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

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ İLE TEPE GÜCÜ/ ORTALAMA GÜÇ ORANININ DÜŞÜRÜLMESİ

Hazırlayan
Mahmut YILDIRIM

Danışman
Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Doktora Tezi

Ocak 2018
KAYSERİ

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

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ İLE TEPE GÜCÜ/ ORTALAMA GÜÇ ORANININ DÜŞÜRÜLMESİ

Hazırlayan
Mahmut YILDIRIM

Danışman
Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Bu çalışma; Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FBD-12-4100 kodlu proje ile desteklenmiştir.

Ocak 2018
KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

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

Mahmut YILDIRIM



YÖNERGEYE UYGUNLUK

Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Zeki Optimizasyon Teknikleri ile Tepe Gücü/ Ortalama Güç Oranının Düşürülmesi adlı Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi 'ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan
Mahmut YILDIRIM

Danışman
Prof. Dr. Necmi Taşpınar

Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Prof. Dr. Necmi Taşpınar

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR danışmanlığında **Mahmut YILDIRIM** tarafından hazırlanan "**Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Zeki Optimizasyon Teknikleri ile Tepe Gücü/ Ortalama Güç Oranının Düşürülmesi**" adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Doktora** tezi olarak kabul edilmiştir.

22/01/2018

JÜRİ:

Danışman	: Prof.Dr.Necmi TAŞPINAR	.....
Üye	: Prof.Dr.İbrahim DEVELİ	.....
Üye	: Prof.Dr.Şaban ÖZER	.....
Üye	: Doç.Dr.Ali ÖZEN	.....
Üye	: Yrd.Doç.Dr.Yalçın IŞIK	.....

ONAY:
Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 23/01/2018 tarih ve 2018/05-02 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

..... 23 / 01 / 2018 .....

Prof. Dr. Mehmet AKKURT

Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan, yakın ilgi ve yardımlarını esirgemeyen ve bu günlere gelmemde en büyük katkı sahibi sayın hocam Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR'a teşekkürü bir borç bilirim.

Tez izleme komitesinde bulunarak çalışmalarımı yönlendiren hocalarım sayın Prof. Dr. Şaban ÖZER ve Prof. Dr. İbrahim DEVELİ'ye teşekkür ederim.

Tez çalışmalarım süresince vermiş olduğu değerli destek ve tavsiyelerden dolayı sayın hocam Prof. Dr. Adem KALINLI'ya ayrıca teşekkür ederim.

Bu tez çalışmasına maddi destek veren Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'na (Proje No: 114E917) ve Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (Proje No: FBD-12-4100) teşekkür ederim.

Ayrıca; çalışmalarım süresince sabır göstererek beni daima destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Mahmut YILDIRIM

Kayseri, Ocak 2018

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ İLE TEPE GÜCÜ/ ORTALAMA GÜÇ ORANININ DÜŞÜRÜLMESİ

Mahmut YILDIRIM

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Doktora Tezi, Ocak 2018

Danışman: Prof. Dr. Necmi Taşpınar

ÖZET

Günümüzde haberleşme çağı yaşanmaktadır. Daha hızlı ve sağlıklı bir veri iletişimi tüm kullanıcıların en önemli isteği haline gelmiştir. Bu isteğin karşılanması amacı ile günümüz kablosuz haberleşme sistemleri, çok taşıyıcılı modülasyon (MCM) tekniği üzerine geliştirilmektedir. Bununla birlikte, MCM tekniğini kullanan sistemlerin performanslarını olumsuz etkileyen en büyük etkenlerden birisi, işaretlerinin yüksek tepe gücü ortalama güç oranı (PAPR) değerine sahip olmasıdır. Yüksek PAPR değeri, yüksek güç kuvvetlendirici (HPA), sayısal-analog çevirici (DAC) ve analog-sayısal çevirici (ADC) gibi doğrusal olmayan elemanların kullanılmasından dolayı işaretlerin bozulmalarına diğer bir deyişle bilgi kayıplarına neden olmaktadır. PAPR değerini düşürmek için literatürde en çok ilgi çeken yöntemler, zeki optimizasyon tekniklerinin de uygulanabildiği seçici eşleme (SLM), kısmi iletim dizisi (PTS) ve ton ekleme (TI) klasik yöntemleridir.

Bu tez çalışmasında, PAPR düşürülmesi amacıyla kablosuz haberleşme sistemlerinden günümüzde sıklıkla kullanılan dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM), çok girişli çok çıkışlı OFDM (MIMO-OFDM) sistemleri ve sahip olduğu esnek tasarım özelliklerinden dolayı gelecek haberleşme sistemlerinde kullanılma potansiyeli olan dalgacık tabanlı OFDM (WOFDM) sistemi tercih edilmiştir. SLM, PTS ve TI yöntemleri her üç haberleşme sistemi için de kullanılarak, PAPR düşürme işlemi gerçekleştirilmiştir. Daha verimli bir PAPR düşürme elde edilmesi amacıyla zeki optimizasyon tekniklerinden yapay arı kolonisi (ABC), paralel ABC, tabu araştırma (TS), paralel (TS), karınca koloni optimizasyonu (ACO) ve paralel ACO algoritmaları klasik yöntemlerle birlikte kullanılmıştır.

Bu tez çalışması kapsamında, zeki optimizasyon tekniklerinin PAPR düşürülmesinde kullanılmasıyla birlikte; aşağıda sıralanan dört temel performans değerlendirme kriterinde önemli kazançlar sağlanmıştır. Bunlar: SLM, PTS ve TI yöntemlerinin hesaplama karmaşıklıklarının azaltılması, PAPR düşürme performansının artırılması, işaretlerin bant dışı spektral yayılmalarının azaltması ve sistemlerin bit hata oranında (BER) iyileşmeler sağlanmasıdır.

Anahtar Kelimeler: Tepe gücü ortalama güç oranı; seçici eşleme; kısmi iletim dizisi; ton ekleme; zeki optimizasyon teknikleri; kablosuz haberleşme sistemleri.

PEAK TO AVERAGE POWER RATIO REDUCTION BY USING INTELLIGENT OPTIMISATION TECHNIQUES IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

Mahmut YILDIRIM
Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences
Ph. D. Thesis, January 2018
Supervisor: Prof. Dr. Necmi Taşpınar

ABSTRACT

Today we live the communication age. Faster and healthier data communication has become the most important request of all users. To meet this demand, today's wireless communication systems are being developed on multi-carrier modulation (MCM) technology. However, one of the major factors that negatively affects the performance of systems using MCM technology is that the signals have high peak power mean power ratio (PAPR). High PAPR values cause signal distortion in other words information losses due to the use of nonlinear elements such as high power amplifier (HPA), digital-to-analog converter (DAC) and analog-to-digital converter (ADC). The most interesting classical methods in the literature to reduce the PAPR value are selective mapping (SLM), partial transmission sequence (PTS) and tone injection (TI) methods, which can also be applied to intelligent optimization techniques.

In this thesis, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and multiple-input multiple-output OFDM (MIMO-OFDM), which are frequently used in today's wireless communication systems, and with a potential for use in future communication systems due to the flexible design features wavelet based OFDM (WOFDM) system are preferred for reducing the PAPR. SLM, PTS and TI methods were also used for all three communication systems, for PAPR reduction. In order to obtain a more efficient PAPR reduction, artificial bee colony (ABC), parallel ABC, tabu search (TS), parallel (TS), ant colony optimization (ACO) and parallel ACO algorithms were used together with classical methods as intelligent optimization techniques.

Within the scope of this thesis, with the use of intelligent optimization techniques for reducing PAPR, significant gains have been achieved in the following four main

performance evaluation criteria. These include: reducing computational complexities of the SLM, PTS and TI methods, improving PAPR reduction performance, reducing out-of-band spectral spreading of the signals, and improving bit error rate (BER) of the systems.

Keywords: Peak to average power ratio; selective mapping; partial transmission sequence; tone injection; intelligent optimization techniques; wireless communication systems.

İÇİNDEKİLER

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ İLE TEPE GÜCÜ/ ORTALAMA GÜÇ ORANININ DÜŞÜRÜLMESİ

Sayfa

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK SAYFASI ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI iii
KABUL VE ONAY SAYFASI iv
TEŞEKKÜR v
ÖZET vi
ABSTRACT viii
İÇİNDEKİLER x
KISALTMALAR VE SİMGELER xiii
TABLOLAR LİSTESİ xvi
ŞEKİLLER LİSTESİ xvii

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR ÇALIŞMASI

1.1. Tezin Literatürdeki Yeri 1
1.2. Tezin Amacı ve Önemi 6

2. BÖLÜM

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ

2.1. Giriş 9
2.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) 9
2.3. Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (MIMO-OFDM) 14

2.3. Ayrık Dalgacık Dönüşümü Tabanlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (WOFDM) 16

3. BÖLÜM

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE TEPE GÜCÜ/OTRALAMA GÜÇ ORANI (PAPR)

3.1. Giriş 19
3.2. Çok Taşıyıcılı Modülasyon Tekniğinde İşaretlerinin PAPR Değeri 20
3.3. PAPR Düşürme Yöntemleri 22
3.3.1. İşaret Bozma Yöntemleri 22
3.3.1.1. Kırpma ve Filtreleme Yöntemi 22
3.3.1.2. Sıkıştırma-Genleştirme Yöntemi 22
3.3.2. Kodlama Yöntemleri 23
3.3.3. Olasılıksal Yöntemler 24
3.3.3.1. Kısmi İletim Dizisi (PTS) Yöntemi 24
3.3.3.2. Seçici Eşleme (SLM) Yöntemi 25
3.3.3.3. Ton Ekleme (TI) Yöntemi 26
3.4. Yüksek Güç Kuvvetlendirici (HPA) 28

4. BÖLÜM

PAPR DÜŞÜRMEK İÇİN KULLANILAN ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ

4.1. Giriş 31
4.2. Yapay Arı Kolonisi (ABC) Algoritması 31
4.2.1. Gelişmiş ABC Algoritmaları (G-ABC1, G-ABC2) 33
4.2.2. Paralel ABC (P-ABC) Algoritması 34
4.3. Tabu Araştırma (TS) Algoritması 36
4.3.1. Paralel-TS (P-TS) Algoritması 38
4.4. Karınca Koloni Optimizasyon (ACO) Algoritması 39
4.4.1. Paralel-ACO (P-ACO) Algoritması 41

5. BÖLÜM

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

5.1. Giriş 43
5.2. Simülasyonlarda Kullanılan Sistem Parametreleri 44
5.3. Kısmi İletim Dizisi (PTS) Yöntemiyle PAPR Düşürme 45
5.3.1. PTS Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin Hesaplama Karmaşıklığı 45
5.3.2. PTS Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin PAPR düşürme Performansları 47
5.3.3. PTS Yönteminde Spektral Yayılma (Bant Dışı Işıma) 52
5.3.4. PTS Yönteminde Bit Hata Oranı (BER) 55
5.4. Seçici Eşleme (SLM) Yöntemiyle PAPR Düşürme 59
5.4.1. SLM Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin Hesaplama Karmaşıklığı 59
5.4.2. SLM Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin PAPR düşürme Performansları 60
5.4.3. SLM Yönteminde Spektral Yayılma (Bant Dışı Işıma) 62
5.4.4. SLM Yönteminde Bit Hata Oranı (BER) 65
5.5. Ton Ekleme (TI) Yöntemiyle PAPR Düşürme 67
5.5.1. TI Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin Hesaplama Karmaşıklığı 67
5.5.2. TI Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin PAPR düşürme Performansları 68
5.5.3. TI Yönteminde Spektral Yayılma (Bant Dışı Işıma) 70
5.5.4. TI Yönteminde Bit Hata Oranı (BER) 72
5.6. PTS, SLM ve TI PAPR Düşürme Yöntemlerinin Karşılaştırılması 75

6. BÖLÜM

TARTIŞMA-SONUÇ ve ÖNERİLER

TARTIŞMA-SONUÇ ve ÖNERİLER 78
KAYNAKÇA 81
ÖZGEÇMİŞ 92

KISALTMALAR VE SİMGELER

KISALTMALAR

ABC :Yapay Arı Koloni Algoritması (Artificial Bee Colony Algorithm)

ACO :Karınca Koloni Optimizasyonu (Ant Colony Optimization)

ADC :Analog Sayısal Dönüştürücü (Analoque Digital Converter)

AWGN :Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsü (Additive White Gaussian Noise)

BER :Bit Hata Oranı (Bit Error Ratio)

CCDF :Toplanır Kümülatif Yoğunluk Fonksiyonu (Complamentary Cumulative Density Function)

CP :Periyodik Ön Ek (Cyclic Prefix)

DAB :Sayısal Ses Yayıncılığı (Digital Audio Broadcasting)

DAC :Sayısal Analog Dönüştürücü (Digital Analoque Converter)

DVB :Sayısal Video Yayıncılığı (Digital Video Broadcasting)

DFT :Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)

DWPT :Ayrık Dalgacık Paket Dönüşümü (Discrete Wavelet Packet Transform)

FFT :Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)

G-ABC :Geliştirilmiş Yapay Arı Koloni Algoritması

HPA :Yüksek Güç Kuvvetlendirici (High Power Amplifier)

IBO :Giriş Geri Noktası (Input Back-off)

ICI :Taşıyıcılar Arası Girişim (Inter Carriers Interference)

IDFT :Ters Ayrık Fourier Dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform)

IDWPT :Ters Ayrık Dalgacık Paket Dönüşümü (Inverse Discrete Wavelet Packet Transform)

IDWT :Ters Ayrık Dalgacık Dönüşümü (Inverse Discrete Wavelet Transform)

IFFT :Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform)

ISI :Semboller Aradı Girişim (Inter Sembols Interference)

MC-CDMA :Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim (Multi Carrier Code Division Multiple Access

MCM :Çok taşıyıcılı Modülasyon (Multi Carrier Modulation)

MIMO :Çok Girişli Çok Çıkışlı (Multiple Input Multiple Output)

OFDM	:Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
P-ABC	:Paralel Yapay Arı Koloni Algoritması (Parallel Artificial Bee Colony Algorithm)
P-ACO	:Paralel Karınca Koloni Optimizasyonu (Parallel Ant Colony Optimization)
P-TS	:Paralel Tabu Araştırma (Parallel Tabu Search)
PAPR	:Tepe Gücü/Ortalama Güç Oranı (Peak to Average Power Ratio)
PSD	:Güç Spektral Yoğunluğu (Power Spectral Density)
PSO	:Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization)
PTS	:Kısmi İletim Dizisi (Partial Transmit Sequence)
QEA	:Kuantum Benzetimli Evrimsel Algoritma (Quantum Inspired Evaluationary Algorithm)
SFBC	:Uzay Frekans Blok Kodlama (Space Frequency Block Coding)
SLM	:Seçici Eşleme (Selective Mapping)
SNR	:İşaret Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio)
SSPA	:Katı Hal Güç Kuvvetlendirici (Solid State Power Amplifier)
TI	:Ton Ekleme (Tone Injection)
TS	:Tabu Araştırma (Tabu Search)
WLAN	:Kablosuz Yerel Alan Ağları (Wireless Local Area Network)
WOFDM	:Dalgacık Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Wavelet Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
WPDM	:Dalgacık Paket Bölmeli Çoğullama (Wavelet Packet Division Multiplexing)
WPM	:Dalgacık Paket Modülasyonu (Wavelet Packet Modulation)

SİMGELER

X_k	:İletilecek olan karmaşık QAM veya PSK sembolleri
$\boldsymbol{X}$	: İletilecek olan giriş işareti
k	:İletilen OFDM sembolünün ve Alt taşıyıcıların indisi
N	:Alt taşıyıcı sayısı
$e^{j2\pi k\Delta ft}$	: k . Alt taşıyıcı

f_c	:En düşük alt taşıyıcı frekansı
Δf	:Alt taşıyıcılar arasındaki frekans aralığı
T	:OFDM işaretinin süresi
B	:OFDM işaretinin toplam bant genişliği
$\boldsymbol{x}$	:OFDM işareti
$\boldsymbol{Y}$	:Haberleşme sistemi alıcı kısmında elde edilen çıkış işareti
L	:Yukarı örnekleme sayısı
$\max[\cdot]$	:OFDM işaretinin tepe gücü
$E[\cdot]$	:OFDM işaretinin ortalama gücü
$\boldsymbol{b}$	:Faz çarpanı
b_i	:Faz faktörü
V	:PTS için alt blok sayısı
W	:Faz faktörü sayısı
$\boldsymbol{r}$	:SSPA çıkış işareti
A_{SSPA}	:SSPA çıkış genlik cevabı
ϕ_{SSPA}	:SSPA çıkış faz cevabı
g_{SSPA}	:SSPA kazancı
p	:SSPA kontrol parametresi
H	:Zeki optimizasyon tekniği sayısı
A	:Zeki optimizasyon teknikleri için araştırma sayısı
AS	:ABC algoritması için kolonideki arı sayısı
KS	:ACO algoritması için kolonideki arı sayısı
c	:Çaprazlama operatörü
dB	:Desibel

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 5.1. Simülasyonlarda Kullanılan Sistem Parametreleri.....44
Tablo 5.2. Zeki optimizasyon tekniklerinin PTS için hesaplama karmaşıklık analizi ve PAPR düşürme performanslarının OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için karşılaştırılması.....45
Tablo 5.3. Zeki optimizasyon tekniklerinin SLM için hesaplama karmaşıklık analizi ve PAPR düşürme performanslarının OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için karşılaştırılması.....59
Tablo 5.4. Zeki optimizasyon tekniklerinin TI için hesaplama karmaşıklık analizi ve PAPR düşürme performanslarının OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için karşılaştırılması.....67

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. N adet alt taşıyıcıya sahip OFDM sisteminde bant genişliği kazancı, (a) FDM sisteminde alt taşıyıcıların yerleşimi, (b) OFDM sisteminde dikgen alt taşıyıcıların yerleşimi. 10
Şekil 2.2. OFDM sisteminde dikgen alt taşıyıcı işaretler: (a) Zaman ekseni görüntüsü, (b) Frekans ekseni görüntüsü 11
Şekil 2.3. OFDM sisteminde verici ve alıcı birimlerine ait blok diyagram 13
Şekil 2.4. MIMO-OFDM sistem modeli 15
Şekil 2.5. (a) WOFDM sisteminde alt taşıyıcıların bant genişliklerine ait bir örnek, (b) WOFDM sistemindeki dalgacık dönüşümünün ağaç yapısı 17
Şekil 2.6. WOFDM sisteminde verici ve alıcı birimlerine ait blok diyagram 18
Şekil 3.1. Temel bir OFDM işaretinin yapısı 21
Şekil 3.2. PTS yönteminin blok gösterimi 25
Şekil 3.3. SLM yönteminin blok gösterimi 26
Şekil 3.4. Ton ekleme yönteminde sembollerin genişleme noktaları 27
Şekil 3.5. HPA blok modeli 28
Şekil 3.6. (a) SSPA'nın p değerine bağlı normalize giriş-çıkış genlik eğrileri. (b) SSPA'nın IBO değerine bağlı çalışma noktası. 30
Şekil 4.1. ABC algoritması akış diyagramı 33
Şekil 4.2. P-ABC algoritmasının akış diyagramı 35
Şekil 4.3. TS algoritmasının akış diyagramı 37
Şekil 4.4. Çaprazlama işlemi 38
Şekil 4.5. P-TS algoritmasının akış diyagramı 39
Şekil 4.6. ACO algoritmasının akış diyagramı 41
Şekil 4.7. P-ACO algoritmasının akış diyagramı 42
Şekil 5.1. Tez çalışması kapsamında işaretlerin PAPR değerini düşürmek için kullanılan sistem modelinin genel yapısı 44
Şekil 5.2. OFDM sisteminde PTS için orijinal, klasik araştırma, PSO, P-ABC ve optimum yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 48
Şekil 5.3. OFDM sisteminde PTS için ABC, P-ABC, TS, P-TS, ACO ve P-ACO yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 48
Şekil 5.4. MIMO-OFDM sisteminde PTS için orijinal, klasik araştırma, P-ABC ve optimum yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 49

Şekil 5.5. MIMO-OFDM sisteminde PTS için ABC, P-ABC, TS, P-TS, ACO ve P-ACO yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 50
Şekil 5.6. WOFDM sisteminde PTS için orijinal, klasik araştırma, P-ABC ve optimum yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 51
Şekil 5.7. WOFDM sisteminde PTS için ABC, P-ABC, TS, P-TS, ACO ve P-ACO yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 51
Şekil 5.8. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin spektral yayılımı 53
Şekil 5.9. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin spektral yayılımı 54
Şekil 5.10. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin spektral yayılımı 54
Şekil 5.11. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin SNR-BER değişimi 56
Şekil 5.12. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin SNR-BER değişimi 57
Şekil 5.13. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin SNR-BER değişimi 58
Şekil 5.14. OFDM sisteminde SLM için orijinal, klasik araştırma, QEA, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi. 61
Şekil 5.15. MIMO-OFDM sisteminde SLM için orijinal, klasik araştırma, QEA, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 61
Şekil 5.16. WOFDM sisteminde SLM için orijinal, klasik araştırma, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 62
Şekil 5.17. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı 63

Şekil 5.18. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı 64
Şekil 5.19. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı 64
Şekil 5.20. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi 65
Şekil 5.21. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi 66
Şekil 5.22. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi. 66
Şekil 5.23. OFDM sisteminde TI için orijinal, klasik araştırma, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 68
Şekil 5.24. MIMO-OFDM sisteminde TI için orijinal, klasik araştırma, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 69
Şekil 5.25. WOFDM sisteminde TI için orijinal, klasik araştırma, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi 70
Şekil 5.26. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı 71
Şekil 5.27. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı 71
Şekil 5.28. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı 72
Şekil 5.29. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi 73

Şekil 5.30. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi 74
Şekil 5.31. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi 76
Şekil 5.33. PTS, SLM ve TI yöntemlerinin OFDM sisteminde P-ABC algoritması için spektral yayılma karşılaştırılması 77
Şekil 5.34. PTS, SLM ve TI yöntemlerinin OFDM sisteminde P-ABC algoritması için SNR-BER karşılaştırılması 77

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER VE LİTERATÜR ÇALIŞMASI

1.1. Tezin Literatürdeki Yeri

Günümüzde daha hızlı ve sağlıklı bir veri iletişimi, tüm kullanıcıların en önemli isteği haline gelmiştir. Bu isteği karşılamak için günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde, dikgen çok taşıyıcılı modülasyon (MCM) [1, 2] tekniği üzerine geliştirilen çok taşıyıcılı kod bölmeli çoklu erişim (MC-CDMA) [3-5], dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) [6-14], çok girişli çok çıkışlı OFDM (MIMO-OFDM) [15-20] gibi sistemler sıklıkla kullanılmaktadır. Dikgen MCM tekniği, yüksek bit hızına sahip giriş verisinin çok sayıda dikgen alt taşıyıcılara bölünmesi prensibine dayalı bir geniş bant iletişim tekniğidir. Dikgenlik, alt taşıyıcıların uygun frekans aralıklarıyla yerleştirilerek birbirleri üzerine herhangi bir bozucu girişim yapmaması şeklinde açıklanmaktadır. Dikgen MCM tekniği; yüksek frekans verimliliği, frekans seçici sönümlemeli kanallara karşı bağışıklık, çok yollu gecikme yayılımların etkisini aza indirme, yüksek iletim kapasitesi, kullanım alanlarına göre değiştirilebilen esnek bir yapıya sahip olması gibi daha birçok avantaja sahiptir. Bu sebeple dikgen MCM tekniği, kablosuz yerel alan ağı (WLAN), dijital ses yayını (DAB), dijital video yayını (DVB), kablosuz kişisel alan ağı (WPAN), gelişmiş evrensel karasal radyo erişimi (e-UTRAN) gibi daha birçok standardın temelini oluşturmaktadır [21-24].

Bu tez çalışmasında kablosuz haberleşme sistemlerinden OFDM, MIMO-OFDM ve dalgacık tabanlı OFDM (WOFDM) sistemleri ele alınmıştır.

OFDM ilk olarak 1960'lı yıllarda paralel veri iletimi düşüncesiyle frekans bölmeli çoğullama temel alınarak geliştirilmiştir [11, 12]. İlk uygulamalarda alt taşıyıcıların sıralı sinüzoidal üreteçler ile oluşturulması ve alıcıda uyumlu demodülatörlerin

gerekliliği OFDM sistemlerinin karmaşık ve pahalı olmasına neden olmuştur. Bu problemin çözümü için alt taşıyıcıların oluşturulması ve tekrar çözülmesi amacıyla sırasıyla ters ayrık Fourier dönüşümü (IDFT) ve ayrık Fourier dönüşümü (DFT) önerilmiştir [13]. OFDM sistemleri, mikroçip ve işaret işleme teknolojilerinin gelişmesiyle birlikte DFT işlemini gerçekleştirecek hızlı Fourier dönüşümü (FFT) algoritması kullanılmasıyla birlikte günümüzde birçok haberleşme sisteminin temelini oluşturmaktadır. OFDM sistemlerindeki semboller arası girişim (ISI) ve taşıyıcılar arası girişim (ICI) problemleri çevrimsel ön ek (CP) kullanılarak önemli ölçüde azaltılmaktadır [14].

Günümüz gezgin ve çok kullanıcılı kablosuz haberleşme sistemlerinin tasarımında karşılaşılan en büyük zorluk artan spektral verimlilik ve gelişmiş bağlantı güvenliğidir. Çok yollu sönümleme ve kullanıcılar arası girişimin sebep olduğu problemlerden dolayı haberleşme sistemlerin kanal kapasitesi önemli ölçüde düşmektedir. Bu dezavantajı en aza indirmek için anten çeşitliliği sağlayan MIMO yapıları OFDM ile birleştirilerek MIMO-OFDM sistemleri geliştirilmiştir [15-20]. Ayrıca MIMO-OFDM sistemlerinde uzay zaman ve uzay frekans kodlama ile iletilecek olan veriler üzerinde zaman ve frekans çeşitlemesi yapılarak sistem başarımı artırılmaktadır [18,19].

Dalgacık (wavelet) dönüşümü işaret işleme uygulamalarında uzun yıllardır kullanılıyor olmasına rağmen kablosuz haberleşme sistemlerinin hemen her alanında olumlu bir şekilde uygulanmaya son yıllarda başlanmıştır [25-28]. Dalgacık dönüşümünün esnek yapısı ve alt taşıyıcılar üzerindeki uyarlanabilir zaman-frekans aralıkları sayesinde ayrık dalgacık paket dönüşümü (DWPT) tabanlı OFDM (WOFDM) yapısı FFT tabanlı OFDM yapısına alternatif olarak ortaya çıkmaktadır [25, 26]. WOFDM sisteminde iletilecek olan giriş verisinin farklı frekans bantlarına ayrılması alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre çiftleri sayesinde gerçekleştirilmektedir. Filtre çiftleri, WOFDM sistemlerinde ağaç budama yapısı olarak adlandırılan ve frekans ve zaman çeşitlemesi sağlayan yapı içerisinde kullanılmaktadır [25].

Yukarıda açıklanan ve birçok avantaja sahip olan günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde işaretlerin yüksek tepe gücü ortalama güç oranına (PAPR) sahip olması performansı olumsuz etkileyen en büyük etkenlerden birisidir [29-32]. PAPR, alt

taşıyıcıların zaman ekseninde toplanmasıyla elde edilen MCM işaretinde zarfın gücünün en yüksek olduğu değer ile işaretin ortalama gücüne oranı olarak adlandırılmaktadır.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde PAPR değerini düşürmek için literatürde birçok yöntem önerilmiştir [33-95]. Bu yöntemler işaret bozma [33-53], kodlama [54-66] ve olasılıksal [67-95] yöntemler olarak üç ana grupta toplanmaktadır.

İşaret bozma teknikleri, Kırpma ve filtreleme [33-38], tepe pencereleme [39], sıkılaştırma-genleştirme [40-51] ve tepe çıkarma [52, 53] olmak üzere dört bölüme ayrılabilir. Bu tekniklerin uygulanmasıyla birlikte bant içi bozulma ve bant dışı ışıma meydana gelebilmektedir. Uygulanması en basit tekniklerden birisi olan kırpma ve filtrelemede, işaretlerin önceden belirlenen kırpma seviyesinin üzerine çıkan kısımları kesilirken, bu seviyenin altında kalan işaretlerde herhangi bir değişiklik olmadan iletilirler. Bu teknikle birlikte oluşan bant dışı ışımayı azaltmak için çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Bunlardan [33-35]'de kademeli kırpma ve filtreleme yöntemi önerilmektedir. [36]'de bir en uygun frekans cevaplı filtre kullanılarak kademeli kırpma ve filtreleme yöntemini geliştirmişlerdir. [37]'de kırpma işleminin frekans seçici sönümlü kanallardaki etkisini OFDM sistemlerinde incelenirken [38]'de kırpma işleminin kanal kapasitesi üzerindeki etkisi incelenmektedir.

Tepe pencereleme tekniğinde önceden belirlenen seviyenin üzerine çıkan işaretler pencere fonksiyonu olarak adlandırılan bir ağırlıklandırma fonksiyonu tarafından ölçeklendirilirler [39]. Hamming, Hanning ve Kaiser en çok kullanılan pencere fonksiyonlarıdır. Bu yöntemde işaretin genliği yükseldikçe pencere fonksiyonunun genliği azalmaktadır.

Sıkılaştırma-genleştirme yöntemi; doğrusal simetrik dönüşüm (LST), doğrusal asimetrik dönüşüm (LAST), doğrusal olmayan simetrik dönüşüm (NLST) ve doğrusal olmayan asimetrik dönüşüm (NLAST) olmak üzere dört ayrı sınıfa ayrılmaktadır [40, 41]. Doğrusal dönüşümlerde işaret sıfır ila bir arasında değişen sabit bir sayı ile çarpılırken doğrusal olmayan dönüşümlerde μ kuralı Sıkılaştırma-genleştirme dönüşümü ile PAPR düşürülür [42, 43]. [42]'de μ kuralı dönüşümü katsayılarının OFDM sistemlerindeki bit hata oranı (BER) üzerindeki etkileri araştırmıştır. [44]'de hata fonksiyonu dönüşümü kullanılarak bir NLAST yöntemi geliştirilmiştir. Hata fonksiyonuna benzer şekilde üstel

[45, 46], logaritmik [47] ve hiperbolik tanjant [48, 49] fonksiyonlarını kullanarak geliştirilen yöntemler de mevcuttur. [50,51]'de LST ve LAST yöntemlerinin BER performansları incelenmiştir.

Tepe çıkarma yönteminde işaretlerin daha önceden belirlenen bir seviyenin üzerine çıkan kısımları bant sınırlı bir dalga formu ile ayrılıp farklı bir kanal ile iletilmesi ilkesine dayanır [52, 53].

Kodlama teknikleri ile PAPR düşürmede, doğrusal blok kodlamada (LBC), golay tümleyici dizileri (GCS) ve turbo kodlama gibi bazı hata bulma ve hata düzeltme kodlarına bazı uyarlamalar yapılarak kullanılmaktadırlar [54-66].

Doğrusal blok kodlamada (LBC) kod kelimesindeki bazı bitler BER performansını artırmak için kullanılmaktayken uygun dönüşümler kullanılarak bu bitler PAPR düşürmede kullanılabilmektedir [54-60]. [54]'de temel bir LBC [55]'de çevrimsel kod uygulanarak PAPR düşürme sağlanmıştır. [56]'da alt blok kodlama (SBC) ile daha az hesaplama karmaşıklığına sahip bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemde uzun veri bilgisi alt bloklara ayrılmaktadır. Her alt bloğun içerisine eklenen eşlik bitlerinin pozisyonu PAPR değerini düşürmek için optimize edilir. Bu yöntemde eşlik bitlerinin pozisyonu yan bilgi olarak alıcıya iletilmesi gerekmektedir. Bu durum bant genişliği verimliliğinin düşmesi anlamına gelmektedir. [57]'da OFDM sistemlerinde LBC kullanılarak PAPR düşürmenin yanı sıra hata düzeltmede amaçlanmıştır. Üreteç matrisi tarafından üretilen kod kelimesi faz çevirme dizisi olarak PAPR düşürmek için kullanılmıştır. [58, 59]'te giriş verisinin içerisine birkaç tümleyen bit ilave edilerek tümleyen blok kodlama (CBC) ile PAPR değeri düşürülmüştür. [60]'de düşük yoğunluklu eşlik kontrol (LDPC) kodları kullanılarak PAPR düşürümü sağlanmıştır.

Golay tümleyici dizileri (GCS) faz dışı öz ilinti fonksiyonunun sıfır olmasından yararlanılarak OFDM sistemlerinde alt taşıyıcıların faz değerlerini değiştirerek PAPR düşürümü için kullanılmıştır [61]. GCS, blok kodlama ile birlikte OFDM sistemlerinde PAPR düşürümünün yanı sıra hata düzeltme işlemi için de uygulanmıştır [62, 63].

Turbo kodlama, olasılıksal PAPR düşürme yöntemlerinden seçici eşleme (SLM) için faz döndürme vektörünü oluşturmak için kullanılmıştır [64-66]. Klasik SLM yönteminde faz döndürme vektörünün yan bilgi olarak alıcı kısma iletilmesi gerekmektedir. Bu

durum ise bant verimsizliğini yanı sıra yan bilginin alıcı tarafından yanlış alınması sonucu BER performansının düşmesine neden olacaktır. Turbo kodlamanı yapısı sistem alıcı kısmında da bilindiğinden dolayı yan bilgi gönderilmesine gerek yoktur. Ayrıca turbo kodlama ile PAPR düşürümünün yanı sıra hata düzeltme işlemi de gerçekleştirilmektedir.

Literatürde üzerinde en çok çalışılan PAPR düşürme yöntemleri olasılıksal yöntemlerdir [67-95]. Olasılıksal yöntemler, işaret bozma tekniklerinde olduğu gibi işaretler üzerinde bilgi kaybına yol açmazlar. Kodlama tekniklerinden çok daha fazla PAPR düşürme potansiyelleri vardır. Ayrıca olasılıksal yöntemlere zeki optimizasyon yöntemlerinin uygulanmasıyla birlikte daha etkili bir PAPR düşürme elde edilirken hesaplama karmaşıklığının da azaltılması sağlanmaktadır. Olasılıksal teknikler seçici eşleme (SLM) [67-77], kısmi iletim dizileri (PTS) [78-88] ve ton ekleme (TI) [89-95] olmak üzere üç gruba ayrılabilir.

Olasılıksal teknikler içerisinde uygulanması en kolay yöntem olan SLM'de giriş veri dizisindeki sembollerin faz açıları uygun faz döndürme çarpanları ile değiştirilerek PAPR düşürme gerçekleştirilmektedir [67, 68]. Faz döndürme vektörünün yan bilgi olarak iletilmesi gerekmektedir. Bu olumsuzluğu giderebilmek için yan bilgi SLM yöntemi sonucu oluşan işarete faz kaydırma yöntemi uygulanarak ilave edilmiştir [69-73]. Sistemin alıcı kısmında ise yan bilgi en büyük olabilirlik detektörü (MLD) kullanılarak tekrar elde edilmektedir. Başka bir çalışmada yan bilgi, kanal kestiriminde kullanılan pilot ton yerleşimi prensibine göre veri dizisi içerisinde iletilmektedir [74]. Bu yöntemdeki BER performansı klasik yöntemle kıyaslandığında neredeyse aynıdır. Ayrıca bu çalışmada faz vektörünün elde edilmesi için yeni bir yöntem önerilmiş ve MLD'ye kıyasla hesaplama karmaşıklığının daha da düşük olduğu gösterilmiştir. İletilecek olan veri dizi uzunluğunun artması faz döndürme vektörünün uzunluğu ile birlikte hesaplama karmaşıklığının da artmasına yol açmaktadır. Bu olumsuzluğu gidermek için alt taşıyıcıların oluşumundan sonra işaret daha küçük parçalara ayrılır ve her bir parça veri dizisindeki bir sembol gibi düşünülerek PAPR düşürme yapılmaktadır [75, 76]. Popülasyon tabanlı bir araştırma algoritması olan kuantum benzetimli evrimsel algoritma (QEA) kullanılarak hesaplama karmaşıklığının azaltılması sağlanmıştır [77].

PTS yönteminde giriş veri dizisi alt bloklara ayrıldıktan sonra her biri için ayrı ayrı IFFT işlemi uygulanarak frekans ekseninden zaman eksenine geçiş sağlanır. Daha sonra alt bloklar uygun faz faktörleri ile faz açıları değiştirilmesiyle PAPR düşürme gerçekleştirilir [78]. SLM yönteminde olduğu gibi PTS yönteminde de faz döndürme vektörünün yan bilgi olarak alıcıya iletilmesi gerekmektedir. Sıralı faz faktörü değiştirme yöntemi hesaplama karmaşıklığı azaltmanın en basit yolu olarak önerilmiştir [79]. Bir eğim iniş araştırma algoritması kullanılarak klasik yönteme kıyasla PAPR düşümünden çok az feragat ederek hesaplama karmaşıklığının azaltılması sağlanmıştır [82]. Düşük korelasyona sahip Kasami dizileri kullanılarak düşük hesaplama karmaşıklığına sahip bir metot önerilmiştir [83]. Yapay arı koloni (ABC) algoritması [84, 85], parçacık sürü optimizasyon (PSO) algoritması [86] ve genetik algoritma (GA) [87] kullanılarak optimal faz döndürme vektörü araştırılmıştır. Başka bir çalışmada, işaret seçme tekniği kullanılarak uygun alt taşıyıcı seti oluşturulmuş ve QEA bu set için faz döndürme vektörü optimizasyonu ile hesaplama karmaşıklığı azaltılmıştır [88].

SLM ve PTS yöntemlerinde işaretlerin sadece faz açıları değiştirilerek PAPR düşürme yapılmaktadır. Ton ekleme yönteminde ise faz değişimlerinin yanı sıra genlik değerlerinin değişimi de uygulanmaktadır [89-92]. QAM veya PSK eşleştirilmesi yapılmış giriş verisindeki her bir sembol daha önceden belirlenen ve aynı bilgiye sahip uygun genişleme noktalarında iletilerek PAPR düşürme gerçekleştirilir. SLM ve PTS yöntemlerinde yan bilginin iletilmesi zorunluluğu varken TI yönteminde yan bilgiye ihtiyaç duyulmadığından tahsis edilen bant genişliği daha verimli bir şekilde kullanılmaktadır. TI yönteminin dezavantajı ise iletilecek olan işaretin ortalama gücünün diğer iki yönteme kıyasla daha yüksek olmasıdır. Bu sebeple ortalama gücü en az şekilde artmasına neden olacak uygun genişleme noktalarının belirlenmesi için çeşitli çalışmalar bulunmaktadır [93, 94]. Optimal genişleme noktaları tespiti için başka bir çalışmada tabu araştırma ve paralel tabu araştırma optimizasyon algoritması önerilmiştir [95].

1.2. Tezin Amacı ve Önemi

Yüksek PAPR, kablosuz haberleşme sistemlerinin verici katında yüksek güç kuvvetlendirici (HPA) [96, 97], sayısal analog dönüştürücü (DAC) ve analog sayısal dönüştürücü (ADC) gibi doğrusal olmayan elemanların kullanılmasından dolayı

işaretlerin bozulmalarına yol açmaktadır. Bu bozucu etkiler bant içi bozulma ve bant dışı ışıma olarak gruplandırılmaktadır [98]. Bant içi bozulma, yüksek PAPR değerine sahip işaretlerin kuvvetlendirilmesi sırasında HPA'nın doyum bölgesinde çalıştırılmaya zorlanması, DAC ve ADC'nin adım büyüklüğünün ani değişen güç değerlerine yetişememesi nedenleri ile ortaya çıkmaktadır. Bant dışı ışıma, doyma bölgesinde çalışmaya devam eden bir HPA'nın girişine düşük güç değerine sahip bir işaret gelse dahi belirli bir süre doyma bölgesinden çıkamamasından kaynaklanmaktadır. Bu durum ise bir MCM işaretinin frekans ekseninde ana bandının yanı sıra yan bant gücünün de yüksek olmasına (spektral yayılma) ve faz kaymalarına sebep olmaktadır. Böylece bir OFDM işaretinin yan bandı diğer bir OFDM işaretinin ana bandına girişim yapmış olacaktır. Yukarıda bahsedilen ve yüksek PAPR değerinin sebep olduğu etkilerden dolayı iletilmek istenen veri henüz haberleşme kanalına verilemeden bilgi kayıplarına maruz kalacaktır. Sonuç olarak sistem alıcı kısmında tekrar elde edilmeye çalışılan veri üzerindeki hatalı bit sayısı artacağından haberleşme sisteminin başarımı düşecektir.

MCM tekniğindeki bu olumsuzluk; HPA'nın doğrusal kuvvetlendirme bölge aralığının çok geniş olmasıyla, DAC ve ADC'nin adım büyüklüklerinin çok hızlı uyarlanabilir olması ile çözülebilir. Bu çözümler tasarımlardaki zorluklarla birlikte maliyet ve karmaşıklığında artmasına sebep olmaktadır. Yüksek PAPR değerinin sebep olduğu olumsuzluklar HPA, DAC ve ADC gibi elemanların tasarımındaki donanımsal değişiklikler yerine yazılımsal olarak geliştirilebilen çeşitli teknikler yardımı ile giderilebilmektedir. Özetle, bu tekniklerin temel amacı yüksek PAPR değerini düşürerek HPA, DAC ve ADC gibi elemanların işaretler üzerindeki yukarıda açıklanan bozucu etkilerini en aza indirmektir.

Literatürde PAPR değerini düşürülmesi amacıyla klasik tekniklerin kullanıldığı çok sayıda çalışma mevcuttur [33-66]. Yapay zeka optimizasyon algoritmaları ise olasılıksal teknikler olan PTS, SLM ve TI yöntemlerinde daha fazla PAPR düşürme sağlanması ve hesaplama karmaşıklığının azaltılması amacıyla kullanılmaktadır [84-88, 95].

Yapay zeka optimizasyon algoritmaları; yerel minimumlara takılmamaları, başarımlarının başlangıç şartlarına fazlaca bağlı olmaması ve doğrusal olmayan çok parametreli optimizasyon problemlerinde klasik yöntemlere göre daha iyi sonuç vermeleri gibi avantajlara sahip olmasından dolayı, haberleşme sistemlerinin

başarımlarının artırılması amacı ile son zamanlarda giderek artan bir oranda kullanılmaya başlanmıştır.

Bu tez çalışması kapsamında OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM kablosuz haberleşme sistemlerinde tabu araştırma (TS) [99], paralel TS (P-TS) [100], karınca koloni optimizasyonu (ACO) [101], paralel ACO (P-ACO) [102], yapay arı kolonisi (ABC) [103, 106] ve paralel ABC (P-ABC) [107] optimizasyon algoritmaları kullanılarak PAPR düşürme gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, klasik teknikler ve diğer bazı zeki optimizasyon algoritmaları kullanılarak elde edilen sonuçlarla, aşağıda sıralanan dört temel faktörle karşılaştırılmıştır [30].

- PAPR düşürme performansı,
- Hesaplama karmaşıklığı,
- Bit hata oranı (BER),
- Spektral yayılma.

PTS tekniği için TS, P-TS, ACO, P-ACO, ABC ve P-ABC algoritmaları, SLM ve TI teknikleri için ABC, G-ABC1 [108], G-ABC2 [109] ve P-ABC algoritmaları optimal faz döndürme vektörünün bulunması amacıyla kullanılmışlardır.

G-ABC1 ve G-ABC2, ABC'nin araştırma stratejisinin geliştirilmesiyle elde edilmiş ve PAPR düşürülmesinde ABC'ye kıyasla daha iyi sonuç göstermişlerdir.

Paralel ABC, araştırma stratejisi geliştirilmiş birden fazla ABC'nin birleştirilerek daha iyi bir PAPR düşürme performansı sağlamak amacıyla geliştirilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde, kablosuz haberleşme sistemlerinden OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM'den bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde, MCM tekniğindeki PAPR değeri ve PAPR düşürme yöntemleri açıklanmıştır. Dördüncü bölümde; TS, P-TS, ACO, P-ACO, ABC ve P-ABC algoritmaları açıklanmıştır. Beşinci bölümde, yapay zeka optimizasyon algoritmalar ile elde edilen simülasyon sonuçları verilmiştir. Altıncı bölümde ise sonuçlar ve öneriler yer almaktadır.

2. BÖLÜM

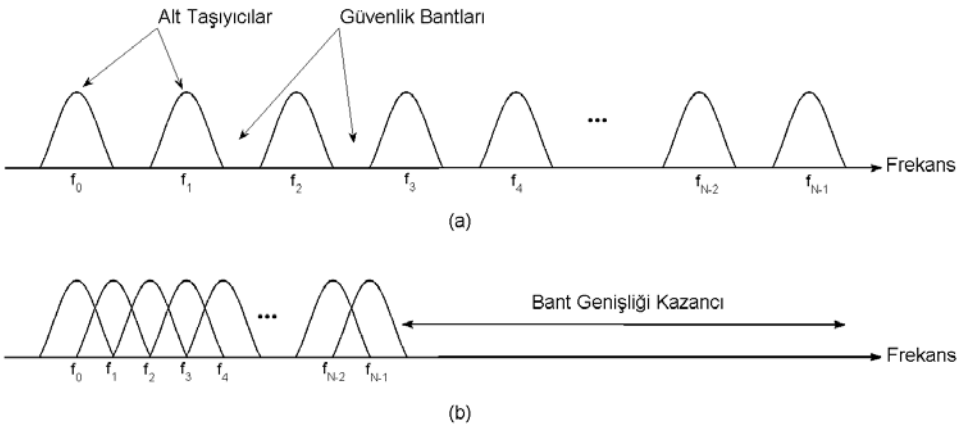
KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ

2.1. Giriş

Bu bölümde, tez çalışması kapsamında ele alınan kablosuz haberleşme sistemlerinden günümüzde sıklıkla kullanılan dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM), çok girişli çok çıkışlı OFDM (MIMO-OFDM) sistemleri ve sahip olduğu esnek tasarım özelliklerinden dolayı gelecek haberleşme sistemlerinde yüksek kullanılma potansiyeli olan ayrık dalgacık dönüşümü (DWT) tabanlı OFDM (WOFDM) sisteminin yapısı incelenmektedir.

2.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM)

OFDM, d uzunluğa sahip yüksek hızlı veri dizisini her birinin veri oranı d / N olan N adet dikgen alt taşıyıcı üzerinden eşzamanlı olarak ve toplam hız değişmeyecek şekilde, alt bantlardan düşük hızda iletilmesini sağlayan bir modülasyon ve çoğullama tekniğidir. [6-14]. Tek taşıyıcılı sistemlere göre alt taşıyıcıların sembol sürelerinin artması, OFDM sembollerinin çok yollu yayılım sonucu meydana gelen simgeler arası girişim (ISI) gibi haberleşme kanallarının bozucu etkilerine karşı daha dayanıklı hale gelmesini sağlamaktadır. OFDM sembolleri için döngüsel önek adı verilen bir koruma zamanı eklenerek ISI problemi neredeyse tamamen çözülür. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi OFDM sistemlerinde alt taşıyıcıların birbirine dikgen olması ve taşıyıcı spektrumlarının birbiri üzerine binmesi sayesinde mevcut bant genişliği Frekans Bölmeli Çoğullama (FDM) sistemine kıyasla daha verimli bir şekilde kullanılmakta ve iletim kapasitesinin artırılması sağlanmaktadır.



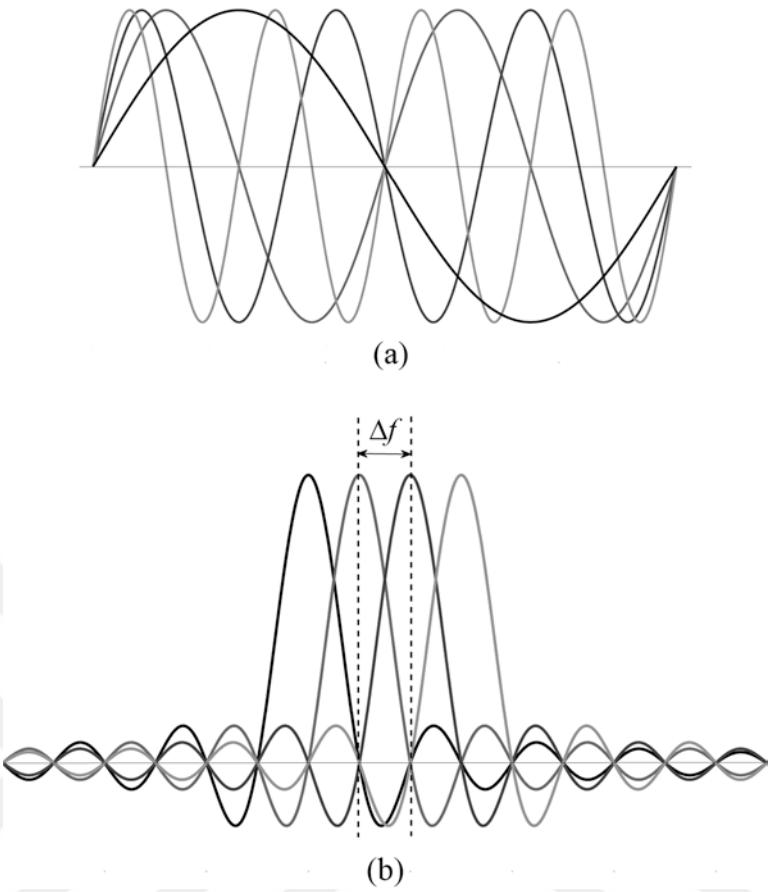
Şekil 2.1. N adet alt taşıyıcıya sahip OFDM sisteminde bant genişliği kazancı, (a) FDM sisteminde alt taşıyıcıların yerleşimi, (b) OFDM sisteminde dikgen alt taşıyıcıların yerleşimi.

Bir OFDM işaretinde T aralığı boyunca her bir alt taşıyıcının periyot sayısının tam sayıya sahip olması durumunda alt taşıyıcıların birbirine dikgen olması sağlanmaktadır. Matematiksel olarak $\psi_p(t)$ ve $\psi_q(t)$ gibi iki işaretin T aralığı boyunca dikgenliği aşağıdaki gibi ifade edilir [10, 13].

$$\begin{aligned} &\frac{1}{T_s}\int_0^T \varphi_k(t)\varphi^*{}_l(t)\,dt \\ &=\frac{1}{T_s}\int_0^T e^{j2\pi(f_k-f_l)t}dt=\begin{cases}0 & k\neq l\\ 1 & k=l\end{cases}\end{aligned} \tag{2.1}$$

Burada '$*$' kompleks eşlenik işlemini göstermektedir. Şekil 2.2'de bir OFDM sistemindeki dört adet dikgen alt taşıyıcının zaman ve frekans domenlerine ait bir örnek verilmektedir.

İlk geliştirilen OFDM sistemlerindeki dikgen alt taşıyıcılar N adet yerel osilatör kullanılarak üretilmekteydi. Ancak bu yöntem, eşgüdüm gibi uygulama sorunları ile birlikte sistemin daha karmaşık ve pahalı olmasına yol açmaktadır. Bu problem ayrık Fourier dönüşümü (DFT) tekniğinin günümüz elektronik devreleri üzerinde gerçekleştiriliyor olması sayesinde ortadan kaldırılabilmektedir [13].



Şekil 2.2. OFDM sisteminde dikgen alt taşıyıcı işaretler: (a) Zaman domeni görüntüsü, (b) Frekans domeni görüntüsü [13].

Δf alt taşıyıcılar arasındaki frekans aralığını ifade etmek üzere, $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş verisi için bir OFDM işaretinin sürekli zaman gösterimi matematiksel olarak aşağıdaki gibi tanımlanır [30]:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x}(t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi(f_c + k\Delta f)t}, \quad 0 \le t \le T \\ &= e^{j2\pi f_c t} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k\Delta f t} \\ &= e^{j2\pi f_c t} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \varphi_k(t) \end{aligned} \tag{2.2}$$

$$\varphi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi k\Delta f t} & 0 \le t \le T \\ 0 & diğer \end{cases} \tag{2.3}$$

burada

X_k : İletilecek olan karmaşık QAM veya PSK sembollerini,

k : İletilen OFDM sembolünün ve alt taşıyıcıların indisini,

N : Alt taşıyıcı sayısını,

$e^{j2\pi k\Delta ft}$: k . alt taşıyıcıyı

f_c : en düşük alt taşıyıcı frekansını,

Δf : Alt taşıyıcılar arasındaki frekans aralığını,

T : OFDM işaretinin süresini ifade etmektedir.

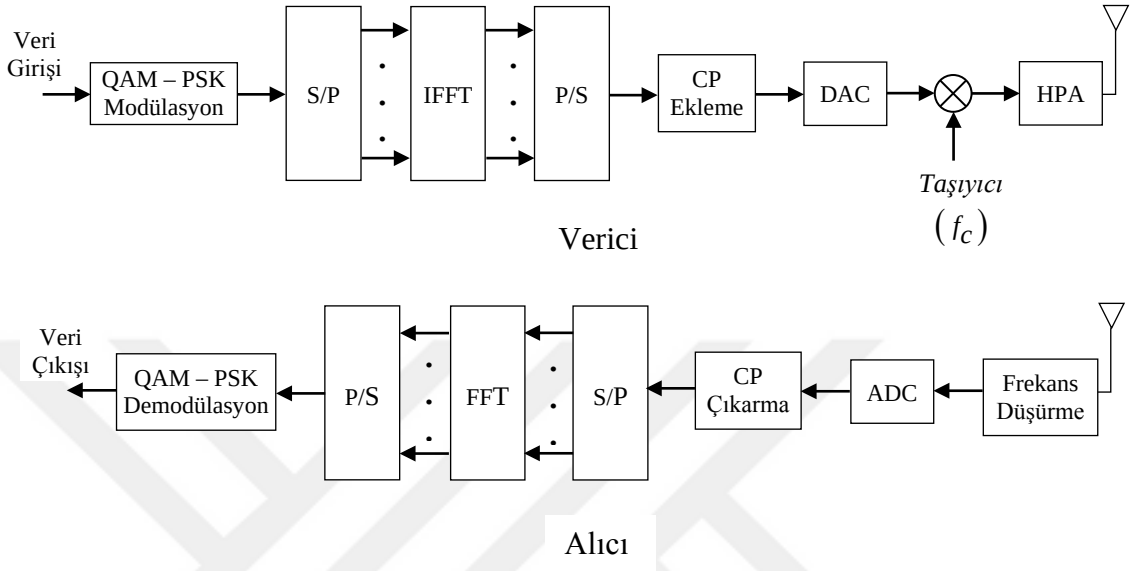
Alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik $\Delta f = \frac{B}{N} = \frac{1}{T}$ olması durumunda sağlanmaktadır. Burada B, OFDM sinyalinin toplam bant genişliğidir. Eşitlik (2.2)'deki sürekli zaman işaretinden örnekleme yoluyla ayrık zamanlı gösterime geçilebilir. Dikgenlik koşulu altında $t = n\frac{T}{N}$ noktalarında örnek alınacak olursa ayrık zamanlı $\boldsymbol{x}[n]$ işareti aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\boldsymbol{x}[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N} = \text{IDFT}\{\boldsymbol{X}\}, \quad 0 \le k \le N-1, \tag{2.3}$$

burada n ayrık örnekleme noktalarıdır. Eşitlik (2.3), ters ayrık Fourier dönüşümü (IDFT)'yi ifade etmektedir. Günümüz OFDM sistemlerinde dikgen alt taşıyıcıların üretilmesinde IDFT'nin hesaplama karmaşıklığını azaltmak için ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) algoritması kullanılmaktadır.

Şekil 2.3'de FFT temelli bir OFDM sisteminin verici ve alıcı birimlerine ait blok diyagram görülmektedir. Sistemin verici biriminde, ilk olarak sayısal mesaj dizisi QAM veya PSK eşleştirmesi yapıldıktan sonra veriler seri formdan paralel forma dönüştürülerek IFFT işlemi gerçekleştirilir. IFFT ile ayrık frekans ekseninden ayrık zaman eksenine dönüşüm sağlanmaktadır. Bu aşamadan sonra semboller arası girişime (ISI) karşı dayanıklılığı ve OFDM işaretlerinin periyodikliğini sağlamak için periyodik ön ek (CP) olarak adlandırılan koruma aralığı eklenir. Periyodik ön ek, bir OFDM işaretinin genellikle son dörtte birlik parçasının kopyalanarak bu işaretin önüne eklenmesi ile uygulanmaktadır. İşaretler üzerinde sayısal/analog dönüşümü (DAC) yapıldıktan sonra alt taşıyıcıların iletilecek olan f_c taşıyıcı frekansına yükseltilmeleri

sağlanır. Vericide gerçekleştirilen son işlem ise işaretlerin yüksek güç kuvvetlendiricisi (HPA) tarafından kuvvetlendirilmesiyle haberleşme kanalına uygulanmasıdır.



Şekil 2.3. OFDM sisteminde verici ve alıcı birimlerine ait blok diyagram.

Sistemin alıcı kısmında ise ilk olarak frekans düşürme işlemi ile alt taşıyıcıların temel bant seviyesine indirgenmesi sağlanmaktadır. CP çıkarma işleminden sonra elde edilen veri dizisine FFT uygulanarak QAM veya PSK eşleştirmeleri yapılan veri sembolleri elde edilmektedir. FFT işlemi ile veri sembollerinin tekrar elde edilmesi matematiksel olarak aşağıda gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{Y} &= \mathrm{FFT}\{x[n]\} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1}\sum_{d=0}^{N-1} X_d e^{j2\pi n(d-k)/N} \\ &= \sum_{d=0}^{N-1} X_d \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(d-k)/N} \\ &= \sum_{d=0}^{N-1} X_d N\delta[d-k] \\ &= \boldsymbol{X} \end{aligned} \tag{2.4}$$

OFDM sistemi; dar bantlı girişime, ISI etkilerine ve frekans seçici sönümlemeye karşı dayanaklılık, eş zamanlama ve gecikme hatalarını tolere edebilme özelliklerine sahiptir. Bu avantajlarından dolayı, sayısal ses yayını (DAB), sayısal video yayını (DVB), kablosuz yerel ağ şebekeleri, 4. Nesil (4G) mobil sistemler gibi iletişim standartlarında sıklıkla kullanılmaktadır. Bununla birlikte OFDM temelli sistemlerde, senkronizasyon hataları ile işaretlerin yüksek tepe gücü/ortalama güç oranı (PAPR)'a sahip olması iki ana dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Senkronizasyon hataları, zamanlama hataları, taşıyıcı faz gürültüsü ve frekans hataları olarak kendisini göstermektedir. Yüksek PAPR ise yüksek güç kuvvetlendirici (HPA), DAC ve ADC gibi doğrusal olmayan elemanların kullanılmasından dolayı iletilecek olan işaretler üzerinde bozulmalara yani bilgi kayıplarına sebep olmaktadır.

2.3 Çok Girişli Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (MIMO-OFDM)

Günümüz modern kablosuz haberleşme sistemlerinde çoklu verici anten ve çoklu alıcı anten yapısı giderek artan bir şekilde kullanılmaktadır. MIMO yapısı ekstra güç ve bant genişliğine ihtiyaç duymaksızın sistemlerin veri iletim kapasitesini artırmaktadır.

Şekil 2.4'te N adet alt taşıyıcıya sahip OFDM tekniğini kullanan N_T adet verici ve N_R adet alıcı antene sahip bir MIMO-OFDM sisteminin blok diyagramı görülmektedir. MIMO-OFDM sistemine gelen sayısal verilerin ilk olarak QAM veya PSK eşleştirmeleri yapılır. Daha sonra uzay-zaman veya uzay-frekans kodlaması yapılarak iletim kanalında oluşabilecek gürültü ve girişimlere karşı koruma sağlanmaktadır. Uzay-zaman ve uzay-frekans kodlamanın yapısı, MIMO-OFDM sisteminde kullanılan anten sayısına bağlı olarak belirlenmektedir. Bu tez çalışmasında MIMO-OFDM yapısı olarak kullanılan iki adet verici iki adet alıcı antene sahip bir Alamouti tabanlı uzay-frekans blok kodlamalı (SFBC) MIMO-OFDM sisteminde, SFBC kod matrisi aşağıda verilmektedir:

$$C = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

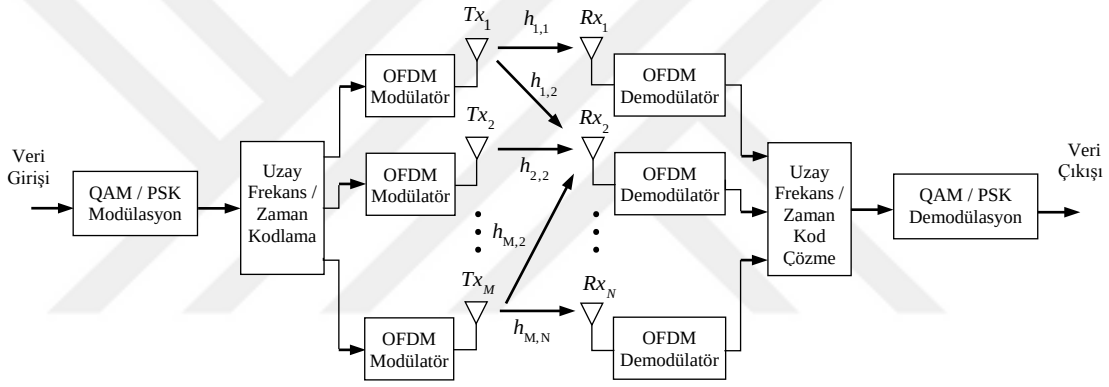
$\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş verisi üzerinde yapılan bir SFBC işlemi sonucu oluşan veri dizisi aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\boldsymbol{X}^1 = [X_0, -X_1^*, \cdots, X_{N-2}, -X_{N-1}^*]^T$$
$$\boldsymbol{X}^2 = [X_1, X_0^*, \cdots, X_{N-1}, X_{N-2}^*]^T \tag{2.5}$$

Burada $\boldsymbol{X}^i$, Tx_i anteninden iletilecek olan veriyi ifade etmektedir. Periyodik ön ek eklenmiş (L_{CP}) bir MIMO-OFDM işareti aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\boldsymbol{x}^i[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_k^i e^{j2\pi kn/N}, \quad -L_{CP} \le k \le N-1, \tag{2.6}$$

Bu durumda her bir OFDM sembol süresi $T = N + L_{CP}$ olacaktır.



Verici Alıcı

Şekil 2.4. MIMO-OFDM sistem modeli.

Şekil 2.4'deki gibi bir MIMO-OFDM sisteminin $N_R \times N_T$ boyutundaki kanal matrisi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

Burada $h_{i,j}$ ifadesi, i. verici antenden j. alıcı antene olan kanal katsayılarıdır. Bu durumda sistemin alıcı kısmındaki işaret aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$y^i[n] = \sum_{j=1}^{N_T} X_j h_{i,j} + w_j, \quad i = 1,2,\cdots,N_T \qquad j = 1,2,\cdots,N_R \tag{2.8}$$

Burada X_j, j. antenden alınan işaret, w_j toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN)'dür.

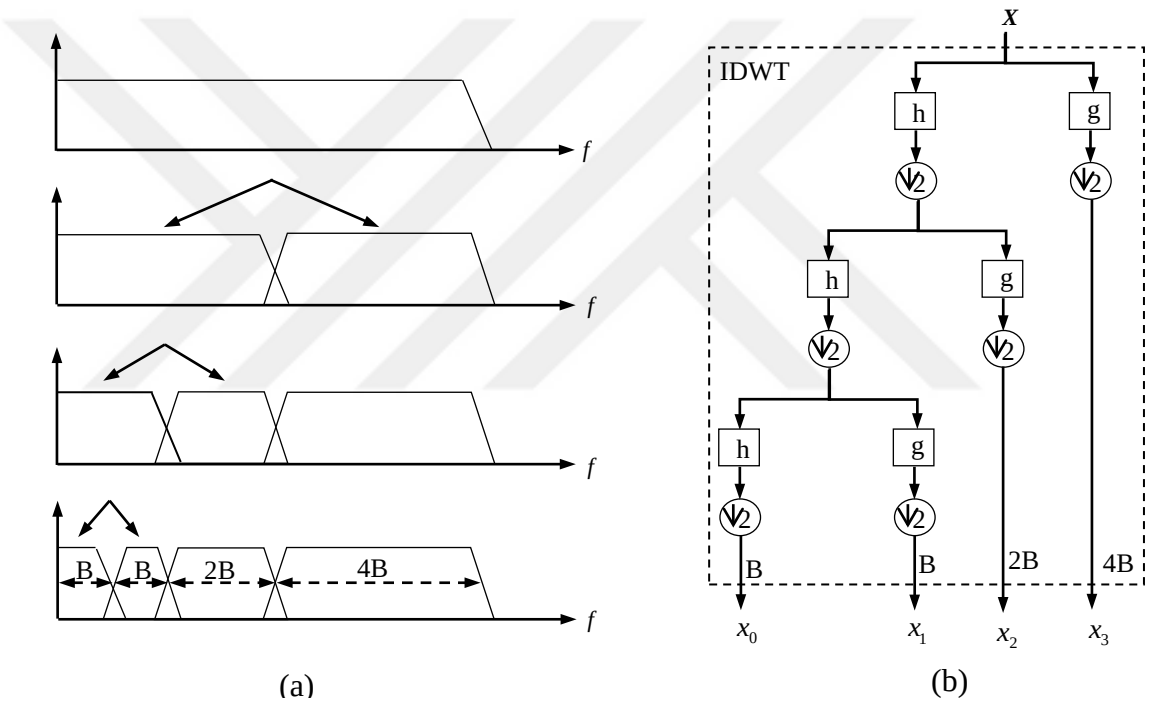
2.4. Ayrık Dalgacık Dönüşümü Tabanlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (WOFDM)

Dalgacık (wavelet) dönüşümü işaret işleme uygulamalarında uzun yıllardır kullanılıyor olmasına rağmen, haberleşme alanında son yıllarda ilgi çekmeye başlamıştır. Son zamanlarda dalgacık dönüşümünün esnek yapısı ve alt taşıyıcılar üzerindeki uyarlanabilir zaman-frekans aralıkları sayesinde ayrık dalgacık dönüşümü (DWT) tabanlı OFDM (WOFDM) yapısı FFT tabanlı OFDM yapısına alternatif olarak ortaya çıkmaktadır [25-28].

FFT tabanlı OFDM sistemlerinde dikgen alt taşıyıcılar sinüs/kosinüs işaretlerinden oluşmaktadır. Böyle bir uygulamada alt taşıyıcıların ayrılması için dikdörtgen pencereleme kullanılması yüksek yan bant gücü oluşmasına neden olmaktadır. Ayrıca alt taşıyıcılar frekans ekseninde sonsuz uzunluğu sahip Sinc fonksiyonundan oluşmaktadır. Bu iki durum ise FFT tabanlı OFDM işaretlerinde ISI ve taşıyıcılar arası girişim (ICI) problemlerine yol açmaktadır. Bu dezavantajlar spektral verimliliğin düşmesine yol açan çevrimsel ön ek (CP) eklenerek giderilebilmektedir. Dalgacık tabanlı WOFDM sistemlerinin yapısal avantajından dolayı, CP eklenmesine gerek yoktur.

N adet sembolden oluşan bir $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]$ verisi haberleşme kanalı üzerinden iletilmek istendiğinde, FFT-OFDM yapısında bu işaretin her bir sembolü eşit bant genişliklerine sahip N adet alt taşıyıcı ile iletilmektedir. Buna karşın WOFDM yapısında ise her bir sembol farklı bant genişliğine sahip alt taşıyıcılar ile iletilebilme olanağına sahiptir. Bu esneklik, WOFDM'nin alt taşıyıcı yapısının haberleşme ortamının durumuna göre uyarlanmasıyla sistemlerin performansının iyileşmesini sağlamaktadır.

Bir WOFDM sisteminin verici kısmında alt taşıyıcılar ters ayrık dalgacık dönüşümü (IDWT) ile gerçekleştirilirken bu işlem OFDM sistemlerinde IFFT işlemine denk gelmektedir. IDWT işlemi ile herhangi bir işaretinin farklı frekans bantlarına ayrıştırılması, alçak geçiren ve yüksek geçiren filtreleme yolu ile gerçekleştirilmektedir. $\boldsymbol{X}$ giriş işareti ilk olarak $g[n]$ gibi bir yarı-bant yüksek geçiren filtreden ve $h[n]$ gibi bir yarı-bant alçak geçiren filtreden geçirilir. Daha sonra işarete Nyquist kuralına göre iki katsayılı olarak örnekleme işlemi uygulanır. Bu işlem Şekil 2.5 ile bir örneği gösterilen ağaç yapısı tamamlanıncaya kadar sürdürülür.



Şekil 2.5. (a) WOFDM sisteminde alt taşıyıcıların bant genişliklerine ait bir örnek, (b) WOFDM sistemindeki dalgacık dönüşümünün ağaç yapısı.

Bir işaretin frekans bantlarına ayrıştırılma işlemi matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$y_{yüksek}[n] = \sum_k X_k g[2n-k]$$
$$y_{alçak}[n] = \sum_k X_k h[2n-k] \tag{2.9}$$

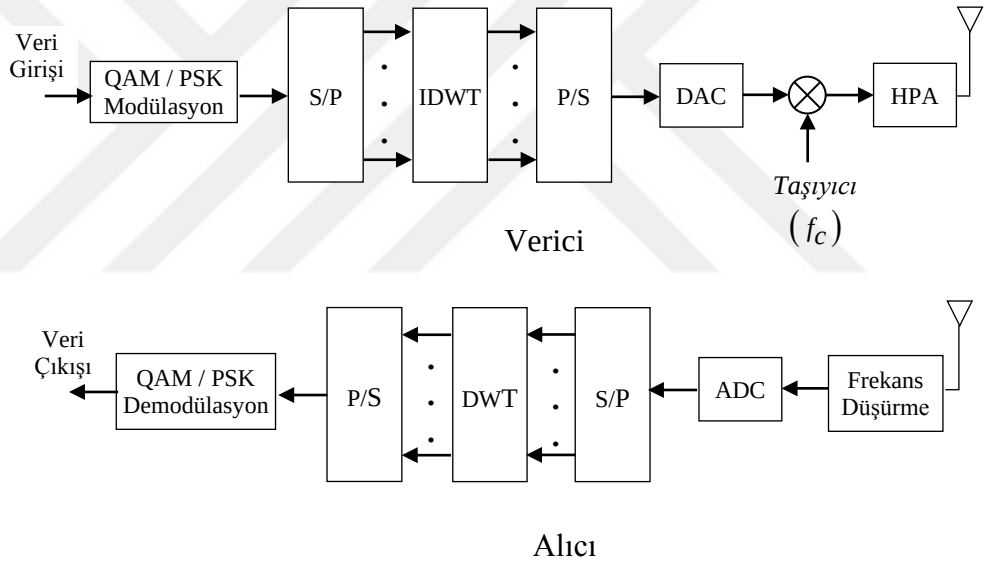
Burada $y_{yüksek}[n]$ ve $y_{alçak}[n]$ sırasıyla yüksek geçiren ve alçak geçiren filtrelerin çıkışlarıdır.

WOFDM sonucu oluşan ayrık zamanlı $x[n]$ işareti matematiksel olarak aşağıdaki gibi gösterilir:

$$x[n] = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{\infty} (X_k \varphi_n [n - kN]) \tag{2.10}$$

Burada $\varphi[n]$ $n.$ alt taşıyıcı için dalgacık paket fonksiyonunu ifade etmektedir.

Şekil 2.6'da WOFDM sisteminin verici ve alıcı birimlerine ait blok diyagram görülmektedir:



Şekil 2.6. WOFDM sisteminde verici ve alıcı birimlerine ait blok diyagram.

3. BÖLÜM

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE TEPE GÜCÜ/ORTALAMA GÜÇ ORANI (PAPR)

3.1. Giriş

Günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılan OFDM gibi sistemler çok taşıyıcılı modülasyon (MCM) tekniği temel alınarak geliştirilmiştir. MCM tekniği sonucu oluşan ve T süresine sahip bir işaretin zarfının en yüksek güç değerine sahip olduğu noktaya tepe gücü, ortalamasına ise ortalama güç denir. Bu T süresinde işaretin Tepe gücünün ortalama güce oranı ise PAPR olarak ifade edilmektedir. Yüksek PAPR, yüksek güç kuvvetlendirici (HPA), sayısal/analog dönüştürücü (DAC) ve analog/sayısal dönüştürücü (ADC) gibi doğrusal olmayan elemanların kullanılmasından dolayı haberleşme sistemlerinin performanslarını olumsuz yönde etkilemektedir. MCM tekniğindeki bu olumsuzluk; HPA'nın doğrusal kuvvetlendirme bölgesinin çok yüksek olmasıyla, DAC ve ADC'nin adım büyüklüklerinin çok hızlı uyarlanabilir olması ile çözülebilir. Bu çözümler ise MCM tekniğini kullanan sistemlerin tasarlanmalarındaki zorluklarla birlikte maliyet ve karmaşıklıklarının da artmasına sebep olmaktadır. Yüksek PAPR değerinin sebep olduğu olumsuzlukları HPA, DAC ve ADC gibi elemanların tasarımındaki değişiklikler yerine, yazılımsal olarak geliştirilebilen çeşitli algoritmalar yardımı ile giderilebilir. Bu algoritmaların temel amacı yüksek PAPR değerini düşürerek yukarıda açıklanan HPA, DAC ve ADC gibi elemanların işaretler üzerindeki bozucu etkilerini en aza indirmektir. Bahsedilen bu bozucu etkiler bant içi bozulma ve bant dışı ışıma olarak gruplandırılır. Bant içi bozulma, yüksek tepe gücüne sahip olan alt taşıyıcıların HPA'nın doyum

bölgesine yakın noktalarda kuvvetlendirilmeye çalışılması, DAC ve ADC'nin adım büyüklüğünün ani değişen güç değerlerine yetişememesi nedenleri ile ortaya çıkmaktadır. Bant dışı ışıma, doyma bölgesinde çalışan bir HPA'nın girişine düşük güç değerine sahip bir işaret gelse dahi, belirli bir süre doyma bölgesinden çıkamamasından kaynaklanmaktadır. Bu durum ise bir OFDM işaretinin ana bandının yanı sıra yan band gücünün de yüksek olmasına sebep olmaktadır. Böylece bir OFDM işaretinin yan bandı diğer bir OFDM işaretinin ana bandına girişim yapmış olacaktır.

3.2. Çok Taşıyıcılı Modülasyon Tekniğinde İşaretlerin PAPR Değeri

Ayrık zamanlı bir OFDM işareti Eşitlik (2.3)'te matematiksel olarak ifade edilmişti. Pratik uygulamalardaki sürekli zaman OFDM işaretinin gerçek PAPR değerinin ayrık zamanlı bir OFDM işaretinde hesaplanması için; ayrık zamanlı $x[n]$ OFDM işaretine $(L-1)N$ adet sıfır eklenerek L kez yukarı örnekleme uygulanır. LN uzunluğundaki IFFT noktasından oluşan $x[n]$ işareti aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$x[n]=\sum_{n=0}^{LN-1} X_k e^{j2\pi kn/LN}, \quad 0\le n\le LN-1 \tag{3.1}$$

Böylelikle bir OFDM işaretinin PAPR değeri aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$PAPR\left(x[n]\right)=10.\log_{10}\left[\frac{\max\limits_{0\le n<LN-1}\left\{\left|x[n]\right|^2\right\}}{E\left\{\left|x[n]\right|^2\right\}}\right], \quad dB \tag{3.2}$$

Burada $\max[\cdot]$ işaretin tepe gücünü, $E[\cdot]$ ise işaretin beklenen değerini ifade etmektedir.

Bu tez çalışmasında dikkate alınan Alamouti SFBC MIMO-OFDM sisteminde $\boldsymbol{X}=[X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işareti üzerine SFBC uygulanmasıyla elde edilen $\boldsymbol{X}^1=[X_0, -X_1^*, \cdots, X_{N-2}, -X_{N-1}^*]^T$ ve $\boldsymbol{X}^2=[X_1, X_0^*, \cdots, X_{N-1}, X_{N-2}^*]^T$ işaretlerine IFFT

uygulanması sonucu $\boldsymbol{x}^1[n]$ ve $\boldsymbol{x}^2[n]$ işaretleri elde edilmektedir. Böylelikle Alamouti SFBC MIMO-OFDM sisteminde PAPR değeri aşağıdaki gibi ifade edilir [107]:

$$PAPR_{MIMO} = \max\left\{PAPR\left(x^1[n]\right), PAPR\left(x^2[n]\right)\right\}, \quad dB \tag{3.3}$$

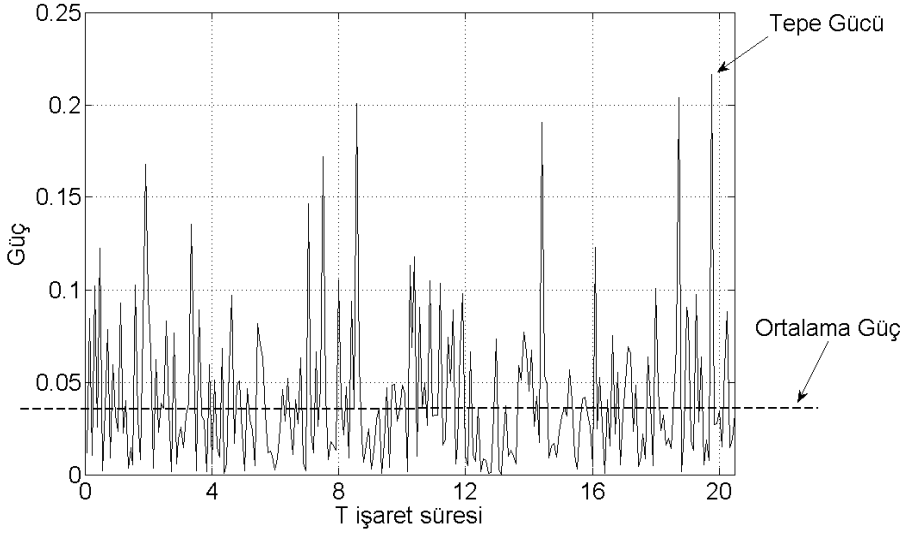
Bir PAPR düşürme yönteminin başarısı Tümleyici Birikimli Dağılım Fonksiyonu (CCDF) ölçüm kriteri ile değerlendirilir bu değer aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$CCDF\left[PAPR\left(x[n]\right)\right] = \Pr\left[PAPR\left(x[n] > \delta\right)\right] \tag{3.4}$$

Burada δ belirli bir eşik seviyesini, $CCDF[\cdot]$ ise $x[n]$ işaretinin PAPR değerinin δ eşik seviyesinden yüksek olma olasılığını ifade etmektedir.

Şekil 3.1'de yaklaşık $T = 20\ \mu s$ işaret süresine sahip bir $x[n]$ OFDM işareti gösterilmektedir. Bu işaretin PAPR değeri, $t = 19.8\ \mu s$'deki tepe gücünün ortalama güce oranına eşittir ve aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$PAPR\left(x[n]\right) = 10.\log_{10}\left[\frac{0.214}{0.0404}\right] = 7.24 \quad dB$$



Şekil 3.1. Temel bir OFDM işaretinin yapısı.

3.3. PAPR Düşürme Yöntemleri

Kablosuz haberleşme sistemlerinde PAPR değerini düşürmek için literatürde birçok yöntem önerilmiştir [33-95]. Bu yöntemler işaret bozma [33-53], kodlama [54-66] ve olasılıksal yöntemler [67-95] olarak üç ana grupta toplanmaktadır.

3.3.1 İşaret Bozma Yöntemleri

3.3.1.1 Kırpma ve Filtreleme Yöntemi

Bu yöntem PAPR düşürmek için kullanılan en basit yöntemlerden birisidir. Bu yöntemde daha önceden belirlenen bir δ kırpma eşiği vardır. Bir $x[n]$ OFDM işaretinde δ kırpma eşiğini aşan seviyeleri Eşitlik (3.5)'de matematiksel olarak gösterildiği gibi kırpılır [33]. Şayet $x[n]$ işaretinin genlik değeri eşik seviyesinin altında ise hiçbir işleme gerek duyulmadan iletilir.

$$\tilde{x}[n] = \begin{cases} x[n] & eğer \quad |x[n]| \le \delta \\ \delta e^{j\angle x[n]} & eğer \quad |x[n]| > \delta \end{cases} \tag{3.5}$$

Burada $\tilde{x}[n]$ kırpma işlemi sonucu oluşan OFDM işareti, $\angle x[n]$ işaretin faz açısını ifade etmektedir. Kırpma işlemi doğrusal olmayan bir işlemdir; dolayısıyla bant içi ve bant dışı bozulmalara sebep olmaktadır.

3.3.1.2 Sıkıştırma-Genleştirme Yöntemi

Bu yöntemde haberleşme sisteminde verici kısmında sıkıştırma işlemi uygulanırken alıcı kısmında ise genleştirme işlemi uygulanır. Sıkılaştırma işlemi sonucunda yüksek tepe gücüne sahip işaretlerin genliklerinin azaltılması sağlanmaktadır. Literatürde en çok tercih edilen yöntemlerden birisi olan μ kuralı sıkılaştırma-genleştirme sonucu oluşan işaret aşağıdaki gibi tanımlanır [30]:

$$\tilde{x}[n] = \frac{A\,\mathrm{sgn}\left(x[n]\right)\log\left[1+\left|\frac{x[n]}{A}\right|\right]}{\log[1+\mu]} \tag{3.6}$$

Burada A $0 \le \left|x[n]/A\right| \le 1$ aralığını sağlayan bir sabit, μ doğrusal olmayan sıkılaştırma-genleştirme parametresi, $\mathrm{sgn}[\cdot]$ signum fonksiyonu ve $\log[\cdot]$ logaritma fonksiyonudur. Sistem alıcı kısmında ise genleştirme işlemi aşağıdaki gibi yapılmaktadır:

$$\tilde{y}[n] = A\frac{\exp\left[\frac{y[n]}{A\,\mathrm{sgn}\left(y[n]\right)}\log\left(1+\mu\right)\right]-1}{\mu\,\mathrm{sgn}\left(y[n]\right)} \tag{3.7}$$

Burada $y[n]$ sistem alıcı kısmında alınan işaret, $\tilde{y}[n]$ genleştirme işlemi sonucunda elde edilen işarettir.

3.3.2 Kodlama Yöntemleri

Haberleşme sistemlerinde hata sezme ve hata düzeltme için kullanılan doğrusal blok kodlama, Golay kodlama ve Turbo kodlama gibi bazı kodlama teknikleri PAPR düşürme yöntemi olarak da kullanılmaktadır [54-60]. Bu kodlama tekniklerinin kullanılmasıyla birlikte PAPR düşürmenin yanı sıra hata sezme ve hata düzeltme ile haberleşme sistemin bit hata oranı (BER) performansının daha da artması sağlanmaktadır. Kodlama tekniğinde amaç en düşük PAPR değerini sağlayan kod kelimesinin bulunmasıdır. $\boldsymbol{b} = [b_0, b_1, \cdots b_{N-1}]$ şeklinde bir diziden oluşan kod kelimesinde $b_i \in \{+1, -1\}$ faz faktörü olarak adlandırılır. N alt taşıyıcıya sahip bir MCM haberleşme sisteminde en düşük PAPR değerini elde etmek için $b_i^N = 2^N$ alternatif kod kelimesinin dikkate alınması gerekmektedir. Bu durum ise haberleşme sisteminin karmaşıklığını oldukça artırmaktadır. Kodlama tekniği ile PAPR düşürmede kod kelimesi iki şekilde kullanılır. Birincisi QAM veya PSK eşleştirme yapılmış $X = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ işaretinin fazını aşağıdaki gibi değiştirerek:

$$\tilde{X} = \left[X_0 b_0, X_1 b_1, \cdots, X_{N-1} b_{N-1} \right]^T \tag{3.8}$$

İkincisi ise IFFT veya IDWT işlemi ile elde edilen $x[n]$ dizisindeki alt taşıyıcıların fazını aşağıdaki gibi değiştirerek:

$$\tilde{x}[n] = [x_0 b_0, x_1 b_1, \cdots, x_{N-1} b_{N-1}]^T \tag{3.9}$$

3.3.3. Olasılıksal Yöntemler

3.3.3.1. Kısmi İletim Dizisi (PTS) Yöntemi

PTS yönteminde ilk olarak $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işareti sembolleri rastgele dağıtılacak şekilde V adet alt bloğa aşağıdaki örnekte olduğu gibi ayrılmaktadır [78]:

$$\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}^0 \\ \boldsymbol{X}^1 \\ \boldsymbol{X}^2 \\ \boldsymbol{X}^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & X_0 & 0 & 0 & 0 & X_4 & 0 \\ X_1 & 0 & 0 & 0 & X_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & X_2 & 0 & 0 & 0 & X_6 \\ 0 & X_3 & 0 & 0 & 0 & X_7 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Bu örnekte, $N = 8$ sembol uzunluğu, $V = 4$ alt blok sayısıdır. Bu aşamada X işareti aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

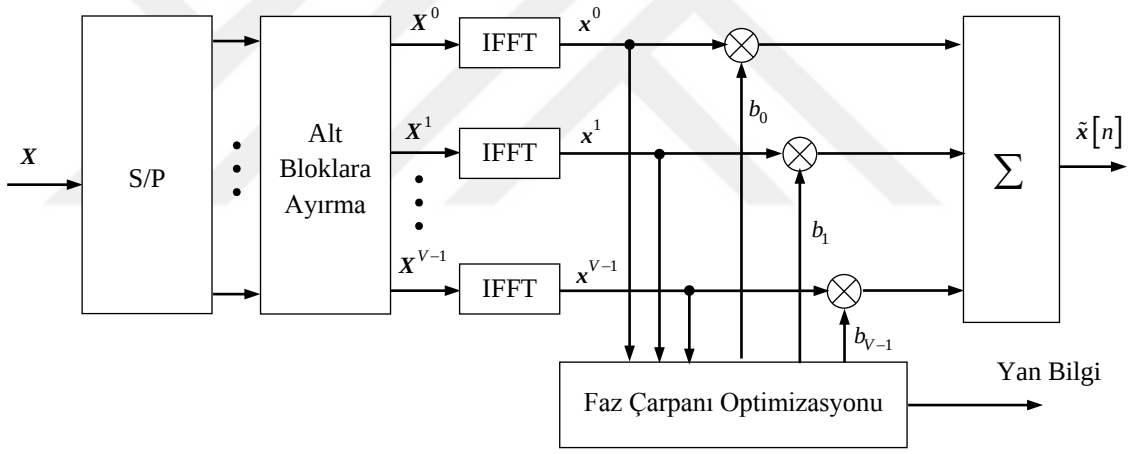
$$\boldsymbol{X} = \sum_{v=0}^{V-1} \boldsymbol{X}^v \tag{3.11}$$

Her bir alt bloğa IFFT işlemi uygulanmasının ardından b_v faz faktörü ile faz açısı değiştirilir. PTS yönteminde son işlem ise faz optimizasyonu uygulanan işaretlerin tekrar bir araya toplanmasıdır. PTS sonucu oluşan işaret aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}[n] = \sum_{v=0}^{V-1} b_v IFFT\left\{ \boldsymbol{X}^v \right\}, \qquad 0 \le v \le V-1 \tag{3.12}$$

Burada $b_v \in \{+1, -1\}$ faz açısıdır.

PTS yönteminde en düşük PAPR değerini sağlayan $\boldsymbol{b}^{en\ iyi} = \left[b_0, b_1, \cdots, b_{V-1}\right]$ faz çarpanının sistemin alıcı kısmına yan bilgi olarak iletilmesi gerekmektedir. PTS yönteminde amaç, $\tilde{x}[n]$ işareti için en düşük PAPR değerini sağlayan $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ faz çarpanının bulunmasıdır. PTS yönteminde optimal $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ bulunması sırasında çözüm uzayının boyutu W^{V-1} olmaktadır. Burada W alternatif faz faktör sayısıdır. $b_v \in \{+1, -1\}$ için $W = 2$ olmaktadır. PTS yönteminin blok modeli Şekil 3.2'de görülmektedir.



Şekil 3.2. PTS yönteminin blok gösterimi.

3.3.3.2. Seçici Eşleme (SLM) Yöntemi

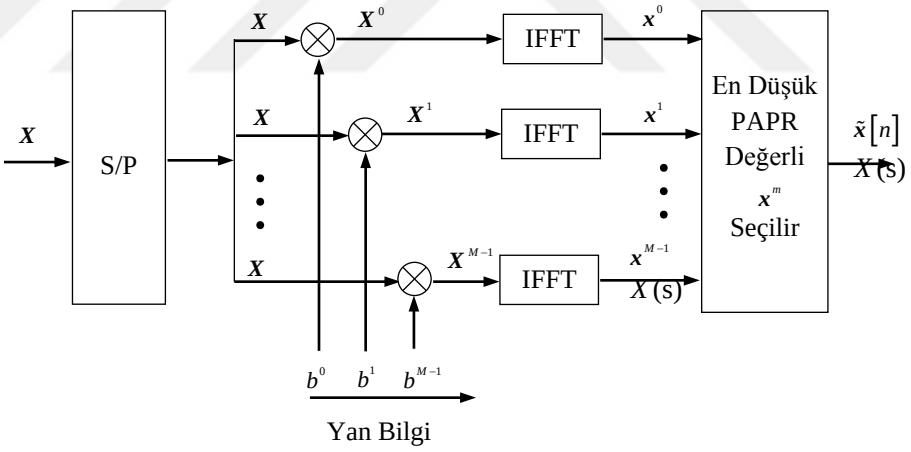
SLM yönteminde ilk olarak $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işaretindeki her bir X_k sembolünün faz açısı $\boldsymbol{b}^m = \left[b_0, b_1, \cdots, b_{N-1}\right]$ faz çarpanı ile değiştirilir. Bu aşamada oluşan aday $\boldsymbol{X}^m$ işareti aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\boldsymbol{X}^m = \left[X_0 b_0^m, X_1 b_1^m, \cdots, X_{N-1} b_{N-1}^m\right] \tag{3.13}$$

Faz açıları değiştirilen $\boldsymbol{X}^m$ işareti üzerinde daha sonra IFFT işlemi uygulanarak Eşitlik (3.14)'de gösterilen $\tilde{\boldsymbol{x}}[n]$ SLM aday işareti elde edilir:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}[n] = \sum_{k=0}^{N-1} IFFT\left(\boldsymbol{X} \cdot \boldsymbol{b}^m\right) \tag{3.14}$$

SLM yönteminde amaç, $\tilde{x}[n]$ işareti için en düşük PAPR değerini sağlayan $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ faz çarpanının bulunmasıdır. SLM yönteminde optimal $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ bulunması sırasında çözüm uzayının boyutu W^{N-1} olmaktadır. SLM yönteminde $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ faz çarpanının PTS yönteminde olduğu gibi yan bilgi olarak sistem alıcı kısmına iletilmesi gerekmektedir. SLM yönteminin blok modeli Şekil 3.3'de gösterilmektedir.



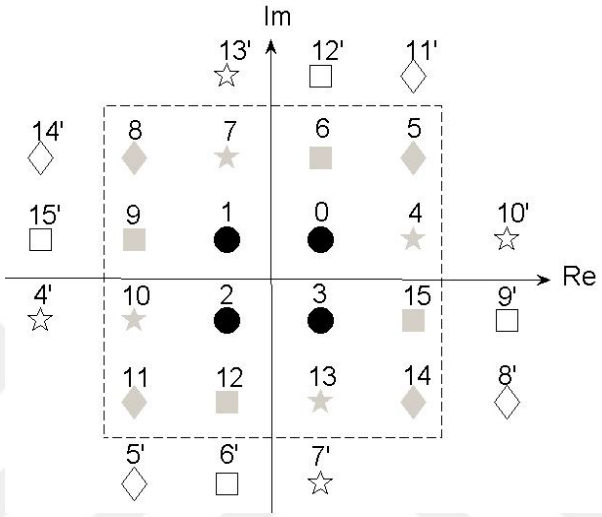
Şekil 3.3. SLM yönteminin blok gösterimi.

Burada M alternatif faz çarpanı sayısıdır.

3.3.3.3. Ton Ekleme (TI) Yöntemi

TI yönteminde, $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işaretinde her bir X_k sembolü kendisi ile aynı bilgiyi taşıyan uygun genişleme noktalarına taşınarak PAPR değerinin düşürülmesi

amaçlanmaktadır. Şekil 3.4'te X_k sembollerinin 16-QAM eşleştirmeleri için alternatif genişleme noktaları görülmektedir.



Şekil 3.4. Ton ekleme yönteminde sembollerin genişleme noktaları.

Orijinal 16-QAM noktaları kesikli çizgilerle çerçevelenmiştir. Eşleştirmeler, en düşük PAPR değerli $\tilde{\boldsymbol{x}}[n]$ işaretini elde etmek için uygun noktalara yapılmalıdır. TI yönteminde optimizasyon problemi ise X_k sembollerinin orijinal noktalarda mı kalacağı, yoksa genişleme noktalarına mı kaydırılacağının göstergesi olan aday $\boldsymbol{b}^m = [b_0, b_1, \cdots, b_{N-1}]$ faz çarpanının bulunmasıdır. TI yönteminde en düşük PAPR değerini veren genişleme noktalarının tümünün denenmesi için W^N araştırma sayısına ihtiyaç duyulmaktadır. Burada W, her bir X_k sembolünün alternatif noktalarının sayısını ifade etmektedir. Şekil 3.4 için her bir X_k sembolü $W = 2$ alternatif noktaya sahiptir. $b_k \in \{+1, -1\}$ için $+1$ X_k sembolünün orijinal noktasında kalacağını, -1 ise X_k sembolünün genişleme noktasına kaydırılacağını ifade etmektedir. Bu aşamada oluşan aday $\boldsymbol{X}^m$ işareti aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\boldsymbol{X}^m = \left[\left(X_0, b_0^m \right), \left(X_1 b_1^m \right), \cdots, \left(X_{N-1} b_{N-1}^m \right) \right] \tag{3.15}$$

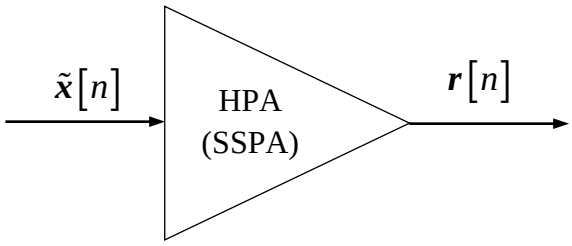
İletim noktaları belirlenen $\boldsymbol{X}^m$ işaretine daha sonra IFFT işlemi uygulanarak Eşitlik (3.16)'da gösterilen TI aday işaretleri elde edilir.

$$\boldsymbol{x}^m[n] = \sum_{k=0}^{N-1} IFFT\left(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{b}^m\right) \tag{3.16}$$

$\boldsymbol{x}^m[n]$ adaylarından en düşük PAPR değerine sahip işaret seçilerek iletilir. TI yönteminde genişleme noktalarının sahip olduğu bilgi alıcı kısımda da bilindiği için PTS ve SLM yöntemlerinde iletilmek zorunda kalınan yan bilginin iletilmesine gerek kalmamaktadır. Ancak TI yönteminin dezavantajı ise, X_k sembollerinin genliklerinin artması ile birlikte $\boldsymbol{x}^m[n]$ işaretinin ortalama gücünün artmasıdır.

3.4. Yüksek Güç Kuvvetlendirici (HPA)

MCM tekniğini kullanan kablosuz haberleşme sistemlerinde $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işareti üzerinde PAPR düşürme yöntemlerinin uygulanmasından sonra elde edilen $\tilde{\boldsymbol{x}}[n]$ işareti yüksek güç kuvvetlendiricileri tarafından kuvvetlendirilmektedir. Doğrusal olmayan bir karakteristiğe sahip olan HPA'lar özellikle yüksek PAPR değerine sahip işaretler üzerinde önemli derecede bozulmalara dolayısıyla bilgi kayıplarına sebep olmaktadır. HPA'yı matematiksel olarak ifade etmek için katı hal güç kuvvetlendirici (SSPA) modeli dikkate alınmıştır [96,97].



Şekil 3.5. HPA blok modeli.

Şekil 3.5'te blok modeli verilen SSPA'nın girişine uygulanan işaret aşağıda verilmektedir:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}[n] = \left|\tilde{\boldsymbol{x}}[n]\right| e^{j\varphi[n]} \tag{3.17}$$

Burada $\left|\tilde{\boldsymbol{x}}[n]\right|$ giriş işaretin genlik değeri, $\varphi[n]$ ise faz bilgisidir. Bu durumda SSPA çıkış işareti aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\boldsymbol{r}[n] = A_{SSPA}\left[\left|\tilde{\boldsymbol{x}}[n]\right|\right] e^{j\left\{\varphi[n]+\phi\left[\left|\tilde{\boldsymbol{x}}[n]\right|\right]\right\}} \tag{3.18}$$

Burada $A_{SSPA}[.]$ SSPPA'nın çıkış genlik cevabı, $\phi_{SSPA}[.]$ çıkış faz cevabını ifade etmektedir ve matematiksel olarak aşağıdaki gibi tanımlanırlar:

$$A_{SSPA}\left[\left|\tilde{\boldsymbol{x}}[n]\right|\right] = \frac{g_{SSPA}\left|\tilde{\boldsymbol{x}}[n]\right|}{\left[\left(1+\frac{\left|\tilde{\boldsymbol{x}}[n]\right|}{\tilde{x}_{doyum}}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \tag{3.19}$$

$$\phi_{SSPA}\left(\left|\tilde{x}[n]\right|\right) = 0 \tag{3.20}$$

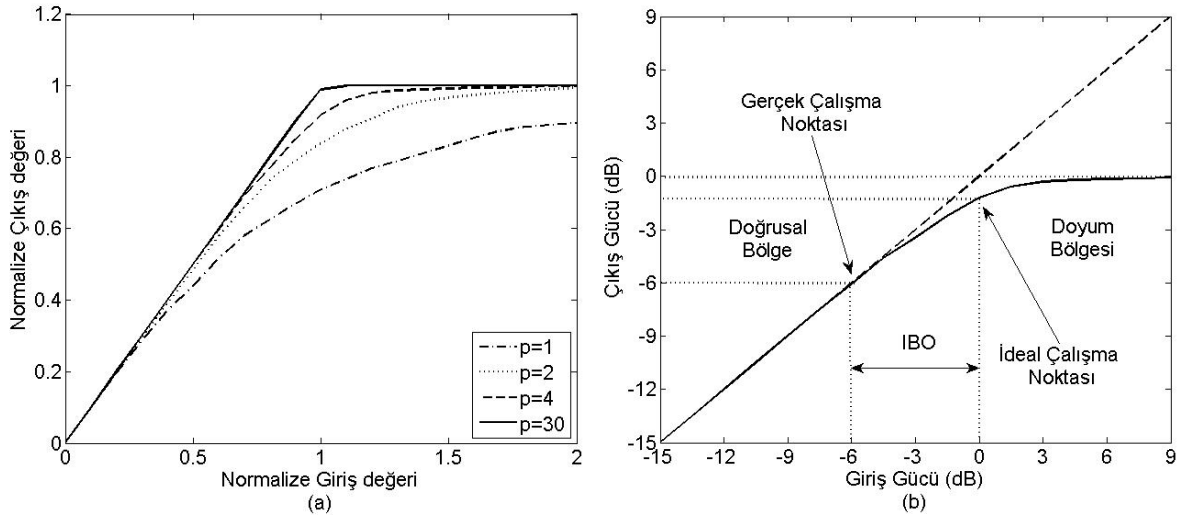
Burada, g_{SSPA}, $\tilde{x}_{doyum}$ ve p sırasıyla kuvvetlendirici kazancı, kuvvetlendirici doyum seviyesi ve kontrol parametresidir. p parametresi ile kuvvetlendiricinin doyum noktası keskinleştirilerek doğrusal bölge alanı genişletilebilmektedir.

Bir HPA'nın verimli şekilde kullanılabilmesi için doyum noktasına yakın çalıştırılması gerekmektedir. Ancak, MCM işaretleri yüksek PAPR değerine sahip oldukları için HPA'nın çok kolay bir şekilde doyum bölgesine geçmesine sebep olmaktadır. Bu olumsuzluğu giderebilmek için HPA çalışma noktasının doğrusal bölgeye kaydırılması gerekmektedir. Şekil 3.6 (b)'de gösterildiği gibi bu kaydırma işlemi 'giriş geri noktası'

(IBO) ile gerçekleştirilmektedir. IBO SSPA'nın doyum seviyesi ve $\left|\tilde{x}[n]\right|$ giriş işaretinin ortalama gücü ile tanımlanır ve matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\begin{aligned} IBO &= 10\log_{10}\left(\frac{P_{doyum}}{P_{ortalama}}\right) \\ &= 10\log_{10}\left(\frac{x_{doyum}^2}{E\left\{\left|\tilde{x}[n]\right|^2\right\}}\right) \\ &= \left[P_{doyum}\right]dB - \left[P_{ortalama}\right]dB \end{aligned} \tag{3.21}$$

Burada P_{doyum} ve $P_{ortalama}$ doyum gücü ve ortalama güç değerleridir. $\left|\tilde{x}[n]\right|$ işaretinin doyum seviyesine geçmesini önlemek için IBO değerinin en azından PAPR değerine eşit olması gerekmektedir. Bu durumda ise HPA'nın verimi oldukça düşecektir. Bu olumsuzluk ise günümüzde PAPR düşürme yöntemleri ile giderilmeye çalışılmaktadır.



Şekil 3.6. (a) SSPA'nın p değerine bağlı normalize giriş-çıkış genlik eğrileri. (b) SSPA'nın IBO değerine bağlı çalışma noktası.

4. BÖLÜM

PAPR DÜŞÜRMEK İÇİN KULLANILAN ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ

4.1. Giriş

$\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]$ gibi N adet X_k sembolüne sahip bir giriş işaretine IFFT veya IDWT işleminin uygulanması sonucu yüksek PAPR değerine sahip bir işaret oluşmaktadır. Bu tez çalışmasında, PAPR değerinin düşürülmesi amacıyla zeki optimizasyon tekniklerinden yapay arı kolonisi (ABC), tabu araştırma (TS) ve karınca koloni optimizasyon (ACO) algoritmaları ile bu algoritmaların çoklu koloni yapılarından oluşan paralel ABC, paralel TS ve paralel ACO algoritmaları kullanılmıştır. Optimizasyonlarda hedeflenen, Eşitlik (4.1) ile verilen ve en düşük PAPR değerine sahip $\boldsymbol{X}, \boldsymbol{b}$ çiftinin en az araştırma sayısı ile bulunmasıdır.

$$\text{optimal } (\boldsymbol{X}, \boldsymbol{b}) = \text{en düşük } PAPR(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{b}) \tag{4.1}$$

4.2. Yapay Arı Kolonisi (ABC) Algoritması

Literatüre 2005 yılında D. Karaboğa tarafından kazandırılan ve popülasyon tabanlı bir optimizasyon algoritması olan ABC algoritması, bal arısı kolonilerinin beslenme davranışlarını modelleyerek araştırmasını gerçekleştirmektedir [103-106]. ABC algoritmasında, bir besin kaynağının konumu optimizasyon probleminin olası bir çözümünü temsil ederken, bu besin kaynağındaki nektar miktarı ise çözümün kalitesini yani uygunluk değerini temsil etmektedir. PTS, SLM ve TI yöntemlerinin üçü için de ABC algoritması ile PAPR düşürmede, her bir besin kaynağının konumu $\boldsymbol{b}$ faz çarpanı vektörünü, bu besin kaynağının uygunluk değeri ise PAPR değerini temsil etmektedir.

ABC algoritması işçi arılar, gözcü arılar ve kaşif arılar olmak üzere üç temel aşamadan oluşmaktadır. Algoritmanın ilk aşamasında, işçi arıların rastgele dağıldıkları besin kaynaklarının nektar miktarları tespit edilir. Bir $\boldsymbol{b}^m$ kaynağının nektar miktarı yani uygunluğu aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$uygunluk\left(\boldsymbol{b}^m\right)=\frac{1}{1+f\left(\boldsymbol{b}^m\right)} \tag{4.2}$$

Burada $f\left(\boldsymbol{b}^m\right)$ ilgili besin kaynağının PAPR değeri ile temsil edilmektedir. PAPR değerinin küçük olması bu kaynağın uygunluk değerinin aynı oranda yüksek olması anlamına gelmektedir. Daha sonra işçi arı bulunduğu besin kaynağının komşuluğundaki başka bir besin kaynağına aşağıda matematiksel olarak ifade edildiği gibi hareket eder.

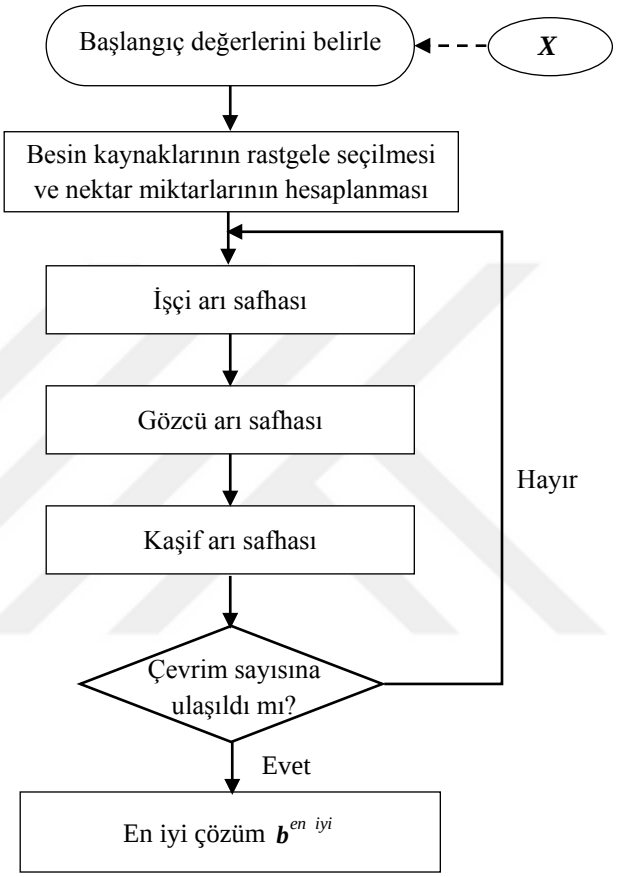
$$\text{ABC}: \quad \boldsymbol{b}^{m+1}=\boldsymbol{b}^m+\phi_m\left(\boldsymbol{b}^m-\boldsymbol{b}^k\right) \tag{4.3}$$

Burada $\boldsymbol{b}^k$, $\boldsymbol{b}^m$ komşuluğundaki bir çözümü, ϕ_m ise $[-1,+1]$ aralığındaki adım büyüklüğüne sahip komşu kaynaklar arasındaki mesafeyi ifade etmektedir. Şayet $\boldsymbol{b}^{m+1}$ yeni besin kaynağının uygunluğu, bir önceki $\boldsymbol{b}^m$ besin kaynağının uygunluğundan fazla ise kendi en iyi çözümü olarak hafızasında tutulur. Aksi durumda eski besin kaynağını hafızasında tutmaya devam eder. İşçi arılar araştırmalarını izin verilen süre içerisinde tamamladıktan sonra besin kaynaklarının yerlerini ve uygunluk değerlerini gözcü arılarla paylaşır. Bir gözcü arı bu bilgileri değerlendirerek uygunluğu daha fazla olabileceğini düşündüğü besin kaynaklarına aşağıda matematiksel olarak ifade edildiği şekilde hareket eder.

$$p^m=\frac{uygunluk\left(\boldsymbol{b}^m\right)}{\sum_{m=1}^{AS} uygunluk\left(\boldsymbol{b}^m\right)} \tag{4.4}$$

Burada AS işçi ve gözcü arıların sayısıdır. Yeni besin kaynağının nektar miktarı öncekinden daha fazla ise yeni kaynağı $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ çözümü olarak hafızasında tutar ve araştırmasına bu yeni kaynağın komşuluğunda devam eder. İşçi ve gözcü arıların araştırmaları belirli bir limit değerine kadar devam ettirilir. Limit değeri sonucunda daha

kaliteli besin kaynağı bulunamaması durumunda diğer bir deyişle yerel minimum bölgesinde takılı kalındığında kaşif arılar çözüm uzayında yeni besin kaynakları aramak için rastgele dağılırlar ve aramaya bu şekilde devam edilir. Şekil 4.1'de ABC algoritmasının temel akış diyagramı verilmektedir.



Şekil 4.1. ABC algoritması akış diyagramı.

4.2.1. Gelişmiş ABC Algoritmaları (G-ABC1, G-ABC2)

ABC algoritması, diğer sezgisel tabanlı optimizasyon algoritmalarıyla karşılaştırıldığında içlerinde PAPR düşürümü de dahil olmak üzere bir çok problemde genellikle daha iyi sonuca sahiptir. Bununla birlikte literatürde ABC algoritmasının performansının geliştirilmesi amacıyla (G-ABC1) [108] ve (G-ABC2) [109] gibi birçok yöntem sunulmuştur. Bu yöntemler daha çok Eşitlik (4.3) ile verilen ABC algoritmasının yeni besin kaynağı araştırma stratejisi üzerinde durmaktadır. Her iki yöntemde de araştırmaya şimdiye kadar bulunan ve uygunluk değeri en yüksek olan $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ besin kaynağı komşuluğunda devam edilir. İki yöntemi birbirinden ayıran nokta

ise arama sırasındaki komşuluk stratejileridir. G-ABC1 algoritmasında bir önceki aramada nektar miktarı hesaplanan besin kaynaklarının tümünün komşulukları dikkate alınırken, G-ABC2 algoritmasında ise sadece en iyi besin kaynağının çevresindeki komşuluklar dikkate alınır. G-ABC1'de komşuluklar daha geniş bir alana sahip olmasından dolayı çözüm uzayında daha geniş bir alan taranabilir, bununla birlikte yerel en iyiyi bulma ihtimali o ölçüde azalacaktır. G-ABC2'de ise komşuluklar daha dar bir alana sahiptir. Bu sebeple algoritmanın yerel en iyi değere ulaşması daha çabuk olmasına rağmen, yerel bölgeden çıkma ihtimali daha zor olacaktır. Her iki araştırma stratejisi matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\text{G-ABC1:}\quad \boldsymbol{b}^{m+1} = \boldsymbol{b}^{en\ iyi} + \phi_m \left(\boldsymbol{b}^{r_1} - \boldsymbol{b}^{r_2} \right) \tag{4.5}$$

Burada $\boldsymbol{b}^{r_1}$ ve $\boldsymbol{b}^{r_2}$ rastgele seçilmiş besin kaynaklarıdır.

$$\text{G-ABC2:}\quad \boldsymbol{b}^{m+1} = \boldsymbol{b}^{en\ iyi} + \phi_m \left(\boldsymbol{b}^{en\ iyi} - \boldsymbol{b}^{k} \right) \tag{4.6}$$

Burada $\boldsymbol{b}^{k}$, $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$'nin komşuluğundaki besin kaynağıdır.

4.2.2. Paralel ABC (P-ABC) Algoritması

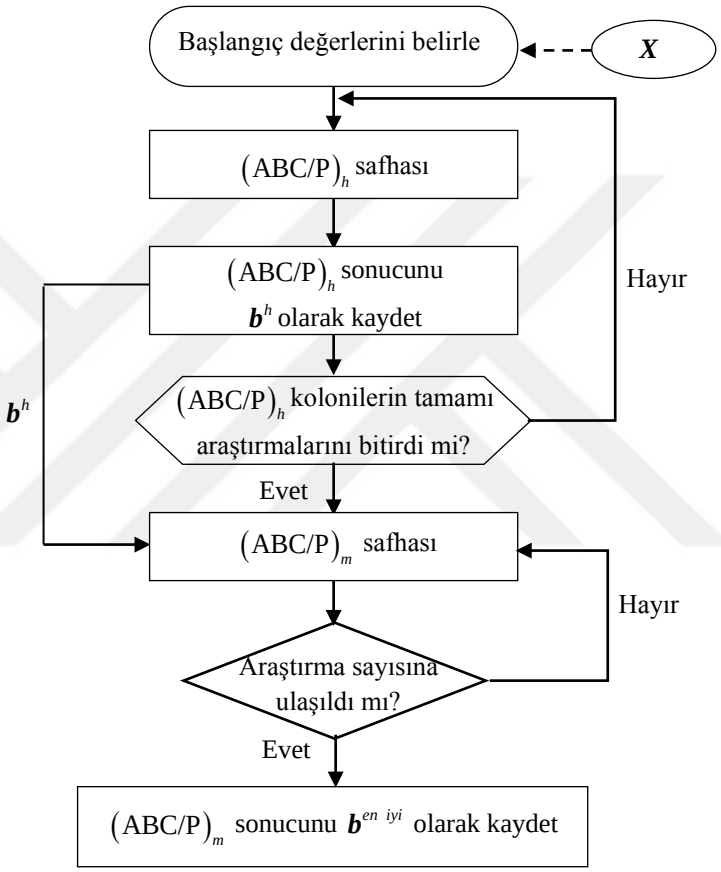
G-ABC1 ve G-ABC2 araştırma yaklaşımları yerel bir bölge içerisinde iyi bir tarama olanağı sağlarken, bu bölgede fazla zaman kaybetme dezavantajına sahiptirler. Bu problemin üstesinden gelmek için yeni bir araştırma yaklaşımı geliştirilmiştir [107]. Eşitlik (4.7) ile gösterilen bu araştırma yaklaşımında genetik algoritmanın mutasyon operatörü [110] ile G-ABC2 araştırma yaklaşımları birlikte kullanılmıştır.

$$\text{ABC/P:}\quad \boldsymbol{b}^{m+1} = \boldsymbol{b}^{en\ iyi-a} + \phi_m \left(\boldsymbol{b}^{en\ iyi-m} - \boldsymbol{b}^{k} \right) \tag{4.7}$$

Burada $\boldsymbol{b}^{en\ iyi-a}$, Eşitlik (4.8)'de gösterildiği gibi, şu ana kadarki en iyi çözüm olan $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$'nin blok halinde rastgele seçilmiş faz faktörlerinin fazlarını değiştirerek mutasyon işleminin uygulanması ile elde edilmektedir.

$$\boldsymbol{b}^{en\ iyi-a} = \boldsymbol{b}^{en\ iyi}\left[b_0^m, b_1^m, \cdots, \underbrace{(-1)b_{as}^m, \cdots, (-1)b_{us}^m}_{mr=as-us}, \cdots, b_{N-1}^m \right] \tag{4.8}$$

Burada b_{as}^m ve b_{us}^m mutasyona uğrayacak faz faktörlerinin alt ve üst sınırları, *mr* mutasyon faktörü yani mutasyona uğrayacak faz faktörlerinin sayısıdır.



Şekil 4.2. P-ABC algoritmasının akış diyagramı.

ABC algoritmasının performansını artırmak için yapılan ikinci katkı ise Şekil 4.2'de akış diyagramı verilen ABC/P araştırma yaklaşımına sahip algoritmanın çoklu kullanılmasıyla elde edilen paralel ABC (P-ABC) algoritmasıdır. Birbirleriyle bağlantısı olmayan H adet $(\text{ABC/P})_h$ arı kolonisi eş zamanlı olarak araştırma yaparlar. Araştırmaları sonucu elde edilen kendi en iyi $\boldsymbol{b}^h$ çözümlerini $(\text{ABC/P})_m$ ana koloni ile paylaşırlar. Bu aşamadan sonra ana koloni öncü kolonilerden aldığı bilgiler doğrultusunda araştırmasına yine ABC/P araştırma yaklaşımıyla devam eder.

4.3. Tabu Araştırma (TS) Algoritması

İteratif bir yapıya sahip olan TS algoritmasının temel araştırma yaklaşımı, en iyi çözüme götüren adımların dairesel hareketlerde bulunmasını engellemek için sonraki döngülerde tekrara götürecek adımların yasaklanması şeklinde olmaktadır. Bu yasaklama, T tabu listesi kullanılarak kabul edilebilir araştırma yönünün belirlenmesini sağlanmaktadır. Böylece mevcut çözümden hangi komşu çözümlere hareket edilebileceği belirlenirken yerel en iyi çözümün uzağında bulunan çözümlerin de araştırılması sağlanmış olmaktadır.

TS algoritması ile PAPR düşürme optimizasyonuna rastgele üretilmiş bir $\boldsymbol{b}^0$ başlangıç faz çarpanı ile başlanır. İkinci adım olarak $\boldsymbol{b}^0$ komşuluklarında A çözüm aday listesi oluşturulur. Bu çözümlerden en düşük PAPR değerine sahip $\boldsymbol{b}^m$ faz çarpanı $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ olarak kaydedilir. Algoritmanın bir sonraki çevriminde $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ komşuluğunda araştırmaya devam edilir. İzin verilen süre içerisinde daha iyi bir çözüm bulunamasa dahi yerel minimum bölgesinden uzaklaşmak için $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$'nin komşuluğundaki aramalar terkedilir. $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ dışındaki diğer çözümler ise tabu listesinin uzunluğu dikkate alınarak tabu listesine eklenir. Algoritmanın her çevriminde tabu listesinde olmayan bir $\boldsymbol{b}^m$ komşuluğu ile mevcut $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ çözümün komşuluğundaki $\boldsymbol{b}^{m+1}$ seçilerek $PAPR\left(\boldsymbol{X},\boldsymbol{b}^{m+1}\right)$ değeri hesaplanır. $PAPR\left(\boldsymbol{X},\boldsymbol{b}^{m+1}\right) < PAPR\left(\boldsymbol{X},\boldsymbol{b}^{en\ iyi}\right)$ şartının sağlanması durumunda yeni en iyi çözüm $\boldsymbol{b}^{m+1}$ olarak kaydedilir ve tabu listesi güncellenir. Yukarıda açıklanan adımlar başlangıçta belirlenen araştırma sayısına ulaşıncaya kadar devam etmektedir. Şekil 4.3'de TS algoritmasının temel akış diyagramı verilmektedir.

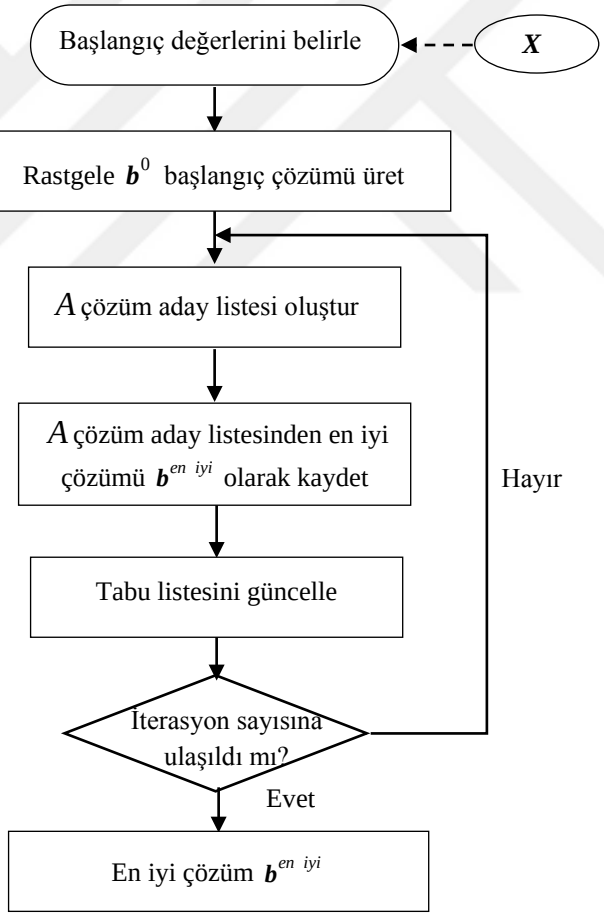
TS algoritmasının işleyiş şeklini belirleyen parametreler ve açıklamaları şu şekildedir:

- Başlangıç Çözümü: rastgele üretilmiş $\boldsymbol{b}^0 = \left[b_0^0, b_1^0, \cdots, b_{V-1}^0\right]$ faz çarpanı vektörüdür. Burada V faz çarpanı boyutu, b_v^0 faz faktörü, $b_v^0 \in \{+1,-1\}$ ve $0 \le v \le V-1$'dir.

- Komşuluk: $\boldsymbol{b}^m$ faz çarpım vektörünün komşuluğundaki $\boldsymbol{b}^{m+1}$ oluşturulması b_v^m ile b_{v+1}^m faz faktörlerinin yerlerinin kendi aralarında değiştirilmesiyle sağlanmaktadır. Bu değişim 'hareket' olarak adlandırılmaktadır.

- Kısa Dönem Hafıza: Belirli bir çevrim sayısında yapılan hareketler tabu listesi olarak kaydedilirler. Bu sayede önceki çözümlere dönüş engellenerek araştırmanın yönü şekillendirilir. Çevrim sayısı aşıldığında tabu listesine ilk giren hareket tabu olmaktan çıkarılır.

- Uzun Dönem Hafıza: Şimdiye kadar elde edilen $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ en iyi çözüm, en iyi çözüme yakın diğer elit çözümler ve bu çözümlerin sahip oldukları PAPR değerleri kaydedilir. Belirli bir süre $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ komşuluğunda yapılan araştırmalar sonucunda daha iyi bir çözüm bulunamaması durumunda araştırmaların elit çözümler komşuluklarında devam ettirilmesi sağlanmaktadır.



Şekil 4.3. TS algoritmasının akış diyagramı.

4.3.1. Paralel-TS (P-TS) Algoritması

İteratif bir yapıya sahip olan TS algoritmasının dezavantajı, en iyi çözüme yakınsama hızının rastgele üretilen başlangıç çözümüne oldukça bağımlı olmasıdır. Bu olumsuzluğu giderebilmek için P-TS algoritması önerilmiştir [100]. Bu yaklaşımda, birbirinden bağımsız H adet TS_h algoritması, kendi $\boldsymbol{b}_h^0$ başlangıç çözümleri ile araştırmalarını belirli bir iterasyon sayısına ulaşıncaya kadar yürütürler. Burada, $0 \le h \le H$ 'dır. Araştırma sonucunda her bir TS_h algoritmasının kendi en iyi çözümü olan $\boldsymbol{b}_h^{en\ iyi}$ kaydedilir. Bu aşamada TS_h algoritmaları arasında bilgi alışverişi, $\boldsymbol{b}_h^{en\ iyi}$ faz çarpanları üzerinde genetik algoritmanın çaprazlama operatörü uygulanarak sağlanmaktadır [110].

Çaprazlama operatörü mevcut olan iki çözümünden karşılıklı bilgi alışverişi yapılarak iki yeni çözüm oluşturulmasıyla gerçekleştirilmektedir. Rastgele seçilen iki adet ebeveyn $\boldsymbol{b}_h^{en\ iyi}$ faz çarpanı yine rastgele seçilen noktalarından kesilirler. Kesilen bu parçalar iki ebeveyn arasında yer değiştirilerek yeni faz çarpanı çözümleri oluşturulurlar. Çaprazlama ile ebeveyn $\boldsymbol{b}_h^{en\ iyi}$ faz çarpanlarının iyi özellikleri birleştirilerek daha iyi çözümler elde edilmesi amaçlanmaktadır. Çaprazlama işlemine ait bir örnek Şekil 4.4'de verilmektedir.

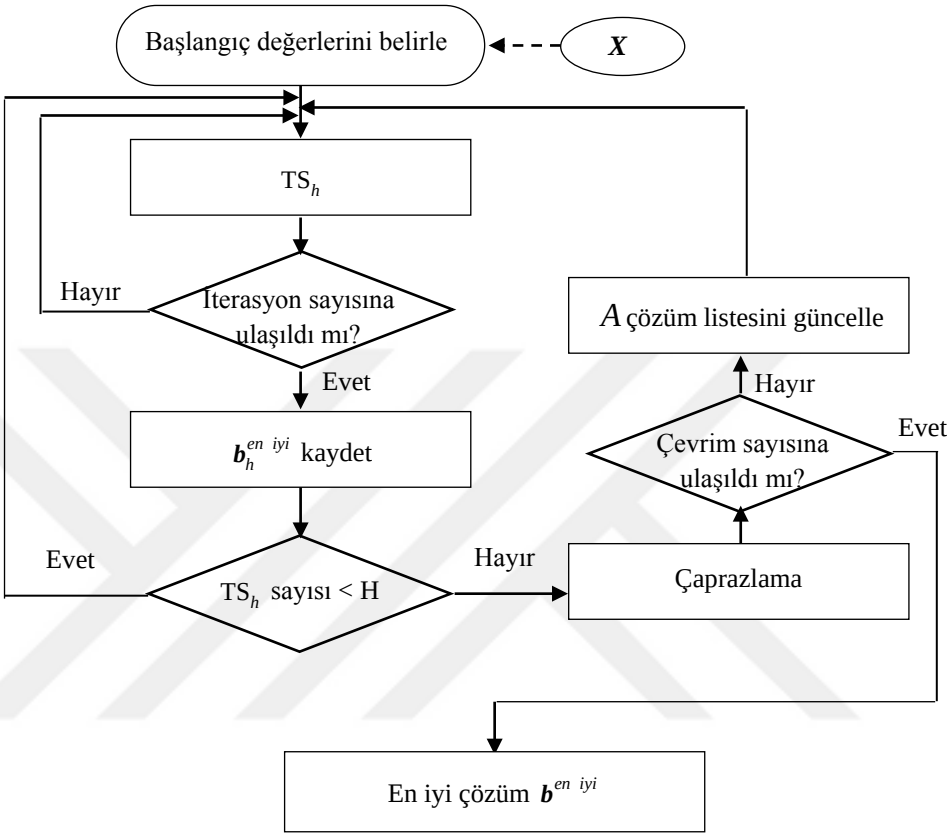
$$\boldsymbol{b}_0^{en\ iyi} = \left[+\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}-\mathbf{1}-\mathbf{1}-\mathbf{1} \middle| -\mathbf{1}-\mathbf{1}-\mathbf{1}-\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}-\mathbf{1} \right]$$
$$\boldsymbol{b}_1^{en\ iyi} = \left[-1-1+1-1-1+1-1+1 \middle| +1-1-1-1+1+1+1-1 \right]$$

$$\boldsymbol{b}_0^{çapraz} = \left[+\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}-\mathbf{1}-\mathbf{1}-\mathbf{1} \middle| +1-1-1-1+1+1+1-1 \right]$$
$$\boldsymbol{b}_1^{çapraz} = \left[-1-1+1-1-1+1-1+1 \middle| -\mathbf{1}-\mathbf{1}-\mathbf{1}-\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}+\mathbf{1}-\mathbf{1} \right]$$

Şekil 4.4. Çaprazlama işlemi.

Çaprazlama işleminden sonra elde edilen $\boldsymbol{b}^{çapraz}$ ile $\boldsymbol{b}_h^{en\ iyi}$ faz çarpanları dikkate alınarak A çözüm listesi güncellenir. Böylelikle P-TS algoritmasının bir çevrimi tamamlanmış olmaktadır. A çözüm listesindeki H adet faz çarpanından her biri, sonraki çevrimde

bir TS_h algoritmasının başlangıç çözümü olmaktadır. Şekil 4.5'de P-TS algoritmasının temel akış diyagramı verilmektedir.



Şekil 4.5. P-TS algoritmasının akış diyagramı.

4.4. Karınca Koloni Optimizasyon (ACO) Algoritması

Popülasyon tabanlı bir optimizasyon algoritması olan ACO algoritması, karıncaların yiyecek kaynaklarından yuvalarına en kısa yolu bularak yiyecek getirebilme becerilerini modelleyerek araştırma yapmaktadır [101]. Karıncalar yiyecek bulmak için arama yaptıklarında yola uçucu bir kimyasal madde olan feromon bırakırlar. Feromon sayesinde yuvaya dönüş yolu bulunurken diğer karıncalara da yolun kalitesi hakkında bilgi verilmiş olur. Bir besin kaynağının yuvaya olan mesafesi bu yoldaki feromon yoğunluğu ile ters orantılı olarak değişmektedir. ACO algoritmasında, bir besin kaynağından yuvaya olan herhangi bir yol optimizasyon probleminin olası bir çözümünü temsil ederken yolların uzunluğu ise çözümün kalitesini yani uygunluk değerini temsil etmektedir. ACO algoritması ile PAPR düşürmede her bir besin kaynağı

$\boldsymbol{b}$ faz çarpanı, bu besin kaynağının yuvaya olan mesafesi yani uygunluk değeri ise PAPR değerini temsil etmektedir.

ACO ile PAPR optimizasyonuna, rastgele üretilen ve besin kaynağından yuvaya olan yol rotasını ifade eden bir $\boldsymbol{b}^0$ faz çarpanı ile başlanır. Sonraki rotalar yani $\boldsymbol{b}^m$ faz çarpanları, feromon miktarına bağlantılı olarak aşağıdaki matematiksel ifadeye göre belirlenir:

$$p_{ij}^{k,m} = \frac{\left[\tau_{ij}^{t}\right]^{\alpha}}{\sum_{j=1}^{2}\left[\tau_{ij}^{t}\right]^{\alpha}} \tag{4.9}$$

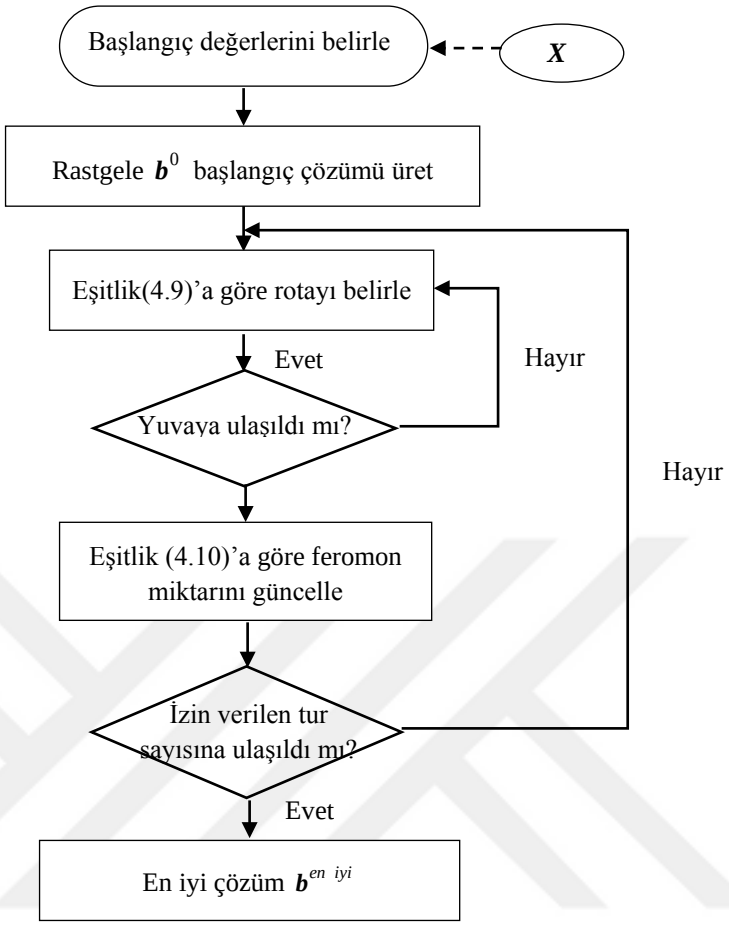
Burada $p_{ij}^{k,m}$, k. karıncanın i ve j faz faktörleri arasındaki olasılıksal geçişi, τ_{ij}^{t}, t. turdaki i ve j faz faktörleri arasındaki feromon miktarı, α, ise feromon iz bilgisi parametresidir. Tüm karıncalar turlarını tamamladıktan sonra faz faktörleri arasındaki feromon miktarı matematiksel olarak aşağıdaki gibi güncellenmektedir:

$$\tau_{ij}^{t+1} = (1-\rho)\cdot\tau_{ij}^{t} + \sum_{k=1}^{KS}\Delta\tau_{ij}^{k,\mathrm{t}} \tag{4.10}$$

Burada, τ_{ij}^{t}, başlangıç turundan t turuna kadar biriken feromon miktarı, KS toplam karınca sayısı, ρ, $(0 \le \rho \le 1)$ feromon buharlaşma katsayısı ve $\Delta\tau_{ij}^{k,\mathrm{t}}$ ise t. turdaki feromon miktarını ifade etmektedir ve aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\Delta\tau_{ij}^{k,\mathrm{t}} = \begin{cases} 1/L^{k,t} & k.\ \text{karınca}\ i, j\ \text{yolunu kullanmışsa,} \\ 0 & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \tag{4.11}$$

ACO algoritmasında, izin verilen tur sayısına ulaşıncaya kadar en uygun rota yani $\boldsymbol{b}^{en\ iyi}$ faz çarpanı elde edilmektedir. Şekil 4.6'da ACO algoritmasının temel akış diyagramı verilmektedir.

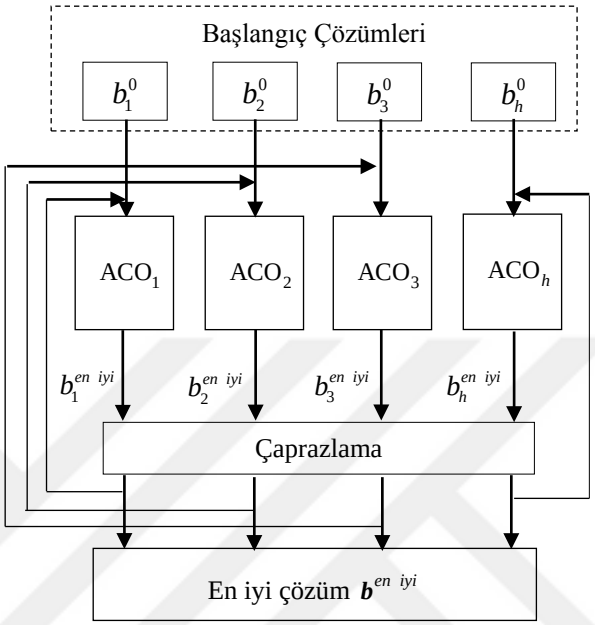


Şekil 4.6. ACO algoritmasının akış diyagramı.

4.4.1. Paralel-ACO (P-ACO) Algoritması

ACO algoritmasında en iyi çözüme yakınsama hızının artırılması için P-ACO algoritması önerilmiştir [102]. Bu yaklaşımda, birbirinden bağımsız H adet ACO_h kolonisi, kendi b_h^0 başlangıç çözümleri ile araştırmalarını belirli bir tur sayısına ulaşıncaya kadar yürütürler. Burada, $0 \le h \le H$ 'dır. Araştırma sonucunda her bir ACO_h kolonisi kendi en iyi çözümü olan $b_h^{en\ iyi}$ kaydedilir. Bu aşamada ACO_h kolonileri arasında bilgi alışverişi bölüm 4.3.1'de açıklandığı gibi $b_h^{en\ iyi}$ faz çarpanları üzerinde genetik algoritmanın çaprazlama operatörü uygulanarak sağlanmaktadır [110]. Çaprazlama işleminden sonra elde edilen $b^{çapraz}$ ile $b_h^{en\ iyi}$ faz çarpım vektörleri dikkate alınarak yeni rota güncellemesi yapılır. Böylelikle P-ACO algoritmasının bir çevrimi tamamlanmış olmaktadır. Yeni elde edilen H adet faz çarpanından her biri, sonraki

çevrimde bir ACO_h kolonisinin başlangıç rotası olmaktadır. Şekil 4.7'de P-ACO algoritmasının temel akış diyagramı verilmektedir.



Şekil 4.7. P-ACO algoritmasının akış diyagramı.

5. BÖLÜM

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

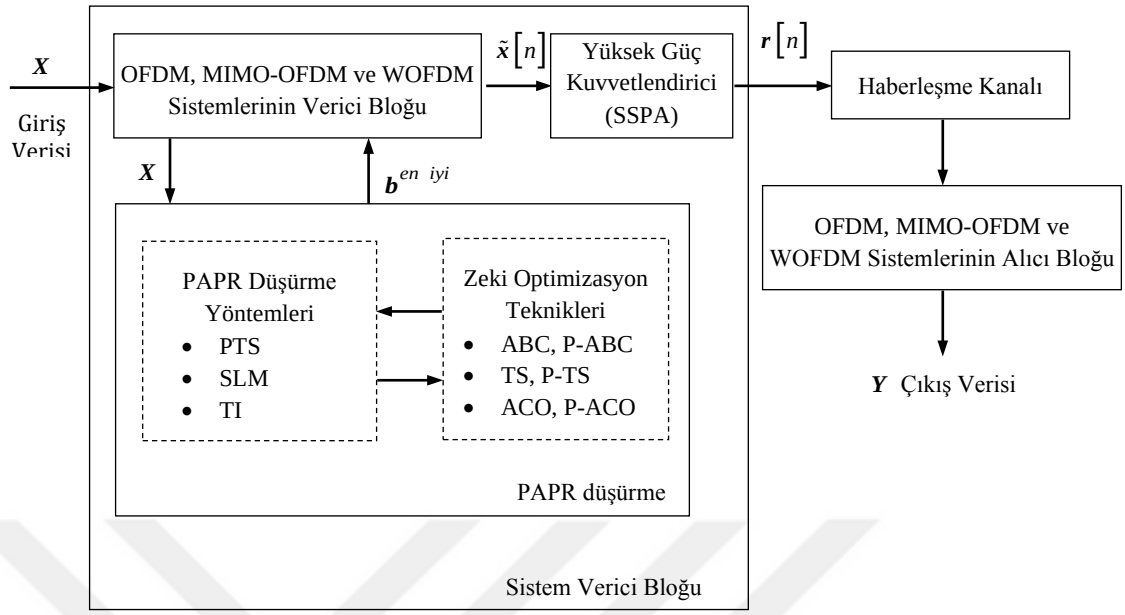
5.1. Giriş

Tez çalışması kapsamında, dikgen MCM tekniği temel alınarak geliştirilen kablosuz haberleşme sistemlerinden günümüzde sıklıkla kullanılan OFDM ve MIMO-OFDM sistemleri ile sahip olduğu esnek tasarım özelliklerinden dolayı gelecek haberleşme sistemlerinde kullanılma potansiyeli olan WOFDM sistemi ele alınarak simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. MCM tekniğinin kullanımının doğal bir sonucu olan ve haberleşme sistemlerinin performanslarını olumsuz etkileyen işaretlerin yüksek PAPR değerinin düşürülmesi amacıyla zeki optimizasyon tekniklerinin de uygulanabildiği PTS, SLM ve TI yöntemleri kullanılmıştır. Bahsedilen her üç klasik yöntemin de en büyük dezavantajı, çözüm uzayı çok geniş olan b^{opt} optimal faz çarpanını bulmak için gösterdikleri yüksek hesaplama karmaşıklıklarıdır. Bu olumsuzluğu en aza indirmek için tez çalışması kapsamında zeki optimizasyon tekniklerinden ABC, P-ABC, TS, P-TS, ACO ve P-ACO algoritmaları kullanılmıştır.

Bu tez çalışması sırasında elde edilen sonuçlar, aşağıda sıralanan dört temel performans değerlendirme kriterine göre karşılaştırılmıştır [30].

- Hesaplama karmaşıklığı,
- PAPR düşürme değeri,
- Spektral yayılma (Bant dışı ışıma),
- Bit hata oranı (BER).

Şekil 5.1'de tez çalışması kapsamında kablosuz haberleşme sistemlerinde işaretlerin PAPR değerini düşürmek için kullanılan sistem modelinin genel yapısı görülmektedir.



Şekil 5.1. Tez çalışması kapsamında işaretlerin PAPR değerini düşürmek için kullanılan sistem modelinin genel yapısı.

5.2. Simülasyonlarda Kullanılan Sistem Parametreleri

Simülasyon çalışmalarında, Tablo 5.1'de verilen sistem parametreleri kullanılmıştır. MIMO-OFDM sistemi ise 2x2 alıcı ve verici anten sayısına sahip Alamouti tipi uzay frekans blok kodlamalı (SFBC) MIMO-OFDM yapısındadır.

Tablo 5.1. Simülasyonlarda Kullanılan Sistem Parametreleri.

Parametre	**Değer**
Alt taşıyıcı sayısı	$N = 256$
Modülasyon tipi	16-QAM
Kanal tipi	AWGN
Yüksek güç kuvvetlendirici tipi	Katı hal güç kuvvetlendirici (SSPA)
SSPA çalışma noktaları (dB)	IBO=3, 6, 9
SSPA doyum noktası keskinliği	$p = 2$
PTS, SLM ve TI için faz faktörü	$b \in \{+1, -1\}$
PTS alt blok sayısı	$V = 16$
WOFDM dalgacık fonksiyonu	Daubechies 20

5.3. Kısmi İletim Dizisi (PTS) Yöntemiyle PAPR Düşürme

PTS yöntemi ile PAPR optimizasyonu için $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işareti sembolleri rastgele dağıtılacak şekilde $V = 16$ adet alt bloğa ayrılmıştır. Her bir alt blok $b_v \in \{+1, -1\}$ alternatif faz faktörü ile ($W = 2$ faz faktör sayısı) açısı değiştirilmektedir. Böylece $\boldsymbol{b}^{optimal} = \left[b_0, b_1, \cdots, b_{V-1}\right]$ faz çarpanının bulunması için $W^{V-1} = 2^{16-1} = 32768$ çözüm uzayının boyutu olmaktadır.

5.3.1. PTS Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin Hesaplama Karmaşıklığı

Tablo 5.2'de ilk olarak, PTS yöntemiyle PAPR düşürmede kullanılan zeki optimizasyon tekniklerinin algoritma yapısı ve $A = 1000$ araştırma sayısındaki kontrol parametre değerleri verilmektedir. İkinci olarak, tekniklerin PAPR düşürme performansları OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için $\text{CCDF} = 10^{-3}$ noktasında karşılaştırılmaktadır.

Tablo 5.2. Zeki optimizasyon tekniklerinin PTS için hesaplama karmaşıklık analizi ve PAPR düşürme performanslarının OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için karşılaştırılması.

Yöntem	Araştırma Sayısı ($A = 1000$)	PAPR değeri [dB] (CCDF = 10^{-3})		
		OFDM	MIMO-OFDM	WOFDM
Orjinal	0	11.25	11.32	9.44
Optimum-PTS	$W^{V-1} = 2^{15} = 32768$	6.72	7.07	6.01
Klasik Araştırma	Rastgele seçim=1000	7.13	7.50	6.32
ABC	$AS \cdot Çevrim = 4 \cdot 250 = 1000$	6.98	7.32	6.10
P-ABC	$\left(AS \cdot Çevrim_h\right) \cdot H + AS \cdot Çevrim_m = \left(4 \cdot 32\right) \cdot 2 + 4 \cdot 192 = 1000$	6.97	7.29	6.08
TS	$İterasyon \cdot Çevrim = 20 \cdot 50 = 1000$	7.05	7.41	6.19
P-TS	$[(İterasyon \cdot H) + \text{c}] \cdot Çevrim = [(11 \cdot 4) + 6] \cdot 20 = 1000$	6.93	7.27	6.05
ACO	$KS \cdot Çevrim = 10 \cdot 100 = 1000$	7.08	7.42	6.22
P-ACO	$[(KS \cdot H) + \text{c}] \cdot Çevrim = [(24 \cdot 4) + 4] \cdot 10 = 1000$	7.00	7.34	6.13

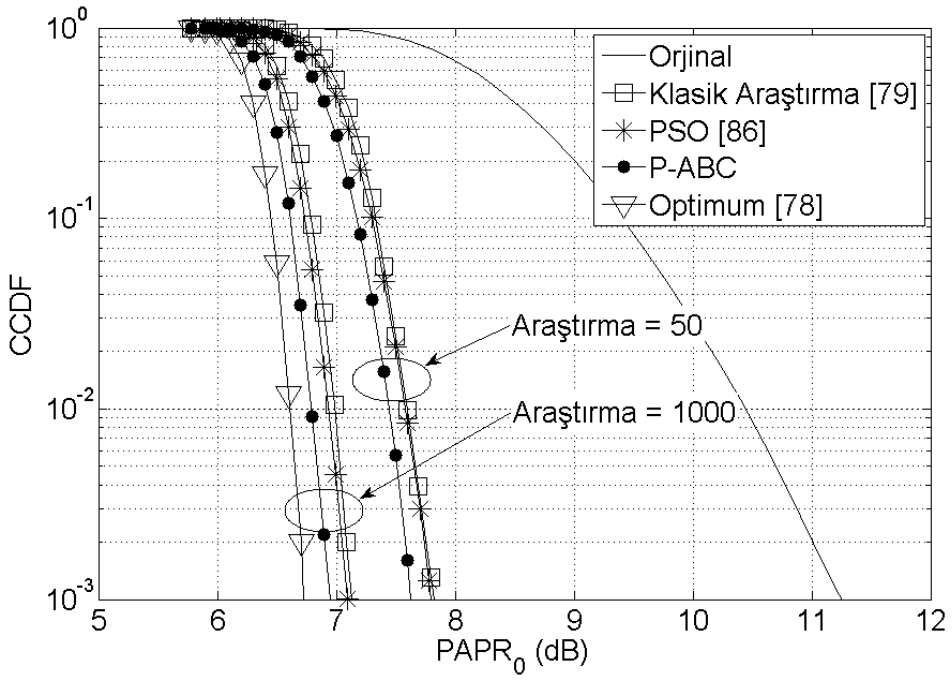
Orijinal OFDM işaretinde $\boldsymbol{X}$ giriş verisi üzerinde herhangi bir PAPR düşürme işlemi gerçekleştirilmediğinden dolayı araştırma sayısı $A = 0$ olmaktadır. Her üç sistemin $\boldsymbol{X}$ işareti üzerine uygulanması sonucunda elde edilen orijinal işaretlerde PAPR değeri en düşük olan 9.44 dB ile WOFDM sistemiyken en yüksek değer 11.32 dB ile MIMO-OFDM'de elde edilmiştir. Tablo 5.2'de dikkat edileceği üzere MIMO-OFDM'ye ait PAPR değerleri OFDM'ye ait PAPR değerlerinden tüm yöntemler için daha yüksek elde edilmiştir. Bunun sebebi ise Bölüm 3.2 deki Eşitlik 3.3'de izah edildiği gibi MIMO-OFDM'nin PAPR değeri $\boldsymbol{x}^1[n]$ ve $\boldsymbol{x}^2[n]$ işaretlerinden PAPR değeri daha yüksek olanın dikkate alınmasıdır. Optimum-PTS yöntemi, olası tüm $\boldsymbol{b}$ faz çarpanlarının $\boldsymbol{X}$ işareti üzerinde denenmesiyle elde edilen PAPR değerlerini yansıtmaktadır. Diğer bir ifadeyle optimum PAPR değerleri, zeki optimizasyon yöntemleri için global en düşük noktadır. Klasik araştırma yönteminde ise rastgele üretilen 1000 adet $\boldsymbol{b}$ faz çarpanlarının $\boldsymbol{X}$ işareti üzerine uygulanması sonucu elde edilen en düşük PAPR değerleri dikkate alınmaktadır. Tablo 5.2'de görüldüğü gibi zeki optimizasyon tekniklerinin tümü klasik yöntemle karşılaştırıldığında PAPR düşürülmesinde önemli kazançlar elde edilmektedir.

ABC algoritması ile PAPR düşürmede, besin kaynakları $\boldsymbol{b}$ faz çarpanlarına, besin kaynaklarındaki nektar miktarı ise PAPR değerine karşılık gelmektedir. Algoritmada bir kolonideki arı sayısı, işçi ve gözcü arı sayılarının toplamı olan $AS = 4$ olarak belirlenmiştir. Kolonideki arılar, toplamda 250 çevrim yaparak araştırmalarını tamamlamaktadır. P-ABC algoritmasında $H = 2$ adet öncü koloni ve 1 adet ana koloni yer alırken, her bir koloni $AS = 4$ arıdan oluşmaktadır. İlk aşamada öncü koloniler kendi araştırmalarını eş zamanlı ve birbirinden bağımsız olarak $Çevrim_h$ süresinde tamamlamaktadırlar. Her bir kolonin kendi en iyi sonuçları ana koloniye aktarılır ve araştırma ana koloni tarafından $Çevrim_m$ süresi boyunca sürdürülür. Uygulamalarda, öncü ve ana kolonilerin çevrim sayı oranlarının $Çevrim_m = 6 \times Çevrim_h$ olması durumunda algoritmanın en iyi sonucu verdiği gözlenmiştir. TS algoritmasında, her biri 20 iterasyondan oluşan 50 çevrim ile araştırma yapılmıştır. Her bir iterasyonda tabu listesi dikkate alınarak $\boldsymbol{b}^m$ komşuluğunda $\boldsymbol{b}^{m+1}$ faz çarpanı belirlenmekte ve her bir çevrimde ise tabu listesi güncellenmektedir. P-TS algoritmasında ilk olarak, her biri 11 iterasyon sayısına sahip $H = 4$ adet TS algoritması birbirinden bağımsız olarak

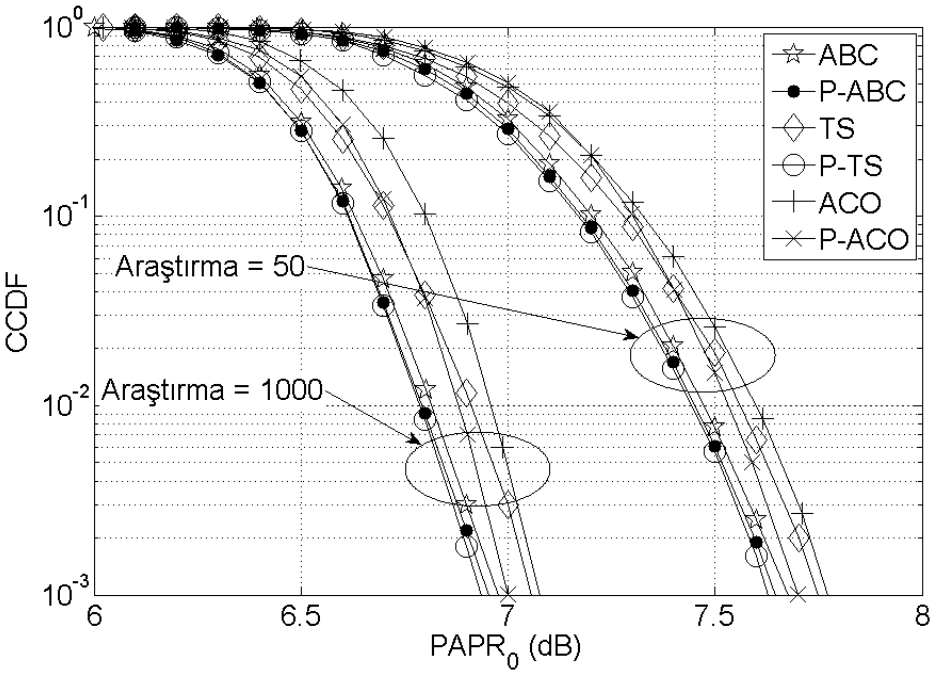
araştırmalarını gerçekleştirmekte ve 4 adet $\boldsymbol{b}_h^{en\ iyi}$ faz çarpanı elde edilmektedir. TS algoritmaları arasındaki bilgi alış verişi ise çaprazlama operatörünün $\boldsymbol{b}_h^{en\ iyi}$ faz çarpanlarına uygulanması sonucu elde edilen $c = 6$ adet yeni faz çarpanı sayesinde gerçekleştirilmektedir. Böylece bir çevrim tamamlanmış olmaktadır. ACO algoritmasında, kolonideki karınca sayısı $KS = 10$ olarak belirlenmiş ve koloni toplamda 100 çevrimde araştırmasını tamamlamaktadır. P-ACO algoritmasında, her biri $KS = 24$ karıncaya sahip $H = 4$ adet koloni bağımsız olarak araştırmalarını gerçekleştirmektedir. Koloniler arasında bilgi alışverişi çaprazlama operatörünün $\boldsymbol{b}_h^{en\ iyi}$ faz çarpanlarına uygulanması sonucu gerçekleştirilerek bir çevrim tamamlanmaktadır.

5.3.2. PTS Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin PAPR düşürme Performansları

Şekil 5.2 ve 5.3'de zeki optimizasyon tekniklerinin $A = 1000$ ve $A = 50$ araştırma sayılarında elde edilen PAPR düşürme sonuçları OFDM sistemi için karşılaştırılmıştır. Şekil 5.2'de orijinal OFDM işaretinin $\mathrm{CCDF} = 10^{-3}$ noktasında 11.25 dB PAPR değerine sahip olduğu görülmektedir. P-ABC ile elde edilen sonuçların, parçacık sürü optimizasyonu (PSO) [86] ve klasik araştırma [79] yöntemleriyle elde edilen sonuçlardan daha iyi olduğu görülmektedir. Ayrıca $A = 1000$ için P-ABC ile elde edilen PAPR değerinin 6.97 dB ile, orijinal değerden 4.28 dB'lik bir iyileştirme sağlarken optimum değerden sadece 0.22 dB uzak olduğu görülmektedir. Şekil 5.3'de tez çalışmasında PTS yöntemi için kullanılan zeki optimizasyon tekniklerinin PAPR düşürme performansları karşılaştırılmıştır. Bu tekniklerden $A = 1000$ için en iyi performansı 6.93 dB değere sahip olan P-TS gösterirken; en kötü performansı ise 7.08 dB ile ACO göstermektedir. Buna karşın ACO, PSO ve klasik araştırmadan sırasıyla 0.01 dB ve 0.05 dB daha iyi bir PAPR değerine sahiptir. Araştırma sayısını $A = 50$'den $A = 1000$'e çıkartarak zeki optimizasyon teknikleri için PAPR değerlerini yaklaşık 0.7 dB azaltmak mümkün olmaktadır. PAPR düşürme performanslarının en iyiden en kötüye olan sıralaması ise: P-TS, P-ABC, ABC, P-ACO, TS ve ACO şeklindedir. Bu sıralama, çoklu algoritma yapısının kullanılması durumunda PAPR düşürme performansının arttığını göstermektedir.

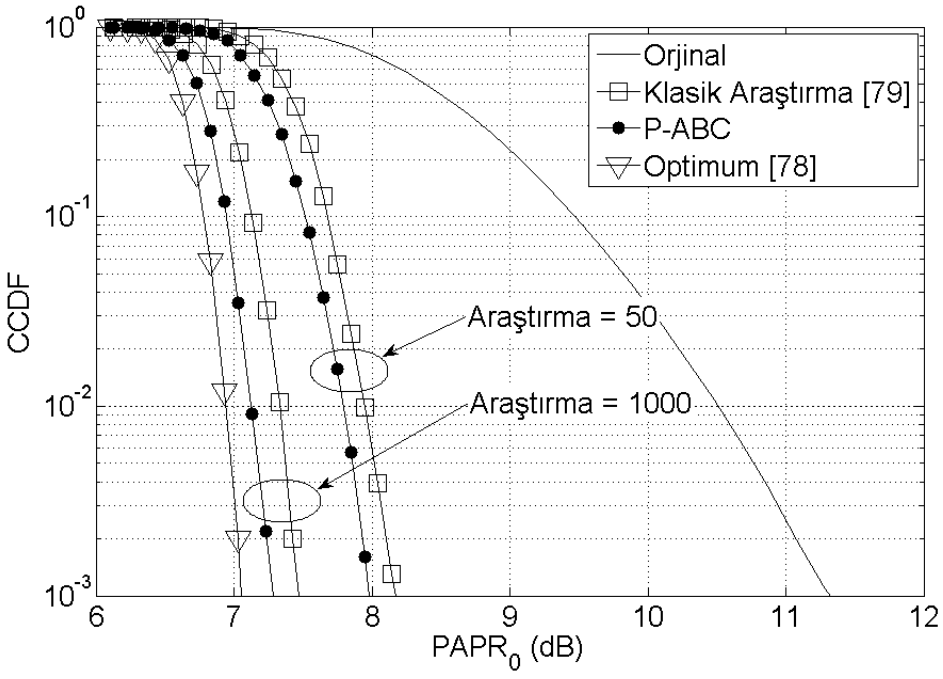


Şekil 5.2. OFDM sisteminde PTS için orijinal, klasik araştırma, PSO, P-ABC ve optimum yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.

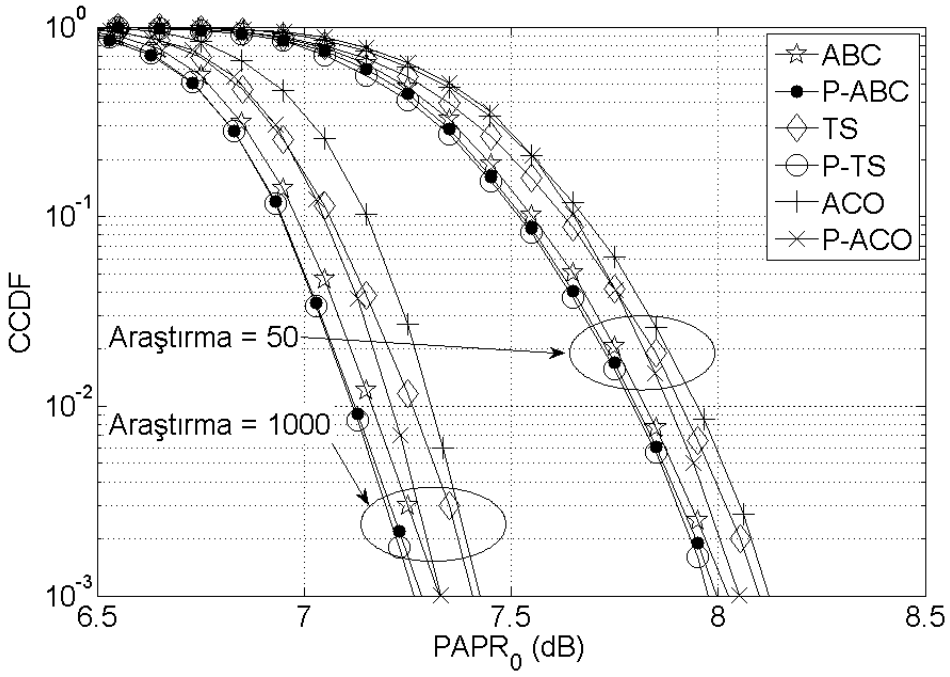


Şekil 5.3. OFDM sisteminde PTS için ABC, P-ABC, TS, P-TS, ACO ve P-ACO yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.

Şekil 5.4 ve 5.5'de zeki optimizasyon tekniklerinin $A=1000$ ve $A=50$ araştırma sayılarında elde edilen PAPR düşürme sonuçları MIMO-OFDM sistemi için karşılaştırılmıştır. $A=1000$ için P-ABC ile elde edilen 7.29 dB PAPR değerinin, orijinal değerden 4.33 dB ve klasik araştırmadan 0.21 dB daha düşük, optimum değerden ise sadece 0.22 dB yüksek olduğu görülmektedir. Şekil 5.5'de görüldüğü gibi $A=1000$ için en iyi performansa 7.27 dB ile P-TS, ikinci en iyi performansa 7.29 dB ile P-ABC sahipken; en kötü performans ise 7.42 dB ile ACO'ya aittir. MIMO-OFDM sisteminde zeki optimizasyon tekniklerinin sahip oldukları PAPR değerleri en iyiden en kötüye olan sıralaması OFDM ile benzerlik göstermektedir. Bununla birlikte, MIMO-OFDM sisteminde üretilen $\boldsymbol{x}^1[n]$ ve $\boldsymbol{x}^2[n]$ işaretlerinden PAPR değeri daha yüksek olan MIMO-OFDM sisteminin PAPR değeri olarak kabul edilmektedir. Bu sebeple MIMO-OFDM sistemindeki PAPR değerleri, OFDM sisteminden ortalama 0.35 dB daha yüksektir. Örneğin $A=1000$ için P-ABC dikkate alındığında, MIMO-OFDM ve OFDM sistemleri için elde edilen PAPR değerleri sırasıyla 7.29 dB ve 6.97 dB olmaktadır.

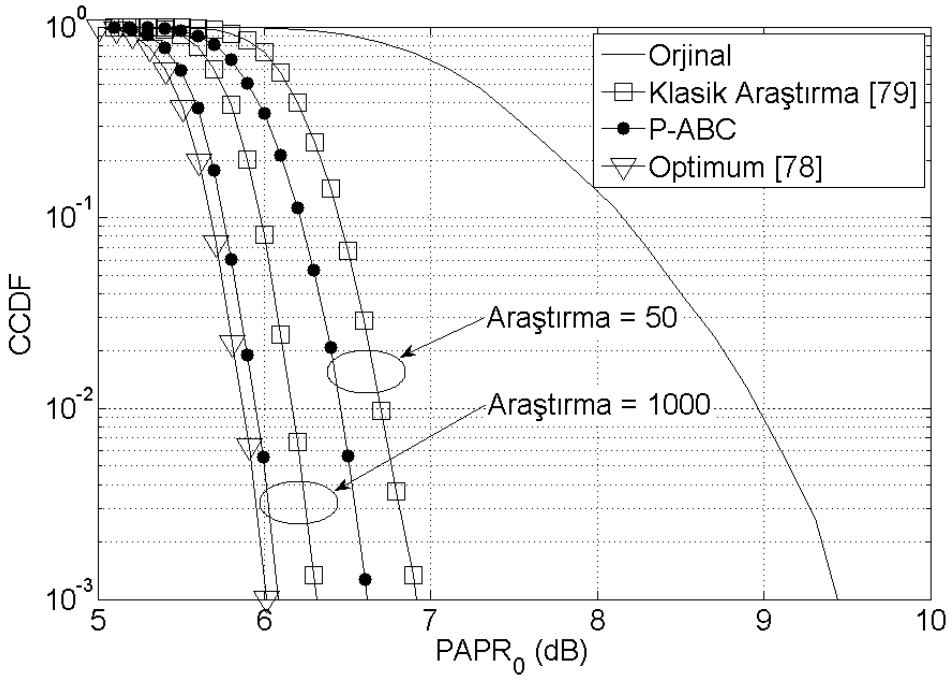


Şekil 5.4. MIMO-OFDM sisteminde PTS için orijinal, klasik araştırma, P-ABC ve optimum yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.

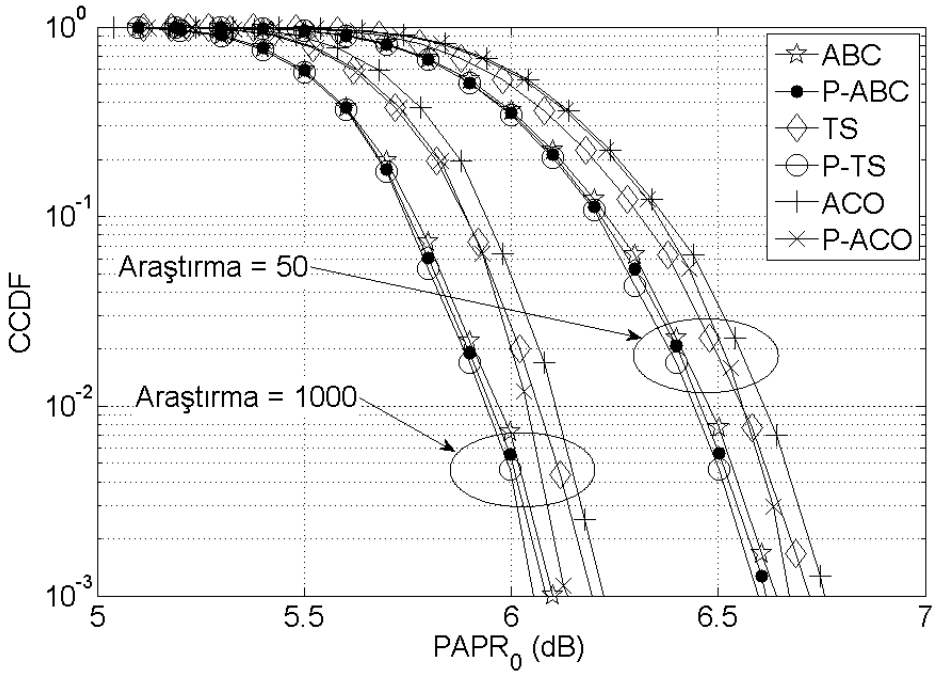


Şekil 5.5. MIMO-OFDM sisteminde PTS için ABC, P-ABC, TS, P-TS, ACO ve P-ACO yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.

Şekil 5.6 ve 5.7'de zeki optimizasyon tekniklerinin $A=1000$ ve $A=50$ araştırma sayılarında elde edilen PAPR düşürme sonuçları WOFDM sistemi için karşılaştırılmıştır. Şekil 5.6'da orijinal WOFDM işareti $\mathrm{CCDF}=10^{-3}$ noktasında 9.44 dB PAPR değerine sahip olduğu görülmektedir. $A=1000$ için P-ABC ile elde edilen PAPR değeri 6.08 dB ile, orijinal değerden 3.32 dB'lik bir iyileştirme sağlarken optimum değerden sadece 0.07 dB uzak olduğu görülmektedir. Şekil 5.7'de zeki optimizasyon tekniklerinin PAPR düşürme performansları karşılaştırılmıştır. WOFDM için zeki optimizasyon tekniklerinin sahip oldukları PAPR düşürme performanslarının en iyiden en kötüye olan sıralaması OFDM ve MIMO-OFDM ile benzerlik göstermektedir. Buna ek olarak, zeki optimizasyon tekniklerinin WOFDM sistemi için sahip oldukları PAPR değerleri, OFDM sisteminden ortalama 0.87 dB daha düşüktür. Örneğin $A=1000$ için P-ABC dikkate alındığında, WOFDM ve OFDM sistemleri için elde edilen PAPR değerleri sırasıyla 6.08 dB ve 6.97 dB olmaktadır. Her üç sistem PTS yöntemi için karşılaştırıldığında, WOFDM orijinal işaretin yanı sıra zeki optimizasyon tekniklerinden elde edilen PAPR değerlerine göre en üstün sistem, MIMO-OFDM ise en zayıf sistem konumundadır.



Şekil 5.6. WOFDM sisteminde PTS için orijinal, klasik araştırma, P-ABC ve optimum yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.



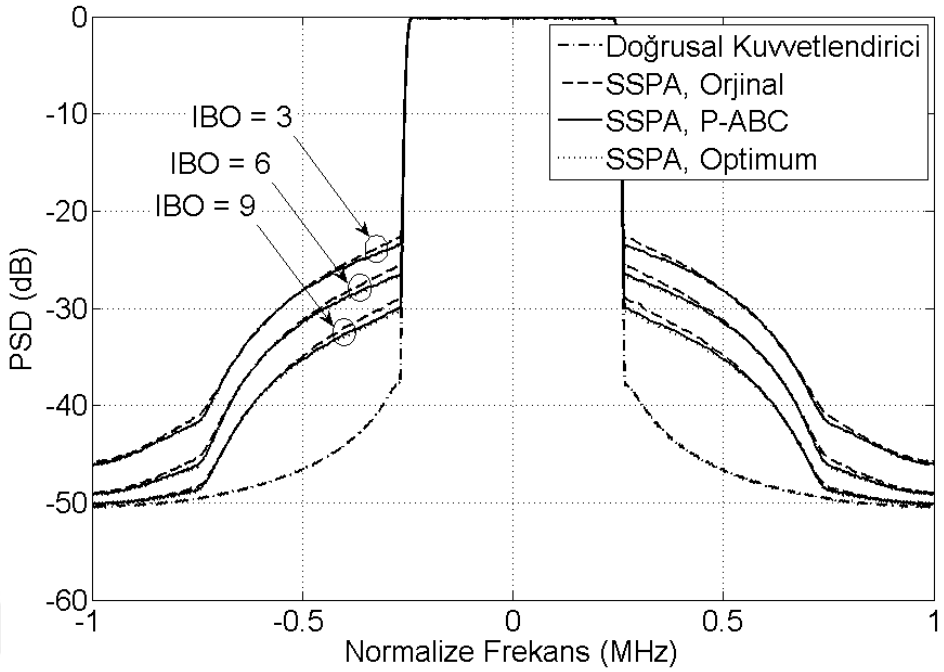
Şekil 5.7. WOFDM sisteminde PTS için ABC, P-ABC, TS, P-TS, ACO ve P-ACO yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.

5.3.3. PTS Yönteminde Spektral Yayılma (Bant Dışı Işıma)

OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemlerinde işaretlerin yüksek PAPR değerleri frekans ekseninde daha fazla spektral yayılmaya yol açmaktadır. Bu yayılma SSPA gibi doğrusal olmayan kuvvetlendiricinin kullanılması sonucu işaretin ana bant dışındaki yan bantların sahip oldukları güç değerlerinin artmasıyla oluşmaktadır. Spektral yayılmanın oranı, güç spektral yoğunluk fonksiyonu (PSD) [30] ile değerlendirilmektedir. PSD değerinin yan bantlar için mümkün olduğu kadar düşük seviyede olması; (ISI) minimum seviyede olmasını ve tahsis edilen kanal bant genişliğinin en verimli şekilde kullanılmasını sağlamaktadır. Spektral yayılmanın artışı ile birlikte ISI etkisini azaltmak için ana bantlar arasındaki güvenlik bandının o ölçüde artırılması gerekmektedir.

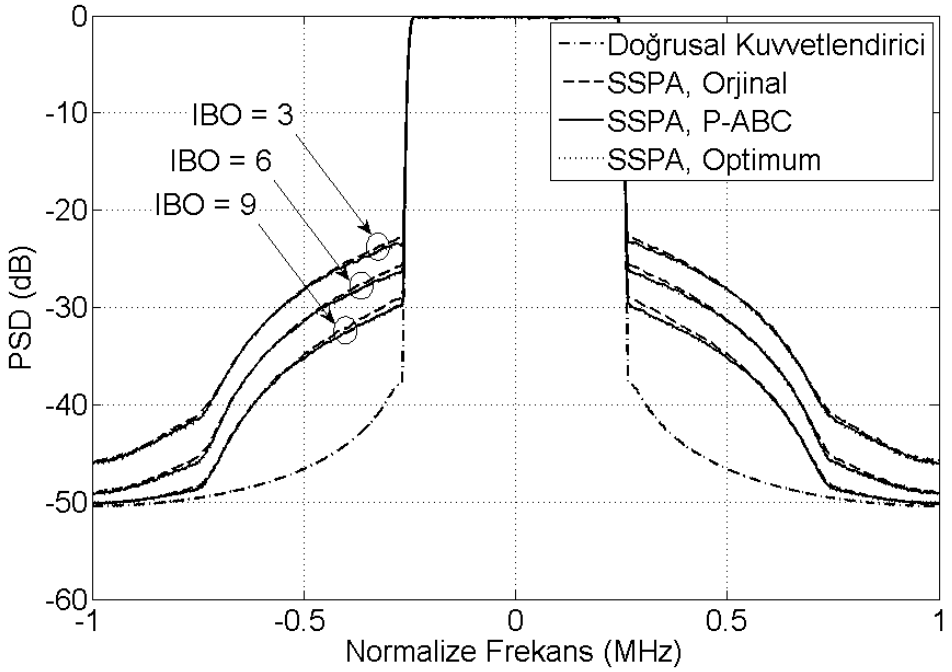
Şekil 5.8'de OFDM sisteminde PTS yöntemi için, spektral yayılmanın doğrusal kuvvetlendirici (ideal kuvvetlendirici) ve SSPA kullanılması durumlarında normalize frekans değerlerine göre değişimi görülmektedir. Her iki kuvvetlendirici durumunda da OFDM işaretinin ana bandı (veri taşıyan alt taşıyıcılar) -0.25 MHz ile 0.25 MHz arasında 0.5 MHz'lik bir normalize bant genişliğine sahipken; toplam bant genişliği ise -1 MHz ile 1 MHz arasında 2 MHz olarak kabul edilmiştir.

Doğrusal kuvvetlendirici kullanılması durumunda yan bantların PSD değerleri -38 dB'de başlarken -50 dB'de son bulmaktadır. IBO değeri SSPA'nın çalışma noktasını belirlemektedir. IBO değerinin artması çalışma noktasının doğrusal bölgede kalmasını sağlarken IBO değerinin azalması ise çalışma noktasını doyum bölgesine yaklaştırarak doğrusal olmayan bölgede kalmasına yol açmaktadır. Yukarıdaki açıklamalar dikkate alındığında Şekil 5.8'de görüleceği gibi IBO değerlerinin artmasıyla birlikte yan bantların sahip oldukları PSD değerleri azalmaktadır. Orjinal OFDM işaretlerinin yan bant başlangıç PSD değerleri, IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -23 dB, -26 dB ve -29 dB olarak elde edilmiştir. Bu sonuç ise IBO değerindeki her üç dB'lik artışın yan bant başlangıç PSD değerlerinde üç dB'lik bir azalma sağladığını göstermektedir. $A = 1000$ araştırma sayısına sahip P-ABC ile elde edilen işaretlerin yan bant başlangıç PSD değerleri, orijinal işaretlerden yaklaşık olarak 0.8 dB daha düşük, optimum işaretlerle neredeyse eşittir.

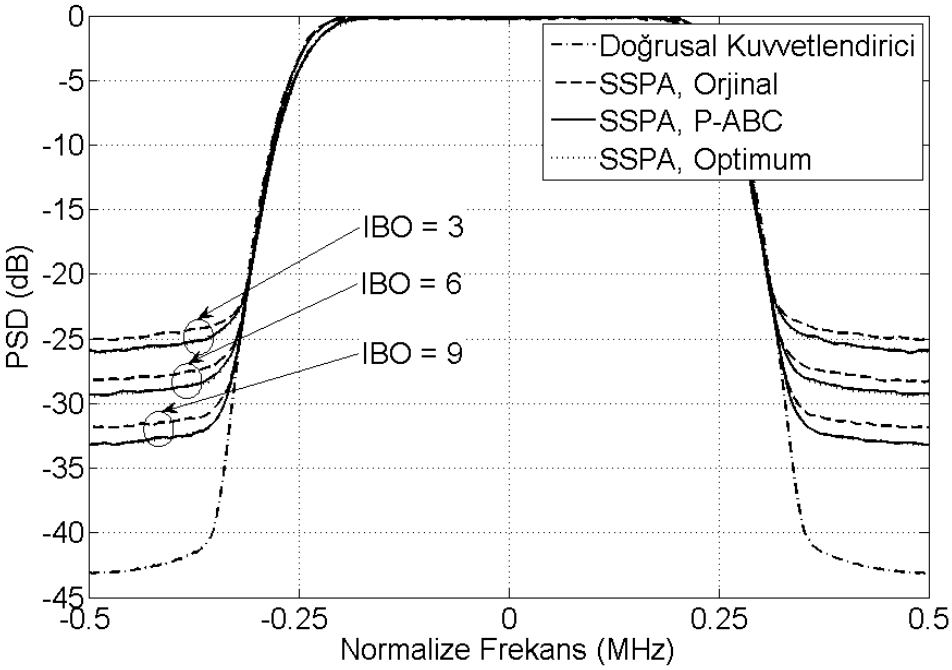


Şekil 5.8. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin spektral yayılımı.

Şekil 5.9'da MIMO-OFDM sisteminde PTS yöntemi için, spektral yayılımın doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında normalize frekans değerlerine göre değişimi görülmektedir. MIMO-OFDM sisteminde üretilen $\boldsymbol{x}^1[n]$ ve $\boldsymbol{x}^2[n]$ işaretlerinden PAPR değeri daha yüksek olan işaret dikkate alınarak Şekil 5.9 oluşturulmuştur. Doğrusal kuvvetlendirici kullanılması durumunda yan bantların PSD değerleri -38 dB'de başlarken -50 dB'de son bulmaktadır. Orijinal MIMO-OFDM işaretlerinin yan bant başlangıç PSD değerleri, IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -22.7 dB, -25.7 dB ve -28.7 dB olarak elde edilmiştir. Bu sonuç ise IBO değerindeki her üç dB'lik artışın yan bant başlangıç PSD değerlerinde üç dB'lik bir azalma sağladığını göstermektedir. $A=1000$ araştırma sayısına sahip P-ABC ile elde edilen işaretlerin yan bant başlangıç PSD değerleri, orijinal işaretlerden yaklaşık olarak 0.6 dB daha düşük, optimum işaretlerle neredeyse eşittir. P-ABC ile MIMO-OFDM için elde edilen 0.6 dB değeri OFDM için 0.8 dB olarak elde edilmişti. Aradaki bu fark ise MIMO-OFDM sistemindeki yüksek PAPR değerine sahip işaretin seçilmiş olmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 5.9. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin spektral yayılımı.



Şekil 5.10. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin spektral yayılımı.

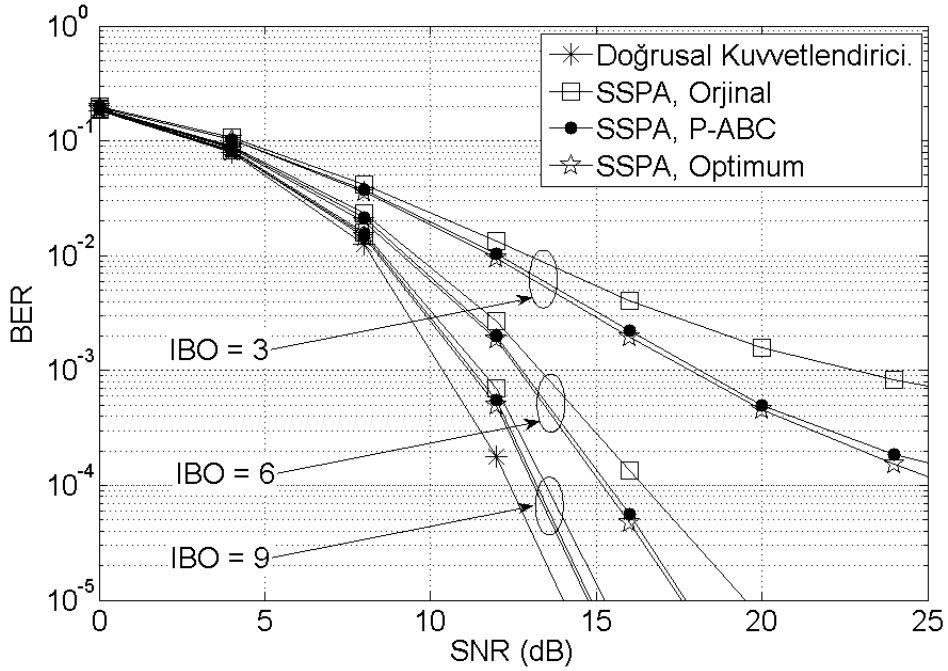
Şekil 5.10'da WOFDM sisteminde PTS yöntemi için, spektral yayılımın doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında normalize frekans değerlerine göre değişimi görülmektedir. IDWT temelli olan WOFDM sistemi için elde edilen normalize frekans PSD grafiklerinin, IFFT temelli olan OFDM ve MIMO-OFDM sistemlerinden oldukça farklı olduğu görülmektedir. Doğrusal kuvvetlendirici kullanılması durumunda yan bantların PSD değerleri -40 dB'de başlarken -43 dB'de son bulmaktadır. Bu değerler OFDM ve MIMO-OFDM sistemlerinde -38 dB ve -50 dB olarak elde edilmekteydi. Orijinal WOFDM işaretlerinin yan bant başlangıç PSD değerleri, IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -22.8 dB, -25.8 dB ve -28.8 dB olarak elde edilmiştir. Bu sonuç ise OFDM ve MIMO-OFDM sistemlerine benze şekilde WOFDM sisteminde de IBO değerindeki her üç dB'lik artışın yan bant başlangıç PSD değerlerinde üç dB'lik bir azalma sağladığını göstermektedir. $A = 1000$ araştırma sayısına sahip P-ABC ile elde edilen işaretlerin yan bant başlangıç PSD değerleri, orijinal işaretlerle yaklaşık olarak eşit olmaktadır. Bununla birlikte P-ABC yan bant bitiş PSD değerleri IBO 3dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -26 dB, -29.3 dB ve -33.1 dB olarak elde edilmiştir. Bu değerler orijinal işaretlerden sırasıyla 1.0 dB, 1.1 dB ve 1.3 dB daha düşük, optimum işaretlerle neredeyse eşittir.

5.3.4. PTS Yönteminde Bit Hata Oranı (BER)

Kablosuz haberleşme sistemlerinin verici katında kullanılan DAC ve işaretlerin kuvvetlendirilmesi amacıyla kullanılan SSPA, bant dışı ışımanın yanı sıra bant içi bozulmalara da neden olmaktadır. Bu bozulma, PAPR değerinin yüksekliği ile doğru orantılı olarak iletilmek istenen veriler üzerinde bilgi kaybı olarak ortaya çıkmaktadır. Bu tez çalışmasında yukarıda açıklanan bozucu etkilerin en aza indirilmesi için çeşitli zeki optimizasyon teknikleri kullanılmıştır. Bu tekniklerden biri olan P-ABC ile PAPR düşürme işleminin sistemlerdeki kanal işaret gürültü oranı (SNR) ile BER değerinin değişimine katkısı, klasik araştırma ve orjinal işaretlerle karşılaştırılarak incelenmiştir.

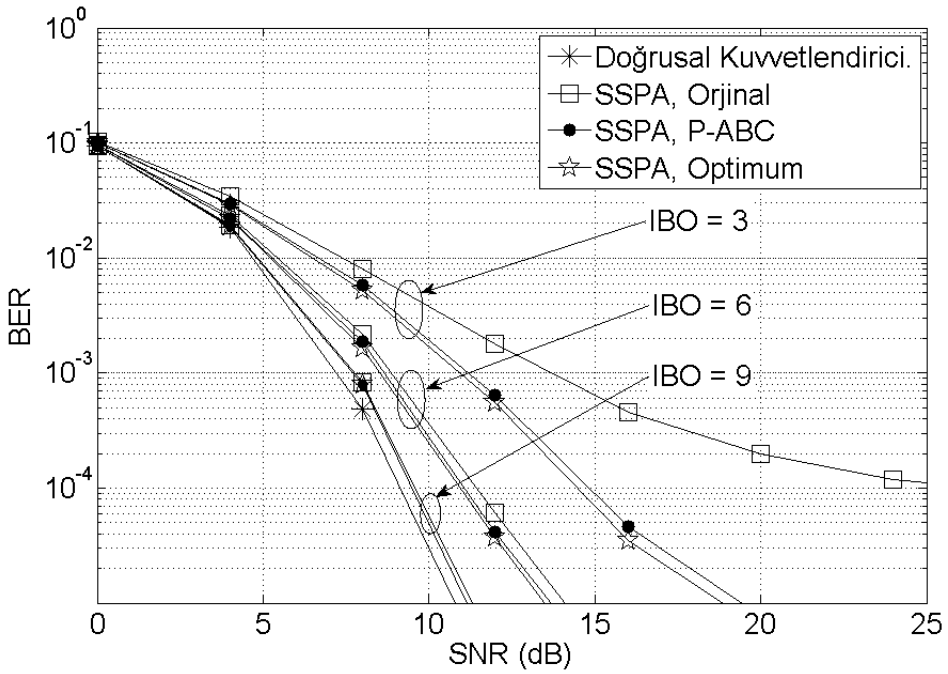
Şekil 5.11'de OFDM sistemi için doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarındaki SNR-BER değişimleri görülmektedir. $A = 1000$ araştırma sayısında P-ABC ile elde edilen BER kazançları, orijinal işaret ve optimum PAPR düşürme yöntemi ile karşılaştırılmıştır. P-ABC ile optimum arasında çok az BER değeri farkı bulunurken orjinal işaretlere kıyasla önemli iyileşmeler olduğu görülmektedir. IBO değerlerinin

artmasıyla birlikte orijinal, P-ABC ve optimum işaretlerinin üçü için de BER değerlerinde iyileşmeler elde edilmekte ve doğrusal kuvvetlendirici performansına yaklaşmaktadırlar. Örneğin P-ABC işaretleri için 10^{-4} BER değerine, IBO değerinin 3 dB, 6 dB ve 9 dB durumlarında ulaşabilmesi için sırasıyla SNR değerlerinin yaklaşık olarak 26 dB, 15 dB ve 13 dB olması gerekmektedir. Dikkat edilmesi gereken diğer bir önemli değişim ise IBO değerlerinin artmasıyla birlikte PAPR düşürme işleminin SNR-BER değişimi üzerindeki etkisinin azalmasıdır. Bunun sebebi ise IBO değerlerinin artmasıyla birlikte kuvvetlendiricinin çalışma noktası doyum bölgesinden uzaklaşmakta ve doğrusal bölgede kuvvetlendirme yapmakta, dolayısıyla işaretler yüksek PAPR değerine sahip de olsa bozucu etkiler azalmaktadır. Örneğin P-ABC ve orijinal işaretlerin 10^{-3} BER değerinde iletilebilmesi için sırasıyla; IBO=3 dB için 18.1 dB ve 22.7 dB (fark 4.6 dB), IBO=6 dB için 12.7 dB ve 13.3 dB (fark 0.6 dB) ve IBO=9 dB için 11.3 dB ve 11.6 dB (fark 0.3 dB) SNR değerlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Ancak unutulmamalıdır ki tasarım kolaylığı ve güç verimliliği açısından kuvvetlendiricilerin doyum bölgesine yakın çalışma noktalarında yani düşük IBO değerlerinde tutulmaları gerekmektedir.



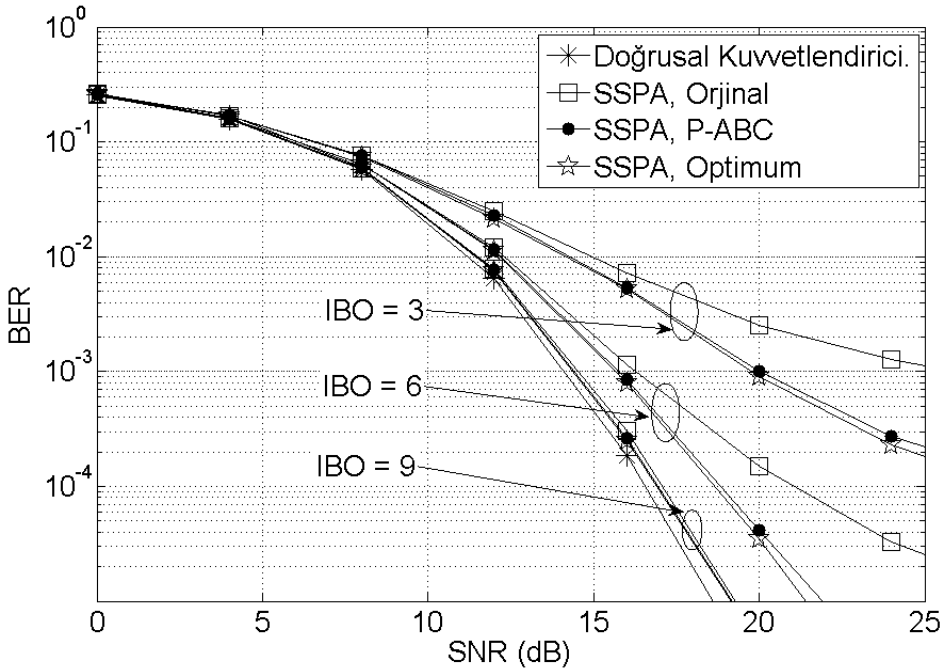
Şekil 5.11. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin SNR-BER değişimi.

Şekil 5.12'de MIMO-OFDM sistemi için doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarındaki SNR-BER değişimleri görülmektedir. OFDM sistemine benzer şekilde MIMO-OFDM sisteminde de P-ABC ile optimum arasında çok az BER değeri farkı bulunurken orjinal işaretlere kıyasla önemli iyileşmeler olduğu görülmektedir. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendiricinin 10^{-5} BER değerinde iletim yapabilmesi için SNR değerinin 10.7 dB olması gerekirken bu değerin OFDM sistemi için 14 dB olması gerekmektedir. Diğer bir ifadeyle MIMO-OFDM, OFDM'e göre 3.3 dB'lik bir SNR kazancı sağlamaktadır. Bu iki sistem arasındaki diğer bir karşılaştırma P-ABC performansları arasında yapılabilir. Örneğin P-ABC ile 10^{-5} BER değerinde iletim yapılabilmesi için, OFDM sisteminde IBO = 9 dB ve SNR = 15 dB değerlerine ihtiyaç duyulurken; MIMO-OFDM sisteminde bu değerler IBO = 6 dB ve SNR = 13.3 dB'dir. Bu ise IBO değerinde 3 dB'den daha fazla bir kazanç anlamına gelmektedir.



Şekil 5.12. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin SNR-BER değişimi.

Şekil 5.13'de WOFDM sistemi için doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarındaki SNR-BER değişimleri görülmektedir. OFDM ve MIMO-OFDM sistemlerine benzer şekilde WOFDM sisteminde de $A = 1000$ araştırma sayısında P-ABC ile elde edilen BER kazancı $A = 32768$ araştırma sayısına sahip optimum yöntem ile arasında çok az BER değeri farkı bulunduğu görülmektedir. Bununla birlikte, WOFDM sisteminin sahip olduğu SNR-BER performansı OFDM ve MIMO-OFDM sistemlerinkinden daha düşüktür. Bu tez çalışmasında standart bir WOFDM sistemi kullanılmış ve zeki optimizasyon tekniklerinin performans karşılaştırılmaları bu yapı içerisinde gerçekleştirilmiştir. WOFDM yapısı üzerinde herhangi bir iyileştirme çabasına girişilmemiş, dalgacık ağaç yapısında ve dalgacık filtre çiftleri üzerinde herhangi bir optimizasyon yapılmamıştır. WOFDM üzerindeki bu iyileştirme çalışmaları ayrı bir konu olarak değerlendirilmektedir. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendiricinin 10^{-5} BER değerine sahip olması için SNR değerinin 18 dB olması gerekirken bu değerin OFDM sistemi için 14 dB olması gerekmektedir. Diğer bir ifadeyle WOFDM, OFDM'e göre 4 dB'lik bir SNR dezavantajına sahiptir.



Şekil 5.13. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında PTS için orijinal, P-ABC ve optimum yöntemlerinin SNR-BER değişimi.

5.4. Seçici Eşleme (SLM) Yöntemiyle PAPR Düşürme

SLM yöntemi ile PAPR optimizasyonu için $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işaretindeki her bir sembol $b_v \in \{+1, -1\}$ alternatif faz faktörü ile $(W = 2)$ açısı değiştirilmektedir. Bu sebeple $\boldsymbol{b}^{optimal} = \left[b_0, b_1, \cdots, b_{N-1}\right]$ faz çarpanının bulunması için $W^{N-1} = 2^{256-1} = 2^{255}$ çözüm uzayının boyutu olmaktadır. SLM yönteminde optimum değerin elde edilebilmesi çözüm uzayının çok geniş olmasından dolayı günümüz standart bilgisayarlarında mümkün olmamaktadır.

5.4.1. SLM Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin Hesaplama Karmaşıklığı

Tablo 5.3'de ilk olarak, SLM yöntemiyle PAPR düşürmek için kullanılan zeki optimizasyon tekniklerinin algoritma yapısı ve $A = 1000$ araştırma sayısındaki kontrol parametre değerleri verilmektedir. İkinci olarak, bu tekniklerin PAPR düşürme performansları OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için $\text{CCDF} = 10^{-3}$ noktasında karşılaştırılmaktadır.

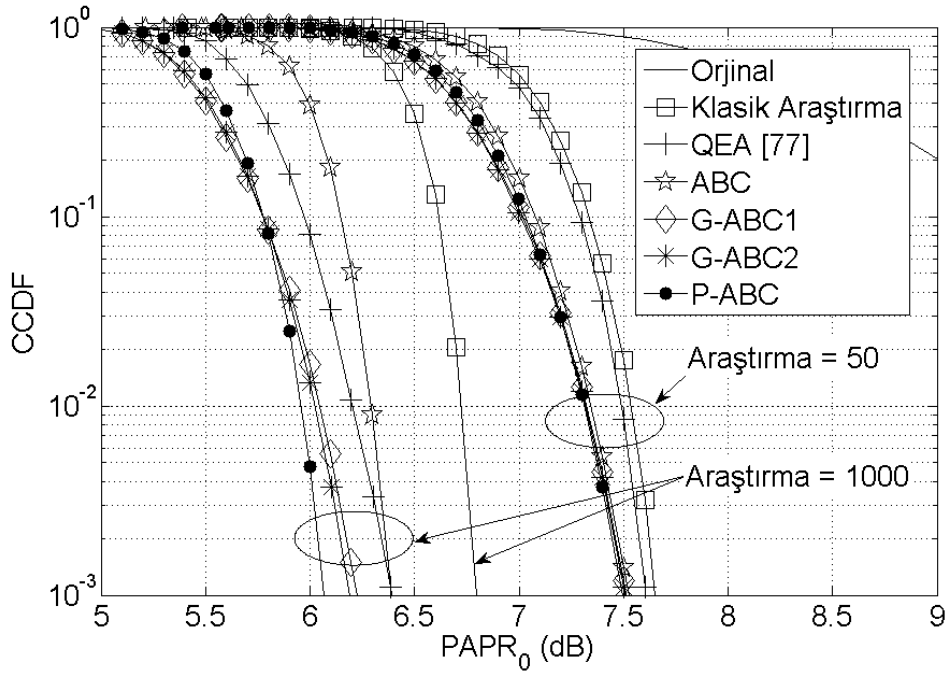
Tablo 5.3. Zeki optimizasyon tekniklerinin SLM için hesaplama karmaşıklık analizi ve PAPR düşürme performanslarının OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için karşılaştırılması.

Yöntem	Araştırma Sayısı ($A = 1000$)	PAPR değeri [dB] (CCDF = 10^{-3})		
		OFDM	MIMO-OFDM	WOFDM
Orjinal	0	11.25	11.32	9.44
Klasik Araştırma	Rastgele seçim=1000	6.80	7.18	6.23
ABC	$AS \cdot Çevrim = 4 \cdot 250 = 1000$	6.39	6.74	6.17
P-ABC	$\left(AS \cdot Çevrim_h\right) \cdot H + AS \cdot Çevrim_h = \left(4 \cdot 32\right) \cdot 2 + 4 \cdot 192 = 1000$	6.07	6.45	6.05
G-ABC1	$AS \cdot Çevrim = 4 \cdot 250 = 1000$	6.23	6.61	6.12
G-ABC2	$AS \cdot Çevrim = 4 \cdot 250 = 1000$	6.19	6.59	6.10

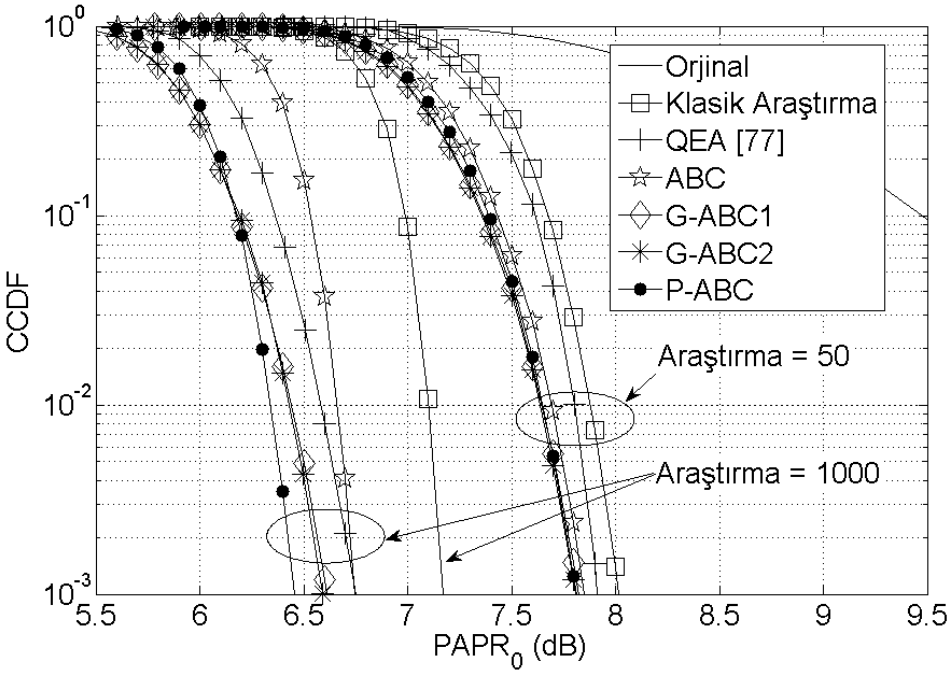
Zeki optimizasyon tekniklerinden ABC ve P-ABC ile klasik araştırma yönteminin karmaşıklık analizi bölüm 5.3.1'de verilmişti. G-ABC1 ve G-ABC2 algoritmalarını ABC algoritmasından ayıran kısım ise araştırma stratejilerinin farklı olmasıdır. Bu sebeple her iki algoritmanın hesaplama karmaşıklıkları ve algoritma yapıları ABC ile benzerdir. Buna karşın her iki yönteminde PAPR düşürme performanslarında ABC'ye kıyasla kayda değer iyileşmeler bulunmaktadır. Örneğin OFDM sistemi için ABC $\mathrm{CCDF} = 10^{-3}$ noktasında 6.39 dB PAPR değerine sahipken G-ABC1 ve G-ABC2 sırasıyla 6.23 dB ve 6.19 dB PAPR değerlerine sahiptir. Her üç haberleşme sisteminin de SLM yöntemi için sahip oldukları PAPR değerleri sıralaması PTS yöntemine benzerlik göstermektedir. Örneğin P-ABC işaretlerinde PAPR değeri en düşük olan 6.05 dB ile WOFDM iken en yüksek değer 6.45 dB ile MIMO-OFDM'de elde edilmiştir.

5.4.2. SLM Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin PAPR düşürme Performansları

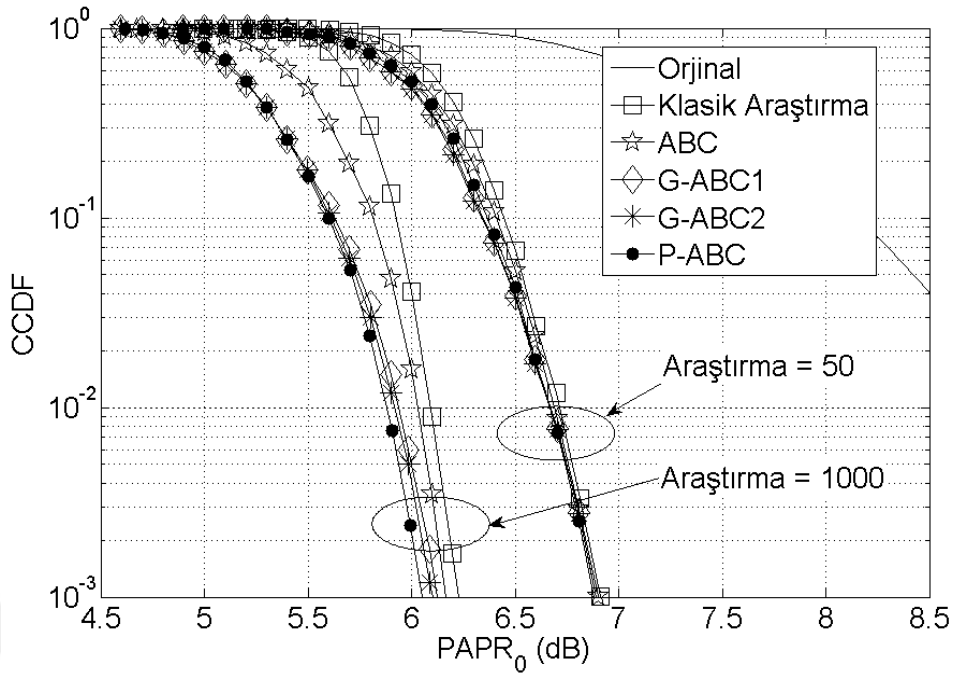
Şekil 5.14, 5.15 ve 5.16'da sırasıyla OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemlerinde zeki optimizasyon teknikleri ile elde edilen PAPR düşürme sonuçları, $A = 1000$ ve $A = 50$ araştırma sayıları için karşılaştırılmıştır. Ayrıca kuantum-benzeri evrimsel algoritma (QEA) [77], OFDM ve MIMO-OFDM sistemleri için diğer zeki optimizasyon teknikleri ile karşılaştırılmıştır. P-ABC'nin QEA'den OFDM sisteminde 0.33 dB, MIMO-OFDM sisteminde ise 0.39 dB daha düşük PAPR değerine sahip olduğu görülmektedir. Her üç sistem için de P-ABC en iyi PAPR düşürme performansına sahipken ABC ise en düşük performansa sahip algoritma durumundadır. Örneğin Şekil 5.14'deki OFDM sistemi için P-ABC'nin 6.07 dB'lik PAPR değeri ABC, G-ABC1 ve G-ABC2 algoritmalarından sırasıyla 0.32 dB, 0.16 dB ve 0.12 dB daha düşük olduğu görülmektedir. Ayrıca üç sistem için de WOFDM en düşük PAPR değerlerine sahipken MIMO-OFDM ise en yüksek değerlere sahip sistem konumundadır. Örneğin $A = 1000$ araştırma sayısı için P-ABC dikkate alındığında, PAPR değeri en düşük olan 6.05 dB ile WOFDM iken en yüksek değer 6.45 dB ile MIMO-OFDM sisteminde elde edilmiştir. $A = 50$ araştırma sayısında ABC tabanlı dört algoritma da OFDM için 7.5 dB, MIMO-OFDM için 7.7 dB ve WOFDM için ise 6.9 dB ile benzer PAPR değerlerine sahiptir.



Şekil 5.14. OFDM sisteminde SLM için orijinal, klasik araştırma, QEA, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.



Şekil 5.15. MIMO-OFDM sisteminde SLM için orijinal, klasik araştırma, QEA, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.



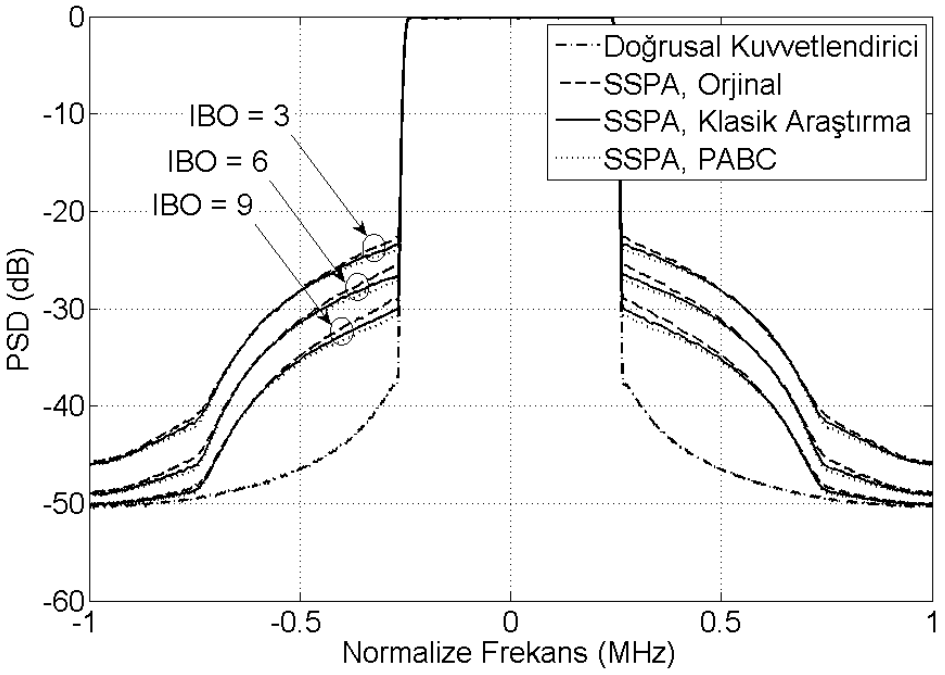
Şekil 5.16. WOFDM sisteminde SLM için orijinal, klasik araştırma, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.

5.4.3. SLM Yönteminde Spektral Yayılma (Bant Dışı Işıma)

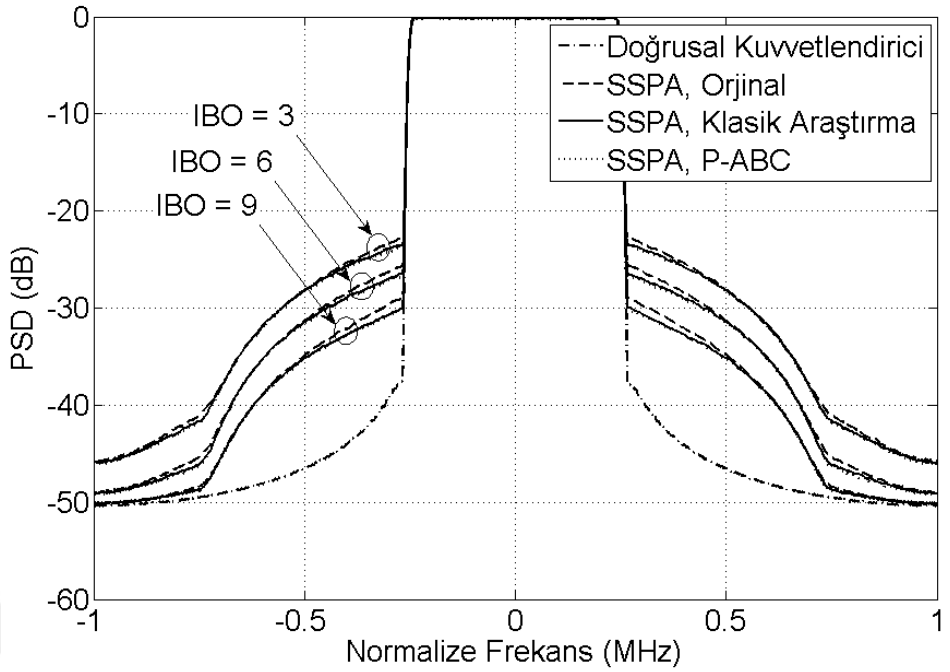
Şekil 5.17, 5.18 ve 5.19'da sırasıyla OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemlerinde SLM yöntemi için spektral yayılmanın doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında normalize frekans değerlerine göre değişimi görülmektedir. $A=1000$ araştırma sayısı için P-ABC için elde edilen PSD değişimi orjinal ve klasik araştırma ile karşılaştırılmıştır. Şekil 5.17'de görüldüğü gibi orjinal OFDM işaretlerinin yan bant başlangıç PSD değerleri, IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -23 dB, -26 dB ve -29 dB olarak elde edilmiştir. P-ABC ile elde edilen işaretlerin yan bant başlangıç PSD değerleri ise -24 dB, -27 dB ve -30 dB olarak ölçülmüştür. Bu sonuçlar ise orijinal işaretlerden 1 dB, klasik araştırmadan ise ortalama 0.3 dB daha düşük seviyededir.

Şekil 5.18'de orjinal MIMO-OFDM işaretlerinin yan bant başlangıç PSD değerleri, IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -22.7 dB, -25.7 dB ve -28.7 dB olarak elde edilmiştir. P-ABC ile elde edilen işaretlerin yan bant başlangıç PSD değerleri ise -23.6 dB, -26.6 dB ve -29.6 dB olduğu görülmektedir. Bu sonuçlar ise orjinal işaretlerden 0.9 dB, klasik araştırmadan ise 0.3 dB daha düşük seviyededir.

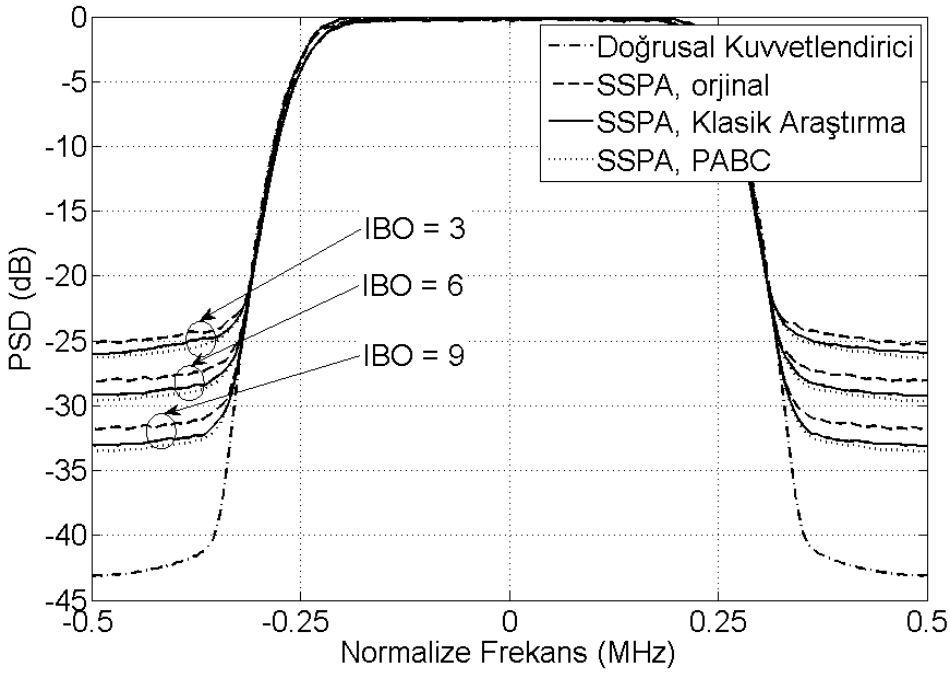
Şekil 5.19'da WOFDM sistemi için P-ABC ile elde edilen işaretlerin yan bant başlangıç PSD değerleri, orijinal işaretlerle yaklaşık olarak eşit ve IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -22.8 dB, -25.8 dB ve -28.8 dB olarak elde edilmiştir. Bununla birlikte P-ABC yan bant bitiş PSD değerleri IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -26.3 dB, -29.6 dB ve -33.5 dB olarak elde edilmiştir. Bu değerler orijinal işaret PSD değerlerinden sırasıyla 1.3 dB, 1.4 dB ve 1.7 dB daha düşük, klasik araştırmadan ise sırasıyla 0.3 dB, 0.4 dB ve 0.4 dB daha düşük seviyede bulunmaktadır.



Şekil 5.17. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı.



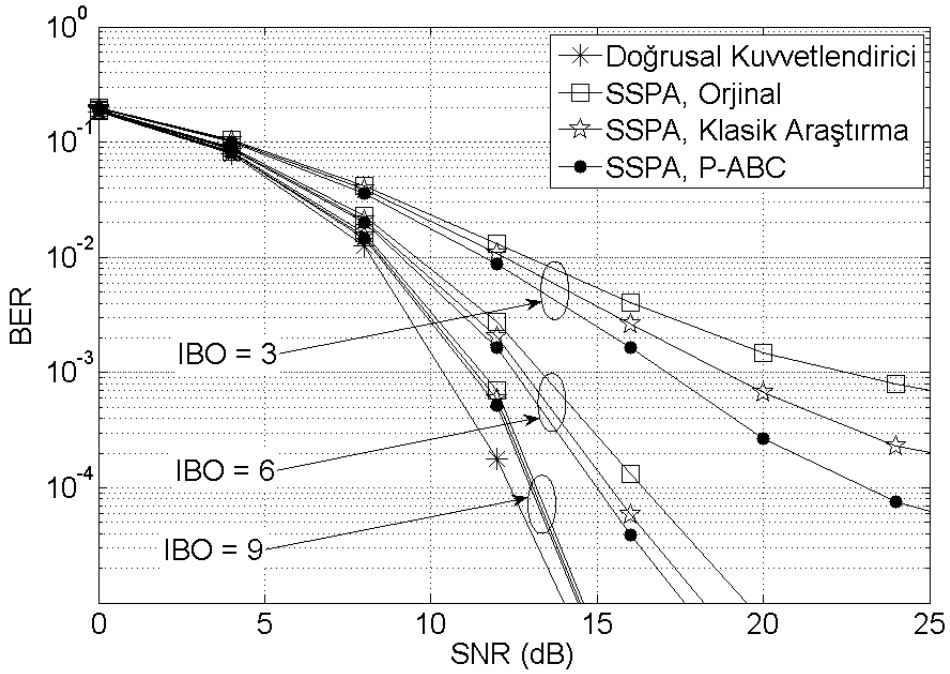
Şekil 5.18. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı.



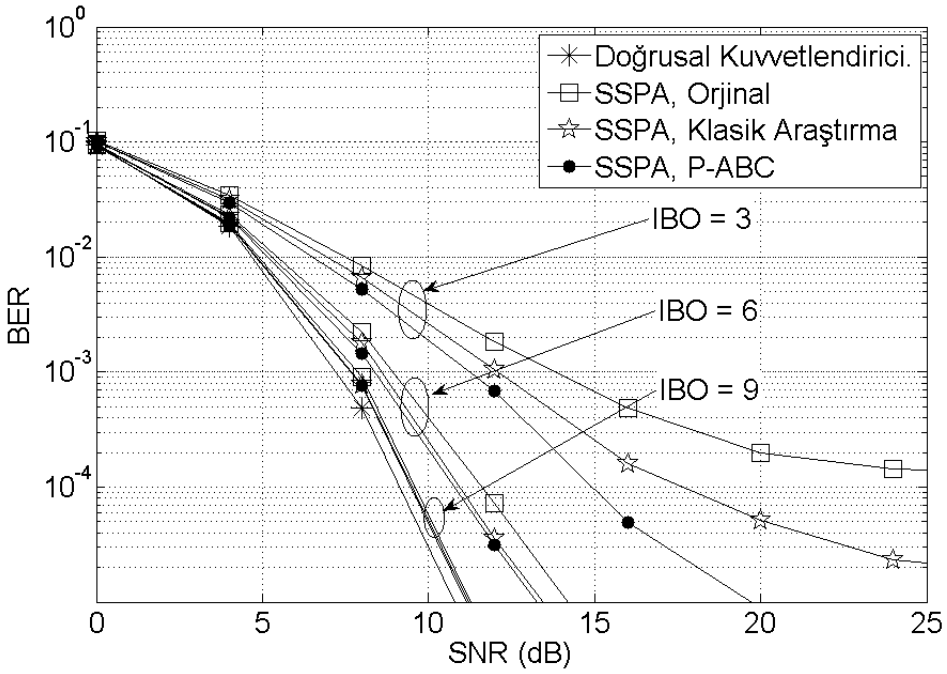
Şekil 5.19. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı.

5.4.4. SLM Yönteminde Bit Hata Oranı (BER)

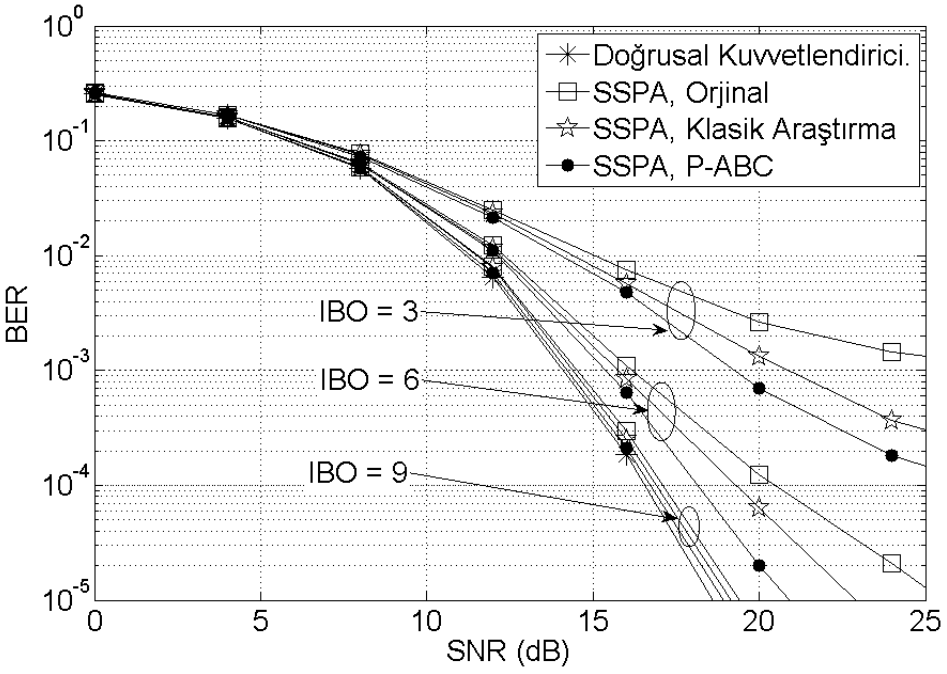
Şekil 5.20, 5.21 ve 5.22 sırasıyla OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarındaki SNR-BER değişimlerini göstermektedir. $A = 1000$ araştırma sayısı için elde edilen P-ABC'nin SNR-BER değerleri, orjinal ve klasik araştırma ile karşılaştırılmıştır. P-ABC'nin orjinal ve klasik araştırmaya kıyasla her üç sistem için de önemli kazançlar elde edildiği görülmektedir. Örneğin OFDM sisteminde, IBO = 6 dB için 10^{-5} BER değerinde iletim yapılabilmesi için P-ABC 17.6 dB SNR değerine ihtiyaç duyarken; bu değer klasik araştırmadan 0.6 dB, orjinalden ise 1.9 dB daha düşüktür. Ayrıca bu üç haberleşme sisteminden en iyi SNR-BER değerine MIMO-OFDM sahipken en kötü değer WOFDM'ye aittir. Örneğin P-ABC her üç sistem için 10^{-5} BER değeri ve IBO=6 dB değerleri ile karşılaştırıldığında; MIMO-OFDM için 13.2 dB, OFDM için 17.6 dB, WOFDM için 20.9 dB SNR değerlerine ihtiyaç duymaktadır. Dolayısıyla MIMO-OFDM, OFDM ve WOFDM'ye kıyasla sırasıyla 4.4 dB ve 7.05 dB'lik bir iyileştirme sağlamaktadır.



Şekil 5.20. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi.



Şekil 5.21. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi.



Şekil 5.22. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında SLM için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi.

5.5. Ton Ekleme (TI) Yöntemiyle PAPR Düşürme

TI yöntemi ile PAPR optimizasyonu için $\boldsymbol{X} = [X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işaretindeki her bir sembolün $b_v \in \{+1, -1\}$ alternatif faz faktörü ile $(W = 2)$ iletim noktası belirlenmektedir. $+1$ X_k sembolünün orijinal noktasında kalacağını, -1 ise X_k sembolünün genişleme noktasına kaydırılacağını ifade etmektedir. Bu sebeple $\boldsymbol{b}^{optimal} = \left[b_0, b_1, \cdots, b_{N-1}\right]$ faz çarpanının bulunması için $W^{N-1} = 2^{256-1} = 2^{255}$ çözüm uzayının boyutu olmaktadır.

5.5.1. TI Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin Hesaplama Karmaşıklığı

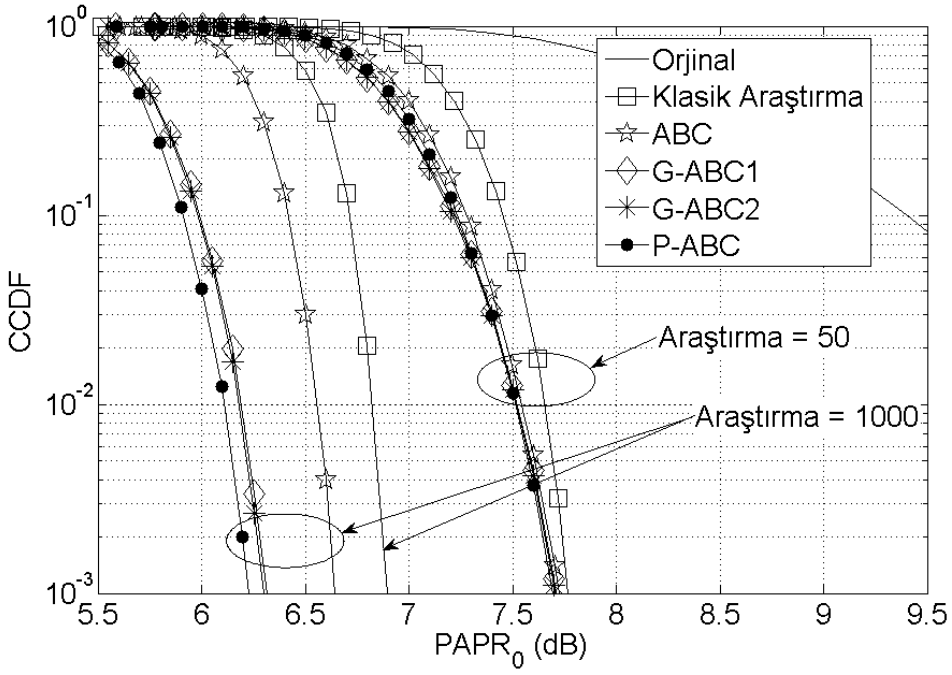
Tablo 5.4'de ilk olarak, TI yöntemiyle PAPR düşürmede kullanılan zeki optimizasyon tekniklerinin algoritma yapısı ve $A = 1000$ araştırma sayısındaki kontrol parametre değerleri verilmektedir. İkinci olarak, tekniklerin PAPR düşürme performansları OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için $\text{CCDF} = 10^{-3}$ noktasında karşılaştırılmaktadır. TI ile PAPR düşürülmesi amacıyla kullanılan ABC, P-ABC, G-ABC1 ve G-ABC2 algoritmaları SLM yöntemi için de kullanılmıştır. Bu algoritmaların hesaplama karmaşıklıkları PTS ve SLM yöntemlerinin hesaplama karmaşıklıkları bölümlerinde ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

Tablo 5.4. Zeki optimizasyon tekniklerinin TI için hesaplama karmaşıklık analizi ve PAPR düşürme performanslarının OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için karşılaştırılması.

Yöntem	Araştırma Sayısı ($A = 1000$)	PAPR değeri [dB] (CCDF = 10^{-3})		
		OFDM	MIMO-OFDM	WOFDM
Orjinal	0	11.25	11.32	9.44
Klasik Araştırma	Rastgele seçim=1000	6.90	7.22	6.23
ABC	$AS \cdot Çevrim = 4 \cdot 250 = 1000$	6.64	6.96	6.14
P-ABC	$\left(AS \cdot Çevrim_h\right) \cdot H + AS \cdot Çevrim_h = \left(4 \cdot 32\right) \cdot 2 + 4 \cdot 192 = 1000$	6.22	6.56	5.78
G-ABC1	$AS \cdot Çevrim = 4 \cdot 250 = 1000$	6.27	6.64	5.96
G-ABC2	$AS \cdot Çevrim = 4 \cdot 250 = 1000$	6.25	6.61	5.89

TI yönteminde kullanılan zeki optimizasyon yöntemlerinin PAPR düşürme performansları her üç haberleşme sistemi için de PTS ve SLM yöntemleriyle benzerlik göstererek en iyiden en kötüye doğru P-ABC, G-ABC2, G-ABC1 ve ABC şeklinde sıralanmaktadır. TI yöntemi için haberleşme sistemlerinin kıyaslanması durumunda ise en düşük PAPR değerleri WOFDM siteminde elde edilirken en yüksek değerler MIMO-OFDM'de elde edilmektedir.

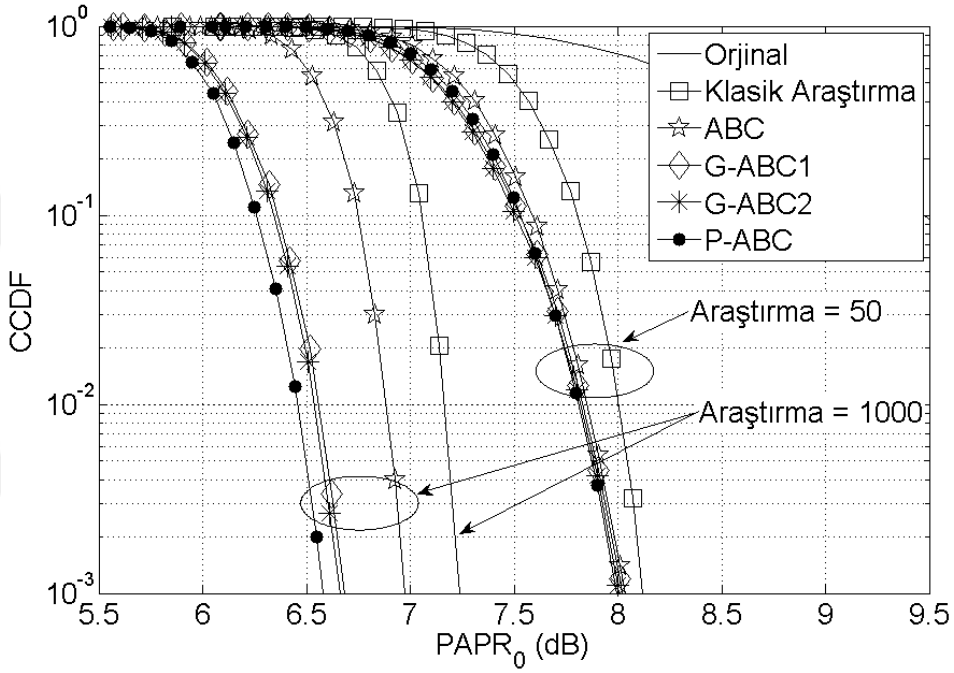
5.5.2. TI Yönteminde Zeki Optimizasyon Tekniklerinin PAPR Düşürme Performansları



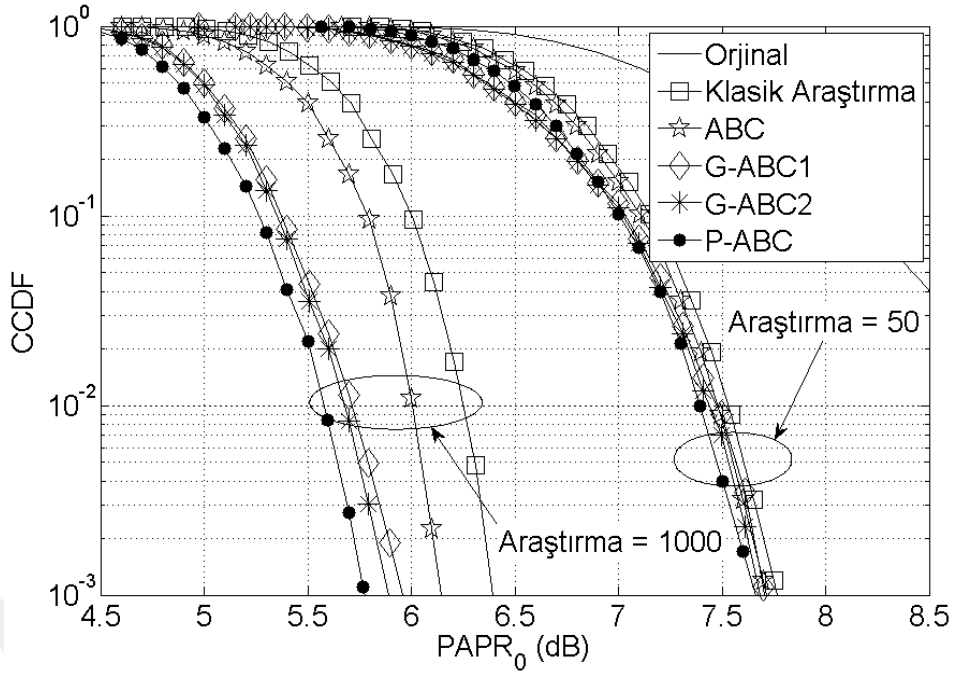
Şekil 5.23. OFDM sisteminde TI için orijinal, klasik araştırma, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.

Şekil 5.23, Şekil 5.24 ve Şekil 5.25'de sırasıyla OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemlerinde zeki optimizasyon teknikleri ile elde edilen PAPR düşürme sonuçları, $A = 1000$ ve $A = 50$ araştırma sayıları için karşılaştırılmıştır. Her üç sistem için de P-ABC en iyi PAPR düşürme performansına sahipken ABC ise en düşük performansa sahip algoritma durumundadır. Örneğin Şekil 5.23'deki OFDM sistemi için P-ABC'nin 6.22 dB'lik PAPR değeri ABC, G-ABC1 ve G-ABC2 algoritmalarından sırasıyla 0.44

dB, 0.05 dB ve 0.03 dB daha düşük olduğu görülmektedir. Ayrıca üç sistem için de WOFDM en düşük PAPR değerlerine sahipken MIMO-OFDM ise en yüksek değerlere sahip sistem konumundadır. Örneğin P-ABC, PAPR değeri en düşük olan 5.78 dB ile WOFDM iken en yüksek değer 6.56 dB ile MIMO-OFDM'de elde edilmiştir. A = 50 araştırma sayısında ABC tabanlı dört algoritma OFDM için 7.7 dB, MIMO-OFDM için 8.0 dB ve WOFDM için ise 7.7 dB ile benzer PAPR değerlerine sahiptir.



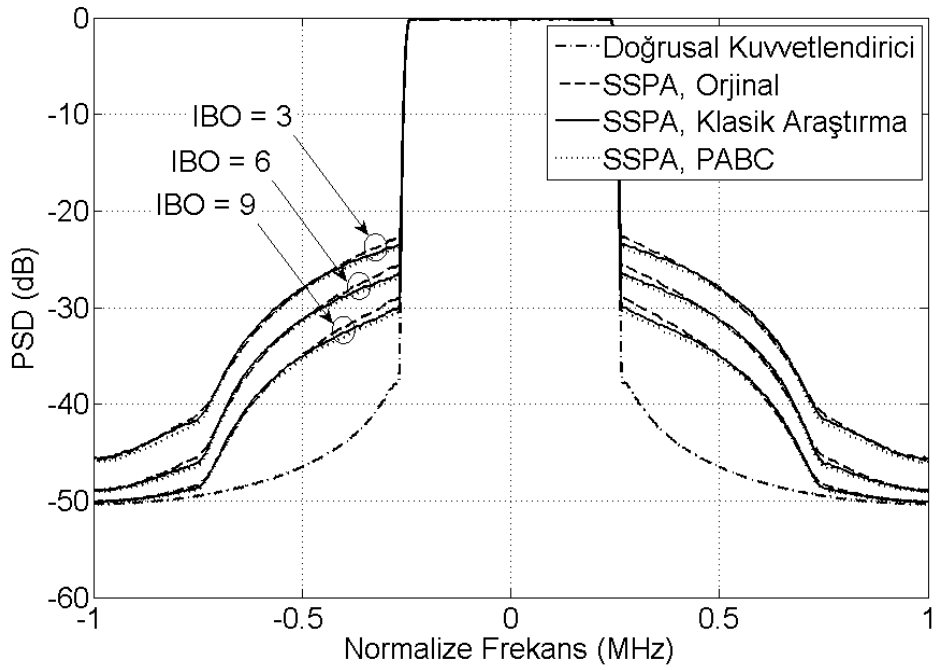
Şekil 5.24. MIMO-OFDM sisteminde TI için orijinal, klasik araştırma, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.



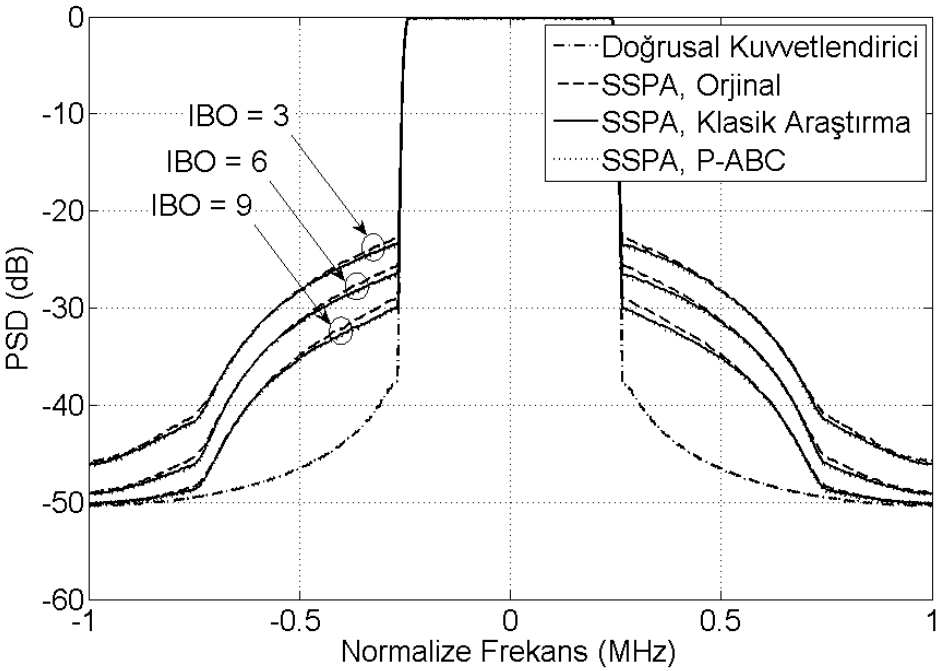
Şekil 5.25. WOFDM sisteminde TI için orijinal, klasik araştırma, ABC, G-ABC1, G-ABC2 ve P-ABC yöntemlerinin PAPR-CCDF değişimi.

5.5.3. TI Yönteminde Spektral Yayılma (Bant Dışı Işıma)

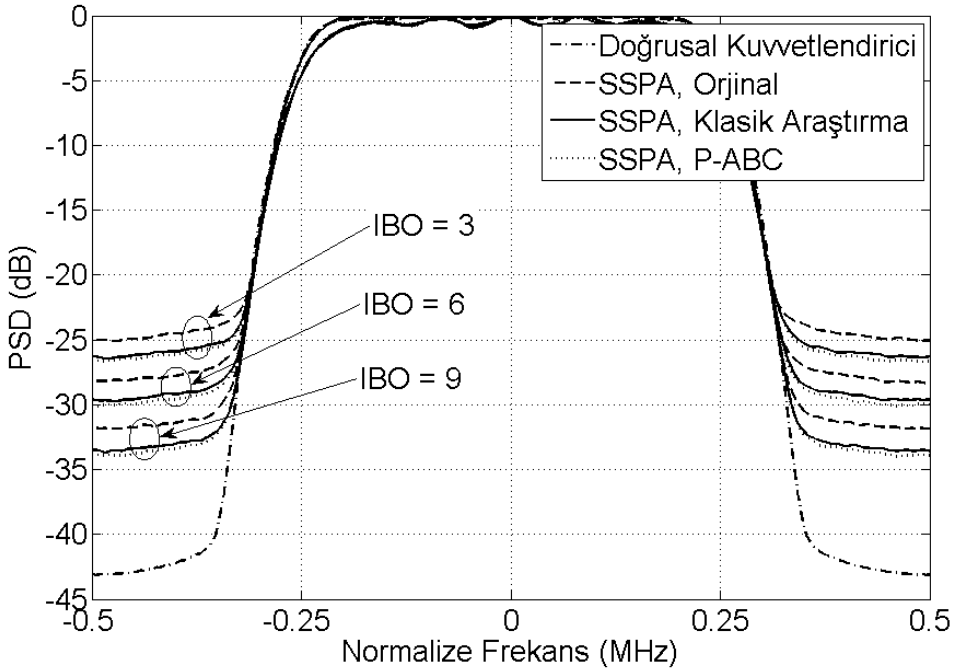
Şekil 5.26, 5.27 ve 5.28'de sırasıyla OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemlerinde TI yöntemi için spektral yayılmanın doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında normalize frekans değerlerine göre değişimi görülmektedir. A = 1000 araştırma sayısı için P-ABC için elde edilen PSD değişimi orjinal ve klasik araştırma ile karşılaştırılmıştır. Şekillerden de görüleceği gibi her üç sistem için elde edilen TI yöntemindeki PSD değerleri SLM yöntemi ile neredeyse birebir aynı olmaktadır. Bunun sebebi ise TI ve SLM yöntemlerinde elde edilen PAPR değerlerinin her sistem kendi arasında değerlendirildiğinde oldukça yakın olmasından kaynaklanmaktadır. TI yöntemi için P-ABC ile elde edilen işaretlerin yan bant başlangıç PSD değerleri IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerlerinde sırasıyla OFDM için -24 dB, -27 dB ve -30 dB, MIMO-OFDM için -23.6 dB, -26.6 dB ve -29.6 dB ve WOFDM için -22.8 dB, -25.8 dB ve -28.8 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 5.26. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı.



Şekil 5.27. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı.

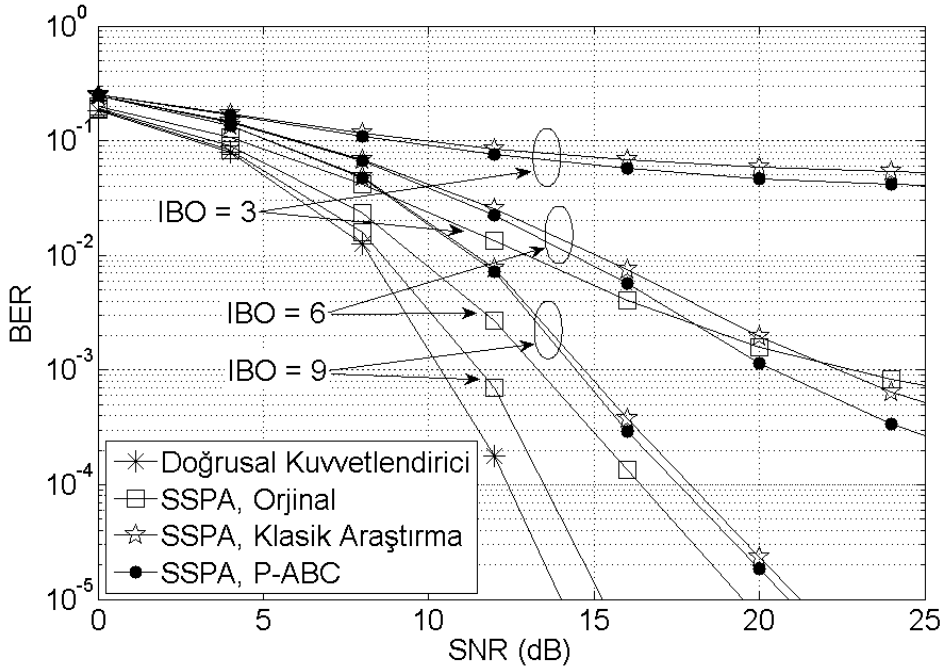


Şekil 5.28. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin spektral yayılımı.

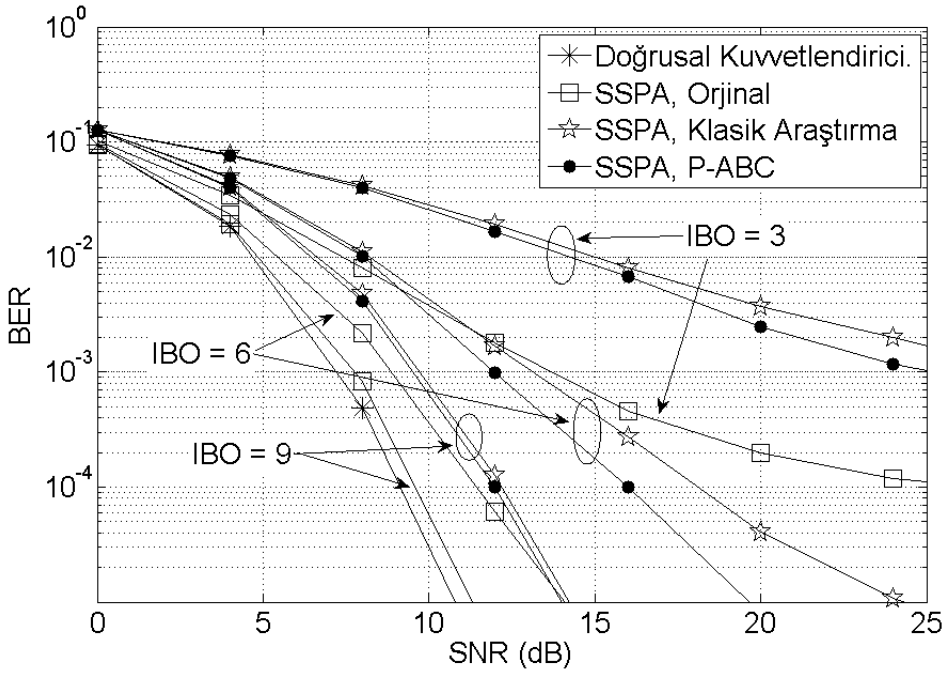
5.5.4. TI Yönteminde Bit Hata Oranı (BER)

Şekil 5.29, 5.30 ve 5.31 sırasıyla OFDM, MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleri için doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarındaki SNR-BER değişimlerini göstermektedir. $A = 1000$ araştırma sayısı için elde edilen P-ABC'nin SNR-BER değerleri, orjinal ve klasik araştırma ile karşılaştırılmıştır. TI ile PAPR düşürme işleminde $\boldsymbol{X}$ giriş işaretindeki semboller orijinal 16QAM noktalarından genlik değerleri daha büyük olan genişleme noktalarına taşınmaktadır. Bu durum ise işaretlerin sahip olduğu ortalama güç değerinin artmasına yol açmaktadır. Ortalama gücün artması ise SSPA'nın çalışma noktasının doyum bölgesine yaklaşmasını yol açmaktadır. Sonuç olarak TI ile PAPR düşürme işleminde yüksek ortalama güç değerine sahip işaretler, SSPA kuvvetlendirilmesi sırasında bozulmalara karşı hassasiyeti artırmaktadır. Yukarıda açıklanan TI ile PAPR optimizasyonun bu dezavantajı SNR-BER grafiklerine de yansımaktadır. P-ABC ve klasik araştırma, orijinal işaretlere kıyasla her üç sistem için de SNR-BER değişimlerinde daha kötü bir performansa sahiptir. Örneğin OFDM sistemi ve IBO = 9 dB değeri için 10^{-5} BER değerinde iletim yapılabilmesi için orjinal işarette 15.2 dB SNR'ye ihtiyaç duyulurken; bu değer P-ABC'de 20.8 dB, klasik

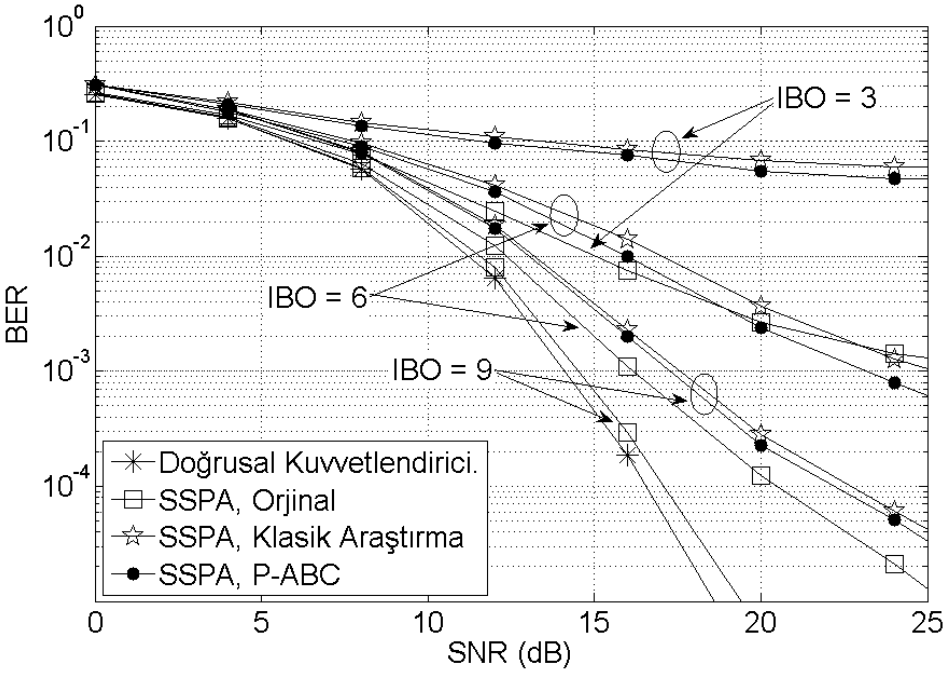
araştırmada 21.2 dB olmaktadır. Dikkat çeken diğer bir nokta ise IBO değerlerinin artmasıyla birlikte orjinal ile P-ABC grafiklerindeki SNR farkları arasındaki makasın daralıyor olmasıdır. Örneğin MIMO-OFDM sisteminde 10^{-5} BER değerinde iletim yapılabilmesi için; IBO = 6 için orjinal 14.2 dB P-ABC'de 19.5 dB SNR'ye ihtiyaç duyarken (fark 5.3 dB), IBO = 9 için orjinal 11 dB P-ABC'de 14.2 dB SNR'ye ihtiyaç duymaktadır (fark 3.2 dB). Bu durum ise IBO'nun yüksek değerleri için SSPA'nın işaretler üzerindeki bozucu etkilerinin azalması durumuyla açıklanabilir. Ayrıca bu üç sistemden en iyi SNR-BER değerine MIMO-OFDM sahipken en kötü değer WOFDM'ye aittir. Örneğin 10^{-4} BER ve IBO = 9 dB değerlerinde P-ABC için karşılaştırıldığında; MIMO-OFDM 12.0 dB, OFDM 17.5 dB, WOFDM 22.1 dB SNR değerlerine ihtiyaç duymaktadır. Dolayısıyla MIMO-OFDM, OFDM ve WOFDM'ye kıyasla sırasıyla 5.5 dB ve 7.1 dB'lik bir SNR değerlerinde iyileşme sağlamaktadır.



Şekil 5.29. OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi.



Şekil 5.30. MIMO-OFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi.



Şekil 5.31. WOFDM sisteminde doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında TI için orijinal, klasik araştırma ve P-ABC yöntemlerinin SNR-BER değişimi.

5.6. PTS, SLM ve TI PAPR Düşürme Yöntemlerinin Karşılaştırılması

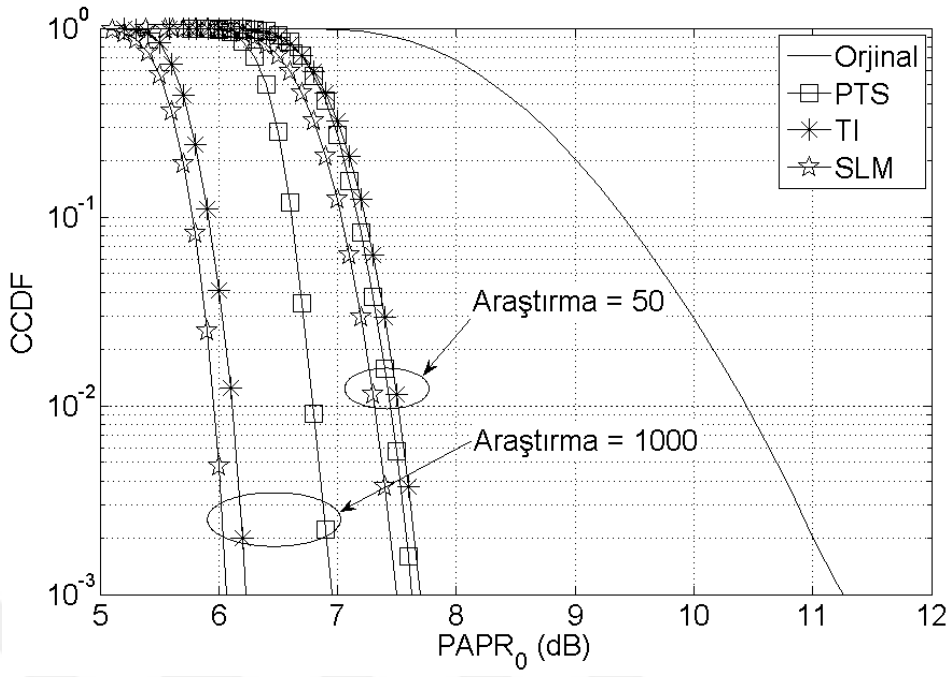
Bu bölümde, tez çalışması kapsamında ele alınan PTS, SLM ve TI PAPR düşürme yöntemleri dört temel performans değerlendirme kriteri olan hesaplama karmaşıklığı, PAPR düşürme değeri, spektral yayılma ve SNR-BER değişimi yollarıyla karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma, OFDM sisteminde $A=1000$ araştırma sayısına sahip P-ABC algoritmasının her üç yöntem için uygulanmasıyla gerçekleştirilmiştir.

PTS yönteminde, $\boldsymbol{X}=[X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}]^T$ giriş işareti sembolleri $V=16$ adet alt bloğa ayrılıp her bir alt blok için $b_v \in \{+1,-1\}$ alternatif faz faktörü ile ($W=2$ faz faktör sayısı) açısı değiştirilmektedir. Böylece $\boldsymbol{b}^{optimal}=\left[b_0, b_1, \cdots, b_{V-1}\right]$ faz çarpanının boyutu, $W^{V-1}=2^{16-1}=32768$ ise çözüm uzayının boyutu olmaktadır.

SLM yönteminde, $\boldsymbol{X}$ giriş işaretindeki her bir sembol $b_v \in \{+1,-1\}$ alternatif faz faktörü ile açısı değiştirilmektedir. Böylece $\boldsymbol{b}^{optimal}=\left[b_0, b_1, \cdots, b_{N-1}\right]$ faz çarpanının boyutu, $W^{N-1}=2^{256-1}=2^{255}$ ise çözüm uzayının boyutu olmaktadır.

TI yönteminde, $\boldsymbol{X}$ giriş işaretindeki her bir sembolün $b_v \in \{+1,-1\}$ alternatif faz faktörü ile iletim noktası belirlenmektedir. Böylece $\boldsymbol{b}^{optimal}=\left[b_0, b_1, \cdots, b_{N-1}\right]$ faz çarpanının boyutu, $W^{N-1}=2^{256-1}=2^{255}$ ise çözüm uzayının boyutu olmaktadır.

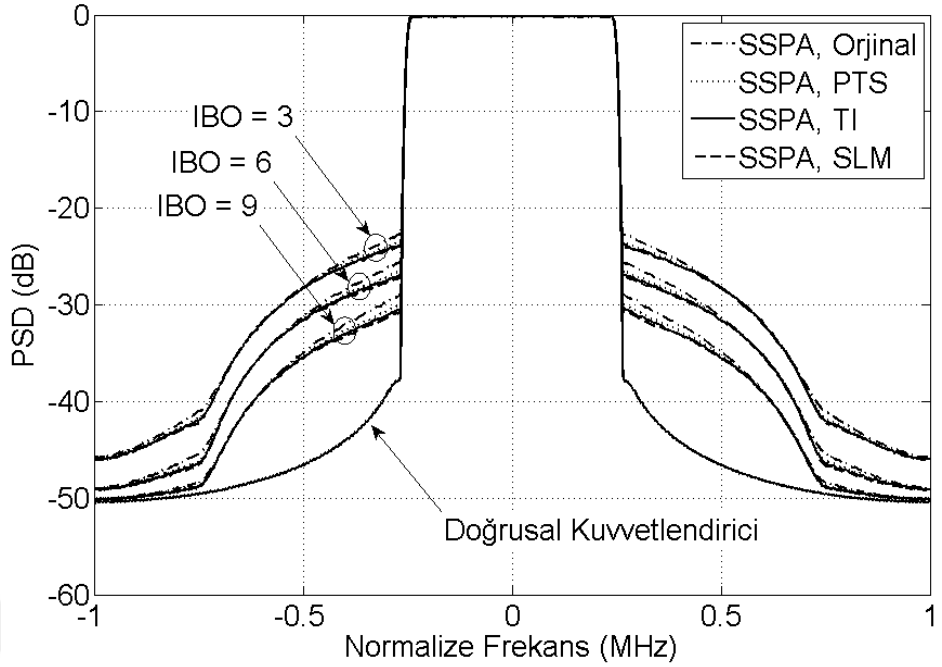
Şekil 5.32'de PTS, SLM ve TI yöntemlerinin $A=50$ ve $A=1000$ araştırma sayısına sahip P-ABC algoritması kullanılmasıyla elde edilen PAPR değerleri görülmektedir. $A=1000$ için SLM 6.07 dB değeri ile en başarılı yöntemken PTS ise 6.97 dB değeri ile en başarısız yöntem durumundadır. Dikkat edilmesi gereken bir diğer durum ise yöntemlerin $A=50$ ve $A=1000$ araştırma sayıları arasındaki PAPR düşürme potansiyelleri arasındaki farklardır. Her iki araştırma sayısındaki PAPR değerleri farkı, SLM'de $7.5\text{ dB} - 6.07\text{ dB} = 1.43\text{ dB}$, TI'de $7.7\text{ dB} - 6.22\text{ dB} = 1.48\text{ dB}$, PTS'de $7.62\text{ dB} - 6.97\text{ dB} = 0.65\text{ dB}$ olmaktadır. Değerler göz önüne alındığında, PTS yönteminin çözüm uzayı boyutunun SLM ve TI yöntemlerine kıyasla daha dar olması PAPR düşürme potansiyeline de yansımaktadır.



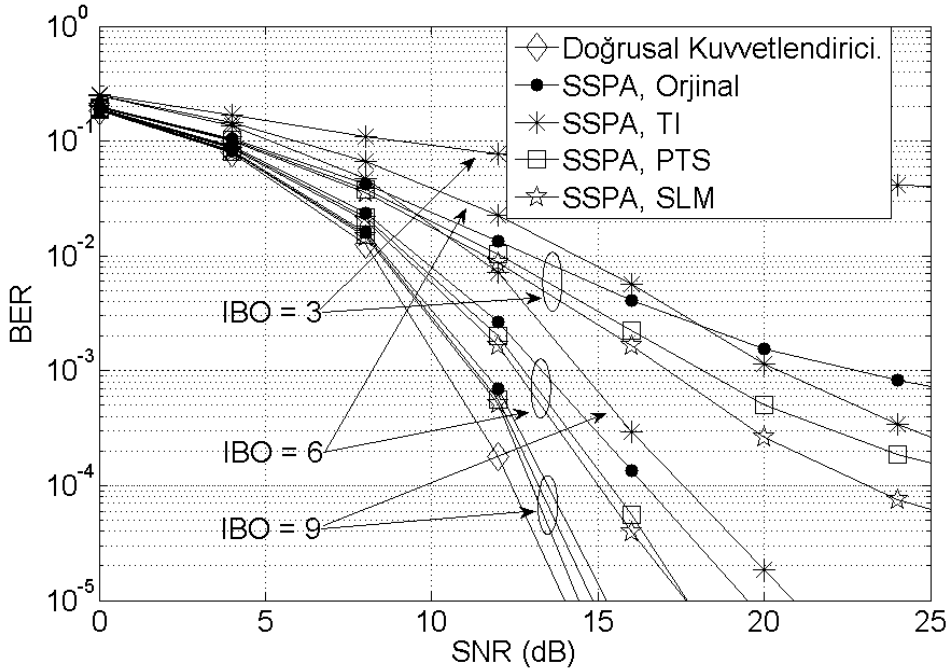
Şekil 5.32. PTS, SLM ve TI yöntemlerinin OFDM sisteminde P-ABC algoritması için PAPR-CCDF karşılaştırılması.

Şekil 5.33'de PTS, SLM ve TI yöntemlerinin P-ABC algoritması kullanılmasıyla elde edilen spektral yayılmanın doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarında normalize frekans değerlerine göre değişimi görülmektedir. Orjinal OFDM işaretlerinin yan bant başlangıç PSD değerleri, IBO 3 dB, 6 dB ve 9 dB değerleri için sırasıyla, -23 dB, -26 dB ve -29 dB olarak elde edilmiştir. Bu değerler PTS kullanılması durumunda 0.8 dB, TI ve SLM kullanılmaları durumunda ise 1 dB daha düşük değerde olmaktadır. Bu sonuç, PAPR düşürme yöntemlerinin kullanılmasıyla birlikte PSD değerlerinde yaklaşık 1 dB'lik bir kazancın sağlanması anlamına gelmektedir.

Şekil 5.34'de PTS, SLM ve TI yöntemlerinin $A = 1000$ araştırma sayısına sahip P-ABC algoritması kullanılmasıyla elde edilen SNR-BER değerlerinin, doğrusal kuvvetlendirici ve SSPA kullanılması durumlarındaki değişimi görülmektedir. TI yöntemindeki $\boldsymbol{X}$ giriş işaretindeki sembollerin orijinal 16QAM noktalarından genlik değerleri daha büyük olan genişleme noktalarına taşınması durumundan dolayı en kötü SNR-BER performansına sahip yöntem konumundadır. SLM ise yüksek PAPR düşürme potansiyelinden dolayı SNR-BER performansı en yüksek yöntem durumundadır.



Şekil 5.33. PTS, SLM ve TI yöntemlerinin OFDM sisteminde P-ABC algoritması için spektral yayılma karşılaştırılması.



Şekil 5.34. PTS, SLM ve TI yöntemlerinin OFDM sisteminde P-ABC algoritması için SNR-BER karşılaştırılması.

6. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, MCM tekniği üzerine geliştirilen OFDM, MIMO-OFDM ve dalgacık tabanlı OFDM (WOFDM) kablosuz haberleşme sistemlerinde işaretlerin yüksek tepe gücü/ortalama güç oranının (PAPR) düşürülmesi için zeki optimizasyon tekniklerinden yapay arı kolonisi (ABC), paralel ABC, tabu araştırma (TS), paralel TS, karınca koloni optimizasyonu (ACO) ve paralel ACO algoritmaları önerilmiştir.

Zeki optimizasyon teknikleri; seçici eşleme (SLM), kısmi iletim dizisi (PTS) ve ton ekleme (TI) klasik yöntemlerindeki faz çarpanı dizisinin optimizasyonu için kullanılmıştır. En düşük PAPR değerinin elde edilmesini sağlayan optimum faz çarpanının bulunması için çözüm uzayı çok geniş olan bir alanın araştırılması gerekmektedir. Bu araştırma işleminde, zeki optimizasyon tekniklerinin kullanılmasıyla birlikte klasik araştırmaya göre çeşitli kazançlar elde edilmesini sağlamıştır. Bunlar: SLM, PTS ve TI yöntemlerinin hesaplama karmaşıklıklarının azaltılması, PAPR düşürme performansının artırılması, işaretlerin bant dışı spektral yayılmalarının azaltması ve sistemlerin bit hata oranında (BER) iyileşmeler sağlanmasıdır.

Bir algoritma için hesaplama karmaşıklığı, önceden belirlenen bir PAPR değerine ulaşabilmesi için gerekli olan araştırma sayısı olarak ifade edilmektedir. Tez çalışmasında kullanılan algoritmalar arasında en düşük hesaplama karmaşıklığı paralel TS ve paralel ABC'ye aittir. Her iki algoritma da klasik araştırmaya kıyasla yaklaşık dörtte bir hesaplama karmaşıklığına sahiptir.

Bu tez çalışmasıyla birlikte PAPR düşürülmesinde, birden fazla ABC, TS ve ACO algoritmalarının bir araya getirilmesiyle oluşan paralel ABC, paralel TS ve paralel ACO

Algoritmaları kullanılmıştır. Elde edilen simülasyon sonuçlarına göre; algoritmaların göstermiş oldukları PAPR düşürme performanslarının en iyiden en kötüye olan sıralaması ise: paralel TS, paralel ABC, ABC, paralel ACO, TS ve ACO şeklindedir. Bu sıralama, çoklu algoritma yapısının kullanılması durumunda PAPR düşürme performansının arttığını göstermektedir.

Yüksek PAPR değeri, işaretlerin yan bantlarının yüksek güç değerine sahip olmasının yanı sıra daha fazla spektral yayılmaya yol açarak tahsis edilen bant genişliğinin verimsiz bir şekilde kullanılmasına neden olmaktadır. Zeki optimizasyon teknikleri ile PAPR düşürme işlemiyle birlikte yan bantlardaki güç değerlerinin azaltılması sağlanmıştır.

PAPR düşürme işleminin gerekliliği belki de en fazla haberleşme sistemlerindeki bit hata oranı (BER) değişimi üzerinde kendisini göstermektedir. Zeki optimizasyon tekniklerinin PTS ve SLM yöntemleri ile birlikte kullanılmasıyla sistemlerin BER değerinde iyileşmeler sağlanırken; TI yönteminin işaretlerin ortalama gücünü artırmasından dolayı BER değerlerinde iyileşme sağlanamadığı görülmüştür.

Bu tez çalışması kapsamında, ABC'nin araştırma stratejisinin geliştirilmesiyle birlikte çoklu koloni yapısına da sahip olan paralel ABC önerilmiştir. Paralel ABC bu yapısı sayesinde araştırma uzayını daha iyi taramakta ve PAPR düşürülmesinde önemli kazançlar elde edilmesini sağlamaktadır.

Yapılan simülasyonlarda haberleşme sistemleri sahip oldukları, PAPR, spektral yayılma ve BER değerleri ile de karşılaştırılmıştır. Buna göre; en düşük ve en yüksek PAPR değerleri sırasıyla WOFDM ve MIMO-OFDM, en düşük ve en yüksek spektral yayılma değerleri sırasıyla OFDM ve WOFDM, en düşük ve en yüksek BER değerleri sırasıyla MIMO-OFDM ve WOFDM sistemleridir.

Haberleşme sistemleri için yapılan benzer karşılaştırma PAPR düşürme yöntemleri için de yapılmıştır. Buna göre; en düşük ve en yüksek PAPR değerleri sırasıyla SLM ve PTS, en düşük ve en yüksek spektral yayılma değerleri sırasıyla SLM ve PTS, en düşük ve en yüksek BER değerleri sırasıyla SLM ve TI yöntemleridir.

Bu tez çalışması kapsamında üç farklı kablosuz haberleşme sisteminde PAPR değerinin düşürülmesi sağlanmıştır. Bu sistemlerin dışında yeni nesil haberleşme sistemlerinde PAPR düşürülmesi gerçekleştirilerek performans artışı sağlanabilir.

Bu tez çalışmasında PAPR değerinin düşürülmesi amacıyla ABC, paralel ABC, paralel TS, TS, ACO ve paralel ACO algoritmaları kullanılmıştır. Sonraki yapılacak çalışmalarda, farklı zeki optimizasyon teknikleri kullanılabilir.

KAYNAKLAR:

1. Fazel, K., Kaiser, S., 2008. Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX. Wiley, New York, 374 pp.
2. Hanzo, L.L., Yang, L., Kuan, E-L, Yen, K., 2003. Single and Multi-Carrier DS-CDMA:Multi-User Detection, Space-Time Spreading, Synchronisation, and Standards. Wiley, New York, 1104 pp.
3. N. Yee, J. P. Linnartz and G. Fettweis, 1993. Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks, pp 109 – 113. Proc. of IEEE PIMRC' 93, Yokohama, Japan,
4. S. Hara and R. Prasad,1997. Overview of multicarrier CDMA. **IEEE Communications Magazine**, **35** (12): 126-133.
5. Sourour, E.A., Nakagawa, M., 2000. Performance of multicarrier CDMA in a multipath fading channel. **IEEE Transactions on Communications**, **44** (3): 356-367.
6. Sadat A., Mikhael W. B., 2001. Fast Fourier transform for high speed wireless multimedia system. **IEEE Transactions on Signal Processing**, **65** (3): 938-942.
7. Wan, L., Dubey, V. K., 2001. BER performance of OFDM system over frequency nonselective fast Ricean fading channels. **IEEE Communications Letters, 5** (1): 19-21.
8. Banelli P., Cacopardi, S., 2000. Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear AWGN channels. **IEEE Transactions on Communications**, **48** (3): 430-441.
9. D'Andrea, A.N., Lottici, V., Reggiannini, R., 2001. Nonlinear predistortion of OFDM signals over frequency-selective fading channels. **IEEE Transactions on Communications, 49** (5): 837-843.
10. Chang R.W., Gibby R.A., 1968. Theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. **IEEE Transactions on Communications, 16** (4): 529-540.
11. Chang, R. W.,1996. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. **Bell System Technical Journal, 45** (10), 1775-1790.
12. Saltzberg, B.R., 1967. Performance of an efficient parallel data transmission system. **IEEE Transactions on Communications, 15** (6): 805–813.

13. Weinstein, S., Ebert, P., 1971. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. **IEEE Transactions on Communication Technology, 19** (5): 628-634.
14. Peled, J., Ruiz, A., 1980. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms, pp. 964-967. *IEEE ICASSP*, April, 1980, USA
15. Arogyaswami, J. P., Dhananjay, A. G., Rohit, U. N., Helmut, B., 2004. An overview of MIMO communications-a key to gigabit wireless, **Proceedings of the IEEE, 92** (2): 198-218.
16. Gordon, L.S, John, R. B., Steve, W. M., Ye, L., Marry, A. I., 2004. Broadband MIMO-OFDM wireless communications, **Proceedings of the IEEE, 92** (2): 271-294.
17. Sampath H., Talwar S., 2002. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless systems: design, performance and trial results. **IEEE Communications Magazine, 40** (9): 143-149.
18. Alamouti S. M., 1998. A Simple transmit diversity scheme for wireless communications. **IEEE Journals on Selected Area Communications, 16** (10): 1451-1458.
19. Tarokh, V., Seshadri, N., Calderbank A.R., 1998. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. **IEEE Transactions Information Theory, 44** (2): 744-765.
20. Bölcskei, H., David, G., Arogyaswami, J. P., 2001. On the capacity of OFDM based spatial multiplexing systems. **IEEE Transactions on Communications, 50** (2): 225-234.
21. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers, European Telecommunication Standard ETS 300 401, 1st edition, reference DE/JTC-DAB, February 1995. Available from the ETSI Secreteriat, F-06921 Sophia Antipolis Cedex, France.
22. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television, European Telecommunications Standard, ETS

300 744 1st edition, reference DE/JTC-DVB-8, March 1997. Available from the ETSI Secretariat, F-06921 Sophia Antipolis Cedex, France.

23. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Broadband Radio Access Networks (BRAN); Inventory of Broadband Radio Technologies and Techniques, Technical Report, reference DTR/BRAN-030001, February 1998. Available from the ETSI Secreteriat, F-06921 Sophia Antipolis Cedex, France.
24. European Telecommunications Standards Institute (ETSI), OFDMA Evaluation Report-The Multiple Access Scheme Proposal for the UMTS Terrestrial Radio AirInterface (UTRA), Technical Document Tdoc 896/97, ETSI SMG meeting no. 24,Madrid, December 1997. Available from the ETSI Secreteriat, F-06921 Sophia Antipolis Cedex, France.
25. Lakshmanan, M. K., Nikookar, H., 2006. A review of wavelets for digital wireless communication. **Wireless Personal Communications, 37** (10): 387-420.
26. Jamin, A., Mahonen, P., 2005. Wavelet packet modulation for wireless communications. **Wireless Communications & Mobile Computing, 5** (2): 123-137.
27. Negash, B.G., Nikookar, H., 2000. Wavelet-based multicarrier transmission over multipath wireless channels**. Electronics Letters, 36** (21): 1787-1788.
28. Wornell, G., 1996. Emerging applications of multirate signal processing and wavelets in digital communications. **Prociddings of IEEE, 84** (4): 586-603.
29. Tellambura, C., 2001. Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarrier. **IEEE Communications Letters, 5** (5): 185-187.
30. Rahmatallah, Y., Mohan, S., 2013. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: A Survey And Taxonomy. **IEEE Communications Surveys and Tutorials, 15** (4): 1567-1592.
31. Han, S. H., Lee, J. H., 2005. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. **IEEE Wireless Communications, 12** (2): 56-65.
32. Jiang,T., Wu, Y., 2008. An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals. **IEEE Transactions on Broadcasting, 54** (2): 257-268.
33. Li, X., Cimini, L.J., 1998. Effect of clipping and filtering on the performance of OFDM. **IEEE Communications Letters, 2** (5): 131-133.

34. Armstrong, J., 2002. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering. **Electronic Letters, 38** (5): 246-247.

35. Kubo, A., Tomisato, S., Hata, M., 2005. Transmission performance of highly efficient OFDM signals with iterative peak reduction, pp. 145–148. *in Proc. Asia-Pacific Conference on Wearable Computing Systems (APWCS), August* , 2005, Japan.

36. Wang, Y.C., Luo, Z.Q, 2011. Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals. **IEEE Transactions on Communications, 59** (1): 33-37.

37. O'Neill, R., Lopes, L.B., 1995. Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals, pp. 71-75. *in Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), September,* 1995, Toronto.

38. Ochiai, H., Imai, H., 2002. Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals. **IEEE Transactions on Communications**, **50**(1): 89-101.

39. Chen, G., Ansari, R., Yao, Y., 2009. Improved peak windowing for PAPR reduction in OFDM systems. pp. 1-5. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC),* April 26-29, 2009, Barcelona, Spain.

40. Xiao, H., Jianhua, L., Justin, C., Junli, Z., 2001. Companding transform for the reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signals, pp. 835-839. *In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC),* May 6-9, Rhodes, Greece.

41. Xiao, H., Jianhua, L., Junli, Z., Chuang, J., Jun, G., 2001. Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signals with companding transform. **Electronics Letters, 37** (8): 506-507.

42. Wang, X., Tjhung, T.T., Ng,C.S., 1999. Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique. **IEEE Transactions on Broadcasting, 45** (3), 303-307.

43. Mattsson, A., Mendenhall, G., Dittmer, T., 1999. Comments on: Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique. **IEEE Transactions on Broadcasting**, **45** (4): 418-419.

44. Jiang, T., Zhu, G., 2004. Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals. **IEEE Transactions on Broadcasting, 50** (3): 342-346.

45. Jiang, T,. Yang, Y., Song, Y., 2005. Exponential companding transform for PAPR reduction in OFDM systems. **IEEE Transactions on Broadcasting, 51** (2): 244-248.

46. Jiang, T., Yang, Y., Song, Y., 2005. Companding technique for PAPR reduction in OFDM systems based on an exponential function, pp. 2798–2801. *In Proc. IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, November 28-December 2, St. Louis, MO.

47. Gong H., Ye, W., Feng, S., Ke, F., 2005. A threshold companding scheme for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals. pp. 573–576. *In Proc. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, September 23-26, 2005, Wuhan, China.

48. Yang, G., Zhou, Y., Qian, S., 2007. Using hyperbolic tangent sigmoid transfer function for companding transform in OFDM systems, pp. 87–90. *In Proc. International Symposium on Communications and Information Technology*, October 17-19, 2007, Sydney, Australia.

49. Lowe, D., Huang, X., 2007. Optimal adaptive hyperbolic companding for OFDM, pp. 24-24. *In Proc. 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications*, August 27-30, 2007, Sydney, Australia.

50. Rahmatallah, Y., Bouaynaya, N., Mohan, S., 2011. On the performance of linear and nonlinear companding transforms in OFDM systems, pp. 1–5. *In Proc. Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*, April 13-15, 2011, New York.

51. Rahmatallah, Y., Bouaynaya, N., Mohan, S., 2011. Bit error rate performance of linear companding transforms for PAPR reduction in OFDM systems, pp. 1–5. *In Proc. IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, December 5-9 2011, Houston.

52. Borjesson, P., Feichtinger, H. G., Grip, N., Isaksson, M., N. Kaiblinger, P. Odling, Persson, L., 1999. A low-complexity PAR-reduction method

for DMT-VDSL, pp. 164–169. *In Proc. 5th International Symposium on Digital Signal Processing for Communications Systems (DSPCS)*, February 1999,Perth.

53. Börjesson, P., Feichtinger, H.G., Grip, N., Isaksson, M., 1999. DMT PAR-reduction by weighted cancellation waveforms, pp. 303-307 *In Proc. Radiovetenskap och kommunikation 99 (RVK 99)*, June 1999, Karlskrona.
54. Jones, A.E., Wilkinson, T.A., Barton, S.K., 1994. Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission scheme. **Electronics Letters, 30** (22): 2098-2099.
55. Wulich, D., 1996. Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding. **Electronics Letters, 32** (29): 432-433.
56. Zhang,Y., Yongacoglu, A., Chouinard, J., Zhang, L., 1999. OFDM peak power reduction by sub-block-coding and its extendedversions, pp. 695–699. *In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, July 1999, Houston.
57. Ahn, H., Shin, Y., Im, S., 2000. A block coding scheme for peak to average power ratio reduction in an orthogonal frequency division multiplexing system, pp. 56–60. *In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, May 15-18, 2000, Tokyo, Japan.
58. Jiang, T., Zhu,G., 2004. Complement block coding scheme for reducing peak-to-average power ratio of OFDM systems. **Journal of Electronics (China), 21** (5): 413-420.
59. Jiang, T., Zhu, G., 2004. OFDM peak-to-average power ratio reduction by complement block coding scheme and its modified version, pp. 448–451. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, September 26-29, 2004, LA, USA.
60. Daoud, O., Alani, O., 2009. Reducing the PAPR by utilisation of the LDPC code. **IET Communications, 3** (4): 520-529.
61. Golay,M., 1961. Complementary series. **IEEE Transactions on Information Theory, 7** (2): 82-87.
62. Davis, J.A., Jedwab, J., 1997. Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using golay sequences and reedmuller codes. **Electronics Letters, 33** (4): 267–268.

63. Patterson, K., 2000. Generalized reed-muller codes and power control in OFDM modulation. **IEEE Transactions on Information Theory**, **46** (1): 104-120.

64. Lin, M., Chen, K., Li, S., 2003. Turbo coded OFDM system with peak power reduction, pp. 2282–2286. *IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC)*, October 6-9, 2003, Orlando, USA.

65. Abouda, A. A. 2004. PAPR reduction of OFDM signal using turbo coding and selective mapping, pp. 248–251. 6th Nordic Signal Processing Symposium, June 2004, Finland,

66. Tsai, Y., Deng,S., Chen, K., Lin, M., 2008. Turbo coded OFDM for reducing PAPR and error rates. **IEEE Transactions on Wireless Communications, 7** (1): 84-89.

67. Muller, S.H., Huber, J.B., 1997. A comparison of peak power reduction schemes for OFDM, pp. 1–5. I*EEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, November 1997, Phoenix, AZ.

68. B¨auml, R.W., Fisher, R. F. H., Huber, J. B., 1996. Reducing the peak-toaverage power ratio of multicarrier modulation by selected mapping. **Electronics Letters, 32** (22): 2056-2057.

69. Breiling, H., M¨uller-Weinfurtner, S. H., Huber, J. B., 2001. SLM peakpower reduction without explicit side information. **IEEE Communications Letters, 5** (6): 239-241.

70. Baxley, R. J., Zhou, G. T., 2005. Map metric for blind phase sequence detection in selected mapping. **IEEE Transactions on Broadcasting**, **51** (4): 565-570.

71. Goff, S. Y. L., Al-Samahi, S. S., Khoo, B. K., Tsimenidis, C. C., Sharif, B. S., 2009. Selected mapping without side information for PAPR reduction in OFDM. **IEEE Transactions on Wireless Communications, 8** (1): 3320-3325.

72. Jayalath, A. D. S., Tellambura, C., 2005. SLM and PTS peak-power reduction of OFDM signals without side information. **IEEE Transactions on Wireless Communications, 4** (5): 2006-2013.

73. Joo, H. S., Heo, S. J., Jeon, H. B., No, J. S., Shin, D. J., 2009. A new blind SLM scheme with low complexity of OFDM signals. pp. 1–5. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, September 2009, Alaska.

74. Park, J., Hong, E., Har, D., 2011. Low complexity data decoding for SLM based OFDM systems without side information. **IEEE Communications Letters, 15** (6): 611-613.

75. Wang, C. L., Ouyang, Y., 2005. Low-complexity selected mapping schemes for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems. **IEEE Transactions on Signal Processsing, 53** (12): 4652-4660.

76. Li, C. P., Wang, S. H., Wang, C. L., 2010. Novel low-complexity SLM schemes for PAPR reduction in OFDM systems. **IEEE Transactions on Signal Processsing, 58** (5): 2916-2921.

77. Chen, J. C., Wen, C. K., 2010. A low-complexity scheme to reduce the PAPR of an OFDM signal using sign-selection algorithms. **IEEE Signal Processing Letters, 17** (2): 189-192.

78. Muller, S. H., Huber, J. B., 1997. OFDM with reduced peak-to average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. **Electronics Letters, 33** (5): 368-369.

79. Yang, L., Chen, R. S., Siu, Y. M., Soo, K. K., 2006. PAPR reduction of an OFDM Signal by use of PTS with low computational complexity. **IEEE Transactions on Broadcasting, 52** (1): 83-86.

80. Jayalath, A. D. S., Tellambura, C., 2000. An adaptive PTS approach for the reduction of peak-to-average power ratio of an OFDM signal. **Electronics Letters, 36** (14), 1226-1228.

81. Tellambura, C., 2001. Improved phase factor computation for the PAR reduction of an OFDM signal using PTS. **IEEE Communications Letters, 5** (4): 135-137.

82. Han, S. H., Lee, J. H., 2004. PAPR reduction of OFDM signals using a reduced complexity PTS technique. **IEEE Signal Processing Letters, 11** (11): 887-890.

83. Cho, Y. J., No, J. S., Shin, D. J., 2012. A new low-complexity PTS scheme based on successive local search using sequences. **IEEE Communications Letters, 16** (9): 1470-1473.

84. Taspınar, N., Karaboga, D., Yildirim, M., Akay, B.,2011. Partial transmit sequences based on artificial bee colony algorithm for peak-to-average power ratio reduction in multicarrier code division multiple access systems. **IET Communications, 5** (8):1155-1162.

85. Taspınar, N., Karaboga, D., Yildirim, M., Akay, B.,2011. PAPR reduction using artificial bee colony algorithm in OFDM systems. **Turkish Journal Electrical Engineering and Computer Sciences, 19** (1): 47-58.

86. Gao, J., Wang, J., Wang, B., 2010. Improved particle swarm optimization for PAPR reduction of OFDM systems, pp. 621-624. *International Conferans on Networking, Sensing and Control,* April 10,12, Chicago, USA.

87. Lain, J. K., Wu, S. Y., Yang, P. H., 2011. PAPR reduction of OFDM signals using PTS: A real-valued genetic approach**.** **EURASIP Journal on Wireless Commununications and Networking, 2011** (126): 1-8.

88. Chen, J. C., Wen, C. K., 2010. A low-complexity scheme to reduce the PAPR of an OFDM signal using sign-selection algorithms. **IEEE Signal Processing Letters, 17** (2):189-192.

89. Tellado, J., 2000. Peak To Average Power Reduction For Multicarrier Modulation. Stanford University, Ph.D. dissertation,

90. Tellado, J., Cioffi, J. M., 1998. Peak power reduction for multicarrier transmission, Technical report, Stanford University. February, 1998.

91. Wattanasuwakull, T., Benjapolakul, W., 2005. PAPR reduction for OFDM transmission by using a method of tone reservation and tone injection, pp. 273-277. *in Proc. 5th International Conference on Information, Communications and Signal Processing,* December,2005, Bangkok, Thailand.

92. Hwang, C., 2001. A peak power reduction method for multicarrier transmission**.** pp. 1496-1500. *IEEE International Conference on Communications (ICC),* June 11-14, Helsinki, Finland.

93. Han, S. H., Cioffi, J. M., Lee, J. H., 2006. Tone injection with hexagonal constellation for peak-to-average power ratio reduction in OFDM. **IEEE Communications Letters, 10** (9): 646-648.

94. Han, S. H., Cioffi, J.M., Lee, J.H., 2008. On the use of hexagonal constellation for peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal. **IEEE Transactions on Wireless Communications, 7** (3): 781-786.

95. Hou, J., Tellambura, C., Ge, J. H., 2012. Tone injection for PAPR reduction using parallel tabu search algorithm in OFDM systems, pp. 4899-4904. *IEEE Globecom*, December, Anaheim, CA, United States.

96. Ryu, H. G. , Sok Park, J., Soo Park, J., 2004. Threshold IBO of HPA in the predistorted OFDM communication system. **IEEE Transactions on Broadcasting, 50** (4): 425-428.

97. Park, D. Y., Song, H. K., 2007. A new PAPR reduction technique of OFDM system with nonlinear high power amplifier. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, **53** (2): 327-332.

98. Wang, Y., Yang, C., Ai, B., 2015. Iterative companding transform and filtering for reducing PAPR of OFDM signal. **IEEE Transactions on Consumer Electronics, 61** (2): 144-150.

99. Glover, F., 1986. Future paths for integer programming and links to artificial intelligence. **Computers and Operations Research, 5**: 533-549.

100. Kalinli, A., Karaboga, D., 2004. Training recurrent neural networks by using parallel tabu search algorithm based on crossover operation. **Engineering Applications of Artificial Intelligence, 17** (5):529-542.

101. Dorigo, M., Maniezzo, M., Colorni, A., 1996. Ant system: Optimization by a colony of cooperating agents. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B, 26** (1): 29-41.

102. Kalınlı, A., Sarıkoç, F. 2008. A parallel ant colony optimization algorithm based on crossover operation, pp. 87-110. *In:* Advances in Metaheuristics for Hard Optimization (Eds, Z. Michalewicz and P. Siarry). Springer, Berlin, Heidelberg.

103. Karaboga, D., 2005. An idea based on honey bee swarm for numerical optimization, Technical report-TR06, Erciyes University, Engineering Faculty, Computer Engineering Department.

104. Karaboga, D., Basturk, B., 2007. A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: artificial bee colony (ABC) algorithm, **Journal of Global Optimization, 39 (**3): 459-471.

105. Karaboga, D., Basturk, B., 2008. On the performance of artificial bee colony (ABC) algorithm, **Applied Soft Computing**, **8** (1): 687-697.

106. Karaboga, D., Akay B., 2009. A comparative study of artificial bee colony algorithm, **Applied Mathematics and Computation**, **214**: 108-132.

107. Taspinar, N., Yildirim, M., 2015. A novel parallel artificial bee colony algorithm and its PAPR reduction performance using SLM scheme in OFDM and MIMO-OFDM systems. **IEEE Communications Letters, 19** (10): 1830-1833.

108. Gao, W.F., Liu, S.Y., 2012. A modified artificial bee colony algorithm. **Compututers and Operations Ressearch, 39** (3): 687-697.

109. Wang, H., Wu, Z., Rahnamayan, S., Sun, H., Liu, Y., Pan, J., 2014. Multi-strategy ensemble artificial bee colony algorithm. **Information Sciences, 279**:587-603.

110. Karaboğa, D., 2004. Yapay Zeka Optimizasyon Algoritmaları. Nobel Yayınevi, Ankara, 199s.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı : Mahmut YILDIRIM
Uyruğu : Türkiye (TC)
Doğum Tarihi ve Yeri: 01 Haziran 1981, Kayseri
Medeni Durumu : Evli
Tel : +90 536 583 08 66
Fax : +90 354 212 10 01
Email : mahmut.yildirim@bozok.edu.tr
Yazışma Adresi : Bozok Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Bölümü, 66200 YOZGAT

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	EÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Müh. A.B.D.	2009
Lisans	ERÜ Mühendislik Fak. Elektrik-Elektronik Bölümü	2006
Lise	Milas Lisesi, Milas/Muğla	1999

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2007- Halen	Bozok Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Bölümü	Araştırma Görevlisi

YABANCI DİL

İngilizce

YAYINLAR

1. Taspinar, N., Kalinli, A., Yildirim, M., 2011. Partial transmit sequences for PAPR reduction using parallel tabu search algorithm in OFDM Systems. **IEEE Communications Letters, 15** (9): 974–976.

2. Taspinar, N., Yildirim, M., 2015. A novel parallel artificial bee colony algorithm and its PAPR reduction performance using SLM scheme in OFDM and MIMO-OFDM systems. **IEEE Communications Letters, 19** (10): 1830-1833.
3. Taspinar, N., Yildirim, M., 2013. Peak-to-average power ratio reduction using artificial bee colony algorithm in wavelet packet modulation. **Journal of Advances in Computer Network, 1** (3): 265-269.
4. Taspinar, N., Kalinli, A., Yildirim, M., Benli,H., 2016. A PAPR reduction method based on parallel ant colony optimization using PTS scheme in OFDM systems, pp.48-58. APCEAS Asia-Pacific Conference on Engineering and Applied Sciences, August 25-27, Tokyo, Japan.