

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**ÇOK YÜKSEK HIZLI TÜMLEŞİK DEVRE DONANIM
TANIMLAMA DİLİ KULLANILARAK KABLOSUZ
HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN ÇOK TAŞIYICILI FİLTRE
BANKASI TASARIMI**

Bircan ÇALIŞIR

Doktora Tezi

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

OCAK 2021

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

**ÇOK YÜKSEK HIZLI TÜMLEŞİK DEVRE DONANIM TANIMLAMA
DİLİ KULLANILARAK KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ
İÇİN ÇOK TAŞIYICILI FİLTRE BANKASI TASARIMI**

Tez Yazarı
Bircan ÇALIŞIR

Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Ayhan AKBAL

OCAK 2021
ELAZIĞ

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Başlığı:	Çok Yüksek Hızlı Tümlleşik Devre Donanım Tanımlama Dili Kullanılarak Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin Çok Taşıyıcılı Filtre Bankası Tasarımı
Yazarı:	Bircan ÇALIŞIR
İlk Teslim Tarihi:	07.12.2020
Savunma Tarihi:	12.01.2021

TEZ ONAYI

Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına göre hazırlanan bu tez aşağıda imzaları bulunan jüri üyeleri tarafından değerlendirilmiş ve akademik dinleyicilere açık yapılan savunma sonucunda OYBİRLİĞİ ile kabul edilmiştir.

	<i>İmza</i>	
Danışman:	Dr. Öğr. Üyesi Ayhan AKBAL Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi	Onayladım
Başkan:	Prof. Dr. Şükrü ÖZEN Akdeniz Üniversitesi Mühendislik Fakültesi	Onayladım
Üye:	Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi	Onayladım
Üye:	Prof. Dr. A. Bedri ÖZER Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi	Onayladım
Üye:	Prof. Dr. Arif GÜLTEN Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi	Onayladım

Bu tez, Enstitü Yönetim Kurulunun/...../20..... tarihli toplantısında tescillenmiştir.

İmza

Doç. Dr. Kürşat Esat ALYAMAÇ
Enstitü Müdürü

BEYAN

Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım “Çok Yüksek Hızlı Tümlşik Devre Donanım Tanımlama Dili Kullanılarak Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin Çok Taşıyıcılı Filtre Bankası Tasarımı” Başlıklı Doktora Tezimin içindeki bütün bilgilerin doğru olduğunu, bilgilerin üretilmesi ve sunulmasında bilimsel etik kurallarına uygun davrandığımı, kullandığım bütün kaynakları atıf yaparak belirttiğimi, maddi ve manevi desteği olan tüm kurum/kuruluş ve kişileri belirttiğimi, burada sunduğum veri ve bilgileri unvan almak amacıyla daha önce hiçbir şekilde kullanmadığımı beyan ederim.

12.01.2021

Bircan ÇALIŞIR



ÖNSÖZ

İnsanoğlu yeryüzünde var olduğundan bu yana iletişime sürekli ihtiyaç duymuş ve iletişimi geliştirmeyi de bir gereklilik olarak görmüştür. Bu sayede insanlar arasında bilgi aktarımını sağlayan iletişim araçları da her geçen gün gelişen teknolojiye ayak uydurmuştur.

Günümüzde artan veri hızı ve kapasite talebi araştırmacıları iletişim araçlarını ve kullanılan teknikleri geliştirmeye teşvik etmiştir. Bu anlamda mevcut modülasyon teknikleri yerine daha fazla gelişmeye açık olan yeni teknikler önerilmiş ve uygulanmıştır. Mevcut modülasyon tekniklerini geliştirmeye yönelik yapmış olduğum yeni teknik denemelerinin olumlu sonuçları çalışmayı tamamlama konusunda bana motivasyon sağlamıştır.

Çalışmanın konusunu belirleme ve çalışma süresince fikir ve kaynak bakımından desteğini esirgemeyen kıymetli danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Ayhan AKBAL’a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bircan ÇALIŞIR
ELAZIĞ, 2021

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖNSÖZ.....	iv
İÇİNDEKİLER	v
ÖZET	vii
ABSTRACT	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
TABLolar LİSTESİ	xii
EKLER LİSTESİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiv
1. GİRİŞ	1
2. MATERYAL VE METOT.....	7
2.1. OFDM	7
2.1.1. Zaman Bölmeli Çoklu Erişim.....	10
2.1.2. Frekans Bölmeli Çoklu Erişim	10
2.1.3. Kod Bölmeli Çoklu Erişim.....	10
2.1.4. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama	11
2.2. MIMO sistemler	12
2.2.1. Kablosuz Haberleşme Kanal Modelleri ve Karakteristikleri	22
2.2.2. Bozucu Etkiler.....	22
2.2.3. Hızlı ve Yavaş Sönümlleme (Fast and Slow Fading)	24
2.2.4. Düz Sönümlleme (Flat Fading)	24
2.2.5. Frekans Seçici Sönümlleme (Frequency Selective Fading)	24
2.2.6. İstatistiksel Kanal Modelleri	24
2.2.7. AWGN Kanal Modeli ve Güç Spektral Yoğunluğu	25
2.2.8. Rayleigh Kanal Modeli ve Güç Spektral Yoğunluğu	25
2.2.9. Rician Kanal Modeli ve Güç Spektral Yoğunluğu	25
2.3. MIMO OFDM Yapısı	26
2.3.1. MIMO OFDM Verici Yapısı.....	26
2.3.2. MIMO OFDM Alıcı Yapısı.....	28
2.3.3. MIMO Sistemlerde Uzak Zaman Kodlama (STC).....	29
2.4. Kablosuz OFDM Sistemleri İçin Kanal Kestirimi	29
2.4.1. Pilot Sembol Destekli Kanal Kestirim Yöntemleri	30
2.4.2. Kanal Kestirim Algoritmaları.....	31
2.4.3. Denkleştirme	33
2.4.4. Kanal Kodlaması	33
2.4.5. Viterbi Kod Çözücü	33
2.4.6. Serpiştirme (İnterleaving) ve Geri-Serpiştirme (Deinterleaving) ve EVM (Error Vector Measurement)	34
2.5. OFDM ve MIMO OFDM Sistemlerinde Tepe Güç - Ortalama Güç Oranı	34
3. FBMC TASARIMI VE OFDM İLE KARŞILAŞTIRILMASI	41
3.1. QAM ve OQAM Tabanlı Sistemler	43
3.2. FBMC-QAM ve FBMC-OQAM	44
3.2.1. Phydys Fonksiyonu	49

3.2.2. Filtrelenmiş Çok Tonlu Modülasyon.....	55
3.2.3. Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama.....	55
3.2.4. F-OFDM.....	56
3.2.5. OQAM Tabanlı Çok Taşıyıcı Sistemlerin Avantajları.....	56
3.2.6. Ayırık Zamanlı MIMO FBMC-OQAM İletim Modeli.....	58
3.2.7. Zaman ve Frekans Seçici Kanal	60
3.3. Kanal Denkleştirme	62
3.3.1. Frekans Seçici Kanallar	64
3.3.2. ZF Denkleştirici	65
3.3.3. MMSE Denkleştirici	65
3.3.4. İki Kat Seçici Kanallar	69
3.4. Kanal Tahmin Teknikleri.....	70
3.4.1. Pilot Sembol	71
3.4.2. Kodlama	74
3.5. PPN-FBMC ve FS-FBMC.....	86
4. BULGULAR	91
4.1. GİRİŞ.....	91
4.2. FPGA Tabanlı FBMC Prototip Filtre Tasarımı	98
4.3. FBMC-OQAM Verici Tasarımı	101
5. SONUÇLAR.....	109
ÖNERİLER	111
KAYNAKLAR	112
EKLER	124
ÖZGEÇMİŞ	

ÖZET

Çok Yüksek Hızlı Tümlleşik Devre Donanım Tanımlama Dili Kullanılarak Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin Çok Taşıyıcılı Filtre Bankası Tasarımı

Bircan ÇALIŞIR

Doktora Tezi

FIRAT ÜNİVERSİTESİ
Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Ocak 2021, Sayfa: xiv + 122

Haberleşme teknolojileri, gelecek nesillere daha iyi iletişim olanakları sağlamak amacıyla özellikle son yıllarda kapasitelerini artırmaya yönelik çalışmalara yoğunluk vermiştir. Kablosuz sayısal iletişim sistemlerinin giderek yaygınlaşması ve her geçen gün artan yüksek veri hızı ve servis kalitesi talepleri, daha fazla kapasite vaadeden yeni haberleşme tekniklerinin geliştirilmesini hızlandıran çalışmaların önünü açmıştır. Günümüzde 5G olarak adlandırılan beşinci nesil haberleşme sistemleri, geleceğin teknolojisi olarak görülmekte, yüksek performansı sayesinde araştırmacıları cezbetmektedir. Özellikle Çok Taşıyıcılı Filtre Bankası (FBMC) olarak bilinen modülasyon tekniği sayesinde önceki nesillerde kullanılan Dikgen Frekans Bölme Çoklu Erişim (OFDM) modülasyonuna kıyasla daha yüksek hız ve performans elde edilmiştir.

Bu tezde yeni nesil 5G teknolojisinde kullanılan FBMC modülasyon yapısı geliştirilmiş ve karşılaştırmalı çalışmalarda performansının değerlendirilmesi amaçlanmıştır. Tezde özellikle FBMC verici-alıcı tasarımıındaki karmaşıklık en çok etkileyen FFT/IFFT, filtreleme gibi blokların etkisi önemli konular olarak karşımıza çıkmaktadır. FBMC vericisi ve kullanılan prototip filtrenin tasarımında Matlab yazılımı, Modelsim programı, Simulink programına ek olarak Xilinx Vivado donanım gerçekleştirme programı kullanılmış, son olarak da gerçek zamanlı tasarım için Zedboard xc7z020 FPGA bordu üzerinde uygulamalar yapılmıştır. Özellikle FS-FBMC-OQAM (Frequency Spreading-FBMC-OQAM) ve geleneksel yaklaşım olarak PPN-FBMC-OQAM (Poly Phase Network FBMC-OQAM) tekniklerinin FPGA tabanlı uygulaması Verilog dili kullanılarak ayrı ayrı yapılmış ve performans, kaynak kullanımı ve güç tüketimi karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Sonuçlar, FS-FBMC-OQAM sistemlerinin sahip olduğu daha yüksek hesaplama karmaşıklığının doğrudan daha yüksek kaynak kullanımına yol açmadığını, bu durumun FS-FBMC'yi FPGA üzerinde FBMC tasarımlarını uygulamak için uygun bir teknik haline getirdiğini göstermektedir. Elde edilen sonuçlar özellikle FBMC tekniğinin gücünü ortaya koyarken yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri için önemli bir teknolojiyi kullanıcılara sunmuştur.

Anahtar Kelimeler: FBMC, OFDM, 5G, Haberleşme teknolojileri, MIMO.

ABSTRACT

Multicarrier Filter Bank Design for Wireless Communication Systems Using Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description

Bircan ÇALIŞIR

Ph.D. Thesis

FIRAT UNIVERSITY

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

January 2021, Pages: xiv + 122

Communication technologies have concentrated on increasing their capacities, especially in recent years, in order to provide better communication opportunities for future generations. The increasing widespread use of wireless digital communication systems and the ever-increasing demands for high data speed and service quality have increased the efforts to accelerate the development of new communication techniques that promise more capacity. The fifth generation communication systems, called 5G today, are seen as the technology of the future and attract researchers thanks to their high performance. Especially, thanks to the modulation technique known as Multi-Carrier Filter Bank (FBMC), higher speed and performance has been achieved compared to Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDM) modulation used in previous generations.

In this thesis, FBMC modulation structure used in new generation 5G technology has been developed and its performance is aimed to be evaluated with comparative studies. In the thesis, the effects of blocks such as FFT/IFFT, filtering, which affect the complexity of FBMC transmitter-receiver design more, appear as important issues. In the design of the FBMC transmitter and the used prototype filter, Matlab software, Modelsim program, Simulink program and Xilinx Vivado hardware implementation program were used, and finally, applications were made on Zedboard xc7z020 FPGA board for real-time design. In particular, the FPGA-based application of FS-FBMC-OQAM (Frequency Spreading-FBMC-OQAM) and PPN-FBMC OQAM (Poly Phase Network FBMC-OQAM) techniques as the traditional approach has been made separately using Verilog language and the performance, resource usage and power consumption are comparatively given. The results show that the higher computational complexity FS-FBMC-OQAM systems have does not directly lead to higher resource utilization, making FS-FBMC a suitable technique for implementing FBMC designs on FPGA. When the results obtained showed the power of FBMC technique, it presented an important technology to the users for the new generation wireless communication systems.

Keywords: FBMC, OFDM, 5G, Communication technology, MIMO.

ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1. OFDM blok yapısı.....	9
Şekil 2.2. FDM ile OFDM arasındaki bant genişliği farkı	11
Şekil 2.3. (a) OFDM alt kanal ve (b) OFDM sinyal izgeleri	12
Şekil 2.4. SISO sistem yapısı	17
Şekil 2.5. 2x2 boyutunda bir MIMO yapısı.....	17
Şekil 2.6. MIMO demodülasyonu	20
Şekil 2.7. Kablosuz sistem diyagramı	21
Şekil 2.8. MIMO sistem alıcı ve verici anten yapısı.....	22
Şekil 2.9. Bozulma grafiği.....	23
Şekil 2.10. MIMO-OFDM yapısı	27
Şekil 2.11. Seri-paralel dönüştürücü.....	27
Şekil 2.12. MIMO-OFDM verici yapısı	28
Şekil 2.13. MIMO-OFDM alıcı yapısı	28
Şekil 2.14. MIMO-OFDM kodlama ve kod çözücü	29
Şekil 2.15. Blok ve tarak tipi pilot semboller	31
Şekil 2.16. OFDM verici alıcı blok diyagramı	36
Şekil 2.17. MIMO OFDM için LS kanal tahmininde BER/SNR	38
Şekil 2.18. MIMO OFDM için LS kanal tahmininde MSE.....	38
Şekil 2.19. Gerçek ve LS kanal tahminiyle kanal gücü	39
Şekil 2.20. 4,16,64,256,1024 QAM dereceleri için BEP-SNR ilişkisi	40
Şekil 3.1. FBMC blok yapısı	46
Şekil 3.2. FBMC-QAM Verici Yapısı.....	47
Şekil 3.3. FBMC-QAM Alıcı Yapısı.....	48
Şekil 3.4. Zaman-frekans düzleminde (a) QAM ve (b) OQAM	49
Şekil 3.5. Phydias prototip filtrenin örneklenmiş frekans yanıtı.....	50
Şekil 3.6. Phydias prototip filtrenin dürtü yanıtı	51
Şekil 3.7. Phydias prototip filtrenin zaman düzleminde enerji dağılımı	51
Şekil 3.8. OFDM ve FBMC için alt taşıyıcılar	52
Şekil 3.9. Prototip filtrelerin frekans yanıtı	52
Şekil 3.10. FBMC’de K=4,3,2 için frekans yanıtı	53
Şekil 3.11. OFDM (Dikdörtgen) ve FBMC-OQAM (Phydias) prototip filtrelerinin dürtü yanıtı	53

Şekil 3.12. Prototip filtre dürtü yanıtı.....	54
Şekil 3.13. Prototip filtre frekans yanıtı	55
Şekil 3.14. OQAM zaman-frekans yayılımı	57
Şekil 3.15. Ayırık zamanlı MIMO FBMC-OQAM verici ve alıcı modeli.....	58
Şekil 3.16. Sentez ve analiz filtre bankası bloklarıyla iletim kanalı modeli	58
Şekil 3.17. Sentez filtre bankası	61
Şekil 3.18. Analiz filtre bankası	61
Şekil 3.19. Ön denkleştirme ile MIMO FBMC-OQAM sistemi	63
Şekil 3.20. Her bir alt kanal denkleştiricinin kısmi çoklu kademeleri	63
Şekil 3.21. Değişik algılayıcılarla SER-SNR karşılaştırması (4x4 MIMO ve 4-QAM modülasyon).....	67
Şekil 3.22. 4x4 MIMO için değişik algılayıcılarla hesaplama süresi kıyaslaması	67
Şekil 3.23. Değişik algılayıcılarla SER-SNR karşılaştırması (2x4 MIMO, 4-QAM modülasyon)	68
Şekil 3.24. 2x4 MIMO için değişik algılayıcılarla hesaplama süresi kıyaslaması	68
Şekil 3.25. Geliştirilen kapasite-SNR ilişkisi	72
Şekil 3.26. CP-OFDM'e kıyasla geliştirilen kapasite.....	73
Şekil 3.27. OFDM ve FBMC modülasyonları için CCDF-PAPR ilişkisi.....	73
Şekil 3.28. Bir ve iki yardımcı sembol kullanan FBMC ve Coded FBMC'de sinyal gücü	74
Şekil 3.29. Kodlanan pilot sembol sayısı 8 için kodlanmış pilot sembol örnekleri	75
Şekil 3.30. Kodlanan pilot sembol sayısı 16 için kodlanmış pilot sembol örnekleri	76
Şekil 3.31. Yardımcı pilot semboller tekniğini kullanan pilot örnekler.....	76
Şekil 3.32. BER- SNR ilişkisi (64-QAM)	78
Şekil 3.33. BER- SNR ilişkisi (16-QAM)	78
Şekil 3.34. Kullanılan modülasyon tekniklerine ait teorik sinyal gücü	79
Şekil 3.35. Simulasyon sonucu elde edilen sinyal gücü	79
Şekil 3.36. FBMC, OFDM, WOLA, f-OFDM, UPMC için güç spektral yoğunlukları	80
Şekil 3.37. Simulasyon sonucu elde edilen güç spektral yoğunluğu	80
Şekil 3.38. F=15 kHz için SIR grafiği (zamanda)	81
Şekil 3.39. F=15 kHz için SIR grafiği (frekansta).....	81
Şekil 3.40. FBMC, OFDM ve OFDM no CP için sinyal gücü.....	82
Şekil 3.41. FBMC, OFDM ve OFDM no CP için güç spektrum yoğunluğu.....	82
Şekil 3.42. FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği ve OFDM için BER-SNR ilişkisi	83
Şekil 3.43. OFDM pilot semboller	83
Şekil 3.44. FBMC Auxiliary için pilot semboller.....	84
Şekil 3.45. FBMC Coding için pilot semboller	85

Şekil 3.46. FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği ve OFDM için iletim gücü	85
Şekil 3.47. FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği ve OFDM için güç spektral yoğunluğu	86
Şekil 3.48. PPN-FBMC blok yapısı.....	87
Şekil 3.49. PPN-FBMC yapısının içeriği	87
Şekil 3.50. Pruned IFFT kullanan PPN-FBMC yapısı.....	87
Şekil 3.51. FS-FBMC blok yapısı	88
Şekil 3.52. FS-FBMC'nin iç yapısı	89
Şekil 4.1. Yazılım ve Donanım Simulasyonu blok yapısı	94
Şekil 4.2. MATLAB ve Simulink ile sistem tasarımından donanıma entegre iş akışı.....	95
Şekil 4.3. Prototip filtrenin Simulink modeli.....	99
Şekil 4.4. Prototip filtrenin Simulink çıkışı	99
Şekil 4.5. Tasarlanan Prototip filtrenin lojik analizi	100
Şekil 4.6. ModelSim uygulamasından alınan filtre giriş ve çıkışı	101
Şekil 4.7. FBMC verici yapısı	106
Şekil 4.8. OQAM yapısı	106

TABLÖLAR LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 3.1. Farklı K değerleri için Phydya filtrenin katsayıları, ISI ve ICI değerleri	50
Tablo 3.2. Çok taşıyıcı modülasyon tekniklerinin özellikleri	56
Tablo 3.3. 4x4 MIMO kanalın katsayıları.....	68
Tablo 3.4. 2*4 MIMO kanalın katsayıları.....	69
Tablo 4.1. Time Limited filtrelerin analitik ifadeleri	96
Tablo 4.2. Band limited filtrelerin analitik ifadeleri	97
Tablo 4.3. Localized filtrelerin analitik ifadeleri	98
Tablo 4.4. Tipik OFDM, FBMC-OAM için total kaynak kullanımı.....	101
Tablo 4.5. PPN-FBMC ve FS-FBMC ile tasarlanan verici yapılarına ait kaynak kullanımı	102
Tablo 4.6. FBMC-OQAM vericisi tasarımına ait kaynak kullanımı.....	104
Tablo 4.7. OQAM kaynak kullanımı	104
Tablo 4.8. IFFT kaynak kullanımı	105
Tablo 4.9. Prototype filtre için kaynak kullanımı	105
Tablo 4.10. FBMC demodülasyonu için kaynak kullanımı	105
Tablo 4.11. Farklı uzunluklardaki IFFT bloğu için kaynak kullanımı	107
Tablo 4.12. Farklı uzunluklardaki filtre için kaynak kullanımı.....	107
Tablo 4.13. Farklı kullanıcı sayıları için FBMC vericisinin kaynak kullanımı.....	108
Tablo 4.14. Farklı kullanıcı sayıları için FBMC alıcısının kaynak kullanımı	108

EKLER LİSTESİ

	Sayfa
Ek- 1: FBMC Verici Yapısına Ait VHDL Kodları	124
Ek- 2: FBMC Alıcı Yapısına Ait VHDL Kodları	128



SİMGELER VE KISALTMALAR

Kısaltmalar

FBMC	: Çok Taşıyıcılı Filtre Bankası
OFDM	: Dikgen Frekans Bölmeli Modülasyon
5G	: 5. Nesil
MIMO	: Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
QAM	: Dördül Genlik Modülasyonu
OQAM	: Kaydırılmış Dördül Genlik Modülasyonu
CP	: Döngüsel Önek
WLAN	: Kablosuz Yerel Alan Ağ
WMAN	: Telsiz Kent Alan Ağı
ISI	: Semboller arası girişim
ICI	: Taşıyıcılar arası girişim
BER	: Bit Hata Oranı
SIR	: Sinyal-Girişim Gücü Oranı
PAPR	: Tepe Güç-Ortalama Güç Oranı
ZF	: Sıfır Zorlama
MMSE	: Maksimum Ortalama Karesel Hata
LTE	: Uzun Vadeli Evrim
IoT	: Nesnelerin İnterneti
FPGA	: Alanda Programlanabilir Kapı Dizisi
UFMC	: Evrensel Filtreli Çoklu Taşıyıcı
f-OFDM	: Filtrelenmiş OFDM
GFDM	: Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama
WOLA	: Ağırlıklı Örtüşme ve Toplama
STBC	: Uzay-Zaman Blok Kodu
DAP	: Sayısal Ses Yayıncılığı
DVB-T	: Sayısal Karasal Video Yayıncılığı
LOS	: Direk Görüş
CSI	: Kanal Durum Bilgisi
ADSL	: Asenkron Dijital Abone Hattı
HDSL	: Yüksek Bit Hızlı Dijital Abone Hattı
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü

1. GİRİŞ

Gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde yüksek hız ve güvenli iletişim gereksinimlerini karşılayacak MIMO, OFDM ve FBMC gibi teknikler bulunmaktadır. Bu gereksinimler bant genişliği verimliliğinde artış, veri iletim hızında artış, mevcut sistemlere adaptasyon olarak gruplandırılabilir. Gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinden biri olan MIMO sistemler yüksek bant genişliği verimliliği ve yüksek veri hızı sağlayan sistemler olarak bilinmektedir. MIMO tekniğinde paralel alt kanallar açılarak verici ve alıcı tarafta çoklu antenler oluşturulmaktadır. Bu kanallar aynı zaman ve frekansta çalıştığı için yüksek bant genişliğine gerek kalmadan yüksek veri hızı başarımı sağlanmaktadır. Bant genişliği verimliliği MIMO sistemleri geniş bantlı gelecek nesil haberleşme ve iletim teknolojisinin vazgeçilemez telsiz erişim standardı yapmaktadır. MIMO kablosuz haberleşme sistemlerinde, ileri uzay-zaman işaret işleme ve kodlama teknikleriyle çoklu verici ve alıcı antenlerin kullanılmasıyla Shannon sınırı diye bilinen yüksek kapasite elde edilmektedir [1]. Yapılan araştırmalar sonucunda MIMO sistemlerin birçok avantaja sahip olduğu ve telsiz haberleşmesinde önemli bir teknik olduğu ortaya konmuştur [2-4].

Diğer bir yöntem OFDM tekniği kullanılabilir spektrumu üst üste binebilen ama birbirine dik olan dar bant alt kanallara böler, bunun sonucunda frekans seçici olan kanal; frekans seçici olmayan kanala dönüştürülmüş olur. Semboller arası girişim (ISI- Inter Symbol Interference) problemi OFDM sembollerine döngüsel önek (CP-Cyclic Prefix) eklenmesiyle çözülmüş olur. OFDM sahip olduğu önemli avantajlardan dolayı sayısal ses ve video yayını (DAB, DVB), telsiz yerel alan ağı (WLAN) ve telsiz kent alan ağı (WMAN) gibi uygulamalarda tercih edilen telsiz standartları arasında bulunmaktadır. Sahip olduğu avantajlardan dolayı MIMO ve OFDM sistemlerinin birlikte kullanılması yüksek veri hızlı sistemler için gelecek vadetmektedir [3]. MIMO sistemlerle birlikte bir çoğullama tekniği olarak da kullanılan OFDM frekans düzleminde alt kanallar oluşturmak prensibine dayanır. Frekans bölmeli çoğullamada, kullanıcılar bu haberleşme kaynaklarını ortaklaşa kullanmaktadırlar. Bahsedilen çoğullama tekniğinde; her bir işaretin iletimi için kullanılabilir bant genişliği, çok sayıda dar bantlı kanala bölünür. Her bir kullanıcıya ayrı bir frekans bandı ayrılırken hiçbir kullanıcı aynı frekans bandını kullanmaz [4-6]. MIMO sistemler OFDM tekniği ile birleştirilerek daha hızlı veri iletimi ve daha verimli bant genişliği kullanımı sağlanmıştır. Geliştirilen bu MIMO OFDM sistemi yüksek veri iletimli haberleşme sistemleri için önemli bir yapı olarak görülmektedir.

Ancak bu sistemde OFDM tekniğinin bazı dezavantajları dikkat çekmektedir. Bu dezavantajlardan en önemlisi iletimde bozulmalara yol açan tepe güç-ortalama güç oranı (PAPR-Peak to Average Power Ratio)'dır. Bu problem bant içi ve bant dışı girişimlere ve bit hata oranı (BER-Bit Error Rate) performansında lineer olmayan bozulmalara yol açmaktadır. Ayrıca bu

durum komşu frekans bantlarını da olumsuz etkilemekte ve bu bantlarda da girişimlere sebebiyet vermektedir [7].

Son yıllarda ortaya çıkan Çok Taşıyıcılı Filtre Bankası (FBMC), geleneksel Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama (OFDM) 'den daha iyi spektral özellikler sunar. Ayrıca FBMC'nin CP gerektirmemesi avantaj olarak görülmektedir. Doğrudan Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) uyumluluğunun olmaması problemi frekanstaki sembolleri yayarak, FBMC'deki karmaşık ortogonallığı geri yüklemek suretiyle çözülebilir, böylece OFDM'de bilinen tüm MIMO yöntemleri kolayca uygulanabilir. Tüm bu avantajlarının yanı sıra FBMC tekniğinde imajiner içsel girişim problemi dezavantaj olarak görülmektedir. Balian-Low teoremi ile bu imajiner girişimin teorik açıklaması yapılabilir. Birçok durumda, imajiner girişim, performans üzerinde ya hiç ya da sadece küçük bir etkiye sahiptir. Ancak; pilot sembol destekli kanal kestirimi, Alamouti'nin uzay-zaman-blok-kodu ve maksimum olasılıklı MIMO tespiti gibi bazı önemli teknikler bu imajiner girişimden ciddi şekilde olumsuz etkilenmektedir. Bütün bu zorlukların üstesinden gelmek için yenilikçi çözümler bulmak zorunlu hale gelmiştir. [8-11].

Gelecek nesil kablosuz sistemler, çok çeşitli kullanım durumları ile karakterize edilecektir. Bu durum, geleneksel OFDM'de zor olan mevcut zaman-frekans kaynaklarının esnek bir şekilde tahsis edilmesini gerektirmektedir. Bu durumda pencereleme veya filtreleme gibi OFDM modifikasyonları gerekli hale gelirken alternatif olarak FBMC modülasyon şeması kullanılabilir. [12]'de FBMC ile ilgili temel zorluklardan olan çoklu anten ve kanal tahmininin etkin biçimde üstesinden gelinmektedir. Ek olarak, iki kat seçici kanallarda sinyal gürültü oranı için kapalı form çözümler elde edilmiş ve birçok pratik uygulamada tek kademeli dengeleyicilerin yeterli olduğu gösterilmiştir.

FBMC, OFDM ile karşılaştırıldığında arttırılmış spektral özelliklere sahip bir modülasyon tekniğidir. İki kat seçici kanallarda (frekans ve zaman) OFDM ve FBMC'nin performans dejenerasyonu, yani zaman seçiciliği ve frekans seçiciliği araştırılmıştır. Bunun için, OFDM ve FBMC'nin genel bit hata olasılığı (BEP-Bit Error Probability) ifadeleri tarafından kapsanan özel durumlara sahip, tek kademe denkleştiricilere dayalı, keyfi doğrusal modülasyon yöntemleri için kapalı-formda BEP ifadeleri çıkarılmıştır. Hesaplamalar Monte Carlo simülasyonları ile doğrulanmış ve gürültü Gauss gürültüsü olarak tahmin edilerek BEP hatası araştırılmıştır [13].

Gelecek nesil kablosuz sistemler; yüksek veri hızları, makineden makineye iletişimi ve düşük gecikmeli iletimler gibi çok çeşitli olası kullanım durumlarını desteklemelidir. Bu durum, zayıf spektral davranışından ötürü, geleneksel OFDM'de mümkün olmayan, mevcut zaman-frekans kaynaklarının esnek bir şekilde paylaşılmasını gerektirir. Bu gibi farklı uygulamalar için, FBMC [9,10] çok daha iyi spektral özellikleri nedeniyle OFDM'e göre etkili bir alternatif haline gelmiştir. Maksimum spektral verimlilik elde edildiği için FBMC, Ofset Quadrature Amplitude Modulation (OQAM)-FBMC formunda uygulanmaktadır. FBMC'de Çoklu Giriş ve Çoklu Çıkış (MIMO)

entegrasyonu, içsel imajiner girişimden dolayı OFDM'deki kadar kolay olmasa da MIMO'nun etkin bir şekilde uygulanmasına olanak tanıyan ve mevcut kablosuz sistemler için FBMC'yi uygun bir seçim haline getiren yöntemler mevcuttur [13-15]. 2014'te Geliştirilen FBMC-QAM yapısı [16] QAM sinyalinin iletimi için iki prototip filtresi kullanarak içsel girişim problemi olmadan dikgenliği sağlamaktadır. İlk olarak, tek bir prototip filtre yerine çoklu prototip filtreler kullanır. FBMC-QAM, gerçek değerli sembollerden ziyade karmaşık değerli QAM sembollerini destekler. Ayrıca FBMC-QAM, filtre katsayıları, spektrum sınırlaması ve filtrelerin sinyal-girişim gücü oranı (SIR) gibi çeşitli performans ölçütleri altında optimize edilebilir. Karmaşık semboller desteklendiğinde, FBMC-QAM'deki iletim hızı CP-OFDM'deki ile aynıdır ve bu nedenle FBMC-OQAM'in iki katı hızlıdır [17].

Haberleşme kanalında sağlıklı iletişim için kanalın alıcı tarafından bilinmesi büyük önem taşımaktadır. Kanalın girişte uygulanan bilinen işarete ne kadar etki ettiği bilinirse çıkıştaki hata oranı hesaplanacak ve sonraki işaretler için kanal tanımlanmış olacaktır. Literatürde bu işleme kanal kestirimi (tahmini) denir. OFDM ve FBMC tekniklerinin kullanıldıkları sistemlerde kanal tahmini için pilot sembol destekli kanal tahmini oldukça yaygın bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır [8,18,19]. Ayrıca önsöz (preamble) tabanlı kanal tahmin yöntemleri de hem FBMC hem de OFDM'de etkili bir kullanım alanına sahiptir [20-24]. FBMC'nin doğası gereği sahip olduğu içsel girişim problemini çözmek için ise yardımcı pilot sembol yöntemi geliştirilmiştir [25,26]. Pilot sembol yaklaşımı ile yapılan kanal tahmini FBMC ve OFDM için kıyaslanarak karşılaştırmalı uygulamalar sunulmuştur [27].

Kanal tahmininin akabinde alıcıda denkleştirme işlemleri yapılarak orijinal işaret elde edilmeye çalışılır. ZF (Zero Forcing) ve MMSE (Maximum Mean Square Error) teknikleri kullanılarak lineer denkleştirme işlemi yapılmıştır [28]. QAM tabanlı bir FBMC (QAM-FBMC) uzay-zaman blok kodu (STBC) sisteminin, sadece lineer alıcılar kullanılarak çoklu giriş çoklu çıkış yapısını desteklemek üzere, FBMC'deki lineer olmayan denkleştiricilerin gerekliliğinin geleneksel algılanışını çökeltmek, CP-OFDM performansına yakın bir performans gösterebileceği açıklanmıştır [29]. MIMO DF (Decision Feedback) denkleştiriciler filtre bankası tabanlı çok taşıyıcılı sinyalleri tespit etmek için kullanılmaktadır [30]. Durağan olmayan giriş sinyalleri ve analog filtre bankası katsayılarını uyarlayabilen MIMO HFB (Hybrid Filter Bank) A/D dönüştürücüler için uyarlamalı bir kör denkleştirme (Blind Equalization) yöntemi sunulmuş ve bu yöntem bilişsel radyo uygulamaları için MIMO HFB'yi uygulanabilir kılmıştır [31]. QAM modülasyonu ile MIMO-FBMC sistemleri için eğitilmiş ortalama karesel hataya (MSE) dayalı bir modifiye nöral ağ tabanlı algoritma (NN) önerilmiş ve bu algoritma, düşük karmaşıklığa sahip bir adaptif alt kanal denkleştiricisi sunmuştur [32]. MIMO FIR kanalları için sonlu dürtü yanıtı (FIR) denkleştiricileri tasarlama problemi ele alınmıştır. FIR denkleştirici için optimum sıfır zorlama (ZF) ve minimum ortalama karesel hata (MMSE) çözümleri türetilmiştir [33].

Son olarak artan teknolojik gelişmeler 5. nesil (5G-5th Generation) kablosuz iletişim sistemlerinin geniş bir şekilde düşünülmesine olanak sağlamıştır. 5G mobil haberleşme sisteminin zorlukları ve gereksinimleri FBMC ve OFDM tabanlı her iki yapı için karşılaştırılmıştır [34].

Avrupa araştırma projesi olan 5GNOW'un önemli bulgularını temsil eden LTE/LTE-A (5G) hakkında çalışmalar giderek hız kazanmıştır. 5G ağlarına geçiş yapmak için ilk olarak sürücülerini belirleyerek başlıyoruz. Nesnelerin İnterneti'nin (IoT-Internet of Things) gelişi ve insanlar tarafından başlatılan geleneksel iletimlerle bütünleşmesi, yeniden tasarlanacak temel bir sisteme ihtiyaç duymaktadır. Bunun için, LTE'de uygulanmakta olan eşzamanlılık ve ortogonalite ile katı paradigmanın (örnekleme), verimlilik ve ölçeklenebilirliği olumsuz etkilediği sonucuna varılmıştır. Bu etkilerin üstesinden gelebilmek için birleştirilmiş bir çerçeve yapısı, çoklu taşıyıcılı bir dalga formu tasarımı içeren filtreleme işlevselliği, seyrek sinyal işleme mekanizmaları, sağlamlık çerçevesi ve çok kısa gecikmeli iletimler içeren bir teknoloji olarak 5G önerilmektedir [35]. Önceki dört kuşakta hücrel teknolojiler sistemlere uyumluluğu bozan örnekler sunmuştur. 5G'nin büyük bant genişlikleri, olağanüstü baz istasyonu, cihaz yoğunlukları ve daha önce görülmemiş sayıda anten ile çok yüksek taşıyıcı frekansları içeren bir paradigma kayması olması gerekmektedir. Bununla birlikte, önceki dört kuşaktan farklı olarak, evrensel yüksek hızlı kapsama alanı ve kesintisiz bir kullanıcı deneyimi sağlamak için LTE ve Wi-Fi ile birlikte yeni bir 5G hava arayüzü ve spektrumun bağlanması aynı zamanda son derece bütünleyici olacağını açıklamaktadır. Bunu başarmak için, merkez ağın daha önce benzeri görülmemiş esneklik ve akılcılık seviyesine ulaşması, spektrum paylaşımının yeniden gözden geçirilmesi ve iyileştirilmesi gerekecektir, enerji ve maliyet verimliliği daha da kritik hususlar haline gelecektir [36].

Büyük ölçekli çoklu anten sistemlerinin kesişiminde bulunan 5G teknolojisindeki ana zorlukların üstesinden gelmek için, kendinden denkleştirme özelliği olan ve sistemin gerektirdiği alt taşıyıcıların sayısını azaltabilen FBMC tabanlı Massive MIMO yapısı geliştirilmiştir. Massive MIMO ve FBMC'nin birlikte kullanıldığı sistemlerde sadece Massive MIMO'nun sistem spektrumunun tüm kullanıcılar tarafından tekrar tekrar kullanılabilmesi değil aynı zamanda FBMC'nin düşük OOB (Out Of Band) emisyonları sağlaması nedeniyle de yüksek verimli uygulamalar gerçekleştirilmektedir [37,38].

FBMC-PAM, darbe genlik modülasyonunu kullanan ve FBMC-OQAM'in tersine sembol hızı iki katı olan, OFDM ile aynı sembol hızında çalışan, son yıllarda geliştirilmiş bir filtre bankası çoklu taşıyıcı tekniğidir. Alıcıda frekans düzlemi denkleştirici ile donatılmış olan bu yapı frekans alanında etkili bir şekilde uygulanmaktadır. Frekans düzlemi yaklaşımının, kanal denkleştirmede olduğu gibi, MIMO tekniklerinin denkleştirme ailesine ait olduğu düşünülerek; FBMC-MIMO teknikleri için de uygulanabilirliği gösterilmiştir. FBMC-PAM şemasında, alıcıda frekans düzlemi

denkleştirmesi uygulanmakta, bu da mobil sistemlerin gereksinimi olan yüksek performanslı kanal denkleştirme ve taşıyıcı frekans kaymasının dengelemesini sağlamaktadır [39].

Teknolojik açıdan, FPGA (Field Programmable Gate Array) cihazları haberleşme algoritmalarının gerçek zamanlı uygulanması için uygun çözümler sunmaktadır [40]. FPGA temelli çip üzerinde sistem (SOC-System on Chip) mimarisi, sisteme gömülü işlemcinin kontrol ve yönetim olanaklarıyla birlikte programlanabilir mantık kaynakları için önemli bir esneklik sağlar. Bu nedenle yoğunluk, paralel veri hesaplama ve yüksek entegrasyon ile uygulama gereksinimlerine yüksek bir adaptasyon sağlamak mümkündür [41].

Önceki çalışmalarda kablosuz iletişim için OFDM tabanlı önemli modüller optimize edilmiş ve FPGA’da uygulanmıştır [42]. Ayrıca, bir filtre bankası tabanlı çok taşıyıcılı modem için FPGA cihazına dayalı bir uygulama önerilmiştir [43].

Günümüzde kablosuz iletişimdeki vericilerin gönderdiği verilerin %60’ı video verileridir ve 2021’de bu oranın %78’e çıkması öngörülmektedir. Videoların çözünürlüğünün giderek artması hesaba katıldığında, bu derece büyük bir veri trafiğini sağlayabilecek, ayrıca akıllı şebeke, sanal gerçeklik (VR), akıllı evler ve arabalar gibi yeni teknolojiler için daha uyumlu olacak, 4G haberleşme sistemine alternatif yeni bir iletişim sisteminin gerekliliği ortaya çıkmıştır. Bu yeni sistem 5G olarak adlandırılmaktadır ve sahip olması beklenen bazı özellikler şöyledir [36]: 4G için 1Mbps olan temin edilecek asgari veri hızının 5G’de 100 Mbps olması, 4G için yaklaşık 15 ms olan gecikme süresinin, 5G’de 1 ms civarına inmesi beklenmektedir. Bu sayede iletişim için harcanan gücün 5G’ye geçiş ile birlikte 4G’ye göre yükselmemesi, mümkünse daha düşük olması beklenmektedir. 5G sistemler için kullanılması önerilmiş ve üzerinde araştırmalar yapılan birçok iletişim yöntemi vardır. Bu yöntemlerin önde gelenleri; FBMC, f-OFDM, UPMC, GFDM’dir. Özellikle son yıllarda 5G teknolojisine olan talebin artmasıyla donanımsal çalışmalar hız kazanmış ve literatürde önemli bir yer edinmiştir [44,45].

Bu tez çalışmasında özellikle gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemleri, kullanıcılar tarafından artan yüksek hız, yüksek kapasite, birçok cihazın eş zamanlı haberleşmesi, her zaman her yerde iletişim gibi talepleri karşılamak için sürekli olarak ve eş görülmemiş bir hızla gelişmekte ve çözümler üretmektedir. Kablosuz haberleşme sistemleri tüm bu talepleri karşılamak ve kullanıcılara sağlıklı ve güvenilir iletişim olanakları sunmak için çeşitli modülasyon teknikleri geliştirmiştir ve geliştirmeye devam etmektedir. Bu tez kapsamında bahsedilen modülasyon tekniklerinden biri olan OFDM, bozucu etkilere dayanıklılığı, nispeten yüksek veri hızı ve bant genişliği verimliliği gibi özellikleri nedeniyle geniş bantlı çok taşıyıcılı iletişim için baskın teknoloji olarak kabul edilmiş ve oldukça geniş ve yaygın uygulama alanı bulmuştur. Gelişen teknoloji ve artan kullanıcı sayısı, bilişsel radyolar ve çok kullanıcılı çok taşıyıcılı sistemler gibi, her kullanıcıya bir alt taşıyıcı alt kümesinin tahsis edildiği belirli uygulamalar OFDM tekniğini yetersiz kılmıştır. Bu anlatılan nedenler dolayısıyla geliştirilen bir başka modülasyon tekniği olan

FBMC yapısı dikkat çekmiş ve tezin konusunu olmuştur. Hem OFDM hem de FBMC için kanal tahmini ve denkleştirici algoritmaları uygulanarak bu algoritmalara karşı tepkileri incelenmiştir. FBMC yapısının esnekliği ve sağlamlığı sayesinde çok girişli çok çıkışlı sistemlere adaptasyon sağlayacağı öngörülerek günümüz 5G teknolojisinde kullanılabilecek donanımsal uygulamalarının gerçekleştirilmesi bu tezin temel kapsamını oluşturmaktadır. Tezin amaçladığı FBMC tekniğine ait FBMC verici yapısı ve FBMC prototip filtre yapısı Avnet Zedboard xc7z020 FPGA bordu üzerinde denenmiş ve kaynak kullanımı, güç tüketimi, gecikme gibi parametreler bakımından incelenmiştir. Yapılan uygulamalar FBMC yönteminin daha yüksek spektral verimlilik sağladığını ve bunun 5G için çok önemli olduğunu göstermektedir. Sonuç olarak önerilen FBMC yönteminin OFDM ile kıyaslanınca daha iyi sonuçlar elde ettiği ve gelecek nesil haberleşme sistemlerinin taleplerini karşılayabilecek güçte olduğu görülmüştür.



2. MATERYAL VE METOT

Bu bölümde ilk olarak paralel veri iletiminde oldukça geniş yer bulan OFDM modülasyon tekniğinin, kullanım alanları, avantajları ve genel yapısı açıklanmıştır. Daha sonra MIMO sistemler, kablosuz haberleşme kanal modelleri ve karakteristikleri, kanal bozucu etkileri anlatılmıştır. Son olarak hızlı ve yavaş, düz, frekans seçici sönmülemeli kanal modelleri, AWGN, Rayleigh, Rician istatistiksel kanal modelleri, MIMO-OFDM alıcı ve verici yapıları, kanal kestirim teknikleri, denkleştirme, kanal kodlaması ve OFDM ve MIMO-OFDM sistemlerde tepe güç-ortalama güç oranı sırasıyla açıklanmıştır.

2.1. OFDM

Bilginin paralel iletilmesi fikri ve frekans bölmeli çoğullama kavramı 1960'larda gelişmeye başlamıştır [46]. 1970'de ABD'de konuyla ilgili patent başvurusu kabul edilmiştir [47]. Bu konuda yapılan çalışmaların çoğu dik frekanstaki taşıyıcılara sahip olan çok taşıyıcılı sistemler ve bunların verimliliğinin artırılması yönünde olmuştur. 1971'de modülasyon ve demodülasyonda Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT-Discrete Frequency Transform) kullanılarak bilginin paralel iletilmesi gerçekleştirilmiştir. 1980'lerde yüksek yoğunluklu sayısal gezgin iletişim ve yüksek hızlı modemler için OFDM tekniği kullanılmıştır. DFT kullanılarak QAM-OFDM tekniği ile pilot ton uygulaması gerçekleştirilmiştir [48,49]. Ayrıca telefonda kullanılmak üzere farklı hızda modemler oluşturulmuştur [50]. OFDM 1990'larda gezgin radyo FM kanallarından geniş bantlı bilgi iletimi, yüksek veri hızlı abone hatları (HDSL-1,6 Mbps), asimetrik sayısal abone hatları (ADSL-6 Mbps'e kadar), çok yüksek hızlı sayısal abone hatları (VDSL-100 Mbps), sayısal ses yayını (DAB) ve yüksek tanımlı televizyon (HDTV) yer yayın sistemleri için kullanılmıştır [51-58].

Radyo frekans spektrumunun sonlu bir kaynak olması, aynı anda aktarım yapmak isteyen farklı uç sistemlerin kaçınılmaz olarak belirli frekans aralıklarını paylaşmalarını gerektirir. Frekans spektrumunun bölünmesinin ve bölünen bu spektrumun birçok kullanıcı arasında paylaşılmasının birçok yolu vardır. Günümüzde geniş bantlı iletişim sistemlerinde, özellikle frekans seçici kanallar üzerinden yüksek başarımlarda iletimden dolayı, çok taşıyıcılı sistemler yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Çoklu erişim düzenleri, aynı anda birçok kullanıcıya, aynı sabit bant genişlikli radyo tayfını kullanma imkânı verirler [59].

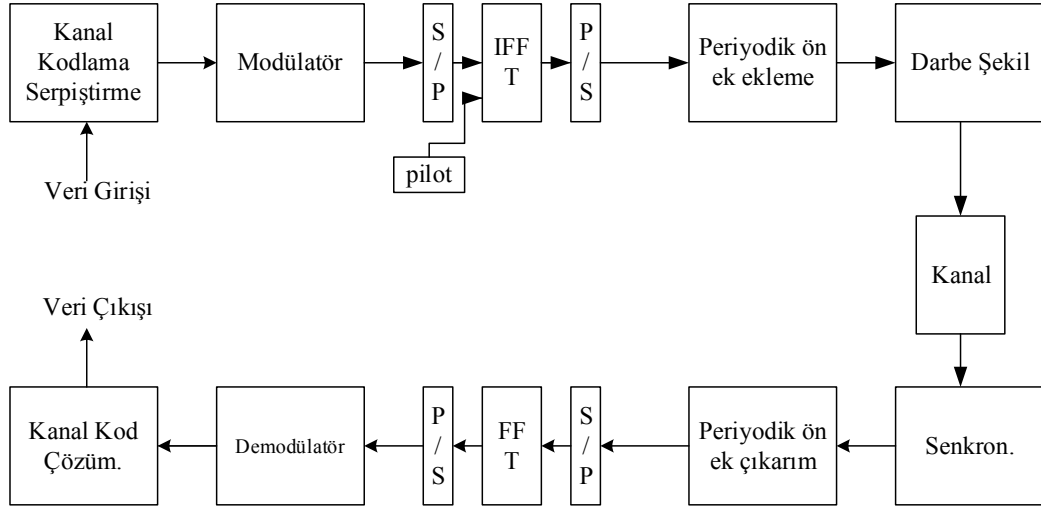
Günümüzde artan yüksek hızda kaliteli iletişim talebi, kullanılabilir bant genişliğinin verimli paylaşımı ve bozucu etkilere çok daha dayanıklı kanal seçimi, haberleşme kalitesini belirleyen temel faktörler olarak belirlenmiştir. Bütün bu talepleri karşılamak üzere çok taşıyıcılı bir modülasyon tekniği olan DFBC (Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama-OFDM), yüksek bit hızlı bir veri akışını birkaç düşük bit hızlı veri akışına bölen ve bu düşük bit hızlı veri akışlarını birkaç

taşıyıcıyı modüle etmek için kullanan bir veri iletim tekniğidir. Bant genişliğinin sınırlı bir kaynak olduğu gerçeği düşünüldüğünde, OFDM diğer tekniklere göre bu sınırlı kaynağı daha verimli kullanması, bozucu etkilere karşı dayanıklılığı, veri iletim hızının yüksek olmasıyla haberleşme sistemlerinde kendine güçlü bir yer bulmuştur. OFDM'in kullanıldığı güncel uygulamalar; sayısal ses yayıncılığı (DAP), sayısal karasal video yayıncılığı (DVB-T), sabit kablolu uygulamalarda asenkron sayısal abone hattı (ADSL) ve yüksek bit hızlı sayısal abone hattı (HDSL) sistemlerinde, kablosuz ağlar (Hiperlan/2, IEEE 802.11, IEEE 802.16, 3GPP-LTE, LTE-Advanced... vb) şeklinde verilebilir.

Kablosuz haberleşmenin en ciddi sorunlarından biri bant genişliğinin sınırlı olmasıdır. Sınırlı olan bant genişliği kaynağının kablosuz sistem tarafından uygulama türü ve kullanıcı sayısına göre olabildiğince verimli bir şekilde paylaşılması gerekmektedir. Kablosuz bir sistemdeki mevcut bant genişliğini, birden fazla kullanıcıya paylaşmak üzere Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FBÇE), Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (ZBÇE) ve Kod Bölmeli Çoklu Erişim (KBÇE) çoğullama yöntemleri kullanılmaktadır [7].

Önümüzdeki yıllarda da yeni nesil iletişim sistemlerinde büyük oranda teknik altyapı hizmeti vereceği düşünülen OFDM tekniğinin, özellikle geniş bant spektrumda bilgi iletiminde yaygın bir şekilde kullanılacağı tahmin edilmektedir. Literatürde geniş oranda yer bulan ve Dünya'da uygulamaları yeni yeni başlayan Wi-Max sistemlere de katkısı bulunan OFDM adından daha çok söz ettirecektir. Wi-Max sistemlerde kablosuz olarak geniş bant internet veri aktarımı gerçekleştirilirken, özellikle dağlık ve kablo yerleştirilme zorluğunun yaşandığı arazilere de internet hizmeti sunmak kolaylaşacaktır. Literatürde, Wi-Max için iletim hızının yaklaşık 70 Mbit/sn olacağı ve kapsama alanının düz arazide yaklaşık olarak 35–40 km olacağı tahmini yapılmaktadır. Uygulamada bu değerler yakalanamasa da, sistemin sağlayacağı kolaylık düşünüldüğünde, ileriki yıllarda OFDM üzerine daha çok çalışma yapılacağı düşünülmektedir [60].

OFDM sisteminin matematiksel olarak tanımlanması ile sinyalin nasıl üretildiği, alıcının nasıl çalışması gerektiği ve iletim kanalında meydana gelebilecek olumsuz durumlar daha iyi anlaşılmaktadır. OFDM, frekans düzleminde birbirlerine çok yakın olarak yerleştirilmiş birden fazla dar bantlı taşıyıcıları iletmektedir. OFDM sisteminde çok sayıda modülatörden, alıcıdaki filtrelerden ve alıcıdaki demodülatörlerden kaçınmak için Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transition-FFT) gibi modern sayısal sinyal işleme teknikleri kullanılmaktadır.



Şekil 2.1. OFDM blok yapısı

OFDM, Şekil 2.1’de görüldüğü gibi çok sayıda modüle edilmiş alt taşıyıcı kullanarak veri iletiminin paralel olarak yapıldığı bir tekniktir. Bu alt taşıyıcılar (ya da alt kanallar), mevcut bant genişliğini böler ve her bir taşıyıcı için yeterli bir şekilde frekans ayırarak bu alt taşıyıcıların dikgen olmasını sağlar. Taşıyıcılar arasındaki dikgenliğin anlamı her bir taşıyıcının bir sembol periyodu üzerinde tam sayı periyotlara sahip olmasıdır. Bu sayede her bir taşıyıcının spektrumu, sistemdeki diğer taşıyıcıların her birinin merkez frekansında bir sifıra sahip olacaktır. Bunun sonucunda taşıyıcılar arasında spektral olarak üst üste binme olmasına rağmen herhangi bir girişim meydana gelmeyecektir. Taşıyıcılar arasındaki bu ayrıklık teorik olarak minimum olacak ve iyi bir şekilde spektral verimlilik sağlanacaktır. OFDM sistemleri, kablosuz ortamlarda genellikle frekans seçimli çoklu yol tarafından oluşturulan semboller arası girişim (ISI-Inter Symbol Interference) problemine karşı da kullanılan bir tekniktir. Her bir alt taşıyıcı sembolün uzunluğu, kanal darbe cevabından daha uzun oluşturularak düşük veri hızlarında modüle edilir. Bu yolla ISI azaltılabilir. Bu duruma ek olarak, eğer ardışık OFDM sembolleri arasına koruma aralığı (Guard Band-GB) yerleştirilirse, ISI etkisi tamamıyla ortadan kaldırılır. Kullanılacak bu koruma aralığı, çoklu yol gecikmesinden daha uzun olmalıdır. Her bir alt taşıyıcı düşük veri hızlarında çalışmasına rağmen, fazla miktarda alt taşıyıcı kullanılarak toplamda yüksek veri hızları elde edilebilir. Semboller arası girişim etkisi, çok küçük ya da OFDM sisteminin çalışmasını etkilemeyecek yapıda olmalı ve bu sayede alıcı tarafta bir dengeleyiciye gerek duyulmaz [61].

OFDM, giriş verisine ve kullanılan modülasyon işlemine bağlı olarak gereken spektrum seçilerek oluşturulur. Kanalda meydana gelebilecek bozulmalara karşı kanal kodlaması ve serpiştirme işlemleri yapılır. Üretilen her bir taşıyıcı, iletim için tahsis edilir. Gerekli olan taşıyıcı genlik ve fazı, modülasyon işlemine (tipik olarak BPSK, QPSK veya QAM) bağlı olarak hesaplanır. Daha sonrasında IFFT (Ters Hızlı Fourier Dönüşümü) frekans spektrumunu zaman düzlemi sinyaline çevirir. FFT (Hızlı Fourier Dönüşümü), periyodik zaman domenini sinyalinin kendisinin

karşılığı olan frekans spektrumu sinyaline dönüştürür. Karşılık gelen dalga şeklini bularak dikgen sinüzoidal parçaların toplamı bulunur. Sinüzoidal parçaların genlik ve fazı, zaman düzlemi sinyalinin frekans spektrumunu gösterir. OFDM sistemlerinde IFFT ya da FFT algoritmaları, sinyalin modülasyonu ve demodülasyonunda kullanılır. IFFT/FFT vektörünün boyutu, çok yollu kanal tarafından ortaya çıkarılan hatalara karşı sistemin direncini belirler. Bu vektörün zaman aralığı, alınan çoklu yol sinyalindeki yankılanmaların maksimum gecikmesinden daha büyük seçilmelidir [62].

2.1.1. Zaman Bölmeli Çoklu Erişim

Zaman bölmeli çoklu erişim tekniği zamanı eşit aralıklara böler. Bölünen aynı boyuttaki her bir zaman dilimi farklı bir kullanıcıya ayrılır. Bant genişliğinin tamamı bu zaman dilimi boyunca kullanıcı tarafından kullanılır. Güvenlik aralığı olarak tanımlanan kısa bir süre, her bir çerçeve arasına eklenerek çakışmalar önlenmektedir. Bu teknikte her kullanıcıya aynı kapasite ayrılır ancak daha az bilgi taşıyan kullanıcı kendisine ayrılan kapasiteyi verimsiz kullanmış olur. Kapasiteyi verimsiz kullanmasına karşın basit olması nedeniyle sık kullanılan bir tekniktir [63].

2.1.2. Frekans Bölmeli Çoklu Erişim

Frekans bölmeli çoklu erişim kullanılabilir bant genişliğini çok sayıda dar banda böler. Çakışmayı önlemek için komşu bantla arasına güvenlik bandı eklenmektedir. Her bir kullanıcının işareti iletilmesi ve alması için tek bir frekans bandı tahsis edilmektedir. Aynı frekans bandını kullanmayan kullanıcılara tahsis edilen bant genişliği küçüktür (30 kHz). Zaman bölmeli çoklu erişim tekniğinde olduğu gibi kapasite israfı söz konusudur. Gecikme açısından performansı düşük olsa da senkronizasyona ihtiyaç duymadığı için zaman bölmeli çoklu erişim tekniğine göre daha basittir [64].

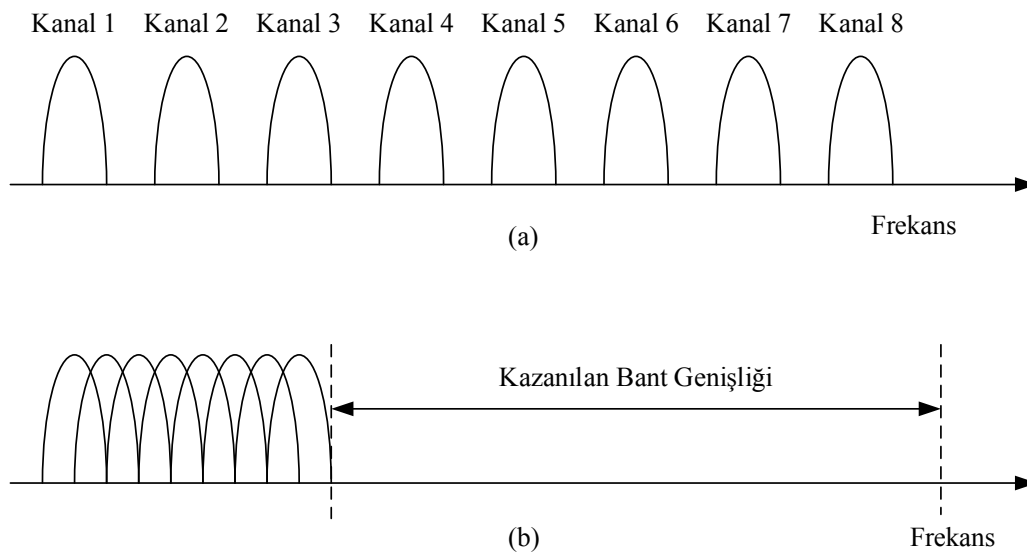
2.1.3. Kod Bölmeli Çoklu Erişim

Kod bölmeli çoklu erişim tekniğinde iletim eş zamanlı sağlanır, frekans bölünmesi gerektirmez, birden fazla sinyal aynı anda iletilir, ancak aynı anda iletim yapan abone sayısının artması paketlerin iletimindeki başarı olasılığını azaltır. Çok kullanıcı iletime izin vermesi, çoklu yol etkisine dayanıklı olması, hat üzerinde neredeyse hatasız iletim yapması, bilgi güvenliği sağlaması, girişimi engellemesi ve mevcut sistemlerle etkileşimi olmaması kod bölmeli çoklu erişimi tercih edilebilir kılmaktadır.

2.1.4. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama

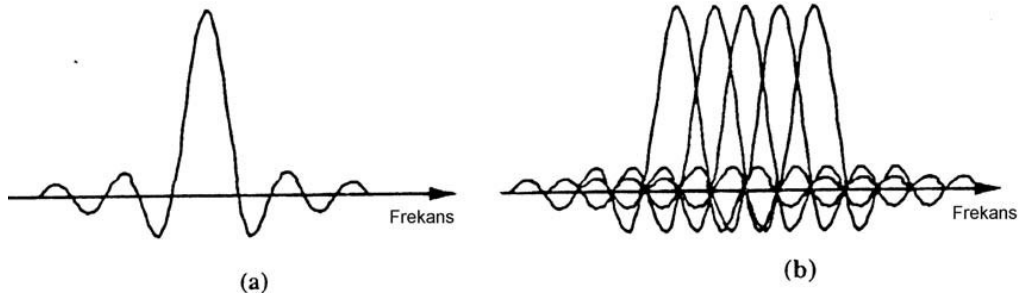
Frekans bölmeli çoklu erişime benzer olarak OFDM tekniğinde çoklu erişim mevcut bant genişliğinde birden fazla alt kanal oluşturularak gerçekleştirilir. OFDM tekniğinde tek bir veri akışı düşük hızlı birden fazla alt taşıyıcı kullanılarak gerçekleştirilir [13]. Çok taşıyıcılı sistemin özel bir uygulaması olan OFDM bir modülasyon tekniği ve bir çoğullama tekniği olarak düşünülebilir. OFDM tekniğinin ortaya çıkmasındaki temel gerekliliklerden biri dar bant girişim, bir diğeri de frekans seçici sönmleme etkisi olarak gösterilebilir. Tek taşıyıcılı bir iletim sistemi düşünüldüğünde olası bir sönmleme veya bir girişim tüm sistemin bozulmasına yol açarken çok taşıyıcılı bir sistemde alt taşıyıcıların çok az bir kısmı bu durumdan zarar görecektir. Bu zarar gören alt taşıyıcılar hata düzeltme kodlaması yardımıyla düzeltilebilir ve daha az bozulma ile sinyal elde edilir.

OFDM'in çoklu yol etkisini bertaraf edebilmesi, uygulama karmaşıklığının tek taşıyıcılı bir sisteme göre görünür bir şekilde daha az olması, alt kanallardaki işaret gürültü oranına göre alt taşıyıcı başına veri hızını ayarlayarak kapasiteyi önemli ölçüde artırması, dar bant girişime karşı gösterdiği dayanıklılık, özellikle yayın uygulamalarında tek frekans ağı yapmayı mümkün kılması şeklinde sıralanabilen avantajlara sahiptir. Bütün bunların yanı sıra frekans kayması ve faz gürültüsüne karşı aşırı duyalı olması, büyük ortalama tepe güç oranına sahip olması OFDM'in dezavantajları olarak gösterilebilir. Genel olarak bilginin paralel iletiminde, bütün işaretin frekans bandı birbiriyle çakışmayan N tane alt kanala bölünür. Alt kanalların her biri farklı bir sembolle modüle edilirken N tane frekansta alt kanal çoğullanmış olur. Kanallar arasında meydana gelen girişimi önlemek amacıyla kanalların izgesel (spektral) olarak çakışmaması gerekmektedir. Ancak bu durumda mevcut spektrumun verimsiz kullanılmış olması sorunu ortaya çıkmaktadır.



Şekil 2.2. FDM ile OFDM arasındaki bant genişliği farkı [52]

Şekil 2.2’de FDM ile OFDM arasındaki bant genişliği farkı ve OFDM ile kazanılan bant genişliği gösterilmiştir. FDM’de (a) birbirlerine dik olmayan birden fazla taşıyıcı bulunduğu için çakışmayı önlemek için taşıyıcılar arasına koruma bandı bırakılmalıdır. Eklenen koruma bandı sayesinde alt taşıyıcıların her biri farklı sembollerle modüle edildiği için birbirinden ayrıldığında sağlıklı bir iletim sağlanmış olur. Ancak bunun karşılığında bant genişliği verimliliği oldukça düşmüş olacaktır. OFDM’de (b) ise alt taşıyıcılar çakışmakta ve bant genişliği kazancı sağlanmaktadır. OFDM tekniğini gerçekleştirmek için alt taşıyıcılar arası meydana gelen çapraz girişimi azaltmamız gerekmektedir. Farklı sembollerle modüle edilmiş taşıyıcılar arasında dikliğin sağlanması ile bu girişim problemi çözülecektir. OFDM’nin 4G sistemlerinde baskın olmasına yardımcı olan temel avantajlar ilgilenilen alt taşıyıcıların basit aktivasyonu/deaktivasyonu, FFT/IFFT blokları kullanılarak verimli uygulama ve MIMO sistemleri ile basit birleşimi sayesinde spektrum çevikliği ve kolay frekans seçiciliğidir. Bununla birlikte, dikdörtgen darbe şekli nedeniyle, OFDM yüksek bant dışı (OOB) emisyonu sunar ve döngüsel önek (CP) kullanımı, spektral verimliliği olumsuz etkileyen bir iletim yükü getirir. OFDM’in zayıflıklarını azaltmak için literatürde birkaç alternatif dalga formu önerilmiştir[65].



Şekil 2.3. (a) OFDM alt kanal ve (b) OFDM sinyal izgeleri [52]

Şekil 2.3.(a)’da alt taşıyıcıdaki bilginin izgesi, Şekil 2.3.(b)’de OFDM işaretinin izgesi görülmektedir. Şekil 2.3’te alt taşıyıcıların her birinin merkez frekansında başka kanallardan çapraz girişim olmadığı anlaşılmaktadır. Bu da bize alıcı tarafta DFT işlemi yapılarak taşıyıcıların her birinin merkez frekansındaki ilintisi hesaplandığında çapraz girişim olmadan bilginin yeniden elde edilebileceğini göstermektedir.

2.2. MIMO sistemler

İlk olarak 1987 yılında Jack Winters MIMO kavramını açıklamıştır [66]. MIMO sistemin analitik alt yapısı geliştirilmiş ve BLAST (Bell labs Layered Space Time) mimarisi ortaya çıkmıştır

[67-70,57]. Çok hızlı gelişen haberleşme teknolojileri çok taşıyıcılı sistemlere olan gereksinimi de yanında getirmiştir. Yüksek hızlı çok kullanıcı sistemlerin gelişmesiyle spektral verimlilik artmıştır. Artan bu talepler sonucunda verici ve alıcı taraflarda birden fazla anten kullanılarak Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO- Multi Input Multi Output) sistemler elde edilmiştir [71].

Ayrıca son yıllarda haberleşme alanında yaşanan yoğun rekabet sonucu iletişimde kullanılan kanallarda kapasite ve kalitenin artırılması yönünde yoğun çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda ana temalardan biri de veri iletim hızını ve erişim kalitesini artırırken band genişliği ve iletim gücünü arttırmadan güç verimliliği sağlayan MIMO çoklu anten sistemleridir [72].

MIMO sistemler, Tek Girişli Tek Çıkışlı (Single-Input Single-Output, SISO) sistemlere göre daha karmaşık yapıda olduğundan, verici anten sayısı ve uzay-zaman kodları (Space-Time Codes, STC) gibi SISO sistemlerde geçerli olmayan ancak tanınması gereken yeni iletim parametrelerini de beraberinde getirmiştir. Ayrıca SISO sistemler için geliştirilen modülasyon tipi tanıma algoritmalarının, alıcı antenlerdeki içsel girişim sebebiyle MIMO sistemlerde kullanılması mümkün değildir [73].

Kablosuz haberleşme sistemlerindeki yüksek veri hızları, kapasite artışı, etkin şekilde kullanabilen bant genişliği gibi gelişmeler; hareketli kablosuz sayısal iletişim sistemlerinin gelişmesine katkıda bulunmuş ve günlük yaşamdaki sistemlere adapte edilmiştir. Kablosuz haberleşme ortamı, iletilen radyo sinyalinin farklı özelliklere sahip iletim yollarından alıcıya ulaştığı çok yollu ortam olarak tanımlanabilir. Kablosuz haberleşme ortamındaki çok yollu yayılım özelliğinden dolayı iletilen sinyaller yansıma, kırılma, saçılma ve kırınma yaparak alıcıya ulaşır. Bu durum kablosuz haberleşme ortamındaki çok yollu yayılım sinyallerinin farklı genlik, gecikme ve fazlarda alıcıya iletimine neden olur ve alıcıda bozulmuş bir sinyal elde edilmiş olur. Bu bozulma etkisi çok yollu sönmüleme diye adlandırılır ve çeşitleme teknikleriyle azaltılabilir. Çeşitleme tekniğinde bağımsız sönmülemeli kanallardan sinyalin birden fazla kopyası iletilir. İletilen sinyallerin her birinin aynı zaman diliminde sönmüleme olasılığı azaltılmış olur ve alıcıda bir araya getirilen sinyaller istenen sinyale en yakın olarak elde edilmiş olur. Ayrıca çeşitlemeyle bağımsız kanallar oluşturmak için antenler arasında en az yarım dalga boyu kadar mesafe bırakılmalıdır [73].

MIMO sistemler çok yollu yayılım ortamlarında bulunan antenlerin uzamsal ayrışmasıyla uzaysal çeşitlilik sağlamaktadır. Nitekim çeşitlilik kazanımı, kapasite artışı sağlamak, işaretlerin sönmülemesini azaltmak gibi uygulamalarda MIMO sistemlerden yararlanılmaktadır [35]. Kablosuz kanallardan iletilen işaretlerde, ortamın çok yollu yayılıma sahip olmasından dolayı zayıflama ve sönmüleme görülür. Bunun sonucunda alıcıda işaretlerin kestirimi ve alınması güç olacaktır. Bunu önlemek için çok yollu yayılımın üstünlükleri çeşitleme teknikleri kullanılarak ortaya çıkarılıp alıcıda işaretin daha doğru alınması sağlanmaktadır. MIMO sistemlerde alıcı ve vericide anten dizilerinin bulunması, veri hızı ve toplam iletim gücünü artırmaya gerek kalmadan yüksek veri iletimi sağlanmaktadır. Dahası hem alıcıda hem de vericide bulunan birden fazla anten

sayesinde çeşitlilik kazancı sağlanmış olur. Bu da sistem performansını belirleyen bit hata oranı (BER-Bit Error Rate) ve işaret gürültü oranı (SNR-Signal to Noise Ratio) kapasite parametrelerinde artış sağlamaktadır.

MIMO sistemler, alıcı ve vericide kullanılan anten sayısına göre Tek-Girişli Tek-Çıkışlı (SISO), Çok-Girişli Tek-Çıkışlı (MISO) ve Tek-Girişli Çok-Çıkışlı (SIMO) sistemlere dönüştürülebilir. Uzaysal çeşitleme ile çoklu anten uygulaması ilk önce alıcı tarafta gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen bu Tek Girişli Çok Çıkışlı (Single-Input Multiple-Output, SIMO) sistemde, alıcı tarafta kullanılan En Büyük Oranlı Birleştirme (Maximal Ratio Combining, MRC) tekniği ile her bir alıcı antenden gelen sinyaller, sinyal-gürültü oranını olabilir en yüksek değere getirecek şekilde toplanmaktadır. Alamouti kodlama ise verici anten çeşitlemesi için kullanılır, bu kodlama tekniği verici tarafta çok sayıda anten kullanarak karmaşık alıcı yapısı gerektirmeden verici anten çeşitlemesi gerçekleştirebilmektedir [74].

Uzaysal çeşitlemenin kullanıldığı haberleşme sistemlerinde verici ve alıcı arasındaki bağımsız sinyal yollarının toplam sayısı, çeşitleme derecesini vermektedir. Verici ve alıcı tarafta çok sayıda anten kullanan MIMO sistemler, uzaysal çeşitlemede elde edilebilecek en yüksek çeşitleme derecesine sahiptir.

Geniş bantlı kablosuz iletişimde, iletişim hızının artırılması yeni nesil iletişim sistemleri için ana hedefi oluşturmaktadır. Frekans izgesinin azlığına rağmen yüksek hızda bilgi iletiminin sağlanması, araştırmacıları kablosuz iletişimin izge verimliliğini ve kalitesini artırmaya yöneltmiş, etkin kodlama ve modülasyon teknikleri geliştirmeye motive etmiştir. Buna rağmen bu gelişmeler kanaldaki sönmüleme etkileri, çoklu kullanıcıların karışımı, mobil cihazın büyüklüğü ve güç kısıtlaması ile sınırlanmıştır. Kanaldaki olumsuz etkiler kablosuz iletişimin performansını oldukça etkilemekte ve yüksek iletim hızlarına çıkılmasını engellemektedir. Kablosuz iletişimde genellikle baz istasyonu ile mobil cihaz arasında direk görüş (LOS- Line Of Sight) yoktur. Bunun sonucu olarak iletilen sinyal birçok yoldan geçerek alıcıda toplanır. Birçok yoldan geçerek alıcıya gelen sinyalin çoklu yolda, rastgele genlik, faz ve geliş açılara sahip kopyaları oluşur. Bu yüzden çoklu yoldan gelen sinyallerin alıcıdaki toplamı alınan sinyalin gücünde dalgalanmalara sebep olur. Bu dalgalanmalar sönmüleme olarak adlandırılır. Çoklu yol sönmülemesine ek olarak çoklu yol yayınımlı iletilen sinyalin alıcıya ulaşması için gerekli olan zamanı uzatır. Zamandaki bu dağılım gecikme yayınımlı olarak adlandırılır. Teorik olarak çoklu yol etkisini azaltmak için en etkili metot verici güç kontrolüdür. Eğer kanal durumu verici tarafından alıcıyla iletişim kurularak biliniyorsa sinyale eklenen gürültü etkisini yok etmek için sinyal vericide bozunmaya uğratarak kanalda meydana gelen gürültü yok edilir. Ancak bu yaklaşımda iki problem vardır. Birincisi vericinin dinamik aralığının artırılmasıdır. Verici bu sönmüleme etkisini yok etmek için aynı şekilde verici gücünün de artırılması gerekmektedir. Pratikte birçok durumda güç artırımı gerek yayılan güç sınırlaması, gerekse kullanılan güçlendiricilerin maliyeti ve büyüklüğü açısından istenmemektedir.

İkinci problem ise verici ile alıcı arasında çift yönlü bir iletişimin olmadığı sistemlerde kanal bilgisinin bilinmemesidir. Bu ise çift yönlü (kapalı) sistemler kullanılarak yapılsa da sistemin karmaşıklığını artırdığı ve sisteme ek yük getirdiği için tercih edilmemektedir.

Çoklu anten kullanımı, alıcıda ve vericide kullanıldığı durumlara göre alıcı çeşitleme ve verici çeşitleme yöntemleri olarak ikiye ayrılabilir. Verici anten çeşitlemesinin baz istasyonundan mobil cihaza giden sinyal için kullanılması, baz istasyonunun büyüklük ve güç sıkıntısı olmadığı için uygundur. Genellikle alıcı anten çeşitleme sistemleri kullanılmasına rağmen, verici çeşitleme sistemleri iki nedenle kullanılmamaktadır. Bu nedenler, sönümlemeli kanalın anlık bilgisine sahip olmaması ve iletilen sinyalin alıcıya gelmeden uzaysal olarak karışmasıdır. Bu problemler verici çeşitleme metotlarında ek işlemler yapılmasını gerektirmektedir. Verici çeşitleme metotları açık ve kapalı çevrim metotları olarak verilmiştir.

Geniş bantlı kablosuz iletişimde kanal modeli çift sönümlemeli düşünüldüğünde, bu kodların frekans seçici kanal üzerinde çalışmasını sağlayacak başka bir sisteme ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sistem, dikgen frekans bölmeli çoğullama olarak adlandırılan, mevcut bant genişliğini birbirine dik alt bantlara bölen bir sistemdir. OFDM toplam iletim hızını düşürmeyecek şekilde alt bantlarda iletim hızını düşüren, böylece sembol süresini uzatarak frekans seçici kanalı düz sönümlemeli kanal haline getiren bir sistemdir. Tümleşik verici çeşitlemeli OFDM sistemleri frekans seçici kanallarda iyi bir performans sergilemektedir. Ancak sistem alıcıda kod çözümünde kanal parametrelerine ihtiyaç duymaktadır.

Kablosuz iletişim sistemlerinde, kanalda meydana gelen sönümlemenin etkisini azaltmanın en iyi yolu çeşitleme tekniklerinden yararlanmaktır. İletilecek sinyalin uzay, zaman veya frekansta çeşitlemesini ön gören iletim çeşitleme sistemlerinin amacı, iletim ortamında bağımsız kanallar ortaya çıkartarak, aynı bilgiye sahip çeşitlenmiş işaretlerin alıcıya ulaştırılmasıdır. Bant genişliğinden taviz vermeksizin kodlanan işaretler çeşitleme sayesinde bağımsız kanallardan birinde derin sönümlemeye maruz kalsa bile diğer kanaldan alıcıya ulaşacak ve sistemin başarımı artacaktır.

Yüksek hızlı iletimde kanaldaki gecikmenin, azalan sembol süresinden fazla olması semboller arası karışıma sebep olacaktır. Bunun sonucunda kanalın frekans seçiciliği artacak ve sistemin başarımı oldukça düşecektir. Kanalda meydana gelen sinyaldeki bu bozulma kanal dengeleyici diye adlandırılan sistemlerle düzeltilebilse de, bu sistemler karmaşıklığı ve getirdiği işlem yükü açısından benimsenmemektedir. Bunun yerine kanaldaki semboller arasındaki karışımı engelleyerek frekans seçiciliğini kaldıran, frekans seçici bir kanalı düz sönümlemeli bir kanal haline getiren bir sistem kullanılabilir. Bu uygulamaya uyan sistem, mevcut bant genişliğini birbirine dik alt bantlara bölerek sinyali bu alt bantlardan paralel olarak gönderen OFDM sistemleridir.

Önümüzdeki yıllarda telsiz haberleşme sistemlerinde yüksek haberleşme hızı ihtiyacının en üst seviyeye çıkacağı oldukça kabul gören bir düşüncedir. Elde edilen büyük gelişmelere karşın arzu edilen en üst seviye veri hızları, telsiz haberleşme sistemlerinin doğası gereği ortaya çıkan çok yollu yayılım ve istenmeyen hücre içi ve hücreler arası girişim nedeniyle sınırlandırılmaktadır. Çok taşıyıcılı ya da ayrık çok tonlu modülasyon olarak da adlandırılan OFDM, bir kullanıcıdan başka bir kullanıcıya bilgi iletmek için çok sayıda alt taşıyıcıdan yararlanır.

Bir OFDM sisteminin, zaman değişkenli ya da frekans seçici kanallar üzerindeki sistem kapasitesini geliştirmek ve çeşitlilik kazancını artırmak için alıcı ve verici katlarında anten dizileri ile birleştirilmesi sonucunda MIMO-OFDM sistemleri elde edilmektedir. Bir OFDM iletiminde vericide ters hızlı fourier dönüşümü (IFFT) işlemi gerçekleştirilmekte ve bunu IFFT bloğunun paralelden seriye dönüştürülmüş çıkışının ilk L örneğinin kopyasını içeren, L uzunluklu CP (Cyclic Prefix) öneki izlemektedir. Alıcıda CP kaldırılmakta, ardından alınan işaret dizisi üzerinde N uzunluklu FFT uygulanmaktadır. Sonuçta frekans seçici sönümlemeli kanal, her birinin band genişliği B/N olan N tane paralel düz frekans sönümlemeli kanala ayrılmaktadır. Herbir verici ve alıcı antende IFFT/FFT ve CP işlemlerinin gerçekleştirilmesiyle OFDM, doğrudan MIMO kanallara genişletilebilmektedir. Çeşitlilik kazancı ya da sistem kapasitesini artırmak için OFDM, çoklu giriş çoklu çıkış alıcı ve vericisi ile birleştirilebilmektedir.

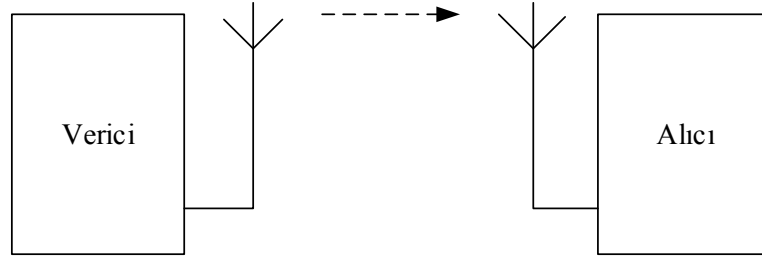
Haberleşme teorisinde MIMO, verici ve alıcı taraftaki çoklu antenlerle radyo bağları kurmaktadır. Çoklu antenlerdeki uzaysal boyut kablosuz bağlantının performansını geliştirmek için kullanılabilir. Performans, çoğunlukla kablosuz bağın sağlayabildiği ortalama bit hızı (bit/s) ya da ortalama bit hata oranı olarak ölçülmektedir. Hangisinin daha önemli olduğu uygulamaya bağlıdır.

Çift yönlü metot ve iletim bant genişliği ile verilen bir MIMO kanalda, bir sistem; düz ya da frekans seçici sönümlemeli ve sınırsız ya da kanal durum bilgisi olmaksızın (CSI-Channel State Information) biçiminde sınıflandırılmaktadır. Frekans bölmeli çoğullama sistemlerinde çoğunlukla alıcıdan vericiye bir geri besleme kanalı söz konusu olup, bu kanal vericiye kısmi CSI sağlamaktadır. Bu, antenlerin hangi alt grubunun kullanılacağı ya da kanalın hangi öz modunun en güçlü olduğu bilgisini taşımaktadır. İletim çeşitliliğinin kullanılmasıyla, vericide herhangi bir CSI olmasa da yüksek sağlamlıkta kablosuz bir iletim gerçekleştirmek mümkündür.

Eğer geniş bant bir kablosuz haberleşme sistemi tasarlanıyorsa bu durumda sembol hızı, frekans seçici kanala öncülük edecek bir noktaya kadar daha fazla artırılmalıdır. Bunun ardından devam etmek için iki yol vardır. Birincisi kanalın ön ya da son dengelemesinin kullanılması, ikincisi OFDM'in kullanıldığı tekniği uygulayarak kanalın birçok dar bantlı düz sönümlemeli alt kanallara bölünmesi ve kanal dengelemesine ihtiyaç duyulmaksızın verinin bu alt kanallar üzerinden iletilmesidir. Bu nedenle OFDM'i kullanarak frekans seçici bir kanalı her zaman için

birçok düz sönümlmeli kanala dönüştürmek ve bu alt kanalların her birine geliştirilmiş düz sönümlmeli MIMO işaretleme teknikleri uygulamak mümkündür [75].

Şekil 2.4'te verilen geleneksel tek girişli tek çıkışlı (Single Input Single Output-SISO) sistemlerin yüksek veri hızını destekleme noktasında sınırlamaları bulunmaktadır.



Şekil 2.4. SISO sistem yapısı

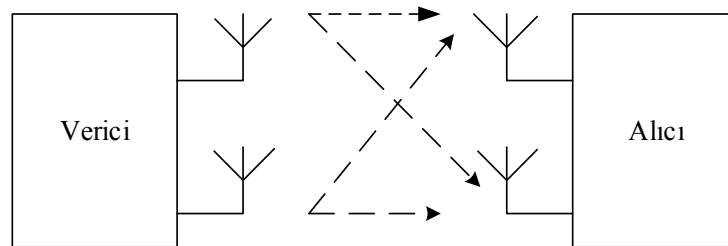
Bu tür bir sistemde, alınan sinyal Denklem 2.1 ile ifade edilebilir.

$$y = hs + n \quad (2.1)$$

Denklem 2.1'de h kanal kazancını, s iletilen sembolü, n gürültüyü belirtmektedir. Kanal kapasitesi Denklem 2.2'deki gibi tanımlanır.

$$C = E \left[\log \left(1 + \frac{|h|^2 P_s}{\sigma^2} \right) \right] \leq \log \left(1 + \frac{E[|h|^2] P_s}{\sigma^2} \right) \quad (2.2)$$

Kapasite SNR (Signal to Noise Ratio) ile logaritmik olarak artmaktadır. Yüksek veri hızı sağlamak için SNR'in ya da bant genişliğinin yüksek olması gerekmektedir [76]. Kablosuz haberleşmede, yayılım kayıplarından dolayı SNR'in artırılmasında genellikle sınırlamalar bulunmaktadır. Bu nedenle yüksek veri hızı sağlamak için bant genişliği artırılabilir. Kablosuz haberleşmedeki sinyal verimliliğini arttırmak için, hem alıcı hem de vericide MIMO sistemler olarak bilinen çoklu antenler kullanılır. 2x2 boyutunda bir MIMO yapısı Şekil 2.5'te verilmiştir.



Şekil 2.5. 2x2 boyutunda bir MIMO yapısı

Şekil 2.5'te görüldüğü gibi her alıcı anten her iki verici antenden gelen sinyalleri alabilir. Alıcıda iki antenden alınan sinyaller Denklem 2.3'te verilmiştir.

$$\begin{aligned} y_1 &= h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_1, \\ y_2 &= h_{21}s_1 + h_{22}s_2 + n_2 \end{aligned} \quad (2.3)$$

h_{ij} j. verici antenden i. alıcı antene kanal kazancını, s_j j. verici antenin kanal sembolünü ve n_i i. alıcı antendeki ek gürültüyü tanımlamaktadır. $y = [y_1 y_2]^T$ olmak üzere; MIMO sistemden alınan sinyal Denklem 2.4 ile verilmiştir.

$$y = Hs + n \quad (2.4)$$

MIMO kanal matrisi Denklem 2.5 ile verilmiştir.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Verici sinyal vektörü Denklem 2.6'da verilmiştir.

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Gürültü vektörü Denklem 2.7'de verilmiştir.

$$n = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

M adet verici N adet alıcı antene sahip bir MIMO sistemden alınan sinyal vektörü Denklem 2.7'de verilmiştir. Bu durumda kanal matrisi Denklem 2.8'deki gibi olur.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Verici sinyal vektörü Denklem 2.9’da verilmiştir.

$$s = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T \quad (2.9)$$

Gürültü vektörü Denklem 2.10’da verilmiştir.

$$n = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T \quad (2.10)$$

Alınan sinyal vektörü Denklem 2.11’de verilmiştir.

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T \quad (2.11)$$

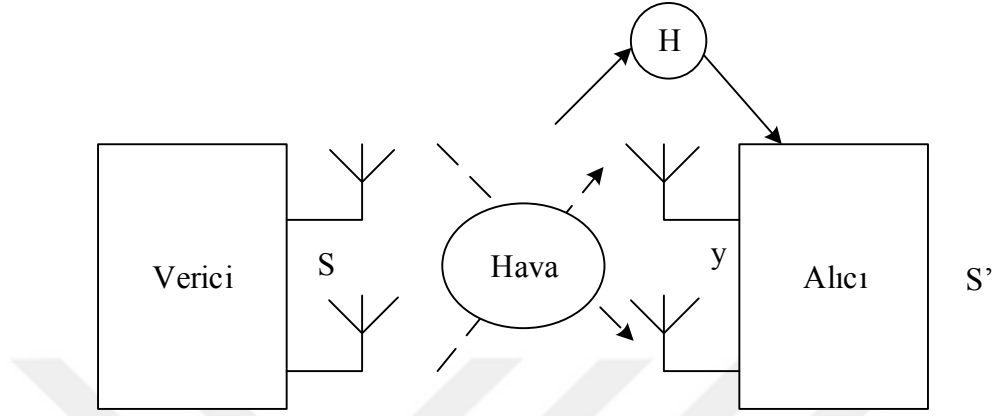
Normal bir MIMO sistem kurmak için kanal modelleme metodu olarak, eklenmiş beyaz gauss gürültüsü (Additive White Gauss Noise-AWGN) kanalı kullanılabilir. AWGN kanalı ile gürültü vektörü n ’in; sıfır ortalama değerli dairesel simetrik kompleks Gauss (CSCG) rastgele vektör olduğu kabul edilir. MIMO kanalların kapasitesi alıcı ve verici antenlerin minimum sayısı ile lineer olarak artmaktadır. Bu yüzden verilen bant genişliği için daha çok anten, daha yüksek iletim hızı (transmission rate) ile verici (transmission) gücü önemli ölçüde arttırılmadan başarılabılır. Bu artış kapasitesinden yararlanmak için MIMO tasarımında etkili modülasyon teknikleri kullanılmalıdır. MIMO sistemlerle sayısal sistemlerin modülasyon tekniği olarak darbe genlik modülasyonu (PAM-Pulse Amplitude Modulation) ve dördün genlik modülasyonu (QAM-Quadrature Amplitude Modulation) teknikleri geliştirilmiştir.

PAM; bir dizi darbeden oluşan örneklenmiş sinyalden oluşur ve her bir darbenin genliği, karşılık geldiği örnekleme noktasındaki analog sinyalin genliği ile orantılıdır. PAM sinyalin demodülasyonu, orijinal bilgi sinyalinin yeniden elde edilmesidir. Demodülatör veya sezme devresi, orijinal bilginin örneklerini temsil eden örnekleme darbelerini, orijinal bilgi sinyalinin gürültü içermeyen bir benzerine çevirmektedir.

QAM; aynı frekansa sahip ve aralarında 90 derece faz farkı bulunan iki taşıyıcı sinyalin modüle edilmesini ve genlik ile faz değerlerinin çıkış olarak alınmasını sağlayan modülasyon çeşididir. Çıkışta elde edilen sinyallerden biri “I” diğeri de “Q” olarak adlandırılır. Matematiksel olarak tanımlanırsa biri sinüs dalga, diğeri de kosinus dalga olarak gösterilir. Alıcıda bu iki sinyal tekrar ayrılmakta, veriler birbirinden çıkartılmakta ve bu veriler orijinal modülasyon bilgisi ile tekrardan bir araya getirilmektedir. Sayısal radyo haberleşmesi uygulamalarında QAM, standart genlik ve faz modülasyonlarına göre daha yüksek hızda veri iletilmesini sağlamaktadır.

MIMO demodülasyonu; tahmin edilen CSI ışığında, alıcıda alınan sinyalden vericiden gelen sinyalin ortaya çıkarılmasıdır. MIMO demodülasyonu; CSI’nin istatistiksel bilgilerini içerdiği gibi H ’ın da bilgilerini içerir. Ancak n ’in istatistiksel özelliklerinin mevcut olduğu varsayımıyla, genellikle H ’ın bilgilerini içerdiği kabul edilir. Başka bir deyişle MIMO demodülasyonu, alıcıdaki

bilinmeyen verici sinyali tahmin etmektir. Kodlanmış MIMO sistemler için “diversity multiplexing trade-off” (DMT), performans ölçmek için yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. MIMO demodülasyonu Şekil 2.6’da verilmiştir.



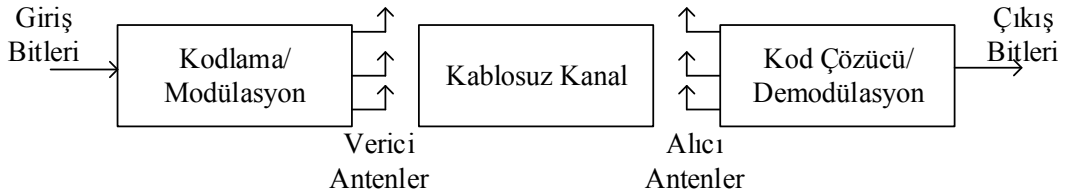
Şekil 2.6. MIMO demodülasyonu

Bir sistem uzaysal çoğullama kazancı r , uzaysal çeşitlilik kazancı d , veri hızı R ile asimptotik olarak karakterize edilebilir. Bir sistem daha yüksek r ve tam aksine daha düşük d değerine sahip olmalıdır. Çeşitli MIMO demodülasyon metodlarında, kodlanmamış sistemler için uzaysal çeşitlilik, bir performans ölçütü olarak kullanılabilir. Tüm alıcı çeşitlilik kazancının, MIMO sistemdeki alıcı antenlerin sayısına eşit olan çeşitlilik derecesiyle ilgili olduğu kabul edilir. Birleştirilmiş sinyallerin demodülasyonu için ML (Maximum Likelihood) demodülasyonu kullanılabilir ve tam bir alıcı çeşitlilik derecesiyle (a full receive diversity order) optimum performans sağlanabilir.

ML demodülasyonunun karmaşıklığı verici antenlerin sayısı ile eksponansiyel olarak büyüdüğü için, birçok uygulamada pratik değildir. MIMO demodülasyonundaki algılayıcılar için çeşitli verimli hesaplama yaklaşımları öne sürülmüştür. Sıfır zorlama (ZF-Zero Forcing) ve minimum ortalama karesel hata (MMSE- Minimum Mean Square Error) gibi lineer algılayıcılar (detector), diğer antenlerden gelen sinyaller parazit olarak kabul edildiğinde lineer bulucu olarak kabul edilebilir. Genellikle düşük karmaşıklığa sahiptirler, fakat özellikle yüksek SNR’den dolayı performansları yeterince iyi değildir. Lineer algılayıcılar çoklu alıcı antenlerden tam bir alıcı anten çeşitlilik kazancı ve yeterince iyi bir performans sağlayamadığından, bunun dışında başka yaklaşımlar geliştirilmiştir. Lineer algılayıcılar ve bunların dışında kalan ML (Maximum Likelihood) algılayıcılardan istenilen iki özellik vardır: Düşük hesaplama karmaşıklığı ve optimum performans [77].

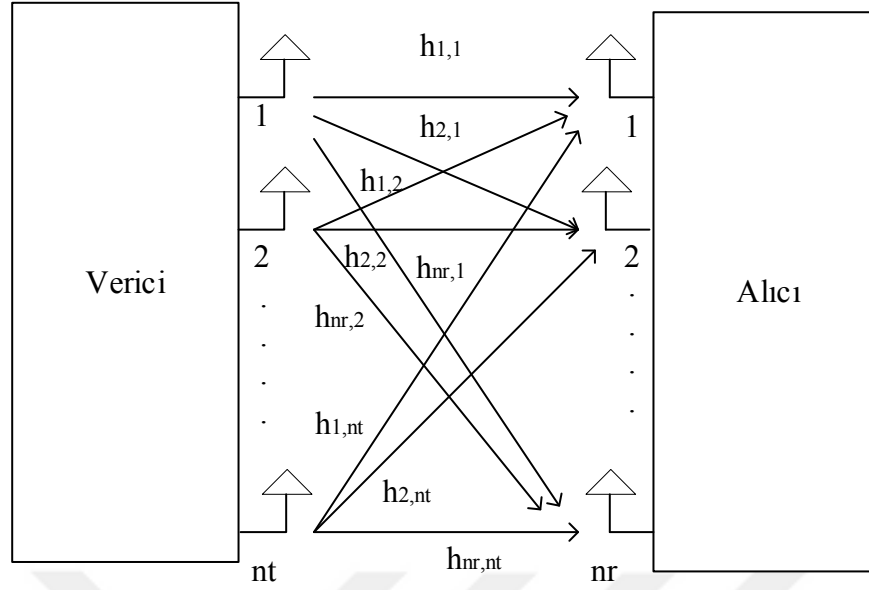
MIMO sistemlerin verici ve alıcıda kullandıkları çok sayıda anten yüksek çeşitleme derecesi sağlarken yüksek veri hızına sahip olmaları son yıllarda kablosuz haberleşmede tercih edilmelerine

olarak sağlamıştır. MIMO sistemler uzaysal çoğullama tekniğini kullanarak veriyi her bir antenden eş zamanlı, bağımsız paralel veri dizileri halinde iletir bu sayede ek bir güç tüketimi ve bant genişliği gereksinimi olmadan veri iletim hızı artırılmış olur. Tek anten ile oluşturulan sistemler düşünüldüğünde MIMO sistemler, verici ve alıcı arasında birden fazla bağımsız kanallar oluşturarak kapasitede ciddi artışlar sağlamıştır [2,33].



Şekil 2.7. Kablosuz sistem diyagramı

Şekil 2.7’de kablosuz MIMO sistem diyagramı görülmektedir. MIMO kanallarda iletim yapılırken alıcıdaki antenlerin aldığı işaretler arasındaki ilinti, yüksek saçılmalı kanallarda azalmaktadır. Bunun temel sebebi ise işaretin çok sayıda nesneden saçılması sonucu farklı yollar izlemesi ve bu çok yol bileşenlerinin bağımsız saçılmalara sahip olmalarıdır. Bu durum sistem başarımının düşmesine yol açmaktadır. MIMO sistemler çoklu yolları evre uyumlu toplayarak ve alıcıda işaret/gürültü oranını artırarak bu durumu avantaja çevirir. Sonuçta yüksek bant genişliği verimliliği sağlanmaktadır. İletim ortamında radyo dalgaları engellere çarparak yansıma ve sönmülmeye uğrarlar. Buna örnek olarak; televizyon izlerken oluşan görüntü kaymaları, havadaki uçağın radar ekranında birden fazla görüntüsünün görülmesi gösterilebilir. MIMO tekniğinde bu etki; aynı frekans bandında birim zamanda iletilecek veri miktarını artırmak için kullanılır. Vericide birden fazla anten kullanarak veri parça parça iletilir, alıcıda ise çoklu antenler tarafından alınır. Her bir antenin aldığı parçalı veri sayısal işaret işleme tekniklerinden biri kullanılarak birleştirilir. Sonuç olarak; MIMO kanallarda verici kendisine gelen veriyi verici katında parçalara böler, radyo dalgaları formunda dış ortama aktarır. Antenlerin yaydığı bu dalga doğrudan ve yansıyarak alıcıya ulaşır. Alıcı taraftaki antenlerin algılamış olduğu veri ise sayısal işaret işleme yardımıyla birleştirilerek orijinal veri elde edilmiş olur [78].



Şekil 2.8. MIMO sistem alıcı ve verici anten yapısı

Şekil 2.8’de n_t verici anten sayısını n_r alıcı anten sayısını göstermek üzere temel bir MIMO sistem yapısı verilmiştir.

2.2.1. Kablosuz Haberleşme Kanal Modelleri ve Karakteristikleri

Kablosuz haberleşme sistemlerinde, ele alınması gereken konuların başında kanal modelinin tasarımı gelir. Vericinin gönderdiği işaret, alıcıya ulaşmaya kadar farklı çevresel etkilerden etkilenmektedir. Bu etkiler, kablosuz haberleşme uygulamalarında önemli bir faktör olduğundan kanal modelinin tasarımı da önemli hale gelmektedir.

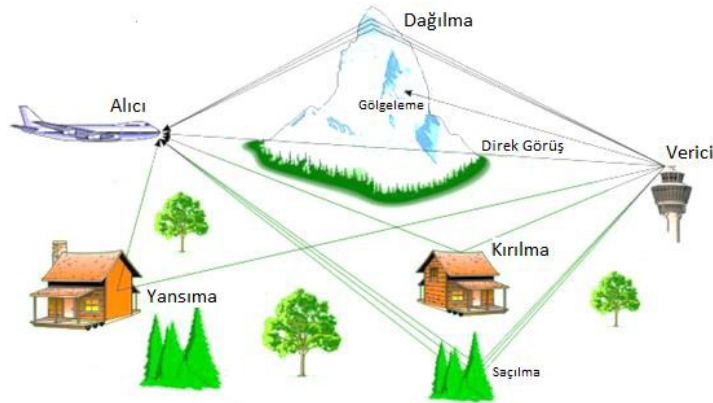
Kablosuz haberleşmede kanal yanıtının matematiksel olarak kesin bir şekilde bilinmesi pek mümkün değildir, ancak istatistiksel modelleme yapılarak kanal yanıtı parametrik olarak tahmin edilebilir. Kanal modelleme için yapılan çalışmalar çoğunlukla istatistiksel modelleme olarak gerçekleştirilmiştir ve kablosuz haberleşme standartlarına ve dalga yayılım kanunlarına uygun olmak şartıyla doğruya çok yakın istatistiksel modeller elde edilmiştir.

2.2.2. Bozucu Etkiler

Kablosuz haberleşmede verici anten tarafından iletilen sinyaller, doğrudan görüşü engelleyen nesneler nedeniyle alıcı antene direk ulaşamazlar. Gönderilen sinyal, bu nesnelere çarparak yansıyan, kırılan veya saçılan sinyallerin toplamı şeklinde alıcıya ulaşır. Açıklanan bu duruma çoklu yol (multipath) veya çok yollu etkisi denir.

Çok yollu yayılmaya uğrayan ve alıcıda elde edilen sinyal; çoklu yol sayısınca sönümlenme, gecikme, frekans ve fazda kayma olarak gelen sinyallerin toplamıdır. Bu durum sinyallerin birbirine girişim yaparak bozulmalarına sebep olmaktadır.

Elektromanyetik dalgalar enerjilerinin bir kısmını nesnelerin içerisinden geçerek diğer kısmını bu nesnelere çarpıp geri dönerek harcarlar. Bu duruma yansıma (reflecting) denir. Elektromanyetik dalgaların özellikle keskin ve küçük boyutlu engellere çarptıktan sonra dağılması ile kırılma (diffraction) meydana gelir. Gönderilen sinyalin tamamının büyük bir engel tarafından engellenerek vericiye ulaşamaması gölgeleme (shadowing) olarak, elektromanyetik dalganın özellikle bozuk ve pürüzlü yüzeye sahip nesnelere çarparak dağılması ise saçılma (scattering) olarak tanımlanmaktadır. Kablosuz haberleşmede elektromanyetik dalganın yayılımı, büyük ölçekli sönümleme (yol kaybı), orta ölçekli sönümleme (gölgeleme), küçük ölçekli sönümleme (çoklu yol sönümlemesi) olarak sınıflandırılabilir. Boş uzayda yayılan elektromanyetik dalganın güç yoğunluğu azalır bu durum yol kaybı ya da sinyal zayıflaması ile sonuçlanır. Atmosfer, binalar, mobil hareketli alıcı ve vericiler kablosuz iletimin üstesinden gelmek zorunda olduğu bozucu etkilere sahiptir. Çoklu yol sönümleme, gönderilen işaretin çoklu yol yayılım ortamı içinde genlik, faz ve frekans olarak değişimlerle karşılaşmasıyla oluşur. Bunlar karmaşık zarf oluşumuna olumlu ya da olumsuz etki yaparlar. Yayılım ortamında direk görüş bileşeni yoksa NLOS (No Loss of Sight) ve Şekil 2.9'da görüldüğü gibi aşırı miktarda çoklu yansıtıcı yollar mevcutsa, bu küçük ölçekli sönümleme için Rayleigh kanal yapısı kullanılır. Direk görüş LOS (Loss of Sight) bileşeni ile birlikte çoklu yansıtıcı yollar var ise bu tip sönümlemede Rician kanal yapısı uygulanır.



Şekil 2.9. Bozulma grafiği

Çoklu yol sönümlemesinden kaynaklanan sönümleme çeşitleri; evre uyumlu periyot süresine bağlı olarak hızlı sönümleme ve yavaş sönümleme, evre uyumlu bant genişliğine bağlı olarak düz sönümleme ve frekans seçici sönümleme olarak sınıflandırılabilir.

2.2.3. Hızlı ve Yavaş Sönümlleme (Fast and Slow Fading)

Hızlı veya yavaş sönümlleme evre uyumlu periyot süresi ile ilgilidir. Aynı zamanda evre uyumlu periyot süresi, kanalın Doppler yayılımı ile de ilişkilidir. Doppler yayılımı FD ise T_c yaklaşık olarak $1/FD$ olur. T_s sembol süresi T_c evre uyumlu periyot süresinden kısa ise yavaş sönümlleme karakteristiği meydana gelir. Tam tersi durumda ise hızlı sönümlleme karakteristiği meydana gelir.

2.2.4. Düz Sönümlleme (Flat Fading)

Kanal kazancı sabit ve kanalın evre uyumlu bant genişliği işaretin bant genişliğinden daha büyükse, kanal düz sönümllemeli kanal olarak tanımlanır. Haberleşme kanalı tarafından iletilen sinyalin bant genişliği, kanalın evre uyumlu bant genişliğinden küçük olursa; kanal, iletilen sinyalin frekans spektrumunu sınırlandırmış olur. Bu sınırlama zaman düzleminde yayılmaya yol açarken simgeler arası girişime de neden olmaktadır. Bu kanallar genlik değiştiren ya da dar bantlı kanallar olarak da bilinmektedir [79].

2.2.5. Frekans Seçici Sönümlleme (Frequency Selective Fading)

İşaretin bant genişliği, kanalın evre uyumlu bant genişliğinden çok küçük olduğunda frekans seçici sönümlleme meydana gelir. Yani kanal farklı frekanslardaki spektral bileşenlere, farklı genlik kazancı ve farklı frekans ötelemesi etki ediyorsa bu kanal frekans seçici sönümllemeli kanal olarak tanımlanır. Bu kanallar faz değiştiren ya da geniş bantlı kanallar olarak da bilinir.

2.2.6. İstatistiksel Kanal Modelleri

Kablosuz haberleşmede sistem tasarımı ve analizi yapmak için, iletim yapılan kanal modelleri bunların zaman, frekans ve boşluktaki değişimlerini de içerecek şekilde bilinmelidir. Kanal modelleri istatistiksel ve deneysel olarak sınıflandırılabilir. İstatistiksel modeller, analiz ve benzetimler için, genellikle kanalın özelliklerini daha yüksek doğrulukta tahmin eden ve daha karmaşık olan deneysel modellerle kıyaslanırsa, daha basit ve kullanışlıdır. Bütün bunların sonucunda kanal modeli tasarlanırken bu çevresel parametrelerin kanal benzetimlerinde istatistiksel olarak hesaplanabilir olduğu görülmektedir. Dolayısıyla parametrelerin her biri ayrı ayrı değerlendirilerek incelenmelidir [80].

2.2.7. AWGN Kanal Modeli ve Güç Spektral Yoğunluğu

Denklem 2.12’de verilen eşitlik sadece Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsünün (AWGN- Additive White Gaussian Noise) mevcut olduğu kanal modelidir. Bu model adını, gürültünün gücünün olasılık yoğunluk fonksiyonunun Gauss yapısında olmasından almıştır.

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad -\infty < r < \infty \quad (2.12)$$

2.2.8. Rayleigh Kanal Modeli ve Güç Spektral Yoğunluğu

Verici ile alıcı arasında büyük bir engel olduğu durumlarda, alıcıdaki işaretin genlik ve fazında büyük farklılıklar olabilir. Alınan işaret zarfındaki değişimleri Denklem 2.13’de verilen Rayleigh dağılım fonksiyonu ile modelleyebiliriz.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp(-r^2 / 2\sigma^2) & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

2.2.9. Rician Kanal Modeli ve Güç Spektral Yoğunluğu

Verici ile alıcı arasında LOS olduğu durumlarda, alınan işaretin genlik ve fazında büyük farklar görülmez. Alınan işarettaki direk görüş bileşeninin genliği, diğer bileşenlere göre oldukça büyüktür. Alınan işaretin zarfında meydana değişimler Rician dağılım fonksiyonu ile Denklem 2.14’te verildiği şekilde açıklanabilir [79].

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp[(-r^2 + B^2) / 2\sigma^2] I_0\left(\frac{B_r}{\sigma^2}\right) & B > 0, r > 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

Zamanda gecikme, verici tarafından iletilen bir işaretin farklı yollardan geçerek alıcıya ulaşması sonucunda oluşmaktadır. Haberleşme sistemini oluşturan alıcı-verici yapıları veya çevre içinde bulunan nesnelerin göreceli hareketi sonucunda alınan sinyallerde frekans kaymaları meydana gelir. Kısacası vericinin, alıcının veya çevredeki nesnelerin hareketleri Doppler etkisini oluşturur ve sonuçta Doppler frekans kayması oluşur. Doppler etkisi, çoklu yol oluşumuna neden olur ve özellikle mobil haberleşme sistemlerinin karakteristiğini olumsuz etkilemektedir. Mobil sistemlerin doğası gereği hareket etmesinden dolayı her bir dalganın hareket yönüne mobil sistemlerin hareketi ilave edildiğinde frekansta bir kayma oluşmaktadır. Aynı zamanda Doppler etkisi ile zaman düzleminde kanalın darbe yanıtı zamanla değişen olmaktadır. Mobil radyo

kanallarının lineer sistemler oluşu düşünüldüğünde, darbe cevabının zamana bağlı olması sonucunda mobil radyo kanalları lineer zamanla değişen kanallar olmaktadır. Çoklu yolların ortaya çıkması, mobil haberleşme birimlerinin hareketi ile birlikte alıcıda alınan sinyalde ani ve rasgele değişimler meydana getirir. 3-4 dB veya daha aşağı değerlerde sönümleme oluşabilir ve bu değer mobil ünitenin hareket hızına ve taşıyıcı frekansa göre değişim gösterir. Sonuçta Doppler etkisi, iletilen işaretin alıcıdan alınırken bir frekans kaymasıyla elde edilmesine yol açar.

Kablosuz bir kanalda iletilen işarete zayıflama, zamanda gecikme, frekansta kayma şeklinde sınıflandırabileceğimiz etkiler meydana gelebilir [81].

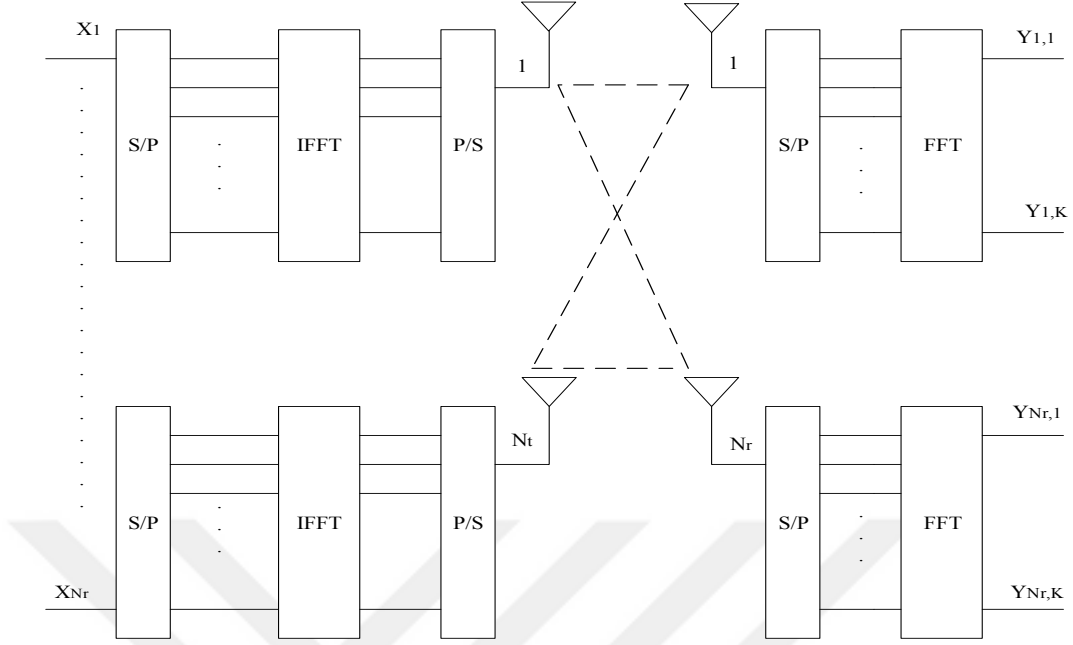
2.3. MIMO OFDM Yapısı

Yeni nesil haberleşme sistemlerinin ana hedefi, iletişim hızının artırılmasıdır. OFDM yüksek veri iletişimi sağladığından dolayı haberleşme teknolojisinde önemli bir tekniktir. Sistem kapasitesi ve çeşitliliği artırmak için hem alıcı hem verici kısımlarda sıralı anten kullanılarak MIMO sistem oluşturulmaktadır. Bir kablosuz sistemin kullanılabilirlik ve kalite özelliklerini gösterebilmesi için kapasite, güvenilirlik ve hız şeklindeki üç temel parametrenin iyi ayarlanması gerekir. MIMO OFDM sistemlerde bu üç parametre birbirleriyle çok yakından ilgilidir ve aynı anda her üç parametrenin de istenileni yakalaması mümkün görünmemektedir. MIMO sistemler kullanılarak bu parametrelerde aynı anda, bağımsız olarak değişiklik yapmak, istenilen değere getirmek mümkün olmuştur [82]. Uzun zaman blok kodlama tekniği düz sönümlemeli kanalların sönümleme etkisini azaltmak için geliştirilmiştir ancak OFDM ile modüle edilmiş uzun-zaman blok kodlama yapıları hem çeşitleme anlamında hem de zamanla değişen ve frekans seçici sönümleme kanallarında kazanç sağlanmaktadır [69].

2.3.1. MIMO OFDM Verici Yapısı

Şekil 2.10'daki MIMO OFDM sisteminde N adet verici anten bulunmaktadır. Verici kısmında ilk önce spektral verimliliği sağlamak için bit dizisi kodlanır. Kodlanan bit dizileri eşleme (mapping) işlemine tabi tutulur ve semboller elde edilir. Tüm bitlerin reel ve imajiner bileşenleri eşleme işlemi ile oluşur. Eşleme tekniği sayesinde her sembolün bant genişliği belirlenmiş olur. Dördün Genlik Modülasyonu (QAM), yüksek spektral verimlilik sağladığı için OFDM'de oldukça fazla kullanılan bir eşleme tekniğidir. Eşlemeden sonra bir çoklayıcı ile çoğullanan semboller N adet alt kanal meydana getirirler. Bu çoğullama işlemi uzaysal kodlama olarak bilinmektedir.

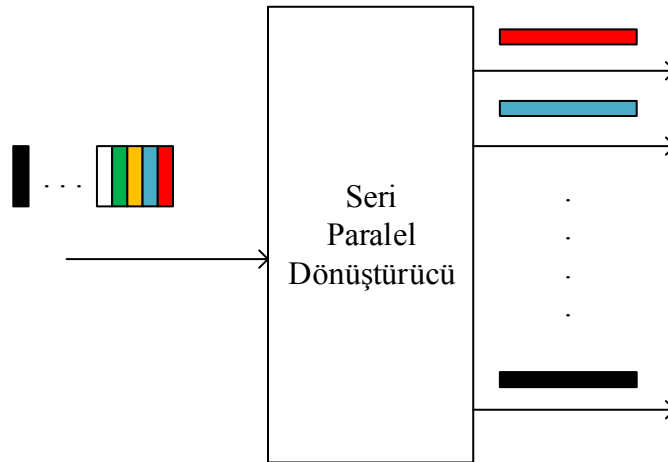
Eşleme ve N adet parçaya bölme işlemlerinden sonra elde edilen her bit dizisi orijinal bit dizisinin bir alt kanalı olarak tanımlanabilir. Elde edilen bu diziler seri/paralel bir dönüştürücü kullanılarak L adet paralel sembole Şekil 2.11'de görüldüğü gibi dönüşür.



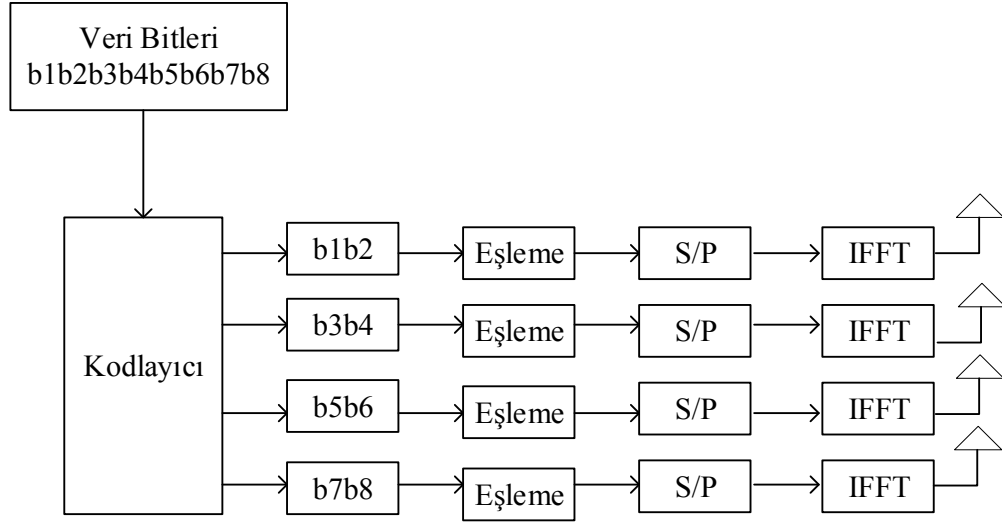
Şekil 2.10. MIMO-OFDM yapısı

Elde edilen L adet sembole IFFT işlemi uygulanır ve anten ile iletilir. IFFT işleminden sonra frekans düzlemindeki giriş sembollerinden zaman düzleminde OFDM sembolleri elde edilmiş olur. IFFT'den sonra işaretin bozulmadan iletilmesi için OFDM'in doğası gereği koruma aralığı diye bilinen CP eklenir.

Ayrıca Şekil 2.12'deki gibi sembollere eşleme (mapping) işlemi uyguladıktan sonra IFFT ile reel ve imajiner kısımları oluşturmak QAM girişindeki işaretlerde herhangi bir bozulmaya yol açmaz.



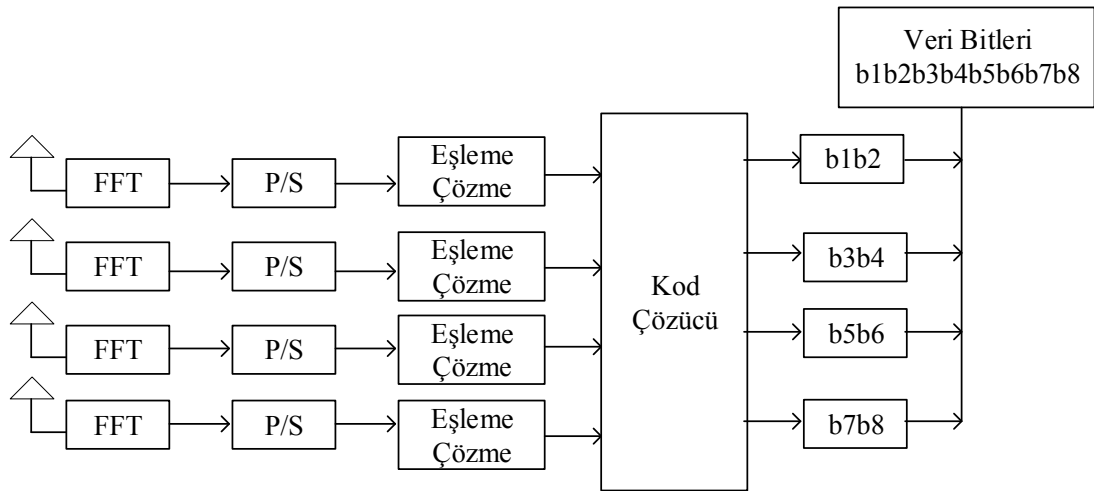
Şekil 2.11. Seri-paralel dönüştürücü



Şekil 2.12. MIMO-OFDM verici yapısı

2.3.2. MIMO OFDM Alıcı Yapısı

Şekil 2.13'deki MIMO OFDM sisteminde alıcıda öncelikle eklenmiş olan koruma aralığı silinir. Alıcı antendeki silme işleminin ardından zaman düzlemindeki işaretlere FFT işlemi uygulanır. Her bir anten farklı gürültülerden etkilenmiş işaretleri alacağı için, her bir anten farklı şekilde sönmülemeye uğramış işaretleri alabilir. Aynı zamanda alıcıda kanal durum bilgisi iyi biliniyorsa veri bozulmasız bir şekilde elde edilir [68].

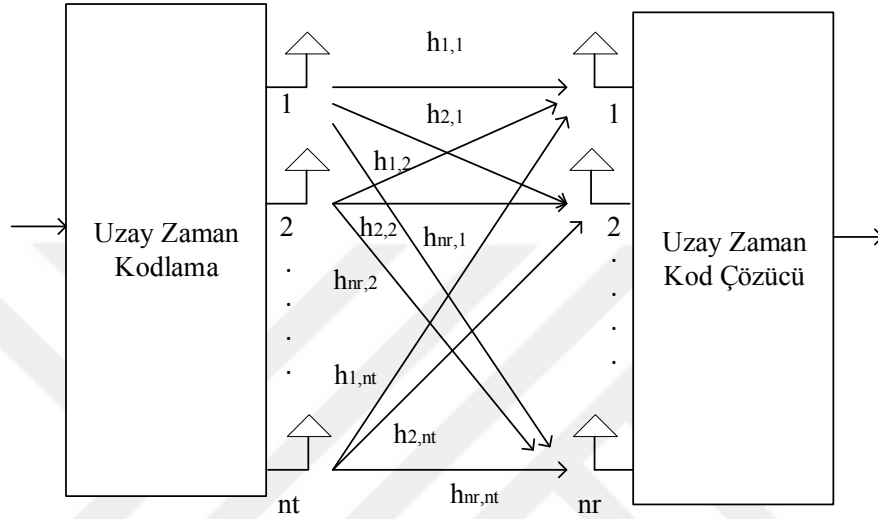


Şekil 2.13. MIMO-OFDM alıcı yapısı

Alıcıda kanal durum bilgisi iyi bilinmiyorsa veri; zayıflama, zamanda gecikme, frekansta kayma şeklinde bozucu etkiler eklenerek elde edilir.

2.3.3. MIMO Sistemlerde Uzak Zaman Kodlama (STC)

Şekil 2.14’de verilen Uzak Zaman Kodlama (STC-Space Time Coding), MIMO sistemlerde sinyal işleme uygulamalarında kullanılır. STC ile sistem çeşitliliği ve kodlama kolaylığı sağlanırken, MIMO sistemde STC yapısı; vericide S/P dönüşüm için uzak zaman kodlama, alıcıda P/S dönüşüm içinse uzak zaman kod çözümü olarak kullanılır.



Şekil 2.14. MIMO-OFDM kodlama ve kod çözümü

802.11n kablosuz ağlar, 802.11b/g kablosuz ağlar ve MIMO ile 300 Mbps hızında kablosuz erişim sunabilen yönlendirici uygulamalarında da MIMO sistem kullanılmaktadır. Mobil kullanıcı sayısının artması kablosuz ağları internet erişiminin olmazsa olmazı haline getirmiştir. Kablosuz ağların ağ bağlantısı yapabilmek için sabit bir noktayla fiziksel bağa ihtiyaç duymaması, kullanım kolaylığı sağlaması sebebiyle otel, kafe, havaalanı, alışveriş merkezi gibi yerlerin yanında, ofislerde ve evlerde de yoğun bir şekilde kullanılmaktadır.

2.4. Kablosuz OFDM Sistemleri İçin Kanal Kestirimi

Çok taşıyıcılı sistemin özel bir formu olan OFDM, çoklu ortamlarda kablosuz haberleşme için yüksek bilgi hızı sağlamaktadır. Kanal kestirimi OFDM sisteminde önemli bir aşama olup, kestirimin esas amacı alıcı ile verici arasındaki haberleşme kanalını tanımlamaktır. Bozucu etkiler, frekans yanıtı ve çoklu yol gecikmelerine bağlı olarak rasgele değişen bir kanalda iletim yapılırken, iletilen verilerin alıcı tarafından doğru bir şekilde yeniden elde edilebilmesi için bu kanalın kestirilmesi önemli bir konudur.

Tüm eşvreli sayısal kablosuz alıcılarda olduğu gibi, eşvreli OFDM sistemlerinde de kanal kestirimi, alıcı tasarımında önemli bir işlemidir. Kablosuz haberleşmede verici tarafından iletilen

bilgi radyo kanalından geçerek alıcıya ulaşır. Alıcı tarafından iletilen bilginin tekrar elde edilebilmesi için, iletilen işarete kanalın etkisinin kestirilmesi gerekmektedir. Alıcı iletilen işarete kanalın nasıl etki ettiğini doğru olarak kestirdiğinde, vericinin ilettiği bilgi yeniden elde edilebilir. Oldukça fazla dinamik olan radyo kanalında iletilen işaret alıcı tarafından alınana kadar birçok bozucu etkiyle karşılaşır ve işaret bozulur, bu durum da sistemin performansında sınırlamalara neden olur. Kablosuz sistemler için çözülmesi gereken bir problem olan kanal kestirimi bu noktada çok önemli bir hale gelmektedir. İletilen işaretler, haberleşme kanalından alıcıya ulaşana kadar çoklu yollarda yansıma ve saçılmaya maruz kalmaktadır. Ayrıca verici, alıcı veya saçılan nesnelerin hareketli olmasından dolayı, kanal cevabı zamanda çok hızlı değişmektedir. Bunlara ek olarak; radyo kanalı oldukça rasgele davranış sergiler ve kanalın çevreye çok duyarlı olan istatistiksel karakteristikleri sınırlayıcı etki oluşturmaktadır. İletim esnasında meydana gelen çok yollu yayılma, hareketli yapı ve saçılma işaretin frekansta, zamanda ve açıda yayılmasına sebep olmaktadır. Kanalın seçiciliğiyle ilgili olan bu yayılmalar alınan işareti çok büyük oranda etkilemektedir. Yapılan kanal kestiriminin başarımı doğrudan bu istatistiklerle ilgilidir. Kanal kestirimlerinin daha sağlıklı yapılabilmesi için bu istatistikleri kullanan farklı yöntemler önerilmiştir.

2.4.1. Pilot Sembol Destekli Kanal Kestirim Yöntemleri

Pilot sembol destekli kanal kestirimi yönteminde öncelikle alt taşıyıcıların birkaçı kullanılır. Kestirim yöntemlerini zaman ve frekans bölgesi yöntemleri olarak iki grupta değerlendirebiliriz. Frekans bölgesindeki kestirimlerin ilk aşaması bilinen pilot alt taşıyıcılar için kanalın frekans cevabını bulmaktır.

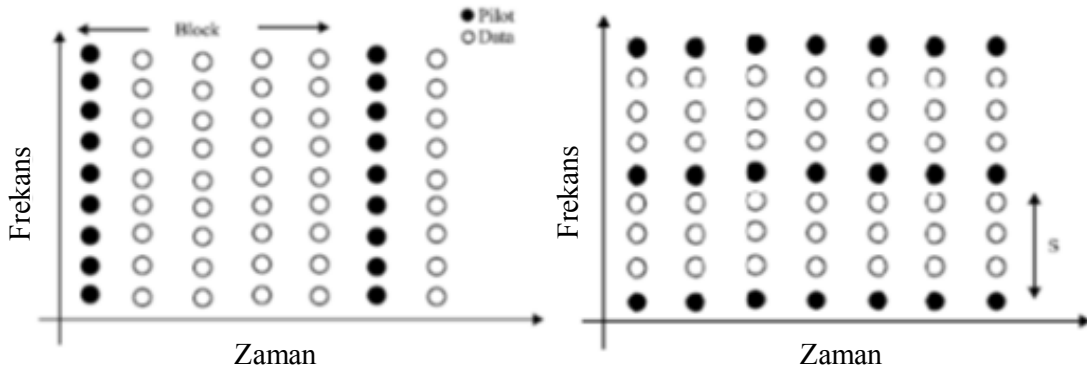
$$\hat{H}_{LS} = \text{diag}(X)^{-1}Y + \text{diag}(X)^{-1}W \quad (2.15)$$

Denklem 2.15'deki ifade en küçük kareler (LS-Least Square) kestirimi ile kanaldaki pilotsuz alt taşıyıcıları elde etmek için aradeğer bulma yöntemini kullanır. Q ara değer bulma matrisini göstermek üzere Denklem 2.16'da kanal cevabı elde edilmiştir.

$$\hat{H} = Q\hat{H}_{LS} \quad (2.16)$$

Q matrisini düşük hesaplama karmaşıklığını sistem için olabilecek en yüksek doğrulukla elde etmek kestirimin esas amacını oluşturmaktadır. Pilot tabanlı kanal kestirimi tekniği, iletilen bilgi sembollerinin arasına değeri bilinen sembolleri de ekler. Ekleme yaparken pilot semboller arasındaki aralık kanalın evre uyumlu zamanına bağlı olarak ayarlanmalıdır. Bilgi sembollerinin arasına eklenen bu pilot semboller alıcıda bilindiği için iletimin yapıldığı kanalın bu sembollere

etkisi bilinir ve bu etkiye ters bir etki yapacak bir denkleştirici MMSE kanal kestirimi algoritmasıyla geliştirilir. Ayrıca kanalın frekans cevabının evre uyumlu zaman aralığı içinde sabit kaldığı varsayımında, pilot sembollerle birlikte iletilmiş olan bilgi sembolleri aynı denkleştiriciden geçirilip kanaldaki gürültü, gecikme, kayma gibi bozucu etkiler elimine edilir. Bu teknikte kullanılan pilot sembollerinin bilgi sembolleri içindeki yerleşimine göre genel olarak Şekil 2.15’te verildiği gibi iki gruba ayrılabilir. Bunlar blok tipi pilot ekleme ve tarak tipi pilot ekleme olarak sayılabilir.



Şekil 2.15. Blok ve tarak tipi pilot semboller

2.4.2. Kanal Kestirim Algoritmaları

Bu bölümde LS, MMSE ve LRMMSE olmak üzere üç kanal kestirim algoritması değerlendirilmiştir. Bu algoritmalar yardımıyla kestirilen kanal aşağıdaki denklemler kullanılarak bulunmaktadır. Vericinin gönderdiği pilot semboller X olmak üzere, alıcıda alınan pilot semboller Y Denklem 2.17 ile ifade edilir.

$$Y = FFT(IFFT(X) * g + n) = XFg + n = XH + n \quad (2.17)$$

Burada g kanalın dürtü yanıtı, n kanaldaki gürültü bileşeni ve F matrisi N boyutlu bir FFT alıcısıdır. LS kestirim algoritması, $(y - xFh)^H (y - xFh)$ ifadesini minimum yapmayı amaçlamaktadır. LS algoritmasıyla kestirilen kanal cevabı Denklem 2.18 ile verilmiştir.

$$H_{LS} = X^{-1}Y \quad (2.18)$$

MMSE kanal kestirim algoritmasında ise ortalama karesel hatayı minimum yapmak için kanal durumunun ikinci derece istatistiğini kullanırız. R_{gg}, R_{HH}, R_{YY} g , H ve Y 'nin otokovaryans matrisi R_{gY} ise g ve y arasındaki kovaryansı gösteren matrisler olup Denklem 2.19, 2.20, 2.21 ile gösterilmiştir.

$$R_{HH} = E\{HH^H\} = E\{(Fg)(Fg)^H\} = FR_{gg}F^H \quad (2.19)$$

$$R_{gY} = E\{gY^H\} = E\{g(XFg + N)\} = R_{gg}F^H X^H \quad (2.20)$$

$$R_{YY} = E\{YY^H\} = XFR_{gg}F^H X^H + \sigma^2_N I_N \quad (2.21)$$

Kanal cevabı ve gürültü arasında herhangi bir ilinti olmadığı düşünülerek kestirilen kanal cevabı Denklem 2.22 ile verilmiştir.

$$H_{MMSE} = R_{HH} (R_{HH} + \sigma_{HH}^2 (XX^H)^{-1})^{-1} H_{LS} \quad (2.22)$$

LRMMSE (Low Rank MMSE) kanal kestirim algoritması MMSE algoritmasının kompleks hesaplama karmaşıklığını azaltmak üzere geliştirilmiştir. Bu algoritma Denklem 2.23 ve 2.24 ile verilen yüksek boyutlu R_{HH} otokovaryans matrisi ve tekil değer ayrıştırmasıyla SVD (Singular Value Decomposition) işlem yükünü azaltmaktadır [83].

$$R_{HH} = U \Lambda U^H \quad (2.23)$$

$$H_{LRMMSE} = U \Lambda U^H H_{LS} \quad (2.24)$$

Literatürde mevcut olan ara değerleme yöntemleri genel olarak, doğrusal aradeğerleme, gauss aradeğerleme, kübik çubuk aradeğerleme, lagrange aradeğerleme ve Wiener süzgeç kestirimi olmak üzere gruplandırılabilir.

Ara değer bulmada en kolay yöntemler parça parça sabit ve doğrusal aradeğer bulma yöntemleridir. Parça parça sabit ara değer bulma yönteminde, kanalda bulunan ardışık iki pilot alt taşıyıcı arasındaki pilotsuz alt taşıyıcıların kanal frekans cevapları değişmez olarak kestirilirken, parça parça doğrusal ara değer bulma yönteminde, bunlar düz çizgi olarak kabul edilmektedir.

Parça parça sabit aradeğer bulma yönteminde, kanal frekans cevabı çok az frekans seçici veya kanalın tepki cevabının en büyük gecikmesi çok küçükse, makul sonuçlara ulaşılır. Bu sonuçlara göre alt taşıyıcılar arasında çok ilişki olduğunu ve alt taşıyıcı gruplarının da aynı kanal frekans cevabına sahip olduklarını gösterir. Parça parça doğrusal aradeğer bulmada ise pilot alt taşıyıcılar arasında bazı değişimler olabilir ve gürültü ortalaması işlemi nedeniyle, daha düşük ortalama karesel hata sağlamaktadır. Ek olarak kanalın frekans seçiciliği çok olduğu zaman, sabit aradeğer bulma yöntemine kıyasla oldukça iyi performans sergilemektedir. Sonuçta daha düşük ortalama karesel hata elde edebilmek için, kullanılan pilotlar çok, ortamdaki gürültü az, kanal da çok ilişkili olmalıdır. Yüksek derecede frekans seçici olan kanallarda daha iyi performans için daha çok pilot sembol gerektiği göz önüne alınarak yüksek dereceli polinom uydurma tekniği

geliştirilmiştir. Yüksek dereceli polinom uydurma tekniği, yüksek derecede zaman ve frekans seçici olan kanallarda, yüksek hesaplama karmaşıklığı ve buna karşın oldukça iyi kanal kestirimi sağlar. Yüksek dereceli polinom uydurma tekniği kullanılarak yapılan kanal frekans cevabı kestirimi için pilot alt taşıyıcı sayısı ikiden fazla olmalıdır. Yüksek dereceli aradeğer bulma yöntemleri genel olarak çubuk aradeğer bulma, Gauss aradeğer bulma ve polinom uydurma olmak üç gruba ayrılır. Çubuk aradeğer bulma yöntemi, farklı derecelerde taban fonksiyonunu veya Beizer eğrisini, alt taşıyıcı grubu üzerinde tanımlar. Gauss aradeğer bulmada, Q katsayıları Gauss fonksiyonundan bulunur ve bu fonksiyon, ideal alçak geçiren filtrelerdeki son fonksiyon olan sinc fonksiyonu gibi tanımlanmaktadır [84,85,86].

2.4.3. Denkleştirme

Verici antenler aracılığıyla kanala gönderilen sinyaller kanalda zayıflama, gecikme, gürültü, frekansta kayma gibi etkilerle bozulmaya uğrar. Bu şekilde bozulmuş olan bilgiyi alıcı tarafta doğru bir şekilde algılamak için denkleştirici diye bilinen yapılar geliştirilmiştir. Denkleştirme için kullanılan yöntem, kanal frekans cevabının tersini alarak, gelen bilginin öncelikle bu ters frekans cevabından geçirilmesidir. Bu denkleştirici yapısına sıfır zorlamalı denkleştirici (Zero-Forcing Equalizer) denir. Vericinin gönderdiği bilginin önüne değerleri bilinen bitler eklenir bu bitler alıcı tarafından alındığında oluşan değişimleri karşılaştırılarak kanalın frekans cevabı elde edilir ve bu frekans cevabının tersi alınarak denkleştiricinin kendisi oluşturulur. Vericinin ilettiği bilgi bitlerinin de aynı kanalda ve aynı kanal etkisinde kaldığı kabul edilerek elde edilen denkleştirici ile bilgi bitleri denkleştirilerek kanalın etkisi elimine edilir.

2.4.4. Kanal Kodlaması

Kanaldaki bozucu etkilerden etkilenen verideki hatayı azaltmak için kanal kodlaması yapılmaktadır. Hata kontrolünde veri dizisinin içine bilgi içermeyen hata kontrolü yapacak kontrol bitleri ilave edilir. Bu kontrol bitleri bilgi içermediğinden işaret verisinde artıklık (redundancy) olarak tanımlanır. Hata kontrol kodlaması; hata algılama ve hata düzeltme kodlaması olarak iki işlem yapmaktadır. Kanal kodlama çeşitleri içinde katlamalı kodlama, en çok kullanılan kodlama çeşididir. Düşük SNR değerine sahip iletim sistemlerinde oldukça sık kullanılmaktadır [87].

2.4.5. Viterbi Kod Çözücü

Viterbi kod çözücü katlamalı kodların çözülmesinde yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. Bu çözücü yapısında maksimum benzerlik esas alınarak vericiye gelen kod viterbi çözücünde kafes yapısı taranıp, mümkün olan en iyi yol bulunur ve çözümlenir.

2.4.6. Serpiştirme (İnterleaving) ve Geri-Serpiştirme (Deinterleaving) ve EVM (Error Vector Measurement)

Kodlama teknikleri genel olarak AWGN kanallarda meydana gelen iletim hatalarını düzeltmek amacıyla geliştirilmişlerdir. Vericinin gönderdiği bitlerin rastgele gürültüden etkilenmesinden dolayı bit hataları bit pozisyonlarından bağımsız olarak meydana gelir. Ancak bu durumda patlama hatası (burst error) ortaya çıkabileceği söylenebilir. Işığın bozucu etkisi (stroke of lighting) ya da insanlar tarafında yapılan elektriksel girişimler (human-made electrical disturbance) bu duruma örnek olmaktadır. Çok yollu sönümlemeli kanallar da iletim esnasında patlama hatasına sebep olabilirler. Zamanla değişen çok yollu kanal etkisiyle meydana gelen sönümleme, alt taşıyıcılarda zayıflatıcı etkiye neden olur ve alınan sinyaldeki sinyal gürültü oranının düşmesine sebep olur. Bu sönümlemenin etkisiyle alıcıda hatalı bit blokları oluşur. İstatistiksel anlamda bağımsız bit hatalarını düzeltmek için tasarlanmış kodlamaların, patlama hatalarını düzeltmek için etkili olduğu söylenemez. Ancak serpiştirme tekniği, patlama hatalarıyla mücadelede oldukça etkilidir. Kodlanan veri bitleri, serpiştirme tekniğine göre vericide serpiştirilir. Alıcıda ise serpiştirilen veri bitlerini orijinal forma getirmek için bir araya getirme işlemi (deinterleaving) uygulanır. EVM (Error Vector Measurement) modülasyonun doğruluğunu gösteren bir ölçüm tekniğidir. Gürültünün yanında tüm olası genlik ve faz bozulmalarını da dikkate alarak modelin kalite değerlendirmesini ölçmektedir.

2.5. OFDM ve MIMO OFDM Sistemlerinde Tepe Güç - Ortalama Güç Oranı

Şekil 2.16 ile verilen OFDM blok yapısı dikkate alındığında, OFDM sinyali zaman bölgesinde, birbirinden bağımsız olarak kiplenmiş sinüsoidallerin toplamıdır ve bu sinyalin genliği zamanla çok büyük oranlarda değişebilir. Tepe güç/ortalama güç oranı (PAPR) OFDM tekniğinin en önemli problemlerinden biridir [69]. Kablosuz haberleşme tekniğinde gerekli olan çeşitlilik, veri hızı ve kapasite; OFDM ile MIMO sistemlerinin birleşmesiyle artış göstermektedir. Ek olarak MIMO-OFDM tekniğinin tepe gücü/ortalama güç oranı antenlerdeki iletimi sınırlamaktadır. OFDM sinyalinde birbirinden bağımsız olarak modüle edilmiş birçok alt taşıyıcılar bulunmaktadır. Alt taşıyıcı sayısı N olmak üzere, OFDM'de N adet sinyalin arka arkaya gelmesi, tepe gücün ortalama güçten N kat daha fazla artmasına neden olur. Sinüs dalgalı sinyal zarfının maksimum genlik değerine tepe gücü denir.

İletilen sinyaldeki yüksek PAPR değeri, sistemde düşük güç verimi, lineer olmayan bozulma gibi bazı olumsuzluklar olduğu anlamına gelir. Yüksek PAPR ile iletilen bir OFDM sinyali, doğrusal olmayan bir sistemden geçerken doğrusal olmayan bozulmalarla karşılaşır. Meydana gelen doğrusal olmayan bu bozulmalar bant dışı yayılım sorununa yol açar. Bant dışı yayılımın kendine komşu olan kanalı etkileyeceği ve sonuçta çok büyük performans düşüşüne yol açacağı bilinmektedir.

PAPR değerini matematiksel olarak elde etmek mümkündür. Öncelikle 0-T aralığında Denklem 2. 25'te olduğu gibi N adet modüle edilmiş sembol elde edilir.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k f_0 t} \quad (2.25)$$

PAPR değeri Denklem 2.26'de olduğu gibi ise $x(t)$ sinyalinin anlık tepe güç değerinin ortalama güce oranı olarak hesaplanır [88,89].

$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (2.26)$$

OFDM sistemler yüksek tepe güç/ortalama güç oranına sahiptir. Tümleyen Kümülatif Dağılım Fonksiyon (CCDF- Complementary Cumulative Distribution Function) eğrisi tasarımlarda ihtiyaç duyulan tepe ve ortalama güç bilgilerini sağlarken, RF sistem parçalarının tasarımı ve testi, yayılı spektrum hesapları, modülasyon türünün etkisi, çoklu sinyallerin sistemlerle bir araya getirilmesi gibi uygulamalarda kullanılır. Ayrıca kuvvetlendiriciler ya da vericilerin çıkışında oluşan lineersizliği hesaplamada da kullanılır.

Kümülatif Dağılım Fonksiyonu (CDF) olasılıksal ve istatistiksel olarak rasgele X değişkeninin dağılımı şeklinde açıklanmaktadır. Dağılım fonksiyonunun eşitliği Denklem 2.27'de olduğu gibi ifade edilir.

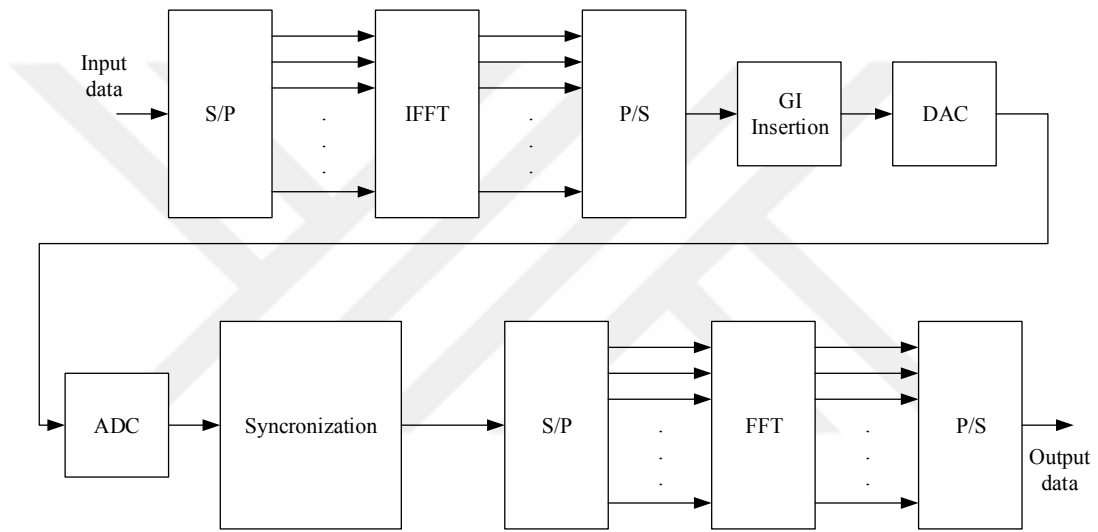
$$F(x) = P(X < x) = \int_{-\infty}^x f(t)dt \quad (2.27)$$

Kümülatif Dağılım Fonksiyonu için ise bu eşitlik birden çıkarılıp tümleyeni alınarak Denklem 2.28 ile bulunur.

$$CCDF = 1 - F(x) \quad (2.28)$$

OFDM sistemler sahip oldukları bu yüksek tepe gücünü azaltmak genel olarak üç teknik kullanmaktadır. Birincisi tepe genliğini tepelerde ya da çevresindeki OFDM işaretinde bulunan lineer olmayan bozulmayla azaltan işaret bozma tekniğidir. Kırpma, tepe pencereleme ve tepe engelleme bozma tekniğine örnek olarak verilebilir. İkincisi kodlama tekniğidir, bu teknik için turbo kodlar, konvolosyonel kodlar gibi özel ileri hata düzeltme kod setleri büyük PAPR değerli OFDM işaretlerinde kullanmaktadır. Üçüncü olarak sembol karıştırma yöntemi, her OFDM işaretini farklı karıştırma dizileri ile karıştırıp, en küçük PAPR değerini veren dizinin seçilmesi şeklinde çalışmaktadır [90].

Kanal kestirim başarısını geliştirmek için bir LS algoritması geliştirilerek, kanalın BER performansı elde edilebilir. LS kestiriminin Ortalama Karesel Hatası (MSE-Mean Square Error) hesaplanır. Özellikle zaman içinde varyasyona sahip kanallarda LS algoritması kullanılarak elde edilen sinyal-gürültü oranı (SNR-Signal to Noise Ratio) kayda değer bir etki göstermiştir. LS tekniği ile kanal tahmininde MSE değerinin, pilot sembollerin SISO OFDM sistemleri için optimum bir konuma sahip olması tavsiye edilir. Eğer bu kanal kestirim tekniği MIMO OFDM sistemlerine genişletilmek istenirse, LS [11] ile kanal kestirim yöntemiyle MSE değerinin minimuma getirilmesi için ya pilot sembolün ya da pilot sıranın konumunun, optimize edilmesi gerekmektedir.



Şekil 2.16. OFDM verici alıcı blok diyagramı

LS tekniği ile kanal tahmininde veri vektörü Denklem 2.29 ile verilir.

$$X_r(n) = S_r(n) + B_r(n) \quad (2.29)$$

Denklem 2.29'da, $S_r(n)$ isteğe bağlı $K \times 1$ veri vektörüdür, $B_r(n)$ isteğe bağlı $K \times 1$ pilot dizi vektörüdür ve demodüle edilmiş sinyal Denklem 2.30 ve 2.31 ile açıklanmıştır.

$$Y_q(n) = \sum_{r=1}^{N_t} \text{diag}\{X_r(n)\} Fh_{q,r} + \Xi_q(n) \quad (2.30)$$

$$= \sum_{r=1}^{N_t} (\text{diag}\{S_r(n)\} + \text{diag}\{B_r(n)\}) * Fh_{q,r} + \Xi_q(n) \quad (2.31)$$

$Y_q(n)$ in FFT'sini alarak Denklem 2.32 elde edilir.

$$Y_q(n) = \sum_{r=1}^{N_t} S_{r,diag}(n) F h_{q,r} + \sum_{r=1}^{N_t} B_{r,diag}(n) F h_{q,r} + \Xi_q(n) \quad (2.32)$$

Veri modelini Denklem 2.33'deki gibi elde ederiz.

$$Y_q = T h_q + A h_q + \Xi_q \quad (2.33)$$

h_q 'nin LS tahmini $\hat{h}_q$ olarak elde edilir ve Denklem 2.34'de verilmiştir.

$$\hat{h}_q = A^T Y_q \quad (2.34)$$

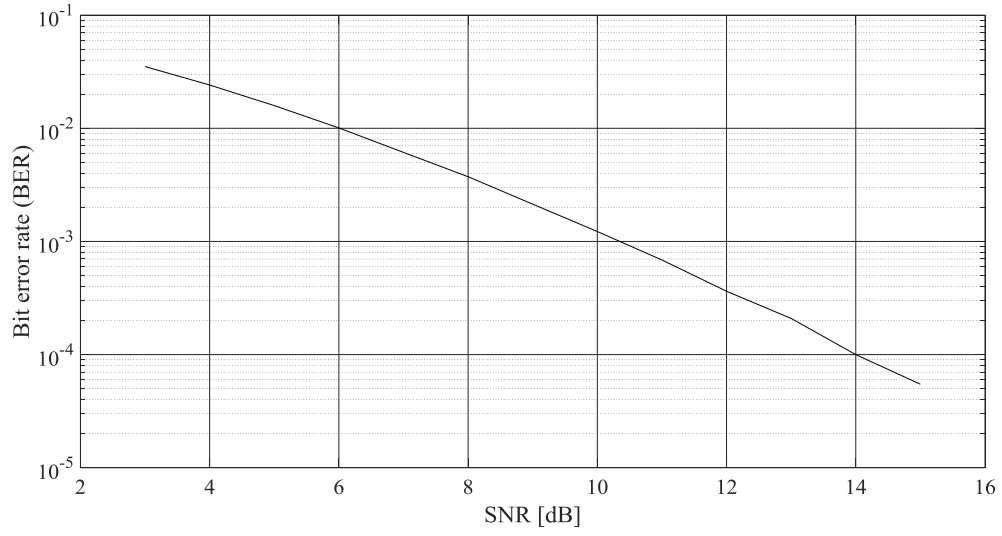
Denklemler sistemin, gerçek kanal vektörünün ve gürültü vektörünün bir bileşimi olduğunu göstermektedir. Pilot tonlarının, her bir OFDM sembolü için aynı olup olmadığını görebiliriz. Yani, OFDM yapısında aynı pilot tonları kümesi zorunlu değildir. LS ile kanal tahminde MSE ifadesi elde edilmiştir. Uygulamaların sonuçları, en uygun pilot dizilerine ve MSE noktasında pilot tonların optimal yerleştirilmesine sahip olacak şekilde sağlanmıştır. L maksimum kanal uzunluğunu açıklar ve LS ile kanal tahmininin MSE hesaplaması Denklem 2.35'de formüle edilmiştir.

$$MSE = \frac{1}{LNt} \mathcal{E} \left\{ \left\| \hat{h}_q - h_q \right\|^2 \right\} \quad (2.35)$$

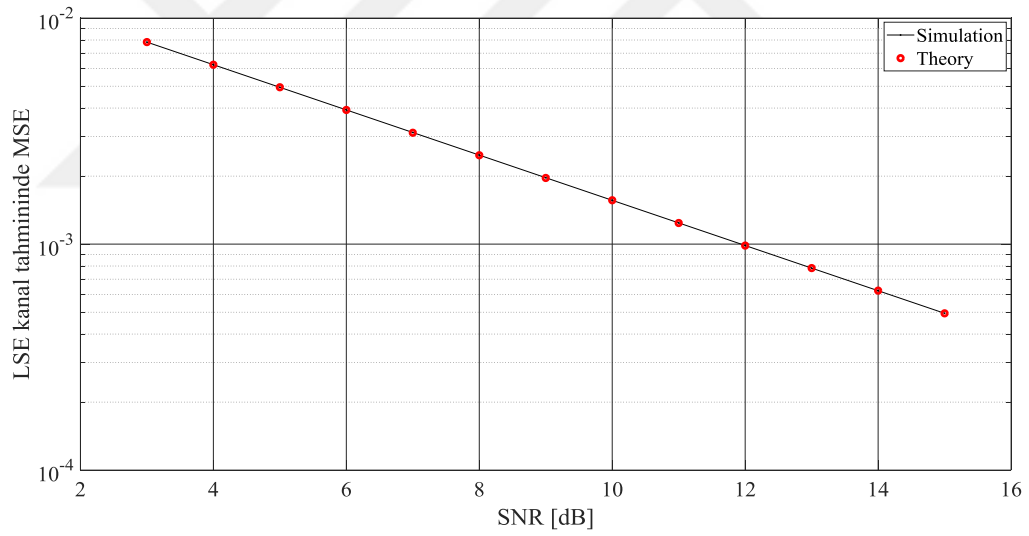
LS ile kanal tahmininde minimum MSE elde edilmesinden dolayı min MSE, sabit bir güç ρ ve sıfır ortalama değerli beyaz gürültüye bağlı olarak Denklem 2.36'da verilmiştir.

$$MSE_{\min} = \frac{\sigma_n^2}{\rho} \quad (2.36)$$

OFDM'de kanal tahmininde pilot semboller kullanılır. OFDM'de her bir alt taşıyıcıda düz sönümlenme gözlenirse, tek taşıyıcı sönümlenme sistemleri tekniği doğrudan uygulanabilir. Bilinen pilot sembollerin seyrek olarak yerleştirilmesi, bu tür sistemlerde veri sembollerinin akışında bulunan düz sönümlenme ile kanallardaki pilot sembol destekli modülasyonda (PSAM) bulunur. Pilot sembollerle veri semboller arasındaki pilot sembol zayıflaması hesaplandığında, zaman korelasyon özellikleri üzerindeki sönümlenme kanalı ile karakteristik olarak tahmin edilir.



Şekil 2.17. MIMO OFDM için LS kanal tahmininde BER/SNR

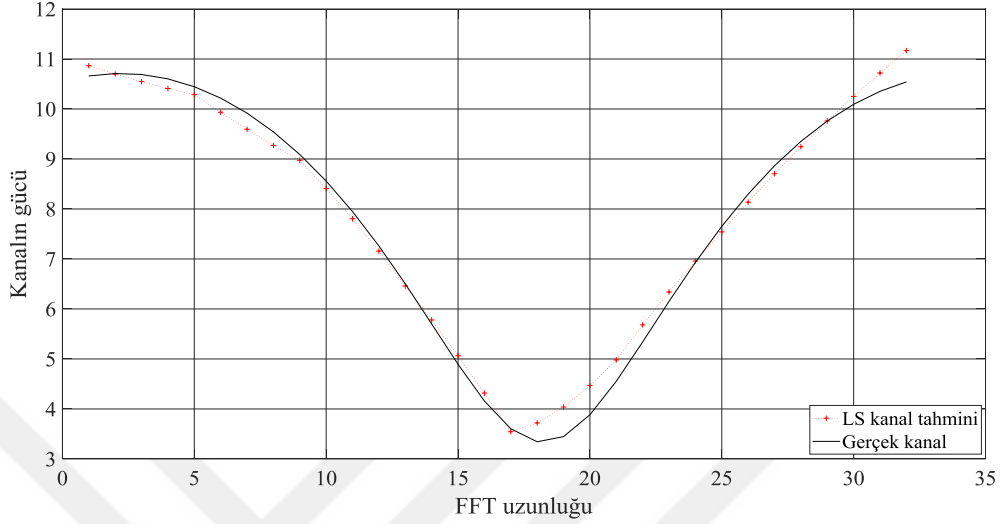


Şekil 2.18. MIMO OFDM için LS kanal tahmininde MSE

MIMO OFDM sistemi uygulaması için LS kanal kestiriminde SNR'ye karşı BER, Şekil 2.17'de gösterilmiştir. MIMO OFDM sistemi için simülasyon ve teorik LS kanal kestiriminin MSE'si Şekil 2.18'de gösterilmiştir. Uygulamada, $N_t=2$, $N_r=4$, Alt taşıyıcıların sayısı 128'dir ve koruma aralığının yüzdesi 0.25'dir. Pilot sembollerin sayısı 64'tür ve veri sembollerinin sayısı 64'ü alt taşıyıcıların hepsini alır.

Literatürde birçok çalışma, kanal tahmini gösterimlerinin, kanal korelasyon özelliğini kullanan iki adımdan oluştuğunu açıklar. İlk olarak, pilot pozisyonlardaki zayıflamaları ölçmek ve

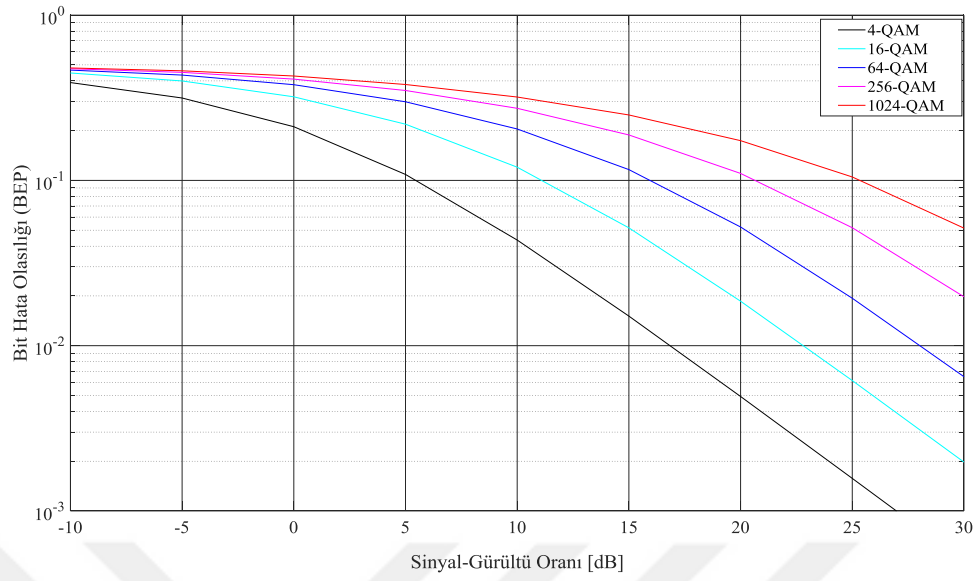
düzeltilmek için kanal tekniğinin korelasyonu kullanılır. Daha sonra, veri sembollerinin karmaşık değerli zayıflamaları, ikinci aşamada bu ölçümlerle tahmin edilir. Kanal korelasyon özellikleri, bu ikinci adımda filtreler arası enterpolasyon tekniği veya karar odaklı bir teknik ile kullanılır. [15].



Şekil 2.19. Gerçek ve LS kanal tahminiyle kanal gücü

Şekil 2.19'da, gerçek kanalın gücü ve LS ile tahmin edilen kanalın gücü gösterilmektedir. Tahmini kanal gücü, gerçek kanala oldukça yakındır. Bu sonuç, LS tahmininin MIMO OFDM kanal tahmini için uygun olduğunu göstermektedir.

Pilot ton yaklaşımı temel alınarak LS yöntemi ile kanal tahmini MIMO OFDM sistemlerinin uygulanması için değerlendirilmiştir. Pilot diziler eşit güçte, eşit aralıklı olmalı ve minimum MSE ile kanal tahmininin artırılması için ortogonal faz kayması elde edilmelidir. Elde ettiğimiz sonuçlar, pilot tonlar ile ilgili metodun, verici antenlerin sayısının arttırdığını, dolayısıyla eğitim için daha fazla pilot ton gerektirdiğini ve uygulamanın etkinliğini azalttığını göstermektedir. Kanal zamana bağlı yavaşça değişen olduğunda, kanal parametrelerinin tahmin edilmesi, çoklu OFDM sembolleri için bu etkiyi azaltabilir.



Şekil 2.20. 4,16,64,256,1024 QAM dereceleri için BEP-SNR ilişkisi

4,16, 64, 256, 1024 QAM dereceleri için BEP-SNR ilişkisi Şekil 2.20’de verilmiştir. QAM modülasyon derecesi arttıkça BEP değeri SNR değişimine daha az duyarlılık göstermekte 1024 QAM için bu durum daha fazla belirgin olmaktadır.

3. FBMC TASARIMI VE OFDM İLE KARŞILAŞTIRILMASI

Bu bölümde FBMC tasarımı yapılmış ve OFDM ile karşılaştırmalı uygulamalar gerçekleştirilmiştir. İlk olarak QAM tabanlı sistemler, FBMC-OQAM yapısı, Phydys fonksiyonu, FMT, GFDM, F-OFDM açıklanmış, QAM tabanlı sistemlerin avantajları ve iletim modeli açıklanmıştır. Daha sonra kanal denkleştirme işlemi ve denkleştirme metotları açıklanmış, kanal tahmin işlemi ve çeşitli teknikler anlatılmıştır. Son olarak da PPN-FBMC ve FS-FBMC tasarım teknikleri anlatılarak önerilen yöntem nedenleriyle ifade edilmiştir.

Kablosuz haberleşme, genellikle zaman ve frekansta seçici (çok yollu ve zamanla değişen, ya da çoklu gecikmeli ve Doppler etkisi altındaki) iletişim kanallarında yapılmaktadır. Çok taşıyıcılı sistemler geniş bantlı (yüksek veri hızına sahip) bir sinyali, dar bantlı (düşük veri hızına sahip) sinyallere böler. Her biri farklı alt kanallarından geçen bu sinyaller yeterince dar bant genişliğine sahip ise bu alt kanalların her birini düz kabul edebiliriz. Bu durumda, alıcıda alınan sinyal zaman düzleminde çok kademeli karmaşık denkleştirme sistemlerine gerek duymaz ve tek bir katsayı kullanarak denkleştirme işlemi yapılabilir. Bu sayede sinyalin denkleştirilmesi, kanal kestirme işlemleri daha kolay ve sistem karmaşıklığı azaltılmış olur. Dahası sistemin gürültüye karşı olan bağışıklığı da artmış olur.

OFDM modülasyonu, düşük uygulama karmaşıklığı nedeniyle bu güne kadar haberleşme sistemlerinde çok popüler bir teknik olmuştur. Hızlı fourier dönüşümü (FFT) ve çevrimsel önek (CP) olarak bilinen istenmeyen semboller sayesinde, OFDM modülasyonu alıcıdaki kanal bozukluklarının çok basit bir şekilde telafi edilmesini sağlar [91]. Bununla birlikte, FFT filtrelerinin dikdörtgen darbeleri şekillendirilmesi, belirgin bir spektral sızıntıya yol açar, bu bant dışı emisyonları önlemek için spektrumun kenarlarında büyük koruma bantlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca, CP yararlı bilgi taşımadığı için ek bir spektrum kaybı yaratır. Bu sınırlamaların ışığında, kaydırılmış QAM tabanlı FBMC (Filter Bank Multi Carrier Ofset QAM- FBMC-OQAM) modülasyonu, son zamanlarda CP-OFDM sistemlerine karşı cazip bir alternatif olarak çok dikkat çekmiştir. CP-OFDM'in aksine, FBMC-OQAM, zaman içinde daha fazla yayılan bir darbe şekli kullanır ve bu da prototip darbesinin çok daha iyi bir şekilde lokalize olmasını sağlar. Bu durum önemli avantajlar sağlar, bu avantajlardan ilki CP-OFDM sistemlerinden daha büyük bir spektral verime yol açan eşitleme işlemini basitleştirmek için herhangi bir CP gerektirmemesidir. İkinci olarak, spektrumun kenarlarındaki çok küçük koruma bantları (bir alt taşıyıcı sırasının) frekans emisyon maskelerini karşılamak için yeterlidir ve bu da sistemin spektral verimliliğini artırır. Üçüncü olarak, sistemi sembol zamanlama ofseti (STO-Symbol Time Offset) ve taşıyıcı frekans ofseti (CFO-Carrier Frequency Offset) açısından çok daha güçlü kılar [14]. Son olarak, bilişsel radyolar (CR-Cognitive Radio) ve Nesnelerin İnterneti (IoT-Internet of Things) gibi açık uygulamalarda spektrum tahsisi

için yüksek esneklik sağlar, bu da frekans alanında kolayca ayrılabilen birden fazla kullanıcıdan asenkron iletim gerektirebilir [92,93,94].

Her alt taşıyıcı başına bir darbe şekillendirme filtresi seçilmesinden kaynaklanan iyi sınırlanmış zaman frekans özelliklerinden dolayı çok taşıyıcılı filtre bankası (FBMC-Filter Bank Multi Carrier), koruma bandı yükünü azaltır. Artan sembol süresi çok yollu sönümlemeli kanalları CP olmaksızın işlemek için etkilidir. Hem CP hem de koruma bandı CP-OFDM ile kıyaslanarak azaltıldığından FBMC, temel olarak geliştirilmiş bir spektral verimliliğe sahiptir.

FBMC-OQAM modülasyonunun avantajları, sistem uygulama karmaşıklığında bir artışa yol açar. Yani, bu modülasyon, alıcı tasarımını karmaşıklatacak belirli bir girişim modeli oluşturur. Kanal, zaman ve frekansta yeterince yavaşça değişiyorsa, uzaysal çoğullamalı CP-OFDM sistemleri için tasarlanan MIMO algoritmalarının çoğu, FBMC-OQAM sistemlerine doğrudan uygulanabilir. Bununla birlikte, son derece seçici kanallar veya uzay zaman kodlarının kullanılması ek sinyal işleme adımları gerektirir ve daha karmaşık tasarımlarla sonuçlanır. Dahası, daha yüksek spektral seçicilik elde etmek için, prototip darbesinin zaman alanında daha fazla yayılmasının gereklidir, bu da daha fazla gecikmeye yol açacak ve kısa patlamalı (burst) iletimler için zararlı olabilecektir. Ön yükleme teknikleri ve kuyruk kısaltma algoritmaları bu etkiyi sınırlamak için önerilmiştir [94-107].

FBMC, 1960'larda birbirine dik paralel sinyaller kullanılarak yüksek hızda veri iletimi amacıyla ortaya çıkmıştır. 1960'daki bu çalışmada PAM ile modüle edilen semboller bir filtre bankasından geçirilip bant genişliği olabildiğince azaltılmıştır. Bunu sağlamak için de filtre bankasının darbe şekillendiren fonksiyonları frekans alanında üst üste yerleşerek artık yan bant (VSB) oluşturulmuştur. Ancak VSB modülasyonu Hilbert dönüşümü ile elde edileceği ve bunun sonucunda sistem karmaşasının artacağından dolayı çok tercih edilmemiştir [108].

[108]'deki çalışmaya göre çok farklı bir uygulama amacı ile kosinüs ile modüle edilmiş filtre bankaları (CMFB-Cosinus Modulated FB) geliştirilmiştir [109]. Ayrık dalgacıklı çoklu taşıyıcıları (DWT) temel alan çalışmalar da CMFB temelli çalışmalar arasında gösterilmiştir. [110]

Filtre fonksiyonlarının frekans alanında çift yan bant (DSB) olarak tasarımı [53]'de görülmüştür. Bu yöntem spektral verimlik sağlamak için, sembollerini QAM ile modüle etmiş ve QAM sembollerinin her birinin reel ve sanal bileşenler arasında zaman düzleminde yarım sembol süresi kadar aralık ayrılarak elde edilmiştir. Literatürde oldukça ilgi gören bu çalışma ile elde edilen sisteme; zaman aralıklı QAM (Offset QAM-OQAM), kademeli QAM (staggered-SQAM), kademeli çoklu taşıyıcı (SMT) şeklinde isimler verilmiştir.

FBMC sisteminin en büyük dezavantajı sahip olduğu yüksek sistem karmaşıklığıdır. Bu sistem karmaşıklığı problemini çözmek amacıyla çok fazlı ağ (PPN) ve hızlı fourier dönüşümü (FFT) uygulaması önerilmiştir [55,111].

İdeal olmayan kanalda ISI ve ICI düşürme teknikleri uygulanmış ve bu sayede FBMC'nin yeni nesil haberleşme sistemleri için uyumlu ve iyi bir alternatif olacağı kabul edilmiştir[112]. FBMC'nin hem kablolu hem de kablosuz sistemlere uyumlu olduğu kabul edilse de, şimdiye kadar TAI'nin sayısal radyo teknik standartları dışında kabul görmemiştir [113].

3.1. QAM ve OQAM Tabanlı Sistemler

Geleneksel QAM tabanlı çoklu taşıyıcı sistemlerde bilgi sembolleri önce karmaşılaştırılır. FBMC'nin doğası gereği sahip olduğu imajiner girişimden dolayı kanal tahmini OFDM'den çok daha zordur. OFDM tekniğinde olduğu gibi pilot sembol destekli kanal tahmini yapabilmek için yardımcı pilot (Auxiliary Pilots-AP) ya da kodlama (coding) yöntemleriyle imajiner girişimi engellemek gerekmektedir [95,96]. Pilot sembol destekli kanal tahminine ek olarak, başlangıç (preamble) tabanlı kanal tahmini [97] popüler bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Bununla birlikte, kanalın basit bir şekilde tanımlanmasını destekledikleri için LTE standardı pilot sembolleri kullanmaktadır. FBMC yapısı çoğunlukla OFDM ile benzer davranış gösterir ancak kanal tahmini uygulamaları imajiner girişimden dolayı bazı zorluklara sahiptir [19,10]. MIMO ile FBMC yapıları birçok çalışmada birlikte kullanılmaktadır ancak bunların çoğunda vericideki kanal bilgisine güvensizlik ve yüksek hesaplama karmaşası gerektirmesi gibi olumsuzlukları vardır [98,99].

MIMO'yu FBMC ile birleştirirken imajiner girişimden kurtulmaya izin veren daha iyi bir yöntem sembollerin zamanda (ya da frekansta) yayılması gösterilebilir. Bu yayılım işleminde hızlı fourier dönüşümünün kullanılması halinde [98] ek FFT nedeniyle kalan girişim ve artan hesaplama karmaşası dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Sembolleri yaymak için bir diğer iyi bir yaklaşım olan Hadamard matrisi, işlemlerde çarpma gerektirmez böylece karmaşıklık oldukça düşük olur. Bu tip yaklaşımlar ilk olarak [100]'de önerilmiş, daha sonra FBMC, Alamouti'yi uzay zaman blok kodlaması ile birleştirmek için kullanmıştır. Yayılma işleminin ardından MIMO teknikleri OFDM'de bilindiği gibi uygulanabilir ve aynı MIMO karmaşıklığıyla sonuçlandığını görülür [9].

Geleneksel FBMC sistemlerinde dikgenlik şartı sadece reel düzlemde sağladığından kaydırılmış QAM (Offset QAM) ile uyumlu çalışmaktadır [101]. Dahası, MIMO sistemler anlamında içsel girişim, FBMC sistemlerinin en büyük sorunudur. Bu nedenle geleneksel FBMC sistemlerini, maksimum olasılık tespiti (MLD-Maximum Likelihood) ya da Alamouti uzay zaman blok kodlaması (STBC) gibi geleneksel MIMO teknikleriyle beraber kullanamayız [101,102]. MIMO FBMC-OQAM sisteminde ML kullanılarak girişim hesaplama ve bu girişimin elimine edilmesi yöntemi [14]'de önerilmiştir. Ancak bit hata oranı (BER) bakımından FBMC-OQAM sisteminin performansı, MIMO kanallarındaki OFDM'den daha kötüdür. Ek olarak, FBMC-OQAM sistemi için bir de blok tabanlı Alamouti kodlama yöntemi [102] önerilmiştir. Ancak önerilen yöntemde blokları ayırmak için eklenen sıfır değerli semboller ve pilotlar spektral verimliliğin düşmesine neden olmaktadır. Dahası, OFDM sistemlerinin kullandığı geleneksel kanal tahmin

yöntemleri birbirine komşu alt taşıyıcılar ve sembollerin neden olduğu içsel girişim nedeniyle FBMC-OQAM sistemlerine doğrudan uygulanamaz [103-106]. Bu içsel girişimin yok edilmesi için [103]'da açıklanan iteratif bir kanal tahmin yöntemi önerilmiştir. Ancak önerilen bu yöntemde girişimi engellemek amacıyla yapay (psuedo) pilotlar ekleme ihtiyacı, spektral etkinliğin düşmesi ve ek karmaşıklığın artmasına yol açmaktadır. Yine [104]'de ön ek tabanlı kanal tahmini uygulaması için girişim yaklaştırma yöntemi önerilmiştir. Ancak FBMC-OQAM sisteminde ön ek uzunluğu OFDM'den daha fazla olduğundan, spektral etkinlik azalmaktadır.

Yardımcı pilotlar bu içsel girişim problemini ortadan kaldırmak için farklı bir teknik olarak karşımıza çıkmaktadır [105,106]. Ancak yine anten sayısındaki artış, AP'ye olan ihtiyacı daha fazla artırır ve bu da spektral verimliliğin kaybolmasına yol açar. İçsel girişimi azaltmak için çok çeşitli yaklaşımlar önerilmiştir. İki boyutlu semboller arası girişimi bir boyutlu semboller arası girişime dönüşümüne dayanan bir MIMO-MLD yapısı [107] bunlardan biridir. Fakat önerilen yapı içsel girişimi mükemmel bir şekilde yok edememiştir. Yeni bir FBMC sistemi olarak FFT-FBMC, içsel girişimi yok etmek için [10]'de anlatılmıştır. Ancak FFT-FBMC yapısına eklenen CP'den dolayı spektral verimlilik düşmüş bu nedenle OFDM'e kıyasla BER performansı düşmüştür.

3.2. FBMC-QAM ve FBMC-OQAM

FBMC-QAM yapısında iki prototip (prototype) filtre kullanılır, bunlar çift ve tek numaralı alt taşıyıcı semboller için kullanılır. Bu özel filtreleme yöntemiyle FBMC sistemlerinde içsel girişim olmadan QAM sembollerinin kullanılması sağlanabilir. FBMC-QAM sistemi için içsel girişim olmadan dikgenlik şartlarının sağlanmasında tek sayılı alt taşıyıcı semboller için prototip filtre, çift sayılı alt taşıyıcı semboller için prototip filtrenin ters yönlü alt blok yapısı elde edilmiştir. FBMC-QAM sisteminde, CP-OFDM sistemlerine kıyasla CP uzunluğunun miktarıyla ilişkili olarak geleneksel bir spektral verimlilik iyileşmesi gözlenmektedir. Dahası FBMC-QAM yapısı geleneksel OFDM sistemlerinin kullandığı MLD ve STBC gibi klasik MIMO iletim sistemleri ve geleneksel kanal tahmin yöntemleri ile oldukça uyumludur [21]. Geleneksel FBMC sistemlerinde bitişik (komşu) sembollerin prototip filtrelenmesi frekans düzleminde örtüştüğünden maksimum veri hızına ulaşılmış olunur. Bu nedenle, OQAM sembolleri geleneksel FBMC sistemlerinde içsel girişimi yok etmek için kullanılır [22]. Ayrık zamanda iletilen FBMC-OQAM sinyali Denklem 3.1 ile tanımlanmıştır [9].

Dörtlü Genlik Modülasyonu (QAM), FBMC ile birlikte kullanıldığında spektral verimliliği azaltır, çünkü alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik frekans alanı örtüşmesini azaltır. OQAM tekniği, maksimum spektral verimliliği garanti eden ortogonal olarak sadece gerçekte elde edilir. OQAM modülasyonunun kullanılması sistemin işlem hızını iki katına çıkarır. OQAM, FBMC sistemleri için tercih edilen modülasyon tekniği olarak kabul edilir.

$$s[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_{k,n} g[m - nM/2] e^{j\frac{2\pi}{M}k(m-\frac{D}{2})} e^{jQ_{k,n}} \quad (3.1)$$

Denklem 3.1’de zaman indeksi m , alt taşıyıcı sayısı M , n tamsayı, prototip filtrenin uzunluğuna bağlı olan gecikme ifadesi $D = KM - I$, örtüşme faktörü K , ek faz terimi $Q_{k,n}$, reel değerli semboller $a_{k,n}$ olmak üzere k . alttaşıyıcı ve n . sembol süresince QAM sembollerinin reel ya da imajiner bir parçası tanımlanmaktadır. Prototip filtre $g(m)$ olmak üzere iletilen sinyal Denklem 3.2’de verilmiştir.

$$s[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_{k,n} g_{k,n}[m] \quad (3.2)$$

$g_{k,n}(m)$; Denklem 3.1’deki $g(m)$ ’in n zaman ve k frekansta kaydırılmış halidir. İdeal bir kanalda gürültünün de olmadığı durum düşünüldüğünde, k alt taşıyıcı sayısında ve n zamanında alıcıda alınan sinyal Denklem 3.3 ile ifade edilir.

$$\hat{a}_{k,n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_{k,n} g_{k,n}[m] g_{k,n}^*[m] \quad (3.3)$$

Denklem 3.3’te $*$ kompleks eşleniği ifade etmektedir ayrıca prototip filtre reel dikgenliği Denklem 3.4 ve Denklem 3.5 ile sağlamaktadır.

$$R\left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_{k,n}[m] g_{k,n}^*[m] \right\} = R\{g_{k,n}[m] * g_{k,n}^*[-m]\} \quad (3.4)$$

$$= \delta_{k,k'} \delta_{n,n'} \quad (3.5)$$

$R(\cdot)$ ile sembollerin reel kısmının alındığını ifade ederiz ve demodüle edilmiş semboller yeniden Denklem 3.6’daki gibi elde edilir.

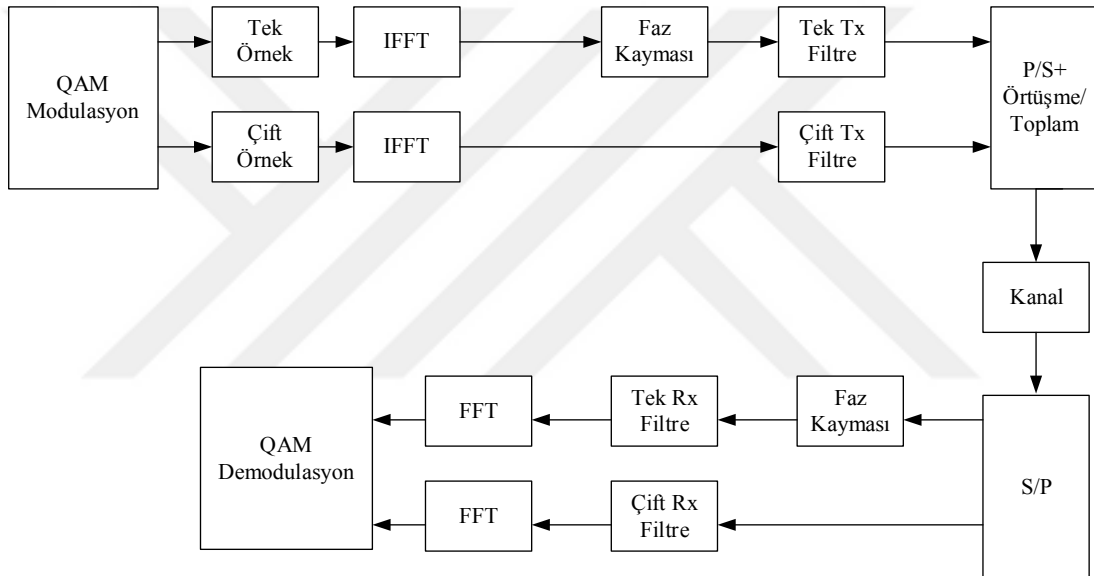
$$\hat{a}_{k,n} = a_{k,n} + I_{k,n} \quad (3.6)$$

Denklem 3.7’deki $I_{k,n}$ içsel girişimi ifade etmektedir.

$$I_{k,n} = \underbrace{\sum_{k' \neq k} \sum_{n' \neq n} a_{k',n'} \sum_{m=0}^{\infty} g_{k',n'}[m] g_{k,n}^*[m]}_{\text{multiple interference}} \quad (3.7)$$

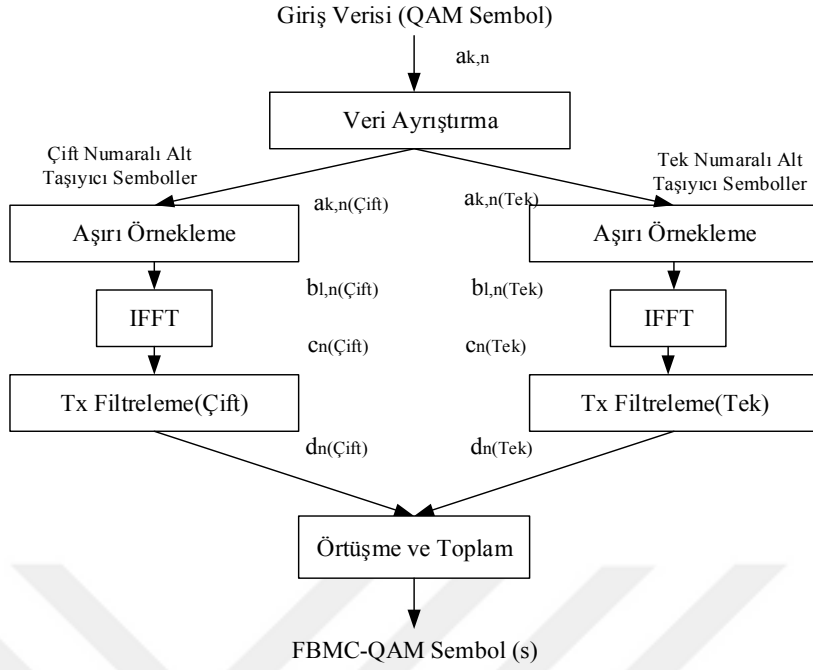
İçsel girişimin imajiner olduğu Denklem 3.4, Denklem 3.5, Denklem 3.6 ve Denklem 3.7’deki $a_{k,n}$ ifadelerinden görülmektedir. FBMC-OQAM sistemlerindeki içsel girişim nedeniyle

geleneksel karmaşık değerli MIMO yapısını kullanmak oldukça zordur. Ayrıca geleneksel OFDM için kullanılan kanal tahmin yöntemleri FBMC'ye doğrudan uygulanamamaktadır [16-19]. FBMC-OQAM sistemlerde içsel girişim, ardışık alt taşıyıcılar arasındaki örtüşmeden dolayı meydana gelir. FBMC-QAM'da içsel girişimin engellenmesi için iki filtre bankası kullanılır. Şekil 3.1'de verildiği gibi bir filtre bankası çift numaralı alt taşıyıcı semboller için, diğer filtre bankası ise tek numaralı alt taşıyıcılar için kullanılır. İçsel girişimden kurtulmak için öncelikle QAM sembolleri, çift ve tek sayılı alt taşıyıcı sembolle bölünür. Ardından, sırasıyla çift ve tek numaralı alt taşıyıcıların her biri için aşırı örnekleme, ters hızlı fourier dönüşümü (IFFT) ve prototip filtreleme işlemleri gerçekleştirilir. Son olarak, iletilen semboller, çift ve tek sayılı alt taşıyıcı sembollerin toplamından elde edilir.



Şekil 3.1. FBMC blok yapısı

Şekil 3.2'de FBMC-QAM sistemi için verici blok yapısı gösterilmiştir. Bu blok yapıda görüldüğü gibi QAM sembolleri tek ve çift alt taşıyıcılar ile iki kısma ayrılır, daha sonra bunlar örnekleme işlemine tabi tutulurlar. Örneklemeden sonra IFFT işlemi ile frekans düzlemindeki örnekler zaman düzlemine aktarılmış olur. Elde edilen sinyallere filtreleme işlemi uygulanır ve sonuçta elde edilen tek ve çift semboller üzerinde örtüşme ve toplama işlemleri uygulanarak iletilen sinyal elde edilmiş olur.

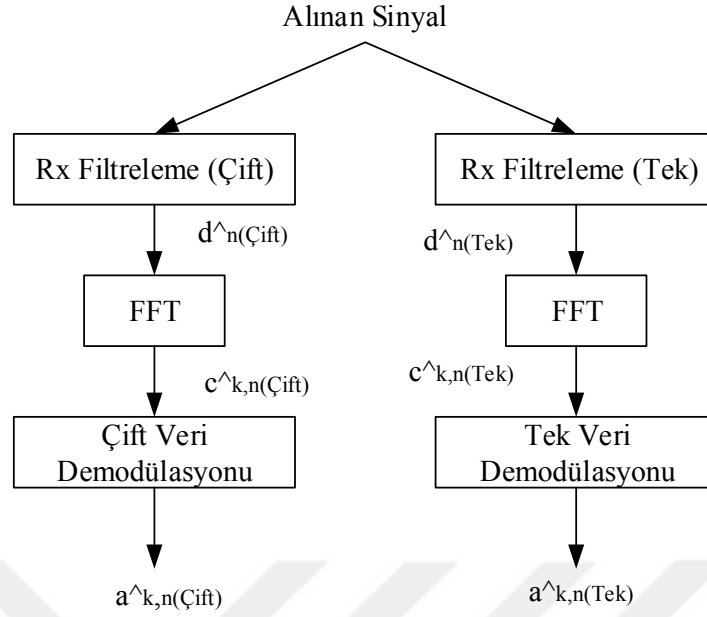


Şekil 3.2. FBMC-QAM Verici Yapısı

Şekil 3.3'te FBMC-QAM alıcı blok yapısı gösterilmiştir. Alıcı blok yapıda görüldüğü gibi kanaldan alınan sinyal yeniden tek ve çift bileşenlerine ayrılıp filtreleme işlemi uygulanmaktadır. Filtrelenen sembolere FFT uygulanarak zaman düzlemindeki örnekler frekans düzlemine aktarılır. Son olarak bu tek ve çift örneklere demodülasyon işlemi uygulanarak orijinal giriş sinyali elde edilmiş olur.

QAM modülasyonundan faydalanan FBMC uygulamalarında, alt taşıyıcılar arasındaki diklik, frekans alanı örtüşmesindeki bir azalma yoluyla elde edildiğinden daha düşük bir spektral verimlilik sunar. Öte yandan OQAM modülasyonundan faydalanan FBMC uygulamalarında sadece gerçek düzlemdeki diklik maksimum spektral verimliliği garanti etmektedir. OQAM modülasyonunun kullanılması, aynı zamanda sistemin işlem hızını iki katına çıkarma etkisine sahiptir. Daha iyi spektral performansının bir sonucu olarak OQAM tabanlı FBMC uygulamaları, FBMC için temel modülasyon olarak kabul edilir.

FFT çekirdeği, çekirdek boyutu ve dönüştürme süresi arasında bir denge sağlamak için dört mimari sunar. İlki Pipelined, Streaming I/O sürekli veri işlemeye izin verir. İkincisi Radix-4, Burst I/O yinelemeli bir yaklaşım kullanarak verileri ayrı ayrı yükler ve işler. Pipelined, Streaming I/O'dan daha küçüktür, ancak daha uzun bir dönüşüm süresine sahiptir. Üçüncüsü Radix-2, Burst I/O, Radix-4 ile aynı yinelemeli yaklaşımı kullanır, ancak "butterfly" aşaması daha küçüktür.

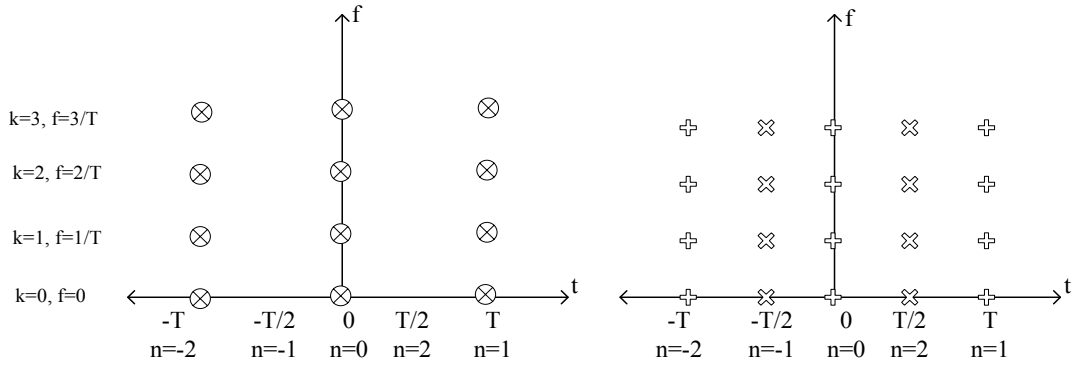


Şekil 3.3. FBMC-QAM Alıcı Yapısı

Bu, Radix-4 çözümünden daha küçük boyutta olduğu, ancak dönüşüm süresinin daha uzun olduğu anlamına gelir. Son olarak Radix-2 Lite, Seri I/O, Radix-2 mimarisini temel alan bu yapı, daha uzun bir dönüştürme süresi için “butterfly” aşamasında daha da küçük bir çekirdek için zaman çoğullamalı bir yaklaşım kullanır.

OFDM/OQAM FBMC’nin bir üyesidir. OFDM/OQAM; yüksek güçlü yan hüzmeye ile ilgili problemleri, gücünü frekans alanında dar bir bölgede yoğunlaştırarak çözmektedir. Başka bir deyişle, OFDM/OQAM’de komşu olmayan taşıyıcılar birbirinden neredeyse tamamıyla ayrıktır. OFDM’de, belli bir veri hızında, QAM ile kiplenmiş, karmaşık değerli veri sembolleri gönderilmektedir. OFDM/OQAM’de ise OFDM’de olduğunun iki katı hızda, OQAM ile kiplenmiş gerçek değerli veri sembolleri gönderilmektedir. Sonuç olarak iki yöntem de aynı spektral verimliliğe sahiptir. Ancak OFDM/OQAM’de iletişim kanalı için uygun bir sinyal gönderildiği takdirde, ISI’yı önlemek için CP kullanılmasına gerek yoktur. Bu yüzden pratikte spektral verimliliği OFDM’e göre daha yüksektir.

Şekil (3.4) (a)’da gösterilen QAM yapısında artı ve çarpının birleşiminden oluşan her bir şekil karmaşık değerli veri sembollerini ifade etmektedir. Karmaşık değerli sembollerin imajiner ve reel kısımlarını ayırıp, aralarında yarım karmaşık sembol süresi boşluk bırakılan yapıya ise OQAM denilmektedir ve bu yapı da (b)’de gösterilmiştir. OFDM/OQAM’de taşıyıcıların birbirine dik olma durumu, OFDM’de olduğu gibi karmaşık uzayda değil sadece reel uzayda geçerlidir. Bu yüzden iletişim kanalı çok yollu ya da dar bantlı olmasa bile OFDM/OQAM alıcısında ISI görülür ve bu durum içsel girişim olarak isimlendirilmiştir [10].



Şekil 3.4. Zaman-frekans düzleminde (a) QAM ve (b) OQAM

Bunun yanında, içsel girişim sistemi faz değişimi olan kanallara karşı hassas hale getirmektedir. Ancak ilerki bölümlerde gösterileceği gibi, iyi bir kanal kestirimi yapıldığı takdirde içsel girişimin sisteme olumsuz etkisi en aza inecektir. İçsel girişim nedeniyle, bilinen kanal kestirim yöntemleri OFDM/OQAM'e uygulanamamaktadır. Bu yüzden OFDM/OQAM'de içsel girişim ve kanal kestirimi ile ilgili çeşitli çalışmalar yapılmış ve halen yapılmaya devam etmektedir.

3.2.1. Phydyas Fonksiyonu

Filtre fonksiyonları ile frekans yanıt fonksiyonunun çarpımıyla etkin kanal özellikleri tanımlanmış olur. Etkin kanal dürtü yanıtı tüm T anlarında 0 olmaktadır. Darbe şekillendirici filtre olarak bilinen değişik fonksiyonlar vardır. Bu fonksiyonların IOTA, TFL1, EGF, PHYDYAS olarak bilinen çeşitleri mevcuttur. Phydyas frekansta örnekleme tekniği kullanılarak elde edilir. Phydyas fonksiyonunda örtüşme faktörü olarak tanımlanan bir parametre kullanılır. Bu parametre sayesinde fonksiyonun sembol uzunluğu ve frekans düzleminde değeri sıfırdan farklı olan örnek sayısını belirlemek mümkündür. Bu örtüşme faktörü genellikle $K=4$ olarak kabul edilir ve bu kabulde Denklem 3.8'de olduğu gibi frekans örnekleme yöntemi ile Phydyas fonksiyonunun impuls yanıtı elde edilmiştir.

$$g(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} \Theta_k \cos(2\pi \frac{kt}{KT}) \quad -\frac{KT}{2} \leq t \leq \frac{KT}{2} \quad (3.8)$$

Bu denklemden hareketle seçilen dört adet filtre katsayısı Denklem 3.9 ile verilmiştir.

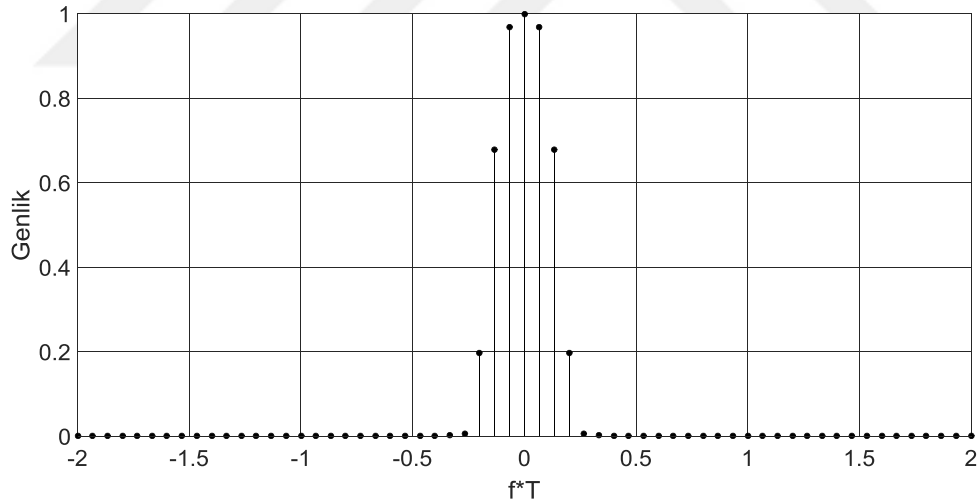
$$\begin{aligned} \Theta_0 &= 1 \\ \Theta_1 &= 0.971960 \\ \Theta_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \Theta_3 &= \sqrt{1 - \Theta_1^2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Tablo 3.1’de Phydias prototip filtresinin farklı K değerleri için tasarlanması durumunda elde edilen filtre katsayıları ile birlikte ISI ve ICI değerleri sunulmuştur. Örtüşme faktörü K’nın performansa etkisi olarak bilinen ISI ve ICI değerlerine bakarak K arttıkça her iki değerin de azaldığı gözlenmektedir.

Tablo 3.1. Farklı K değerleri için Phydias filtrenin katsayıları, ISI ve ICI değerleri

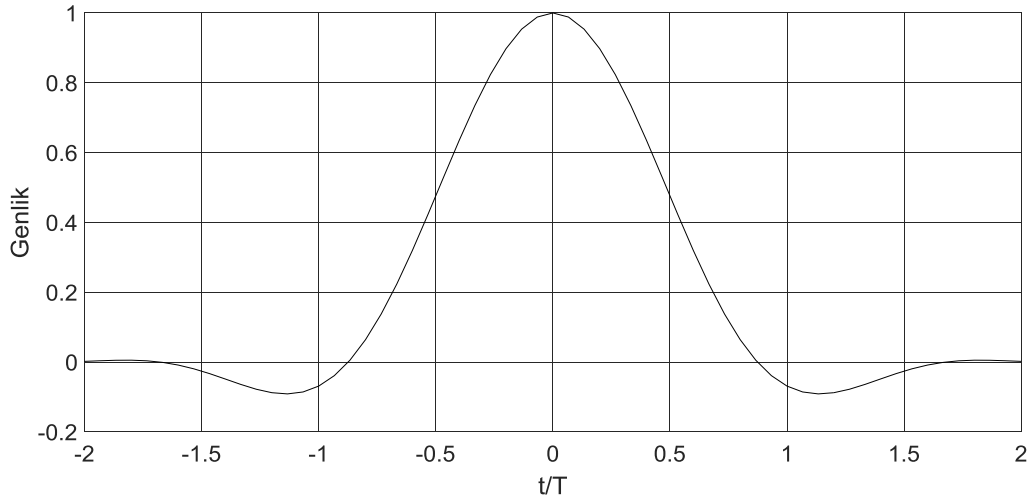
K	H0	H1	H2	H3	σ^2 (dB)	ISI(dB)	ICI(dB)
2	1	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	-	-	-35	-45.1	-30.2
3	1	0.911438	0.411438	-	-44	-53.3	-43.9
4	1	0.971960	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	0.235147	-65	-67.8	-68.7

Çok taşıyıcılı bir sistemde FBMC, modüle edilmiş her bir alt taşıyıcı sinyali filtreler. Prototip filtre, sıfır frekanslı taşıyıcı için kullanılan filtredir ve diğer alt taşıyıcı filtrelerin temelidir. Filtreler, zaman alanında çakışan çok taşıyıcılı sembollerin sayısı olan örtüşme faktörü K ile karakterize edilir. Prototip filtre derecesi $2*K-1$ olarak seçilebilir, burada K=2, 3 veya 4 değerleri PHYDYAS projesine göre seçilir [92].

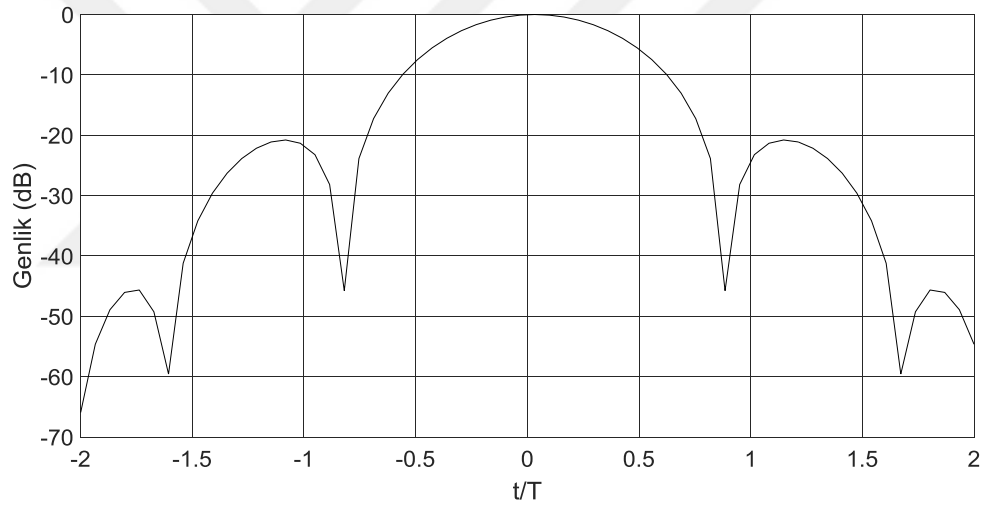


Şekil 3.5. Phydias prototip filtrenin örneklenmiş frekans yanıtı

Elde edilen $g(t)$ Phydias prototip filtrenin örneklenmiş frekans yanıtı ve zaman yanıtı Şekil 3.5 ve Şekil 3.6’da verilmiştir. Ek olarak $g(t)$ fonksiyonuna ait enerjinin zaman düzleminde dağılımı Şekil 3.7’de görülmektedir.

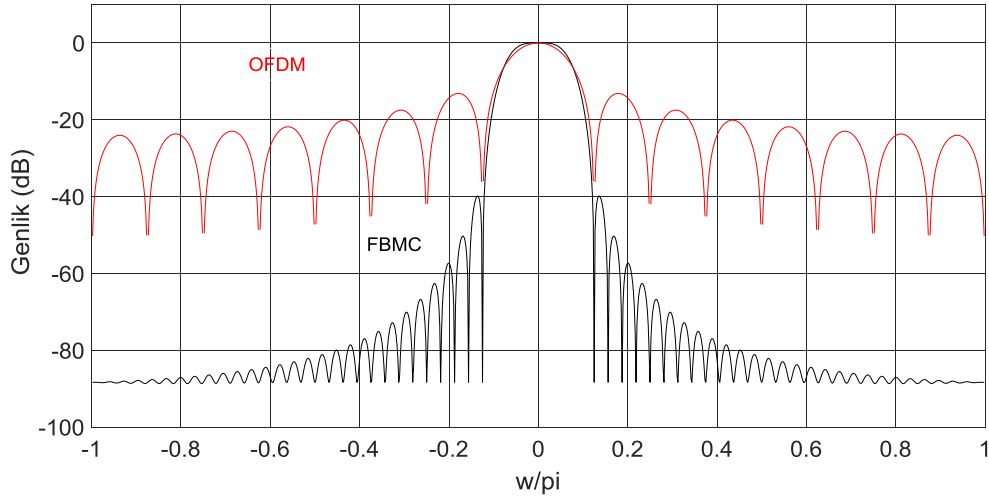


Şekil 3.6. Phydyas prototip filtrenin dürtü yanıtı



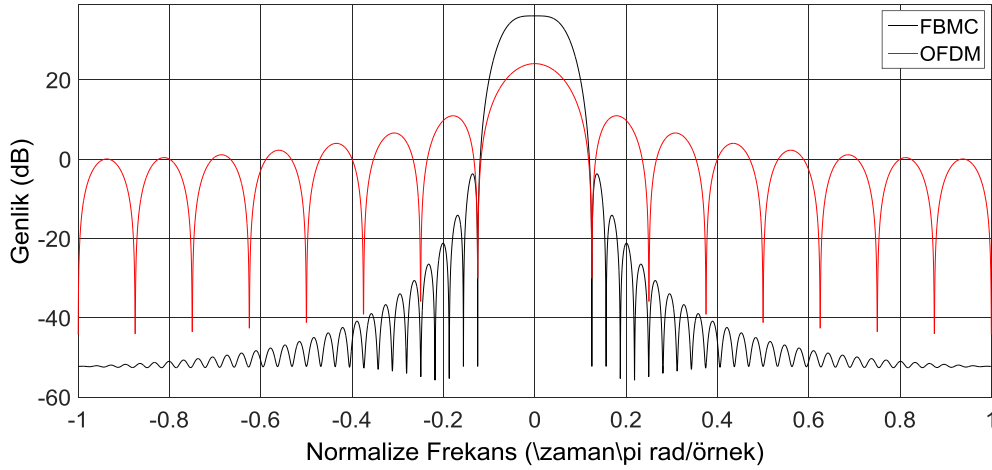
Şekil 3.7. Phydyas prototip filtrenin zaman düzleminde enerji dağılımı

OFDM ve FBMC için alt taşıyıcılar Şekil 3.8 ile verilmiştir. Şekilden FBMC'nin frekans yanıtının istenen frekans aralığının dışında çok az veya hiç genliğe sahip olmadığı halde OFDM'in frekans alanında dalgalanmalar sergilediği görülmektedir.



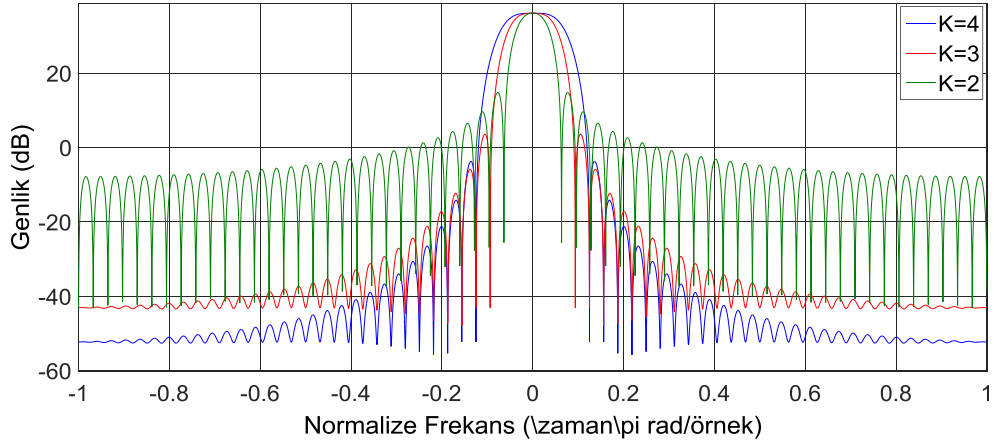
Şekil 3.8. OFDM ve FBMC için alt taşıyıcılar

Neredeyse mükemmel olan alt taşıyıcı filtrelerin kullanılması, FBMC'nin senkronizasyon gerçekleştirmeye gerek kalmadan çoklu erişim parazitlerini (Multi Access Interference-MAI) önlemesini de sağlar. Bu, FBMC'nin OFDM'den daha çekici olmasına yardımcı olan başka bir sonuçtur, OFDM'de MAI elde etmemek için bazı iptallere ihtiyaç vardır, bu da karmaşıklığını büyük ölçüde artırır.



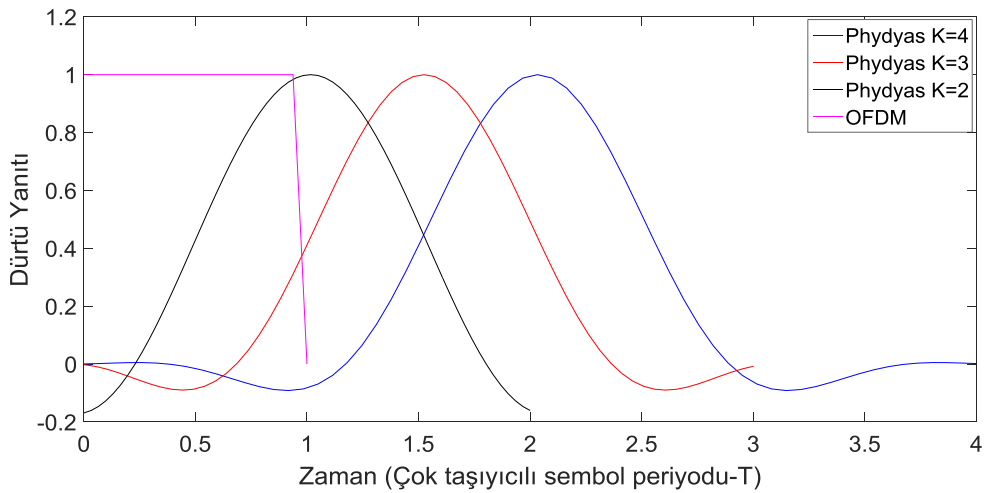
Şekil 3.9. Prototip filtrelerin frekans yanıtı

Şekil 3.9'dan görüldüğü gibi FBMC ve OFDM arasındaki temel fark, prototip filtresinin seçimidir. Öyle ki OFDM dikdörtgen bir pencere filtresi kullanırken, FBMC Nyquist darbe şekillendirme prensibi ile tasarlanmış ve OFDM'in spektral sızıntı problemini büyük ölçüde azaltabilen bir prototip filtre kullanmaktadır.



Şekil 3.10. FBMC’de $K=4,3,2$ için frekans yanıtı

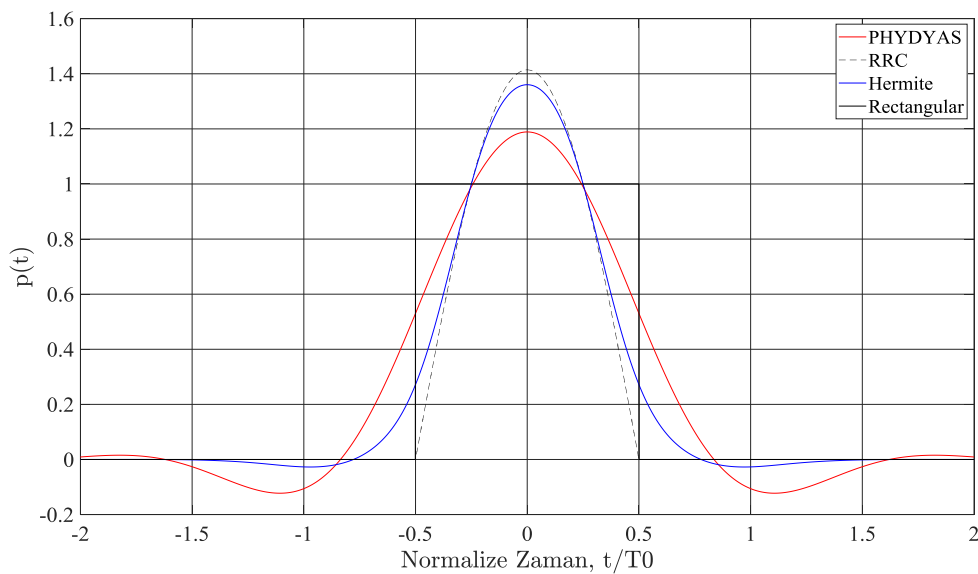
Örtüşme faktörü K için seçilen değer, elde edilen seçicilik ve bunun sonucu olarak bant dışı sızıntı ile doğrudan ilişkilidir. Şekil 3.10’da K örtüşme faktörüne bağlı olarak prototip filtrenin değişen frekansa göre genlik ifadesi verilmiştir. Şekil 3.10 ve Şekil 3.11 dikkate alındığında FBMC tasarımında K azaldıkça OFDM ile benzer bir sonuç görülene kadar bant dışı performansın kötüleştiği gözlenebilir. Beklendiği gibi, tüm girişim parametrelerinin K ile önemli ölçüde azaldığını açıkça görebildiğimiz için, sistemin performansı örtüşme faktörünün artmasıyla iyileşir. FBMC, her bir alt taşıyıcıyı filtrelemek için iyi yerleştirilmiş bir filtre kullanır, buna karşılık OFDM, her bir alt taşıyıcıyı filtrelemek için bir dikdörtgen uygular. Dikdörtgen filtrelerin zaman alanında iyi lokalizasyona sahip olmalarına rağmen, frekans alanında zayıf lokalizasyon, yani güçlü OOB emisyonu sunduklarını belirtmek önemlidir. OOB sızıntısı sinyallerin belirlenen frekans bandı dışında ilerlemesinden kaynaklanır.



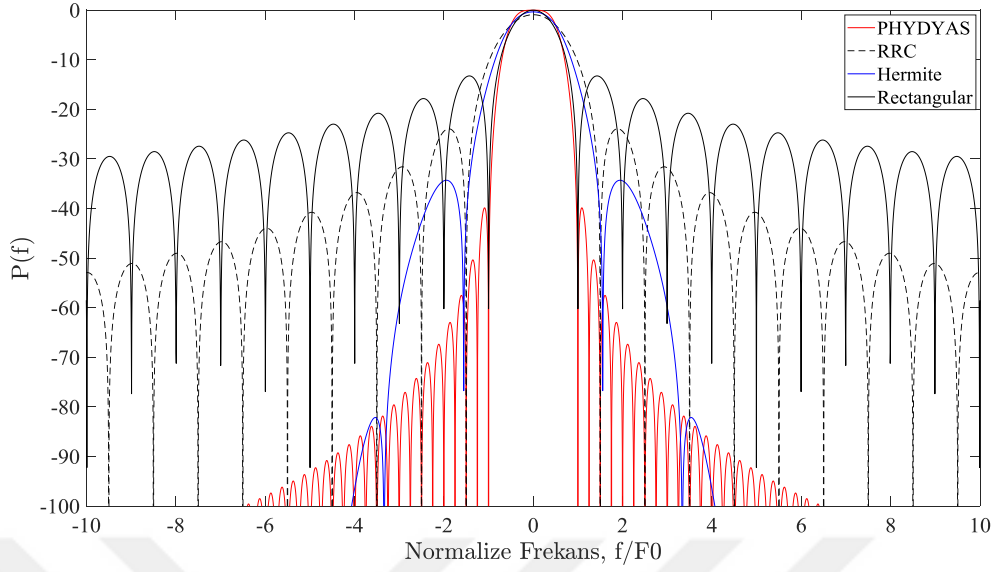
Şekil 3.11. OFDM (Dikdörtgen) ve FBMC-OQAM (Phydyas) prototip filtrelerinin dürtü yanıtı

Çok taşıyıcılı modülasyonlar arasında en çok bilinen OFDM, Şekil 3.8'de gösterildiği gibi, oldukça yavaş sönümlenen loblarla birlikte frekansta önemli bir sinüse karşılık gelen, zaman düzleminde bir dikdörtgen darbe kullanarak karmaşık ortogonalite sağlamaktadır. Bu kötü frekans yerleştirmesinin çeşitli sonuçları vardır. Temel bir OFDM sisteminin kanal frekans seçiciliğine duyarlılığı çok fazladır. Bu duyarlılığı kısmen de olsa azaltmak için CP-OFDM sistemleri tercih edilir. CP-OFDM prensibinde, her çoklu taşıyıcı simgenin başında bir CP eklenmektedir. CP, kanalın gecikme yayılımından daha uzunsa, alıcıda kanalın kolaylıkla dengelemesine izin verir. Bununla birlikte, CP yararlı bilgi taşımamakta ve sistem üretim hacmini azaltmamaktadır. Aslında, bir CP-OFDM kritik olarak örneklenmemiştir çünkü çok taşıyıcılı semboller zaman içinde daha fazla aralıklıdır ve bant dışı emisyonu artırır. Bir CP-OFDM sistemi, spektrumun kenarlarında emisyon maskeleri açısından çok büyük koruma bantları gerektirir ve bu da frekans kaynaklarının israfına neden olur. OFDM sistemi, frekansta yakın mesafede çok sayıda kullanıcının asenkron aktarımı için uygun değildir [91].

Bu sınırlamalar, modülasyon formatının aynı zamanda oldukça esnek olması ve yüksek spektral verim elde etmesi gereken 5G sistemler için çok zararlıdır. Bu anlamda, kullanılan filtre darbesinin iyi bir zaman frekans lokalizasyona sahip olması istenir. Bu durum 5G şartlarına daha iyi uyum sağlayacak yeni dalga formları için araştırmaları artırmıştır. Aslında, dalga şekli tasarımıyla ilgili araştırmalar uzun bir tarihe sahiptir ve altmışlı yıllara dayanmaktadır [114]. Bu araştırma alanları son zamanlarda çok fazla ilgi çekmiş ve her birinin kendine özgü bir özelliği olan çok sayıda yeni dalga formu gelişmiştir. [115]'de, ortogonal olmaya zorlanmayan modülasyonlar da dahil olmak üzere, çok taşıyıcılı modülasyonlar üzerine kapsamlı bir araştırma önerilmiştir.



Şekil 3.12. Prototip filtre dürtü yanıtı



Şekil 3.13. Prototip filtre frekans yanıtı

Şekil 3.12’de Phydias, RRC, Hermite ve Rectangular prototip filtreleri için dürtü yanıtı zaman düzleminde, Şekil 3.13’de Phydias, RRC, Hermite ve Rectangular prototip filtreleri için frekans yanıtı frekans düzleminde çizilmiştir. Şekil 3.13’te Enerji esas olarak ana lobda bulunsa da, dört modülasyonun farklı yan lob radyasyonlarına sahip olduğu sezgisel olarak açıktır. FBMC için kullanılan PHYDYAS filtresi minimum bant dışı sızıntıya sahiptir ve OFDM’nin (Rectangular) bant dışı sızıntısı en büyüğü iken, RRC filtesi Hermite filtreden daha büyük OOB gösterir

3.2.2. Filtrelenmiş Çok Tonlu Modülasyon

Filtrelenmiş çok tonlu (FMT-Filtered Multi Tone) modülasyonun amacı, daha düşük bir spektral etkinlik pahasına kompleks ortogonallık ve iyi zaman-frekans lokalizasyonu elde eden bir sistem tasarlamaktır [116]. Genellikle, alt taşıyıcıyı daha fazla ayırmak için alt taşıyıcı mesafesi artırılır ve prototip filtre, bitişik alt kanalların örtüşmesini önlemek için yüksek frekans seçici olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu genellikle zaman alanında artan bir filtre uzunluğuna ve dolayısıyla artan bir gecikmeye neden olur.

3.2.3. Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama

Genelleştirilmiş frekans bölmeli çoğullama (GFDM-Generalized FDM) modülasyonu [117,118], iletim sinyalinin çoklu bloklara ayrıldığı ortogonal olmayan bir şemadır. Her blok, QAM sembolleri ile iyi lokalize olmuş bir filtrenin döngüsel konvolüsyonuyla elde edilir. Ayrıca kanalın frekans seçiciliği ile mücadele etmek için döngüsel bir örnek kullanır. Alıcı tarafında, semboller arasındaki paraziti gidermek için birbirini izleyen girişimlerin iptal edilmesi gereklidir.

3.2.4. F-OFDM

FMT ve GFDM modülasyonları, ince bir filtreleme işlemi kullanılarak geliştirilmiş bir spektrum lokalizasyonu sağlar. Ancak, kaynak tahsisi ve uyarlanabilir kodlama ve modülasyon şemaları genellikle bir grup alt taşıyıcı veya fiziksel kaynak bloğu ile uygulandığından bu durum genellikle gerekli değildir [114]. Kaynak blok seviyesinde geliştirilmiş bir filtreleme işlemi, yani evrensel filtreli çoklu taşıyıcı (UFMC-Universal FMC) [119], kaynak bloğu filtreli-OFDM (RB-F-OFDM) [120] ve filtrelenmiş OFDM (F-OFDM-Filtered OFDM) [121] geliştirmeyi amaçlayan birçok şema son zamanlarda önerilmiştir. Bu tip sistemler, OFDM çoklu anten tekniklerinin basit kanal dengelemesi ve basit uygulaması dahil olmak üzere mevcut OFDM sistemleriyle yüksek bir uyumluluğa sahiptir. Bununla birlikte, bant dışı emisyonları bastırmak için ek filtreleme işlemleri, özellikle kenar alt taşıyıcıları için sistem ortogonalitesini tahrip etmektedir, yani uygulama karmaşıklığı, bant içi girişim ve fiziksel kaynak blokları arasındaki koruma bandı boyutu arasında bir tercih yapılması gerektiği anlamına gelir.

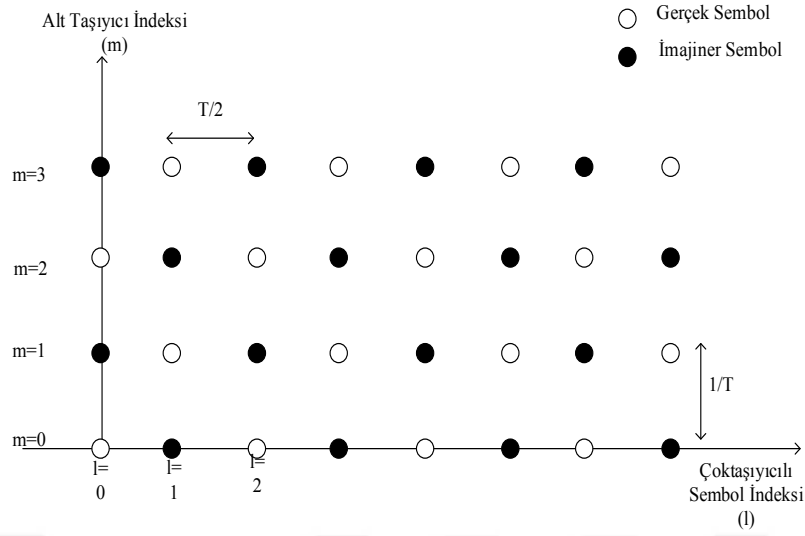
Tablo 3.2’de çok taşıyıcılı modülasyon teknikleri OFDM (CP yok), CP-OFDM, FMT, GFDM, F-OFDM ve FBMC-OQAM için dikgenlik, azami sembol yoğunluğu ve zaman frekans sınırlandırılmasına ilişkin bir karşılaştırma verilmiştir. Tablodan OFDM (CP yok) için dikgenlik ideal kanal için sağlanırken CP-OFDM ve FMT için her şartta sağlanır, GFDM için hiçbir durumda sağlanmaz FBMC-OQAM için ise sadece reel düzlemde sağlanır sonucuna varılmaktadır. Maksimum sembol yoğunluğu OFDM (CP yok) ve FBMC-OQAM için mevcutken zaman –frekans sınırlaması OFDM için yoktur diyebiliriz.

Tablo 3.2. Çok taşıyıcılı modülasyon tekniklerinin özellikleri

	Dikgenlik	Azami sembol yoğunluğu	Zaman-frekans sınırlaması
OFDM (CP yok)	Evet(ideal kanal)	Evet	Hayır
CP-OFDM	Evet	Hayır	Hayır
FMT	Evet	Hayır	Evet
GFDM	Hayır	Hayır	Evet
Filtered OFDM	Bağlı	Hayır	Evet
FBMC-OQAM	Reel düzlemde	Evet	Evet

3.2.5. OQAM Tabanlı Çok Taşıyıcılı Sistemlerin Avantajları

İlk olarak 1960’ların ortalarında Chang [108] ve Saltzberg [53] tarafından önerilen FBMC-OQAM modülasyonunun temel prensibi, geleneksel QAM kafes yerine bir OQAM örgüsü kullanmaktır.



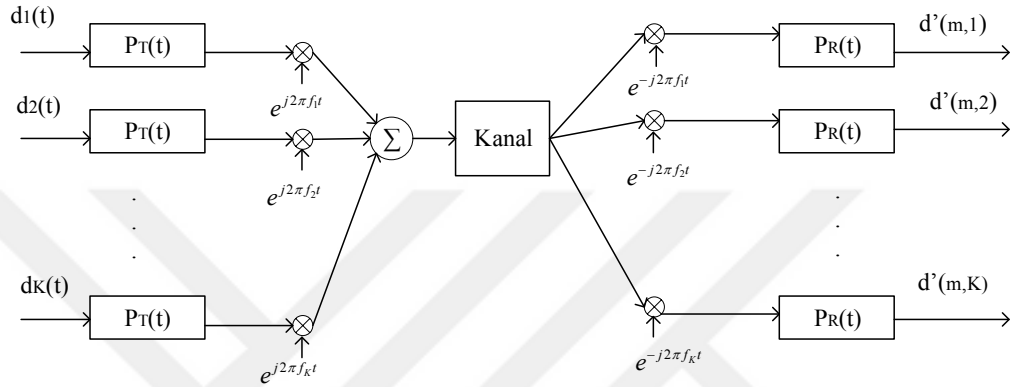
Şekil 3.14. OQAM zaman-frekans yayılımı

Tamamen gerçek olarak iletilen semboller $d_{m,l}$ faz faktörü j^{m+l} 'den etkilenecek tamamen gerçek ve imajinerdir. QAM tabanlı bir kafes için tüm semboller karmaşıktır. Semboller arasındaki zaman ve frekans aralığı, OQAM sembollerinin zaman düzleminde daha yakın aralıklı olduğu düşünülerek, sırasıyla $T/2$ ve $1/T$ 'dir. Şekil 3.14'te verilen OQAM'de kafes yoğunluğu iki gerçek sembole karşılık geldiği için bir karmaşık sembol, aynı bilgiyi iki gerçek sembol olarak taşır ve sistem kritik örneklenmiş olarak bilinir. OQAM yapısının başlıca avantajları şöyle sıralanabilir: CP-OFDM sistemlerinden daha büyük bir spektral verimlilik sağlayan eşitleme işlemini basitleştirmek için CP gerekmemektedir. Spektrumun kenarlarındaki çok küçük koruma bantları (bir alt taşıyıcı sırasının) frekans emisyon maskelerini karşılamak için yeterlidir. Frekans alanında kolayca ayrılabilen birden fazla kullanıcıdan bilişsel radyolar veya asenkron iletim gibi net uygulamalar ile spektrum tahsisi için yüksek esneklik sağlar. FBMC-OQAM'ın bu avantajları, sistem uygulama karmaşıklığında bir artışa neden olmaktadır. Daha özel olarak, bu modülasyon, kanalın hafif frekans seçici olması ve zaman içinde yavaşça değişmesi halinde daha karmaşık propagasyon ortamlarında ek sinyal işleme işlemleri gerektirmesiyle kolayca ilgilenilebilen özel bir girişim modeli oluşturur. Dahası, kanal zaman ve frekansta yeterince yavaşça değişiyorsa, uzaysal çoğullamalı CP-OFDM sistemleri için tasarlanan MIMO algoritmalarının çoğu, FBMC-OQAM sistemlerine doğrudan uygulanabilir. Bununla birlikte, oldukça seçici kanalların durumu veya uzay zaman kodlarının kullanılması ek sinyal işleme işlemleri gerektirir ve daha karmaşık tasarımlara neden olur. Örneğin, geleneksel Alamouti şeması MIMO FBMC-OQAM sistemlerine doğrudan uygulanamaz [102, 122,123]. Daha yüksek spektral seçicilik elde etmek için, prototip darbenin zaman alanında daha fazla yayılması gereklidir, ki bu da daha fazla gecikmeye yol açacak ve kısa mesafeli iletimler için zararlı olabilecektir. Bu etkiyi sınırlamak için birçok yükleme öncesi

teknik ve kuyruk kısaltma algoritması (pre-loading techniques and tail shortening algorithms) tasarlanmıştır [92, 124-126].

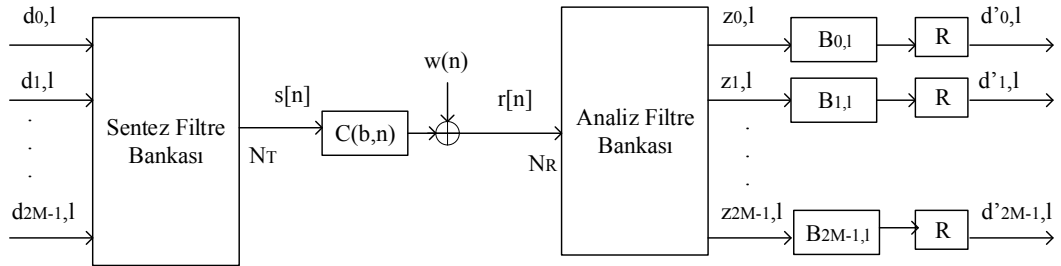
3.2.6. Ayırık Zamanlı MIMO FBMC-OQAM İletim Modeli

İletilen sinyal, sentez filtre bankasında OQAM sembollerinin filtrelenmesinden sonra elde edilir.



Şekil 3.15. Ayırık zamanlı MIMO FBMC-OQAM verici ve alıcı modeli

Verici ve alıcı sinyallerin sayısı sırasıyla N_T ve N_R olmak üzere, tamamen reel semboller vericiden alt taşıyıcılarla iletilir.



Şekil 3.16. Sentez ve analiz filtre bankası bloklarıyla iletim kanalı modeli

Denklem 3.10'da $2N_s$ çoklu taşıyıcı sembol sayısını göstermek üzere, verici ve alıcı prototip filtreleri, bire normalize edilmiş enerjiye sahiptir. Klasik varsayım olarak reel değerli semboller $d_{m,l}$ 'in bağımsız, özdeş olarak dağılmış, rasgele değişkenlerle sınırlanmış sıfır ortalama değerli ve varyansı $E_s/2$ olduğunu kabul ederiz. Sistemlerin pratikte nasıl uygulandığını daha iyi temsil ettiğinden, ayırık zaman formülasyonunu kullanırız. Şekil 3.15 ve Şekil 3.16 dikkate

alındığında iletilen sinyaller, OQAM sembollerinin sentez filtre bankası (SFB) tarafından filtrelenmesinden sonra elde edilir. Ayırık zamanda iletilen sinyalin eşdeğeri $s[n]$ Denklem 3.10'da verilmiştir. Verici taraftaki prototip filtre $p[n]$ için örtüşme faktörü $K > 1$ olarak seçilir ve filtre uzunluğu $2M_\kappa$, $n = 0, \dots, 2M_\kappa - 1$ aralığında tanımlanır.

$$s[n] = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{2N_s-1} d_{m,l} p_{m,l}[n] \quad (3.10)$$

l ve m , çok taşıyıcılı sembol ve ilgili örnekleme periyoduna ait olan zaman indeksleridir. Örnekleme periyodu $T_s = \frac{T}{2M}$ ve burdan hareketle, sembol sayısı $\hat{N}_s = \frac{2N_s + 2\kappa - 1}{2}$ olurken yapının iletim süresi $\hat{N}_s T$ olur. Ayrıca darbe uzunluğu M 'den büyük olunca sembollerin zamanda örtüştüğü sonucuna varılmaktadır. Dahası nedensellik problemi nedeniyle $\frac{2M_\kappa - 1}{2} \frac{T}{2M}$ saniye gecikme gerekmektedir.

Kanalın ideal kabul edildiği durumda iletilen sinyal alınan sinyale eşit olur yani $r[n] = s[n]$ 'dir. Alıcıda alınan prototip darbe, süzgeç uzunluğu $2M_\kappa$, $n = 0, \dots, 2M_\kappa - 1$ aralığında tanımlı $g[n]$ ile gösterilir.

Kanal ideal değilse vericidekinden farklı bir prototip filtre seçmek gerekli olabilir. Eğer $d_{m,l}$ sembolleri prototip filtre olarak modülasyonda $p[n]$ 'i, demodülasyonda $g[n]$ 'i kullanan FBMC-OQAM sinyali ise, m_0 alt taşıyıcı ve l_0 çok taşıyıcılı semboller için kompleks demodüle edilmiş semboller $y_{m_0,l_0} \in C^{N_T \times 1}$ Denklem 3.11'de verilmiştir.

$$y_{m_0,l_0} = \sum_{l=0}^{2N_s-1} \sum_{m=0}^{2M-1} d_{m,l} \sum_{n=0}^{2M\hat{N}_s-1} p_{m,l}[n] g_{m_0,l_0}^*[n] \quad (3.11)$$

Diğer bir deyişle $y_{m_0,l_0} \in C^{N_T \times 1}$ 'nin örnekleri arka arkaya yerleştirilmiş SFB ve AFB'nin çıkışı olarak elde edilmiştir. Dahası prototip filtreler $p[n]$ ve $g[n]$ birbirine dik olarak tasarlanmışsa Denklem 3.12'deki gibi en iyi yeniden yapılandırılmış (PR-Perfect Reconstruction) olarak tanımlanırlar.

$$R \left\{ \sum_{n=0}^{2M\hat{N}_s-1} p_{m,l}[n] g_{m_0,l_0}^*[n] \right\} = \delta_{m-m_0, l-l_0} \quad (3.12)$$

Bu koşullar, ortogonalliğin karmaşık ortogonallik gerektiren ve Balian-Low teoremi tarafından sınırlandırılan QAM çok taşıyıcılı modülasyonlarının aksine sadece gerçek düzlemde elde edilmesini sağlar. Kolaylık açısından verici-alıcı yanıtı Denklem 3.13 ile açıklanır.

$$t_{m,m_0,l,l_0} = \sum_{n=0}^{2M N_s - 1} p_{m,l}[n] g_{m_0,l_0}^*[n] \quad (3.13)$$

PR şartları daha kısa bir şekilde $R\{t_{m,m_0,l,l_0}\} = \delta_{m-m_0,l-l_0}$ olarak elde edilebilir. PR koşulları ideal yayılma koşullarında yerine getirilirse demodüle işaret Denklem 4.14'de verilmiştir.

$$y_{m_0,l_0} = d_{m_0,l_0} + j u_{m_0,l_0} \quad (3.14)$$

$u_{m_0,l_0} \in R^{N_T \times 1}$ vektörünün sembolleri içsel girişim olarak tanımlanmaktadır ve komşu sembollerin tamamen imajiner katkılarından oluşur. PR koşulları altında, iletilen sembollerin gerçek kısmı alınarak kolayca Denklem 3.15 ile yeniden elde edilebilir.

$$d_{m_0,l_0} = R\{y_{m_0,l_0}\} \quad (3.15)$$

Bu gerçek dönüşüm, demodüle edilmiş sembolleri etkileyen tamamen hayali içsel girişimi ortadan kaldırır.

3.2.7. Zaman ve Frekans Seçici Kanal

Genel olarak kanal terimi vericinin gönderdiği $s[n]$ ayrık baseband örnekleri ile alıcıdan alınan $r[n]$ baseband ayrık numuneleri arasındaki transfer fonksiyonu olarak tanımlanır. Bu tanım sadece yayılım kanalını değil, aynı zamanda dijital-analog ve analog-dijital dönüşümleri, yukarı ve aşağı frekans dönüşümlerini içerir. Çoğunlukla doğrusal kanal bozulmalarının etkileriyle ilgilendiğimiz için lineer bir kanal modeli düşünürüz. n zaman sabiti, b gecikmeye karşılık geldiğinde, zamanla değişen kanal dürtü yanıtı $C[b,n] \in C^{N_R \times N_T}$ ile gösterilir. Bu kanal modeli, çok yollu sönmüleme, Doppler etkisi, CFO, STO gibi birçok farklı etkiyi dikkate almayı sağlar. Alınan sinyal Denklem 3.16'da gösterilmiştir.

$$r[n] = \sum_{b=-\infty}^{\infty} c[b,n] s[n-b] + w[n] \quad (3.16)$$

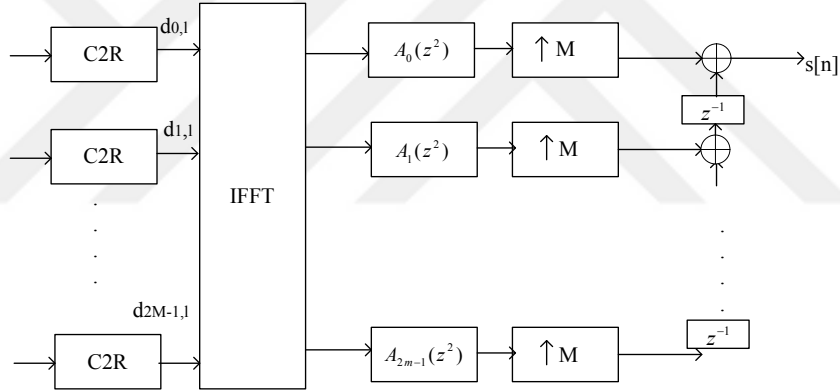
Bu denklem dikkate alındığında, $w[n] \in C^{N_R \times 1}$, sıfır ortalama değerli ve N_0 varyans ile dairesel-simetrik bir beyaz Gauss dağılımını takip ettiği varsayımsal gürültü örneklerinden elde

edilmiştir. Alınan sinyal, prototip darbe $g[n]$ kullanılarak AFB tarafından işlenir. Demodülasyon sonrası sinyal, m_0 alt taşıyıcı ve l_0 çoklu taşıyıcı sembol olmak üzere $z_{m_0,l_0} \in C^{N_R \times 1}$ Denklem 3.17 ve Denklem 3.18 ile gösterilir.

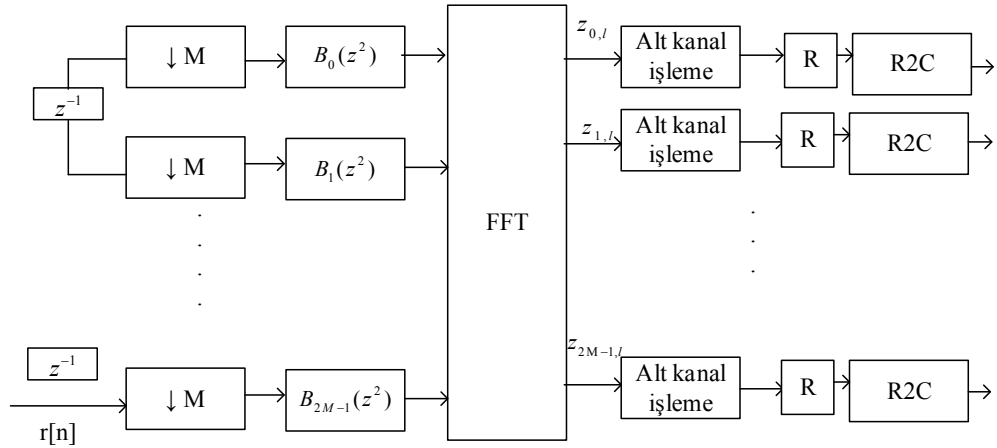
$$z_{m_0,l_0} = \sum_{n=0}^{2M\hat{N}_s-1} r[n] g_{m_0,l_0}^*[n] + w_{m_0,l_0} \quad (3.17)$$

$$z_{m_0,l_0} = \sum_{l=0}^{2\hat{N}_s-1} \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{2M\hat{N}_s-1} \sum_{b=-\infty}^{\infty} C[b,n] d_{m,l} p_{m,l}[n-b] g_{m_0,l_0}^*[n] + w_{m_0,l_0} \quad (3.18)$$

Burada w_{m_0,l_0} filtrelenmiş gürültü örnekleridir. $C[b,n]$ kanalın z_{m_0,l_0} üzerindeki etkisi, iletilen verilerin, kanalın ve darbelerin karıştırılmış bir fonksiyonudur. z_{m_0,l_0} ifadesini basitleştirmek için çeşitli yaklaşımlar kullanılabilir [127,128].



Şekil 3.17. Sentez filtre bankası



Şekil 3.18. Analiz filtre bankası

Şekil 3.17 ve Şekil 3.18 ile sentez ve analiz filtre bankası blok yapıları M alt taşıyıcı sayısı için verilmiştir.

3.3. Kanal Denkleştirme

Yaygın olarak, literatürün çoğunda FBMC-OQAM’de [129] kanalın iletim süresince sabit kaldığı varsayılmaktadır. Ayrıca, kanalın tipik olarak alt taşıyıcı seviyesinde düz frekans (frequency flat) seçici olduğu varsayılmaktadır. Bu koşullar altında ve $p[n]$ ve $g[n]$ pulsarı zaman ve frekansta iyi lokalize olmuş ise, z_{m_0,l_0} Denklem 3.19 ile verilmiştir.

$$z_{m_0,l_0} \approx H_{m_0,l_0} \sum_{l=0}^{2N_s-1} \sum_{m=0}^{2M-1} d_{m,l} \sum_{n=0}^{2M\hat{N}_s-1} p_{m,l}[n] g_{m_0,l_0}^*[n] + w_{m_0,l_0} \quad (3.19)$$

Denklem 3.20’de verilen H_{m_0,l_0} ilgili alt taşıyıcı ve çoklu taşıyıcı sembolünde değerlendirilen zamanla değişen kanal frekans yanıtıdır.

$$H_{m_0,l_0} = \sum_{b=-\infty}^{\infty} C[b,l_0M + \frac{2M\kappa-1}{2}] e^{-j\frac{2\pi}{2M}bm_0} \quad (3.20)$$

y_{m_0,l_0} tanımını kullanarak demodüle edilmiş işareti daha kısa yazacak olursak Denklem 3.21 elde edilir.

$$z_{m_0,l_0} \approx H_{m_0,l_0} y_{m_0,l_0} + w_{m_0,l_0} \quad (3.21)$$

Sıfırıncı derece yaklaşımının doğruluğu, kritik olarak zaman ve frekans alanlarındaki kanal varyasyonlarına bağlıdır. Kanalın zaman ve/veya frekans seçiciliği arttıkça, yaklaşık değer bozulur. Her bir alt taşıyıcı için tek kademe $B_{m_0,l_0} \in C^{S \times N_R}$ denkleştirici Denklem 3.22 ve 3.23’te verildiği gibi kullanılır.

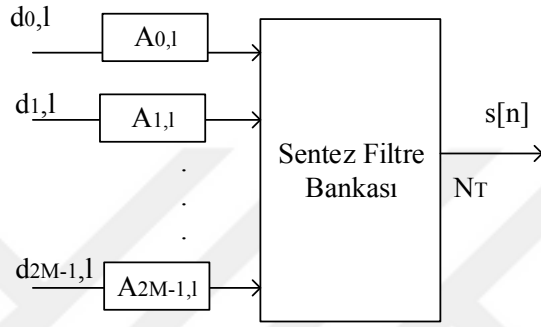
$$x_{m_0,l_0} = B_{m_0,l_0} z_{m_0,l_0} + B_{m_0,l_0} w_{m_0,l_0} \quad (3.22)$$

$$x_{m_0,l_0} = B_{m_0,l_0} H_{m_0,l_0} y_{m_0,l_0} + B_{m_0,l_0} w_{m_0,l_0} \quad (3.23)$$

İletilen semboller d_{m_0,l_0} , x_{m_0,l_0} ’ın reel kısmı alınarak tahmin edilir yani $\hat{d}_{m_0,l_0} = R\{x_{m_0,l_0}\}$ şeklinde ifade edilebilir. Eğer $B_{m_0,l_0} H_{m_0,l_0} \approx I_{N_T}$ sağlanıyorsa, kanal çok fazla seçici değilse ve

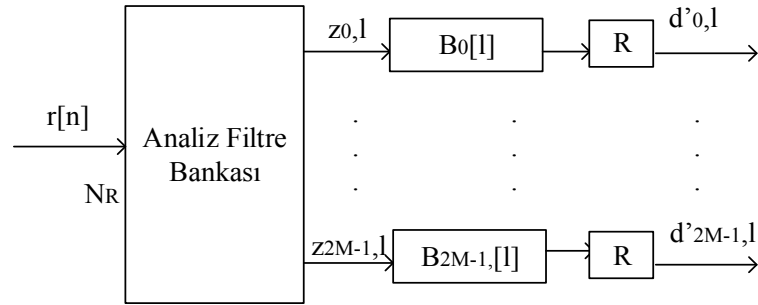
eklenen gürültünün gücü çok büyük değilse d_{m_0,l_0} ve $\hat{d}_{m_0,l_0}$ sembollerinin birbirine yakın olması beklenir.

Tek kademeli B_{m_0,l_0} eşitleme (denkleştirme) matrislerini tasarlamak için farklı kriterler vardır. Çoğu geleneksel tasarımda, kanalın zaman ve frekansta hafifçe seçici olduğu varsayımına dayanan MMSE, LMMSE, ZF ve ML eşitleyicileridir. Kanal bozulmalarını telafi etmek için bir diğer alternatif, verici tarafındaki ön denkleştirme kullanılmasıdır. Bu algoritmalar genellikle alıcının kanal tahmininin vericiye sunulmasını sağlamak için geri beslemesidir.



Şekil 3.19. Ön denkleştirme ile MIMO FBMC-OQAM sistemi

Şekil 3.19 ve Şekil 3.20, bir alt taşıyıcı seviyesinde gerçekleştirilen tek dokunuşlu ön eşitleme ile bir MIMO FBMC-OQAM sisteminin blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 3.20. Her bir alt kanal denkleştiricinin kısmi çoklu kademeleri

$A_{m,l} C^{SxN_T}$ ile m alt taşıyıcı ve çok taşıyıcılı sembol l'deki tek kademeli ön eşitleyiciyi ifade edersek, ön kodlanmış sinyal Denklem 3.24 ile yeniden yazılabilir.

$$s[n] = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{2N_s-1} A_{m,l} d_{m,l} p_{m,l}[n] \quad (3.24)$$

$d_{m,l}$ sembollerinin SFB'ye girmeden önce $A_{m,l}$ tarafından lineer olarak kodlandığını söyleyebiliriz. Tek kademeli bir denkleştirici $B_{m,l}$ ve/veya ön eşitleyici $A_{m,l}$ ile eşitlemenin ana sınırlamaları, zaman ve frekansta kanal varyasyonlarına olan hassasiyettir. Kanal frekansta ve/veya zaman içinde çok seçici hale gelir gelmez, eşitleme performansı bozulma nedeniyle düşer. Bu bozulma esas olarak ICI, ISI ve IUI'den (Inter User Interference) oluşmaktadır. Bu durumlarda, kanal bozukluklarını telafi etmek için daha ileri eşitleme teknikleri gereklidir.

3.3.1. Frekans Seçici Kanallar

Literatürdeki birçok çalışma, yarı statik bir kanalın varsayımını yapar, bu durumda kanalın iletilen sembol süresi boyunca değişmeyeceği varsayılır. Bu nedenle denkleştirici, ön denkleştirici ve kanal frekans cevabı formülasyonlarında l alt indisi, kanalın zaman içinde değişmediğini vurgulamak için çıkarılır ve $A_{m,l} = A_m, B_{m,l} = B_m, H_{m,l} = H_m$ elde edilir. Benzer şekilde, zamanla değişen kanal darbe tepkisi $C[b,n] = C[n]$ olarak değiştirilecek ve zamanla değişmeyen kanal dürtü yanıtı olarak tanımlanacaktır.

Kanal frekans seçiciliğini telafi etmek için en yaygın yaklaşımlardan biri, çok kademeli denkleştiriciler kullanmaktır. Bu tür bir denkleştirici ilk önce SISO yapısında [129–131] ve daha sonra MIMO yapısında önerilmiştir [132]. Daha önce detaylandırıldığı gibi bir tek kademe ön denkleştirici kullanmak yerine, ilgili alt taşıyıcı AFB çıkışında ardışık zaman örneklerini birleştiren çok kademeli filtre kullanılır. Bitişik alt taşıyıcıların çıktıları kullanılsa bile, denkleştiricinin $T/2$ kademeli aralığı, darbenin yuvarlanma faktörünün bir veya daha küçük olması koşuluyla, ISI ve ICI'nin etkili bir şekilde azaltılmasını sağlar. FBMC-OQAM sistemlerinde sık görülen bu sistem için [133] alıcıdaki tahmini semboller 3.25'deki gibi yazılabilir.

$$\hat{d}_{m_0,l_0} = R \left(\sum_{l=0}^{N_{taps}-1} B_{m_0}[l] z_{m_0,l_0-l+\zeta} \right) \quad (3.25)$$

Denklem 3.25'de ζ filtreleme gecikmesini, N_{taps} denkleştiricinin kademe sayısıdır. Denkleştirici uygulaması demodülasyon işlemine $(N_{taps}-1)T/2$ saniye kadar gecikme ekler. Denkleştirici $B_{m_0}[l]$ 'nin katsayılarını hesaplamının iki temel yolu vardır. MMSE denkleştirici [129], [131], sembol tahmini MSE'sini en aza indirmek için katsayıları optimize eder. Bu, her bir alt taşıyıcı için, iki bitişik alt taşıyıcının girişimini hesaba katarak, verici filtrelerinin, kanalın ve alıcı filtrelerinin konvolüsyonundan oluşan eşdeğer kanalı değerlendirmeyi gerektirir. Öte yandan, frekans örnekleme tekniği ilkesi, denkleştirici katsayıları için belirli değerleri seçmektir, böylece

denkleştirici frekans cevabı, ilgili alt kanaldaki bazı hedef frekans noktalarından geçmeye zorlanır [129], [130]. Hedef frekans noktaları bir ZF veya MMSE kriterine göre seçilir. Kanal frekansta çok seçici değilse, denkleştirme yanıtının en uygun ZF veya MMSE frekans yanıtını yaklaşık olarak tahmin etmesi beklenebilir. Bu tasarım, denkleştirici katsayılarının daha basit bir şekilde hesaplanmasını sağlar.

3.3.2. ZF Denkleştirici

MIMO alıcı tasarımı sıfır zorlama (ZF), ortalama karesel hata (MMSE), maksimum benzerlik (ML) gibi tekniklerle gerçekleştirilmektedir. MIMO sistemlerde bağımsız veri iletimi uzaysal çoğullama tekniği kullanılarak gerçekleştirilir. Geleneksel sinyal işleme teknikleriyle veri iletiminde alıcıda en uygun performans sağlayan maksimum benzerlik (Maximum Likelihood-ML) tekniği ya da alt optimal performans sağlayan hesaplama karmaşasını kabul edilebilir performans düşmesiyle azaltmakta olan lineer alıcılar kullanır. Bu alıcı yapılarının düzgün çalışabilmesi için alıcı tarafından kanal durum bilgisinin bilinmesi gereklidir [23]. Ayrıca kanal frekans yanıtının tersinin hesaplanmasıyla elde edilen ZF (Zero Forcing) denkleştirici MIMO alıcılar için lineer denkleştirme algoritması olarak bilinir. Bu algoritma kanalda gürültü bulunmadığı durumda semboller arası girişimi (ISI) sıfıra indirmekte ve ağırlıklı olarak MIMO sistemlere uygulanmaktadır. Bu durumda ISI gürültüyle kıyaslandığında daha önemliyse avantaj sağlamış oluruz. ZF algılayıcı Denklem 3.26'daki bazı kısıtlamaları sağlamalıdır.

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \quad (3.26)$$

ZF algılayıcı; düzenleme, girişim geçersizleştirme ve girişim iptali işlemlerini içeren ardışık girişim iptali (Successive Interference Cancellation-SIC) algoritmasıyla birleştirilebilir. SIC algoritması alınan sinyalden gelen girişim bozulmasının sinyalden çıkarılması için kullanılır.

3.3.3. MMSE Denkleştirici

Ortalama karesel hatayı küçültmek için minimum ortalama karesel hata (Minimum Mean Square Error-MMSE) algoritması kullanılır ve bu yöntem performans kalite ölçümü için yaygın olarak kullanılmaktadır. MMSE denkleştirici ISI bozulmasını tam olarak yok edemez ancak bu yöntem gürültü değerini ve alıcıdaki ISI gücünün etkisini minimuma düşürür. Bilinmeyen rasgele değişken x ve bilinen rasgele değişken y olmak üzere Denklem 3.27 ile MSE (Mean Square Error) değeri hesaplanmıştır.

$$MSE = E\{(X^{\wedge} - X^2)\} \quad (3.27)$$

Genellikle MMSE tahmin ediciyi kapalı çevrim formda elde etmek mümkün değildir. Bu yüzden lineer tahmin ediciler gibi MSE minimize edici teknikler bulmalıyız. Lineer MMSE tahmini diğer tüm tahmin edicilerle kıyaslandığında en başarılı tahmin edicidir ve Denklem 3.28 ile tanımlanmıştır.

$$AY + b \quad (3.28)$$

Denklem 3.28’de Y rasgele üretilmiş bir vektör, A bir matris, b bir vektörü sembolize etmektedir. MMSE yaklaşımında Denklem 3.29 ile verilen amaç fonksiyonunu optimize edecek W katsayılarını elde etmeliyiz.

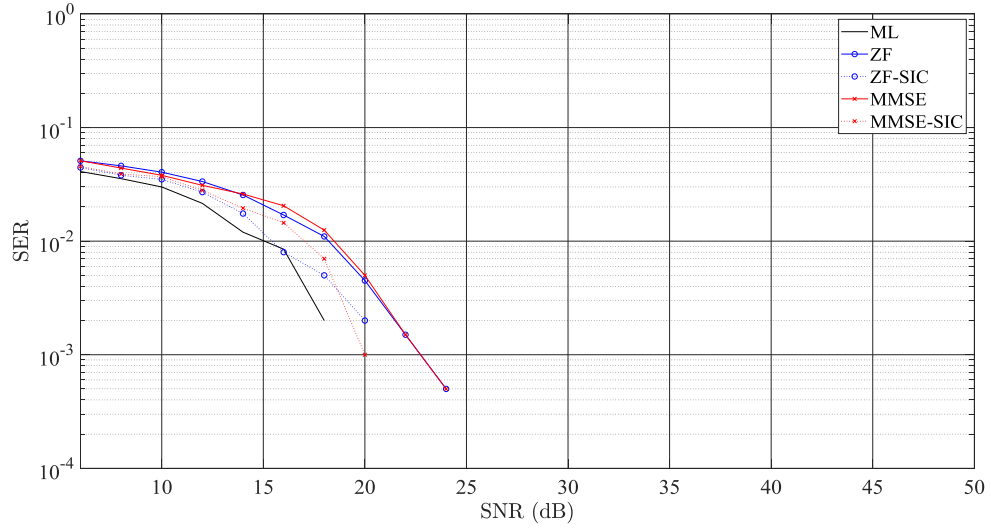
$$E\{(W_{y-x})(W_{y-x})^H\} \quad (3.29)$$

W denkleştirme matrisini, H kanal matrisini, n kanal gürültüsünü, y alınan sinyali tanımlamak üzere x vektörünü çözebilmek için W ’yı bilmemiz gerekmektedir. MSE algılayıcı Denklem 3.30 ile verilen eşitliği sağlamakta ve ZF’ye benzer şekilde $WH=I$ eşitliğini sağlamalıdır.

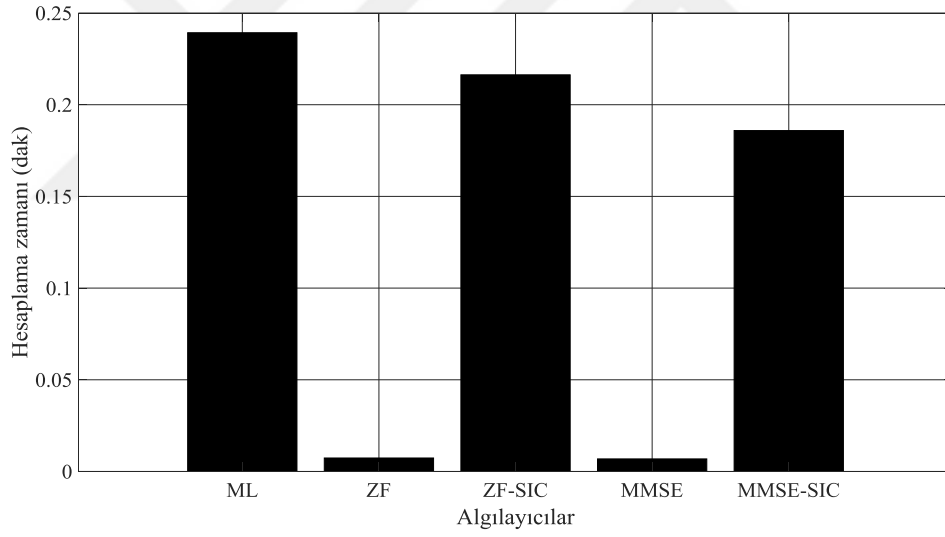
$$W = [H^H H + N_0 I]^{-1} H^H \quad (3.30)$$

İletilen semboller arasındaki MSE değerini minimuma düşüren MMSE alıcı bir lineer algılayıcı tekniğidir. MMSE algılayıcı hem girişimi hem de gürültüyü azaltmada kullanılır. Bu nedenle MMSE algılayıcı gürültü ve girişimin azaltılmasında kararlılığı başarmaya çalışır. Dolayısıyla kanalda gürültü olduğu durumda MMSE metodu ZF metodundan daha iyi performans gösterir.

MIMO sistemler için FBMC ile çeşitli alıcı yöntemleri geliştirilmiştir. MMSE algılayıcı ZF-SIC algoritmasında olduğu gibi üç aşamadan oluşan SIC algoritmasıyla birleştirilir. İlk adımda ağırlık matrisi W ’nın hesaplanması, ikinci adım s değerinin tahmini ve son olarak $N_t-1 > 0$ ise ilk aşamaya geri gidilmesini gerektiren bir akış şemasına sahiptir. Geleneksel ML, ZF, MMSE algılayıcılar ve önerilen ZF-SIC ve MMSE-SIC algılayıcıları sinyal hata oranı (Signal to Error Ratio-SER) bakımından kıyaslanmıştır ve sonuçlar Şekil 3.21’de gösterilmiştir. Simulasyonlar 100 iterasyon sayısı, alıcı ve vericideki sembol sayısı 10 alınarak 4 antenle gerçekleştirilmiştir. Karşılaştırmalar ZF-SIC yönteminin geleneksel ZF’den daha iyi performans sağladığını göstermektedir.



Şekil 3.21. Değişik algılayıcılarla SER-SNR karşılaştırması (4x4 MIMO ve 4-QAM modülasyon)

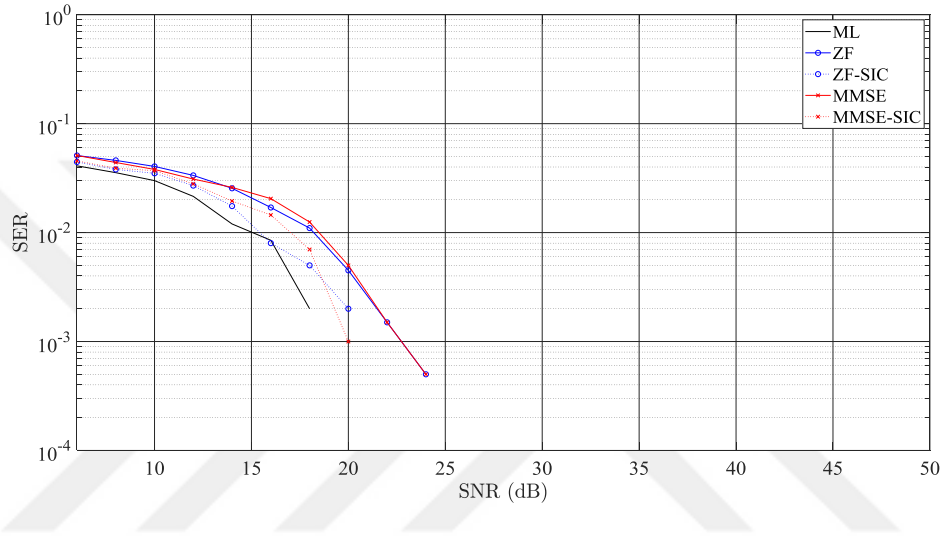


Şekil 3.22. 4x4 MIMO için değişik algılayıcılarla hesaplama süresi kıyaslaması

Şekil 3.22 ile verilen hesaplama zamanı ZF ve MMSE yaklaşımlarında ML, ZF-SIC ve MMSE-SIC ile kıyaslandığında daha kısadır. Hesaplama zamanı önemli olduğunda azalan performans gücüyle ZF ve MMSE yaklaşımları tercih edilebilir. 100 iterasyonun sonunda 4x4 MIMO kanalın katsayıları Tablo 3.3'te verilmiştir.

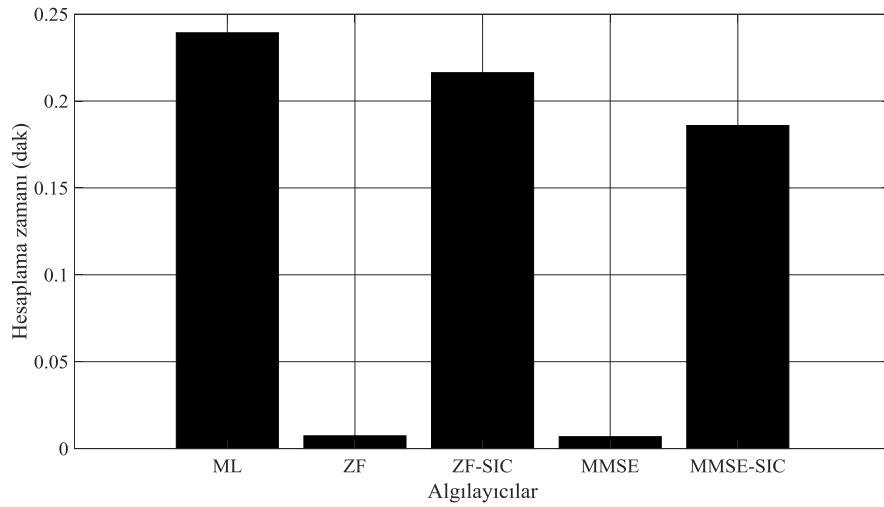
Tablo 3.3. 4x4 MIMO kanalın katsayıları

0.9071	0.0348	0.8309	-1.3949
-1.3790	0.0604	0.3206	0.6116
0.8541	-0.2833	1.2123	-0.5407
0.1307	-0.2099	-0.1279	-1.1962



Şekil 3.23. Değişik algılayıcılarla SER-SNR karşılaştırması (2x4 MIMO, 4-QAM modülasyon)

Şekil 3.23, verici anten sayısı 4'ten 2'ye düştüğünde MMSE-SIC yaklaşımının 4x4 MIMO'dan daha iyi performans sağladığını göstermektedir.



Şekil 3.24. 2x4 MIMO için değişik algılayıcılarla hesaplama süresi kıyaslaması

4x4 MIMO uygulamasına benzer şekilde 2x4 MIMO uygulamasında ML, ZF-SIC ve MMSE-SIC'nin ZF ve MMSE ile kıyaslandığında daha yüksek hesaplama zamanı gerektirdiği Şekil 3.24'de gösterilmiştir.

Tablo 3.4. 2*4 MIMO kanalın katsayıları

0.8539	0.0290
2.0105	0.9949
-0.6791	0.1556
0.4497	2.0107

2x4 MIMO uygulaması için 100 iterasyon sonunda elde edilen kanalın katsayıları Tablo 3.4'te verilmiştir. Alt taşıyıcılar modellenmiş, frekans yanıtları şekillerle açıklanmıştır. OFDM'de eklenen CP ekinden dolayı karmaşıklık FBMC-QAM'den daha fazladır. Son zamanlardaki gelişmeler MIMO FBMC-OQAM yapısını, esnek ve kararlı yapısından dolayı gelecek nesil haberleşme sistemleri için en uygun aday olarak göstermektedir. Ayrıca FBMC yapıları için sunduğumuz MIMO alıcılar SER-SNR bakımından karşılaştırılırken prototip filtrenin katsayıları da farklı örtüşme faktörleri için karşılaştırılmıştır. Yan lob azalması bakımından K=4 için elde edilen sonuçların diğer durumlara göre en uygun olduğu simülasyon sonuçlarıyla sunulmaktadır.

[134] 'de, çok kademeli denkleştirici performansını arttırmak için iki aşamalı bir girişim giderme denkleştiricisi önerilmişken [135] 'da bir karar geri besleme denkleştiricisi önerilmiştir. Dahası [136, 137], hem verici hem de alıcı taraflarında bir MIMO çok kademeli filtreleme çözümü önermektedir, yani çoklu bağlantı filtresi kullanılarak iletişim bağlantısının her iki tarafında ön eşitleme ve eşitleme gerçekleştirilmektedir. Kanal eşitlemesi de birkaç çalışmada MIMO bağlamında analiz edilmiştir. [138] 'da yazarlar, blok diyagonalleştirme tekniğini FBMC sistemlerine genişletmektedir. Yinelemeli bir algoritma ile [139] çalışması, kullanıcıların toplam alıcı anten sayısının baz istasyonundaki verici antenlerin sayısını aştığı tasarımlara izin vererek [138] 'ın boyutsal sınırlamasını hafifletir. [140, 141] 'de, çok kademeli ön denkleştiriciler ve denkleştiriciler yinelemeli olarak tasarlanmıştır.

3.3.4. İki Kat Seçici Kanallar

Birçok çalışmada kanalın frekans seçiciliğinin neden olduğu bozulmayı telafi etmek için algoritmalar önerilmiştir. Ancak zaman seçici kanallar, yani, kanalın zaman içinde hızla değiştiği gerçeği, FBMC literatüründe kapsamlı bir şekilde incelenmemiştir. Bu sorun, kablosuz iletişimin geleceği için çok önemlidir. Bu konuyla ilgili iki uygulama örneği yüksek hızlı tren ve uydu

haberleşmesidir. [142-144], CP-OFDM ve FBMC-OQAM modülasyonları dahil 5G sistemleri için önerilen farklı çok taşıyıcılı modülasyon şemaları yüksek hızlı senaryolar altında karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmaların sonucu, FBMC-OQAM'ın geleneksel CP-OFDM'ye göre kanal dağılımına daha fazla sağlamlık sağlamasıdır.

[145,146] 'da, yazarlar MIMO FBMC-OQAM sistemlerinde iki kat seçici kanallar için uyarlamalı eşitleyiciler önermektedir. [147] 'nin çalışması, aynı zamanda, komşu alt taşıyıcılardan ve bitişik singelere ait zamanla meydana gelen girişimleri hesaba katarak, kısmi aralıklı bir alt taşıyıcı eşitleyicisini tasarlayarak aynı sorunu ele almaktadır. [148] 'de, iki kat seçici kanal için alınan sembollerin MSE'si, klasik tek kademe dengeleme özelliğine sahip SISO FBMC sistemleri için analiz edilir. Kanal kestirim bakış açısından, [149] 'daki yazarlar çoklu taşıyıcı sistemlerde iki kat seçici kanalların sıkıştırılması için genel bir çerçeve önermektedir. Diğer çalışmalar, iki kat seçici kanallarla başa çıkmak için prototip darbe şeklinin değiştirilmesinin etkisini inceler [150, 151].

Mevcut dördüncü nesil kablosuz iletişim sistemleri (4G), CP-OFDM modülasyonuna dayanmaktadır. FBMC-OQAM modülasyonu CP-OFDM modülasyonlarına kıyasla önemli avantajlara sahiptir ve şimdi 5G dalga formu adaylarından biri olarak kabul edilmektedir. Gerçekten de, FBMC-OQAM, CP'nin yokluğu ve sistem spektrumunun kenarlarındaki düşük sayıda koruma bandı nedeniyle daha yüksek bir spektral verime sahiptir. Dahası, gelecekteki kablosuz iletişim sistemleri için araştırılan başlıca zorluklardan biri, büyük ölçüde artan sayıda cihazla ilgilenme kabiliyetidir. Tüm cihazların aynı anda iletişim kurmasına izin vermek, çoklu erişim sorununu kolayca ele alabilecek bir modülasyon formatı seçmek anlamına gelir. CP-OFDM, zaman senkronizasyonu ve aynı anda birden fazla cihazla çalışmak için çok daha fazla büyük bir CP gerektirir; bu, mobil cihazların sayısındaki beklenen artış ve daha karmaşık hücre altyapıları ile birlikte güçleşir. Öte yandan, prototip darbenin iyi frekans lokalizasyonu sayesinde, FBMC-OQAM çok küçük koruma bantları kullanarak kullanıcıları çok kolay bir şekilde ayırabilir ve zaman içinde herhangi bir senkronizasyon gerektirmez. Bu bağlamda, FBMC-OQAM çok daha fazla esneklik sunar ve gelecek nesil kablosuz sistemlerin ihtiyaçlarını daha iyi karşılar. FBMC-OQAM'ın özellikle yararlı olduğu diğer uygulamalar, frekans kaynaklarının paylaşılması ve dinamik olarak tahsis edilmesi gereken bilişsel radyolar ve lisanssız frekans bantlarıdır. Daha önce açıklandığı gibi, kablosuz sistemler için FBMC-OQAM'ın temel dezavantajları, artan gecikme süresi ve uzay zaman kodları ile karmaşık kombinasyonudur.

3.4. Kanal Tahmin Teknikleri

FBMC-OQAM yapısı demodülasyondan sonra içsel girişimden etkilenir. Bu girişimin varlığı kanal tahmin görevini karmaşıktırır ve bu konudaki sayısız çalışmayı motive etmiştir. Kanal kestirim algoritmaları, bir giriş (preamble) veya dağınık pilotların aktarımına dayanıyorsa

iki ana sınıfa ayrılabilir. Genellikle, iletilen bir çerçevenin başlangıcı, senkronizasyon ve kanal kestirimi için kullandığımız bilinen bir eğitim dizisinden yapılır. Giriş bölümü, komşu sembollerden gelen içsel girişimlerin zaman ve frekanstaki etkisini dikkate almak için uygun şekilde tasarlanmalıdır [104]. Genel olarak giriş bölümü, bilinmeyen veri sembollerinden koruyucu semboller sayesinde korunmuştur. Girişim yaklaşımı, tahmin doğruluğunu iyileştirmenin bir yolu olarak içsel girişimi kullanmayı önermiştir [104, 128]. [152] 'da, başlangıçlar (preamble) en küçük kareler kriteri kullanılarak optimize edilmiş ve sistemin başarımı CP-OFDM ve FBMC-OQAM sistemleri için karşılaştırılmıştır. [94,153] 'de, bir LMMSE kanal tahmincisinin FBMC-OQAM sistemlerine nasıl uygulanabileceği gösterilmiştir. Diğer çalışmalar, son derece seçici kanallar için giriş temelli kanal tahminini dikkate almaktadır [154, 155, 23]. [94, 156] 'ün çalışması, çalışmaları MIMO kanalları için genişletmiştir.

Pilotlar zamana ve frekansa dağılmışsa, pilotun komşu sembollerden gelen içsel girişimden bozulmasını önlemek için çeşitli yöntemler kullanılmıştır. Bu etkiyi ortadan kaldırmak için, mevcut algoritmaların çoğu, pilot konumdaki içsel girişimin iptal edildiğinden emin olmak için bir veya daha fazla komşu sembolün değerini doğru şekilde düzeltir. Sadece bir komşu sembol kullanılıyorsa, bu sembol yardımcı pilot (veya yardım pilotu) olarak adlandırılır [157, 95]. Bu yöntemde, bir karmaşık QAM sembolüne karşılık gelen iki OQAM sembolü kullanılır. Dolayısıyla, bu yapı, bir karmaşık pilotun OFDM benzeri bir sistemde iletimi ile aynı yüke sahiptir. Yardımcı pilot şemanın dezavantajlarından biri, yardımcı pilotun genliğinin komşu sembollere bağlı olması ve çok yüksek olabildiği gerçeğidir ki bu da tepe güç-ortalama güç oranına zarar verir. Güç artışı önleyen bu planın genelleştirilmesi, birkaç komşu sembol üzerine uygulanan bir kodlama şemasını kullanmaktır [96, 158]. Pilot tabanlı kanal tahmin edicilerinin çoğu, alt taşıyıcı seviyesinde yeterince düz bir kanal varsayımına dayanır. [159] 'de yazarlar, yükseltilmiş bir pilot yükün pahasına yüksek frekanslı seçici kanallar için yardımcı pilot şemayı genelleştirmektedir. [160,106,161] 'de yazarlar, pilot programı MIMO sistemlerine kadar genişletmişlerdir.

3.4.1. Pilot Sembol

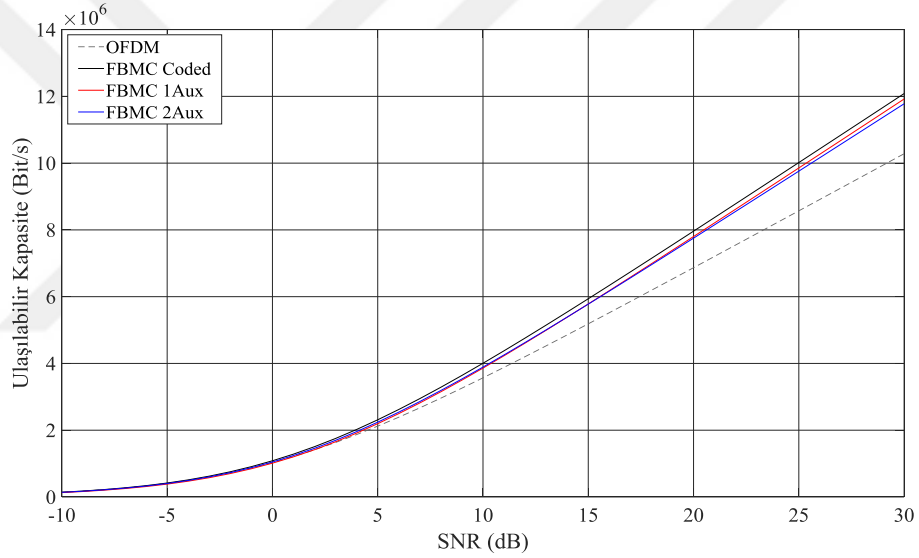
FBMC'de pilot sembolü ile kanal tahminini yapabilmek için pilot sembollerdeki imajiner girişim iptal edilmelidir. Pilot başına ayrılmış her bir sembol, yardımcı sembol (auxiliary) olarak adlandırılmıştır. Ancak veri sembolüne kıyasla yardımcı sembolün önemli dezavantajı büyük bir güç kaymasıdır. Yardımcı pilot sembollere uygun değerler verildiğinde imajiner girişim tam olarak iptal edilebilir. Yardımcı pilot sembolleri Denklem 3.31'de formüle edilmiştir.

$$x_p = \begin{bmatrix} D_{P,P} & D_{P,D} & D_{P,A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_P \\ x_D \\ x_A \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Denklem 3.31'de, x_p , tüm pilot pozisyon terimlerini açıklar, x_D , veri pozisyonu terimlerini gösterir ve x_A , yardımcı pilot pozisyonları terimlerini gösterir. Denklem 3.32'de yardımcı güç ofseti de tanımlanmıştır.

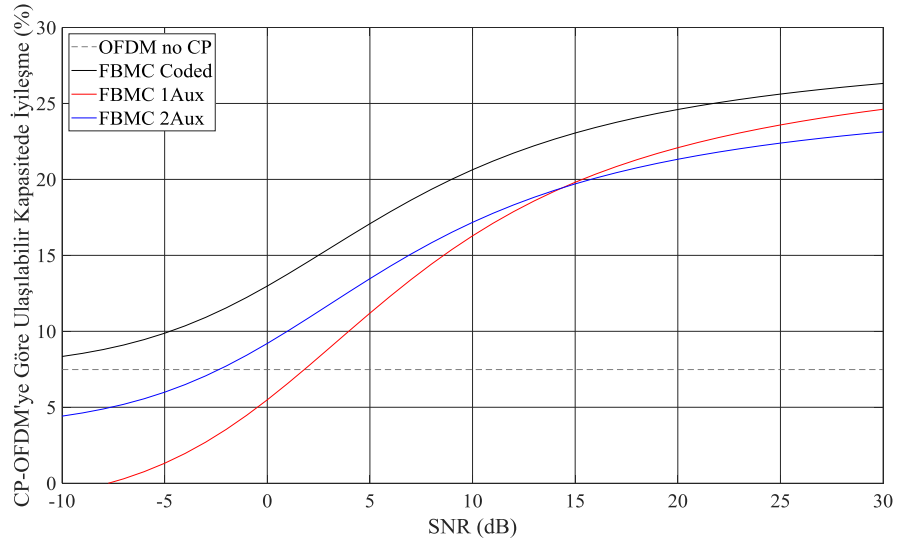
$$K_A = \frac{P_A}{P_D} \quad (3.32)$$

P_D veri sembollerinin gücünü, P_A yardımcı pilot sembollerin gücünü göstermek üzere yardımcı pilot sembollerin gücü, veri sembollerinin gücünden daha düşüktür. Böylece veri sembollerinin sayısı azalır, ancak kapasite artışı gözlenir çünkü güç kayması kayıp veri sembollerine kaydedilir.



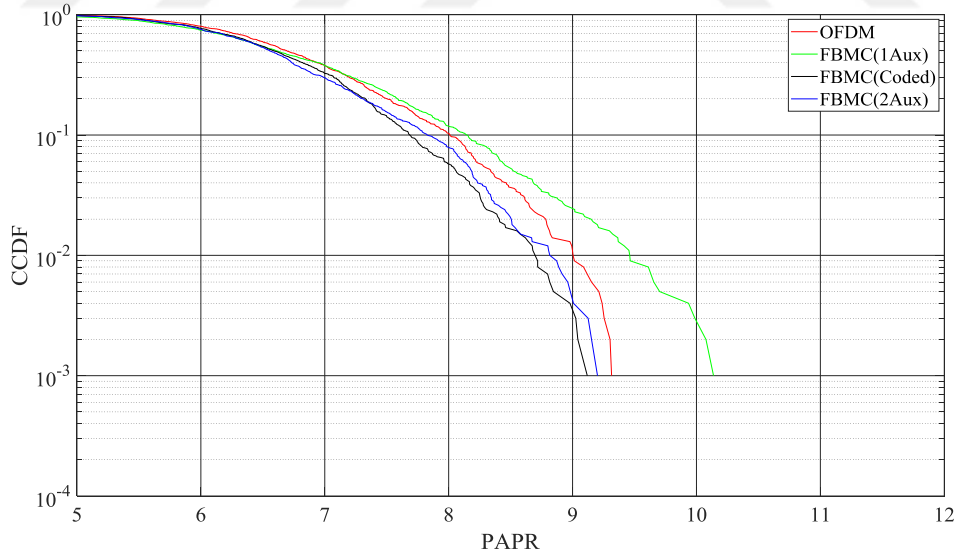
Şekil 3.25. Geliştirilen kapasite-SNR ilişkisi

Şekil 3.25'te, ulaşılabilir kapasite-SNR ilişkisi, OFDM, kodlanmış FBMC ve yardımcı pilot sembolleri kullanan FBMC için gösterilmiştir ve şekilden OFDM'in FBMC'den daha düşük kapasiteye sahip olduğunu söyleyebiliriz.



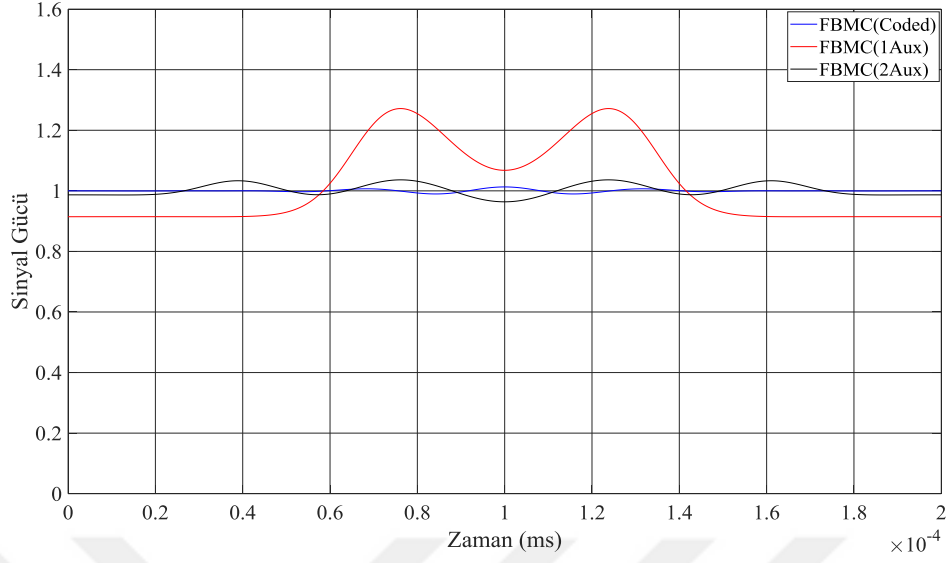
Şekil 3.26. CP-OFDM'e kıyasla geliştirilen kapasite

Şekil 3.26'da, kodlanmış FBMC tekniği yüksek karmaşıklığa sahiptir ve yardımcı pilot sembolleri kullanan FBMC, kodlanmış FBMC'ye kıyasla düşük karmaşıklığa sahiptir. Her bir veri pozisyonunun, ayrı bir zaman Gauss kanalı ve Denklem 3.34 ile formüle edilen ulaşılabilir kapasiteye sahip olduğu varsayılmaktadır.



Şekil 3.27. OFDM ve FBMC modülasyonları için CCDF-PAPR ilişkisi

Köklerin karesi tekniği ile PAPR azaltma performansı için CCDF eğrisi Şekil 3.27'de gösterilmiştir. PAPR'nin maksimum azalması 8 dB'dir ve OFDM, FBMC'den büyük PAPR performansına sahiptir.



Şekil 3.28. Bir ve iki yardımcı sembol kullanan FBMC ve Coded FBMC’de sinyal gücü

FBMC'nin sinyal gücü, Şekil 3.28'de gösterilmektedir. Bir yardımcı sembol kullanan FBMC'de sinyal gücünde dalgalanmalar vardır. Kodlanmış FBMC ve iki yardımcı sembollü FBMC, tüm zaman periyodunda benzer sinyal gücüne sahiptir.

3.4.2. Kodlama

Yardımcı pilot semboller yerine, verilerin pilot pozisyonlarında kodlanmasıyla da imajiner girişim iptal edilir. Veri kodlaması, yardımcı pilot sembollerin kullanılmasından daha karmaşık bir yaklaşımdır. Özellikle, yardımcı pilot semboller, alıcıda başka hesaplamalara ihtiyaç duymaz. Dahası iki yardımcı pilot sembolün kullanılmasının, bir yardımcı pilot sembolü ile yaklaşık olarak aynı karmaşıklığı sergilediğini görmekteyiz.

$$C_{OFDM} = \frac{|D| \log_2 \left(1 + \frac{P_D}{P_n} \right)}{KT} \quad (3.33)$$

$$C_{FBMC} = \frac{|D| \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_D}{P_n / 2} \right)}{KT} \quad (3.34)$$

FBMC'de bir kapasite çoğaltıcı formülasyonuna $\frac{1}{2}$ çarpanı ekleyeceğiz, çünkü uygulamalar gerçek düzlemde yapılmaktadır, karmaşık gürültü gücü ise iki kat düşmüştür. Sonuç olarak, aynı sayıda alt taşıyıcıyı (L) ve aynı iletim gücünü (Ps) göz önünde bulundurarak OFDM ve FBMC'nin kapasitesini Denklem 3.33 ve 3.34 ile elde ederiz. Denklem 3.33 ve 3.34'ü dikkate aldığımızda

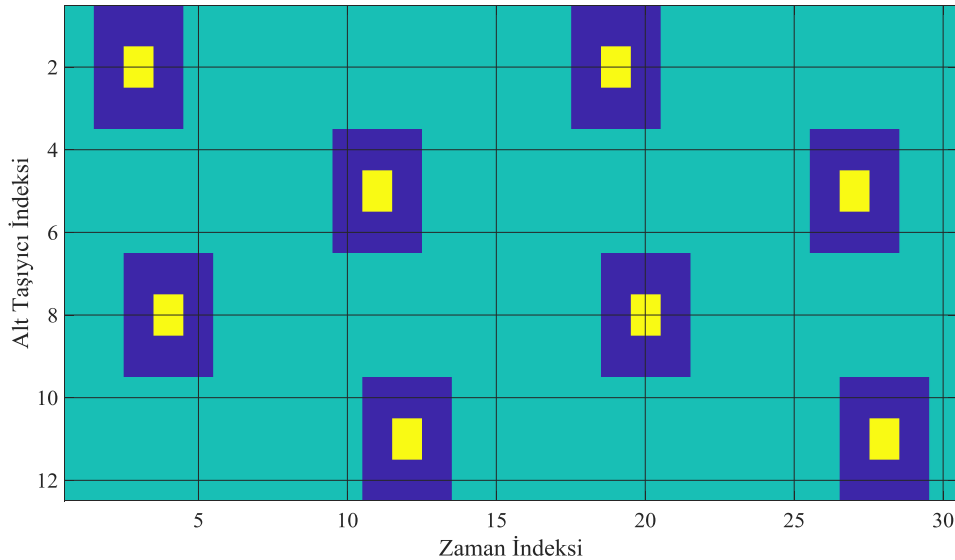
Denklem 3.35, 3.36 ve 3.37'yi elde edebiliriz.

$$P_D^{OFDM} = P_D^{OFDM,noCP} = 2P_D^{FBMC,Cod} \quad (3.35)$$

$$C^{OFDM,noCP} = C^{FBMC,Cod} \quad (3.36)$$

$$C^{OFDM,noCP} > C^{FBMC,Aux} \quad (3.37)$$

Yardımcı pilot semboller enerjiye sahip olmadığı için, CP olmayan OFDM'nin erişilebilir kapasitesi, yardımcı pilot sembollerini kullanan FBMC'den daha yüksektir. Şekil 3.29 ve Şekil 3.30'da FBMC alt taşıyıcıları kodlanan pilot sembol sayısı 8 ve 16 olması durumlarında pilot sembollerde kodlama tekniğinden elde edilen alt taşıyıcıların dizilimini, Şekil 3.31'de ise yardımcı semboller tekniği kullanılması durumunda elde edilen alt taşıyıcıların dizilimini verir. Uygulamalarımızda, iterasyon sayısının 1000 ve OFDM'de yardımcı güç ofsetinin 1 olduğunu ve FBMC'deki yardımcı güç ofsetinin 2 olduğunu kabul ederiz. FBMC, CP içermediğinden, OFDM ile karşılaştırıldığında daha yüksek spektral etkinlik gösterir. FBMC, 1.4 MHz LTE uyumlu ve alt taşıyıcıların frekansı 15 kHz, ön ek uzunluğu $4.75 \mu s$ olan OFDM ile karşılaştırılmıştır. OFDM sembollerinin sayısı $K_{OFDM} = 14$, FBMC sembollerinin sayısı $K_{FBMC} = 30$, ancak bu sembollerin hepsi gerçek değerlidir ve karmaşık sembollerin sayısı 15'e eşittir. CP olmadan OFDM sinyalleri $K_{OFDM,noCP} = 15$ sembol kullanır.

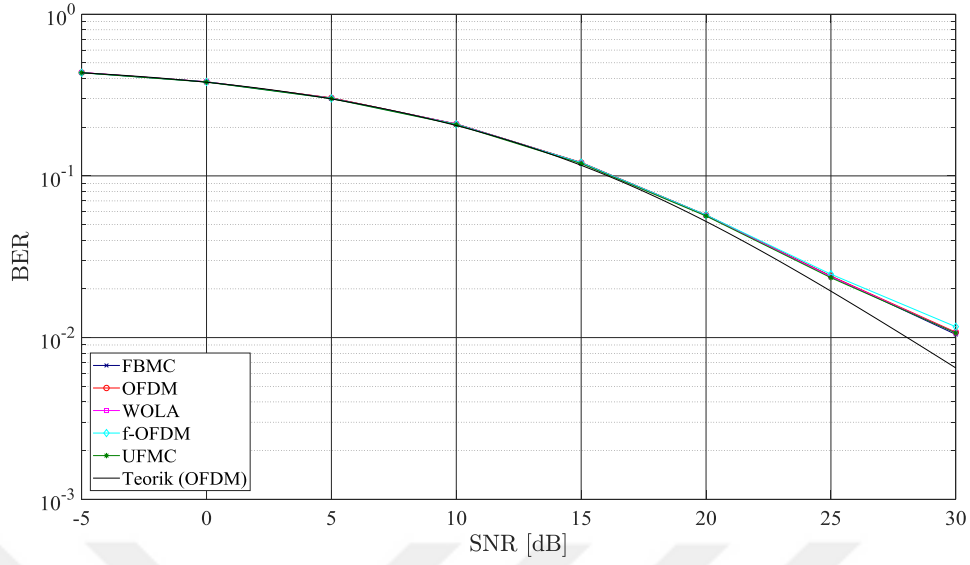


Şekil 3.29. Kodlanan pilot sembol sayısı 8 için kodlanmış pilot sembol örnekleri

duyuyor. Bu nedenle, düşük PAPR ve yüksek ulaşılabilir kapasiteye sahip iki yardımcı pilot sembol destekli FBMC tercih edilmektedir.

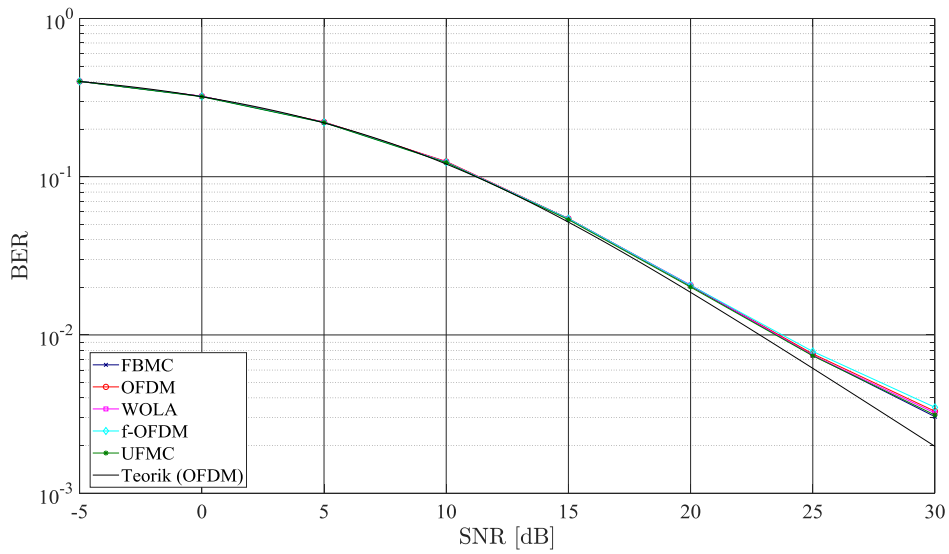
CP-OFDM, çok taşıyıcı uygulamalarda önemli role sahiptir ve kablolu LAN ve LTE gibi uygulamalarda gerçekleştirilmiştir. CP-OFDM, hesaplama karmaşıklığını büyük ölçüde artıran dikdörtgen alıcı ve verici darbeleri kullanır. Ancak dikdörtgen darbe frekans alanında yer alamadığından bu durum Out-Of-Band (OOB) emisyonunun yüksek olmasına neden olmaktadır. Bu CP-OFDM'nin en büyük dezavantajlarından biri olarak bahsedilmektedir. Ayrıca, frekans seçici kanallarda CP-OFDM denkleştirilmesi kolaydır ancak bununla birlikte spektral verim azalır. AWGN kanalında CP gerekmez [20]. 3GPP OOB emisyonunu azaltmak için pencereleme ve filtreleme tekniklerini kullanır. Bu tekniklerden biri pencerelenmiş OFDM, Ağırlıklı Örtüşme ve Toplama (WOLA-Weighted Overlap and Add) ile OFDM genişletilmiştir. Dolph-Chebyshev penceresine dayanan alt bant filtrelemeyi kullanan Evrensel Filtrelenmiş Çok Taşıyıcı (UFMC-Universal FMC) OFDM için geliştirilmiştir. OFDM'nin filtrelenmesinde, 3GPP içinde ele alınan OFDM şeması filtrelenmiş OFDM (f-OFDM) de uygulanan diğer bir tekniktir [21].

Pencereleme ve filtreleme işlemleri, CP-OFDM'nin yüksek OOB emisyonunu azaltmak için kullanılır. Ek olarak bu işlemler, zaman-frekans değeri ile spektral verimde artışa neden olur ve frekans seçici kanallarda daha düşük sağlamlık gösterir. Ayrıca, pencereli ve filtreli OFDM, düşük OOB emisyonuyla FBMC'ye ulaşamaz. FBMC-QAM için zaman-frekans aralığı olarak $TF=2$ 'yi kabul ediyoruz ve böylesi yüksek zaman-frekans aralığı ik kat seçici kanalda dayanıklılık üzerinde artışa neden olmaktadır. FBMC-QAM tasarımı için [25]'te iki olası prototip filtresi sunulmuştur, bunlardan biri Hermite polinomlarına dayanmaktadır. Hermite darbe, simetrisi kullanmamıza izin vererek zaman ve frekansta aynı şekli alır. Ayrıca Hermite darbe Gauss dağılımından dolayı iyi bir zaman ve frekans dağılımına sahiptir. Diğer prototip filtre yöntemi Phydyas prototipidir [26]. Hermite prototip filtresi ile karşılaştırdığımızda, Phydyas prototip filtresi daha yüksek frekans lokalizasyonu gösterirken daha kötü zaman lokalizasyonu gösterir. Buna ek olarak, FBMC-OQAM, FBMC-QAM ile ilgilidir fakat sembol yoğunluğu, CP'siz OFDM'ye benzerdir. FBMC-OQAM prototipinin tasarlanmasında; $T=T_0$ ve frekans aralığı $F=2/T_0$ aralığında ortogonalite için $p(t)=p(-t)$ göz önüne alınmaktadır. Ayrıca FBMC-OQAM, iki faktörle $T=T_0/2$ ve $F=1/T_0$ zaman-frekans aralığı içindeki ortogonalliği azaltır ve faz kayması, tamamen imajiner alana geçişi indüklemeye neden olur. Kompleks ortogonalitenin kaybı, FBMC-OQAM'ın temel dezavantajıdır.



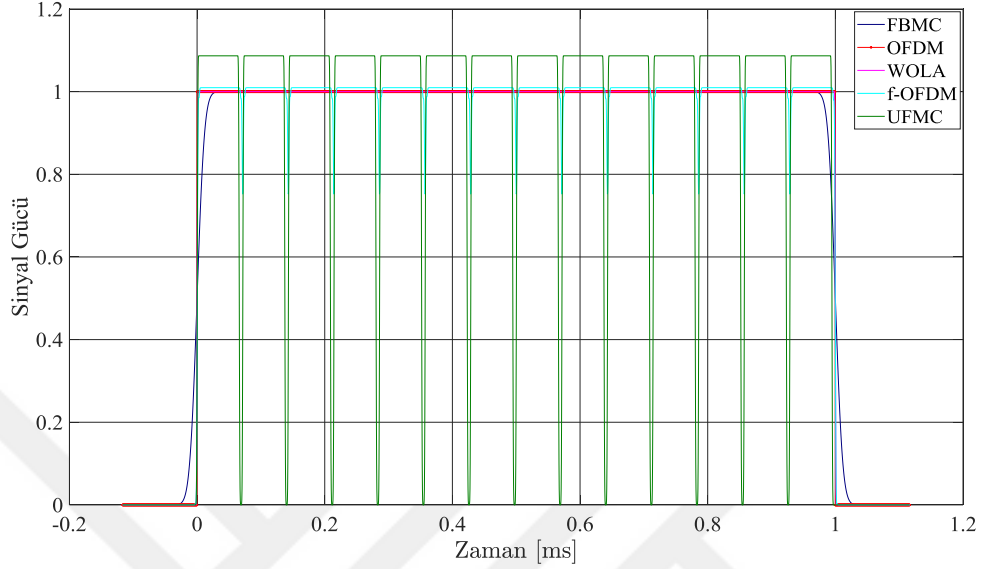
Şekil 3.32. BER- SNR ilişkisi (64-QAM)

FBMC, OFDM, WOLA, f-OFDM, UPMC ve Double flat OFDM için BER-SNR ilişkisi 64 QAM modülasyon derecesi kullanıldığı durum için Şekil 3.32’de, 16 QAM modülasyon derecesi kullanıldığı durum için Şekil 3.33’te gösterilmiştir. F-OFDM’de, alt bant CP-OFDM sinyali tasarlanmış olan filtreden geçirilir. Filtrenin geçiş bandı sinyalin bant genişliğine karşılık geldiğinden, kenara yakın yalnızca birkaç alt taşıyıcı etkilenir. Önemli bir husus, filtre uzunluğunun F-OFDM için döngüsel örnek uzunluğunu aşmasına izin verilebilmesidir. Semboller arası girişim, pencereleme (yumuşak kesmeli) kullanan filtre tasarımı nedeniyle en aza indirilir.



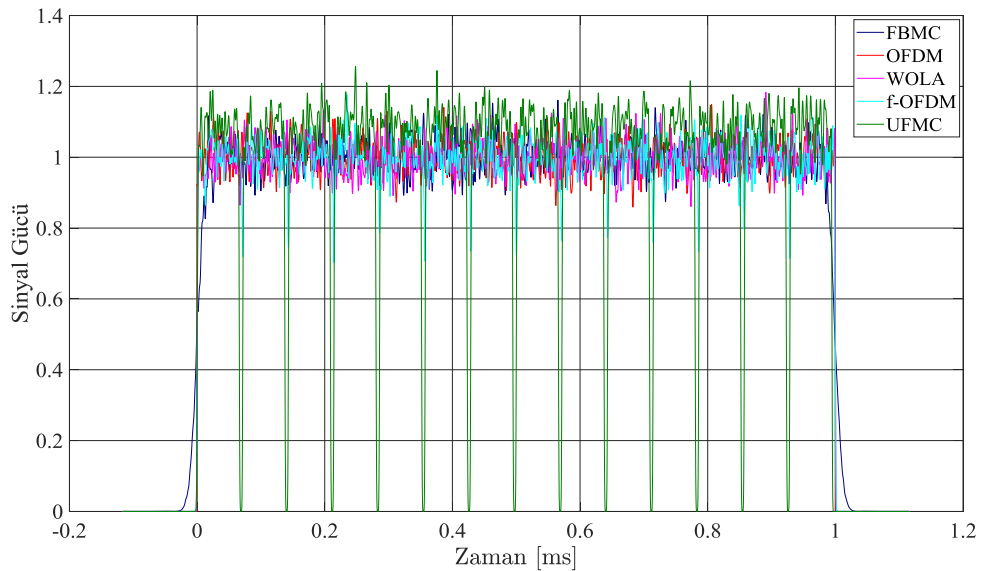
Şekil 3.33. BER- SNR ilişkisi (16-QAM)

16-QAM modülasyonu için BER değerinin, 64-QAM modülasyonuna göre aynı SNR için çok daha düşük değere sahip olduğu görülmektedir. FBMC, OFDM, WOLA, f-OFDM, UFMC'in sinyal gücü dağılımının teorik gösterimi Şekil 3.34'de verilmiştir.



Şekil 3.34. Kullanılan modülasyon tekniklerine ait teorik sinyal gücü

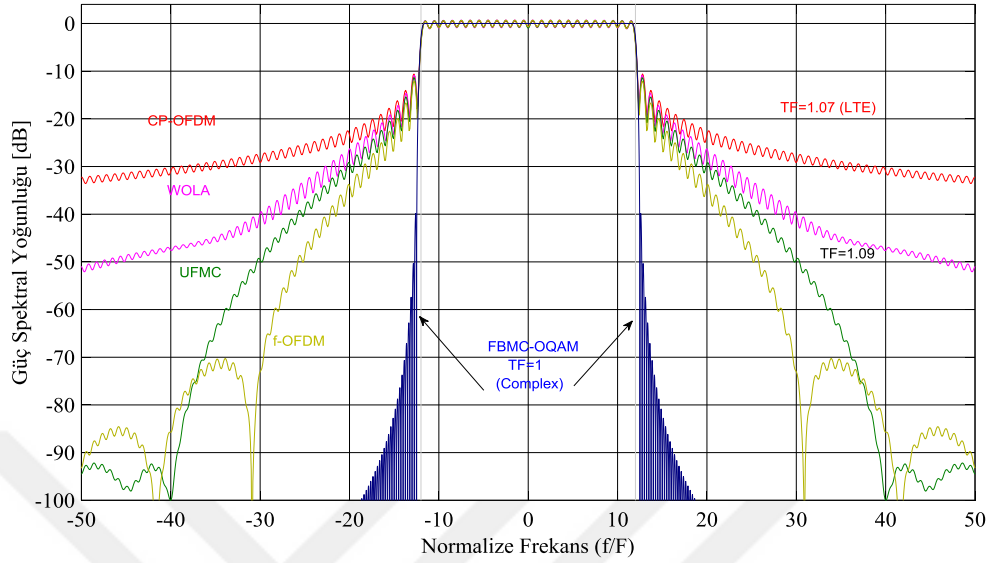
FBMC, OFDM, WOLA, f-OFDM, UFMC'nin simülasyonlar sonucunda elde edilen sinyal gücü grafiği Şekil 3.35'te gösterilmiştir.



Şekil 3.35. Simülasyon sonucu elde edilen sinyal gücü

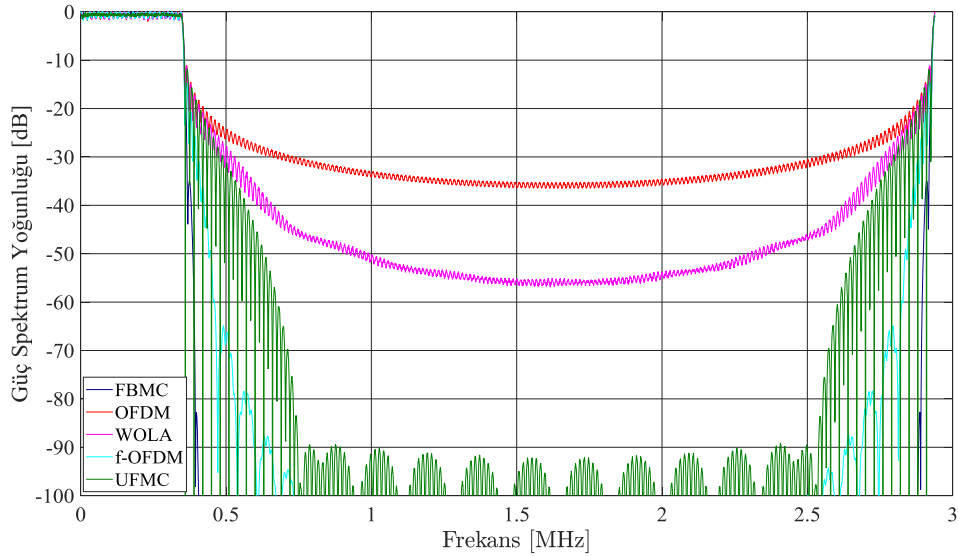
TF zaman frekans uzayı olmak üzere, FBMC, OFDM, WOLA, f-OFDM, UFMC modülasyon tekniklerinin güç spektral yoğunlukları Şekil 3.36'de verilmiştir. OFDM ve WOLA

neredeyse aynı güç spektral yoğunluğuna sahipken FBMC için bu değer diğerlerine göre oldukça keskindir.

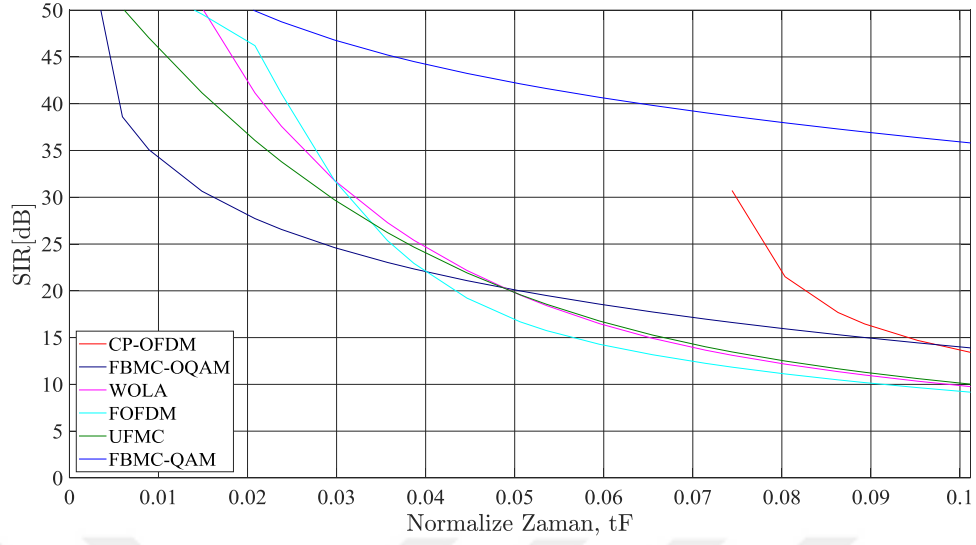


Şekil 3.36. FBMC, OFDM, WOLA, f-OFDM, UPMC için güç spektral yoğunlukları

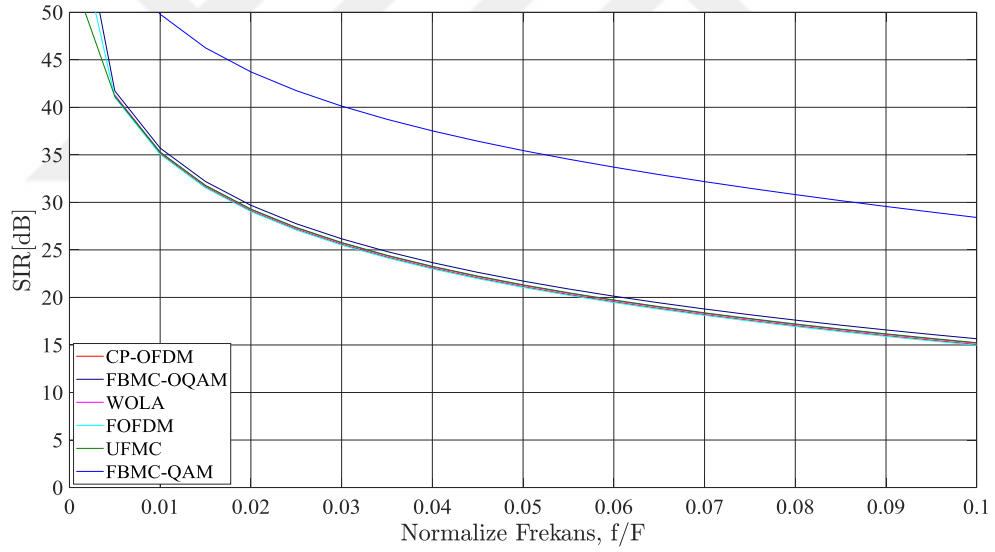
Şekil 3.37’de FBMC, OFDM, WOLA, f-OFDM, UPMC modülasyon tekniklerinin simülasyon sonucu elde edilen güç spektral yoğunlukları frekansa bağlı olarak verilmiştir.



Şekil 3.37. Simülasyon sonucu elde edilen güç spektral yoğunluğu



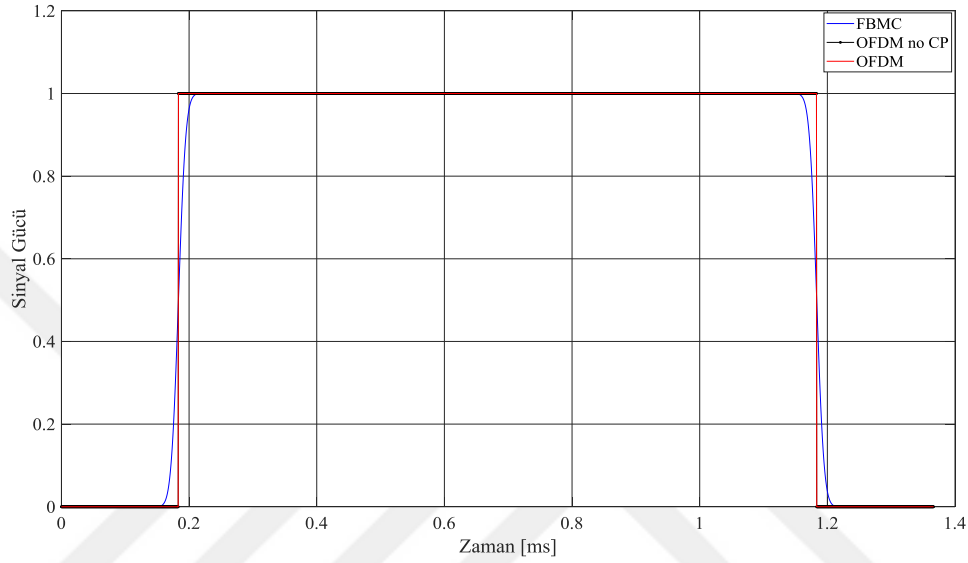
Şekil 3.38. F=15 kHz için SIR grafiği (zamanda)



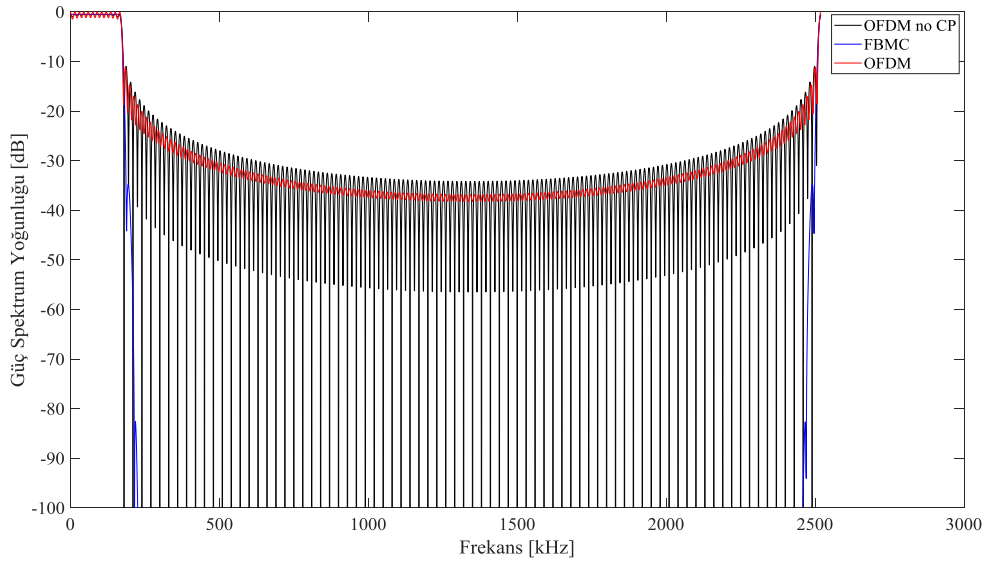
Şekil 3.39. F=15 kHz için SIR grafiği (frekansta)

15 kHz frekansı için sinyal girişim oranı (SIR-Signal Interference Ratio) zamanda ve frekansta sırasıyla Şekil 3.38 ve Şekil 3.39'da gösterilmektedir. Zamanda OFDM'in diğer çok değişkenli yöntemlere kıyasla daha düşük SIR'ye sahip olduğu görülmüştür. FBMC için SIR değerinin zamanda ve frekansta çok az düştüğü görülmüş ve diğer modülasyon tekniklerinden daha kararlı olduğu ortaya çıkmıştır. FBMC, OFDM'den daha yüksek SIR değerine sahiptir bunun yanında WOLA ve FOFDM yapıları neredeyse aynı SIR performansına sahiptir.

OFDM'e dayanan WOLA, UFMC ve f-OFDM teknikleri, alt taşıyıcılarının sayısı yüksek olduğunda nispeten yüksek bir spektral etkinliğe sahiplerdir. Ancak gelecekteki kablosuz sistemler, bu kadar yüksek sayıda alt taşıyıcıyı kullanmaz. FBMC az sayıda alt taşıyıcı durumunda, özellikle farklı kullanıcılar iletim bandını paylaştığında OFDM'den çok daha verimli performans gösterir. Yüksek hızda iki kat seçici kanallarda bir FBMC-OQAM iletiminden bir FBMC-QAM iletimine geçiş yapabiliriz, bu şekilde spektral verim kasten feda edilir ancak sağlamlık kazanılır.

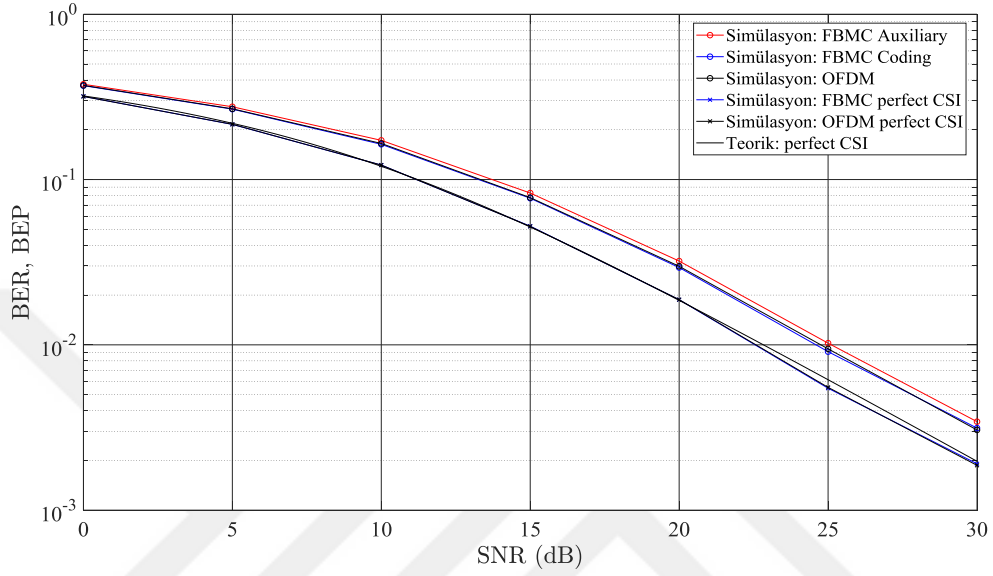


Şekil 3.40. FBMC, OFDM ve OFDM no CP için sinyal gücü



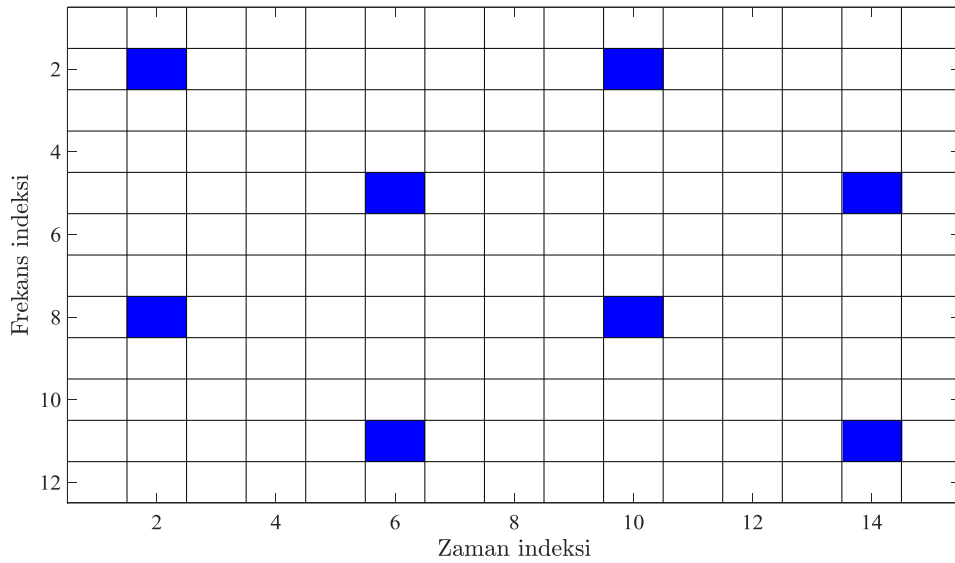
Şekil 3.41. FBMC, OFDM ve OFDM no CP için güç spektrum yoğunluğu

QAM modülasyon dercesi 256, alt taşıyıcı sayısı 12, örnekleme hızı 2520 kHz seçilerek FBMC, OFDM ve OFDM no CP için sinyal gücü ve güç spektrum yoğunluğu Şekil 3.40 ve Şekil 3.41’de elde edilmiştir. Şekil 3.40’ta görüldüğü gibi OFDM ve OFDM no CP için sinyal gücü aynı olup FBMC’de daha yumuşak bir geçişe sahiptir. Şekil 3.41’de FBMC için güç spektrum yoğunluğu aynı frekans bandında OFDM ve OFDM no CP’ye göre daha az sapmaya sahiptir.



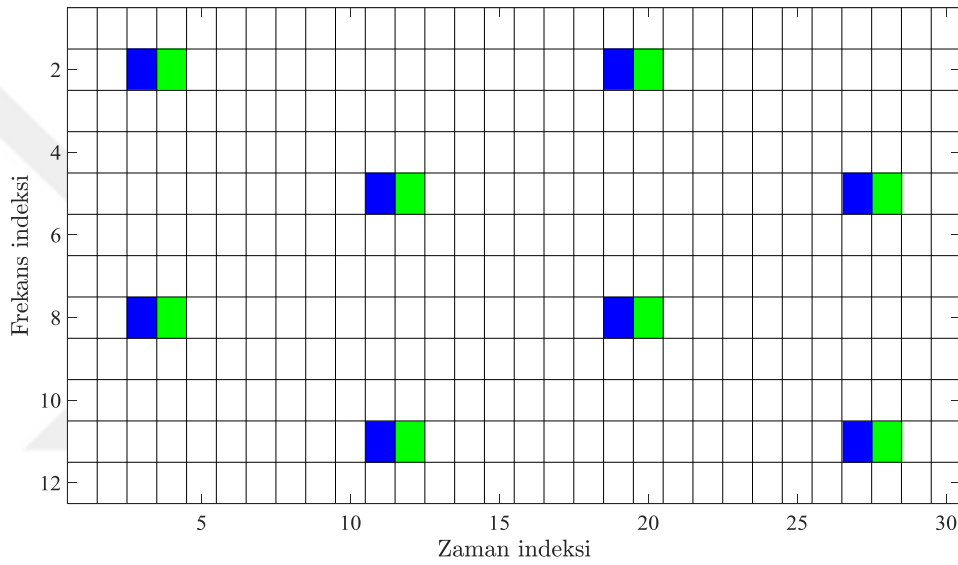
Şekil 3.42. FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği ve OFDM için BER-SNR ilişkisi

Şekil 3.42’de FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği, FBMC perfect CSI ve OFDM, OFDM perfect CSI için BER-SNR grafiği simülasyon ve teorik durum için gösterilmiştir.



Şekil 3.43. OFDM pilot semboller

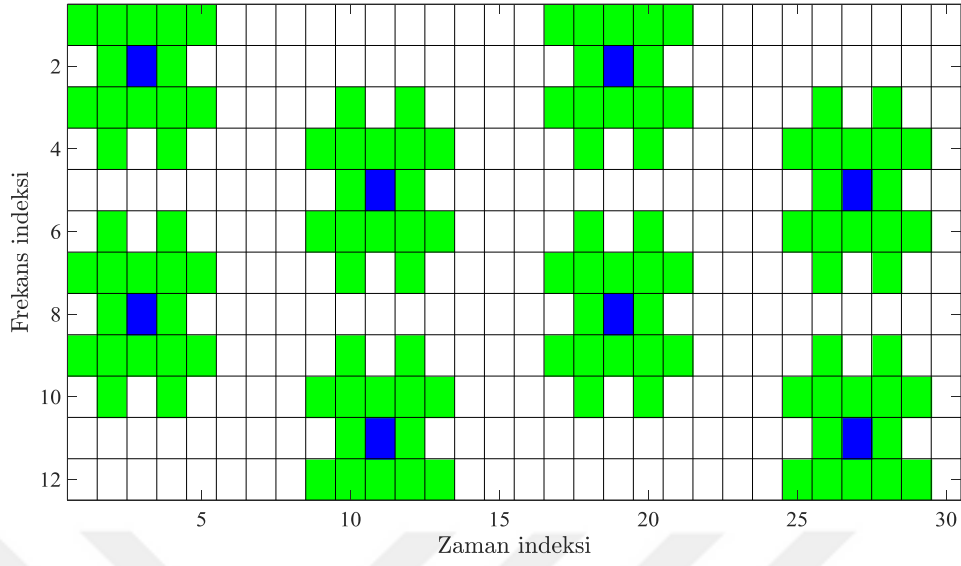
OFDM pilot semboller Şekil 3.43'te zaman-frekans düzleminde verilmiştir. OFDM'de pilotlar veriden bağımsızdır. İletilen pilotların konumu ve değeri alıcıda bilinmektedir. Alıcıda alınan pilotun genliğinin ve fazının basit tahmini, kanalın o frekans bölgesi için genliği ve fazı için tahmini belirler. FBMC için durum böyle değildir. FBMC'de Yardımcı Pilot kavramı vardır. Bu yaklaşımda bir pilot, birlikte modüle edilmiş OQAM sembolüne karşılık gelen ana pilot ve yardımcı pilottan oluşur. Yardımcı pilotun değeri çevredeki verilere bağlı olduğundan, yardımcı pilotların hesaplanması için verilerin fiziksel haritalamasından sonra bazı işlemler gereklidir. Ek olarak ofset QAM ayrıca IFFT'nin önünde sinyalin bir faz rotasyonunu gerektirir. Bu blok, WiMAX ile karşılaştırıldığında FBMC için ek bir işlemdir



Şekil 3.44. FBMC Auxiliary için pilot semboller

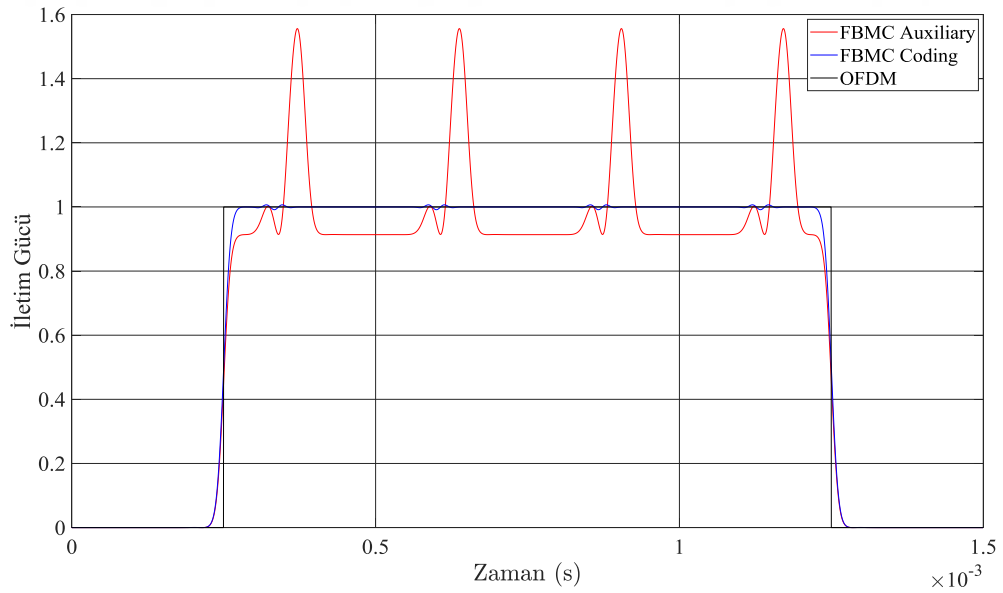
Şekil 3.44'te FBMC Auxiliary için pilot semboller zaman-frekans düzleminde verilmiştir. Aynı frekans alanında, yardımcı semboller kullanan FBMC (FBMC auxiliary) imajiner terimler mevcut olmadığından OFDM'den iki daha yüksek bir faktörle yayılır.

FBMC Coding için pilot semboller Şekil 3.45 ile verilmiştir. Kodlama tekniği düşük PAPR ve kayıpsız enerji sağlar.



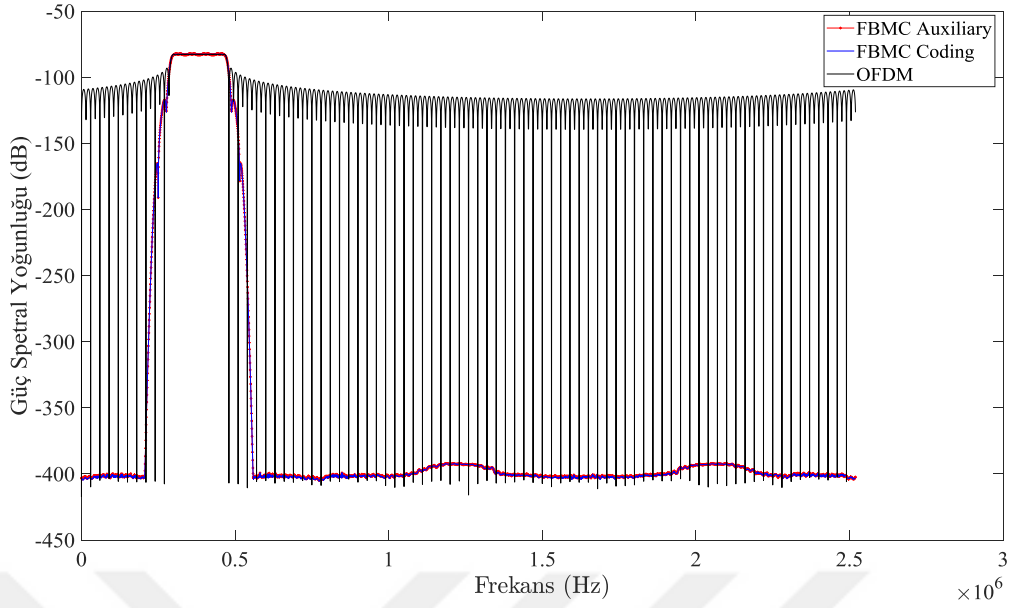
Şekil 3.45. FBMC Coding için pilot semboller

FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği ve OFDM için iletim gücü zamana bağlı olarak Şekil 3.46’da verilmiştir. Şekilden FBMC bir yardımcı sembol ile kanal tahmininde yüksek güç dalgalanmaları görülmekte ve güç kayması olarak adlandırılmaktadır. Bu güç kayması yüksek PAPR değerine yol açmaktadır.



Şekil 3.46. FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği ve OFDM için iletim gücü

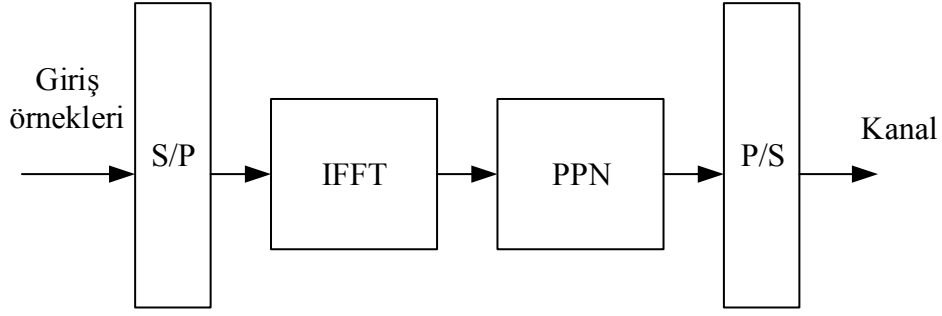
FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği ve OFDM için güç spektral yoğunluğu-frekans ilişkisi Şekil 3.47’de verilmiştir.



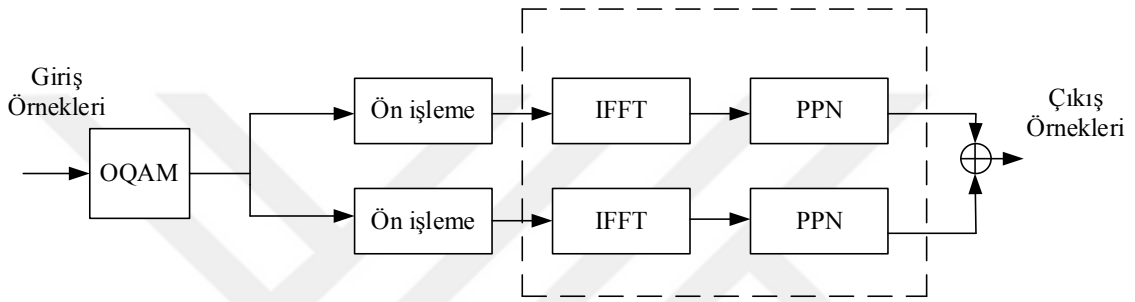
Şekil 3.47. FBMC yardımcı sembol, FBMC kodlama tekniği ve OFDM için güç spektral yoğunluğu

3.5. PPN-FBMC ve FS-FBMC

FBMC sistemlerinin farklı hesaplama karmaşıklıkları ve farklı sonuçları olan çeşitli yaklaşımlar kullandığı uygulamaları bulunmaktadır. Bu tez kapsamındaki uygulamaya ilişkin, FBMC sinyali, IFFT/FFT'ye dayalı olarak çok fazlı ağ (PPN-Poly Phase Network) ve frekans yayılımı (FS-Frequency Spreading) olmak üzere iki yaklaşım ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.48'de blok yapısı verilen PPN-FBMC yaklaşımında, filtreleme işlemi zaman düzleminde IFFT'den sonra uygulanır [162]. Şekil 3.49'da görülebileceği gibi, PPN-FBMC alternatifinde giriş OQAM sembolleri N boyutlu bir IFFT bloğunu besler. Sonuçta elde edilen veriler çok fazlı ağa uygulanır; iletilecek nihai sinyalin elde edilmesi için PPN tarafından üretilen paralel değerler serileştirilir ve kanala gönderilir. Şekil 3.49'da kesik çizgilerle kare içine alınan IFFT ve PPN blokları birlikte, sistemin sentez filtre bankasına karşılık gelir. FBMC uygulamalarının bu varyasyonunda kullanılan çok fazlı blok, birleştirildiğinde frekans alanında daha iyi lokalizasyon sağlayacak şekilde yapılandırılabilen bir prototip filtrenin impuls tepkisini oluşturan bir dizi filtreden oluşur. Prototip filtresinin şekli ve uzunluğu, zaman ve frekans alanı lokalizasyonunu değiştirecektir. Görülebileceği gibi bu alternatifte, bir sentez filtre bankası; IFFT işlemi gerçekleştiren bir dönüşüm bloğundan ve bir dizi sayısal filtre içeren çok fazlı ağ bloğundan oluşur. Bu sayısal filtre seti, bir bütün olarak bir prototip alçak geçiren filtreden oluşur. Seri paralel dönüştürme, IFFT ve çok fazlı ağ bloklarından sonra, paralel seri dönüşüm gerçekleştirilir.

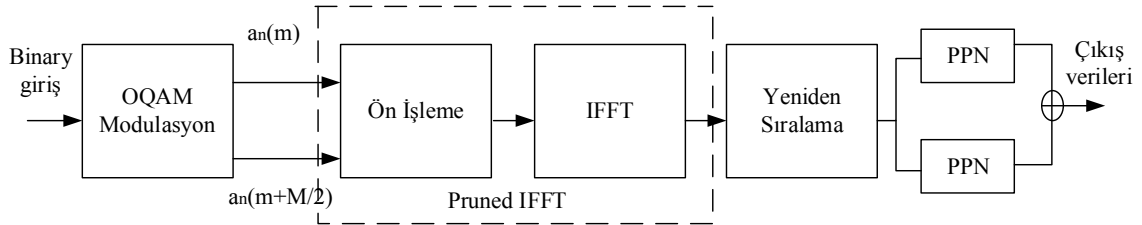


Şekil 3.48. PPN-FBMC blok yapısı



Şekil 3.49. PPN-FBMC yapısının içeriği

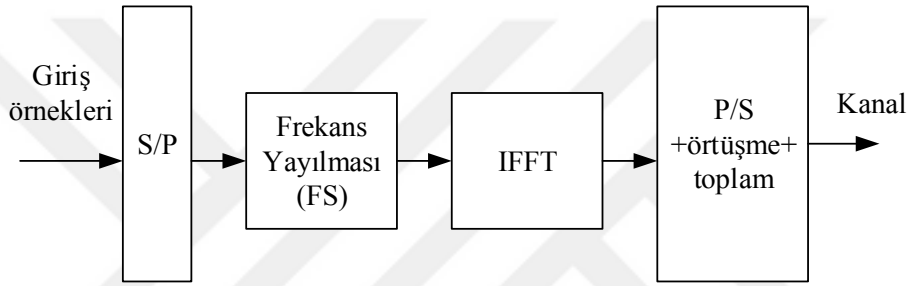
Şekil 3.50’de Pruned IFFT tekniği ile gerçekleştirilen FBMC verici yapısı verilmiştir. Bir önceki yaklaşım literatürde iki adet N-IFFT ile PPN uygulaması diye bilinir ve bu teknikte kullanılan iki IFFT bloğunun aksine tek bir IFFT bloğu kullanan Pruned IFFT mimarisinin sunduğu avantaj karmaşıklığın azalması olarak karşımıza çıkmıştır. Bu mimari, sadece bir IFFT kullanabilmek için iki gerçek fonksiyonun ayrı ayrı IFFT’sinin aynı anda, sadece bir IFFT ile hesaplanmasını sağlar.



Şekil 3.50. Pruned IFFT kullanan PPN-FBMC yapısı

Hesaplama sayısını azaltmak için, bu mimari IFFT çıktılarının sadece yarısını hesaplar. Kalan numunelerin değerleri hesaplananlardan çıkarılır. Bu, IFFT çıktıları arasındaki ilişki nedeniyle mümkündür. IFFT bloğundan kaynaklanan çift örneklerden tek örneklerin hesaplanması yeniden sıralama bloğunda yapılır. Bu fonksiyonun yanı sıra, bu blok ayrıca PPN’leri beslemek

için iki zaman düzlemi dizisinin paralelleştirilmesiyle görevlendirilir. Bununla birlikte, Pruned IFFT'yi gerçek ve imajiner OQAM sembolleri için iki kez hesaplama ihtiyacı vardır. Bu operasyonun karmaşıklığı hala klasik bir IFFT'ninkinin yarısı kadardır. Yeniden sıralama bloğunun sonunda, numuneler iki PPN için paralelleştirilir. PPN-FBMC için FIR filtre tasarımında, en çok kullanılan doğrudan form ve transpoze form olmak üzere iki filtre yapısı vardır. Doğrudan formda, birkaç sinyal sabitlerle çarpılır ve daha sonra toplanır. Ancak, yüksek verim elde etmek ve toplayıcının gecikmesindeki azalmayı sağlamak için, toplayıcılar arasında ekstra boru hattı kayıtcısı gerektirir. Bu yapının aksine, transpoze edilen formun toplayıcılar arasında bir kayıtcısı vardır. Ayrıca, ek boru hattı kayıtcısı olmadan yüksek verim elde eder. FIR filtre mimarisi çok sayıda çarpan, toplayıcı ve çıkarıcıya sahip olduğu için çok fazla güç tüketir.



Şekil 3.51. FS-FBMC blok yapısı

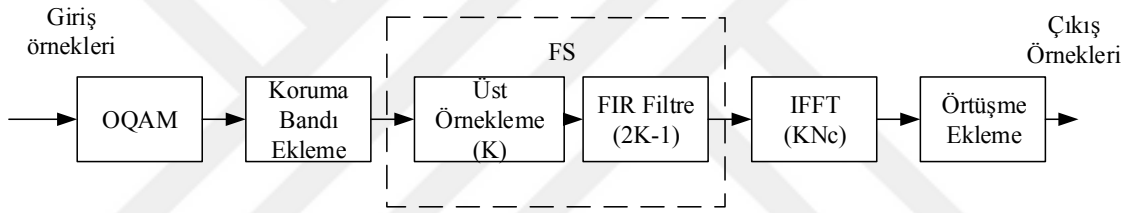
Şekil 3.51'de verilen FS-FBMC'de, filtreleme işlemi IFFT'den önce frekans alanında uygulanır. IFFT bloğunun çıkışında, bir örtüşme ve toplam işlemi gerçekleştirilir [163]. FS-FBMC'de OQAM sembolleri K üst örnekleme ve $2K-1$ uzunluğunda FIR filtreleme işlemlerini takip eder. Ardından $K \times N_c$ boyutunda IFFT işlemi yapılır. Buna karşılık PPN-FBMC yapısında N_c noktalı IFFT işlemi ve ardından zaman düzleminde PPN filtreleme işlemi gerçekleştirilir.

PPN, IFFT bloğu ile seri olarak yerleştirilmiş bir dizi prototip filtrenin faz kaydırmalı versiyonudur. Bu filtreler frekans alanında daha iyi lokalizasyon sağlayacak şekilde yapılandırılabilen bir prototip filtrenin dürtü yanıtını oluşturan bir dizi filtreden oluşur. Prototip filtrenin şekli ve uzunluğu zaman ve frekans düzlemi lokalizasyonunu değiştirecektir. PPN-FBMC daha küçük IFFT boyutundan dolayı FS-FBMC'den daha düşük bir hesaplama karmaşıklığına sahiptir. Bununla birlikte FS-FBMC şeması, FBMC işlevini basitleştirerek diğer çoklu taşıyıcı modülasyonlarla karşılaştırma yapmayı kolaylaştırır. Ayrıca sabit bir IFFT boyutu için FS-FBMC, IFFT boyutunu koruyarak sadece K 'yı değiştirerek N_c 'yi değiştirme esnekliği sunmaktadır. Donanım uygulaması açısından bakıldığında FS-FBMC'nin daha yüksek hesaplama karmaşıklığı sergilemesi daha yüksek kaynak kullanımına yol açmamaktadır. Bu durum FS-FBMC'yi FPGA üzerinde FBMC tasarımlarını uygulamak için uygun bir teknik yapmaktadır. FS-FBMC'deki

örtüşme ve toplam bloğu PPN-FBMC'den farklıdır. Bu bloğun kullanımına olan ihtiyaç FS işleminin bir sonucu olarak FBMC sembolleri arasındaki çakışmadan doğmaktadır.

Bellanger [163] tarafından önerilen FS-FBMC yapısı, FBMC kavramını basitleştiren ve OFDM ilkesine yaklaştıran PPN-FBMC yaklaşımının genelleştirilmesidir. FS-FBMC'de, KN_c numuneleri ile genişletilmiş semboller oluşturmak için N_c alt taşıyıcıları olan çok taşıyıcılı sembolere frekans yayılması uygulanır. Bu semboller daha sonra bir IFFT işlemi aracılığıyla zaman düzlemine dönüştürülür. Daha sonra, K zaman düzlemi sembolleri üst üste bindirilir ve bir FBMC çıkış sembolü oluşturmak için toplama yapılır.

Frekans yayılması nedeniyle, FS-FBMC tasarımlarındaki IFFT boyutu, örtüşme faktörü olan K ile çarpılmak suretiyle PPN-FBMC'den daha büyüktür. Daha büyük IFFT boyutu daha yüksek bir hesaplama karmaşıklığı anlamına gelir, ancak FS-FBMC sistemleri frekans alanında alıcı eşitlemesine izin verir ve yüksek düzeyde bitişik kanal sızıntısı ve asenkron iletişim ile ilgili bilişsel radyo gereksinimlerini karşılar.



Şekil 3.52. FS-FBMC'nin iç yapısı

Dahası, FS-FBMC esnekliği çok ilginç bir özelliktir, çünkü gelecekteki kablosuz iletişim için sayısal donanım altyapıları farklı standartlarla çalışabilmeli ve çalışmalarını değişen iletişim koşullarında isteğe göre uyarlayabilmelidir.

Şekil 3.52'deki FS-FBMC veri yolunda ilk modül OQAM ve ardından gelen koruma bandı ekleme modülü, sembol eşlemesinden ve koruma bandı yerleştirilmesinden sorumludur. OFDM'nin aksine, FBMC karmaşık dikgenlik özelliğini karşılamaz. Bu nedenle, FBMC genellikle semboller arasında gerçek bileşen dikliğini korumak için OQAM ile birleştirilir. OQAM eşlemesini takiben, N_c büyüklüğündeki her çok taşıyıcılı sembolün her iki ucuna sıfır değerli koruma bantları yerleştirilir. Bu modülün donanım uygulaması temel olarak Blok RAM'lerde (BRAM) veri depolama/yeniden sıralamayı kontrol etmek için Sonlu Durum Makineleri'nden (FSM-Finite State Machine) oluşur. N_c parametresi, önemli devre değişikliklerini içermeyen BRAM boyutlarını ve okuma/yazma adreslemesini etkiler. Bu nedenle, BRAM'lar gereken en büyük boyut için boyutlandırılmıştır ve burada statik bir çok modlu modül benimsenmiştir.

FS-FBMC veri yolundaki bir sonraki modül, frekans yayılımı (FS) işlemidir ve K 'ye bağlıdır. Bu modül iki alt modüle ayrılabilir: Bunlardan biri K faktörü ile üst örnekleyici ve diğeri prototip filtresidir. Prototip filtre, katsayıları $2K-1$ dereceli bir FIR filtresi ile gerçekleştirilir. K 'nın

değişimi, üst örnekleyici FSM'yi ve daha da önemlisi FIR sırasını ve katsayılarını etkiler. Bu, frekans yayılmasının iç yapısında önemli değişiklikler yapılmasını gerektirir.

IFFT, frekans yayılmasını takip eden işlemdir ve aynı zamanda hesaplama kaynakları ve aritmetik işlemler açısından en karmaşık modüle karşılık gelir. Kaynak kullanımı ve verimi arasında iyi bir denge sağlayan sürekli veri iletimini işleme özellikleri sağlamaktadır. IFFT boyutu doğrudan K ve N_c çarpımına bağlıdır ve sıralı IFFT mimarilerinde donanım kaynaklarının miktarı IFFT boyutuyla artar. Daha kesin olarak, IFFT boyutu, işlem elemanlarının (kelebek adı verilen) sayısını, bellek gereksinimlerini, önceden depolanmış sabitleri ve veri yolu boyunca karmaşık çarpımları etkiler.

FS-FBMC veri yolundaki son modül olan Örtüşme ve Ekleme, her biri $K N_c$ örnekleri ile FBMC çıkış sembolleri oluşturmak için zaman alanındaki K ardışık IFFT çıkış blokları üzerinde üst üste binme ve toplama işlemi gerçekleştirir.

Hem FS-FBMC hem de PPN-FBMC alternatifleri karşılaştırıldığında FS-FBMC'nin bazı ek avantajlar sunduğu sonucuna varılabilir. FS-FBMC zamanlama ofseti telafisinde daha iyi performansa sahiptir ve yüksek performanslı denkleştirme (equalization) özelliği sağlar. Bu alternatifin ek bir yararı, belirli bir IFFT için çeşitli şemalar uygulanabileceğinden esnekliğidir; $K=4$ olan bir sistem, N_c 'nin iki katına sahip alt kanallar için $K=2$ olan bir sistemle yeniden yapılandırılabilir. FS-FBMC'nin bir başka avantajı da giriş ve çıkışında basit işlemeye sahip bir IFFT bloğundan oluştuğu için FBMC kavramını basitleştirmesidir. Bu faydalar, PPN-FBMC'de N_c boyutunda bir blok yerine, FS-FBMC'de $K \cdot N_c$ boyutunda bir IFFT bloğunun kullanılmasına bağlı olarak, PPN-FBMC ile karşılaştırıldığında artan hesaplama karmaşıklığı maliyetiyle sonuçlanır.

4. BULGULAR

4.1. GİRİŞ

Toplumsal değişim ve gelişim, mobil ve kablosuz iletişim sistemlerinin kullanımında değişikliklere neden olmaktadır. E-bankacılık, e-öğrenme ve e-sağlık gibi temel hizmetler artmış ve daha mobil hale gelmeye başlamıştır. Bu gelişmeler, önümüzdeki on yıl içinde bin kat artacağı tahmin edilen mobil ve kablosuz hizmet hacminde çığ gibi yükselmeye yol açacaktır. Dahası, günümüzün insan merkezli iletişim senaryolarının gelecekte iletişim makinelerinin sayısındaki muazzam artışla karşılanacağı tahmin edilmektedir. Nesnelerin İnternetinin (IoT), günlük hayatımızı daha verimli, rahat ve güvenli hale getireceği ve 2020 yılı itibariyle toplam 50 milyar cihazın birbiriyle bağlantılı olacağı öngörülmektedir. İnsan merkezli ve makine tipi uygulamaların bir arada bulunması, çok çeşitli iletişim senaryolarına yol açmaktadır. Bu uygulamalardan bazıları günümüzün geniş bant mobil ağları ve gelecekteki teknolojiler tarafından desteklenebilir. Bununla birlikte, diğer bazı uygulamalar, beşinci neslin (5G) desteklemesi gereken mobil ve kablosuz iletişim sistemlerine ek ve çok çeşitli değişiklikler getirmektedir. Sağlık hizmetleri, güvenlik, lojistik, otomotiv uygulamaları ve kritik kontrol ile ilgili uygulamaları desteklemek için çok daha katı gecikme ve güvenilirlik gereksinimlerinin sağlanması beklenmektedir. Saniyede birden çok gigabit olmak üzere çok çeşitli veri hızları desteklenmeli ve çok yüksek kullanılabilirlik ve güvenilirlikle saniyede onlarca megabit verinin iletimi garanti edilmelidir. Ağ ölçeklenebilirliği ve esnekliği, karmaşıklığı çok düşük olan çok sayıda cihazı desteklemek ve çok uzun pil ömrü gereksinimlerini beraberinde getirmektedir [164].

Modern sayısal devreler basit AND, OR ve NOT kapıları kullanılarak tasarım yapmak için çok karmaşıktır. Mantık devrelerindeki simülasyonlar ve uygulamalarda CAD (Computer Aided Design) araçlarını kullanabilmek için, büyük tasarımları verimli bir şekilde tanımlayan bir mekanizma geliştirilmesi gerekmektedir.

HDL (Hardware Description Language) bir donanım parçasını modellemek için kullanılan programlama dilidir, yazılım kullanılarak donanımları yapılandırma ve donanım davranışlarını belirleme imkanı sağlar. VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Design Language) ve Verilog FPGA (Field Programmable Gate Array-Alanda Programlanabilir Kapı Dizisi) programlamada en çok kullanılan HDL dilleridir. Verilog, sayısal devrelerin simülasyonu ve doğrulanması için 1980'lerde geliştirilmiş bir dildir. 1990 yılında, bir donanım tanımlama diline (HDL- Hardware Description Language) dönüşen Verilog, kamuya açıklandı ve çok popüler oldu. 1990 yılında Verilog, 1364-1995 adıyla bilinen resmi bir IEEE standardı olarak kabul edildi. 2001 ve 2005 yıllarında eklentiler ve revizyonlar yapıldı. Verilog HDL, tasarımcıların kapı seviyesini, RTL seviyesini ve davranışsal seviyeyi algoritmik seviyeye kadar farklı seviyelerde bir devre

modellemesine izin veren bir donanım tanımlama dilidir. Sentez işlemi, Verilog HDL'de tanımlanan bir devre modelinden kapı düzeyinde bir netlist oluşturmaktır. Bir sentez programı dönüşümlü olarak, flip-floplar, aritmetik-mantık birimleri ve birbirine bağlanmış çoklayıcılar gibi kayıtcı transfer seviyesi bloklarından oluşan bir RTL netlist oluşturabilir. Tüm bunlar RTL modülü üreticisi tarafından gerçekleştirilir. Bu netlist doğrudan bir FPGA çipine programlanabilir. Verilog için en büyük rakip olan VHDL bu yıllardan sonra ortaya çıkmaya başlamıştır.

FPGA'lar yüksek düzeyde paralellığe izin veren ve heterojen bir mimariye evrilen ince taneli bir yapıya sahiptir. Gelişmiş FPGA'lar, diğer cihazlara bağlantı için LUT, DSP dilimleri, blok RAM ve dahili iletişim arabirimlerinin bir karışımını içerir. Geleneksel FPGA programlama, VHDL veya Verilog gibi donanım tanımlama dilleri kullanılarak düşük seviyede gerçekleştirilir. Core Generator ve Simulink tabanlı System Generator gibi grafik araçlarında, hazır modüllerin kullanımı mümkün olduğundan tasarımcı için büyük kolaylık sağlar. Tasarımcı, modüllerin uygun şekilde bağlanmasından ve zamanlama kısıtlamalarının yerine getirilmesinden sorumludur. Bu nedenle, FPGA programlama akışı, yapılan işi uzmanlaştıran düşük ve yüksek seviyeli sayısal tasarım becerilerinin bir karışımını gerektirmektedir [165].

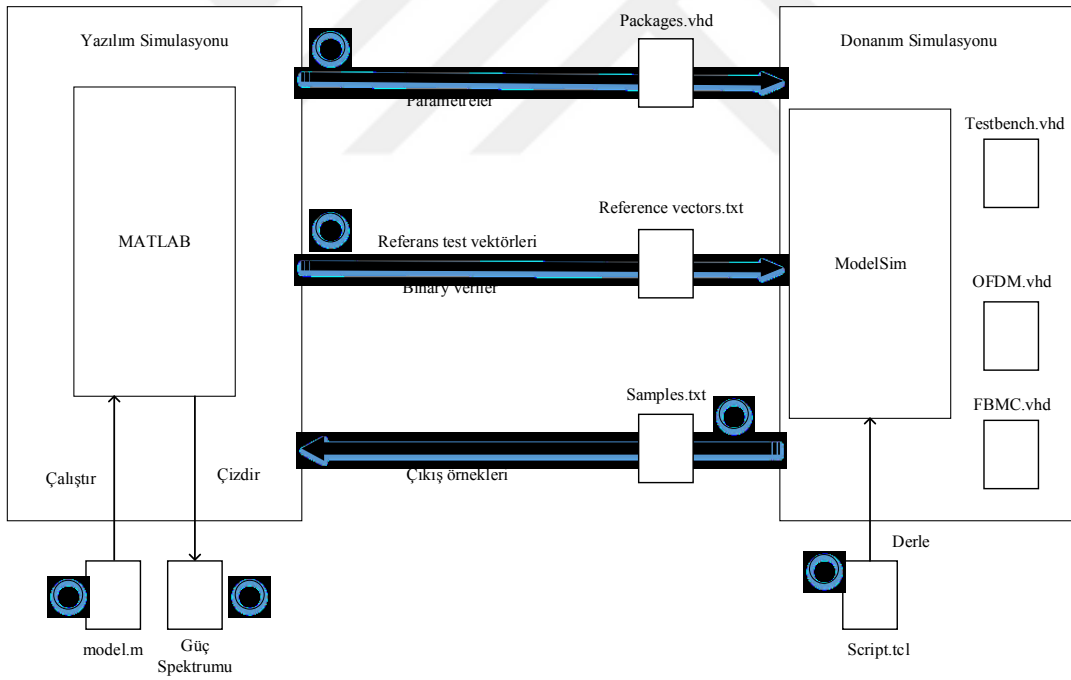
Verilog karmaşık bir dildir ve en yaygın kullanılan tasarım uygulamaları için bu dili RTL tanımlama, Yapısal tanımlama (Structural Description) ve Davranışsal tanımlama (Behavioral Description) olmak üzere üç alt başlıkta inceleriz. [166-174]. Kayıtcı transfer seviyesi (Register Transfer Level -RTL) kısaltması olan RTL, sayısal devreler için bir gösterim stilidir. RTL olarak adlandırılmasının nedeni, herhangi bir karmaşık sayısal sistemin, her modülün temel olarak kayıtcılardan ve kapılardan oluştuğu farklı modüllere bölünebilmesidir. Bilgiler kayıtcılarda saklanır ve bu bilgiler kullanılarak özel işlemler gerçekleştirilir ve daha sonra kayıtcılar arasında aktarılır. Dolayısıyla, söz konusu gösterim stili RTL olarak bilinir. Yapısal tanımlama dili, bir tasarımda mevcut olan bileşenleri ve ara bağlantıları açıklar. Elektronik Tasarım Otomasyonu (Electronic Design Automation) aracı, tasarımın RTL kodunu derler ve sentezler ve tasarımın yapısal listesini yapısal kod biçiminde üretir. Davranışsal tanımlama, bir tasarımın işlevsel blok diyagramının işlevselliğini ve davranışını açıklar. Genellikle sistem düzeyinde modelleme ve bir tasarımın simülasyonu için kullanılır. Genellikle, davranışsal koddaki komutların çoğu sentezlenemez ve tasarımın kod uzunluğu, aynı tasarımın RTL koduna göre çok daha küçüktür, çünkü yazılan kodlar sadece simülasyon içindir [175-185].

FPGA, nispeten büyük mantık devrelerinin uygulanmasını destekleyen programlanabilir bir mantık cihazıdır. FPGA, CPLD (Complex Programmable Logic Device) ve SPLD (Simple Programmable Logic Device) gibi diğer mantık teknolojilerinden farklıdır çünkü FPGA, VE veya OR düzlemleri içermez. Bunun yerine, FPGA gerekli işlevleri yerine getirmek için mantık bloklarından oluşur. Bir FPGA mantık blokları, paketin pinlerine bağlanmak için I/O blokları, ara bağlantı kabloları ve anahtarları olmak üzere üç tür ana kaynak içerir. Mantık blokları iki boyutlu

bir dizide düzenlenirken ve ara bağlantı kabloları, mantık bloklarının sıraları ve sütunları arasında yatay ve dikey yönlendirme kanalları olarak düzenlenir. Yönlendirme kanalları, mantık bloklarının değişik şekillerde birbirine bağlanmasına izin veren kablolar ve programlanabilir anahtarlar içerir. FPGA, birkaç yüz binden fazla eşdeğer kapıdan oluşan mantık devrelerini uygulamak için kullanılabilir. Eşdeğer kapılar, devrenin sadece basit mantık kapıları kullanılarak inşa edileceğini varsayarak ve sonra bu kapılardan kaç tanesinin gerekli olduğunu tahmin ederek bir devrenin boyutunu ölçmenin bir yoludur. FPGA'daki her mantık bloğunda tipik olarak az sayıda giriş ve bir çıkış bulunur. Piyasadaki FPGA ürünleri farklı tipte mantık bloklarına sahiptir. En yaygın kullanılan mantık bloğu, küçük bir mantık fonksiyonunu uygulamak için kullanılan depolama hücrelerini içeren bir arama tablosudur (LUT-Look Up Table). Her hücre, 0 veya 1 gibi tek bir mantık değeri tutabilir. Depolanan değer, depolama hücresinin çıkışı olarak üretilir. Boyutun giriş sayısı ile tanımlandığı çeşitli boyutlarda LUT oluşturulabilir. Bir FPGA'da bir mantık devresinin gerçekleştirilebilmesi için, devredeki her mantık fonksiyonunun tek bir mantık bloğuna sığacak kadar küçük olması gerekir. Uygulamada, bir kullanıcı devresi CAD araçları kullanılarak otomatik olarak gerekli forma çevrilir. FPGA'da bir devre uygulandığında, mantık blokları gerekli fonksiyonları gerçekleştirmek için programlanır ve yönlendirme kanalları mantık blokları arasında gerekli ara bağlantıları yapacak şekilde programlanır. FPGA, sistem içi programlama (ISP-In System Programmable) yöntemi kullanılarak yapılandırılır; çip hala devre kartına takılıyken FPGA programlanabilir. Bir FPGA'de bulunan LUT'lardaki depolama hücreleri geçicidir, yani çip için güç kaynağı her kapatıldığında depolanmış içeriklerini kaybederler. Bu nedenle FPGA her güç verildiğinde programlanmalıdır. Bunun içinde, FPGA'yı barındıran devre kartında, verilerini kalıcı olarak tutan, programlanabilir salt okunur bellek (PROM) adı verilen küçük bir bellek yongası bulunur. FPGA'daki depolama hücreleri, yongalara güç uygulandığında PROM'dan otomatik olarak yüklenir [176].

Sayısal bir sistemin tasarımı FPGA cihazı kullanılarak donanıma dönüştürülebilir. FPGA'nın kullanılması sistemin işlem süresini kısaltır, maliyeti düşürür ve tasarım esnekliği sunar. Altera, Xilinx, Lattice, Philips gibi birçok FPGA satıcısı vardır. Tasarımın alt modülleri belirlendikten sonra, modüllerin her biri yazılımı sağlamak için FPGA kullanılarak tasarlanır, derlenir ve sentezlenir. Daha sonra her bir modül üzerinde fonksiyonel simülasyon gerçekleştirilir. Doğru simülasyon sonucu bir tasarımın düzgün çalışmasını sağlayacağından tüm alt modüllerin simülasyon sonucu istenildiği gibi tekrar birleştirilir ve tekrar simüle edilir. Daha sonra donanımın gerçekleştirilmesi için, tasarıma uygun FPGA cihazı seçilir, girişler ve çıkışlar FPGA'nın belirli pinlerine atanır, tekrar derlenir ve sentezlenir. Bundan sonra, tasarımın gerçek zamanlı çalışmasını sağlamak için tasarımın zamanlama simülasyonu gerçekleştirilir. Daha sonra tasarım FPGA'ya indirilir [184].

FPGA çipleri, ilk üretiminin ardından tekrar tekrar programlanabilme özelliğine sahip kullanıcı/tasarımcı tarafından yapılan sistem tasarımına göre yapısının değiştirilebileceği tümdevrelerdir. Diğer platformlara göre paralel çalışma, hızlı ilk üretim ve yüksek performans gibi özellikleriyle ön plana çıkmaktadırlar. FPGA çipleri Xilinx ve Altera (Intel) gibi çeşitli firmalar tarafından üretilmektedir. Her çip üreticisi üretmiş olduğu çiplerin tasarımı için farklı programlar geliştirmişlerdir. Bu programlara Vivado (Xilinx) ve Quartus (Altera) örnek olarak verilebilir. Çiplerin tasarımı şematik, Matlab HDL Coder ve bazı programlama dilleri ile gerçekleştirilebilmektedir. Programlanabilir yapıları nedeniyle, FPGA'lar birçok farklı uygulama için idealdir. Sektör lideri olarak Xilinx, FPGA cihazlarından, gelişmiş yazılımlardan ve yapılandırılabilir, kullanıma hazır IP çekirdeklerinden oluşan kapsamlı çözümler sunar. FPGA uygulama alanlarından bazıları; havacılık ve savunma sanayi, ASIC prototipleme, ses iletimi, otomotiv, endüstriyel, medikal, video ve görüntü işleme, kablolu ve kablosuz iletişim şeklinde sınıflandırılabilir [186].



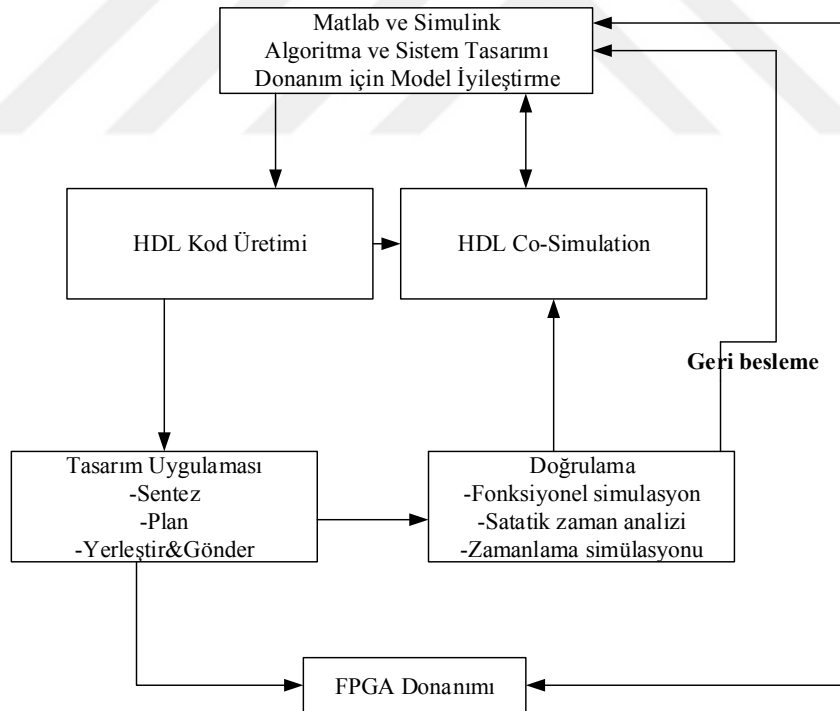
Şekil 4.1. Yazılım ve Donanım Simulasyonu blok yapısı

Gelecekteki kablosuz iletişim sistemlerinin yüksek performans ve yüksek veri iletimi talep edeceği beklenmektedir. Esneklik ve performans arasındaki mükemmel uyum sayesinde FPGA'lar kablosuz cihazlarda temel bant işleme ve sayısal donanım için esnek ve yeniden yapılandırılabilir bir uygulama platformudur. Modern FPGA'lar muazzam miktarda paralel işlem gücüne sahiptir. Xilinx tarafından piyasaya sürülen en yeni FPGA ailesi, 4.407.480 adede kadar mantık hücresine

ve 4.268 GMAC DSP işleme verimine sahiptir. Bu işlem gücü, en son sunulmuş olan çok çekirdekli çok Gigahertz işlemcinin gücünü aşıyor. İşlem gücüne ek olarak, FPGA'lar yüksek oranda yeniden yapılandırılabilir olduğundan kullanıcı yeni bir tasarımı kolayca yeniden derleyip indirebilir ve yeni bir özel sayısal işleme donanımına sahip olabilir.

Şekil 4.1'de verilen yazılım ve donanım simülasyonu blok yapısındaki simülasyon uygulamasını gerçekleştiren ModelSim yazılımı, Mentor Graphics Corporation tarafından üretilen bir HDL simülatörüdür ve ISE (Integrated Software Environment) olmadan bağımsız olarak çalışabilir. Bir ModelSim simülasyon projesi, tanımlanan bir kütüphane ve bir HDL dosyaları koleksiyonundan oluşur. Testbench bir HDL programıdır ve ISE metin editörü kullanılarak oluşturulabilir. Alternatif olarak, ModelSim'in yerleşik bir editörü de vardır. ISE bir VHDL test editörü, IP çekirdeği desteği, davranışsal simülasyon ve sentez desteğini tek bir programda taşımaktadır.

Şekil 4.2'de MATLAB ve Simulink ile sistem tasarımından donanıma entegre iş akışı, yazılım ve sistem tanımı ile başlar, HDL kod üretimi ile devam eder son olarak tasarımın FPGA'de uygulanmasıyla döngü tamamlanmış olur.



Şekil 4.2. MATLAB ve Simulink ile sistem tasarımından donanıma entegre iş akışı

FPGA; birçok karmaşık mantık fonksiyonu oluşturmak için yüksek yoğunluk, yüksek performans, düşük maliyet, birçok fonksiyonu birleştirme, birçok mevcut giriş/çıkış birimine sahip olma, hızlı programlama gibi avantajları sayesinde araştırmacılar tarafından oldukça fazla ilgi

görmektedir. FPGA'ler, programlanabilir ara bağlantılar yoluyla bağlanan yapılandırılabilir mantık blokları (CLB- Configurable Logic Blocks) matrisine dayanan yarı iletken cihazlardır. FPGA'lar üretimden sonra istenen uygulama veya işlevsellik gereksinimlerine göre yeniden programlanabilir. Bu özellik, FPGA'leri belirli tasarım görevleri için özel olarak üretilmiş Uygulamaya Özel Tümlü Devreler'den (ASIC- Application Specific Integrated Circuits) ayırır. Tek seferlik programlanabilir (OTP-One Time Programmable) FPGA'lar mevcut olmasına rağmen, baskın türler SRAM tabanlıdır ve tasarım geliştikçe yeniden programlanabilir.

Özellikle 2020 sonrası için haberleşme teknolojilerinden beklentilerini METIS (Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society - 2020 Bilgi Toplumu için Mobil ve Kablosuz İletişim Sağlayıcılar) beş ana başlıkta açıklamıştır: "Şaşırtıcı derecede hızlı", gelecekteki mobil geniş bant kullanıcılarının gecikme olmaksızın anlık bağlantı deneyimi yaşamaları için çok yüksek veri hızları sağlamaya odaklanır.

Tablo 4.1. Time Limited filtrelerin analitik ifadeleri

Ailesi	Filtre	Analitik Model	Parametreler
Time Limited	Rectangular	$p_{rec}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}}, & t \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases}$	-
	Hamming	$p_{hamm}(t) = K_1 (0.54 - 0.46 \cos(\frac{2\pi t}{T_0})) \Pi(\frac{t - T_0/2}{T_0})$	-
	Hanning	$p_{hann}(t) = K_2 (0.5 - 0.5 \cos(\frac{2\pi t}{T_0})) \Pi(\frac{t - T_0/2}{T_0})$	-
	Blackman	$p_{blackman}(t) = K_3 (0.42 - 0.5 \cos(\frac{2\pi t}{T_0}) + 0.08 \cos(\frac{4\pi t}{T_0})) \Pi(\frac{t - T_0/2}{T_0})$	-
	Kaiser	$p_{kaiser}(t) = \begin{cases} I_0(\beta \sqrt{1 - (2n/N)^2}) / I_0(\beta), & -\frac{N}{2} \leq n \leq \frac{N}{2} \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases}$	β
	PHYDYAS	$p_{phydyas}(t) = \begin{cases} 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} a_k \cos(2\pi \frac{kt}{KT}), & -\frac{KT}{2} \leq t \leq \frac{KT}{2} \\ 0, & \text{diğer durumlar} \end{cases}$ $p_{phydyas}(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} a_k \frac{\sin(\pi(f - \frac{k}{MK}))}{MK \sin(\pi(f - \frac{k}{MK}))}$	K

“Kalabalıkta harika hizmet” stadyumlar, konserler ve alışveriş merkezleri gibi kalabalık alanlarda bile makul mobil geniş bant deneyimleri sağlamaya odaklanır. "En iyi deneyim sizi takip eder", hareket halindeki son kullanıcılara (örneğin, arabalarda veya trenlerde) yüksek düzeyde hizmet deneyimi sağlamaya odaklanır. "Süper gerçek zamanlı ve güvenilir bağlantılar", gecikme

ve güvenilirlik konusunda çok katı gereksinimleri olan yeni uygulamalara ve kullanım alanlarına odaklanır. "İletişimde bulunan her yerde bulunan şeyler", çok çeşitli gereksinimlere sahip çok sayıda cihazın (örneğin, makine tipi cihazlar ve sensörler) verimli bir şekilde kullanılmasına odaklanır [164]. Zaman sınırlamalı filtreler Rectangular, Hamming, Hanning, Blackman, Kaiser ve Phydyas olmak üzere Tablo 4.1'de verildiği gibi analitik model ve parametreler bakımından sınıflandırılabilir. Bu sınıflandırmaya baktığımızda Rectangular, Hamming, Hanning, Blackman filtrelerde değişken parametre bulunmamaktadır. Ancak Kaiser ve Phydyas filtrelerinin sırasıyla β ve K parametrelerine bağımlı olarak analitik modelleri elde edilmiştir.

Tablo 4.2. Band limited filtrelerin analitik ifadeleri

Ailesi	Filtre	Analitik Model	Parametreler
Band limited	RC	$p_{rc}(t) = \frac{\sin(\pi t / T_s) \cos(\pi a t / T_s)}{\pi t / T_s \cdot 1 - 4a^2 t^2 / T_s^2}$	$0 \leq a \leq 1$
	RRC	$p_{RRC} = \begin{cases} 1 - a_r + 4 \frac{a_r}{\pi}, t = 0 \\ \frac{a_r}{\sqrt{2}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi} \right) \sin\left(\frac{\pi}{4a_r}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi} \right) \cos\left(\frac{\pi}{4a_r}\right) \right], t = \pm \frac{T}{4a_r} \\ \frac{\sin\left((1-a_r)\frac{\pi t}{T}\right) + \frac{4a_r t}{T} \cos\left((1+a_r)\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T} \left(1 - \frac{16a_r^2 t^2}{T^2}\right)}, \text{diğer durumlar} \end{cases}$	$0 \leq a_r \leq 1$
	Half sinc	$RRC(a_r = 0)$	
	Half cosine	$RRC(a_r = 1)$	

Tablo 4.2 bant sınırlı filtrelerin analitik ifadelerini ve parametrelerini vermektedir. RC, RRC, Half sinc ve Half cos bant sınırlı filtreler arasında sayılmaktadır.

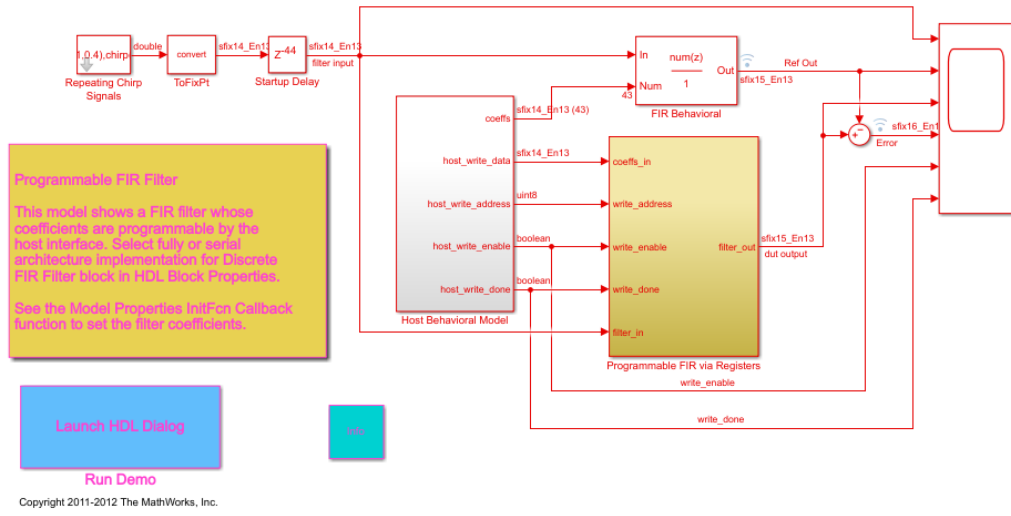
Tablo 4.3'te analitik model ve parametreleri verilen Gaussian, Hermite, IOTA ve EGF filtreleri localized filtreler arasında yer almaktadır. Bu filtrelerin analitik ifadelerinde a_g ve N_H gibi parametreler bulunmaktadır.

Tablo 4.3. Localized filtrelerin analitik ifadeleri

Ailesi	Filtre	Analitik Model	Parametreler
Localized	Gaussian	$p_{\text{gaussian}}(t) = (2a_g)^{1/4} e^{-\pi a_g t^2}, p_{\text{ag}}(f) = p_{\text{gaussian}}(t, 1/a_g)$	$0 < a_g$
	Hermite	$p_{\text{hermite}}(t) = \sum_{k=0}^{N_H} a_{4K} \psi_{4K, \text{hermite}(t)},$ $\psi_{n, \text{hermite}(t)} = H_n(\sqrt{2\pi}t) e^{-\pi t^2}, H_n(t) = (-1)^n e^{t^2} \frac{d^n}{dt^n} e^{-t^2}$	N_H
	IOTA	$p_{\text{IOTA}}(t) = F^{-1} O_{\tau_0} F O_{\nu_0} p_{\text{gsn}}(t, a)$ $O_a x(t) = \frac{x(t)}{\sqrt{a \sum_{k=-\infty}^{\infty} \ x(t - ka)\ ^2}}, x(t) \in R$ $F^{-1} X(f) = \int X(f) e^{-j2\pi ft} df, Fx(f) = \int x(t) e^{j2\pi ft} dt$	$0 < a_g$
	EGF, TFL1	$p_{\text{egf}}(t) = \frac{1}{2} \left[\sum_{k=0}^{\infty} dk, a, \nu_0 \left[p_{\text{gaussian}}(t + k/\nu_0, a) + p_{\text{gaussian}}(t - k\nu_0, a) \right] \right] \times$ $\sum_{l=0}^{\infty} d_{l,1/a,\tau_0} \cos(2\pi lt / \tau_0)$	-

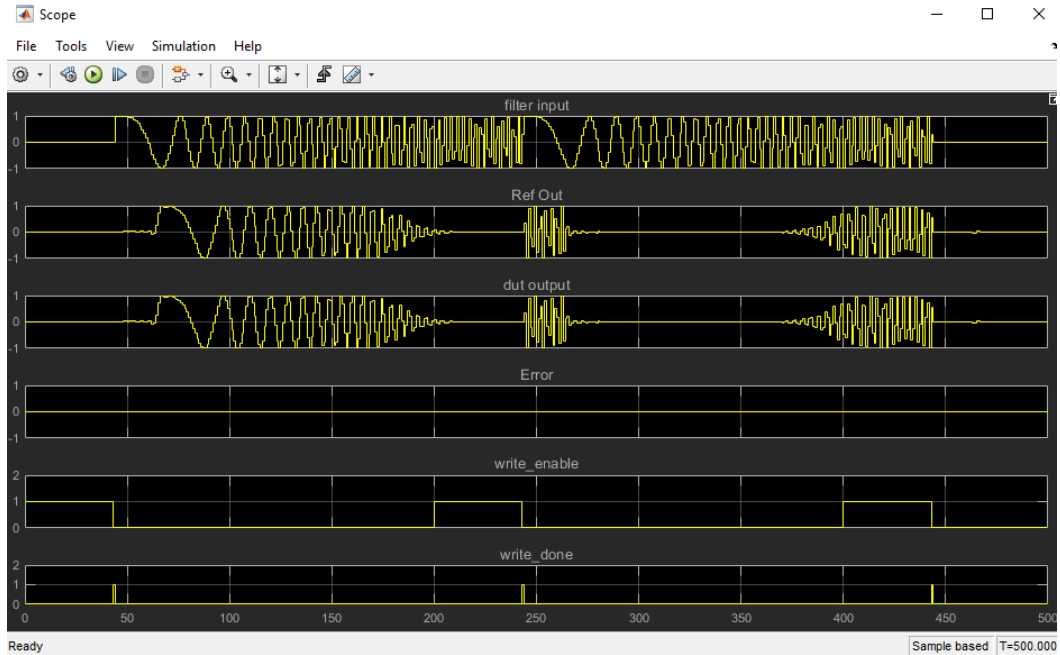
4.2. FPGA Tabanlı FBMC Prototip Filtre Tasarımı

Bu tezde öncelikle programlanabilir bir FIR filtresinin donanımsal olarak nasıl uygulandığı gösterilmiştir. Ana bilgisayar arabirimini kullanarak filtrenin katsayıları dahili kayıtlara yükledikten sonra filtreyi istenen bir yanıtla programlayabiliriz. Bu örnekte, her biri farklı tepkilere sahip bir filtre bankası bir çip üzerine uygulanmıştır. Tüm filtrelerin aynı uzunlukta ve Direct Form FIR yapısında olması durumunda, gerektiğinde bir kayıt dosyasına verilen her yanıtın katsayılarını yüklemek için bir ana bilgisayar arabirimi kullanabiliriz. Bu tasarım, giriş örneklerinin yüklü katsayılarla işlenebilmesi için birkaç döngü kadar gecikme ekler. Ancak, farklı bir filtre tepkisi elde etmek için aynı filtre donanımının yeni katsayılarla programlanabilmesi avantajına sahiptir. Bu, çip alanını korur, aksi takdirde her filtre çipe ayrı ayrı uygulanır.



Şekil 4.3. Prototip filtrenin Simulink modeli

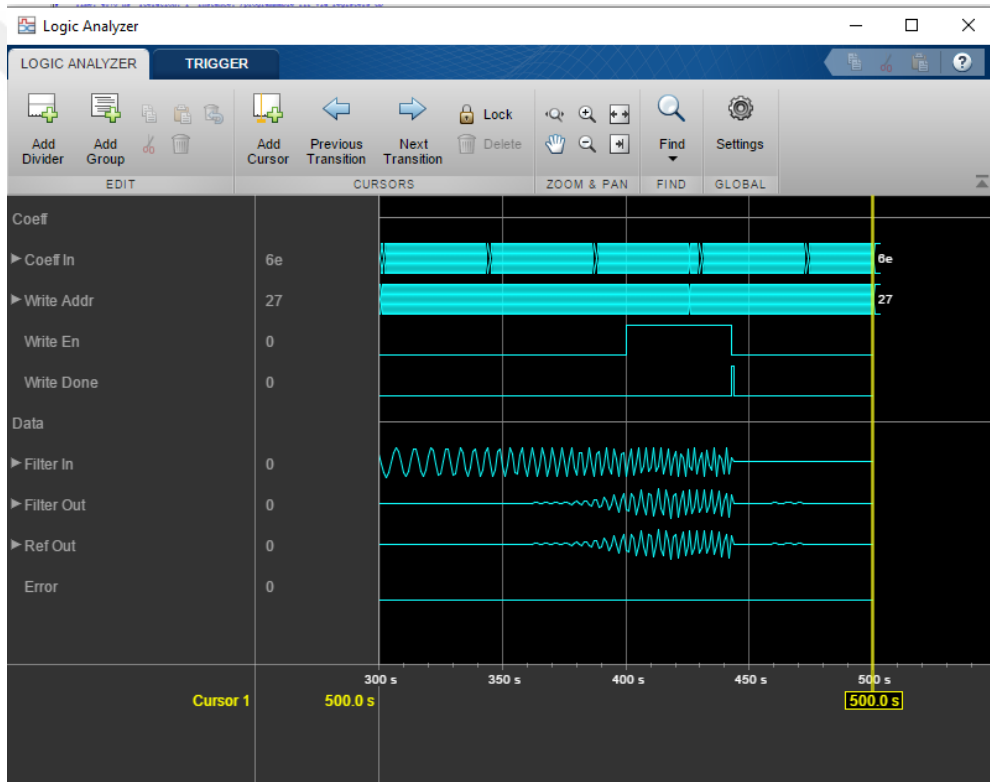
Şekil 4.3'te tasarladığımız programlanabilir filtrenin Matlab Simulink modeli verilmiştir. Şekil 4.4'te osiloskop çıktısı olarak giriş katsayıları, yazma adresi, yazma izni, yazma biti, filtre girişi, filtre çıkışı, referans çıkışı ve hata sinyalleri verilmiştir. Aynı sonuçlar Şekil 4.5'te verilen Matlab lojik analizör kullanılarak da elde edilmiş ve tasarımın doğruluğu desteklenmiştir. Ayrıca yine Şekil 4.6'daki Modelsim HDL simülasyon sonuçları da birbirini desteklemektedir.



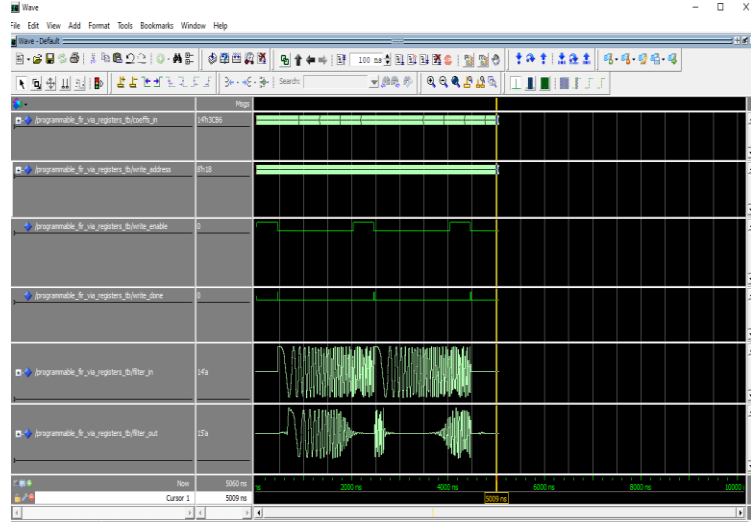
Şekil 4.4. Prototip filtrenin Simulink çıktısı

Lojik Analizör ekranı dalga başına veya bölücü başına da kontrol edilebilir. Lojik Analizöründe yararlı bir görselleştirme “Analog format” modudur. Gözlem için Logic Analizöre ilgilenilen giriş katsayıları, yazma adresi, yazma izni, yazma biti, filtre girişi, filtre çıkışı, referans çıkışı ve hata sinyalleri eklenmiştir.

Registers üzerinden Programlanabilir FIR bloğu, Host Behavioral Model’inden alçak geçiren filtre katsayılarını yükler ve giriş örneklerini işler daha sonra yüksek geçiren filtre katsayılarını yükler ve bunları da işler. Coeffs_registers bloğu, write_enable sinyalinin yükselen kenarında katsayıları dahili kayıtlara yükler. Write_done sinyalinin yükselen kenarında gölge kayıtları katsayı kayıtlarından güncellenir. Gölge kayıtları, filtrenin kendisi tarafından verilerin aynı anda yüklenmesini ve işlenmesini sağlar.



Şekil 4.5. Tasarlanan Prototip filtrenin lojik analizi



Şekil 4.6. ModelSim uygulamasından alınan filtre giriş ve çıkışı

4.3. FBMC-OQAM Verici Tasarımı

Bu tezde HDL tasarımları; kaynak kullanımı, işlem hacmi ve toplam güç açısından değerlendirilmiştir.

Tablo 4.4. Tipik OFDM, FBMC-OAM için total kaynak kullanımı

Parametreler	OFDM	PPN-FBMC-OQAM (TFL1)	PPN-FBMC-OQAM (Phydyas)
Kayıtçı (FF)	3006	5687	6641
LUT	3599	7385	8952
RAM	912	1632	3744
Gerçek Çarpıcı (DSP)	16	40	52
Gecikme	1064	1073	1076
Güç (mW)	109	246	359
Maksimum Saat Frekansı (Mhz)	220	220	220
Nc (IFFT boyutu)	512	512	512
K	-	4	4
FPGA bordu	Avnet Zedboard (xc7z020)	Avnet Zedboard (xc7z020)	Avnet Zedboard (xc7z020)

Tablo 4.4’de OFDM, PPN-FBMC-OQAM (TFL1) ve PPN-FBMC-OQAM (Phydyas) tasarımlarının sonucunda Avnet Zedboard xc7z020 FPGA bordu kullanılması, $N_c = 512$ ve $K=4$ seçilmesi halinde kaynak kullanımı, işlem hacmi ve toplam güç ifadeleri verilmiştir.

Tablo incelendiğinde; kullanılan Register sayısı, LUT as logic, RAM, DSP ve güç bakımından OFDM için en düşük sonuçlar elde edilmiştir. PPN-FBMC-OQAM tasarımında Phydyas ile kıyaslandığında TFL1 prototip filtresiyle yapılan tasarımda, %15 daha az FF kullanıldığı %18 daha az LUT kullanıldığı, %13 daha az DSP kullanıldığı, dahası yaklaşık %56 daha az RAM kullanıldığı gözlenmiştir. Gecikme dikkate alındığında yaklaşık olarak aynı gecikme sürelerini aynı frekans, aynı IFFT boyutu ve aynı örtüşme faktörü ile sergiledikleri tablodan görülmektedir. Güç tüketimi anlamında PPN-FBMC-OQAM Phydyas yapısı en fazla tüketimi sergilemiştir.

Tablo 4.5. PPN-FBMC ve FS-FBMC ile tasarlanan verici yapılarına ait kaynak kullanımı

Parametreler	Berg PPN-FBMC [172]	Nadal PPN-FBMC (Phydyas) [166]	FS-FBMC- OQAM (Phydyas) [170]	FS-FBMC- OQAM (Phydyas) [170]
Kayıtçı (FF)	6169	3788	2305	2317
LUT	5043	5585	4905	3615
RAM	n/a	3180	n/a	n/a
Gerçek Çarpıcı (DSP)	29	32	21	21
Gecikme	n/a	805	29765	13895
Güç (mW)	n/a	252	297	191
Maksimum Saat Frekansı (Mhz)	130	220	100	100
N_c (IFFT boyutu)	1024	512	1024	512
K	4	4	4	4
FPGA bordu	Xilinx Kintex7 (XC7K325T)	Avnet Zedboard (xc7z020)	Avnet Zedboard (xc7z020)	Avnet Zedboard (xc7z020)

Literatürde PPN-FBMC ve FS-FBMC ile ilgili yapılan çalışmalar incelenmiş ve bazı çalışmalar Tablo 4.5’te özetlenmiştir. Tabloda ilk olarak PPN-FBMC ve FS-FBMC ayrımı yapılarak sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Öncelikle örtüşme faktörü K aynı olmak üzere

IFFT boyutu N_c , 1024 ve 512 olmak üzere farklılık göstermektedir. Ayrıca referans [172] dışında diğer uygulamalarda Avnet Zedboard xc7z020 bordu kullanılarak donanım gerçekleştirilmiştir. PPN-FBMC örnekleri incelenecek olursa [166] ile verilen çalışmada [172]'ye göre kullanılan FF'ların neredeyse yarısı kullanılmıştır. LUT ve DSP bakımından [166] ile verilen çalışma daha fazla kaynak kullanımı göstermiştir. Geriye kalan parametreler [172]'de rapor edilmediği için karşılaştırma yapılamamaktadır. Ayrıca [166] ve [172]'deki çalışmalarda kullanılan çalışma frekansı sırasıyla 130 ve 220 Mhz, IFFT boyutu sırasıyla 1024 ve 512 olup yapılan karşılaştırma bu anlamda yeterince adil olmamaktadır.

FS-FBMC-OQAM tasarımı [170]'deki çalışmada IFFT boyutu 1024 ve 512 için aynı maksimum saat frekansı ve aynı K için gerçekleştirilmiştir. Tasarım sonucuna bakıldığında, kullanılan DSP miktarının aynı, FF sayısının yaklaşık aynı, LUT kullanımının $N_c=512$ için %26 daha az, gecikmenin ise $N_c=512$ için; $N_c=1024$ ile yapılan uygulamanın yarısından daha az olduğu söylenebilir.

FS-FBMC-OQAM ve PPN-FBMC-OQAM yapıları ayrı ayrı düşünüldüğünde FS-FBMC-OQAM'de $K*N_c$ IFFT boyutundan kaynaklanan daha yüksek karmaşıklık doğrudan kaynak kullanımı miktarındaki artışa yansımamıştır. Bu da son zamanlarda FS-FBMC-OQAM'in tasarımlarda daha çok kullanılmasının nedenini açıklamaktadır. [170] ile verilen referanstaki $N_c=1024$ uygulaması ile [172] ile verilen çalışma kıyaslandığında, LUT kullanımı neredeyse aynı, FF kullanımı [172]'den %63 daha düşüktür. Bu durum [172] ile verilen çalışmadaki IFFT boyutunun 1024, [170]'deki çalışmada 1024*4=4096 IFFT boyutu kadar işlem hacmi olması tutarsızlık olarak görülmektedir ancak bu durum FS-FBMC-OQAM'in avantajıdır.

Yukarıda verilen literatürdeki çalışmalardan [166] ve bu tez çalışmasında önerilen, Avnet Zedboard xc7z020 FPGA bordunda uygulanan FBMC-OQAM vericisi tasarımına ait kaynak kullanımı çalışma sonucu Tablo 4.6 ile verilmiştir. Tablo incelendiğinde, DSP kullanımı dışında önerilen çalışmada daha az kaynak kullanılmıştır.

FBMC, çok taşıyıcılı bir sistemde her alt taşıyıcı modüle edilmiş sinyali filtreler. Prototip filtre, sıfır frekanslı taşıyıcı için kullanılan filtredir ve diğer alt taşıyıcı filtrelerin temelini oluşturur. Filtreler, zaman alanında örtüşen çok taşıyıcılı sembollerin sayısı olan üst üste binme faktörü K ile karakterize edilir. Prototip filtre derecesi $2*K-1$ olarak seçilebilir, burada $K = 2, 3$ veya 4 Phydyas projesine göre seçilir. Önerilen FBMC uygulaması, frekans yayma (FS) tekniğini kullanır. $K*N_c$ uzunluğunda bir IFFT kullanır ve semboller $N_c/2$ gecikmeyle çakışır, burada N_c alt taşıyıcıların sayısıdır. Bu tasarım seçimi, FBMC'yi analiz etmeyi ve diğer modülasyon yöntemleriyle karşılaştırmayı kolaylaştırır. Tam kapasiteye ulaşmak için, OQAM modülasyon yapısı kullanılır. OQAM'da sanal kısım sembol süresinin yarısı kadar geciktirildiği için karmaşık bir veri sembolünün gerçek ve sanal kısımları aynı anda iletilmez.

Tablo 4.6. FBMC-OQAM vericisi tasarımına ait kaynak kullanımı

Parametreler	Referans [166]	Önerilen Çalışma (K=4, Nc =512)
LUT	5585	5068
FF	3788	3482
DSP	32	44
BRAM	n/a	n/a
Toplam Güç (mW)	252	153

Önerilen tasarımda FFT boyutu olarak $N_c = 512$ kullanılmıştır ve karşılaştırılan çalışmada da aynı IFFT boyutu kullanılmıştır. Tablo 4.6'da verilen tam kaynak kullanımına ek olarak, kaynak kullanımının sırasıyla OQAM eşleştiricisi, IFFT çekirdeği ve prototip filtre için de analizi yapılmış ve sırasıyla Tablo 4.7, 4.8 ve 4.9 ile gösterilmiştir. Dinamik güç tüketimi tahmini, uygulanan tasarım için Xilinx Vivado 2017.4 Güç Analizörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, farklı saat frekanslarına sahip tasarımların dinamik güç tüketimini derinden etkilediği sonucuna varılmıştır.

Tablo 4.7. OQAM kaynak kullanımı

Parametreler	Referans [166]	Önerilen Çalışma (K=4, Nc =512)
LUT	300	343
FF	108	77
DSP	0	0
BRAM	n/a	0

OQAM kaynak kullanımı için Tablo 4.7 göz önüne alındığında, önerilen tasarımın referans çalışmaya kıyasla FF'lerin % 29 daha az kullanıldığını gösterir, ancak hemen hemen aynı LUT kullanımını elde etmişlerdir.

Tablo 4.8. IFFT kaynak kullanımı

Parametreler	Referans [166]	Önerilen Çalışma (K=4, Nc =512)
LUT	2534	2862
FF	2218	1586
DSP	12	10
BRAM	n/a	0

Ayrıca, Tablo 4.8'de, referans çalışmada Şekil 3.50'de blok yapısı verilen budama algoritması (Pruned IFFT Algorithm) ile IFFT kullanılır ve bu algoritma bazı ekstra mantık birimleri gerektirir ve genel FF kullanımı bu nedenle etkilenir. IFFT çekirdeklerinin DSP kullanımı, diğer parametrelere benzer bir etkiye sahiptir. Genellikle DSP'lerde kaynak kullanımındaki farklılıklar farklı prototip filtre uygulamalarından kaynaklanır, önerilen çalışmada, 4. Dereceden Phydyas prototip filtresi kullanılırken [166] ile verilen çalışmada TFL1 prototip filtre kullanılmıştır, bu nedenle tasarımı referans çalışmaya kıyasla Tablo 4.9'da gösterildiği üzere daha iyi performans gösterir.

Tablo 4.9. Prototype filtre için kaynak kullanımı

Parametreler	Referans [166]	Önerilen Çalışma (K=4, nFFT=512)
LUT	300	138
FF	135	63
DSP	4	13
BRAM	n/a	0

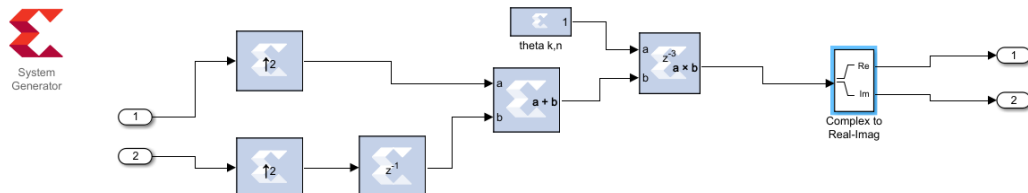
Literatürde verilen FBMC modülasyon tasarımları dışında, biz FBMC yapısının alıcı tarafında FBMC demodülasyonu da gerçekleştirdik. Elde edilen donanımsal sayısal sonuçlar Tablo 4.10'da verilmektedir.

Tablo 4.10. FBMC demodülasyonu için kaynak kullanımı

Parametreler	Önerilen Çalışma (K=4, nFFT=512)
LUT	5947
FF	6167
DSP	144
BRAM	16
RAM	332
Toplam Güç (mW)	189.853

[illegible]

Şekil 4.7. FBMC verici yapısı



Şekil 4.8. OQAM yapısı

Şekil 4.7’de Xilinx Sistem Generatör’de gerçekleştirilen FBMC verici yapısı gösterilmiştir. Bu yapı temel olarak Şekil 4.8’de verilen OQAM modülatör yapısı, FFT çekirdeği ve FIR filtre bloklarından oluşmaktadır. Giriş verisi OQAM modülatörü kullanılarak modüle edilir daha sonra modüle edilen işaret IFFT işlemcisine iletilir. IFFT, 4 nokta FFT çekirdek işlemci kullanan 16 nokta, 8 nokta FFT çekirdek işlemci kullanan 64 nokta ve 16 nokta FFT çekirdek işlemci kullanan 256 nokta ile farklı uzunluklarda uygulanır. AXI FIFO bloğu, FFT’nin kare tabanlı çıktısını FIR’ın örnek tabanlı girişine tamponlamak için kullanılır. Girişe 1,6 MHz sembol hızında farklı 16 alt kanal için karmaşık sinüsoidal bir işaret uygulanır. Prototip filtre, daha yüksek frekanstaki örnek hızında çalışmak üzere tasarlanmıştır, ancak giriş/çıkış alt kanallarının Nyquist frekansından daha düşük veya buna eşit bir geçiş bandına sahiptir. Filtre, yukarı/aşağı örnekleme işleminin getirdiği bozulmayı bastırmak için kullanılır. Filtre katsayıları, 90 kHz geçiş bandı frekansı ve 100 kHz durdurma bandı frekansı ile Matlab kullanılarak üretilir.

Tablo 4.11’de IFFT uzunluğu $M=16$, $M=64$ ve $M=128$ olan geleneksel Radix-2 algoritmasını kullanan FBMC vericisinde farklı uzunluklardaki IFFT bloğu için kaynak kullanımı verilmiştir.

Tablo 4.11. Farklı uzunluklardaki IFFT bloğu için kaynak kullanımı

IFFT Uzunluğu	RAM	LUT	FF	Zaman (ms)
$M=16$	158	331	479	300
$M=64$	320	598	905	290
$M=256$	1008	2120	3230	260

Tablo 4.11 incelendiğinde; IFFT uzunluğunun artışı ile kullanılan RAM, LUT, FF sayısı da artmaktadır. Ancak uygulama için geçen süre $M=256$ için önceki duruma göre daha düşük bir değer almıştır.

Tablo 4.12. Farklı uzunluklardaki filtre için kaynak kullanımı

Filtre Uzunluğu	RAM	LUT	FF	Zaman (ms)
$L=64$	220	419	510	245
$L=256$	480	990	1020	227
$L=1024$	989	1520	2487	208

Örtüşme faktörü $K=4$ olması halinde Tablo 4.11’de verilen IFFT uzunlukları kullanılarak tasarlanan FIR filtreler için kaynak kullanımı Tablo 4.12’de verilmiştir. Filtre uzunluğu arttıkça

kullanılan RAM, LUT, FF sayısı da artmaktadır. Ancak uygulama için geçen süre M arttıkça önceki duruma göre daha düşük bir değer almıştır. Tablo 4.11 ve Tablo 4.12’de verilen sonuçlar dikkate alındığında ve Tablo 4.13 ile verilen verici tasarımı kaynak kullanımı incelendiğinde, kullanılan kaynakların çok büyük bir kısmı IFFT ve FIR filtre bloklarında kullanılmıştır.

Tablo 4.13. Farklı kullanıcı sayıları için FBMC vericisinin kaynak kullanımı

Kullanıcı Sayısı	RAM	LUT	FF	Zaman (ms)
M=16	398	755	995	238
M=64	820	1593	1931	219
M=256	2017	3645	5723	208

Alıcı yolunun daha karmaşık olduğu Tablo 4.14’te görülmektedir, çünkü alıcıya ilk giriş örneği son alt filtreye ve son FFT kutusuna uygulanmalıdır. FFT ilk girdi örneğinin ilk kutu için olmasını bekler. Bu nedenle, veriler 16 örnekten oluşan bloklar halinde tamponlanmalı ve örneklerin sırası ters çevrilmelidir. Bu yeniden sıralama işlemi FIR filtreleme işlemi izleyerek yapılır. FIR filtreleme işlemi, alt filtreleri ters sırayla uygulayacak şekilde yapılandırılmıştır. Yeniden sıralama, bir dağıtılmış bellek oluşturucu örneği ile birlikte bir sayaç ve bazı mantık kontrol birimleri kullanılarak gerçekleştirilir. Son olarak, alıcı, FFT örneğinin çıktısında, çerçeve tabanlı çıktısı ile istenen örnek tabanlı kanal çıktısı arasında dönüştürme yapmak için bir FIFO kullanır.

Tablo 4.14. Farklı kullanıcı sayıları için FBMC alıcısının kaynak kullanımı

Kullanıcı Sayısı	RAM	LUT	FF	Zaman (ms)
M=16	448	810	1078	238
M=64	905	1640	2070	219
M=256	2105	3735	5810	208

Tablo 4.13 ve Tablo 4.14 incelendiğinde, aynı kullanıcı sayıları ve aynı frekans değerleri alıcıda daha fazla kaynak kullanımına yol açmıştır. Bu da alıcının verici tarafa göre daha karmaşık bir yapıya sahip olduğunu açıklamaktadır.

5. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, gelecek nesil kablosuz haberleşmenin temelini oluşturan FBMC ve bir önceki nesilde yüksek performansla kullanım ve uygulama alanı bulan OFDM yapıları araştırılmış, incelenmiş ve çeşitli uygulamalar yapılmıştır. Verilerin iletiminde özellikle artan kullanıcı sayısı, artan hız talebinin yanı sıra haberleşme kaynaklarının sınırlı olması araştırmacıları daha verimli teknolojiler üretmeye zorlamaktadır. Günümüz teknolojisi olarak 2020’de gelişimini tamamlaması beklenen 5G, kullanıcılara birçok yeni fırsat ve avantajlar sunmakta ve gelişimini sürdürmektedir. Büyük MIMO yapıları, ultra yoğun ağlar, hareketli ağlar, doğrudan cihazdan cihaza iletişim, ultra güvenilir iletişim, büyük makine iletişimi gibi yeni radyo konseptlerinin entegrasyonu ve yeni spektrum bantlarının kullanılması, mobil iletişimin destekleyebileceği uygulama alanlarını genişletirken, 2020’nin sonrasında mobil veri hacminde çarpıcı bir artış beklenmektedir.

Bu çalışmada yapılan uygulamalar Matlab, Modelsim, Vivado, Xilinx System Generator gibi programları kullanılarak desteklenmiş ve doğrulukları literatürdeki diğer çalışmalarla kanıtlanmıştır. Yapılan karşılaştırmalı uygulamalar sonucunda FBMC’nin OFDM’den daha yüksek performansa sahip olduğu birçok defa açıklanmıştır. Dolayısıyla yeni nesil haberleşme teknolojisi olarak FBMC çok güçlü bir aday olarak karşımıza çıkmıştır. Önerilen FBMC yapısı, daha yüksek spektral verimlilik sunması, yüksek hızlı senaryolarda daha iyi performans göstermesi ve mobilite sağlamağı dolayısıyla OFDM’ye kıyasla avantajlı kabul edilir. Ayrıca 4G’deki mobilite senkronizasyon hatasını ortadan kaldırmaya ve standart OFDM’in spektrum kaynağı bant genişliği israfını azaltmaya yardımcı olmak için FBMC 5G teknolojisi geliştirilmiştir. Daha yüksek spektral verimlilik 5G için çok önemlidir. OFDM’de CP kullanımı ek yük oluşturduğundan bant genişliği verimliliğinde kayıplara yol açar, yapısında CP bulunmaması nedeniyle FBMC performans artışı sağlamaktadır. Ek olarak FBMC, OOB’de (Bant Dışı Sızıntı) azalma sağlar nitekim OOB sinyalin belirtilen frekans bandı dışında ilerlemesinden oluşur ve spektral verimlilikte büyük rol oynar. Daha yüksek OOB sızıntısı aşırı spektrum kullanımına ve artan koruma bandı ihtiyacına neden olmaktadır. Ek olarak OFDM sistemler frekans tepkilerinde güçlü yan lob gösterirken, FBMC frekans yanıtında daha düşük yan lob gösterir.

FBMC’de bir alt kanal sadece bitişik alt kanallarla çakışma gösterir ve aralarında boş bir alt kanal bırakarak iki bağımsız çok taşıyıcılı sinyale ulaşmayı kolaylaştırır. Bu özellik ICI’yi önlerken FBMC alt kanallarının daha yüksek seçiciliği ve spektrum kullanımı dar bantlı girişim ile karşılaştırıldığında daha iyi direnç elde etmesine katkı sağlamaktadır. FBMC frekans bantlarında değişen kazançta sahip kanallar kullanıldığında ortaya çıkan ISI ve ICI’yi en aza indirir. Çok taşıyıcılı modülasyon kullanımı ISI ve ICI’nın etkilerini azaltmak için kullanılan kanal eşitleme işlevini kolaylaştırır.

FBMC’de kullanılan filtre bankası, bir araya getirildiğinde prototip filtrenin dürtü yanıtını oluşturan bir dizi filtreden oluşur. Bu prototip filtrenin seçimi FBMC’nin daha iyi frekans yanıtı sunmasını sağlayan özelliklerden biridir. Örtüşme faktörü K ’ya bağlı olarak seçilen prototip filtre daha yüksek seçicilik ve düşük bitişik kanal sızıntısı sağlayacak şekilde seçilebilir. Daha uzun ve iyi şekillendirilmiş (good localized) filtre kullanımı bitişik olmayan alt taşıyıcıları neredeyse mükemmel şekilde ayırır. Bu sonuç FBMC’nin en önemli özelliklerinden biri olan yüksek spektral verimliliğe katkıda bulunur.

Bu tezde önerilen FBMC-OQAM yapısındaki OQAM modülasyon tekniği, maksimum spektral verimi garanti eden ortogonal olarak sadece gerçek düzlemde elde edilir. OQAM modülasyonunun kullanılması aynı zamanda işlem hızını iki katına çıkarma etkisine sahiptir. Daha iyi spektral performansın bir sonucu olarak OQAM tabanlı FBMC uygulamaları, FBMC için temel modülasyon olarak kabul edilir.

Yine bu tezin temel aldığı konulardan biri olan prototip filtrenin seçimi OFDM ile FBMC arasındaki temel farklardan biri olarak karşımıza çıkmaktadır. OFDM Rectangular window filtresini kullanırken FBMC Nyquist kriterine uygun OFDM’in spektral zayıflama problemini azaltacak prototip filtreler kullanır.

Çok taşıyıcılı iletim için bu tezde önerilen Frekansta Yayma Çok Taşıyıcılı Filtre Bankası (FS-FBMC) adlı şema FFT’ye dayanır ve OFDM ilkesini yakından takip ederken, FBMC’nin temel avantajları olan koruma bandının olmamasını ve alt kanallardaki yüksek spektral verimlilik özelliklerini korur. Önerilen FS-FBMC yapısı, ek bir gecikmeye gerek kalmadan iletim kanalının mükemmel bir şekilde denkleştirilmesini sağlayabilmesi ve alıcıdaki sinyal-gürültü oranını en üst düzeye çıkarması açısından yüksek avantajlıdır. Bununla birlikte FS-FBMC yapısı FBMC konseptini basitleştirerek diğer MCM dalga formlarıyla karşılaştırmayı kolaylaştırır. Ayrıca sabit bir IFFT boyutu için FS-FBMC IFFT boyutunu koruyarak K ’yı değiştirerek N_c ’yi değiştirme esnekliği sunmaktadır.

Bu tez çalışmasının temel amacı gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde 5G teknolojisinin kullanımında en önemli adaylardan kabul edilen FBMC-OQM sisteminin tasarımını gerçekleştirmektir. Gerçekleştirilen yazılım ve donanım uygulama sonuçları FBMC-OQM yapısının açıklanan birden fazla avantajının olduğunu ortaya koyarken rakiplerinden birçok önemli konuda üstünlük göstermektedir. Sonuçlar yeni nesil 5G teknolojisi kapsamında FBMC-OQM tekniğinin kullanıcılar tarafından sıklıkla tercih edilen bir modülasyon tekniği olarak kabul gördüğünü göstermektedir.

ÖNERİLER

Bu çalışmada, alıcının mükemmel senkronizasyonunu ve tam kanal durum bilgisini dikkate aldık, ancak gelecekte daha gerçekçi benzetim koşullarını da dikkate almak önemlidir. Bu koşulların arasında mobilite duyarlılığı, gecikme etkisi, yüksek güç tüketimi gibi haberleşme kalitesini etkileyen başlıca konular bulunmaktadır. Haberleşme sistemlerinde günümüz şartlarında en yoğun uygulama ve kullanım alanına sahip mobil haberleşme, doğası gereği yüksek mobilite değişkenliği sunmaktadır. Bu durum araştırmacıları bu mobilite değişimine daha az duyarlı sistemler tasarlamaya yönlendirmiştir. Aynı zamanda haberleşme kanalından iletilen bilginin kanalın karşılaştığı fiziksel etkiler ve engeller nedeniyle LOS bulundurmaması sinyallerin yansıma, saçılma, kırılma etkileri nedeniyle gecikmeye uğramaları araştırmacıları sınırlamaktadır. Özellikle mobil haberleşmede kullanıcıları olumsuz yönde etkileyen bir diğer parametre pil ömrüdür ve bu durum yüksek güç tüketimi ile sonuçlanmaktadır. Özellikle 5G'nin hedefleri arasında olan pil ömrünün artırılarak on yıl pil ömrü vaatmesinin gerçek zamanlı uygulamalarda kullanıcılara büyük kolaylıklar sağlayacağı açıktır. Bütün bunların yanında önerilen FS-FBMC yapısında kullanılan FIR filtre yerine IIR bir filtre kullanılması durumunda sistem başarımının etkisi ayrı bir uygulama alanı olarak görülebilmektedir. Aynı filtre yanıtını çok daha düşük dereceli bir IIR filtre ile sağlayacak yenilikçi bir sistemin tasarlanması yeni bir motivasyon olarak karşımıza çıkmaktadır. Kullanılan prototip filtredeki K örtüşme faktörü değeri de diğer bir sınırlayıcı olarak görülmekte, bu örtüşme faktörünün değişimi ile sistem performansının değişeceği düşünülmekte ve gelecek çalışmaların konusu olarak görülmektedir. Kullanıcı sayısının değişimi de yine önerilen tekniğin başarımını oldukça etkileyecek başka bir konu olarak karşımıza çıkmaktadır. Özellikle 5G teknolojisinin aynı anda yüz milyarlarca bağlantı öngördüğü düşünüldüğünde yeni bir araştırma konusu olarak kullanıcı sayısının artması karşımıza çıkmıştır. Tüm bunlara ek olarak önerilen tekniğin akıllı ve sezgisel algoritmalar ile desteklenerek gelecek teknolojilere adaptasyonu artıracığı bir diğer motivasyon olarak düşünülmektedir. Yapay sinir ağları kullanılarak yapılan tasarımların önerilen FBMC sisteminin başarımını artacağı gelecek teknolojiler için önemli bir adım olacağı tahmin edilmektedir. YSA'nın yanında yine sezgisel algoritmalar kullanılarak önerilen prototip filtre, tüketilen güç, gecikme gibi sistem performansını öncelikle etkileyen parametreler optimize edilebilir. Bu sezgisel algoritmalar, Yapay Arı Kolonisi Algoritması (ABC), Parçacık Sürü Optimizasyon Algoritması (PSO), Genetik Algoritma (GA), Harmoni Arama Algoritması (HSA) olarak örneklendirilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Goldsmith, A. (2005). *Wireless Communication*, Cambridge University Press, England.
- [2] Telatar, E. (1999). Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels, *European Transactions on Telecommunications*, C.10, 585-595.
- [3] Karakaya, B. (2010). *Çoklu-Giriş Çoklu-Çıkış Dik Frekans Bölmeli Çoğullama (MIMO-OFDM) Sistemlerinde Kanal Kestirimi*, Doktora Tezi. İstanbul Üniversitesi.
- [4] Morinaga, N., Kohno, R. ve Sampei, S. (2002). *Wireless Communication Technologies: New Multimedia Systems*, Kluwer Academic Publishers, USA.
- [5] Hara, S., Budsabathon, M., (1999). *Spread Spectrum-Based Subcarrier Recovery Method for Multicarrier Code Division Multiplexing System*, *European Transactions on Telecommunications*, C. 10(4), 369–376.
- [6] Filiz, M., (2007). *Başlangıç Evre Optimizasyonlu Gürültü Benzeri Kod Dizilerin Kullanıldığı ÇGÇÇ-KBÇE Sistemlerin Başarım Analizi*, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı.
- [7] Tören, M. (2013). *Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (ÇGÇÇ-DFBÇ) Sistemlerinde Tepe Güç/Ortalama Güç Oranı Azaltımı*, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi.
- [8] Nissel, R., Rupp, M. (2016). On pilot-symbol aided channel estimation in FBMC-OQAM, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Shanghai, China.
- [9] Lele, C., Siohan, P. ve Legouable, R. (2010). The Alamouti scheme with CDMA-OFDM/OQAM, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, C. 2010(1), 1-13.
- [10] Zakaria, R., Le Ruyet, D. (2012). A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: application to MIMO systems, *IEEE Transactions Wireless Communications*, C. 11(3), 1112–1123.
- [11] Nissel, R., Blumenstein, J. ve Rupp, M. (2017). Block frequency spreading: A method for low-complexity MIMO in FBMC-OQAM, *IEEE 18th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Sapporo, Japan.
- [12] Nissel, R., Schwarz, S. ve Rupp, M. (2017). Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, C. 35(8), 1768 - 1782.
- [13] Nissel, R., Rupp, M. (2017). OFDM and FBMC-OQAM in Doubly-Selective Channels: Calculating the Bit Error Probability, *IEEE Communications Letters*, C. 21, Sayı 6, 1297 – 1300.
- [14] Farhang-Boroujeny, B. (2011). OFDM versus filter bank multicarrier, *IEEE Signal Processing Magazine*, C. 28, Sayı. 3, 92–112.
- [15] Nissel, R., Rupp, M. (2016). Enabling low-complexity MIMO in FBMC-OQAM, *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 1–6.
- [16] Nam, H., Choi, M., Kim, C., Hong, D. ve Choi, S. (2014). A new filter bank multicarrier system for QAM signal transmission and reception. *IEEE ICC 2014-Wireless Communications Symposium*, 5227-5232, Sydney, Australia.

- [17] Nam, H., Choi, M., Han, S., Kim, C., Choi, S., Hong, D., (2016). A New Filter-Bank Multicarrier System With Two Prototype Filters for QAM Symbols Transmission and Reception. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, C. 15, Sayı 9, 5998 – 6009.
- [18] Nissel R., Lerch M., Simko, M. ve Rupp, M. (2014). Bit error probability for pilot-symbol-aided OFDM channel estimation in doubly-selective channels, *18th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Erlangen, Germany.
- [19] R. Nissel,, M. Rupp, (2016). Bit error probability for pilot-symbol aided channel estimation in FBMC-OQAM, *IEEE ICC 2016 Wireless Communications Symposium*, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [20] Kofidis, E., Katselis, D. (2011). Improved interference approximation method for preamble-based channel estimation in FBMC/OQAM, *19th European Signal Processing Conference*, Barcelona, Spain.
- [21] Wang, J. Zhao, H. Yuyan, Z. Li, F. ve Zhao, L. (2016). Intrinsic interference elimination for Preamble-Based channel estimation in FBMC systems, *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Washington, DC, USA.
- [22] Taheri, S., Ghoraiishi, M., Xiao, P. (2015). Overhead reduced preamble-based channel estimation for MIMO-FBMC systems, *International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, Dubrovnik, Croatia.
- [23] Kofidis, E. (2017). Preamble-based estimation of highly frequency selective channels in FBMC/OQAM systems, *IEEE Transactions On Signal Processing*, C. 65, Sayı 7, 1855 – 1868.
- [24] Caro, L., Savaux, V., Boiteau, D., Djoko- Kouam, M. ve Louet, Y. (2015). Preamble-based LMMSE channel estimation in OFDM/OQAM modulation. *IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Glasgow, UK.
- [25] Yuan, H., Hu, S., Yin, L. ve Zhou, J. (2015). Efficient channel estimation for FBMC systems based on auxiliary preamble design, *10th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS)*, Singapore, Singapore.
- [26] Nissel, R., Caban, S. ve Rupp, M. (2016). Experimental evaluation of FBMC-OQAM channel estimation based on multiple auxiliary symbol, *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, Rio de Janerio, Brazil.
- [27] Nugraha, L.B., Hamid, E.Y. (2016). Performance comparison of pilot aided channel estimation in SMT-FBMC and OFDM. *10th International Conference on Telecommunication Systems Services and Applications (TSSA)*, Denpasar, Indonesia.
- [28] Rupp, M. (2012). Robust Design of Adaptive Equalizers, *IEEE Transactions on Signal Processing*, C. 60, Sayı 4, 1612 - 1626.
- [29] Ho, Z., Kim, K., Kim, C., Yun, Y.H., Cho, Y.H. ve Seol, J.Y. (2015). A QAM-FBMC space-time block code system with linear equalizers. *IEEE Globecom Workshops*, San Diego, CA, USA.
- [30] Vandendorpe, L., Louveaux, J., Maison, B. ve Chevreuil, A. (1999). About the asymptotic performance of MMSE MIMO DFE for Filter Bank Based Multicarrier Transmission. *IEEE Transactions On Communications*, C. 47, Sayı 10, 1472 – 1475.
- [31] Yang, C., Lv, Y. (2012). Adaptive blind equalization for MIMO hybrid filter bank A/D Converters, *International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, Leshan, China.

- [32] Waseem, A., Khaliq, A., Ahmad, R. ve Munir, M.F. (2016). Channel equalization for MIMO-FBMC systems, *International Conference on Intelligent Systems Engineering*, Islamabad, Pakistan.
- [33] Karishna, A.V., Hari, A.V.S. (2006). Filter bank precoding for FIR equalization in high-rate MIMO Communications, *IEEE Transactions on Signal Processing*, C. 54, Sayı 5. 1645-1652.
- [34] Qi, Y., Al-İmari, M., (2016). An enabling waveform for 5G - QAM-FBMC: Initial Analysis, *IEEE Conference on Standards for Communications and Networking*, Berlin, Germany.
- [35] Wunder, G., Jung, P., Kasparick, M., Wild, T., Schaich, F., Chen, Y., Ten Brink, S., Gaspar, I., Michailow, N., Festag, A., Mendes, L., Cassiau, N. ve Ktenas, D. (2014). 5G NOW: Non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications. *IEEE Communications Magazine*, C. 52, Sayı 2, 97-105.
- [36] Andrews, J.G., Buzzi, S., Choi, W., Hanly, S.V., Lozano, A., Soong, A.C.K. ve Zhang, J.C. (2014). What will 5G be?, *IEEE Journal On Selected Areas in Communications*, C. 32, Sayı 6, 1065-1082.
- [37] Farhang, A., Marchetti, N., Figueriedo, F. ve Miranda, J.P. (2014). Massive MIMO and waveform design for 5th generation wireless communication systems, *1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity*, Akaslompolo, Finland.
- [38] Farhang, A., Marchetti, N., Doyle, L. ve Farhang-Boroujeny, B. (2014). Filter Bank Multicarrier for Massive MIMO, *IEEE 80th Vehicular Technology Conference*, Vancouver, BC, Canada.
- [39] Bellanger, M., Mattera, D. ve Tanda, M. (2016). MIMO Techniques in the Frequency Domain with FBMC-PAM, *European Conference on Networks and Communications*, Athens, Greece.
- [40] Rabaey, J. (1997). Reconfigurable processing: the solution to low power programmable DSP, *22nd IEEE Internatinal Conference on Acoustics Speech and Signal Processing*, Munich, Germany.
- [41] Poudereux, P., Mateos, R., Hernandez, A., Cruz-Roldan, F. ve Oses, D. (2014). FPGA-based implementation of a filter bank-based transmultiplexer for multicarrier communications, *Proceedings of the 2014 IEEE Emerging Technology and Factory Automation*, Barcelona, Spain.
- [42] Gil Jimenez, V.P., Fernandez-Getino Garcia, M.J., Gonzalez Serrano, F.J. ve Garcia Armada, A. (2004). Design and implemation of synchronization and AGC for OFDM-based WLAN receivers, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, C. 50, 1016-1025.
- [43] Marinova, G., Guliashki, V., Le Ruyert, D. ve Bellanger, M., (2006). Multicarrier modem core on FPGA, *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 66-69, Malaga, Spain.
- [44] Saber, M., Nader, A., Nasr, M. E. (2018). Low power implementation of FBMC transceiver for 5G wireless networks, *2018 International Conference on Internet of Things, Embedded Systems and Communications*, 103-108, Hamammet, Tunisia.
- [45] Shaheen, I. A., Zekry, A., (2019). Design and implementation of FBMC/OQAM transceiver for 5G wireless communication system, *2019 International Conference on Promising Electronic Technologies*, 73-79, Gaza City, Palestine.
- [46] Chow, P., Tu, J. ve Cioffi, J. (1991). Performance Evaluation of a Multichannel Transceiver System Foradsl and VHDSL Services, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. C. 9, 909-919.
- [47] Paiement, R. (1994). Evaluation of Single Carrier and Multicarrier Modulation Techniques for Digital ATV Terrestrial Broadcasting, *CRC Rep*, Ottawa, Canada, CRC-RP-004.
- [48] Sari, H., Karam, G. ve Jeanclaude, I. (1995). Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting, *IEEE Communications Magazine* C. 33, 100-109.

- [49] Oppenheim, A., Schafer, R. ve Buck, J. (1989). *Discrete-time signal processing*, Prentice hall Englewood Cliffs, New Jersey.
- [50] Hara, S., Mouri, M., Okada, M. ve Morinaga, N. (1995). Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel, *Wireless Personal Communications C. 2*, 335-356.
- [51] Rappaport, T. (2001). *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall PTR Upper Saddle River, New Jersey.
- [52] Steele, R., Hanzo L. (1999), *Mobile Radio Communications*, Wiley-IEEE Press, New Jersey.
- [53] Sundberg, C.W., Sinha, D., Mansour, D., Zarrabizadeh, M. ve Laneman, J. N. (1999). Multistream hybrid in band on channel FM systems for digital audio broadcasting, *IEEE Transactions on Broadcasting*, C. 45, Sayı 4, 410-417.
- [54] İmamoğlu, E.S. (2003). *OFDM Sistemlerinde Tepe Gücü/ Ortalama Güç Oranını Düşürme Teknikleri ve Bu Oranı Düşürmek İçin Yapay Sinir Ağları Kullanımı*, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Kayseri.
- [55] Yücek, T. (2003). *Self interface handling in OFDM based wireless communication systems*, MSc. Thesis, University of South Florida, U.S.A.
- [56] Sadat, A. ve Mikhael, W. B. (2001). Fast fourier transform for high speed wireless multimedia system, *IEEE Transactions on Signal Processing*, C. 65(3), 938-942.
- [57] Zhu, J., Wong, W.C. ve Desilva, L.C. (2001). Study of performance of OFDM-CDMA system with various processing gains, *IEICE Transactions on Communications*, C.84(3), 678-681.
- [58] Özşahin, A.T. (2006). *OFDM Sistemlerinde Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Kanal Dengeleme*, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [59] Nee V., Prasad, R. (2000). *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publisher, Boston, London.
- [60] Saltzberg, B. (1967). Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System, *IEEE Transactions on Communication Technology*, C. 15, 805-811.
- [61] Iraqi, Y., Al-Dweik A., (2020). Efficient Information Transmission Using Smart OFDM for IoT Applications, *IEEE Internet of Things Journal*, C. 7, Sayı 9, 8397 – 8409.
- [62] Hirosaki, B. (1981). An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform, *IEEE Transactions on Communications*, C. 29, 982-989.
- [63] Hirosaki, B., Yoshida, A., Tanaka, O. ve Hasegawa, S. (1985). A 19.2 Kbps voiceband data modem based on orthogonally multiplexed QAM techniques, *Proceedings of IEEE ICC 85*, pp. 21. 1. 1–5.
- [64] Keasler, W., Bitzer, D. ve Tucker, P. (1980). High Speed Modem Suitable For Operating With A Switched Network, Google Patents, 1-60.
- [65] Chow, J., Tu, J. ve Cioffi, J. (1991). A discrete multitone transceiver system for HDSL applications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, C. 9, 895-908.
- [66] Winters, J. (1987). On The Capacity of Radio Communication Systems With Diversity in a Rayleigh Fading Environment, *IEEE journal on selected area in communications*, C. SAC-5, 871–878.
- [67] Foschini G.J., Gans M.J. (1998). On Limits of Wireless Communications in an Fading Environment When Using Multiple Antennas, *Wireless Personal Communications*, C. 6, Sayı 3, 311–335.

- [68] Babaoğlu, İ. (2009). *MIMO OFDM Sistemlerde Tepe Gücü / Ortalama Güç Oranını Düşürme Teknikleri ve Bu Oranı Düşürmek İçin Bulanık Mantık Kullanımı*, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [69] Taş, M.T. (2009). *Çoklu Giriş Çoklu Çıkış Sistemlerinin İncelenmesi ve İletim Çeşitleme Yöntemlerinin Bilgisayarlı Başarım Analizi*, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [70] Yiğit, H. Küçük, K. ve Kavak, A. (2007). Farklı Yayılım Senaryoları İçin Kablosuz MIMO Kanallarında Kapasite Analizi, *III. İletişim Teknolojileri Ulusal Sempozyumu (İTUSEM 2007)*, Adana, Türkiye.
- [71] Hasan, C. (2009). *Dinamik Aktarıma Dayalı Toplamsal Modulasyonlu İşbirlikli İletim*, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [72] Yavanoğlu, A. (2013). *MIMO-OFDM WLAN Sistemlerinde Kompakt Çok Modlu Anten Dizinleri ve Anten Seçimi Kullanılarak Kapasite Artırımı*, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [73] Turan M. (2015). *MIMO Sistemler İçin Sinyal Tanıma Algoritmaları*, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [74] Alamouti, S. M. (1998). A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, C. 16 (8), 1451-1458.
- [75] Örtlek E.S.; Taşpınar N. (2005). Çok Girişli Çok Çıkışlı MIMO OFDM Sistemlerinde Kanal Kestirimi, *2. İletişim Teknolojileri Ulusal Sempozyumu*, Adana, Türkiye.
- [76] Bai L., Chai J. (2012). *Low Complexity MIMO Detection*, Springer New York Dordrecht Heidelberg, London.
- [77] Hampton, J.R. (2014). *Introduction to MIMO Communications*, University Printing House, United Kingdom.
- [78] Özdemir, G. (2009). *Çok taşıyıcılı Kod bölmeli Çoklu Erişim (MC-CDMA) Sistemlerinde Kanal Kestirimi*, Yüksek lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [79] Belloni, F. (2004). Fading Models Physical Layer Methods in Wireless Communication Systems, *IEEE Postgraduate Course in Radio Communications*, C. 72.333, 1 – 4.
- [80] Channel Models for Wireless, <http://wirelessman.org>, 2011 IEEE 802.16.3c-01/29r4, Erişim: 11 Mart 2018.
- [81] Erceg. V., vd. (1999). An Empirical Based Path Loss Model for Wireless Channels in Suburban Environments, *IEEE Selected Areas in Communications*, C. 17, 1205 – 1211.
- [82] Brodsky, I. (2005). Using MIMO-Ofdm Technology To Boost Wireless Lan Performance Today, *Datacomm Research Company*, 1-18, DOI: 10.13140/RG.2.1.1763.3764.
- [83] Acar, Y., Doğan, H. ve Panayirci, E. (2015). Spline Based Channel Estimation For STBC-SM Systems Over Fast-Varying Rician Fading Channels, *23 th. In Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 188-191, Malatya, Türkiye.
- [84] Kang, S.G. Ha, Y.M. ve Joo, E. (2003). A Comparative Investigation on Channel Estimation Algorithms for OFDM in Mobile Communications, *IEEE Transactions on Broadcasting*, C.49, 142-149.

- [85] Coleri, S.; Ergen, M.; Puri, A. ve Bahai, A. (2002). A Study of Channel Estimation in OFDM Systems, *In IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, Citeseer, 894-898, Canada.
- [86] Chang, M. ve Su, Y. (2000). 2D Regression Channel Estimation For Equalizing OFDM Signals, *In IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings*, VTC, Tokyo.
- [87] Ertürk. S. (2005). *Sayısal Haberleşme*, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [88] Sarkan H., Shokair, M. ve Elazm A.A. (2008). An Efficient Technique For Reducing Papr Of Ofdm System In The Presence Of Nonlinear High Power Amplifier, *9th International Conference on Signal Processing*, Faculty of Electronic Engineering El-Menoufia University, Egypt.
- [89] Abouda A.A. (2004). Papr Reduction of Ofdm Signal Using Turbo Coding And Selective Mapping, *Proceedings of the 6th Nordic Signal Processing Symposium*, Finland.
- [90] Lee, H., Liu D.N., Zhu W. ve Fitz, M. (2005). Peak Power Reduction Using a Unitary Rotation in Multiple Transmit Antennas, *IEEE International Conference on*, Department of Electrical Engineering University of California, Los Angeles.
- [91] Li, Y. G. ve Stuber, G. L. (2006). Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications, Springer Science & Business Media, New York.
- [92] Bellanger M., D. Le Ruyet, D.; Roviras, M.; Terre, J.; Nossek, L.; Baltar, Q.; Bai, D.; Waldhauser, M.; Renfors, T. (2010). FBMC Physical Layer: A Primer, *PHYDYAS*, C. 7, 1-31.
- [93] A. Aminjavaheri, A., Farhang, A., Rezazadeh R. ve Farhang-Boroujeny B. (2015). Impact Of Timing and Frequency Offsets on Multicarrier Waveform Candidates For 5G, *IEEE Signal Processing and Signal Processing Education Workshop (SP/SPE)*, 178–183, ABD.
- [94] Rottenberg, F., Medjahdi, Y., Kofidis, E. ve Louveaux, J. (2015). Preamble Based Channel Estimation in Asynchronous FBMC-OQAM Distributed MIMO Systems, *in 2015 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, Brussels, Belgium.
- [95] Stitz, T.H., Ihalainen, T., Viholainen, A. ve Renfors, M. (2010). Pilot-Based Synchronization And Equalization In Filter Bank Multicarrier Communications, *EURASIP Journal Advances in Signal Processing*, Volume 2010, 1–9, doi:10.1155/2010/741429.
- [96] Lele, C., Legouable, R. ve Siohan, P. (2008). “Channel Estimation with Scattered Pilots in OFDM/OQAM, *IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 286–290, Recife, Brazil.
- [97] Kofidis, E., Katselis, D., Rontogiannis, A. ve Theodoridis, S. (2013). Preamblebased Channel Estimation in OFDM/OQAM Systems: A Review, *Signal Processing*, C. 93(7), 2038-2054.
- [98] Payar, M., Pascual-Iserte, A. ve Najar, M. (2010). Performance comparison between FBMC and OFDM in MIMO systems under channel uncertainty, *IEEE European Wireless Conference (EW)*, Lucca (Tuscany) – Italy.
- [99] Chevalier, P., Ruyet, DL. ve Chauvat, R. (2016). Maximum Likelihood Alamouti Receiver For Filter Bank Based Multicarrier Transmissions, *International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*. Munich, Germany.
- [100] Lele, C., Siohan, P., Legouable, R. ve Bellanger, M. (2008). CDMA transmission with complex OFDM/OQAM, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Volume 2008, 1-12, doi:10.1155/2008/748063.

- [101] Zakaria, R., Ruyet, DL. ve Bellanger, M. (2010). Maximum Likelihood Detection In Spatial Multiplexing With FBMC, *Processing Europa Wireless Conference*, Lucca (Tuscany) – Italy.
- [102] Renfors, M. Ihalainen, T. ve Stitz, TH. (2010). A Block-Alamouti Scheme For Filter Bank Based Multicarrier Transmission, *Processing Europa Wireless Conference*, Lucca (Tuscany) – Italy.
- [103] Lele, C. (2012). Iterative Scattered-Based Channel Estimation Method For OFDM/OQAM, *EURASIP Journal Advanced Signal Processing*, C. 42, 1–14.
- [104] Kofidis, E. Katselis, D. Rontogiannis, A. Ve Theodoridis, S. (2013). Preamble-Based Channel Estimation In OFDM/OQAM Systems: A Review, *Signal Processing*, C. 93(7), 2038–2054.
- [105] He, X., Zhao, Z. ve Zhang, H. (2012). A Pilot-Aided Channel Estimation Method For FBMC/OQAM Communications System, *Processing International Symposium Communication Information Technology (ISCIT)*, Gold Coast, Australia.
- [106] Javaudin, J.P., Jiang, Y. (2008). Channel Estimation in MIMOOFDM/OQAM, *Processing IEEE 9th Workshop Signal Processing Advanced Wireless Communication. (SPAWC)*, Recife, Brazil.
- [107] Zakaria, R. Ruyet, DL. (2010). On Maximum Likelihood MIMO Detection In QAM-FBMC Systems, *Processing IEEE 21st International Symposium Pers. Indoor Mobile Radio Communication (PIMRC)*, İstanbul.
- [108] Chang, R. (1966). High-Speed Multichannel Data Transmission With Bandlimited Orthogonal Signals, *Bell System Technical Journal*, Volume 45 Issue 10, 1775 – 1796.
- [109] Farhang-Boroujeny, B., Chung, H.Y. (2010). Cosine Modulated and Offset QAM Filter Bank Multicarrier Techniques: A Continuous-time Prospect, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Volume 2010, 1-16.
- [110] Vaidyanathan, P. P. (1993). *Multirate Systems and Filter Banks*, Pearson Education India, Hershey.
- [111] Bellanger, M., Daguet J. (1974). TDM-FDM Transmultiplexer: Digital Polyphase and FFT, *IEEE Transactions on Communications*, C. 22, S. 9, 1199-1205.
- [112] Le Floch, B., Alard M. ve Berrou C. (1995). Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex [TV Broadcasting]. *Proceedings of the IEEE*, Volume: 83, Issue: 6, 982 – 996.
- [113] Telecommunications Industry Association, (2003). Wideband Air Interface Isotropic Orthogonal Transform Algorithm (IOTA) Physical Layer Specification-Public Safety Wideband Data Standards Project: Digital Radio Technical Standards, TIA-902.
- [114] Siohan, P., Renfors, M. (2017). *Orthogonal Communication Waveforms, in Orthogonal Waveforms and Filter Banks for Future Communication Systems*, Elsevier Ltd, London.
- [115] Şahin A., Güvenç İ. ve Arslan, H. (2014). A Survey on Multicarrier Communications: Prototype Filters, Lattice Structures, and Implementation Aspects, *IEEE Communications Surveys Tutorials*, C. 16, 1312–1338.
- [116] Cherubini, G., Eleftheriou, E.ve Olcer, S. (1999). Filtered multitone modulation for VDSL, *In Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '99)*, Rio de Janeiro, Brazil.
- [117] Fettweis, G., Krondorf, M. ve Bittner, S. (2009), GFDM – Generalized Frequency Division Multiplexing, *IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, Barcelona, Spain.

- [118] Michailow, N., Matthe, M., Gaspar, I. S., Caldevilla, A. N., Mendes, L. L., Festag, A. ve Fettweis, G. (2014). Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks, *IEEE Transactions on Communications*, C. 62, 3045–3061.
- [119] Vakilian, V., Wild, T., Schaich, F., Ten Brink, S. ve Frigon, J. F. (2013). Universal-Filtered Multi-Carrier Technique For Wireless Systems Beyond LTE, *In 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, New Jersey.
- [120] Lio, J., Bala, E. ve Yang, R. (2014). Resource Block Filtered-OFDM For Future Spectrally Agile And Power Efficient Systems, *Physical Communication*, C. 11, 36–55,
- [121] Abdoli, J., Jia, M. ve Ma, J. (2015). Filtered OFDM: A New Waveform For Future Wireless Systems, *In 2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Stockholm, Sweden.
- [122] Perez-Neira, A. I., Caus, M.; Zakaria, R., Ruyet, D. L., Kofidis, E., Haardt, M., Mestre, X. ve Cheng, Y. (2016). MIMO Signal Processing in Offset-QAM Based Filter Bank Multicarrier Systems, *IEEE Trans, Signal Process.*, C. 64, 5733–5762.
- [123] Zakaria R., Ruyet, D. L. (2013). On Interference Cancellation in Alamouti Coding Scheme For Filter Bank Based Multicarrier Systems, *In ISWCS 2013; The Tenth International Symposium on Wireless Communication Systems*, Ilmenau, Germany.
- [124] Bellanger, M. (2010). Efficiency of Filter Bank Multicarrier Techniques in Burst Radio Transmission, *In 2010 IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM*, Miami, Florida, USA.
- [125] Yli-Kaakinen J., Renfors, M. (2015). Optimized burst truncation in fast-convolution filter bank based waveform generation, *In 2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Stockholm, Sweden.
- [126] Abdoli, M. J., Jia, M. ve Ma, J. (2013). Weighted circularly convolved filtering in OFDM/OQAM, *In 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, London.
- [127] Rottenberg, F., (2018). *FBMC-OQAM Transceiver for Wireless and Optical Fiber Communications*, ICTEAM Institute, Brüksel Üniversitesi, Belçika
- [128] Lele, C., Javaudin, J.-P., Legouable, R., Skrzypczak, A. ve Siohan, P. (2008). Channel Estimation Methods for Preamble-Based OFDM/OQAM Modulations, *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, C. 19, No. 7, 741–750.
- [129] Louveaux, J., ve arkadaşları (2008). Equalization and Demodulation in the Receiver (Single Antenna), *PHYDYAS*, tech. Rep ICT-211887, D3.1, 1-59.
- [130] Ihalainen, T., Stitz, T. H., Rinne, M ve Renfors, M. (2007). Channel Equalization in Filter Bank Based Multicarrier Modulation For Wireless Communications, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, C. 2007, No. 1, 140–140.
- [131] Waldhauser, D., Baltar, L. ve Nossek, J. (2008). MMSE Subcarrier Equalization For Filter Bank Based Multicarrier Systems, *In IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Recife, Brazil.
- [132] Ihalainen, T., Ikhlef, A., Louveaux, J. ve Renfors, M. (2011). Channel equalization for multi-antenna FBMC/OQAM receivers, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, C. 60, No. 5, 2070–2085.

- [133] Bellanger, M. G. (2001). Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission, in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Salt Lake City, UT, USA.
- [134] Ikhlef, A., Louveaux, J. (2009). An enhanced MMSE per subchannel equalizer for highly frequency selective channels for FBMC/OQAM systems, In *IEEE 10th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Perugia, Italy.
- [135] Baltar, L. G., Waldhauser, D. S. ve Nossek, J. A. (2009). MMSE Subchannel Decision Feedback Equalization For Filter Bank Based Multicarrier Systems, In *2009 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Taipei, Taiwan.
- [136] Caus, M., Perez-Neira, A. I. ve arkadaşları (2012). Transmitter-Receiver Designs For highly Frequency Selective Channels in MIMO FBMC Systems, *IEEE Trans. Signal Process.*, C. 60, No. 12, 6519–6532
- [137] Caus, M., Perez-Neira, A. I. (2014). Multi-Stream Transmission For Highly Frequency Selective Channels in MIMO-FBMC/OQAM Systems, *IEEE Transactions on Signal Processing*, C. 62, 786–796.
- [138] Caus, M., Perez-Neira, A. I. ve Moretti, M. (2013). SDMA for FBMC with block diagonalization, In *2013 IEEE 14th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Darmstadt, Germany.
- [139] Cheng, Y., Li, P. ve Haardt, M. (2014). Coordinated Beamforming For The Multi-User MIMO Downlink Using FBMC/OQAM, In *Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), 2014 6th International Symposium on*, Athens, Greece.
- [140] Cheng, Y., Baltar, L. G.; Haardt, M. ve Nossek, J. A. (2015). Precoder and equalizer design for multi-user MIMO FBMC/OQAM with highly frequency selective channels, In *2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Brisbane, Australia.
- [141] Candido, O. D., Cheema, S. A., Baltar, L. G., Haardt, M. ve Nossek, J. A. (2016). Downlink Precoder and Equalizer Designs for Multi- User MIMO FBMC/OQAM, In *WSA 2016; 20th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Munich, Germany.
- [142] Rodriguez-Pineiro, J., Lerch, M., Dominguez-Bolano, T., Garcia-Naya, J. A., Caban, S. ve Castedo, L. (2016). Experimental assessment of 5G-candidate modulation schemes at extreme speeds, In *2016 IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, Rio de Janeiro, Brazil.
- [143] Rodriguez-Pineiro, J., Dominguez-Bolano, T., Suarez-Casal, P., Garcia-Naya, J. ve Castedo, L. (2016). Affordable Evaluation of 5G Modulation Schemes in High Speed Train Scenarios, In *WSA 2016; 20th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Munich, Germany.
- [144] Bazzi, J., Kusume, K., Weitkemper, P., Saito, K., Benjebbour, A. ve Kishiyama, Y. (2015). Performance of multi-carrier waveforms in vehicle-to- vehicle communications, In *Vehicular Networking Conference (VNC)*, Kyoto, Japan.
- [145] Kofidis E., Rontogiannis, A. (2010). Adaptive BLAST decision feedback equalizer for MIMO-FBMC/OQAM systems, In *21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, İstanbul.

- [146] Mavrokefalidis, C., Rontogiannis, A., Kofidis, E., Beikos, A. ve Theodoridis, S. (2014). Efficient adaptive equalization of doubly dispersive channels in MIMO-FBMC/OQAM systems, *In 2014 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS)*, Barcelona, Spain.
- [147] Marijanovic, L., Schwarz, S. ve Rupp, M. (2016). MMSE equalization for FBMC transmission over doubly-selective channels, *In 2016 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, Poznan, Poland.
- [148] Zhang, L., Xiao, P., Zafar, A., ul Quddus, A. ve Tafazolli, R. (2016). FBMC System: an insight into doubly dispersive channel impact, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, C. 99, 1–14.
- [149] Taubock, G., Hlawatsch, F., Eiwen, D. ve Rauhut, H. (2010). Compressive Estimation of Doubly Selective Channels in Multicarrier Systems: Leakage Effects and Sparsity-Enhancing Processing, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, C. 4, 255–271.
- [150] Fuhrwerk, M., Peissig, J. ve Schellmann, M. (2014). Channel Adaptive Pulse Shaping For OQAM-OFDM Systems, *In 2014 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Lisbon, Portugal.
- [151] Şahin A., Güvenç İ. ve Arslan, H. (2012). A comparative study of FBMC prototype filters in doubly dispersive channels, *In 2012 IEEE Globecom Workshops*, Anaheim, CA, USA.
- [152] Katselis, D., Kofidis, E., Rontogiannis, A. ve Theodoridis, S. (2010). Preamble-Based Channel Estimation for CP-OFDM and OFDM/OQAM Systems: A Comparative Study, *IEEE Transactions on Signal Processing*, C. 58, 2911–2916.
- [153] Savaux, V., Bader, F. ve Louet, Y. (2015). A Joint MMSE Channel and Noise Variance Estimation for OFDM/OQAM Modulation, *IEEE Transactions on Communications*, C. 63, 4254–4266.
- [154] Kofidis, E. (2014). Channel estimation in filter bank-based multicarrier systems: Challenges and solutions, *In 2014 6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)*, Athens, Greece.
- [155] Kofidis, E. (2015). Preamble-based Estimation of Highly Frequency Selective Channels in MIMO-/OQAM Systems, *In Proceedings of European Wireless 2015; 21th European Wireless Conference*, Frankfurt am Main, Germany.
- [156] Kofidis, E., Katselis, D. (2011). Preamble-Based Channel Estimation in MIMO-OFDM/OQAM Systems, *In 2011 IEEE International Conference on Signal and Image Processing Applications (ICSIPA)*, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [157] Javaudin, J. P., Lacroix, D. ve Rouxel, A. (2003). Pilot-Aided Channel Estimation For OFDM/OQAM, *In The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference*, Jeju, South Korea.
- [158] Cui, W., Qu, D., Jiang, T. ve Farhang-Boroujeny, B. (2016). Coded Auxiliary Pilots for Channel Estimation in FBMC-OQAM Systems, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, C. 65, 2936–2946.
- [159] Mestre, X., Kofidis, E. (2016). Pilot-Based Channel Estimation For FBMC/OQAM Systems Under Strong Frequency Selectivity, *In 2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Shanghai, China.
- [160] Javaudin, J. P., Jiang, Y. (2008). Channel estimation for iterative MIMO OFDM/OQAM transceivers, *In 2008 14th European Wireless Conference*, Prague, Czech Republic.

- [161] Bader, F. ve Shaat, M. (2010). Pilot Pattern Adaptation and Channel Estimation in MIMO WiMAX-like FBMC System, *In 2010 6th International Conference on Wireless and Mobile Communications*, Chengdu, China.
- [162] Siohan P. Siclet C., Lacaille N. (2002). Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filter bank theory, *IEEE Transactions on Signal Processing*, C. 50, No. 5, 1170-1183.
- [163] Bellanger M. (2012). FS-FBMC: An alternative scheme for filter bank based multicarrier transmission, *5th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)*, Rome, Italy.
- [164] Osseiran, A. ve arkadaşları. (2014). Scenarios for 5G mobile and wireless communications: The vision of the METIS project, *IEEE Commun. Mag.*, C. 52, No. 5, 26–35.
- [165] Woo, J., Sohn, J., Nam, B., Yoo, H. (2010). *Mobile 3D Graphics Soc From Algorithm to Chip*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, Singapore.
- [166] Nadal, J., Nour, C. A. ve Baghdadi, A. (2016). Low Complexity Pipelined Architecture for FBMC/OQAM Transmitter, *IEEE Transactions on Circuit and Systems*, C. 63, No 1.
- [167] Zaidi, A. A., Luo, J., Gerzaguet, R., Wolfgang, A., Weiler, R. J., Vihriala, J., Svensson, T., Qi, Y., Halbauer, H., Zhao, Z., Zetterberg, P. ve Miao, H. (2016). A Preliminary Study on Waveform Candidates for 5G Mobile Radio Communications above 6 GHz, *IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 1–6.
- [168] Ambatali, C.D.M., Marciano, J.J.S. (2016). Performance Evaluation of the UPMC Scheme Under Various Transmission Impairments, *2016 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT)*, Surabaya, Indonesia.
- [169] Nadal, J., Nour, C. A. ve Baghdadi, A. (2017). Flexible Hardware Platform for Demonstrating New 5G Waveform Candidates, *29th International Conference on Microelectronics (ICM)*, Hamra, Beirut.
- [170] Carvalho, M., Ferreira, M. L ve Ferreira, J. C. (2017). FPGA-based Implementation of a Frequency Spreading FBMC-OQAM Baseband Modulator, *24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Batumi, Georgia.
- [171] Nadal, J., Nour, C. A. ve Baghdadi, A. (2018). Design and Evaluation of a Novel Short Prototype Filter for FBMC/OQAM Modulation, *IEEE Access*, C.6, 19610 – 19625.
- [172] Berg, V., Dore, J. B. ve Noguét, D. (2014). A Flexible Radio Transceiver For TVWS Based On FBMC, *Microprocessors and Microsystems*, C.38, 743–753.
- [173] Lizeaga, A., Rodriguez, P. M., Val, I. ve Mendicute, M. (2017). Evaluation of 5G Modulation Candidates WCP-COQAM, GFDM-OQAM, and FBMC-OQAM in Low-Band Highly Dispersive Wireless Channels, *Journal of Computer Networks and Communications*, Volume 2017, 1-12.
- [174] Nadal, J., Nour, C. A., Baghdadi, A. ve Lin, H.J. (2014). Hardware Prototyping Of FBMC/OQAM Baseband For 5G Mobile Communication, *Semantic Scholar*, 1-7.
- [175] Lizeaga, A., Mendicute, M., Rodriguez, P. M. ve Val, I. (2017). Evaluation of WCP-COQAM, GFDM-OQAM and FBMC-OQAM for Industrial Wireless Communications with Cognitive Radio, *In Proceedings of the 2017 IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their Application to Mechatronics (ECMSM)*, Donostia, San Sebastian, Spain.

- [176] Gerzaguet, R., Bartzoudis, N., Baltar, L. G., vd. (2017). The 5G candidate waveform race: a comparison of complexity and performance, *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, C. 2017, No. 1, 13.
- [177] Ali, H. A., Zaki, R.M. ve Tantawy, M.M. (2018). Overlapping Factor Effect on the Prototype Filter Response Proposed For FBMC Transmultiplexer System, *14th International Computer Engineering Conference (ICENCO)*, Egypt
- [178] Gaohui, L., Mingtao, X. (2018). Research on a Modulation Recognition Method for the FBMC-OQAM Signals in 5G Mobile Communication System, *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Wuhan, China.
- [179] Bale, R., Seetharamaiah, T. S., Reddy, , Dubey, ve Panigrahi, T. (2018). OFDM vs FBMC: A comparative analysis for broadband-PLC, *10th International Conference on Communication Systems & Networks (COMSNETS)*, Bangalore, India.
- [180] Baki, A. K. M., Ahsan, R. A., Awsaf, A. (2019). Novel Methods of Filtering For FBMC/UFMC Based 5G Communication Systems, *2019 7th International Conference on Smart Computing & Communications (ICSCC)*, Miri, Sarawak, Malaysia
- [181] Döll, P., Hanay, O., Bayram, E. ve Negra, R. (2019). Verilog-A based Behavioral Modeling of an FBMC Transmitter, *2019 16th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD)*, Lausanne, Switzerland.
- [182] Rachini, A.S., Jaber, M.M. (2019). Performance of FBMC in 5G Mobile Communications Over Different Modulation Techniques, *2019 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC)*, Istanbul - Turkey
- [183] Shaheen, I.A., Zekry, A. (2019). Complexity Analysis of FBMC/OQAM Transceiver using SRRC Polyphase Filter, *2019 International Conference on Promising Electronic Technologies (ICPET)*, Gaza City, Palestine.
- [184] Ahmed, F. (2014). *Design of a high speed OFDM transmitter and receiver*, Institute of Information and Communication Technology, Bangladesh University.
- [185] Jo, S., Seo, J. S. (2015). Tx Scenario of FBMC Based LDM System, *ICT Express*, C.1, No. 3.
- [186] Rupp, M., Mehlfehrer, C., Caban, S., Langwieser, R., Mayer, L. W., Scholtz A. L. (2006). Testbeds and prototyping in wireless system design. *EURASIP*, C.17, Sayı 3, 32-50.

EKLER

EK-1: FBMC VERİCİ YAPISINA AİT VHDL KODLARI

```
LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.ALL;
USE IEEE.numeric_std.ALL;
ENTITY qamtxhdl IS
    PORT( clk          : IN  std_logic;
          reset        : IN  std_logic;
          clk_enable    : IN  std_logic;
          ce_out        : OUT std_logic;
          Data_Out_re   : OUT std_logic_vector(15 DOWNTO 0); -- sfix16_En15
          Data_Out_im   : OUT std_logic_vector(15 DOWNTO 0) -- sfix16_En15
        );
END qamtxhdl;
ARCHITECTURE rtl OF qamtxhdl IS
    ENTITY Pulse_Shaping IS
        PORT( clk          : IN  std_logic;
              reset        : IN  std_logic;
              enb_1_3_1    : IN  std_logic;
              dataIn_re    : IN  std_logic_vector(15 DOWNTO 0); -- sfix16_En15
              dataIn_im    : IN  std_logic_vector(15 DOWNTO 0); -- sfix16_En15
              dataOut_re   : OUT std_logic_vector(15 DOWNTO 0); -- sfix16_En15
              dataOut_im   : OUT std_logic_vector(15 DOWNTO 0) -- sfix16_En15
            );
    END Pulse_Shaping;
    ARCHITECTURE rtl OF Pulse_Shaping IS
        -- Component Declarations
        COMPONENT RRC_Interpolation_Filter
            PORT( clk          : IN  std_logic;
                  enb_1_3_1    : IN  std_logic;
                  reset        : IN  std_logic;
                  RRC_Interpolation_Filter_in_re : IN  std_logic_vector(15 DOWNTO 0); -- sfix16_En15
                  RRC_Interpolation_Filter_in_im : IN  std_logic_vector(15 DOWNTO 0); -- sfix16_En15
```

```

        RRC_Interpolation_Filter_out_re :    OUT    std_logic_vector(15 DOWNT0 0);  --
sfix16_En15
        RRC_Interpolation_Filter_out_im :    OUT    std_logic_vector(15 DOWNT0 0)  --
sfix16_En15
    );
END COMPONENT;
BEGIN
Delay1_process : PROCESS (clk, reset)
BEGIN
    IF reset = '1' THEN
        Delay1_reg <= (OTHERS => '0');
    ELSIF clk'EVENT AND clk = '1' THEN
        IF enb_1_2_0 = '1' THEN
            Delay1_reg(0) <= Bits_In;
            Delay1_reg(1 TO 4) <= Delay1_reg(0 TO 3);
        END IF;
    END IF;
END PROCESS Delay1_process;

Delay1_out1 <= Delay1_reg(4);

Delay2_process : PROCESS (clk, reset)
BEGIN
    IF reset = '1' THEN
        Delay2_reg <= (OTHERS => '0');
    ELSIF clk'EVENT AND clk = '1' THEN
        IF enb_1_2_0 = '1' THEN
            Delay2_reg(0) <= Bits_In;
            Delay2_reg(1 TO 3) <= Delay2_reg(0 TO 2);
        END IF;
    END IF;
END PROCESS Delay2_process;

Delay2_out1 <= Delay2_reg(3);

Delay3_process : PROCESS (clk, reset)

```

```

BEGIN
  IF reset = '1' THEN
    Delay3_reg <= (OTHERS => '0');
  ELSIF clk'EVENT AND clk = '1' THEN
    IF enb_1_2_0 = '1' THEN
      Delay3_reg(0) <= Bits_In;
      Delay3_reg(1 TO 2) <= Delay3_reg(0 TO 1);
    END IF;
  END IF;
END PROCESS Delay3_process;

```

```

Delay3_out1 <= Delay3_reg(2);

```

```

Delay4_process : PROCESS (clk, reset)
BEGIN
  IF reset = '1' THEN
    Delay4_reg <= (OTHERS => '0');
  ELSIF clk'EVENT AND clk = '1' THEN
    IF enb_1_2_0 = '1' THEN
      Delay4_reg(0) <= Bits_In;
      Delay4_reg(1) <= Delay4_reg(0);
    END IF;
  END IF;
END PROCESS Delay4_process;

```

```

Delay4_out1 <= Delay4_reg(1);

```

```

Delay5_process : PROCESS (clk, reset)
BEGIN
  IF reset = '1' THEN
    Delay5_out1 <= '0';
  ELSIF clk'EVENT AND clk = '1' THEN
    IF enb_1_2_0 = '1' THEN
      Delay5_out1 <= Bits_In;
    END IF;
  END IF;
END PROCESS Delay5_process;

```

```

END PROCESS Delay5_process;

Bit_Concat_out1 <= unsigned'(Delay1_out1 & Delay2_out1 & Delay3_out1 & Delay4_out1 &
Delay5_out1 & Bits_In);

-- Downsample register
Downsample_ds_process : PROCESS (clk, reset)
BEGIN
    IF reset = '1' THEN
        Downsample_ds_out <= to_unsigned(16#00#, 6);
    ELSIF clk'EVENT AND clk = '1' THEN
        IF enb_1_12_5 = '1' THEN
            Downsample_ds_out <= Bit_Concat_out1;
        END IF;
    END IF;
END PROCESS Downsample_ds_process;

-- Downsample output register
Downsample_output_process : PROCESS (clk, reset)
BEGIN
    IF reset = '1' THEN
        Downsample_out1 <= to_unsigned(16#00#, 6);
    ELSIF clk'EVENT AND clk = '1' THEN
        IF enb_1_12_0 = '1' THEN
            Downsample_out1 <= Downsample_ds_out;
        END IF;
    END IF;
END PROCESS Downsample_output_process;

Integer_Out <= std_logic_vector(Downsample_out1);

END rtl;

```

EK- 2: FBMC ALICI YAPISINA AİT VHDL KODLARI

```
LIBRARY IEEE;
```

```
USE IEEE.std_logic_1164.ALL;
```

```
USE IEEE.numeric_std.ALL;
```

```
ENTITY qamrxhdl IS
```

```
    PORT( clk                : IN  std_logic;
          reset              : IN  std_logic;
          clk_enable         : IN  std_logic;
          Data_In            : IN  std_logic_vector(23 DOWNTO 0); -- sfix24_En15
          ce_out             : OUT  std_logic;
          packetStart        : OUT  std_logic;
          dValid             : OUT  std_logic;
          bit1               : OUT  std_logic;
          bit2               : OUT  std_logic;
          bit3               : OUT  std_logic;
          bit4               : OUT  std_logic;
          bit5               : OUT  std_logic;
          bit6               : OUT  std_logic
        );
```

```
END qamrxhdl;
```

```
ARCHITECTURE rtl OF qamrxhdl IS
```

```
-- Component Declarations
```

```
COMPONENT qamrxhdl_tc
```

```
    PORT( clk                : IN  std_logic;
          reset              : IN  std_logic;
          clk_enable         : IN  std_logic;
          enb                : OUT  std_logic;
          enb_1_1_1          : OUT  std_logic;
          enb_1_2_0          : OUT  std_logic;
          enb_1_2_1          : OUT  std_logic
        );
```

```
END COMPONENT;
```

```
COMPONENT alpha1_Tap_DLMS
```

```
    PORT( clk                : IN  std_logic;
```

```

    reset                : IN  std_logic;
    enb_1_2_0            : IN  std_logic;
    Input_re              : IN  std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
    Input_im              : IN  std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
    Adapt                : IN  std_logic;
    Desired_re            : IN  std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
    Desired_im            : IN  std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
    Enable_out2           : IN  std_logic;
    Output_re             : OUT  std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En14
    Output_im             : OUT  std_logic_vector(15 DOWNT0 0) -- sfix16_En14
  );
END COMPONENT;

-- Component Configuration Statements
FOR ALL : Preamble_Matched_Filter
  USE ENTITY work.Preamble_Matched_Filter(rtl);

FOR ALL : Modulus
  USE ENTITY work.Modulus(rtl);

FOR ALL : MATLAB_Function3
  USE ENTITY work.MATLAB_Function3(rtl);

FOR ALL : Desired_Signal_Source
  USE ENTITY work.Desired_Signal_Source(rtl);

FOR ALL : alpha1_Tap_DLMS
  USE ENTITY work.alpha1_Tap_DLMS(rtl);

-- Signals
SIGNAL Enable_out2      : std_logic;
SIGNAL enb_1_2_0_gated  : std_logic;
SIGNAL Input_re_signed  : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
SIGNAL Input_im_signed  : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
SIGNAL Delay12_out1_re  : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
SIGNAL Delay12_out1_im  : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15

```

SIGNAL Input_re_1 : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Input_im_1 : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Preamble_Matched_Filter_out1_re : std_logic_vector(16 DOWNT0 0); -- ufix17
 SIGNAL Preamble_Matched_Filter_out1_im : std_logic_vector(16 DOWNT0 0); -- ufix17
 SIGNAL Modulus_out1 : std_logic_vector(31 DOWNT0 0); -- ufix32
 SIGNAL Modulus_out1_signed : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En15
 SIGNAL Constant_out1 : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En15
 SIGNAL Relational_Operator_relop1 : std_logic;
 SIGNAL enb_1_2_0_gated_1 : std_logic;
 SIGNAL dvalid : std_logic;
 SIGNAL isPreamble_1 : std_logic;
 SIGNAL Delay2_out1 : std_logic;
 SIGNAL dvalid_1 : std_logic;
 SIGNAL Delay14_reg : std_logic_vector(0 TO 3); -- ufix1 [4]
 SIGNAL Delay14_out1 : std_logic;
 SIGNAL Delay14_out1_1 : std_logic;
 SIGNAL Delay14_out1_last_value : std_logic;
 SIGNAL enb_1_2_0_gated_2 : std_logic;
 SIGNAL Delay3_reg_re : vector_of_signed16(0 TO 15); -- sfix16_En15 [16]
 SIGNAL Delay3_reg_im : vector_of_signed16(0 TO 15); -- sfix16_En15 [16]
 SIGNAL Delay3_out1_re : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Delay3_out1_im : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL enb_1_2_0_gated_3 : std_logic;
 SIGNAL Delay13_reg_re : vector_of_signed16(0 TO 3); -- sfix16_En15 [4]
 SIGNAL Delay13_reg_im : vector_of_signed16(0 TO 3); -- sfix16_En15 [4]
 SIGNAL Delay13_out1_re : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Delay13_out1_im : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Delay11_out1_re : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Delay11_out1_im : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Delay13_out1_re_1 : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Delay13_out1_im_1 : signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
 SIGNAL Delay1_out1 : std_logic;
 SIGNAL isPreamble_2 : std_logic;
 SIGNAL Desired_Signal_Source_out1_re : std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- ufix16
 SIGNAL Desired_Signal_Source_out1_im : std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- ufix16
 SIGNAL alpha1_Tap_DLMS_out1_re : std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- ufix16

```

SIGNAL alpha1_Tap_DLMS_out1_im      : std_logic_vector(15 DOWNT0 0); -- ufix16
SIGNAL enb_1_2_0_gated_4           : std_logic;
SIGNAL Delay4_out1                  : std_logic;
SIGNAL Relational_Operator_out1     : std_logic;
SIGNAL Delay15_reg                  : std_logic_vector(0 TO 3); -- ufix1 [4]
SIGNAL Delay15_out1                 : std_logic;
SIGNAL Delay15_out1_1               : std_logic;
SIGNAL Delay15_out1_last_value      : std_logic;

```

BEGIN

u_Preamble_Matched_Filter : Preamble_Matched_Filter

```

PORT MAP( clk => clk,
    reset => reset,
    enb_1_2_0 => enb_1_2_0,
    dataIn_re => std_logic_vector(Delay12_out1_re), -- sfix16_En15
    dataIn_im => std_logic_vector(Delay12_out1_im), -- sfix16_En15
    Enable_out2 => Enable_out2,
    dataOut_re => Preamble_Matched_Filter_out1_re, -- sfix17_En15
    dataOut_im => Preamble_Matched_Filter_out1_im -- sfix17_En15
);

```

u_Modulus : Modulus

```

PORT MAP( clk => clk,
    reset => reset,
    enb_1_2_0 => enb_1_2_0,
    dataIn_re => Preamble_Matched_Filter_out1_re, -- sfix17_En15
    dataIn_im => Preamble_Matched_Filter_out1_im, -- sfix17_En15
    Enable_out2 => Enable_out2,
    dataOut => Modulus_out1 -- sfix32_En15
);

```

u_MATLAB_Function3 : MATLAB_Function3

```

PORT MAP( clk => clk,
    reset => reset,
    enb_1_2_0 => enb_1_2_0_gated_1,
    enable => Relational_Operator_relop1,

```

```

    dvalid => dvalid,
    isPreamble => isPreamble_1
);

u_Desired_Signal_Source : Desired_Signal_Source
PORT MAP( clk => clk,
    reset => reset,
    enb_1_2_0 => enb_1_2_0,
    Enable => Delay1_out1,
    Enable_out2 => Enable_out2,
    Output_re => Desired_Signal_Source_out1_re, -- sfix16_En15
    Output_im => Desired_Signal_Source_out1_im -- sfix16_En15
);

u_1_Tap_DLMS : alpha1_Tap_DLMS
PORT MAP( clk => clk,
    reset => reset,
    enb_1_2_0 => enb_1_2_0,
    Input_re => std_logic_vector(Delay11_out1_re), -- sfix16_En15
    Input_im => std_logic_vector(Delay11_out1_im), -- sfix16_En15
    Adapt => Delay1_out1,
    Desired_re => Desired_Signal_Source_out1_re, -- sfix16_En15
    Desired_im => Desired_Signal_Source_out1_im, -- sfix16_En15
    Enable_out2 => Enable_out2,
    Output_re => alpha1_Tap_DLMS_out1_re, -- sfix16_En14
    Output_im => alpha1_Tap_DLMS_out1_im -- sfix16_En14
);

Enable_out2 <= Enable;

enb_1_2_0_gated <= Enable_out2 AND enb_1_2_0;

Input_re_signed <= signed(Input_re);

Input_im_signed <= signed(Input_im);

```

```
Input_re_1 <= Delay12_out1_re WHEN Enable_out2 = '0' ELSE  
    Input_re_signed;
```

```
Input_im_1 <= Delay12_out1_im WHEN Enable_out2 = '0' ELSE  
    Input_im_signed;
```



ÖZGEÇMİŞ



KİŞİSEL BİLGİLER

ARAŞTIRMACI BİLGİLERİ

Öğrenci Orcid ID : 
Danışman Orcid ID : 

EĞİTİM BİLGİLERİ

Yüksek Lisans : “Yeni Çeyrek Ayna Süzgeç Bankası Tasarımı Ve Uygulamaları”
Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği
Anabilim Dalı, 2014.
Danışman: Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA
Lisans :Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği
Bölümü, 2011
Lise : Balakgazi Lisesi, Elazığ, 2006

ARAŞTIRMA DENEYİMİ

- ✓ Ölçme laboratuvarına ait tüm ölçü aletleri: Osiloskop, ampermetre, voltmetre, wattmetre. Elmak laboratuvarına ait cihazlar, Haberleşme laboratuvarına ait cihazlar,
- ✓ C-C++, MATLAB, MODELSİM, VIVADO
- ✓ CAT/CAM, PROTEUS, CALCULUS

İŞ DENEYİMİ

2011 – 2012 :Van Yüzüncüyıl Üniversitesi, Araştırma Görevlisi
2012 – 2013 : Erciyes Üniversitesi, Araştırma Görevlisi
2013- : Fırat Üniversitesi, Araştırma Görevlisi

AKADEMİK FAALİYETLER

Makaleler:

1. Kamışlıoğlu, B., Karaboğa, N., (2015). Çeyrek Ayna Süzgeç Bankası Tasarımı İçin Yeni Bir Yöntem. Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, 30(2),297-307.
2. Kamışlıoğlu, B., Akbal, A., (2017). LSE Channel Estimation and Performance Analysis of OFDM Systems. Turkish Journal of Science Technology, 12(2),53-57.
3. Kamışlıoğlu, B., Akbal, A., (2017). Effect Of Doubly Selective Channels About Bit Error Probability in OFDM and FBMC. European Journal of Technique (EJT), 7(2),96-101.

4. Kamyşlıoğlu, B., Akbal, A., (2017). Yardımcı Pilot Sembolleri ve Kodlama Tekniklerini Kullanan FBMC Dalga Formu Yapısı ile OFDM Sisteminin Kıyaslanması. Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 30(3), 85-96.
5. Kamyşlıoğlu, B., Akbal, A., (2018). FBMC-QAM Yöntemiyle MIMO Alıcı Tasarımı. Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 30(1), 95-103.
6. Çalışır, B., Karaboğa N., (2019). Investigation of the performance of the Kaiser-Hamming window in design of QMF bank. Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 25(2), 165-173.
7. Çalışır, B., Akbal, A., (2020). Hardware Prototyping and Modelling of Prototype Filter for FBMC, Wireless Communications and Mobile Computing, vol. 2020, Article ID 8831568, 10 pages, 2020. <https://doi.org/10.1155/2020/8831568>.

Bildiriler:

1. Koza T. , Kamyşlıoğlu B., Karaboğa N., "Armoni Arama Ve Yapay Arı Koloni Algoritmalarının Parametre Değerlerinin Kontrolü", Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2012 Ulusal Toplantısı, NİĞDE, TÜRKİYE, "11-13 Ekim 2012" , ss.1-5.
2. Kamyşlıoğlu B., Karaboğa N., "Armoni Arama Algoritması İle Daha Düşük Dereceden Sistem Modelleme ", ELECO 2012 Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, BURSA, TÜRKİYE, 29 Kasım - 01 Aralık 2012, ss.1-1.
3. Kamyşlıoğlu B. , Koçkanat S., Koza T. , Karaboğa N., "Noise Cancellation On Mitral Valve Doppler Signal With IIR Digital Filter Using Harmony Search Algorithm", INISTA 2013 International Symposium on INnovations in Intelligent Systems and Applications, BULGARISTAN, "19-21 June 2013" , pp.1-5.
4. Kamyşlıoğlu B., Karaboğa N., "Pencereleme Yöntemleriyle FIR QMF Bankası Tasarımı", 22. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, TRABZON, TÜRKİYE, 23-25 Nisan 2014, ss.1-1.
5. Kamyşlıoğlu B., Karaboğa N., "QMF Bank Design with Kaiser-Hamming Window Functions", INISTA 2014 International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications, ITALY, "23-25 June 2014".
6. Kamyşlıoğlu B., Karaboğa N., "Pencereleme Teknikleriyle FIR QMF Bankası Tasarımı", URSI International Union of Radio Science Türkiye Ulusal Komitesi, ELAZIĞ "28-30 Ağustos 2014".
7. Kamyşlıoğlu, B., Karaboğa, N., (2015). QMF bank design with Cosh Hamming window. 2015 23rd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU).
8. Kamyşlıoğlu, B., Akbal, A., (2017). Pilot symbol based channel estimation and capacity evaluation in FBMC and OFDM. 2017 International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium (IDAP).
9. Kamyşlıoğlu, B., Akbal, A., (2017). ZF and MMSE application for FBMC-QAM. 2017 International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium (IDAP).
10. Kamyşlıoğlu, B., Akbal, A., (2017). Bit error probability evaluation with pilot symbol aided channel estimation in FBMC-OQAM. INESEG 2017 (IEC-2017), 98-106.

11. Kanişlioğlu, B., Akbal, A., (2017). Effect of Doubly Selective Channels About Bit Error Probability in OFDM and FBMC. International Engineering Conference (IEC2017).
12. Kanişlioğlu, B., Akbal, A., (2017). Auxiliary Symbols Aided and Coding Channel Estimation for FBMC. International Engineering Conference (IEC2017).
13. Kanişlioğlu, B., Akbal, A., (2018). A New RF Budget Analysis and RF Measurement Testbench Application. International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium (IDAP), 28-30 September 2018.
14. Kanişlioğlu, B., Akbal, A., (2018). Effect of Different Multicarrier Modulation Techniques on Channel Estimation. 7th International Conference on Advanced Technologies, 10-12 August 2018.
15. Kanişlioğlu, B., Akbal, A., (2018). Prototype Filter Design for Filter Banks. 7th International Conference on Advanced Technologies, 10-12 August 2018.
16. Yaman, S., Yıldırım, M., Çalışır, B., Erol, Y., Kürüm, H., (2019). Image and video processing applications using Xilinx system generator. 7th International Symposium on Digital Forensics and Security, 10-12 June 2019.
17. Çalışır, B., Akbal, A., (2020). FBMC Transmitter Design and Hardware Application, International Congress on New Trends in Science, Engineering and Technology, St. Petersburg, Rusya.