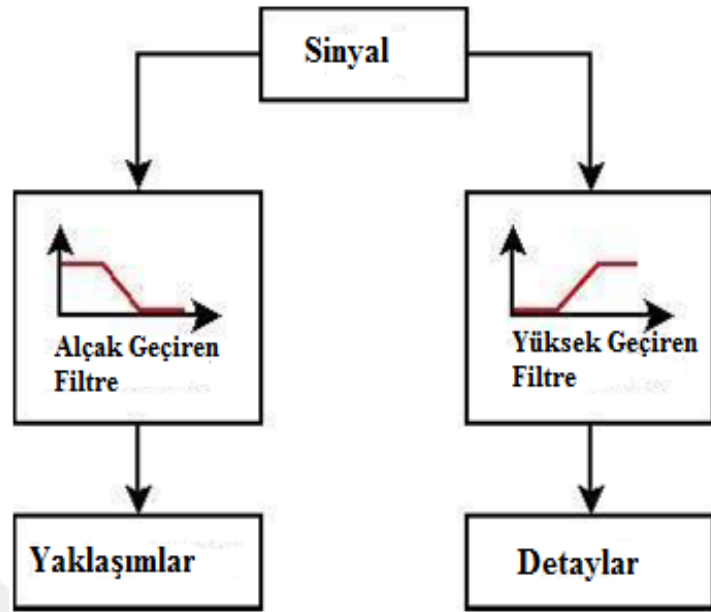
$$\psi(t)=\sqrt{2}\sum_k g[k] \Phi(2t - k) \quad (3.5)$$

Alçak ve yüksek geçiren filtrelerin tasarlanmasına izin veren sonlu $h[k]$ ve $g[k]$ katsayıları mevcuttur. Bu katsayıların denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$h(\Phi) = \sum_k h_k \Phi(x - k) \quad (3.6)$$

$$g(\psi) = \sum_k g_k \Phi(x - k) \quad (3.7)$$

Yaklaşımlar, bir sinyalin düşük frekanslı bileşenlerine karşılık gelirken, detaylar yüksek frekanslı bileşenlerdir. Böylelikle, bir filtreleme işlemi ile bir sinyali yaklaşıklık ve detaylara bölebiliriz. Şekil 3.19 sinyalin yaklaşıklık ve detaylara nasıl ayrıldığını göstermektedir. Eğer bu işlemi gerçek bir dijital sinyal üzerinde gerçekleştirilirse, başlangıçtan iki kat daha fazla veriye sahip olunur. Ancak, her iki yaklaşımda da tüm bilgileri elde etmek için katsayılar katlanabilir. Bu şekilde filtreleme işleminden sonra, orjinal sinyalden aynı miktarda veri elde etmek için bir alt örnekleme uygulanır. Bu ayrıştırma işleminden, giriş sinyali n'nin seviye sayısı olan 2^n 'nin katı olmalıdır.



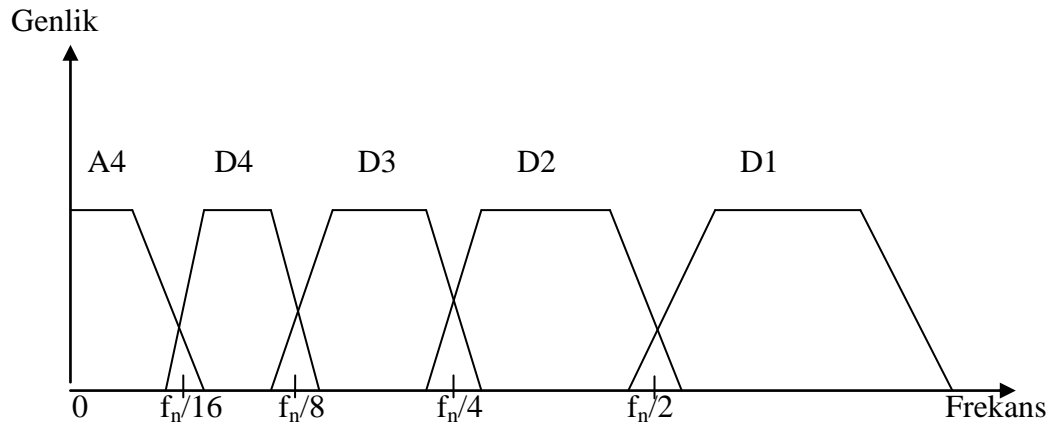
Şekil 3.19 Sinyalin Yaklaşıklık ve Detaylara Ayrılması.

Örneğin; 32 örnekli bir giriş sinyali verilirse, 0 ile f_n arasındaki frekans aralığında 4 seviyede ayrışma, 5. seviyede çıkış (4 detay ve 1 yaklaşım) üretilir. Tablo 3.1’de bu üretim gösterilmiştir.

Tablo 3.1 32 Örnekli Sinyalin Detay ve Yaklaşım Üretimi.

Seviye	Örnek	Frekans
1	16(D1)	$f_n/2$ ‘den f_n
2	8(D2)	$f_n/4$ ‘den $f_n/2$
3	4(D3)	$f_n/8$ ‘den $f_n/4$
4	2(D4)	$f_n/16$ ‘den $f_n/8$
	2(A4)	0 ‘dan $f_n/16$

Şekil 3.20’de detay ve yaklaşımın frekans ekseninde gösterimi verilmiştir.



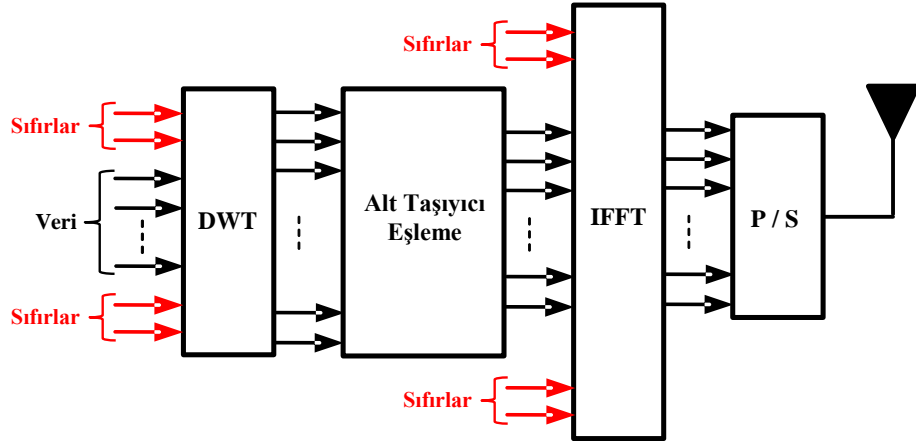
Şekil 3.20 Detay ve Yaklaşımın Frekans Ekseninde Gösterimi [41].

4. BÖLÜM

SIFIR SONLU AYRIK DALGACIK DÖNÜŞÜMÜ YAYILMALI OFDM (ZT DWT-S OFDM)SİSTEMİ VE BİLGİSAYAR BENZETİM SONUÇLARI

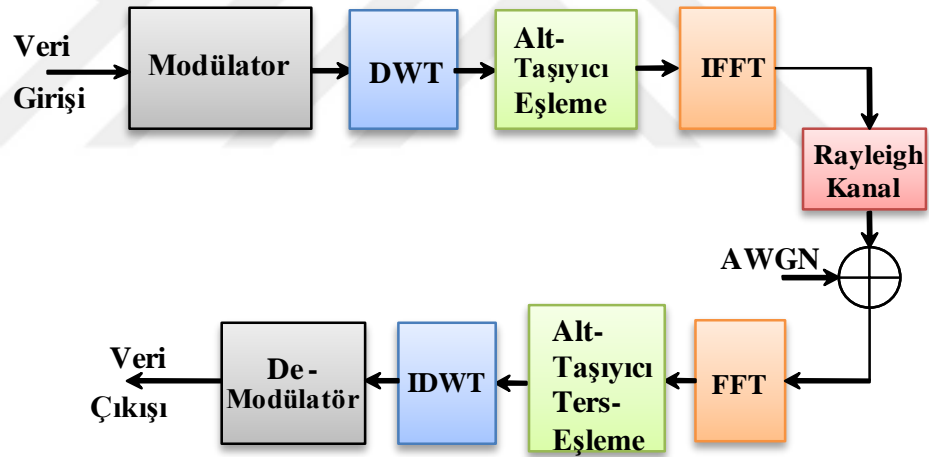
4.1. Sıfır Sonlu Ayrık Dalgacık Dönüşümü Yayılmalı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama Sistemi (ZT DWT-S OFDM)

Tez çalışması kapsamında, literatürde mevcut OFDM (ZT OFDM, ZT DFT-S OFDM, F-OFDM, UFMC vb.) yöntemlerine alternatif ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OFDM teknikleri geliştirilmiştir. Geliştirilen ZT DWT-S OFDM yönteminin verici yapısının blok diyagramı Şekil 4.1’de verilmektedir.



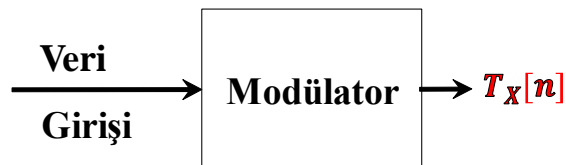
Şekil 4.1 ZT DWT-S OFDM Sisteminin Verici Yapısı [46].

1. yöntem olarak adlandırılan ZT DWT-S OFDM sisteminde, ZT DFT-S OFDM sistemindeki DFT-S bloğu yerine DWT-S bloğu kullanılmaktadır. Veriler üretilip modüle edildikten sonra başına ve sonuna sıfır dizileri eklenerek DWT yöntemiyle yayılmaktadır. CP' nin her sistem için farklı uzunlukta olması ve gecikme yayılımını olumsuz etkilemesi nedeniyle CP yerine sıfır dizileri kullanılmaktadır. Sıfırların eklenmesi üretilen simgede düşük güçlü bir kuyruğun oluşumuna neden olur. ZT, DWT öncesi sıfırların uzunluğuna bağlı olarak değişebilir. Yayılmış verilerin alt-taşıyıcı eşlemesi yapıldıktan sonra, alt-taşıyıcı eşlemesi yapılmış verilerin başına ve sonuna tekrar sıfır dizileri yerleştirilerek IFFT işleminin ardından ZT DWT-S OFDM veri paketleri üretilmektedir. Üretilen paketler ISI'nın olduğu kanaldan iletilip AWGN ile bozulduktan sonra alıcıya ulaşmaktadır. Bu yöntemin blok diyagramı Şekil 4.2'de verilmiştir.



Şekil 4.2 ZT DWT-S OFDM Sisteminin Blok Diyagramı.

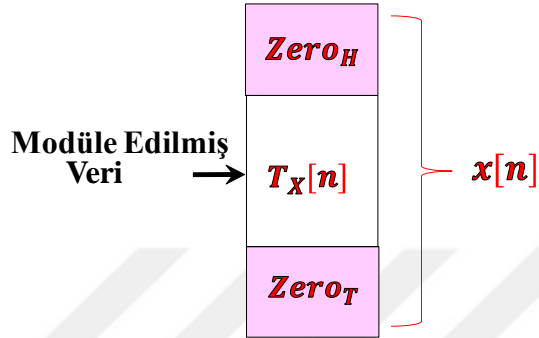
Verici ve alıcı bloğu verilen yöntemde, Şekil 4.3'te gösterildiği gibi rastgele veriler üretildikten ve modüle edildikten sonra $T_x[n]$ dizisi elde edilir.



Şekil 4.3 $T_x[n]$ Dizisinin Elde Edilmesi.

Modüle edilmiş verinin başına ve sonuna (4.1) nolu denklemde olduğu gibi sıfır dizileri eklenir. Şekil 4.4'te veriye sıfır ekleme işlemi gösterilmiştir.

$$x[n] = [Zero_H T_x[n] Zero_T] \quad (4.1)$$

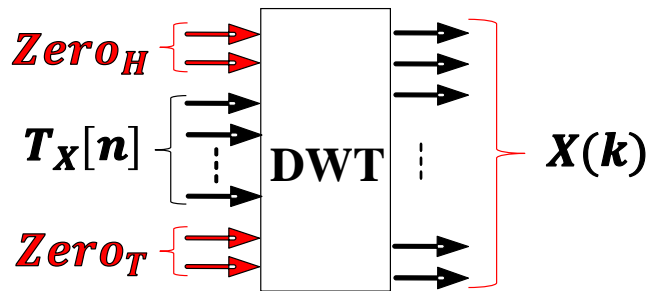


Şekil 4.4 Modüle Edilmiş Verinin Başına ve Sonuna Sıfır Eklenmesi.

Burada, $Zero_H$ ve $Zero_T$ sırasıyla sıfır başlık ve sıfır kuyruklardır. Sonrasında $x[n]$ dizisi DWT işlemi ile yayılmaktadır:

$$X_k^m = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] 2^{\frac{k}{2}} \varphi[2^k n - m] \quad (4.2)$$

$\varphi[n]$, m tane alt taşıyıcı için dalgacık fonksiyonunu ve k , dalgacık dönüşümünün sıkıştırma faktörüdür. Şekil 4.5'te yapılan DWT işlemi gösterilmektedir.



Şekil 4.5 $x[n]$ Dizisi ile DWT İşlemi.

Yapılan DWT işleminin ardından Şekil 4.6'da gösterilen $X(k)$ dizisi ile alt-taşıyıcı eşleme yapılmaktadır.

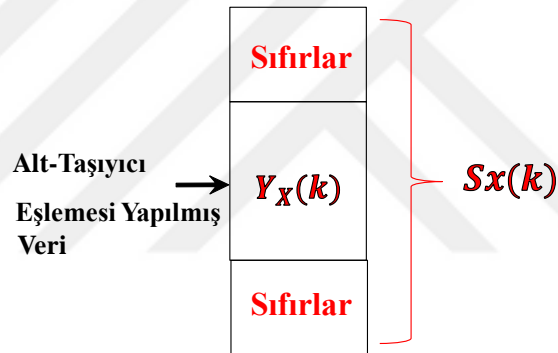


Şekil 4.6 Alt-Taşıyıcı Eşleme.

Alt-taşıyıcı eşlemesi gerçekleştirildikten sonra (4.3) nolu denklemde olduğu gibi başına ve sonuna sıfır dizileri eklenir:

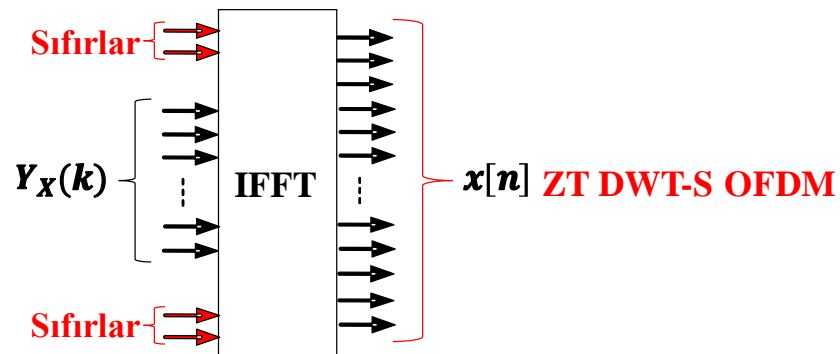
$$S_x[k] = [\text{Zeros} Y_x[k] \text{Zeros}] \quad (4.3)$$

Şekil 4.7’de $S_x[k]$ dizisinin oluşturulması gösterilmektedir.



Şekil 4.7 Alt-Taşıyıcı Eşlemesi Yapılmış Veriye Sıfır Dizileri Eklenmesi.

$S_x(k)$ çıktısı, IFFT bloğuna uygulanır ve çıkış ZT DWT-S OFDM veri paketleri Şekil 4.8’deki gibi üretilir.



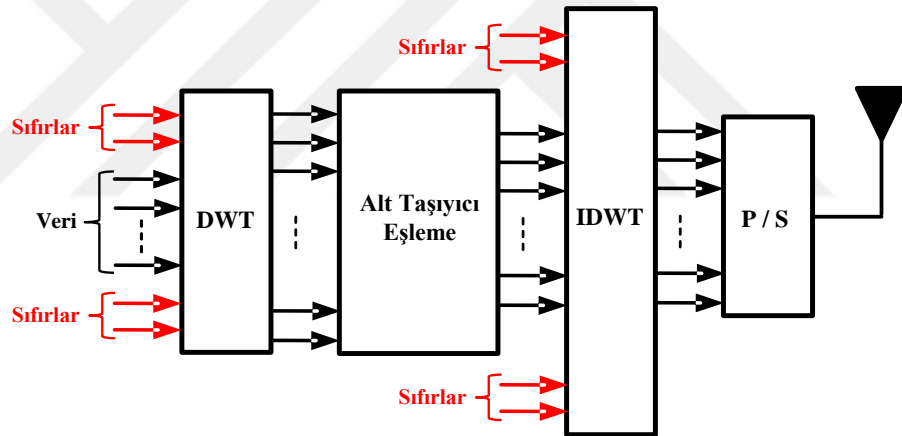
Şekil 4.8 ZT DWT-S OFDM Veri Paketinin Oluşturulması.

$$x[n] = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{N-1} Y_x(k) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} kn\right) \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.4)$$

Alıcı kısmında da verici kısmında yapılan işlemlerin tersi yapılarak, vericiden gönderilen işaret elde edilmeye çalışılır. Bu aşamada BER, PAPR ve OOBE gibi istenen performans metrikleri hesaplanmaktadır.

4.2. Sıfır Sonlu Ayrık Dalgacık Dönüşümü Yayılımlı Dikgen Dalgacık Bölmeli Çoğullama (ZT DWT-S OWDM) Sistemi

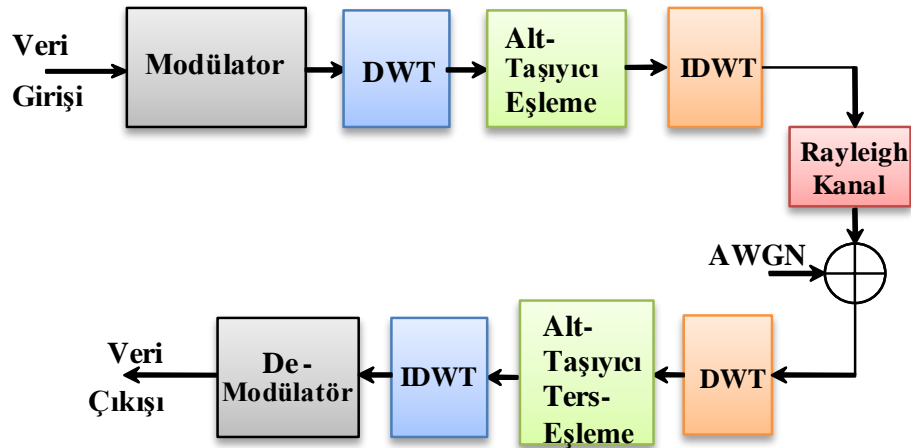
2. olarak geliştirilen ZT DWT-S OWDM yönteminin verici yapısının blok diyagramı Şekil 4.9’da verilmektedir.



Şekil 4.9 ZT DWT-S OWDM Sisteminin Verici Yapısı [46].

Kullanılan veri uzunluğuna göre modülasyon derecesi belirlenmektedir. Bu sistem için BPSK, 4 QAM, 16 QAM, 64 QAM modülasyon türleri kullanılmıştır. ZT DWT-S OWDM'nin blok diyagramı ise Şekil 4.10'da verilmiştir.

2. yöntem olarak adlandırılan ZT DWT-S OWDM sisteminde, ZT DFT-S OFDM sistemindeki IFFT bloğu yerine IDWT bloğu kullanılmaktadır. Rastgele verilerin üretilip modüle edildikten sonra başına ve sonuna sıfır eklenmesi ardından DWT işlemi yapılması 1. yöntem ile aynıdır. Alt-taşıyıcı eşleme işleminden sonra sıfır dizileri eklenerek IDWT yapılması 2. yöntemin farkını oluşturmaktadır.

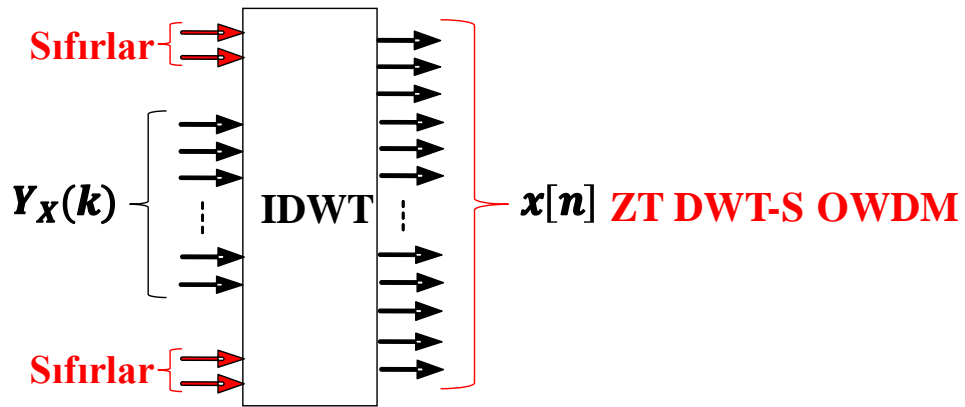


Şekil 4.10 ZT DWT-S OWDM Sisteminin Blok Diyagramı [46].

Alt taşıyıcı eşleme bloğundan sonra $Sx(k)$ çıkışına IDWT işlemi uygulanır ve çıkış ZT DWT-S OWDM veri paketleri (4.4) nolu denklemde olduğu gibi üretilir:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} Sx_k^m 2^{\frac{k}{2}} \varphi[2^k n - m] \quad (4.5)$$

Şekil 4.11’de üretilen $x[n]$ dizisi görülmektedir.



Şekil 4.11 ZT DWT-S OWDM Sistemine Ait $x[n]$ Dizisi.

Oluşturulan veri paketleri sonra ISI kanalından iletilir ve AWGN ile bozulur. AWGN kanalın genlik frekans tepkisi düz (limitsiz ya da bant genişliği sonsuz) ve faz frekans tepkisi tüm frekanslar için lineerdir.

4.3. Bilgisayar Benzetim Sonuçları

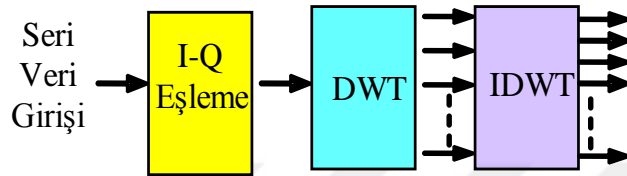
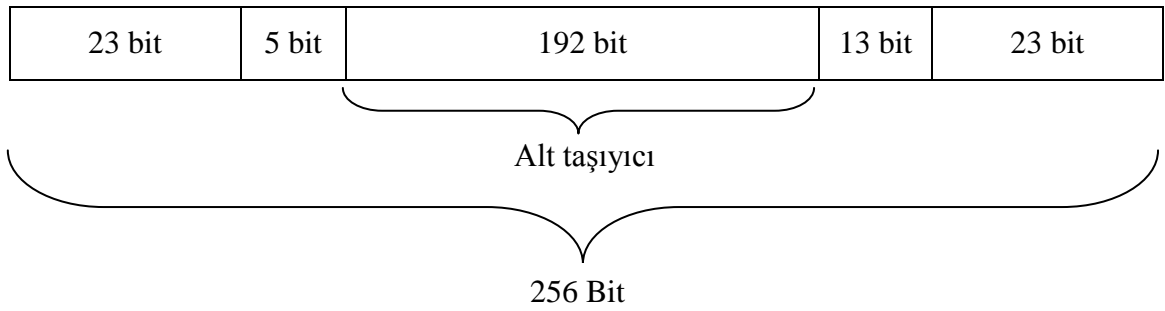
Tez çalışması kapsamında, kablosuz iletişim sistemlerinde kullanılan OFDM tekniği avantajları ve dezavantajları ile ele alınarak OFDM sistemine alternatif yeni OFDM teknikleri ile bilgisayar benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları Matlab 2013a ortamında yapılmıştır.

Bilgisayar benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar, aşağıda belirtilen 3 temel kritere göre karşılaştırılmıştır:

- BER,
- OOB, ve
- PAPR.

Bilgisayar benzetim sonuçları 4 evreden oluşmaktadır. Birinci evrede durağan kanallarda BER benzetimleri ikinci evrede verici kısmındaki PAPR benzetimleri yapılmıştır. Alıcı kısmındaki PAPR benzetimlerine üçüncü evrede yer verilmektedir. Son evrede ise OOB benzetim çalışmaları yapılmıştır. Geliştirilen 2 yöntemle klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM sistemlerinin başarımları 3 temel kritere göre karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

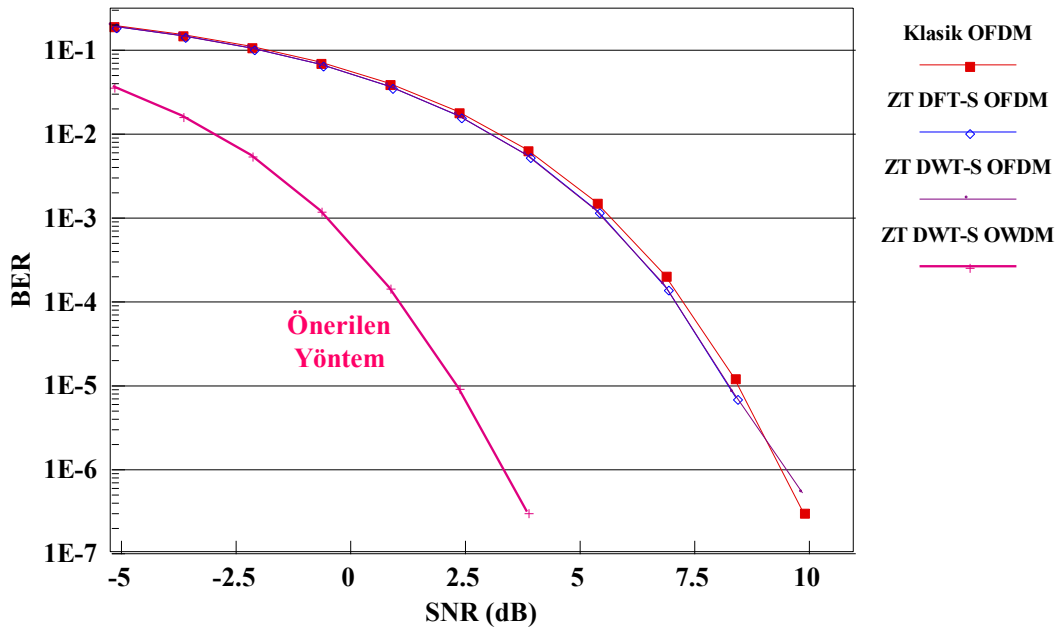
Geliştirilen yöntemlerin başarımlarını doğrulamak ve diğer yöntemlerle karşılaştırmak için AWGN ve düz sönümlenmeli kanallarda elde edilen BER bilgisayar benzetim sonuçları gösterilmektedir. Benzetimler birbirinden bağımsız 1000 Monte Carlo döngüsü üzerinden 20 ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OFDM sembolü kullanılarak BPSK, 4 QAM, 16 QAM ve 64 QAM modülasyonlu sistemler için elde edilmiştir. Karşılaştırılan bütün yöntemler 192 alt-taşıyıcı ve 256 noktalı FFT'den oluşmuştur. Şekil 4.12'de bu yöntemin paket yapısı görülmektedir.



Şekil 4.12 OFDM sisteminin paket yapısı.

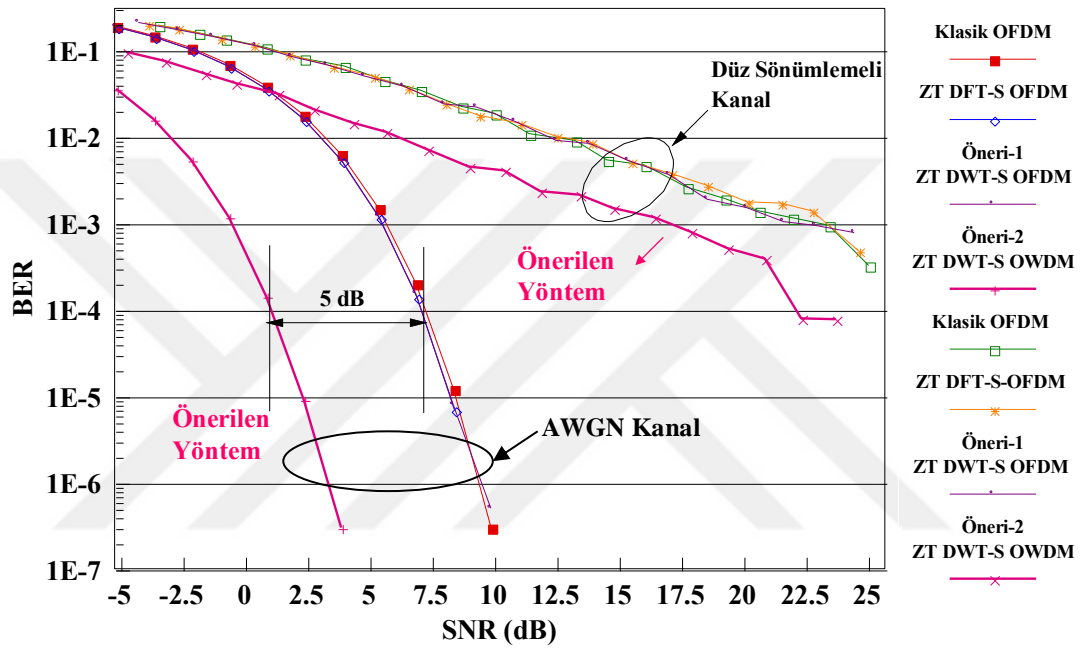
4.3.1. BER Benzetim Sonuçları

BPSK modülasyonu bilgisayar benzetim sonuçlarını gösteren Şekil 4.13 BER başarımları bakımından incelendiğinde, AWGN kanal için geliştirilen birinci yöntemin ZT DFT-S OFDM ve klasik OFDM ile benzer sonuçlar verdiği gözlenmektedir. SNR oranları 10 dB civarında yaklaşık 10^{-7} BER değerine denk gelmektedir [46].



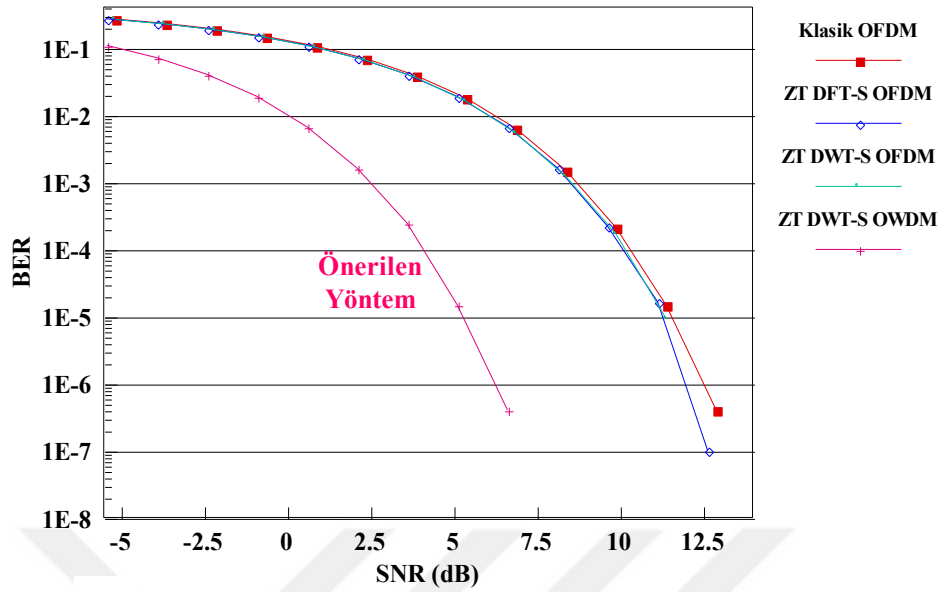
Şekil 4.13 BPSK modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının AWGN kanal için karşılaştırılması.

İkinci yöntemin başarımı 1. yöntem ile klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM başarımlarını geçerek 5 dB'lik SNR için 10^{-4} BER değeri görülmektedir. Düz sönümlmeli kanallar içinde benzer sonuçlar Şekil 4.14'de gösterilmektedir. Sadece kanal etkisi nedeniyle başarımlar AWGN kanala göre biraz daha kötüdür. Burada geliştirilen 2. yöntemin düz sönümlmeli kanal için 25 dB SNR değerlerinde 10^{-4} BER değeri görülmektedir.



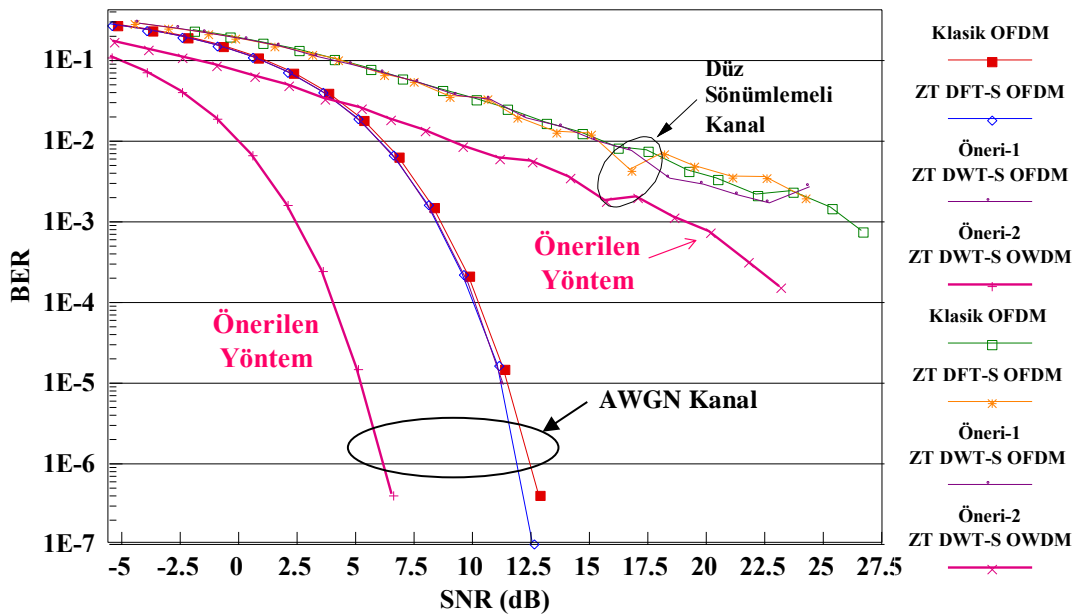
Şekil 4.14 BPSK modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının Düz Sönümlmeli Kanal için karşılaştırılması.

Şekil 4.15'de 4 QAM benzetim sonuçları değerlendirildiğinde AWGN kanalda geliştirilen 2. yöntemin en iyi başarımları sağladığı görülmektedir. Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM ve ZT DWT-S OFDM sistemlerine göre BER açısından biraz daha kötüdür. ZT DFT-S OFDM ve ZT DWT-S OFDM sistemi 12.5 dB SNR değerinde 10^{-7} BER değerindedir. ZT DWT-S OWDM sistemi ise 7.5 dB SNR değerinde 10^{-6} ile 10^{-7} arasında BER değerine sahiptir. Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemleri arasında yaklaşık 10^{-5} BER değerinde 5 dB'lik SNR farkı vardır.



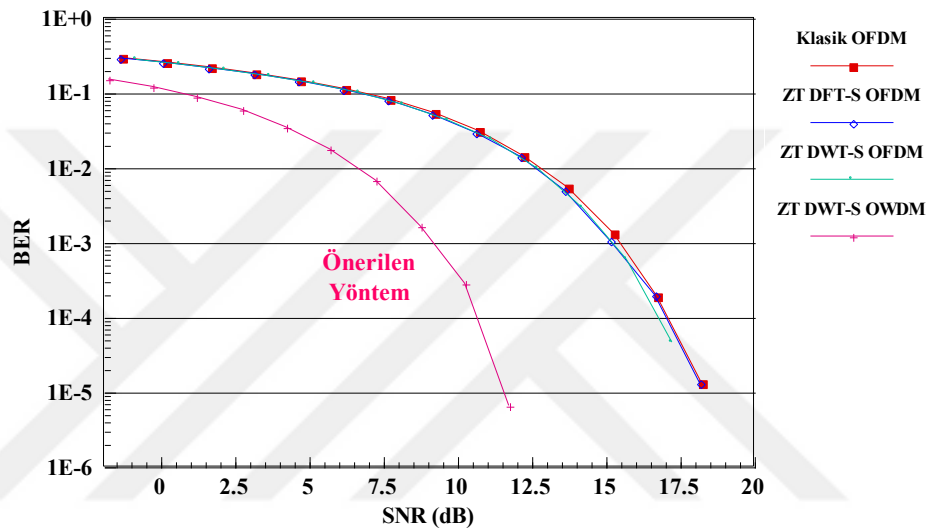
Şekil 4.15 4 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının AWGN kanal için karşılaştırılması.

Şekil 4.16'da düz sönümlmeli kanalın etkilerine rağmen 2. yöntemin 24 dB SNR değerinde yaklaşık olarak 10^{-4} BER değerine sahip olduğu görülmektedir. Bu bilgisayar benzetim sonuçlarında ZT DFT-S OFDM ve ZT DWT-S OFDM sistemlerinin performanslarının yaklaşık olarak aynı olduğu gözlemlenmektedir.

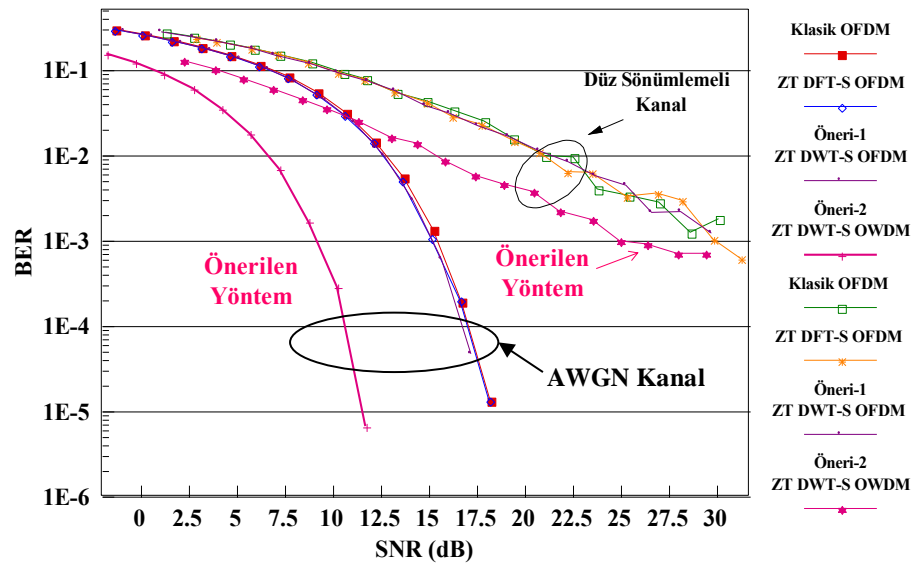


Şekil 4.16 4 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının Düz Sönümlmeli Kanal için karşılaştırılması.

Şekil 4.17 AWGN kanal için 16 QAM sonuçlarına ilişkin bilgiler vermektedir. Modülasyon türü değişikçe yöntemlerde BER'lerin daha yüksek SNR değerlerinde sıfıra yaklaştığı ancak sıfır olmadığı görülmektedir. Bu grafikte de ZT DFT-S OFDM, Klasik OFDM ve ZT DWT-S OFDM sistemlerinin performanslarının yaklaşık olarak aynı olduğu gözlemlenmektedir. Bu üç sistem ile ZT DWT-S OWDM arasında yaklaşık olarak 10^{-4} BER değeri için 6 dB'lik SNR farkının olduğu görülmektedir.



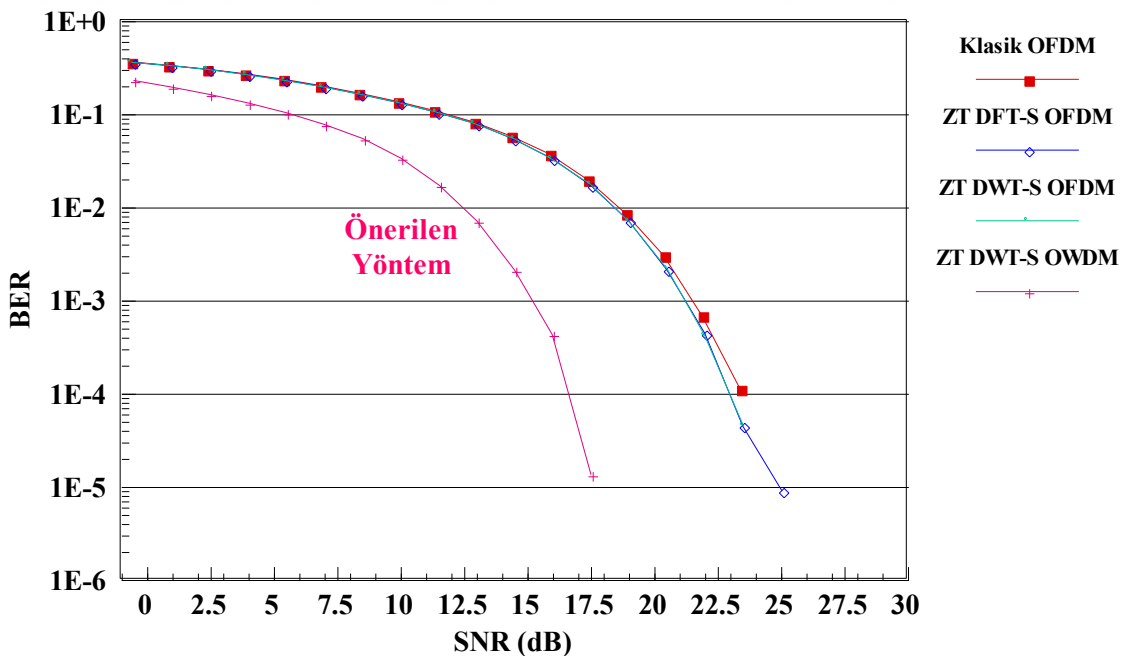
Şekil 4.17 16 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının AWGN kanal için karşılaştırılması.



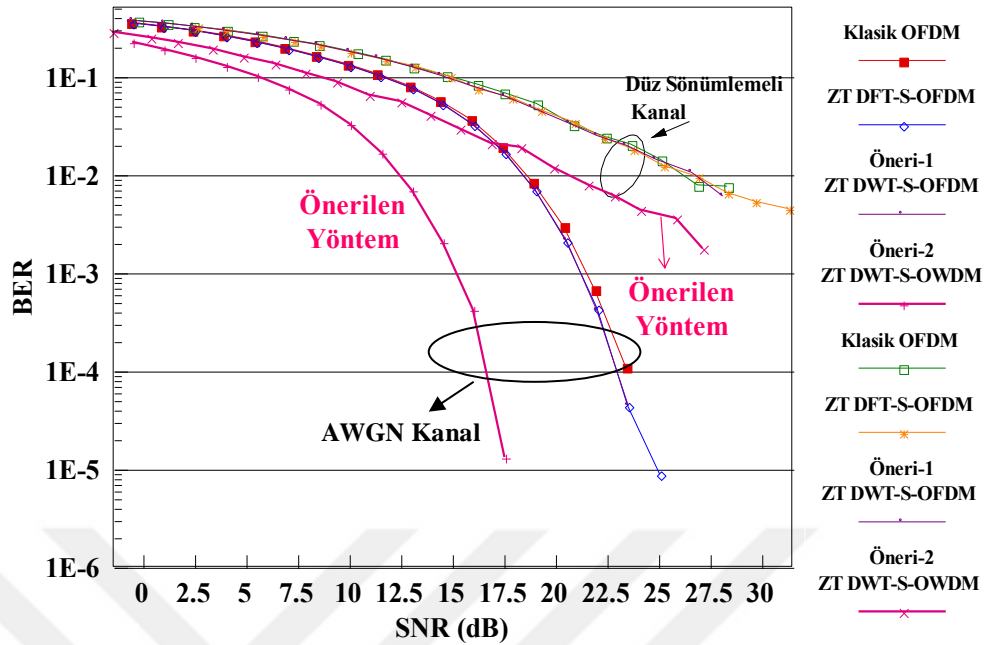
Şekil 4.18 16 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının Düz Sönümlmeli Kanal için karşılaştırılması.

Düz sönümlmeli Rayleigh kanal için Şekil 4.18’de 16 QAM modülasyon türünde karşılaştırmalar görülmektedir. ZT DFT-S OFDM sisteminin ZT DWT-S OWDM sistemi ile aynı SNR değerinde sırasıyla 10^{-3} ve 10^{-4} BER değerlerinde sıfıra ulaşmaktadır. ZT DWT-S OFDM sistemi yaklaşık 30 dB SNR değerinde 10^{-3} BER oranına sahiptir.

64 QAM modülasyonu için sonuçların sunulduğu Şekil 4.19 ve 4.20; 0-15 arası SNR değerlerinde Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM ve 1. yöntemin AWGN ve düz sönümlmeli kanallar için aynı BER değerlerine sahip olduğu görülmektedir. ZT DFT-S OFDM sistemi 2. yöntemin düz sönümlmeli kanaldaki BER davranışı; Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM ve 1. yöntemin AWGN kanaldaki davranışına yakın bir sonuç vermektedir. 2 kanalda da ZT DFT-S OFDM sistemi daha en yüksek SNR değerlerinde AWGN ve düz sönümlmeli kanal için sırasıyla 10^{-5} ve 10^{-3} ‘te sıfıra ulaşmaktadırlar. AWGN kanalda ZT DWT-S OWDM sistemi ile diğer 3 sistem arasında 10^{-4} BER değeri için 7.5 dB’lik SNR farkı vardır. Şekil 4.19’da ZT DWT-S OWDM sistemi 16 QAM modülasyonunda diğer sistemlerin benzeri bir SNR değeri ve BER oranına sahiptir.



Şekil 4.19 64 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının AWGN kanal için karşılaştırılması.



Şekil 4.20 64 QAM modülasyonu kullanılan klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM, ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin BER başarımlarının Düz Sönümlenmeli Kanal için karşılaştırılması.

4.3.2. Verici Tarafındaki PAPR Benzetim Sonuçları

İkinci evrede, geliştirilen yöntem ile yukarıda bahsedilen diğer yöntemlerin verici tarafındaki PAPR benzetim sonuçları verilmektedir.

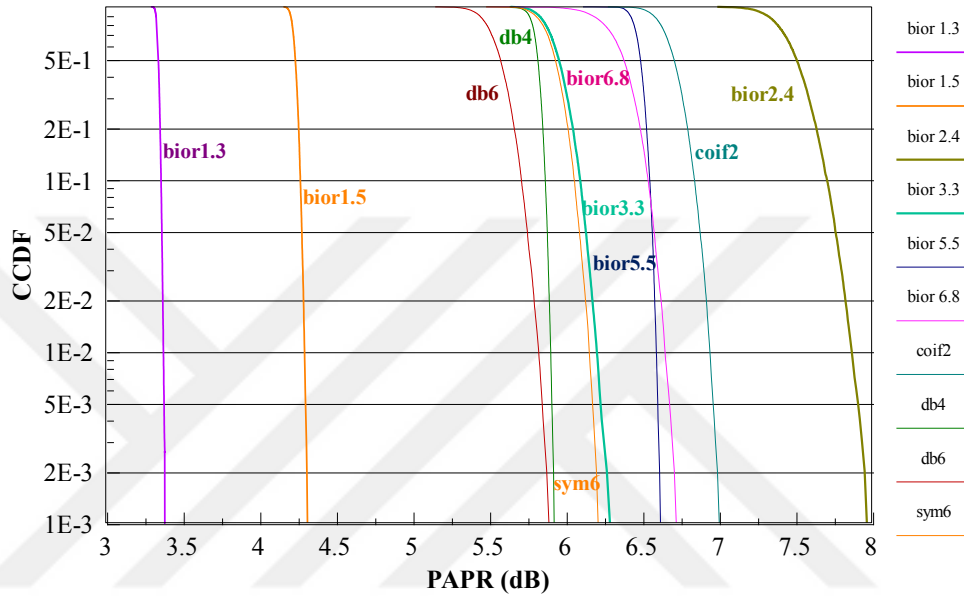
$$PAPR_{dB} = 10 \log_{10} \left[\frac{\max |X(t)|^2}{E[|X(t)|^2]} \right] \quad (4.6)$$

eşitliği ile hesaplanarak elde edilmiştir. Burada, $X(t)$ yukarıda bahsedilen sistemlerin gönderilen sinyalini ve $E[\cdot]$ operatörü de beklenen değeri göstermektedir. PAPR başarımları 1000 sembol paketi üzerinden elde edilmiştir.

PAPR performansları, PAPR'ın tamamlayıcı kümülatif dağılım fonksiyonu (Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF) ile hesaplanmaktadır. $PAPR_0 > 0$ referans seviyesi göz önüne alındığında, $PAPR_{dB}$ 'nin referans değerinden daha yüksek olması olasılığı CCDF ile belirlenir ve aşağıda verilen eşitlik (4.6)'deki gibi ifade edilir:

$$CCDF(PAPR_0) = Pr\{PAPR_{dB} > PAPR_0\} \quad (4.7)$$

Farklı dalgacık aileleri kullanılarak ZT DWT-S OWDM yönteminin performansını doğrulamak ve karşılaştırmak için verici tarafında PAPR bilgisayar benzetim sonuçları Şekil 4.21’de gösterilmiştir. BPSK modülasyonu kullanılarak gerçekleştirilen bilgisayar benzetim sonuçlarında Haar, Daubechies, Symlets, Coiflets ve Bi-Ortogonal dalgacık aileleri kullanılmıştır [47].

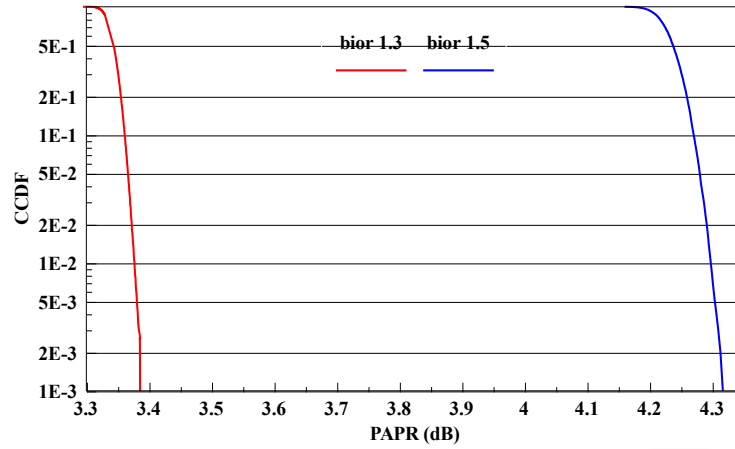


Şekil 4.21 Farklı dalgacık aileleri kullanılarak ZT DWT-S OWDM sisteminin PAPR değerlerinin karşılaştırılması.

ZT DWT-S OWDM sisteminin PAPR performansları incelendiğinde, dalgacık aileleri arasındaki en iyi performansın, Bi-Ortogonal ailesinden bior1.3 ve bior1.5 dalgacıkları kullanılarak elde edildiği görülmektedir. Dalgacık aileleri arasındaki en kötü performans, Bi-Ortogonal ailesinin bior2.4 ve coif1 dalgacıkları kullanılarak elde edilmiştir. En iyi PAPR değeri ile en kötü PAPR değeri arasındaki farkın yaklaşık 5 dB olduğu gözlemlenmiştir. Daubechies dalgacık ailesinden db4 ve db6 dalgacıklarının yaklaşık olarak aynı PAPR değerine sahip olduğu görülmektedir. Farklı dalgacık ailelerinden bior3.3 ve sym6 dalgacıklarının da aynı değere sahip olduğu dikkat çekmektedir.

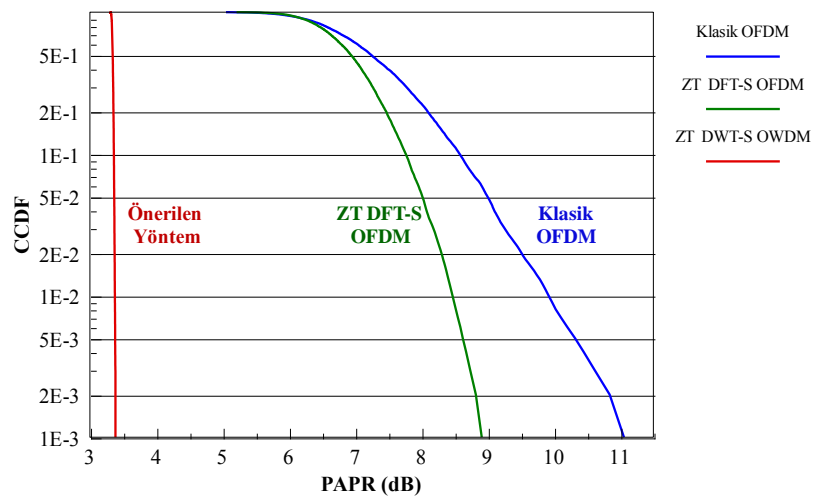
Bior1.3 ve bior1.5 dalgacıklarının PAPR performanslarının karşılaştırılması, Şekil 4.22’de gösterilmiştir. İki dalgacık arasındaki performans farkının 10⁻³ CCDF değeri için yaklaşık 1 dB olduğu gözlemlenmiştir. bior1.3 dalgacığı ile en iyi PAPR performansları elde edildiğinden, sonraki karşılaştırmalar için bior1.3 dalgacığı

kullanılmıştır.



Şekil 4.22 Bior1.3 ve bior1.5 dalgacıklarının PAPR performansları.

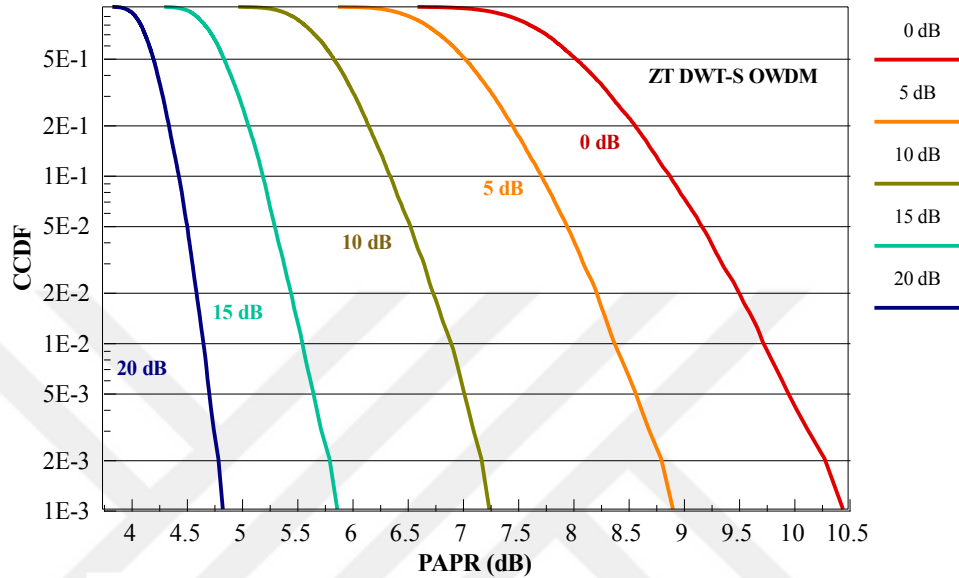
Klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM yöntemlerine ilişkin elde edilen PAPR performans eğrilerinin ZT DWT-S OWDM ile karşılaştırılması Şekil 4.23'te verilmiştir. PAPR performansları incelendiğinde, söz konusu sistemler arasındaki en kötü performansın Klasik OFDM ile elde edildiği görülmektedir. ZT DFT-S OFDM yöntemi ile elde edilen performansın klasik OFDM performansından daha iyi performans gösterdiği ve 10^{-3} CCDF değeri için yaklaşık 2 dB kazanç sağladığı gözlenmiştir. Bior1.3 dalgacığını kullanan ZT DWT-S OWDM tarafından elde edilen PAPR değeri, klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM'den daha iyidir. Önerilen yöntem Klasik OFDM ile karşılaştırıldığında 10^{-3} CCDF değeri için yaklaşık 7.5 dB, ZT DFT-S OFDM ile karşılaştırıldığında 5.5 dB kazanç sağlamaktadır.



Şekil 4.23 ZT DWT-S OWDM, ZT DFT-S OFDM ve Klasik OFDM sistemlerinin PAPR performanslarının karşılaştırılması.

4.3.3. Alıcı Tarafındaki PAPR Benzetim Sonuçları

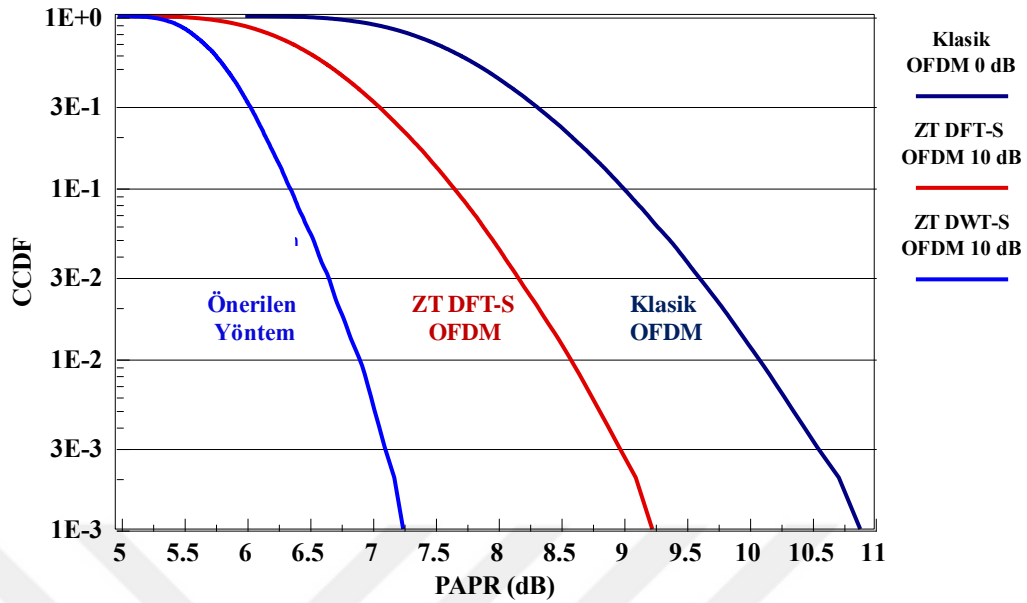
ZT DWT-S OWDM sisteminin elde edilen PAPR performans eğrilerinin alıcıda 0 dB ile 20 dB arasında SNR değerlerinde karşılaştırılması Şekil 4.24’de verilmiştir.



Şekil 4.24 ZT DWT-S OWDM sisteminin alıcıda 0 ve 20 dB arasındaki SNR değerlerinde karşılaştırılması.

SNR değeri arttığında, PAPR değeri azaldığı Şekil 4.24’ten görülmektedir. SNR değeri 0 dB iken, ZT DWT-S OWDM sisteminin PAPR değeri yaklaşık 10.5 dB’dir. SNR değeri 20 dB olduğunda sistemin 10^{-3} CCDF değerinde PAPR yaklaşık 4,75 dB olmaktadır.

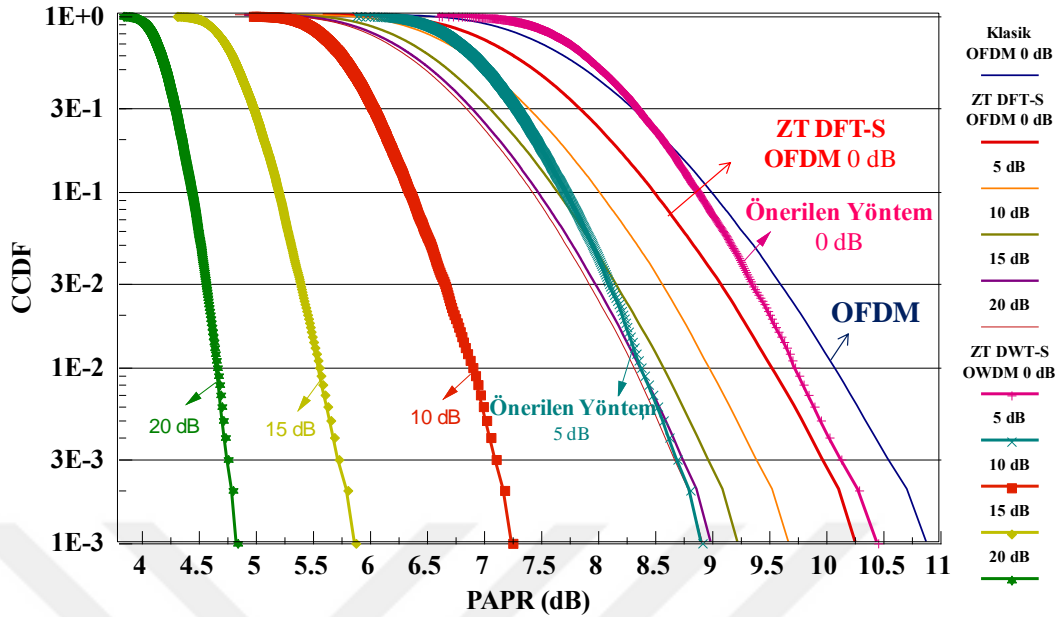
Şekil 4.25, alıcıda ZT DFT-S OFDM, Klasik OFDM ve ZT DWT-S OWDM için PAPR performanslarını göstermektedir. Sistemler için SNR değeri 10 dB’dir. ZT DFT-S OFDM yöntemiyle elde edilen performansın, klasik OFDM performansının iyi olduğu görülmektedir. Bior1.3 dalgacık kullanılarak geliştirilen sistemden elde edilen performans, Klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM tekniklerinin performanslarını geride bırakmaktadır. ZT DWT-S OWDM sisteminin 10^{-3} CCDF değerinde, klasik OFDM için yaklaşık 3.5 dB’lik bir PAPR kazancı ve ZT DFT-S OFDM için 2 dB’lik bir PAPR kazancı elde ettiği gözlenmiştir.



Şekil 4.25 SNR değeri 10 dB'de bir 1.3 dalgacık kullanılan ZT DWT-S OWDM, Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM sistemlerinin PAPR performanslarının karşılaştırılması.

Alıcıda Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM'e ait PAPR değerleri, Şekil 4.26'da, 0 dB ve 20 dB arasındaki SNR değerleri için verilmiştir. Klasik OFDM sisteminin tüm SNR değerlerinde yaklaşık olarak aynı PAPR performansına sahip olduğu gözlemlenmiştir.

0 dB SNR değerinde, ZT DFT-S OFDM yöntemi ile elde edilen performans Klasik OFDM ve ZT DWT-S OWDM performanslarından daha iyidir. Klasik OFDM ve ZT DWT-S OWDM arasında 10^{-3} CCDF değeri için 0.5 dB'lik SNR farkı vardır. Öte yandan, ZT DWT-S OWDM yöntemi ile elde edilen performansın Klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM sistemlerinin 5, 10, 15 ve 20 dB SNR değerlerinde daha iyi performans gösterdiği kolaylıkla görülebilir. 10^{-3} CCDF için 5 dB SNR değerinde yaklaşık 1dB'lik, 10 dB SNR değerinde 2 dB'lik, 15 dB SNR değerinde 3 dB'lik ve 20 dB SNR değerinde yaklaşık 4 dB'lik fark olduğu görülmektedir.



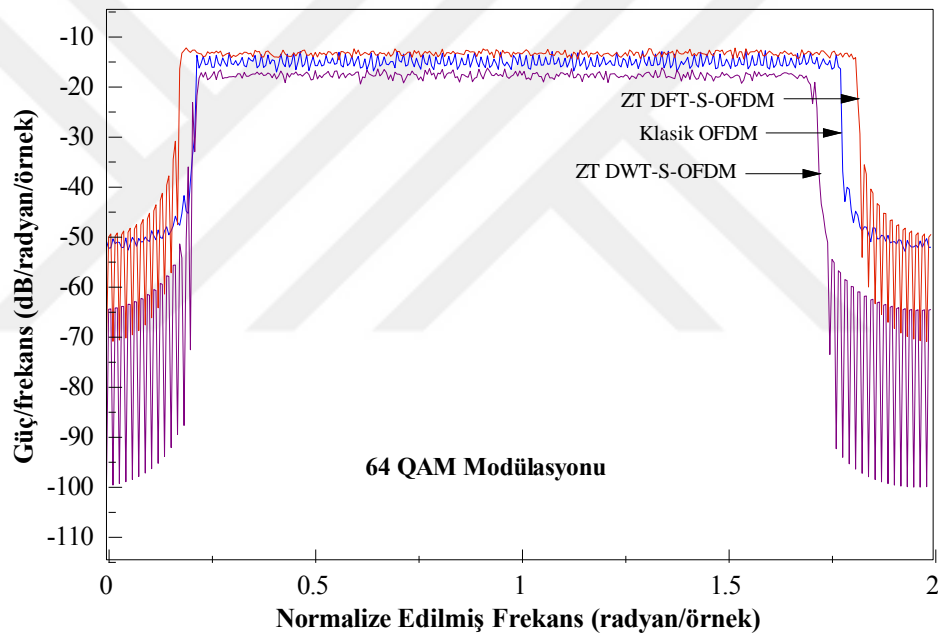
Şekil 4.26 0 dB ile 20 dB arasında SNR değerlerinde bir 1.3 dalgacık kullanılan Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM sistemlerinin PAPR performanslarının karşılaştırılması.

4.3.4. OOB E Benzetim Sonuçları

Yüksek PAPR, kablosuz iletişim sistemlerinin verici katında yüksek güç kuvvetlendirici (HPA), sayısal-analog dönüştürücü (DAC) ve analog-sayısal dönüştürücü (ADC) gibi doğrusal olmayan elemanların kullanılmasından dolayı işaretlerin bozulmalarına yol açmaktadır. Bu bozucu etkiler bant içi bozulma ve OOB E olarak gruplandırılmaktadır. Bant içi bozulma, yüksek PAPR değerine sahip işaretlerin kuvvetlendirilmesi sırasında HPA'nın doyum bölgesinde çalıştırılmaya zorlanması, DAC ve ADC'nin adım büyüklüğünün ani değişen güç değerlerine yetişememesi nedenleri ile ortaya çıkmaktadır. OOB E, doyma bölgesinde çalışmaya devam eden bir HPA'nın girişine düşük güç değerine sahip bir işaret gelse dahi belirli bir süre doyma bölgesinden çıkamamasından kaynaklanmaktadır. Bu durum işaretin frekans ekseninde ana bandının yanı sıra yan band gücünün de yüksek olmasına ve faz kaymalarına sebep olmaktadır. Böylece bir OFDM işaretinin yan bandı diğer bir OFDM işaretinin ana bandına girişim yapmış olacaktır. Yüksek PAPR değerinin sebep olduğu etkilerden dolayı iletilmek istenen veri henüz iletişim kanalına verilmeden bilgi kayıplarına maruz kalacaktır [42].

OOBE hesaplamasında Hann, Rectwin, Hamming, Gauswin, Tukeywin, Blackman pencerelerinden tez çalışması kapsamında Blackman penceresi kullanılmıştır.

Şekil 4.27’de, 1. yöntem ile klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM yöntemlerinden elde edilen OOBE başarımlarının karşılaştırılması verilmektedir. Db4 dalgacık ailesi kullanılan 1.yöntem; Klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM yönteminden daha iyi başarıma sahip olduğu görülmektedir. Klasik OFDM ile yaklaşık olarak -50 dB/Radyan/Örnek, ZT DFT-S OFDM yöntemi ile yaklaşık olarak -70 dB/Radyan/Örnek OOBE değerleri elde edilirken ZT DWT-S OFDM yönteminde -100 dB/Radyan/Örnek OOBE değeri elde edilmektedir.



Şekil 4.27 Klasik OFDM, ZT DFT-S OFDM ve ZT DWT-S OFDM sistemlerinin OOBE başarımlarının karşılaştırılması [46].

OOBE bilgisayar benzetim sonuçlarında BPSK, 4 QAM, 16 QAM, 64 QAM için aynı grafik değerleri elde edilmiştir. Bu nedenle sadece 64 QAM modülasyon sonucu eklenmiştir.

5. BÖLÜM

SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, veri hızlarının yaklaşık olarak 1000 kat artması, ultra düşük gecikme süresi, spektrum, enerji ve maliyet verimliliği gibi 5G'nin isteklerini karşılamada hayati öneme sahip olan dalga formu araştırma geliştirme çalışmalarına alternatif olarak ZT DWT-S OFDM ve ZT DWT-S OWDM dalga şekilleri önerilmiştir. Önerilen dalga formlarının AWGN ve düz sönümlemeli Rayleigh kanallar üzerinden BER, verici ve alıcı tarafındaki PAPR ve OOB performanslarının klasik OFDM ve ZT DFT-S OFDM yöntemleri ile karşılaştırmalı olarak analizi yapılmıştır. Önerilen yöntemle verici tarafında 10^{-3} CCDF değeri yaklaşık olarak 7.5 dB'lik PAPR kazancı sağlanması son derece tatmin edicidir. Benzer sonuçlar BER başarımlarında da tekrarlanmıştır. AWGN ve düz sönümlemeli Rayleigh kanallarda 10^{-4} BER değeri için 5 dB'lik SNR kazancı elde edilmesi dikkate değerdir. Benzer sonuçlar OOB başarımlarında da görülmüştür. Ayrıca, Haar, Daubechies, Symlets, Coiflets ve Bi-Orthogonal gibi farklı dalgacık ailelerinin önerilen ZT DWT-S OWDM dalga formunun PAPR performansına etkileri de araştırılmıştır. Dalgacık aileleri arasındaki en iyi PAPR performansları, Bi-Orthogonal ailesinin bior1.3 ve bior1.5 dalgacıkları kullanılarak elde edilmiştir. Ancak önerilen sistemlerin hesaplama karmaşıklığının yüksek olması bu sistemlerin dezavantajıdır.

Bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlardan, çok taşıyıcılı iletişim sistemlerinin en büyük dezavantajlarından birisi olan PAPR probleminin önemli ölçüde çözüldüğü görülmüştür. Bu sayede, yüksek frekanslarda çok taşıyıcılı iletişim sistemlerinin gerçek zamanlı uygulamalarında verici-alıcı ünitelerinde kullanılan doğrusal güç

yükseltilerinin, ADC ve alçak geiren filtrelerin tasarımının oldukça basit hale geleceği anlaşılmıştır. Önerilen yöntemlerin elde edilen sonuçlar son derece tatmin edici bulunmuş ve 5. nesil iletişim sistemlerine alternatif bir dalga formu olabileceği anlaşılmıştır.



KAYNAKÇA

1. Zhang, C. J., Ma, J., Ye, L. G., Yu, W., Jindal N., Kishiyama, Y., Parkvall, S., “New Waveforms for 5G Networks”, **IEEE Communications Magazine**, Vol. **54**, Issue: 11, 2016.
2. Lion, S. Y., Shieh, S. L., Huang, Y., Su, B., Hsu, Y. L., Wei, H. Y., “5G New Radio: Waveform, Frame Structure, Multiple Access and Initial Access”, **IEEE Com-munications Magazine**, Vol. **55**, Issue: 6, 2017.
3. IMT Vision, “Framework and Overall Objectives of the Development of IMT for 2020 and Beyond”, International Telecommunication Union (ITU), 2015.
4. Holna, H., Toskala, A., 2011. “LTE for UMTS: Evolution to LTE-Advanced“, Wiley.
5. P. Mogensen et al., “Beyond 4G Local Area: High Level Requirements and System Design“, *IEEE GLOBECOM*, pp 613-617, 2012.
6. Berardinelli, G., Pajukoski, K., Lähetkangas, E., Wichman, R., Tirkkonen, O., Mogensen, P., “On The Potential of OFDM Enhancements as 5G Waveforms”, *IEEE 79th Vehicular Technology Conference*, pp 1-5, 2014.
7. Berardinelli, G., Tavares, F. M. L., Sørensen, T. B., Mogensen, P., Pajukoski, K., “ Zero-tail DFT-Spread OFDM Signals”, *IEEE GLOBECOM*, pp 229-234, 2013.
8. Acakpui, A., Iddrisu, A. S., Asabere, N. Y., Kwofie, J., “Performance Comparison of Cyclic Prefix OFDM and Unique Word OFDM in the LTE Downlink”, **International Journal of Computer Science and Telecommunications**, 2016.
9. Koga, H., Kodama, N., Konish, T., “High-Speed Power Line Communication System Based on Wavelet OFDM”, *7th International Sysposium on Power Line Com-munications and Its Applications*, 2003.
10. Shafk, N. M., ”Wavelet Transform Effect on MIMO-OFDM System Performance”, **IEEE Journal of Selected Areas in Communications**, 2011.
11. Labade, A.A., Lohar, G.V., Dike, P.R., Pachpor, N.N., “Spectral Efficiency Enhancement Through Waveles Transform (WT) for 5G”, *IEEE Global Conference on Wireless Computing and Networking (GCWCN)*, pp 268-272, 2014.

12. Zhang, C. J., Ma, J., Ye, L. G., Yu, W., Jindal, N., Kishiyama, Y., Parkvall, S., "New Waveforms for 5G Networks", **IEEE Communications Magazine**, Vol. **54**, Issue: 11, 2016.
13. Mansoor, S., Andreas, N., Peter, S., Thomas, H., Peiying, Z., Prasan, S., Fredrik, T., Arass, B., Gerhard, W., "5G: A Tutorial Overview of Standarts, Trials, Challenges, Deployment and Practise", **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, Vol. **35**, No. 6, 2017.
14. Rodriguez, J., "Fundamentals of 5G Mobile Net", *8th International Wireless Internet Conference*, 2014.
15. Nekovee, M., Wang, Y, Tesanovic, M., Wu, S., Al-İmani, M., "Overview of 5G Modulation and Waveforms Candidates", **Journal of Communication and Information Networks**, 2016.
16. W. Roh et al., "Milimeter-wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results", **IEEE Communications Magazine**, Vol.**52**, Issue: 2, 2014.
17. [http:// 5g-ppp.eu](http://5g-ppp.eu) , (Temmuz 2018).
18. C. Kim et al., "Multi-Beam Transmission Diversity with Hybrid Beamforming for MIMO-OFDM Systems", *IEEE GLOBECOM'13*, pp 61-65, 2017.
19. Y. H. Nam et al., "Full Dimension MIMO (FD-MIMO) for Next Generation Cellular Technology", **IEEE Communications Magazine**, Vol.**51**, Issue: 6, 2017.
20. Luo, J., Zaidi, A., Vihriälä, J., Giustiniano, D., "Milimeter-wave Based Mobile Radio Access Network for Fifth Generation Integrated Communications", 5G-PPP, 2016.
21. Şahin, A., Güvenç, İ., Arslan, H., "A Comparative Study of FBMC Prototype Filters in Doubly Dispersive Channels", *GC'12 Workshop*, pp 197-203, 2012.
22. Şahin, A., Yang, R., Ghosh, M., Olesen, R. L., "An Improved Unique Word DFT-Spread OFDM Scheme for 5G Systems", *IEEE GLOBECOM*, pp 1-6, 2015.
23. Arslan, H., Yazar, A., Onat, F. A., "A New Generation Waveform Approaches for 5G and Beyond", ASELSAN, HBT-TE-008, 2015.
24. Huemer, M., Hofbauer, C., Huber, J. B., "The Potential of Unique Word OFDM", *15th Int. OFDM Workshop*, 2010.

25. Zhang, Y., Sun, H., Cheng, E., Shen, W., “An Underwater Acoustic Implementation of DFT-Spread OFDM”, **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing**, 2010.
26. Zhang, Y., Jia, M., Chen, L., Ma, J., Qui, J., “Filtered-OFDM-Enabler for Flexible Waveform in the 5th Generation Cellular Networks”, *IEEE GLOBECOM*, pp 1-6, 2015.
27. Fettweis, G., Gondorf, M., Bittner, S., “GFDM-Generalized Frequency Division Multiplexing”, *IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, pp 1-4, 2009.
28. Bellanger, M., “FBMC Physical Layer: A Primer, Physical Layer for Dynamic Spectrum Access and Cognitive Radio”, *PHYDYAS*, 2010.
29. Ankaralı, Z. E., Peköz, B., Arslan. H., “Enhanced OFDM for 5G RAN”, **ZTE Communications**, 2017.
30. Vakalian, V., Wild, T., Schaich, F., Brink, S. T., Frigon, J. F., “Universal-Filtered Multi-Carrier Technique for Wireless Systems Beyond LTE”, *IEEE GLOBECOM*, pp 223- 228, 2013.
31. Yazar, A., Onat, A. F., Arslan H., “5G ve Ötesi İçin Yeni Nesil Dalga Şekli Yaklaşımları”, *24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU)*, 2016.
32. Liu, C., 2010. “A Tutorial of Wavelet Transform”.
33. Hailemariam, D., “Wavelet Based Multicarrier Code Division Multiple Access Communication for Wireless Environment”, M.Sc. Thesis, Addis Ababa University, 2003.
34. Manish, J. M., “Wavelet Modulation in Gaussian and Rayleigh Fading Channels”, M.Sc. Thesis, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.
35. Daubechies, I., “Ten Lectures on Wavelets”, SIAM, CBMS Series, 1992.
36. <http://www.mathworks.com/discovery/wavelet-transforms.html>,(Temmuz 2018).
37. Weeks, M., 2007. ”Digital Signal Processing using Matlab and Wavelets”, Infinity Science Press, pp 300-301.
38. Kar, S. C., “Wavelet OFDM for Power Line Communication”, B. Sc., Daffodil International University, 2010.

39. Geddom, S., Senapath, B. M. K., “A Novel SC FDMA Approach Based on Wavelet Transformation”, **International Journal of Professional Engineering Studies**, 2014.
40. Galli, S., Koga, H., Kodama, N., “Advanced Signal Processing for PLCs: Wavelet-OFDM”, *IEEE International Symposium Power Line Communication*, pp 187-192, 2008.
41. Poblete, R. D., “Manipulation of Audio in the Wavelet Domain Processing a Wavelet Stream Using PD”, Institute für Elektronische Musik(IEM), 2006.
42. Yıldırım, M., “Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Zeki Optimizasyon Teknikleri ile Tepe Ortalama Güç Oranının Düşürülmesi”, Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2018.
43. <http://shodhganga.inflibnet.ac.in/bitstream/10603/35528/18/18appendix>, Appendix A (Wavelets: Evolution, Types and Properties), (Temmuz 2018).
44. Soysal, B., “OFDM Tabanlı Kablosuz İletişim Sistemleri İçin Yüksek Başarımli Alıcı Tasarımı”, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2004.
45. Öner, İ. V., Yeşilyurt, M. K., Yılmaz, E. Ç., “Wavelet Analiz Tekniği Ve Uygulama Alanları”, Ordu Üniversitesi Bilim Teknoloji Dergisi, **Vol.7** No.1,2017.
46. Ceniklioğlu, B., Özen , A., and Develi, İ., “Zero-Tail Discrete Wavelet Transform Spread OFDM System for 5G and Beyond”, *IEEE 26th Signal Processing and Communications Applications SIU 2018*, pp 1-4 (CD-ROM), May 2-5, 2018, İzmir, Turkey.
47. Ceniklioğlu, B., Özen, A., Develi, İ., “ZT DWT-S OWDM: A New Waveform for PAPR Reduction”, *IEEE 41th International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2018*, pp: 1- 4, July 4-6, 2018, Athens, Greece.
48. Ceniklioğlu, B., Özen, A., Develi, İ., “5G’ye Aday Modülasyon ve Dalga Biçimlerinin Gözden Geçirilmesi”, *2. International Scientific and Vocational Studies Con-gress BİLMES*, Temmuz 2018 (Kabul edildi).

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı: Büşra CENİKLİOĞLU
Uyruğu: Türkiye (T.C)
Doğum Tarihi ve Yeri: 14.03.1993-TOKAT
Medeni Durum: Bekar
e-mail: bcbusra@hotmail.com

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği	
Lisans	Erciyes Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2016
Lise	15 Temmuz Şehitler Anadolu Lisesi, TOKAT	2011

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
Ağustos 2018-	Nuh Naci Yazgan Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
Mart 2018- Temmuz 2018	Hedef Kablo Elektrik Plastik San. ve Tic. A.Ş	Kalite Kontrol Müh.

YABANCI DİL

İngilizce