

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**OFDM TEPE GÜÇ - ORTALAMA GÜÇ ORANININ (PAPR) GÖRÜNÜR
IŞIK HABERLEŞMESİNDE AZALTILMASI**

DOKTORA TEZİ

Volkan AYDIN

MART 2025
TRABZON



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**OFDM TEPE GÜÇ - ORTALAMA GÜÇ ORANININ (PAPR) GÖRÜNÜR
IŞIK HABERLEŞMESİNDE AZALTILMASI**

Volkan AYDIN

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce
"DOKTOR (ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ)"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 10 / 02/ 2025

Tezin Savunma Tarihi : 07 / 03 / 2025

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Gökçe HACIOĞLU

Trabzon 2025

ÖNSÖZ

“OFDM Tepe Güç-Ortalama Güç Oranının (PAPR) Görünür Işık Haberleşmesinde Azaltılması” isimli bu tez Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora Programı’nda hazırlanmıştır.

Tez çalışmam boyunca bana hiçbir desteğini esirgemeyen ve bilim insanı olma yolundaki ilk adımlarımı atarken kıymetli bilgileriyle ve tecrübesiyle yolumu aydınlatan, danışman hocam Sayın Prof. Dr. Gökçe HACIOĞLU’na teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca, yapıcı eleştirileri ve önerileri ile tezime büyük katkıları bulunan, saygıdeğer hocalarım Sayın Prof. Dr. Kadir TÜRK ve Sayın Prof. Dr. Tuğrul ÇAVDAR’a, eğitim öğretim hayatımda katkısı olan tüm hocalarıma teşekkür ederim.

Tez çalışması sürecinde bana desteklerini esirgemeyen sevgili eşim Çiğdem CAVRAR AYDIN’a, sevgili kızım Şevval AYDIN ve oğlum Mehmet AKİF AYDIN’a teşekkürü bir borç bilirim.

Bu araştırmada yer alan tüm/kısmi nümerik hesaplamalar TÜBİTAK ULAKBİM, Yüksek Başarım ve Grid Hesaplama Merkezi’nde (TRUBA kaynaklarında) gerçekleştirilmiştir. Tüm TRUBA yetkililerine ve çalışanlarına teşekkür etmeyi bir borç bilirim.

Son olarak, doğduğum günden beri benle ilgilenip beni binbir fedakarlıkla büyüten, maddi ve manevi desteğini hiç esirgemeyen sevgili annem Layike AYDIN ve babam Hüseyin AYDIN’a teşekkür eder, ellerinden öper ve minnettarlığımı sunarım.

Bu tez çalışmasının bundan sonraki çalışmalara katkı sağlamasını temenni ederim.

Volkan AYDIN
Trabzon 2025

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “OFDM Tepe Güç-Ortalama Güç Oranının (PAPR) Görünür Işık Haberleşmesinde Azaltılması” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. Gökçe HACIOĞLU’nun sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 07/03/2025

Volkan AYDIN

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ	X
TABLolar DİZİNİ	XVI
SEMBOLLER VE KISALTMALAR.....	XVII
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. VLC Standartları	2
1.2. VLC Vericisi ve Alıcısı.....	3
1.3. Görünür Işık Haberleşmesinde Kullanılan Modülasyon Yöntemleri	4
1.4. VLC’deki Temel Band Modülasyonları	6
1.4.1. OOK Modülasyonu.....	6
1.4.2. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM).....	9
1.4.3. Darbe Konum Modülasyonu (PPM).....	11
1.4.4. Darbe Genlik Modülasyonu (PAM).....	12
1.4.5. Renk Kaydırmalı Anahtarlama (CSK).....	15
1.5. Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (OFDM)’ya Genel Bakış	17
1.6. Görünür Işıktaki Kullanılan Çok Taşıyıcılı Modülasyonlar	20
1.6.1. Doğru Akım Eklemeli Optik OFDM (DCO-OFDM)	21
1.6.2. LED Dinamik Bölgesi	27
1.7. VLC OFDM Sisteminde Ölçekleme Katsayısının Belirlenmesi	29
1.7.1. Asimetrik Kırpılmış Optik OFDM (ACO-OFDM)	30
1.7.2. Darbe Genlik Modülasyonu Ayırık Çok Ton Modülasyonu (PAM-DMT).....	35
1.7.3. FLIP-OFDM	38
1.7.4. Asimetrik Kırpılmış DC Öngerilimlemeli Optik OFDM (ADO-OFDM)	40
1.7.5. Tek Kutuplu Optik OFDM (U-OFDM)	43
1.7.6. Gelişmiş Tek Kutuplu Optik OFDM (eU-OFDM)	45
1.8. VLC’de PAPR	47

1.8.1.	Tümleyici Kümülatif Dağılım Fonksiyonu (CCDF)	48
1.8.2.	OFDM İşareti İçin PAPR CCDF'nin Analitik Olarak Elde Edilmesi.....	49
1.9.	VLC'de Kullanılan PAPR Düşürme Teknikleri	54
1.9.1.	PAPR Düşürme Tekniği Seçimindeki Kriterler	58
1.9.2.	Kısmi İletim Dizileri Yöntemi (PTS)	60
1.9.3.	PAPR Düşürmede Kullanılan Faz Dizileri	68
1.9.4.	Seçici Eşleme Yöntemi (SLM).....	73
1.9.5.	Ton Ekleme Yöntemi (TI).....	76
1.9.6.	Ton Rezervasyon Yöntemi (TR).....	80
1.9.7.	Genlik Kırpma ve Filtreleme	83
1.9.8.	Ön-Kodlama PAPR Düşürme Tekniği	88
1.9.9.	Ön-Kodlama Yöntemi Sistem Modeli	91
1.9.10.	Ön-Kodlama Teknikleri	93
1.9.11.	Doğrusal Olmayan Veri (Sinyal) Sıkıştırma Teknikleri.....	94
1.9.12.	PAPR Düşürmede Gauss Matris (GM) Kullanımı.....	97
1.9.13.	Aktif Takimyıldız Genişletme PAPR Düşürme Yöntemi (ACE).....	100
1.9.14.	VLC-OFDM Sisteminde DVB-T2 Standardına Dayalı ACE Tekniği.....	105
1.10.	PAPR Düşürme Tekniklerinde Metasezgisel Algoritmalar	110
1.10.1.	Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO)	113
1.10.2.	Ayrık İkili Parçacık Sürü Optimizasyon Tekniği (DPSO).....	116
1.10.3.	Gri Kurt Optimizasyon Tekniği (GWO).....	118
1.10.4.	Balina Optimizasyon Algoritması (WOA)	121
1.10.5.	Yusufoçuk (Dragonfly) Optimizasyon Algoritması (DA)	125
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	132
2.1.	PTS'nin Farklı Metasezgisel Algoritmalarla VLC'de Uygulanması.....	132
2.1.1.	VLC-PTS Yönteminin PSO Algoritmasıyla Uygulanması.....	132
2.1.2.	VLC-PTS Yönteminin WOA Algoritmasıyla Uygulanması.....	141
2.1.3.	VLC-PTS Yönteminin DA Algoritmasıyla Uygulanması	149
2.1.4.	VLC-PTS Yönteminin GWO Algoritmasıyla Uygulanması	157
2.1.5.	Metasezgisel Algoritmaların VLC-PTS Karşılaştırmalı Performansları	165
2.2.	SLM Yönteminin Farklı Faz Matrisleri ile VLC'de Uygulanması	171
2.2.1.	Vandermonde Matrisinin Faz Matrisi Olarak Kullanıldığı SLM.....	171

2.2.2.	Riemann Matrisinin Faz Matrisi Olarak Kullanıldığı SLM	174
2.2.3.	Hadamard Matrisinin Faz Matrisi Olarak Kullanıldığı SLM	176
2.2.4.	Farklı Faz Matrislerinin SLM Performans Karşılaştırmaları	179
2.3.	Çok Noktalı Takım Yıldızı (MPC)Yöntemi	184
2.3.1.	MPC Yöntemi Sistem Modeli	184
2.3.2.	MPC’de DPSO’nun Kullanımı	187
2.3.3.	MPC Yöntemi Benzetim Senaryosu	191
2.3.4.	Dikdörtgensel MPC Yöntemi Benzetim Sonuçları.....	192
2.3.5.	Dairesel MPC Yöntemi Benzetim Sonuçları	205
2.3.6.	MPC ve SLM Performans Karşılaştırmaları	213
2.4.	DCO-OFDM Sistemlerinde Gauss Ön-kodlama ile PAPR Düşürülmesi.....	217
2.5.	DCO-OFDM’de Ön-Kodlama Tekniklerinin Kullanılması.....	218
2.5.1.	DCT Ön-Kodlamalı DCO-OFDM.....	218
2.5.2.	GM Ön-Kodlama Kullanılarak Önerilen Yöntemle DCO-OFDM.....	221
2.5.3.	DCO-OFDM’de μ -Yasa Veri Sıkıştırma Yöntemi	223
2.5.4.	DCO-OFDM’de DCT Yöntemi Sayısal Sonuçlar	224
2.5.5.	DCO-OFDM’de μ -Yasa Veri Sıkıştırma Yöntemi Sayısal Sonuçlar.....	225
2.5.6.	Önerilen Gauss Matrisli Ön-Kodlama Yöntemi Sayısal Sonuçlar	227
2.5.7.	DCT+ μ -Yasa Veri Sıkıştırma Yöntemi Sayısal Sonuçlar	229
2.5.8.	Önerilen GM’li Ön-Kodlama + μ -Yasa Sıkıştırma Sayısal Sonuçlar.....	231
2.5.9.	Önerilen GM’li Ön-Kodlama ve Diğer Yöntemlerin Karşılaştırmalı Performansları	233
3.	SONUÇLAR.....	238
4.	ÖNERİLER.....	250
5.	KAYNAKLAR.....	253
ÖZGEÇMİŞ		

Doktora Tezi

ÖZET

OFDM TEPE GÜÇ - ORTALAMA GÜÇ ORANININ (PAPR) GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE AZALTILMASI

Volkan AYDIN

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Gökçe HACIOĞLU
2025, 294 Sayfa

Görünür ışık haberleşmesi (VLC), LED gibi ışık kaynaklarını kullanarak veri iletimi sağlayan kablosuz bir haberleşme teknolojisidir. Bu tezde , görünür ışık haberleşmesindeki (VLC), OFDM yönteminin PAPR değerini düşürmek için çeşitli yöntemler önerilmiştir. RF sistemleri için önerilmiş olan ve sıkça kullanılan; Seçici eşleme(SLM), Kısmi iletim dizileri (PTS), Ayrık kosinüs dönüşümü (DCT), ön kodlama, μ -yasa veri sıkıştırma PAPR düşürme teknikleri VLC'ye uyarlanmış ve performansları incelenmiştir. Çok noktalı takım yıldızı yöntemi (MPC) adı verilen özgün bir yöntem tez kapsamında geliştirilmiştir. Ayrıca Gauss matrislerinin ön kodlamada kullanılabileceği gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre önerilen MPC yöntemi tek başına SLM yönteminin PAPR performansını aşamazken, SLM yöntemi ile birlikte kullanıldığında daha iyi PAPR performansı sağlamaktadır. Önerilen Gauss ön-kodlama yöntemi, hem DCT ön-kodlama hem de μ -yasa veri sıkıştırma yöntemlerine kıyasla daha üstün PAPR performansı sergilemektedir. VLC için özgün olarak önerilen MPC ve Gauss ön kodlama yöntemlerinin RF sistemlerine de kolayca uyarlanması mümkündür. Önerilen yöntemler, LED'lerin sinyali kırpma olasılığını azaltıp, BER performansını iyileştirecek, enerji tüketimini azaltacaktır ve haberleşme kalitesini artıracaktır.

Anahtar Kelimeler: OFDM, VLC, PTS, SLM, MPC, GM, DPSO, CCDF, Metasezgisel

PhD. Thesis

SUMMARY

REDUCTION OF OFDM PEAK POWER TO AVERAGE POWER RATIO (PAPR) IN VISIBLE LIGHT COMMUNICATIONS

Volkan AYDIN

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. Gokce HACIOGLU
2025, 294 Pages

Visible Light Communication (VLC) is a wireless communication technology that enables data transmission using light sources such as LEDs. In this thesis, various methods have been proposed to reduce the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) in VLC using the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique. Common PAPR reduction techniques originally developed for RF systems, including Selective Mapping (SLM), Partial Transmit Sequences (PTS), Discrete Cosine Transform (DCT) pre-coding, and μ -law data compression, have been adapted to VLC and their performances have been analyzed. Additionally, a novel method called the Multi-Point Constellation (MPC) technique has been developed as part of this study. It has also been demonstrated that Gaussian matrices can be utilized in pre-coding. According to the obtained results, while the proposed MPC method alone does not surpass the PAPR performance of the SLM technique, it achieves better PAPR performance when combined with SLM. The proposed Gaussian pre-coding method exhibits superior PAPR performance compared to both DCT pre-coding and μ -law data compression techniques. The MPC and Gaussian pre-coding methods, originally designed for VLC, can also be easily adapted to RF systems. The proposed methods reduce the likelihood of LED signal clipping, improve Bit Error Rate (BER) performance, lower energy consumption, and enhance communication quality.

Key Words: OFDM, VLC, PTS, SLM, MPC, GM, DPSO, CCDF, Metaheuristic algorithms

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1. VLC’ de modülasyon yöntemlerinin sınıflandırılmış blok diyagramı	6
Şekil 2. PWM sinyal konsepti	10
Şekil 3. CIE 1931 standartı tarafından tanımlanan renk uzayı kromatiklik şeması	16
Şekil 4. DCO-OFDM kanal kestirimi blok diyagramı	23
Şekil 5. İdeal LED’in giriş-çıkış karakteristiği.....	28
Şekil 6. ACO-OFDM kanal kestirim blok diyagramı.....	31
Şekil 7. Flip-OFDM verici ve alıcı konfigürasyonları (Eltoukhi vd., 2018).....	38
Şekil 8. Flip-OFDM'nin sinyal işleme konsepti	40
Şekil 9. ADO-OFDM verici blok diyagramı	41
Şekil 10. Gelişmiş U-OFDM konsepti (Tsonev & Haas, 2014).....	46
Şekil 11. OFDM haberleşme tekniğinin blok diyagramı.....	47
Şekil 12.. PAPR düşürme teknikleri (Suriavel Rao & Malathi, 2019).....	55
Şekil 13. PTS yöntemi blok diyagramı.....	63
Şekil 14. PTS alt blok ayırma: (a) Serpiştirme (b) Bitişik (c) Sözde Rastgele.....	67
Şekil 15. SLM yöntemli OFDM vericisinin blok diyagramı	75
Şekil 16. Ton ekleme yönteminde sinyallerin genişleme noktaları	78
Şekil 17. Ton enjeksiyonu (TI) şeması için genişletilmiş 16-QAM takımıyıldızı	79
Şekil 18. Verici tarafındaki Ton Enjeksiyonu blok şeması	80
Şekil 19. Verici tarafındaki Ton Rezervasyon blok şeması.....	82
Şekil 20. OFDM sistemlerinde TR şemasının blok diyagramı.....	82
Şekil 21. Kırpma fonksiyonu.....	87
Şekil 22. OFDM temel bant verici ve alıcı ön-kodlama yöntemi blok diyagramı	91
Şekil 23. GM’li bir VLC sistemi (Sharifi & Azarnia, 2020).....	99
Şekil 24. QPSK kodlama ile ACE tekniği.	103
Şekil 25. 16-QAM kodlama ile ACE tekniği gösterimi	105
Şekil 26. ACE PAPR azaltma yöntemi blok şeması	107
Şekil 27. Genelleştirilmiş bir PSO işaret akış diyagramı	116
Şekil 28. Gri kurtlar sürü hiyerarşisi	119
Şekil 29. Sürüdeki bireyler arasındaki (a),..., (e) ilkel düzeltici modeller.....	127
Şekil 30. $N = 64, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları	133

Şekil 31. $N = 64, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları	133
Şekil 32. $N = 128, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları.....	134
Şekil 33. $N = 128, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları	135
Şekil 34. $N = 256, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları.....	136
Şekil 35. $N = 256, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları	136
Şekil 36. $N = 64, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları.....	137
Şekil 37. $N = 64, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları	137
Şekil 38. $N = 128, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları	138
Şekil 39. $N = 128, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları.....	138
Şekil 40. $N = 256, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları	139
Şekil 41. $N = 256, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları.....	140
Şekil 42. $N = 64, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları.....	142
Şekil 43. $N = 64, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları	142
Şekil 44. $N = 128, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları.....	143
Şekil 45. $N = 128, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları.....	143
Şekil 46. $N = 256, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları.....	144
Şekil 47. $N = 256, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları.....	145
Şekil 48. $N = 64, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları.....	146
Şekil 49. $N = 64, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları.....	146
Şekil 50. $N = 128, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları	147
Şekil 51. $N = 128, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları	147
Şekil 52. $N = 256, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları	148
Şekil 53. $N = 256, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları	148
Şekil 54. $N = 64, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları	150
Şekil 55. $N = 64, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları.....	150
Şekil 56. $N = 128, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları	151
Şekil 57. $N = 128, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları	151
Şekil 58. $N = 256, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları	152
Şekil 59. $N = 256, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları	153
Şekil 60. $N = 64, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları	154
Şekil 61. $N = 64, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları	154
Şekil 62. $N = 128, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları	155
Şekil 63. $N = 128, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları	155
Şekil 64. $N = 256, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları	156

Şekil 65. $N = 256, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları	156
Şekil 66. $N = 64, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları.....	158
Şekil 67. $N = 64, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları	158
Şekil 68. $N = 128, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları.....	159
Şekil 69. $N = 128, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları.....	159
Şekil 70. $N = 256, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları.....	160
Şekil 71. $N = 256, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları.....	161
Şekil 72. $N = 64, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları.....	162
Şekil 73. $N = 64, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları.....	162
Şekil 74. $N = 128, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları	163
Şekil 75. $N = 128, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları	163
Şekil 76. $N = 256, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları	164
Şekil 77. $N = 256, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları	165
Şekil 78. $N = 128$ ve $M = 4$ Metasezgisel algoritma PAPR performansları.....	166
Şekil 79. $N = 128$ ve $M = 4$ Metasezgisel algoritma BER performansları	167
Şekil 80. $N = 128, M = 16$ metasezgisel algoritma PAPR performansları.....	168
Şekil 81. $N = 128, M = 16$ metasezgisel algoritma BER performansları	169
Şekil 82. 4-QAM VM 'li ve N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları	172
Şekil 83. 4-QAM VM 'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları	172
Şekil 84. 16-QAM VM 'li N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları	173
Şekil 85. 16-QAM VM 'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları	173
Şekil 86. 4-QAM RM 'li N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları	174
Şekil 87. 4-QAM RM 'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları	174
Şekil 88. 16-QAM RM 'li N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları	175
Şekil 89. 16-QAM RM 'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları	176
Şekil 90. 4-QAM HM 'li N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları.....	177
Şekil 91. 4-QAM HM 'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları	177
Şekil 92. 16-QAM HM 'li N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları.....	178
Şekil 93. 16-QAM HM 'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları	178
Şekil 94. $N = 128, M = 4$ HM, RM ve VM karşılaştırmalı PAPR performansları.....	179
Şekil 95. $N = 128, M = 4$ HM, RM ve VM karşılaştırmalı BER performansları	180
Şekil 96. $N = 128, M = 16$ HM, RM ve VM karşılaştırmalı PAPR performansları	181
Şekil 97. $N = 128, M = 16$ HM, RM ve VM karşılaştırmalı BER performansları.....	181
Şekil 98. 4-QAM için dikdörtgensel genişletilmiş takımyıldızları.....	185

Şekil 99. 4-QAM için dairesel genişletilmiş takımyıldızları	185
Şekil 100. MPC sistem modeli blok diyagramı	187
Şekil 101. MPC tekniğinde kullanılan DPSO algoritması blok diyagramı	188
Şekil 102. $N = 128, M = 4$ ve $\Delta = 0.05$ dikdörtgensel MPC PAPR performansları	194
Şekil 103. $N = 128, M = 4$ ve $\Delta = 0.05$ dikdörtgensel MPC BER performansları	194
Şekil 104. $\Delta = 0.05$, değişen N ve M dikdörtgensel MPC PAPR performansları	195
Şekil 105. $\Delta = 0.05$, değişen N ve M dikdörtgensel MPC BER performansları	196
Şekil 106. $N = 128, M = 16$, değişen K ve P dikdörtgensel MPC PAPR performansları	197
Şekil 107. $N = 128, M = 16$, değişen K ve P dikdörtgensel MPC BER performansları	198
Şekil 108. $N = 128, M = 4$, değişen Δ dikdörtgensel MPC PAPR performansları	199
Şekil 109. $N = 128, M = 4$, değişen Δ dikdörtgensel MPC BER performansları	200
Şekil 110. $N = 128, M = 4$ dikdörtgensel MPC+SLM yöntemi PAPR performansları	201
Şekil 111. $N = 128, M = 4$ dikdörtgensel MPC+SLM yöntemi BER performansları	201
Şekil 112. $N = 64$, değişen M, K ve P dikdörtgensel MPC+SLM PAPR performansları	202
Şekil 113. $N = 64$, değişen M, K ve P dikdörtgensel MPC+SLM performansları	203
Şekil 114. $N = 128$, değişen M, K ve P dikdörtgensel MPC+SLM PAPR performansları	204
Şekil 115. $N = 128$, değişen M, K ve P dikdörtgensel MPC+SLM BER performansları	205
Şekil 116. $M = 4$, değişen N ve rm dairesel MPC PAPR performansları	206
Şekil 117. $M = 4$, değişen N ve rm dairesel MPC BER performansları	207
Şekil 118. $N = 64, M = 16$ ve değişen rm dairesel MPC PAPR performansları	208
Şekil 119. $N = 64, M = 16$ ve değişen rm dairesel MPC BER performansları	209
Şekil 120. $M = 4$ değişen N ve rm dairesel MPC+SLM PAPR performansları	210
Şekil 121. $M = 4$ değişen N ve rm dairesel MPC+SLM BER performansları	211
Şekil 122. $N = 64, M = 16$ ve değişen rm dairesel MPC+SLM PAPR performansları	212
Şekil 123. $N = 64, M = 16$ ve değişen rm dairesel MPC+SLM BER performansları	213
Şekil 124. $N = 128, M = 4$ ve $\Delta = 0.05$ PAPR Performans karşılaştırmaları	214
Şekil 125. $N = 128, M = 16$ ve $\Delta = 0.05$ PAPR Performans karşılaştırmaları	214

Şekil 126. (a) DCT ön-kod (b) DCT ön-kod+ μ -yasa veri sıkıştırma blok diyagramı.....	218
Şekil 127. (a) GM ön-kod (b) GM ön-kod + μ -yasa veri sıkıştırmalı blok diyagramı.....	222
Şekil 128. $M = 16$ ve değişen N , DCT ön-kodlama tekniği PAPR performansları	224
Şekil 129. $M = 16$ ve değişen N , DCT ön-kodlama tekniği BER performansları	225
Şekil 130. $M = 16$ ve değişen N , μ -yasa veri sıkıştırma PAPR performansları.....	226
Şekil 131. $M = 16$ ve değişen N , μ -yasa veri sıkıştırma BER performansları.....	226
Şekil 132. $N = 128, M = 16$ önerilen GM ön-kodlama PAPR performansları	228
Şekil 133. $N = 128, M = 16$ önerilen GM ön-kodlama BER performansları	229
Şekil 134. $M = 16$ DCT ön-kod+ μ -yasa veri sıkıştırma PAPR performansları	230
Şekil 135. $M = 16$ DCT ön-kod+ μ -yasa veri sıkıştırma BER performansları	231
Şekil 136. $N = 128, M = 16$ önerilen GM'li ön-kodlama+ μ -yasa veri sıkıştırma PAPR performansları	232
Şekil 137. $N = 128, M = 16$ önerilen GM'li ön-kodlama+ μ -yasa veri sıkıştırma BER performansları	233
Şekil 138. Farklı yöntemlerin karşılaştırmalı BER performansları	234
Şekil 139. Farklı yöntemlerin karşılaştırmalı PAPR performansları.....	234

TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. CSK yedi band renk kodu, merkez ve kromatik koordinatlar.....	17
Tablo 2. VLC modülasyon karşılaştırmaları	19
Tablo 3. Popüler PAPR tekniklerinin performans karşılaştırması	58
Tablo 4. PTS-PSO benzetim senaryosu parametreleri	132
Tablo 5. PTS-WOA benzetim senaryosu parametreleri	141
Tablo 6. PTS-DA benzetim senaryosu parametreleri	149
Tablo 7. PTS-GWO benzetim senaryosu parametreleri	157
Tablo 8. $N = 128$, $M = 4$ metasezgisel algoritma PAPR performansları.....	167
Tablo 9. $N = 128$, $M = 16$ metasezgisel algoritma PAPR performansları.....	169
Tablo 10. $N = 128$ ve $M = 4$ için metasezgisel algoritma koşma süreleri	170
Tablo 11. $N = 128$ ve $M = 16$ için metasezgisel algoritma koşma süreleri.....	170
Tablo 12. Riemann matris BER FEC limiti altına düşen SNR-BER değerleri	183
Tablo 13. İleri hata düzeltme (FEC) limit performansları.....	215
Tablo 14. Ölçeklendirme sonrası sinyal çıkış güçleri.....	236

SEMBOLLER VE KISALTMALAR

ACE	: Aktif takım yıldızı genişletme (Active constellation extension)
ACO-OFDM	: Asimetrik kırpılmış optik OFDM (Asymmetrically clipped optical OFDM)
ADC	: Analog-dijital dönüştürücü (Analog-Digital Converter)
ADO-OFDM	: Asimetrik olarak kırpılmış DC öngerilimlemeli optik OFDM (Asymmetrically clipped DC-biased optical OFDM)
AHO-OFDM	: Asimetrik hibrit optik OFDM (Asymmetrical Hybrid optical OFDM)
ASK	: Genlik kaydırmalı anahtarlama modülasyonu (amplitude shifting keying modulation)
AWGN	: Toplamsal beyaz gauss gürültüsü (Additive white gaussian noise)
$B^{(u)}$	: Faz dizisi (Phase sequence)
B_{DC}	: DC Öngerilimleme (sapması) değeri (DC bias)
BER	: Bit Hata Oranı (Bit error rate)
BF	: Parlaklık faktörü (Brightness factor)
BR	: B_{DC} ile ilgili öngerilimleme oranı
CCDF	: Tümleyici kümülatif dağılım fonksiyonu (Complementary cumulative distribution function)
CF	: Krest faktörü (Crest factor)
CP	: Döngüsel ön-ek (Cyclic prefix)
CSK	: Renk-kaydırmalı anahtarlama (Color shift keying)
D	: Karartma seviyesi (Dimming level)
DA	: Yusufçuk optimizasyon algoritması (Dragonfly optimization algorithm)
DAC	: Dijital analog-dönüştürücü (Digital analog- converter)
dB	: Desibel (Decibel)
DC	: Doğru akım (Direct current)
DC bias	: Doğru akım ön-gerilim (Direct current bias)
DC-OFDM	: Doğru akım eklemeli optik OFDM (Direct current biased optical OFDM)
DCT	: Ayırık kosinüs dönüşümü (Discrete cosine transform)
DD	: Doğrudan algılama (Direct detection)
DFMT	: Ayırık Fourier matris dönüşümü (Discrete Fourier matrix transform)

DFT	: Ayırık fourier dönüşümü (Discrete fourier transform)
DHMT	: Ayırık Hartley matris dönüşümü (Discrete Hartley transform)
DHT	: Ayırık hartley dönüşümü (Discrete hartley transform)
Δ	: Adım mesafesi (a step distance)
DMT	: Ayırık çok tonlu (Discrete multitone)
DPSO	: Ayırık ikili parçacık sürü optimizasyonu (Discrete particle swarm optimization)
DR	: Dinamik aralık (Dynamic range)
DST	: Ayırık sinüs dönüşümü (Discrete sine transform)
DVB-T2	: Dijital video yayın standardı (Digital video broadcasting standard)
eU-OFDM	: Gelişmiş tek kutuplu optik OFDM (Enhanced unipolar orthogonal frequency division multiplexing)
FDM	: Frekans bölmeli çoğullama (Frequency division multiplexing)
FEC	: İleri hata düzeltme (Forward error correction)
FFT	: Hızlı fourier dönüşümü (Fast fourier transform)
HM	: Hadamard matrisi
GM	: Gauss matrisi
GWO	: Gri kurt optimizasyonu (Grey wolf optimization)
HACO-OFDM	: Hibrit asimetrik kırılmış optik OFDM (Hybrid asymmetric clipped optical OFDM)
IBO	: Giriş gücü geri çekilmesi
ICI	: Taşıyıcılar arası girişim (Inter-carrier interference)
IDFT	: Ters ayırık fourier dönüşümü (Inverse discrete fourier transform)
IFFT	: Ters hızlı fourier dönüşümü (Inverse fast fourier transform)
IM	: Yoğunluk modülasyonu (Intensity modulation)
IM/DD	: Yoğunluk modülasyonu/ Doğrudan algılama (Intensity modulation/Direct detection)
ISI	: Semboller arası girişim (Inter-symbol interference)
K	: DPSO iterasyon sayısı (DPSO iteration number)
LACO-OFDM	: Katmanlı ACO-OFDM (Layered ACO-OFDM)
L_0	: Aşırı örnekleme oranı (Oversampling ratio)
LED	: Işık Yayan Diyot (Light emitting diode)
LOS	: Direkt görüş (Line of sight)

LSA	: En küçük kareler yaklaşımı (Least mean square)
M	: Modülasyon seviyesi
MAC	: Veri bağlantı katmanı (Medium access control)
MCM	: Çok taşıyıcılı modülasyon (Multi carrier modulation)
M_G	: Gauss matris sayısı
MIMO	: Çok giriş çok çıkış (Multiple-Input multiple-output)
MMSE	: Minimum ortalama kare Hatası (Minimum mean square error)
MPC	: Çok noktalı takımyıldızı (Multi-point constellation)
μ	: μ - yasa algoritmasında sıkıştırma parametresi (compression parameter in the μ - law algorithm)
N	: OFDM (alt) taşıyıcı sayısı (Number of subcarriers)
N_0	: Gürültü gücü (noise power)
NLOS	: Direkt olmayan görüş (Non-line of sight)
NRZ-OOK	: Sıfıra dönüşsüz Aç-kapa anahtarlama (Non Return to Zero On-Off keying)
O-OFDM	: Optik OFDM (Optical OFDM)
OFDM	: Dikgen frekans bölmeli çoklama (Orthogonal frequency division multiplexing)
P	: DPSO parçacık sayısı (DPSO particle number)
PAM	: Darbe genlik modülasyonu (Pulse amplitude modulation)
PAM-DMT	: Darbe genliği modülasyonlu ayırık çok tonlu (pulse-amplitude-modulated discrete multitone)
PAPR	: Yüksek tepe-ortalama güç oranı (Peak-to-average power ratio)
PD	: Foto-Detektör (Photo-detector)
PHY	: Fiziksel Katman (Physical Layer)
PPM	: Darbe pozisyonu modülasyonu (Pulse position modulation)
PSO	: Parçacık sürü optimizasyonu (Particle swarm optimization)
PTS	: Kısmi iletim dizisi (Partial transmit sequence)
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu (Pulse width modulation)
Q	: Tamamlayıcı hata fonksiyonu (Complementary error function)
QAM	: Dörtlü genlik modülasyonu (Quadrature amplitude modulation)
QPSK	: Dörtlü faz kaydırmalı anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying)
r	: Adım aralığı (a step range)

RF	: Radyofrekans (Radiofrequency)
RGB	: Kırmızı-Yeşil-Mavi (Red-Green-Blue)
RM	: Riemann matrisi
r_m	: Adım aralık yarıçapı
RPO-OFDM	: Ters polarite optik OFDM (Reverse polarity optical-OFDM)
SCFDE	: Frekans domeni eşitleme (Frequency domain equalization)
SCR	: Sinyal-kırpma gürültü oranı (Signal clipping noise rate)
SISO-OFDM	: Tek giriş-tek çıkış OFDM (Single-input-single-output OFDM)
SLM	: Seçmeli Haritalama (Selective Mapping)
SNR	: İşaret-gürültü-oranı (Signal-to-Noise Ratio)
TI	: Tone ekleme (Tone injection)
TR	: Tone rezervasyon (Tone reservation)
U-OFDM	: tek kutuplu OFDM (Unipolar OFDM)
VM	: Vandemonde matrisi
VLC	: Görünür ışık Haberleşmesi (Visible light communication)
VLC-OFDM	: Görünür ışık Haberleşmesinde OFDM
WHMT	: Walsh Hadamard Matrisi dönüşümü (Walsh Hadamard matrix transform)
WHT	: Walsh Hadamard dönüşümü (Walsh Hadamard transform)
WOA	: Balina optimizasyon algoritması (Whale optimization algorithm)
ZCT	: Zadoff chu dönüşümü (Zadoff chu transform)

1. GENEL BİLGİLER

Görünür Işık Haberleşmesi (VLC), insan gözüyle görülebilen ışık spektrumunu (375-780 nm) kullanarak veri iletimini sağlayan bir kablosuz haberleşme teknolojisidir. Bu teknoloji, LED aydınlatma sistemlerini veri aktarım ortamı olarak kullanarak, aydınlatma ve iletişimi tek bir altyapıda birleştirir (Jovičić, Li & Richardson, 2013; Rajagopal vd., 2012; Rehman vd., 2019; Singh vd., 2015; Chi vd., 2015). VLC, LED ampullerin parlaklık modülasyonu adı verilen bir teknik kullanır. Bu teknikte, LED'in parlaklığı, insan gözünün algılayamayacağı kadar hızlı bir şekilde değiştirilir. Bu değişiklikler, alıcı tarafından demodüle edilerek sayısal veriye dönüştürülür (Teixeira vd., 2019; Rajagopal vd., 2012; Lee & Park, 2011; Wu vd., 2015).

VLC evler, ofisler, hastaneler, fabrikalar, vb. gibi aydınlatma altyapısı zaten mevcut olan mekanlarda kablosuz internet erişimi sağlamak için kullanılabilir. Mevcut Wi-Fi ağlarının kapsama alanını genişletmek veya zayıf sinyal alanlarında alternatif bir bağlantı sunmak için kullanılabilir. Güvenli iletişim: Görünür ışık, duvarlar gibi engeller tarafından kolayca engellenebildiği için, hassas bilgilerin iletilmesi gereken ortamlarda güvenli bir iletişim ortamı sağlayabilir (Rajagopal vd., 2012; Chun vd., 2019).

LED'lerin ortam aydınlatmasında kullanılması, yetersiz frekans spektrumu ve yüksek hız ihtiyacı, görünür ışık haberleşmesinin (VLC) önünü açmıştır. Görünür ışık haberleşmesinde, ortam aydınlatması için kullanılan LED'ler aynı zamanda birer verici konumundadırlar. VLC'nin oldukça geniş olan bant genişliği, dünya genelinde ilgiyi çekmiştir ve 5G sistemlerinin fiziksel katmanını tasarlamak için ideal bir seçim olarak kabul edilebilir (Mossaad vd., 2015).

VLC akıllı binalarda, mağazalar, müzeler, vb. yerlerde ziyaretçilerin konumunu belirlemek ve onlara konum bazlı hizmetler sunmak için kullanılabilir (Rehman vd., 2019). Endüstriyel ortamlarda, fabrikalarda ve depolarda, personel ve araçların konumunu takip etmek için kullanılabilir (Pamukti vd., 2021).

VLC otomobillerde sürücü ve yolculara bilgi ve eğlence hizmeti sunmak için kullanılabilir. Uçaklarda, yolculara internet erişimi ve uçak içi eğlence hizmetleri sunmak için kullanılabilir (Béchadergue vd., 2019; Iwasaki vd., 2008).

VLC sualtı araçları, sualtı robotları ve dalgıçlar arasında iletişim kurmak için kullanılabilir. Denizcilikte, gemiler ve deniz platformları arasında iletişim kurmak için kullanılabilir (Tsai vd., 2019).

Li-Fi VLC'nin yüksek hızlı bir versiyonudur ve 10 Gbps'ye kadar veri aktarım hızları sağlayabilir. Li-Fi, ofisler, konferans salonları ve fabrikalar gibi yüksek hızlı veri aktarımına ihtiyaç duyulan ortamlarda kullanılabilir (Haas vd., 2016).

VLC, aydınlatma altyapısı olan her yerde kullanılabilir. Güvenlik açısından görünür ışık duvarlar tarafından engellenebildiği için, istenmeyen erişimi engeller. Enerji verimliliği açısından, LED aydınlatma ile entegre olarak çalıştığı için enerji tasarrufu sağlar. Li-Fi gibi VLC'nin yüksek hızlı versiyonları, yüksek veri iletim hızları sağlayabilir (Jovičić vd., 2013; Haas vd., 2016).

1.1. VLC Standartları

Işık kaynağından uzaklaştıkça sinyal gücü zayıflar. Güneş ışığı ve diğer ışık kaynakları tarafından oluşturulan sinyal gürültüsüne karşı hassastır. Kaliteli bir haberleşme ve yüksek hızlı veri aktarımı için verici ve alıcı arasında doğrudan görüş açısı (Line-of-Sight) olması gerekir (Tsai vd., 2019). VLC'nin uygulanmasında karşılaşılan zorluklar arasında: ortamdaki ışık kaynaklarına müdahale, VLC cihazları arasındaki müdahale ve VLC'nin Wi-Fi gibi mevcut teknolojilerle entegrasyonu yer almaktadır. Bu zorluklarla başa çıkabilmek için VLC'nin standardizasyonuna ihtiyaç duyulmuştur (Khan, 2017).

Japonya Elektronik ve Bilgi Teknolojisi Endüstrileri Birliği (JEITA) CP-1221, JEITA Cp-1222, JEITA Cp-1223 (Hranilovic, Lampe & Hosur, 2013) ve IEEE 802.15.7'yi (Ley-Bosch, Alonso-González, Sánchez-Rodríguez & Ramírez-Casañas, 2016) içeren dört standart geliştirilmiştir. 802.15.7'de görünür ışık kullanılarak kısa mesafeli iletişim için yalnızca Orta Erişim Katmanı (MAC) ve Fiziksel Katman (PHY) katmanları tanımlanmıştır. Bunların dışında da görünür ışık haberleşmesi için ek standartlar mevcuttur. Güç hattı üzerinden ev ağını VLC ile entegre ederek veri aktarımı sağlayan ITU-T G.9991 (G.hn/VLC) standardı (Kouhini et al., 2021) ve görünür ışık spektrumunda insan gözünün maruz kalabileceği ışık miktarı için sınırlar belirleyen IEC 62471 standardı (Ko vd., 2012) bu ek standartlara örnek verilebilir.

1.2. VLC Vericisi ve Alıcısı

Verici tarafında dalga boyu dönüştürücüler ve LED'ler baz alınarak beyaz ışık üretilir. LED'lere dayanan beyaz ışık dikromatik, trikromatik ve tetra kromatik modlarda üretilir. Verici tarafındaki veriler, ışığın modüle edilmesiyle iletilir. Ancak modülasyonun titremeyi önleyecek şekilde yapılması gerekir.

Haberleşme yapılırken birbirinden farklı ışık seviyeleri seçilmesi zorunludur. Karartma uygulandığı zaman, uygulanan modülasyon tekniğinin bu karartmaya dayanıklı olması çok önemlidir. Karartma uygulandığı anda seçilen aydınlatma seviyeleri, uygulanan modülasyona göre uygun şekilde seçilmelidir. Aksi takdirde aydınlatma seviyelerinin her karartma yapıldığı zaman değiştirmesi, kullanılabilirliği olumsuz yönde etkiler. Bu durumla başa çıkabilmek için modülasyon türlerinin karartma kontrolüne bakılmaktadır (Zafar vd., 2015). Tipik VLC alıcısı bir amplifikasyon devresi, optik filtre ve optik yoğunlaştırıcıdan oluşur (Khan, 2017).

Görünür ışıktaki kullanılan LED'ler pek çok açıdan önemli bir rol oynamaktadır. Enerji verimliliği açısından LED'ler, geleneksel ışık kaynaklarına kıyasla önemli ölçüde daha düşük enerji tüketirler (Manolescu & Sisak, 2016). VLC'de kullanılan LED'ler yüksek parlaklık, modülasyon kabiliyeti ve dar bant genişliği gibi özel gereksinimlere sahip olmalıdır. Bu bağlamda, VLC'de en yaygın kullanılan LED'ler sırasıyla beyaz ve mavi LED'lerdir. Beyaz LED'ler en yaygın VLC LED vericisidir. Beyaz LED geniş bir renk yelpazesine, yüksek parlaklığa sahiptir. Ancak nispeten düşük veri aktarım hızına sahiptir (Dsouza & Naik, 2015; Zhang vd., 2017). Mavi LED'ler, beyaz LED'lere göre daha yüksek modülasyon bant genişliğine, daha yüksek veri aktarım hızlarına sahiptir. Bunun yanı sıra beyaz LED'lere göre daha pahalıdırlar (Lai vd., 2022; Yin vd., 2022; Stepniak vd., 2015).

VLC' de beyaz ve mavi LED'lerin dışında nispeten daha az kullanılan RGB LED'ler de mevcuttur. RGB LED'ler kırmızı, yeşil ve mavi ışık üretebilen LED'lerdir. RGB LED'ler renk kodlama yoluyla daha fazla veri kodlayabilir, ancak daha karmaşık ve pahalıdırlar. Son yıllarda RGB LED'ler yoğun şekilde araştırılmakta ve geliştirme aşamasındadır (Tuğcu, 2023; Kumari, 2023; Xiong vd., 2023).

1.3. Görünür Işık Haberleşmesinde Kullanılan Modülasyon Yöntemleri

Görünür ışıqla haberleşme sistemlerinde, haberleşmeye ek olarak aydınlatma da yapıldığından yoğunluk modülasyonu/doğrudan algılama (Intensity Modulation / Direct Detection, (IM/DD)) yöntemi kullanılarak uygulanır. Hem iç hem de dış mekan uygulamaları için kullanılan VLC sistemlerinin çoğunluğu, en uygun modülasyon formatı olarak yoğunluk modülasyonu (IM) ve doğrudan algılama (DD) bir arada olduğu IM/DD biçimini kullanır (Park vd., 2008; He & Chen, 2023). Yarı iletken malzemeden yapılmış LED'lerin ışık kaynakları içerisinde geçen akım şiddetinin değişmesiyle, LED kaynağından yayılan ışık yoğunluğu kontrol edilir. VLC'de verici tarafta yoğunluk modülasyonu (IM), iletilecek sinyalin LED ışık kaynağının çıkışının ani optik gücünün içine modüle edilmesiyle yapılır. LED lambanın içerisinde geçen ileri yön akımı ile radyan yoğunluk kontrol edilir. Alıcı tarafında ise iletilen sinyal, doğrudan algılama yöntemi kullanılarak geri elde edilebilir. VLC'de bu yöntemde foto dedektör (PD), alınan optik sinyalin gücüyle orantılı bir akım üreterek optik sinyali elektrik sinyaline dönüştürür. Yoğunluk modülasyonunun (IM) neden olduğu anlık güç değişimi yalnızca doğrudan algılama (DD) ile tespit edilebilir ve böylece sinyalin izlenmesine olanak tanır (Medina vd. (2015),). IM/DD tabanlı VLC sistemlerinde kullanılacak modülasyon formatları tasarlanırken LED'lerin aydınlatma özelliklerinin dikkate alınması gerekir. Bundan dolayı IM/DD sistemlerinde kullanılacak modülasyon formatlarının aydınlatma ihtiyaçlarıyla da uyumlu olması gerekmektedir (Mukherjee & Noronha, 2023; Caputo vd., 2023; Perlaza vd., 2022).

VLC sistemlerde, bilgi, ışığın yoğunluğu, rengi veya fazı gibi parametreleri modüle ederek kodlanır. IM/DD sistemlerinde veriler, ışık yoğunluğundaki hafif değişikliklere göre modüle edilir. Bu yüzden voltaj-parlaklık özelliklerinin doğrusal olmama etkisinin dikkate alınması hayati önem taşımaktadır. Bu nedenle, LED'in bu doğrusal olmayan çalışma bölgesinin olumsuz etkisini azaltmak için literatürde, LED'in doğrusal olmayan karakteristiğinin doğrusallaştırılmasını sağlayacak ön distorsiyon teknikleri önerilmiştir (Kumar & Singh, 2023; Mouhammad vd., 2022; Song vd., 2022).

Dış mekân uygulamalarında, olumsuz hava koşulları, özellikle de yoğun sis ve pus, yüksek güvenilirliğe sahip bir haberleşme yapılmasını olumsuz yönde etkilemektedir. Çünkü bu koşullar altında, yoğun sisin içinden geçerek yayılan ışığın şiddetinde ciddi oranda azalma olmaktadır. Sonunda, bu tür bir zayıflamanın üstesinden gelmenin en uygun çözümü,

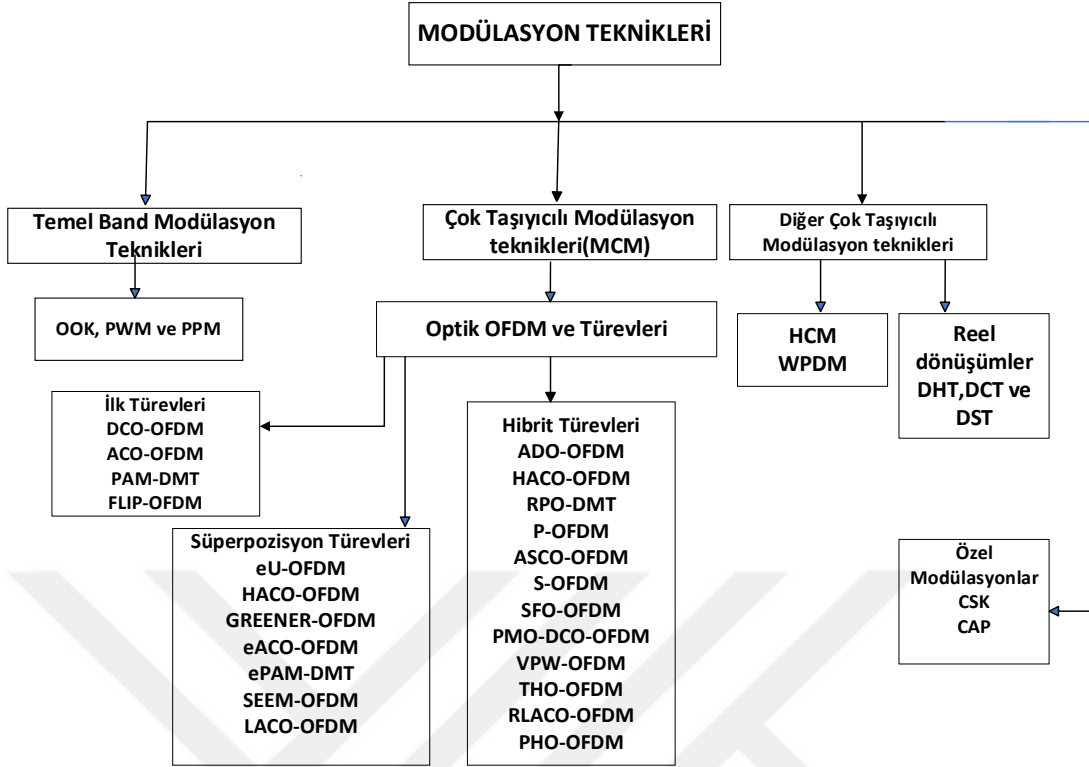
daha fazla optik gücünü daha küçük alanlara yoğunlaştırmak ve odaklamaktır (Beguni vd., 2023; Sejan & Chung, 2022).

Yaygın olarak kullanılan modülasyon teknikleri sırasıyla On-Off anahtarlama (OOK), darbe genlik modülasyonu (PAM), darbe genişlik modülasyonu (PWM), darbe pozisyonu modülasyonu (PPM), genlik kaydırmalı anahtarlama modülasyonu (ASK), renk-kaydırmalı anahtarlama (CSK) (Sönmez, 2020; Lu vd., 2019; Wolf & Haardt, 2019; Pradana vd., 2015; Zhang vd., 2017; Sönmez, 2018).

VLC için kullanılan modülasyon tekniklerinin genel olarak temel bant modülasyon formatları, çok taşıyıcılı modülasyon formatları ve özel modülasyon formatları şeklinde sınıflandırılabilirdiği blok diyagram Şekil 1’de (Vappangi vd., 2021) gösterilmiştir.

Darbe genişlik modülasyonu (PWM), görünür ışık modülasyonunda sıkça kullanılan bir modülasyon tekniğidir. Bit Hata Oranı (BER) genellikle dijital iletişim sistemlerinde performansın bir ölçüsü olarak kullanılır. PWM'nin BER denklemi, iletim ortamı, alıcı ve diğer faktörlere bağlı olarak değişebilir, ancak genel olarak aşağıdaki denklem (1)'deki gibi ifade edilebilir:

$$BER = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0}} \quad (1)$$



Şekil 1. VLC’ de modülasyon yöntemlerinin sınıflandırılmış blok diyagramı

1.4. VLC’deki Temel Band Modülasyonları

OOK, PWM ve PPM VLC’de kullanılan temel bant modülasyon yöntemleri olarak ortaya çıkmaktadır.

1.4.1. OOK Modülasyonu

IM/DD sistemi için kullanılabilecek en basit temel bant modülasyon formatı OOK’dır. Bu, uygulama kolaylığı ve güç verimliliği nedeniyle büyük bir popülerlik kazanmıştır. OOK modülasyonunda, sayısal “1” bilgisi bir optik darbenin tamamını veya bir kısmını kaplayacak şekilde iletilir. Optik darbe sinyalinin olmaması sayısal “0” bilgisini temsil eder. Önceki yıllarda OOK genellikle kablolu iletişim için kullanılmaktaydı. VLC için OOK modülasyon formatını kullanan ilk çalışmaların çoğu beyaz fosforlu LED’leri kullanmıştır. Düşük üretim maliyetine rağmen, sarımsı fosfor kaplamanın yavaş zaman tepkisi, modülasyon bant genişliğini düşürmektedir. Bu da yüksek veri hızı iletişimini engelleyen önemli bir dezavantaj olarak ortaya çıkmıştır. LED’lerin sınırlı modülasyon bant genişliğini

ele almak için kapsamlı araştırma çalışmalar yapılmaktadır (Li vd., 2023; Huang vd., 2022). Le Minh vd. (2008) yaptıkları çalışmada, çoklu rezonans sürüş eşitleme tekniğini kullanmışlardır. Bu çalışmada (Le Minh vd., 2008), 16 LED'den oluşan önerilen optik bağlantı, toplam bant genişliğini 25 MHz'e çıkarmak için rezonans sürüş tekniği yardımıyla modüle edilmiştir. 40Mbps veri hızları için NRZ-OOK modülasyonunu kullanan bu bağlantı, standart ofis ortamı için yeterli olan aydınlatma seviyelerini de çıkabilmektedir. Benzer şekilde, Vucic vd., (2009) yaptıkları çalışmada beyaz LED'ler ve OOK modülasyonu kullanılmıştır. Bu çalışmada (Vucic vd., 2009), bir iç mekân VLC linkinin 5 metrelik bir mesafe boyunca 125 Mbps veri hızlarına ulaşıldığı belirtilmiştir. Elde edilen BER değerin, standart FEC (ileri hata düzeltme) alt sınır değerini karşılayarak 2×10^{-3} olduğu gösterilmiştir. Haigh vd, (2014) yaptıkları çalışmada yapay sinir ağı (YSA) tabanlı bir denkleştiricinin kullanıldığı OOK tabanlı bir VLC sisteminin 170 Mbps veri hızı sağladığını belirtilmiştir. Li vd. (2014), yaptıkları çalışmada, VLC bağlantısının beyaz ışık LED'i ve NRZ-OOK modülasyon şemasını kullandıkları gerçek zamanlı bir VLC sisteminden bahsetmiştir. Bu VLC link uzunluğu 60 cm kadar çalıştırıldığında BER 2.6×10^{-9} olmuş ve 550 Mbps veri hızına erişilebilmiştir. VLC link uzunluğu 160 cm daha artırıldığında, 480 Mbps veri hızına erişilebilmiş ve 2.3×10^{-7} 'lik BER elde edilmiştir.

Genel olarak, VLC için kullanılacak herhangi bir modülasyon formatı opto-elektronik cihazların gereksinimlerini de karşılayabilmelidir. Yani, opto-elektronik cihazların gereksinimlerini karşılanırken yüksek veri hızlarına da erişilmelidir. Yani, ışık kaynağı karartılırken bile veri iletişimi azalmamalı ve veri iletişimi olduğu müddetçe titreme önlenmelidir. Bu nedenle, yeterli miktarda enerji tasarrufu sağlamak için, ışık kaynaklarının mevcut uygulamanın ihtiyaçlarına göre karartılması gerekmektedir. Bu yüzden, modülasyon formatları da yeterli düzeyde karartmayı desteklemelidir. Bu bağlamda, IEEE 802.15.7 standardı tarafından, VLC için OOK modülasyon şeması kullanıldığında karartma desteğini sağlamanın iki yolu önerilmiştir. Birinci yol, açık (on) ve kapalı (off) aralıklarını yeniden tanımlamak, ikinci yol ise telafi süreleri eklemektir. İlk yaklaşımda, açık ve kapalı olma seviyeleri farklı ışık yoğunluklarına atanarak yeterli miktarda karartma elde edilebilir. Bu şemanın dikkat çekici özelliği, ek iletişim yüküne dayanmadan, yeterli miktarda karartma desteğinin elde edilebilmesidir. NRZ-OOK modülasyon tekniğinde yeterli veri hızının, daha düşük karartma seviyelerinde korunabileceği ortaya çıkarılmıştır (Faheem vd., 2021). Burada temel dezavantaj, daha düşük yoğunluk seviyeleri ve açma/kapama seviyelerinin

kullanılmasının, LED'lerin daha düşük karartma akımlarında çalıştırılmasını sağlaması ve bunun sonucunda LED'lerin yaydığı renk seviyelerinde değişikliklere yol açmasıdır (Muthu & Gaines, 2003). İkinci yaklaşımda, modülasyon şemasının açık ve kapalı olma seviyeleri olduğu gibi devam eder, ancak LED'ler tamamen açık (açık olma periyodu) veya kapalı (kapalı olma periyodu) olduğunda yalnızca ek telafi süreleri eklenir. Genel olarak bu yaklaşımda, istenen karartma seviyeleri dikkate alınarak telafi periyodu süresi tanımlanır. Daha özel olarak, istenen karartma seviyesi %50'den fazla ise ON (açık) periyotları eklenir, istenen karartma seviyesi %50'den az ise OFF (kapalı) periyotları eklenir.

Kaur vd., (2023) yaptıkları çalışmada, istenen karartma seviyesini elde etmek ve aşağıdaki denklem (2)'de ifade edildiği gibi iletim aralığı içindeki X aktif verisinin iletiminin yüzde süresini saymak için bir yöntem sunmuştur:

$$X = \begin{cases} 2(1 - D), & D > 50\% \\ 2D, & D \leq 50\% \end{cases} \quad (2)$$

Burada D , % olarak karartma seviyesini ifade eder.

İstenen karartma seviyesi, OOK ile ilişkili olduğunda, maksimum iletişim verimliliği E_p 'nin teorik bilgi entropisi kavramı kullanılarak aşağıdaki denklem (3) ile hesaplanır:

$$E_p = -D \log_2 D - (1 - D) \log_2 (1 - D) \quad (3)$$

Yukarıdaki denklem (3)'den karartma seviyesi % 0'a veya % 100'e yaklaştığında, iletişim verimliliğinde önemli bir düşüş olduğu sonucuna varılabilir (Pathak vd., 2015).

Bit Hata Oranı (BER) genellikle sayısal haberleşme sistemlerinde performansın bir ölçütü olarak kullanılır. Sinyalin gücünün gürültü gücüne oranı olarak $\left(\frac{\text{İletilen hatalı bit sayısı}}{\text{İletilen toplam bit sayısı}} \right)$ ifade edilir ise SNR, sistemdeki işaret gücünün gürültü gücüne oranı $\left(\frac{\text{Sinyalin gücü}}{\text{Gürültü gücü}} \right)$ olarak ifade edilir.

Aşağıda geri dönüşsüz OOK (NRZ-OOK) modülasyonu kullanıldığında BER aşağıdaki denklem (4)'de verilmiştir.

$$BER_{OOK-NRZ} = Q \left(\frac{\sqrt{SNR}}{2} \right) \quad (4)$$

Aşağıda geri dönüşlü on-of anahtarlama (RZ-OOK) modülasyonu kullanıldığında BER aşağıdaki denklem (5)'de verilmiştir:

$$BER_{OOK-RZ} = Q\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \quad (5)$$

$Q(x)$ fonksiyonu aşağıdaki denklem (6)'da gösterilmiştir:

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (6)$$

1.4.2. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM)

Darbe işareti genişliği ile ikili bilgiyi iletir. Ayrıca, çoklu modülasyon seviyelerini destekler. Fakat bu durum iletim süresinin uzamasına sebep olabilir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) karartma konularında oldukça başarılı bir yöntemdir.

PWM ile ilgili temel prensiplere Werfli vd. (2016) yaptıkları çalışmada değinmişlerdir. PWM ile gerçekleştirilen VLC sistemlerinde, Kwon (2010) daha yüksek veri hızlarında %0-%100 arasında karartma seviyeleri elde edilebileceği ve veri hız sınırının 4.8 kbps olduğunu belirtmiştir.

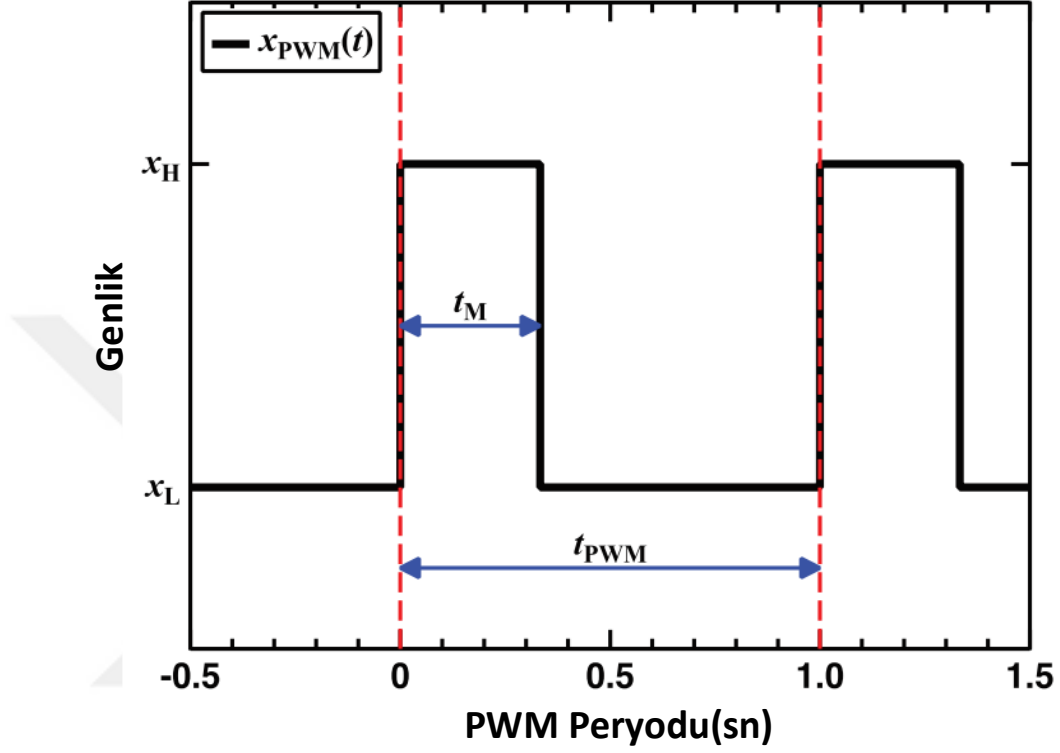
Bir PWM sistemi, T_M, T_{PWM} zaman parametrelerine sahiptir. Ayrıca her iki sürenin toplamı sembol periyoduna eşittir. Bir PWM sinyali aşağıdaki denklem (7) ile ifade edilebilir (Elgala, & Little, 2013).

$$x_{PWM}(t) = \begin{cases} x_H(t) & 0 < t < T_M \\ x_L(t) & T_M < t \leq T_{PWM} \end{cases} \quad (7)$$

Burada, $x_{PWM}(t), x_H(t),$ ve $x_L(t)$ ifadeleri sırasıyla, tam PWM sinyalini, yüksek seviye genliği ve düşük seviye genliği ifade eder. t, T_M, T_{PWM} ise sırasıyla anlık zamanı, işaretin yüksek seviyedeki süresini ve toplam sinyal süresini temsil eder. Boşluk süresi T_S aşağıda denklem (8) ile ifade edilir.

$$T_S = T_{PWM} - T_M \quad (8)$$

İşaret süresinin artırılması (boşluk süresinin azaltılması) ortalama sinyal gücünü ve dolayısıyla alıcıda toplanan ışık miktarını artırır. Benzer şekilde, bunun tersini yapmak ve işaret periyodunu azaltmak ortalama gücü azaltır ve dolayısıyla alıcıdaki ışık seviyesini düşürür. Yukarıdaki Şekil 2’de PWM sinyal konsepti açık şekilde gösterilmiştir.



Şekil 2. PWM sinyal konsepti

Genel olarak PWM kullanarak karartma elde etmek için akla gelen, OOK gibi basit bir modülasyon formatını aşağıdaki denklem (9) gibi PWM işaret süresinin üzerine yerleştirmektir (Elgala & Little, 2013).

$$x_{\text{sinyal}}(t) = \begin{cases} x_{\text{OOK}}(t)x_H(t) & 0 < t < T_M \\ 0 & T_M < t \leq T_{\text{PWM}} \end{cases} \quad (9)$$

Denklem (9)’da $x_{\text{OOK}}(t)$ ile ifade edilen sinyal, OOK sinyalidir. Sinyalin 'açık' olduğu periyotta iletilebileceği, ancak sistem 'kapalı' olduğunda sinyalin devre dışı kaldığı durumdaki PWM sinyali ile $x_{\text{OOK}}(t)$ sinyalinin çarpımı sonucu x_{sinyal} elde edilmektedir. Bu yaklaşımın kullanılması, işaret-uzay oranı ve dolayısıyla ortalama ışık seviyesiyle doğru orantılı olarak verimde artışla sonuçlanır. Açıkça verimsiz olan bir sonraki doğal adımda,

aşağıdaki denklem (10) de ifade edildiği gibi, her ikisi için $(x_H(t), x_L(t))$ de farklı genliklere sahip olsa da, hem işaret hem de boşluk sürelerine ilişkin veriler üst üste bindirilir (Cho vd., 2011).

$$x_{\text{sinyal}}(t) = \begin{cases} x_{\text{OOK}}(t)x_H(t) & 0 < t < T_M \\ x_{\text{OOK}}(t)x_L(t) & T_M < t \leq T_{\text{PWM}} \end{cases} \quad (10)$$

Yukarıdaki denklem (10) ile ifade edilen bu yaklaşımın kullanılması, işaret-boşluk oranı ve dolayısıyla ortalama ışık seviyesiyle doğru orantılı olarak verimde bir artışla sonuçlanır. Daha düşük olan bir sonraki doğal işlem, her ikisi için de $(x_H(t), \text{ve } x_L(t))$ farklı genliklere sahip olsa da, hem işaret hem de boşluk sürelerine ilişkin verilerin üst üste biner (Cho vd., 2011).

BER genellikle dijital iletişim sistemlerinde performansın bir ölçüsü olarak kullanılır. PWM'nin BER denklemi, iletim ortamı, alıcı ve diğer faktörlere bağlı olarak değişebilir, ancak genel olarak aşağıdaki denklem (11)'deki gibi ifade edilebilir:

$$BER = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0}} \quad (11)$$

Burada E_b bit enerjisi, N_0 ise gürültü gücüdür. Bu denklem, PWM kullanılarak yapılan iletişimde bit hata oranının, sinyal-gürültü oranı (SNR) veya bit enerjisi ile gürültü gücü arasındaki ilişkiyi ifade eder. Yukarıdaki denklemde $SNR = E_b/N_0$ yerine koyulursa aşağıdaki denklem (12) elde edilir.

$$BER = \frac{1}{2} e^{-\text{SNR}} \quad (12)$$

1.4.3. Darbe Konum Modülasyonu (PPM)

Görünür ışık iletişiminde başka bir modülasyon, darbenin konumuna bağlıdır. Sembol süresi, PPM tekniğinde eşit süreli t zaman dilimlerine bölünür. Bu zaman aralıklarından birinde tek bir darbe iletilir. İletilen darbe, basitliği ve optik kablosuz iletişimin birçok erken dönem tasarımlarında (Ntogari vd., 2011; Sugiyama vd., 2007). Modülasyon yöntemi olarak benimsendiği için darbenin konumuyla tanınır. PPM, literatürde daha önceki çalışmalarda

kızılötesi iletişimde kullanılmıştır Maali vd. (2019) ve Georghiades (1994) yaptıkları çalışmada, kötü(poor) kanal koşullarında veri akış hızını yumuşak şekilde azaltmak için artık (redundant) kodlama kullanılarak oransal uyumlu iletim şemalarının kullanımını önermiştir. Shiu ve Kahn (1999) tarafından yapılan çalışmada, kızılötesi iletişim sistemlerinde uygulanan değişken hızlı evrişim(konvolüsyon) kodlu PPM yöntemini önerilmiştir. Buradaki PPM, evrişim (konvolüsyon) kodlarına aracılığı ile, belirli kanal koşulları altında modülasyon derecesine göre haberleşme sistemine adapte olur. Daha yüksek veri hızları için iki oransal uyumlu teknik kullanılmıştır. Bu yöntemlerden biri tekrarlanan ve diğeri de delinmiş evrişim (konvolüsyon kodlu) PPM'dir (Gfeller vd., 1996). Ancak PPM, spektral verimliliği ve veri hızı açısından sınırlamalara sahiptir (sembol süresi başına yalnızca bir darbe).

Temelde PPM'de BER değeri aşağıdaki denklem (13) ile hesaplanır:

$$BER \geq \frac{M}{2} Q \left(\sqrt{\frac{ME}{2N_0}} \right) \quad (13)$$

Burada M , E ve N_0 ifadeleri sırasıyla, ışığın modülasyon seviyesini, elektrik enerjisini ve gürültü gücünü temsil eder.

PPM'de her darbe, sembolün başlangıcına karşılık gelen zaman doenindeki konumuna göre bir veya daha fazla bilgi bitini temsil eder. K_b " bilgi biti için " $M_d = 1, 2, \dots, M$ ", olası darbe konumu kodu sayısını ifade eder. M seviyeli PPM M -PPM sinyal için, koşulsuz BER denklemi (Ermolova & Haggman, 2004; Elganimi, 2013) aşağıdaki denklem (14)'de gösterilmiştir:

$$BER_{M-PPM} = Q \left(\sqrt{\frac{SNR \frac{M}{2} \log_2 M}{2}} \right) \quad (14)$$

1.4.4. Darbe Genlik Modülasyonu (PAM)

VLC ve diğer optik iletişim sistemlerinde yaygın olarak kullanılan basit bir modülasyon yöntemidir (Stepniak vd., 2015; Barros vd., 2012). İki seviyeli PAM'in özel bir hali olarak da görülebilen OOK, IEEE 802.15.7 standardında kabul görmüştür (IEEE, 2011).

Son zamanlarda, *gigabit/saniye*'lik VLC iletimlerinde hem OOK hem de PAM'in kullanıldığı çalışmalar vardır (Fujimoto & Mochizuki, 2013; Fahs vd., 2016; Li vd., 2016).

Çok yollu haberleşme kanalları söz konusu olduğunda, semboller arası parazit (ISI) etkisini ortadan kaldırmak için PAM, frekans domeni eşitleme (SCFDE) (Nuwanpriya vd., 2015) yöntemi ile birlikte kullanılmıştır. Bunun yanı sıra, LED'lerin doğrusal olmayan davranışlarının haberleşme performansına olumsuz etkilerini azaltmak için çeşitli uygulama yöntemleri geliştirilmiştir. Örneğin, PAM tekniği birden fazla LED ile uygulanabilir ve her bir LED, açık-kapalı anahtarlama (OOK) ile modüle edilir.

İkili sinyal vektörü x , M ise modülasyon derecesini belirtmek üzere M-PAM işareti modülatöre verilir. VLC sistemlerinde yoğunluk modülasyonu (IM) tercih edildiğinden, iletilen dalga şekli pozitif olup doğru akım (DC) öngerilim değeri, tek kutuplu PAM dalga şekli oluşturmak için iki kutuplu PAM sinyaline eklenmelidir. Bu nedenle, çıkış sinyal vektörü $\tilde{x} = [\tilde{x}_0 \ \tilde{x}_1 \ \dots \ \tilde{x}_{L-1}]^T$ reel ve pozitif değerler alır. $0 \leq k < L$ için $\tilde{x}_k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ olarak ifade edilir. Burada L sinyalin blok uzunluğunu belirtir. Çoklu yol dağılımının sisteme olumsuz etkisini azaltmak için K_d elemanlı bir döngüsel ön-ek (CP) genellikle iletilen sinyal vektörüne $\tilde{x}$ eklenir. K_d ise burada haberleşme sistemindeki çok yollu kanaldaki maksimum tap sayısına eşit veya daha büyük olan bir katsayıyı ifade eder. CP'nin iletilen sinyal vektörüne $\tilde{x}$ eklenmesinin ardından, oluşturulan dalga şekli daha sonra dijital-analog dönüştürücüye (DAC) gönderilir ve $x(t)$ işareti elde edilir, bu da LED'leri sürmek ve havaya yayılan optik sinyali oluşturmak için kullanılır.

Tek kutuplu bir PAM sisteminde, iletilen $x(t)$ sinyali aşağıdaki denklem (15) ile ifade edilebilir:

$$x(t) = s_m p(t), \quad m = 0, \dots, M-1, \quad (15)$$

Burada, $p(t)$, T süresi boyunca mevcut olan şekillendirme darbesidir. s_m , takımyıldızı noktalarını ifade eder ve bu, aşağıdaki denklem (16) ile gösterilmiştir:

$$s_m = m, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (16)$$

Burada M , modülasyon seviyesini (takımyıldızı nokta sayısını) ifade eder. Buradan, iletilen enerji aşağıda verilen denklem (17) ile hesaplanır:

$$\tau_m = \int_{-\infty}^{\infty} s_m^2 p^2(t) dt = m^2 \tau_p, \quad (17)$$

Burada τ_p , $p(t)$ 'nin enerjisini ifade eder. Buradan PAM sinyalinin ortalama enerjisi aşağıdaki denklem (18) ile hesaplanır:

$$\tau_{av} = \frac{\tau_p}{M} \sum_{m=0}^{M-1} m^2 = \frac{\tau_p}{6} (M-1)(2M-1) \quad (18)$$

Bit başına ortalama elektrik enerjisi $E_{b(\text{elekt,av})}$ aşağıdaki denklem (19) ile hesaplanır:

$$E_{b(\text{elekt,av})} = \frac{\tau_p}{6 \log_2 M} (M-1)(2M-1) \quad (19)$$

PAM takım yıldızının tasarımında gri haritalama (gray mapping) kullanıldığında, farklı takımyıldız noktaları arasındaki minimum öklid mesafesi aşağıdaki denklem (20) ile hesaplanır:

$$d_{\min} = \sqrt{\frac{6E_{b(\text{elekt,av})} \log_2 M}{(M-1)(2M-1)}}. \quad (20)$$

Buradan, direkt-görüş (LOS) kanalındaki tek kutuplu PAM sistemlerinin BER'i aşağıdaki denklem (21) ile hesaplanır (Nuwanpriya vd.,2015).

$$\begin{aligned} P_{\text{LOS}}^{M-\text{PAM}} &\approx \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\frac{d_{\min}}{\sqrt{2N_0}}\right) \\ &= \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_{av} \log_2 M}{(M-1)(2M-1)}}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

PAM takım yıldızının tasarımında gri haritalama kullanıldığında, farklı takımyıldız noktaları arasındaki minimum öklid mesafesi aşağıdaki denklem (22) şu şekilde verilir:

$$d_{\min} = \sqrt{\frac{6E_{b(\text{elekt,av})} \log_2 M}{(M-1)(2M-1)}}. \quad (22)$$

Bu nedenle, LOS kanalındaki tek kutuplu PAM sistemlerinin BER'i aşağıdaki denklem (23) ile şu şekilde hesaplanabilir (Nuwanpriya vd.,2015):

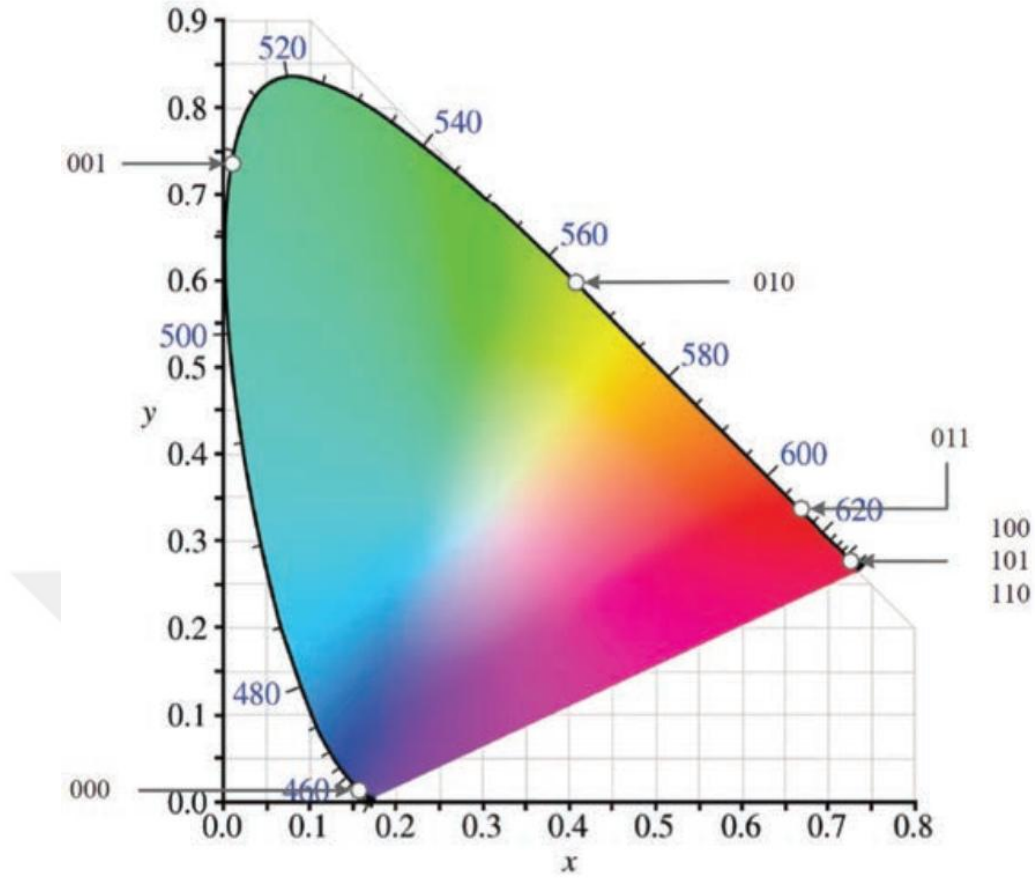
$$\begin{aligned}
P_{\text{LOS}}^{M\text{-PAM}} &\approx \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\frac{d_{\min}}{\sqrt{2N_0}}\right) \\
&= \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_{\text{av}} \log_2 M}{(M-1)(2M-1)}}\right),
\end{aligned} \tag{23}$$

Burada $\gamma_{\text{av}} = \frac{E_{\text{b(elekt,av)}}}{N_0}$ 'dır ve bit başına ortalama elektrik enerjisinin gürültü gücüne oranı olarak ifade edilir (Denklem (23)'de γ_{av} aynı zamanda SNR olarak da ifade edilebilir.). $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ fonksiyonu ise , sıfır ortalamaya ve birim varyansa sahip Gauss dağılımının standart kuyruk olasılık fonksiyonunu temsil eder.

1.4.5. Renk Kaydırmalı Anahtarlama (CSK)

Görünür ışık haberleşmesi için literatürde mevcut olan modülasyon yöntemlerinin düşük veri hızı ve sınırlı karartma (dimming) desteği gibi sorunların üstesinden gelmek için, IEEE 802.15.7 standardı özellikle görünür ışık iletişimi için tasarlanmış Renk Kaydırmalı Anahtarlama (CSK) modülasyonunu önermiştir (Berman vd., 1991). CSK, son birkaç yılda araştırmacıların giderek artan ilgisini çekmektedir (Mesleh vd., 2012; Burchardt vd., 2014; Elgala vd., 2009). Beyaz ışık üretmek için mavi LED ve sarı fosfor kullanılması, LED'lerin hızlı anahtarlama özelliğini yavaşlatır ve yüksek veri hızı iletişimini engeller (Dahri vd., 2018). Mavi LED ve sarı fosfor kullanılarak beyaz ışık üretimi, LED'in hızlı anahtarlama yeteneğini yavaşlatır ve yüksek veri hızı iletişimini engeller. Son yıllarda giderek popülerleşen alternatif bir beyaz ışık üretim yöntemi ise üç ayrı LED (Kırmızı, Yeşil ve Mavi -RGB) kullanmaktır. RGB LED'li bu birleşik kaynak genellikle TriLED (TLED) olarak adlandırılır. CSK modülasyonu, TLED kaynağındaki üç rengin yoğunluğunu kullanarak sinyali modüle eder (Singh vd., 2014). Bunun dışında, RGB LED'ler kullanılarak beyaz ışık üretmek daha verimlidir. CSK modülasyonu ise bu RGB LED kaynağındaki üç birbirinden farklı rengin yoğunluğunu kullanarak sinyali modüle eder (Jain vd., 2019; Mejia & Georgiades, 2019; Srivastava, 2020).

Aşağıdaki Şekil 3'te CIE 1931 standardı tarafından tanımlanan renk uzayı kromatiklik şeması verilmiştir. Şekil 3'te yedi renk kodu (000, 001, 010, 011, 100, 101, 110), görünür ışık spektrumu bölen yedi frekans bandın merkezlerine karşılık gelmektedir. Şekil 3'te insan gözüyle algılanabilen tüm olası renkler, x ve y olmak üzere iki farklı renklilik parametresine eşleştirme yapılarak gösterilmiştir.



Şekil 3. CIE 1931 standardı tarafından tanımlanan renk uzayı kromatiklik şeması

Şekil 3'te CIE 1931 tarafından verilen (x, y) renk koordinatları, burada x ve y renklilik değerleridir. Dış eğri, nanometre (nm) cinsinden gösterilen dalga boylarına sahip spektral konumu ifade eder. Üç basamaklı değerler, IEEE 802.15.7 standardında tanımlanan yedi bandın merkez dalga boyunu ifade eder.

Tablo 1. CSK yedi band renk kodu, merkez ve kromatik koordinatlar

Bant Aralığı (nm)	Renk Kodu	Merkez (nm)	Koordinatı (x,y)
380 – 478	000	429	(0.169,0.007)
478 – 540	001	509	(0.011,0.733)
540 – 588	010	564	(0.402,0.597)
588 – 633	011	611	(0.669,0.331)
633 – 679	100	656	(0.729,0.271)
679 – 726	101	703	(0,734,0.265)
726 – 780	110	753	(0.734,0.265)

VLC sistemleri için bahsedilen modülasyon türlerinde birçok farklı çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalar incelendiğinde BER, SNR ve veri oranlarına göre birbirleri ile karşılaştırıldığında yukarıdaki Tablo 1 oluşturulmuştur.

1.5. Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (OFDM)'ya Genel Bakış

Tek taşıyıcı sistemler, yüksek veri hızlarında spektral olarak etkisizdirler. Tek taşıyıcı sistemlerde yüksek bant genişlikleri, yüksek veri hızını desteklemek için kullanılır. Bu artan bant genişliği, bit aralığını veya sembol aralığını azaltır. Dolayısıyla bu sistem, gürültü ve diğer bozulmalar açısından daha duyarlı hale gelir. Diğer yandan, çok taşıyıcılı sistemde, sistem için gerekli veri hızı birden fazla alt taşıyıcı arasında bölüşülür. Çok taşıyıcılı

sistemde, her bir alt taşıyıcı, veriyi daha düşük hızda taşıdığı için sembol süresi daha uzundur. Bu, sistemi gürültü ve diğer bozulmalara karşı daha bağımsız hale getirir. Dikgen Frekans Bölme Çoklu Çoğullama (OFDM), paralel veri iletimi için birden çok dikgen alt taşıyıcı kullanır ve bu nedenle çok taşıyıcılı bir modülasyon tekniği olarak adlandırılır. Bu alt taşıyıcılar arasındaki dikgenlik (ortogonallik), semboller arası girişim (ISI) olmadığından emin olur. Frekans bölmeli çoğullamanın (FDM) aksine, taşıyıcılar arası girişimi (ICI) azaltmak için alt taşıyıcılar arasında koruma frekans bandı gerektirmez. Çok yollu sönümlemeli haberleşme kanal ortamında, kullanıcının verisini yüksek iletim hızlarıyla taşıma kapasitesine sahip olması nedeniyle, OFDM, gelecek nesil kablosuz ağlar için umut vadeden tekniklerden biri haline gelmiştir. OFDM, yüksek spektral verimlilik, frekans seçici sönümleme haberleşme kanal durumuna karşı dayanıklılık (düz sönümleme kanal ortamı), uygulama kolaylığı (azaltılmış donanım karmaşıklığı) ve basit eşitleme (equalization) teknikleri sunar. Son yıllarda OFDM, kablosuz veya kablosuz birçok geniş bant iletişim uygulamasında kullanılmaktadır. Birden fazla anten kullanımı da yıllarda cazip bir teknik haline gelmiştir. Birçok yeni kablosuz haberleşme sistemleri, protokollerinde çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO) teknolojisini kullanmaktadır. MIMO'nun kullanılması spektral verimliliği artırır. OFDM ile MIMO beraber kullanıldığında haberleşme sisteminin performansı, spektral verimlilik, kapasite, güvenilirlik ve hizmet kalitesi (QoS) açısından iyileşebilir (Prasad vd., 2022; Farhang vd., 2020; Hong vd., 2016).

OFDM'nin en önemli avantajları ve dezavantajlarından en önemlileri aşağıdadır:

OFDM Avantajları

1. Frekans spektrumunda örtüşmeye izin vererek spektrumu verimli bir şekilde kullanılmasını sağlar.
2. Döngüsel ön-ekleme kullanarak ISI etkisini ortadan kaldırır.
3. Uygun kanal kodlama ve boşluklar kullanarak kanalın frekans seçiciliğinden kaynaklı kaybolan semboller kurtarılabilir.
4. Kanal denkleştirici, tek taşıyıcılı sistemlerde adaptif denkleştirme teknikleri kullanarak daha basit hale gelir.
5. Tek taşıyıcılı sistemlere kıyasla örnekleme zamanlama kaymasına daha az duyarlıdır.
6. Ortak kanal girişime ve ani parazitik gürültüye karşı iyi koruma sağlar.
7. Kanalı, dar bantlı düz, sönümlü alt kanallara bölerek tek taşıyıcılı sistemlere göre frekans seçimli sönümlemeye karşı daha fazla dirençlidir.

8. Modülasyon ve demodülasyon fonksiyonlarını sağlamak için FFT teknikleri kullanılarak dikkate değer bir az karmaşıklıkta maksimum olasılıklı kod çözmeye olanak tanır.
9. Maksimum olabilirlik çözümlemesi, makul bir karmaşıklıkla kullanılabilir.
10. OFDM’de modülasyon ve demodülasyon işlevlerinin uygulaması için FFT tekniklerini kullanılır ve bunun sonucunda hesaplama verimliliği oldukça tatmin edici şekilde artar.

OFDM Dezavantajları

1. OFDM sinyali, çok geniş bir dinamik aralığa sahip genlik benzeri bir gürültü içerir,
2. Tek taşıyıcılı sistemlere kıyasla taşıyıcı frekans kayması ve faz gürültüsüne karşı daha fazla duyarlıdır.
3. OFDM göreceli olarak büyük tepe güç-ortalama güç oranına (PAPR) sahiptir. Bu da RF kuvvetlendiricisinin güç etkinliğini azaltır ve güç yükselteçlerinin dinamik aralıklarının yüksek olması gerekir.
4. Koruma aralığı kullanımı band genişliği verimliliğinin ve SNR’nin düşmesine sebep olur.
5. OFDM işaretindeki darbenin tam dikgen olmaması, semboller arası girişime ve frekans hatalarına neden olur,

Tablo 2. VLC modülasyon karşılaştırmaları

Modülasyon Türü	BER	SNR (dB)	Veri Oranı (bps)
PWM	Düşük	Yüksek	Orta-Yüksek
PPM	Düşük	Yüksek	Orta-Yüksek
OOK	Orta	Orta	Yüksek
OFDM	Çok Düşük	Yüksek	Yüksek
CSK	Düşük	Yüksek	Orta-Yüksek

Yukarıdaki Tablo 2’de (Elgala vd., 2009; Wang vd., 2012) görünür ışık iletişiminde kullanılan OOK, PPM, PWM, OFDM ve CSK modülasyonları için BER (Bit Hata Oranı), SNR (Sinyal-Gürültü Oranı) ve veri oranı gibi haberleşme sistem kalitesini etkileyen karakteristiklerine ilişkin performanslar: çok düşük, düşük, orta, orta-yüksek ve yüksek

olacak şekilde sınıflandırılmıştır. Bu tablo incelendiğinde, en kötü performansı gösteren OOK, orta düzeyde bir BER ve SNR'ye sahipken, en iyi performansı gösteren OFDM, düşük BER ve yüksek SNR sağlayarak daha yüksek bir veri oranına izin verdiği açıkça görülmektedir.

1.6. Görünür Işıktaki Kullanılan Çok Taşıyıcılı Modülasyonlar

Radyo frekansı (RF) haberleşmesinde veri iletiminin aksine, VLC genellikle optik OFDM (O-OFDM) sinyallerinin doğrudan yayılan görünür ışığın parlaklığına modüle edildiği yoğunluk modülasyonu ve doğrudan algılamayı (IM/DD) benimser. IM/DD şemasında, O-OFDM sinyallerinin genliği gerçek ve pozitif değerli olmak gibi kısıtlamalara sahiptir. Geleneksel RF-OFDM şeması yoğunluk modülasyonu için uygun olmadığından, VLC'deki belirli sinyal kısıtlamalarını aşmak için DC öngerilimlemeli (eklemeli) (DC-biased optical OFDM (DCO-OFDM)) (Kepezkaya, & Özen,2023), asimetrik olarak kırılmış optik OFDM (ACO-OFDM) (Liu vd., 2023), darbe genliği modülasyonlu ayırık çok tonlu (pulse-amplitude-modulated discrete multitone (PAM-DMT)) (Geng vd., 2023) ve tek kutuplu OFDM (U-OFDM) (Al-Musawi & Al-Musawi, 2023) gibi çeşitli O-OFDM şemaları önerilmiştir.

O-OFDM'nin zaman domenindeki sinyali, birbirine dik (dikgen) çok sayıda harmonik bileşenin toplamıdır. O-OFDM sinyallerinin zaman domenindeki tepe gücü, ortalama güçten çok daha yüksektir, bu da O-OFDM sinyallerinin genliğinin ışık yayan diyotun (LED) dinamik bölgesini aşma olasılığını artırır. Bu doğal yüksek tepe güç-ortalama güç oranı (PAPR) sorunu, ciddi doğrusal olmayan bozulmaya neden olur ve VLC sistemlerinin haberleşme performansını olumsuz yönde etkiler. O-OFDM haberleşmesi için performans geliştirme konusunda son zamanlarda çok sayıda çalışmalar yapılmaktadır (Ohuchi, 2019; Chen vd., 2020; Muller vd., 2022).

Literatürdeki optik haberleşme sistemleri ile ilgili yapılan çalışmalarda, doğru akım (DC) öngeriliminin ve ölçekleme faktörünün optimizasyonu, LED'in karakteristiğinden kaynaklı doğrusal olmayan etkisinin azaltılması ve PAPR düşürülmesi dahil olmak üzere üç ana perspektife odaklandığı görülmektedir.

Güç ve spektral verimlilik, VLC uygulamalarında kullanılan O-OFDM şemaları için bir diğer önemli konudur. Mevcut O-OFDM şemaları, gerçek değerli ve negatif olmayan kısıtlamaları aşmak için ya sinyale ek bir DC öngerilimleme değerli eklemeyi gerektirir ya

da alt taşıyıcıların bir kısmı feda edilir. Dolayısıyla, bu geleneksel O-OFDM şemaları, önemli ölçüde spektral veya güç verimliliğinde azalma sorunu ile karşı karşıya kalır. Son yıllarda yapılan çalışmalarda, O-OFDM'nin spektral ve güç verimliliğini artırmak için birçok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden öne çıkanlar hibrit O-OFDM yöntemleridir (Zhang vd., 2021). Güç ve spektral verimli hibrit O-OFDM yöntemlerinden son yıllarda öne çıkanlara örnek olarak geliştirilmiş U (tek kutuplu)-OFDM (eU-OFDM), hibrit asimetrik kırılmış Optik OFDM (HACO), asimetrik olarak kırılmış DC öngerilimli Optik-OFDM (ADO-OFDM) ve katmanlı ACO-OFDM (LACO-OFDM) verilebilir.

VLC uygulamalarında, bilgi iletiminin yanı sıra aydınlatma işlevi de dikkate alınmalıdır. Karartma kontrolü, aydınlatmanın parlaklığını ayarlamak ve günlük senaryolarda farklı aydınlatma gereksinimlerini karşılamak için kullanılır. Karartma kontrolünü desteklemek için, O-OFDM kullanıcının talebi üzerine aydınlatma kısıtlamaları altında çalışabilmelidir. Bu yöntemlere örnek olarak darbe genişlik modülasyonu (PWM) (Wang vd., 2012), ters polarite optik OFDM (RPO-OFDM) (Elgala & Little, 2013) ve asimetrik hibrit optik OFDM (AHO-OFDM) (Wang vd., 2015) verilebilir.

1.6.1. Doğru Akım Eklemeli Optik OFDM (DCO-OFDM)

Literatürde, DCO-OFDM, O-OFDM'nin en eski varyantı(türü) olarak bildirilmiştir. Bu teknik, tek kutuplu veya negatif olmayan değerli bir sinyal üretmek için iki kutuplu sinyale yeterli miktarda DC öngerilim eklenmesini içerir. Geleneksel bir DCO-OFDM sistemi aşağıdaki Şekil 4'te gösterilmiştir. Aşağıdaki Şekil 4'te gösterildiği gibi, gelen yüksek hızlı veri akışı M-PSK, M-QAM ve M-PAM sembollerine kodlanmaktadır. Burada $M = 2, 4, 8, 16, 32, 64, 256$ ve 1024 arasında değişen modülasyon derecesini ifade etmektedir. İletilen verilerin mükemmel bir şekilde alınmasını sağlamak için kanalın tahmin edilmesi ve izlenmesi büyük bir gerekliliktir. Bu nedenle, pilot semboller tarak tipi pilot düzenlemeye dayalı olarak yerleştirilir (Biyyam & Bhuma, 2018). Ayrıca, bu sembol akışı bir seri paralel (S/P) dönüştürücü yardımıyla çok sayıda düşük hızlı veri setine bölünür.

Buna göre, ortaya çıkan sinyal aşağıdaki denklem (24) şu şekilde ifade edilebilir

$$X[k] = X[mN_f + l] = \begin{cases} x_p[m], l = 0 \\ \text{Data}, l = 1, 2, 3, \dots, N_f - 1 \end{cases} \quad (24)$$

Denklem (24)'den N_f pilot sembol ekleme frekansını, N toplam alt taşıyıcı sayısını, $m = 0, 1, 2, \dots, N_p - 1$, N_p ise $N_p = \frac{N}{N_f}$ olarak elde edilebilecek pilot alt taşıyıcı sayısını ve $X[k]$ veri sembollerinin frekans domenindeki gösterimini ifade eder.

Frekans domenindeki giriş sinyalinin zaman domenindeki karşılığını elde etmek için, giriş sinyali IFFT dönüşümü bloğuna giriş olarak uygulanır. IFFT çıkışında sinyal zaman domeninde olur. Giriş sinyalinin karmaşık sinyal olması durumunda, IFFT'nin çıkışının kesinlikle karmaşık değerli bir sinyal olacağı açıktır. Dolayısıyla, bu durum IFFT modülüne girişin Hermityan (hermit) simetri kriterlerini karşılayacak şekilde sınırlandırılmasını gerektirmektedir. Hermityan Simetri kriterlerine göre, toplam N sayıda alt taşıyıcı varsa, veri iletimi için sadece $N/2$ kullanılacaktır ve kalan yarısı öncekilerin ters çevrilmiş karmaşık eşlenik versiyonları olacaktır. Matematiksel olarak ise aşağıdaki denklem (25) ile şu şekilde gösterilebilir:

$$X[N - k] = X^*[k], k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} \quad (25)$$

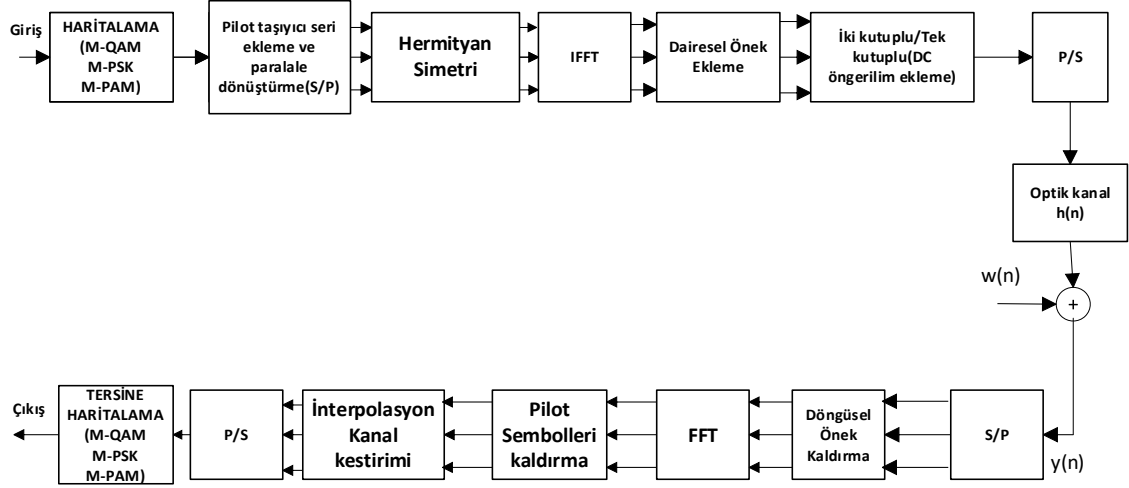
Çıkış sinyalinin herhangi bir sanal bileşen içermemesi için ilk ve orta alt taşıyıcılar 0'a setlenir. Bu durum aşağıdaki denklem (26)'de gösterilmiştir:

$$X[0] = X\left[\frac{N}{2}\right] = 0 \quad (26)$$

Bu nedenle, IFFT modülünün girişi, aşağıdaki denklem (27) ile ifade edildiği gibi gösterime sahiptir.

$$X = [0, X_1, X_2, X_3, \dots, X_{N/2-1}, 0, X_{N/2-1}^*, \dots, X_2^*, X_1^*]^T \quad (27)$$

Aşağıdaki Şekil 4'te hermityan simetriye sahip genel bir DCO-OFDM blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 4. DCO-OFDM kanal kestirimi blok diyagramı

Denklem (27)'den görülebileceği gibi, hermityan simetri kurallarına göre, alt taşıyıcıların sadece ilk yarısının veri taşıdığı, ikinci yarısının ise ilk yarının karmaşık eşleniklerinin ters çevrildiği, yani N alt taşıyıcıdan sadece $N/2$ 'sinin veri taşımak için kullanıldığı açıktır. IFFT'nin çıkışındaki ayrık zamanlı sinyal aşağıdaki denklem (28)'de şu şekilde ifade edilebilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \quad (28)$$

Burada denklem (28), aşağıdaki denklem (29)'daki ayrık zaman sinyalinin elde etmek için denklem (25) ve (26)'da belirtilen kısıtlamalar dahil edilerek çözülebilir ve aşağıdaki denklem (29)'daki gibi elde edilebilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[X[0] e^{j \frac{2\pi n (0)}{N}} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} X[k] e^{j \frac{2\pi n k}{N}} + X\left[\frac{N}{2}\right] e^{j \frac{2\pi n (\frac{N}{2})}{N}} + \sum_{k=\frac{N}{2}+1}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \right] \quad (29)$$

Denklem (26), denklem (29)'da yerine koyulursa, aşağıdaki denklem (30) elde edilebilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} X[k] e^{j \frac{2\pi n k}{N}} + \sum_{k=\frac{N}{2}+1}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \right] \quad (30)$$

Denklem (30)'da $N - k' = k$ olarak alınarak ve ayırık toplayıcıdaki sınırları değiştirilerek yeniden düzenleme yapılırsa aşağıdaki denklem (31) elde edilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k'=1}^{\frac{N}{2}-1} X[N - k'] e^{-\frac{j2\pi n[N-k']}{N}} \right] \quad (31)$$

Denklem (25)'i denklem (31)'de yerine koyarak bir düzenleme yapılırsa aşağıdaki denklem (32) elde edilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} X^*[k] e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \right] \quad (32)$$

Ayrıca denklem (32), Euler'in, $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$ ve $e^{-j\theta} = \cos \theta - j \sin \theta$ şekilde olan özdeşlikleri ile aşağıdaki denklem (33)'de gösterildiği gibi ayrıştırılabilir:

$$x(n) = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} (X[k] + X^*[k]) \cos \left(\frac{2\pi nk}{N} \right) \right] + j \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} (X[k] - X^*[k]) \sin \left(\frac{2\pi nk}{N} \right) \right] \quad (33)$$

Reel bileşen $x_{RC}[t] = \frac{x[t] + x^*[t]}{2}$ ve sanal bileşen $x_{IC}[t] = \frac{x[t] - x^*[t]}{2j}$ denklem (33)'de yerine koyulursa denklem aşağıdaki denklem (34)'e indirgenir:

$$x[n] = \frac{2}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} X_{RC}[k] \cos \left(\frac{2\pi nk}{N} \right) - \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} X_{IC}[k] \sin \left(\frac{2\pi nk}{N} \right) \right] \quad (34)$$

Burada $x_{RC}[k]$ ve $x_{IC}[k]$, $X[k]$ 'nin reel ve sanal bileşenlerini temsil eder.

Ayrıca, denklem (34)'ten, Hermityan simetri kriterlerinin uygulanmasıyla gerçek değerli bir sinyale ulaşıldığı açıkça görülmektedir. ISI'nın etkilerini bastırmak için belirli bir miktarda döngüsel ön-ek/koruma aralığı eklenir. Eklenen döngüsel ön-ek ayırık zaman domenindeki sinyal matematiksel olarak aşağıdaki denklem (35) ile ifade edilebilir:

$$x_{cp}[n] = x_g[n] = \begin{cases} x[N + n], & n = N_g, N_g - 1, \dots, 1 \\ x[n], & n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (35)$$

Burada, N_g . koruma aralığındaki örnek sayısıdır. Bu paraleştirilmiş sinyal daha sonra kanal üzerinden iletim için bir seri sinyale dönüştürülür. Genel olarak, bu döngüsel ön-eklenen sinyal (yani, $x_{cp}[n]$) reel'dir ancak mutlaka tek kutuplu değildir. Buna göre, bu bipolar sinyalin pozitif (tek kutuplu) bir sinyale dönüştürülmesi için, bipolardan tek kutuplu dönüşüm tekniklerine başvurmayı gerektirir. İki kutuplu sinyali tek kutuplu sinyale dönüştürmek için DCO-OFDM'de belirli bir miktarda DC öngerilim eklenir. Negatif olmayan bir sinyali garanti etmek için, eklenecek gerekli DC öngerilim miktarı, iki kutuplu O-OFDM sinyalinin maksimum negatif genliğinin mutlak değerine eşittir.

Önemli avantajlar sunmasına rağmen, çok sayıda alt taşıyıcının üst üste binmesi nedeniyle ortaya çıkan yüksek tepeler OFDM'yi yüksek PAPR'a eğilimli hale getirmektedir. Sonuç olarak, bu yüksek PAPR, iletilecek sinyalde negatiflik olmamasını sağlamak amacıyla DC öngerilimleme değerinin artmasına neden olur. Özellikle, alt taşıyıcı sayısının büyük değerleri için, O-OFDM sinyal genliği yaklaşık bir Gauss dağılımı olarak düşünülebilir. Bu nedenle, fazla DC öngerilimleme (sapma) eklenmesini önlemek ve aynı zamanda gerekli optik güçte bir azalma elde etmek için, $x[n]$ gücüyle orantılı DC öngerilimlemesi (sapması) B_{DC} 'yi kullanmak çok önemlidir. DC öngerilimleme B_{DC} genellikle $x_{cp}[n]$ sinyalinin elektriksel gücüyle ilişkilidir ve aşağıdaki denklem (36) ile gösterilir:

$$B_{DC} = k \sqrt{E\{x_{cp}^2[n]\}} \quad (36)$$

Burada, k genel olarak oransal bir sabit olmak üzere kırpma faktörüdür ve $E\{\}$ beklenen değer operatörünü gösterir.

Eklenecek DC öngerilimleme miktarı B_{DC} , aşağıdaki (37) denklemi ile verilmektedir (Armstrong & Schmidt, 2008):

$$B_{DC}(\text{dB}) = 10 \log_{10}(k^2 + 1) \text{ dB} \quad (37)$$

Elde edilen ayrıklaştırılmış DC öngerilimleme eklenmiş sinyal aşağıdaki denklem (38) ile ifade edilebilir:

$$x_{DC}[n] = x_{cp}[n] + B_{DC} \quad (38)$$

Eklenen DC değerin aşırı olmasını önlemek için, negatif sinyalin tepe noktalarının kırılması gerekir. Bu nedenle, kırma gürültüsü adı verilen ve η_{clip} olarak ifade edilen bir gürültü ortaya çıkar (Armstrong & Schmidt, 2008). Bu nedenle, kırma gürültüsünün dahil edilmesinden sonra ortaya çıkan sinyal aşağıdaki denklem (39)'da gösterildiği gibidir:

$$x_{DC}[n] = x_{cp}[n] + B_{DC} + \eta_{clip} \quad (39)$$

Böylece, yukarıdaki analizden gerçek ve tek kutuplu bir sinyalin elde edildiği sonucu çıkarılabilir ve aşağıdaki denklem (40) ile gösterilebilir:

$$\begin{matrix} x[n] \\ \text{tek kutuplu} \end{matrix} = x_{DC}[n] = x_{cp}[n] + B_{DC} + \eta_{clip} \quad (40)$$

M -QAM modülasyonu kullanıldığı varsayıldığında, DCO-OFDM için spektral verimlilik aşağıdaki denklem (41) ile verilmektedir (Tsonev vd., 2013):

$$\eta_{DCO-OFDM} = \frac{(N/2-1)\log_2 M}{N+N_{CP}} \text{ bits/s/Hz} \quad (41)$$

Burada, DCO-OFDM'de eklenen dairesel ön-ek (CP) boyutu N_{CP} ile ifade edilmektedir. Burada, N taşıyıcı sayısı ve M modülasyon seviyesidir.

DCO-OFDM sistemlerinde M -QAM modülasyonu kullanıldığında BER denklemi aşağıdaki denklem (42)'de verildiği gibi olabilir (Mondal & Armstrong, 2012):

$$BER = \frac{4}{\log_2(M)} \times \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \times Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2(M)}{2(M-1)}} \times \frac{E_b}{N_0}\right) \quad (42)$$

Burada, M -QAM modülasyonunun seviyesini, E_b bit başına gelen enerjiyi, N_0 gürültü spektral yoğunluğunu (gürültü gücünü) ve Q ise tamamlayıcı hata fonksiyonunu temsil eder.

OFDM'nin PAPR'ı alt taşıyıcıların sayısının artmasıyla artar. Sonuç olarak, kırma gürültüsü, B_{DC} artırıldığında en aza indirilebilir. Bunun yanı sıra, 64, 256, 1024 ve 2048 PSK/PAM/QAM gibi daha yüksek modülasyon seviyelerinde kırma gürültüsünün küçük olması için eklenecek DC sapma B_{DC} miktarının büyük olması gerekir. Dikkat edilmesi gereken önemli bir nokta, DCO-OFDM'de IFFT'ye Hermityan Simetri kısıtlamasının uygulanması nedeniyle, N alt taşıyıcıdan yalnızca $N/2$ alt taşıyıcı veriyi

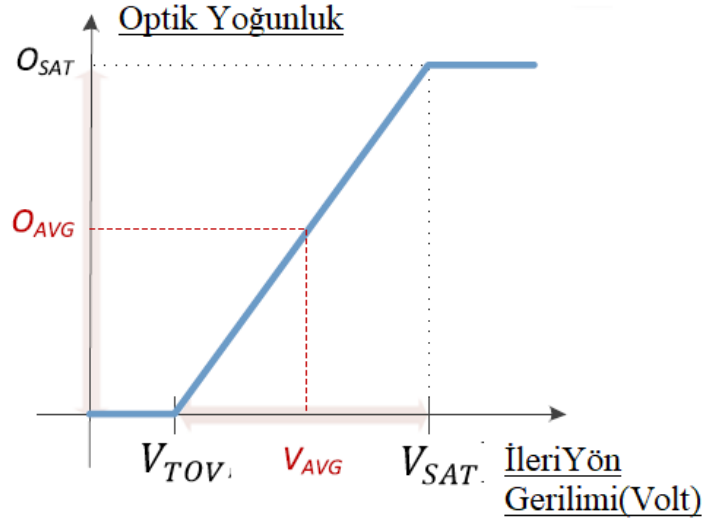
iletmek için kullanılır ve kalan yarısı öncekilerin ters çevrilmiş karmaşık eşlenikleridir. Sonuç olarak, denklem (36), optik güç ile OFDM sinyal genliği arasında bir orantı sınırlandırmasının mevcut olduğunu açıkça göstermektedir. Buna ek olarak, elektrik sinyali optik vericinin yoğunluğunu modüle eder, bu nedenle, bu gerekli optik gücün OFDM sinyal genliği ile orantılı olduğunu doğrular. Dolayısıyla, DCO-OFDM'nin DC öngerilim (bazen DC sapma olarak da ifade ediliyor) eklenmesi nedeniyle büyük bir güç verimsizliğine maruz kalabilir. Ancak literatürde, aydınlatma gereksinimlerini karşılamak için yüksek miktarda güç ihtiyacı olduğu ortaya çıkmıştır (Aly, 2016; İslim & Haas, 2016).

Alıcı tarafında ise, DCO-OFDM blok diyagramında gösterildiği gibi, alıcıda döngüsel ön ekin kaldırılması, zaman domeni sinyalini frekans domeni sinyaline dönüştürmek için FFT işleminin uygulanması ve ardından pilot tonların çıkarılmasını içeren ters işlemler gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, en küçük kare (LS) ve minimum ortalama kare hatası (MMSE) kanal tahmin algoritmaları kullanılarak kanal tahmin edilebilir ve ardından iletilen verileri başarılı bir şekilde tekrar geri elde etmek (recovery) için uygun demodülasyon teknikleri uygulanır.

Modülasyon seviyesi arttıkça gerekli DC-bias değeri de artmaktadır. Ayrıca, DCO-OFDM tekniğinde bütün alt taşıyıcılar bilgi taşımak için kullanılır ve kırpmadan dolayı oluşan gürültü bütün alt taşıyıcıların üzerine düşer. Eklenecek DC-bias değeri her modülasyon seviyesi için farklılık göstermesi DCO-OFDM yöntemin uygulanabilirliğini düşürmektedir. 13 dB'lık DC-bias değeri bütün modülasyon türleri için yeterli kabul edilebilir fakat bu harcanan güç miktarını artıracaktır. Ayrıca, DC öngerilim değerindeki artışın daha fazla SNR ile sonuçlanacağı açıktır.

1.6.2. LED Dinamik Bölgesi

VLC sistemi LED'in dinamik aralığı ile sınırlıdır. Aşağıdaki Şekil 5, doğrusallaştırılmış bir LED'in giriş-çıkış karakteristiğini gösterir. Bu şekil incelendiğinde LED'in sınırlı bir aralıkta $[V_{TOV}, V_{SAT}]$ lineer bir giriş-çıkış karakteristiği gösterdiği görülebilir. V_{SAT} ve V_{TOV} sırası ile LED'in doyum ve eşik gerilimini göstermektedir. O_{SAT} ise, LED doyum giriş gerilimi V_{SAT} 'taki çıkış optik gücünü gösterir. $DR = V_{SAT} - V_{TOV}$ değeri, LED'in dinamik aralığı olarak tanımlanır. LED'in aydınlatma seviyesinin, LED'in giriş ortalama gerilimi V_{AVG} 'de oluşan ortalama çıkış optik güç, ilişkili ortalama optik güç O_{AVG} tarafından belirlenir.



Şekil 5. İdeal LED'in giriş-çıkış karakteristiği

VLC sistemlerinde haberleşme ve aydınlatma birlikte gerçekleştirilir. LED'e uygulanan ortalama gerilimin, istenen aydınlatma seviyesini sağlayacak bir değerde olması gerekir. Bunun için iletilmek istenen işarete bir DC öngerilim eklenir (B_{DC}). Ayrıca LED'e uygulanan gerilimin LED'in eşik ve doyum gerilim değerlerinin arasında olması gerekir. Yani LED'in sinyalinin, LED'in kendi dinamik bölgesi kalarak çalışması gerekir. LED ile iletilen ışık sinyali zaman domeninde aşağıdaki denklemi (43)'de gösterildiği gibi ifade edilebilir:

$$y(t) = \alpha_s x(t) + V_{DC} \quad (43)$$

Yukarıdaki denklem (43)'te gösterilen α_s , LED'in dinamik bölgesi içerisinde $x(t)$ 'yi ölçeklendiren parametredir. B_{DC} , gerekli aydınlatma seviyesi O_{AVG} tarafından belirlenen optik çıkış $y(t)$ sinyalinin ortalama değerini ifade eder. B_{DC} ile ilgili öngerilimleme (sapma) oranı (BR) (Yu, 2014) adı verilen başka bir parametre kullanılabilir ve BR matematiksel olarak aşağıdaki denklem (44)'te olduğu gibi ifade edilebilir:

$$BR = \frac{V_{DC} - V_{TOV}}{DR} \quad (44)$$

DCO-OFDM sistemlerinde sapma oranı BR , $0 \leq BR \leq 0.5$ aralığında olduğu düşünülebilir, çünkü, $0.5 \leq BR \leq 1$ aralığındaki LED'in davranışıyla, $0 \leq BR \leq 0.5$ aralığındaki davranışı benzerdir.

Denklem (43)'te görüldüğü üzere $x(t)$ işareti α_s ile ölçeklenip ve B_{DC} kadar ötelendikten sonra elde edilen $y(t)$ işaretinin ortalaması B_{DC} , varyansı ise $\sigma_y^2 = \alpha^2 \sigma_x^2$ olur. $x(t)$ 'nin varyansı ise σ_x^2 olur.

Ölçek faktörü α_s , LED'in dinamik aralık kısıtlamalarını dikkate alacak şekilde seçilmelidir. Diğer taraftan düşük değerlerde α_s değerleri, LED'in dinamik aralığı açısından verimsiz bir tasarıma (şemaya) yol açacaktır ve düşük bir varyans σ_y^2 ile sonuçlanır. Öte yandan yüksek değerlerdeki α_s değerleri, kırılmış bir optik sinyal oluşmasına neden olabilir. Kırpma işlemi, sadece haberleşme sistem performansını kötüleştirmekle kalmaz aynı zamanda parlaklık kontrolünü de etkiler. Bu nedenle ölçeklendirme faktörü, giriş gücü geri çekilmesini (IBO) (Yu, 2014) kontrol etmek için kullanılır. IBO ne kadar düşükse, LED girişindeki sinyalin gücü o kadar yüksek olur, ancak sinyal kırılmasından kaynaklanan bozulma (distoriyon) da artabilir. IBO ifadesi aşağıdaki denklem (45)'de gösterilmiştir:

$$IBO = \frac{DR^2}{\alpha^2 \sigma_x^2}. \quad (45)$$

VLC sistemleri bilgi ve ışığı aynı anda iletir. Aydınlatma seviyesi, ortalama yayılan optik güç (O_{AVG}) ile verilir, fakat aynı zamanda matematiksel olarak aşağıdaki denklem (46) ile ifade edilen parlaklık faktörü BF (Yu, 2014) ile de ilişkilidir ve teorik olarak $BF \in [0, 1]$ 'dir. Burada parlaklık faktörü BF , aşağıdaki denklem (46)'da gösterilmiştir:

$$BF = \frac{O_{AVG}}{O_{SAT}} = \frac{V_{AVG} - V_{TOV}}{DR} \quad (46)$$

1.7. VLC OFDM Sisteminde Ölçekleme Katsayısının Belirlenmesi

Bir VLC OFDM sisteminde N adet sembolün (alt taşıyıcının) iletildiği varsayılırsa, iletilmek istenen N adet sembole ($X(n)$) IFFT uygulanması aşağıdaki denklem (47)'de gösterilmektedir:

$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{\frac{j2\pi nk}{N}}; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (47)$$

IFFT işlemi sonucu elde edilen $x(k)$ değerlerinin gerçel olabilmesi için $X(n)$ 'nin Hermityan simetrik olması gerekir. Aşağıdaki denklem (48)'de Hermityan simetriklik özelliği farklı bir formda gösterilmektedir:

$$X(0) = X\left(\frac{N}{2}\right) = 0 \text{ ve } X(m) = X^*(N - m); m = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (48)$$

Yukarıdaki denklemde $*$ operatörü eşlenik alma işlemini göstermektedir. VLC sistemlerinde haberleşme ve aydınlatma birlikte gerçekleştirilir. LED'e uygulanan ortalama gerilimin, istenen aydınlatma seviyesini sağlayacak bir değerde olması gerekir.

Doğrusal ölçekleme katsayısı α_s aşağıdaki denklem (49)'da olduğu gibi hesaplanabilir (Yu vd., 2013):

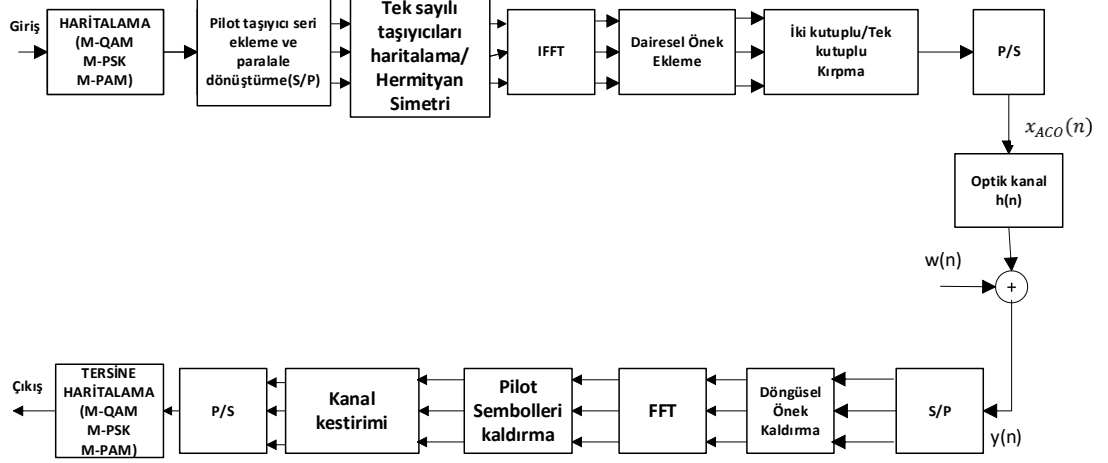
$$\alpha_s^+ = \min\left\{\frac{V_{Sat}-V_{DC}}{\max(x(k))}, \frac{V_{TOV}-V_{DC}}{\min(x(k))}\right\}; \alpha_s^- = \max\left\{\frac{V_{Sat}-V_{DC}}{\min(x(k))}, \frac{V_{TOV}-V_{DC}}{\max(x(k))}\right\}; \alpha_s = \begin{cases} \alpha_s^+, & |\alpha^+| \geq |\alpha^-| \text{ ise} \\ \alpha_s^-, & |\alpha^+| < |\alpha^-| \text{ ise} \end{cases}; k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (49)$$

Burada: α_s negatif olduğunda, en büyük mutlak değere sahip α_s, α_s^- olarak elde edilir. α_s pozitif olduğunda, en küçük mutlak değere sahip α_s, α_s^+ olarak elde edilir.

1.7.1. Asimetrik Kırpılmış Optik OFDM (ACO-OFDM)

O-OFDM yapısında IFFT sonrası oluşan çift kutuplu gerçel sembolleri tek kutuplu pozitif sembolere dönüştürmek için literatürde önerilen en yaygın yöntemlerden biri ACO-OFDM tekniğidir.

Aşağıdaki Şekil 6'da ACO-OFDM haberleşme sisteminin blok diyagramı gösterilmiştir (Vappangi & Vakamulla, 2018).



Şekil 6. ACO-OFDM kanal kestirim blok diyagramı

Temelde, DCO-OFDM'deki güç verimsizliği dezavantajının üstesinden gelmek için, ACO-OFDM metodolojisi pozitif değerli bir sinyal elde etmek için kullanılabilir. Ağırlıklı olarak tek kutuplu bir sinyal, DC öngerilim eklenmesine gerek kalmadan üretilebilir. DCO-OFDM metodolojisinin aksine, veri modülasyonu için alt taşıyıcıların güvenilir bir şekilde seçilmesiyle pozitif değerli bir sinyal elde edilir. Burada, sadece tek alt taşıyıcılar modüle edilirken ve Hermityan simetrisi ile atanırken, çift alt taşıyıcılara sıfır atanır. Böylece, ortaya çıkan sinyal aşağıdaki denklem (50) ile ifade edilebilir

$$X[N - k] = \begin{cases} X^*[k] & \text{tek} \\ 0 & k \text{ çift} \end{cases} \quad (50)$$

Bu nedenle, IFFT'ye giriş sinyali aşağıdaki denklem (51)'deki gibi olur

$$X = [0, X_1, 0, X_3, \dots, X_{N/4-1}, 0, X_{N/4-1}^*, 0, \dots, X_1^*]^T \quad (51)$$

Denklem (51)'den sadece tek alt taşıyıcıların modüle edildiği ve çift alt taşıyıcıların sifıra eşitlendiği açıkça görülmektedir. Dolayısıyla, N alt taşıyıcıdan sadece $\frac{N}{2}$ 'si kullanılır ve Hermityan Simetri kısıtlaması nedeniyle sadece $\frac{N}{4}$ veri taşımak içindir çünkü geri kalan $\frac{N}{4}$ öncekilerin ters çevrilmiş karmaşık eşlenik versiyonlarıdır. Bu nedenle, denklem (25), aşağıdaki denklem (52)'de gösterildiği gibi değiştirilebilir:

$$X\left[\frac{N}{2} - k\right] = X^*[k], k = 1, 2, \dots, \frac{N}{4} \quad (52)$$

Denklem (28) kullanılarak, IFFT'nin çıkışındaki ayırık zaman domeni sinyali aşağıdaki denklem (53) ile şu şekilde çözülebilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[X[0] e^{\frac{j2\pi n(0)}{N}} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{4}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + X\left[\frac{N}{4}\right] e^{\frac{j2\pi n(\frac{N}{4})}{N}} + \sum_{k=\frac{N}{4}+1}^{\frac{N}{2}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \right] \quad (53)$$

Denklem (53) daha sade hale getirilirse aşağıdaki denklem (54) elde edilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{4}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k=\frac{N}{4}+1}^{\frac{N}{2}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \right] \quad (54)$$

Denklem (54)'de $\frac{N}{2} - k' = k$ değişken dönüşümü yapılarak aşağıdaki denklem (55) elde edilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{4}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k'=\frac{N}{4}-1}^1 X\left[\frac{N}{2} - k'\right] e^{\frac{j2\pi (\frac{N}{2}-k')n}{N}} \right] \quad (55)$$

Denklem (55)'deki ayırık toplayıcının sınırlarının değiştirilmesiyle aşağıdaki denklem (56) elde edilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{4}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k'=1}^{\frac{N}{4}-1} X\left[\frac{N}{2} - k'\right] e^{\frac{-j2\pi (\frac{N}{2}-k')n}{N}} \right] \quad (56)$$

Denklem (56)'da denklem (52) yerine koyulup yeniden düzenlenme yapılırsa aşağıdaki denklem (57) elde edilebilir

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{4}-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{4}-1} X^*[k] e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \right]. \quad (57)$$

Euler eşitsizlikleri ve sinyal işleme özdeşliklerinden yararlanılarak denklem (57), aşağıdaki denklem (58)'de şu şekilde türetilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^{\frac{N}{4}-1} 2X_{RC}[k] \cos \left(\frac{2\pi nk}{N} \right) - \sum_{k=1}^{\frac{N}{4}-1} 2X[k] \sin \left(\frac{2\pi nk}{N} \right) \right]. \quad (58)$$

Denklem (58), veri iletimi için yalnızca $\frac{N}{4}$ alt taşıyıcı kullanıldığından, gerçel değerli bir sinyalin daha düşük verim pahasına elde edildiğini ortaya koymaktadır. Ayrıca, bu sinyale dögüsel ön-ek eklenir ve ortaya çıkan $x_{cp}[n]$ sinyalinin pozitifliği, tüm negatif sapmanın sert bir şekilde kırılması ve ardından yalnızca pozitif sinyalin iletilmesi ile sağlanır. Bu işlem aşağıdaki denklem (59) ile şu şekilde gösterilebilir:

$$\begin{aligned} x[n] \\ \text{Tek kutuplu} \end{aligned} = x_{ACO}[n] = \begin{cases} x_{cp}[n], & x_{cp}[n] \geq 0 \\ 0, & x_{cp}[n] \leq 0 \end{cases} \quad (59)$$

Bu zaman domeni sinyalinin anti simetrik bir özelliğe sahip olduğunu göz önüne aldığımızda ilginç bir duruma işaret eder. Tek sayılı alt taşıyıcı modülasyonu kullanmanın ve çift sayılı alt taşıyıcıları kırpmanın ardındaki ana neden, kırpma gürültüsünün yalnızca çift alt taşıyıcılara düşmesini sağlamaktır. Anti simetrik özellik matematiksel olarak şu şekilde kanıtlanabilir: Ayrıklaştırılmış zaman domeni sinyali için denklem (28)'de gösterilen ifadeyi kullanarak aşağıdaki denklem (60) elde edilebilir:

$$x \left[n + \frac{N}{2} \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{-j2\pi(n+\frac{N}{2})k}{N}} \quad (60)$$

Denklem (60) daha fazla çözümlendiğinde aşağıdaki denklem (61)'deki ifadeye indirgenebilir:

$$x \left[n + \frac{N}{2} \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} e^{j\pi k}. \quad (61)$$

$e^{j\pi k} = (-1)^k$ olduğu bilindiğine göre, bu eşitlik, denklem (61)'de yerine koyulursa aşağıdaki denklem (62) elde edilir:

$$x \left[n + \frac{N}{2} \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} (-1)^k. \quad (62)$$

Burada, sadece tek alt taşıyıcılar kullanıldığından ve çift sayılı alt taşıyıcılar sıfıra eşitlendiğinden, sadece tek sayılı alt taşıyıcılar dikkate alınabilir. Bu nedenle, $(-1)^k = -1$ olur. Bu durum aşağıdaki (63) denklemi ile gösterilmiştir:

$$x\left[n + \frac{N}{2}\right] = -\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{-j2\pi nk}{N}}. \quad (63)$$

Daha sonra denklem (63)'den aşağıdaki denklem (64) elde edilebilir:

$$x\left[n + \frac{N}{2}\right] = -x[n] \quad (64)$$

M-QAM modülasyonu kullanıldığı varsayıldığında, ACO-OFDM için spektral verimlilik aşağıdaki denklem (65) ile verilmektedir (Zelalem vd., 2018)

$$\eta_{ACO-OFDM} = \frac{(N/4)\log_2 M}{N+N_{CP}} \text{ bits/s/Hz} \quad (65)$$

Burada, ACO-OFDM'de eklenen dairesel ön-ek (CP) boyutu N_{CP} ile ifade edilmektedir N taşıyıcı sayısını ve M ise modülasyon seviyesini ifade etmektedir.

M_{ACO} , QAM modülasyon seviyesi olmak üzere ACO-OFDM için BER performansı aşağıdaki denklem (66)'de şu şekilde formüle edilebilir (Mondal & Armstrong, 2012):

$$P_{b,ACO-OFDM} \approx \frac{4(\sqrt{M_{ACO}}-1)}{\sqrt{M_{ACO}}\log_2(M_{ACO})} Q\left(\sqrt{\frac{3}{M_{ACO}-1} \frac{E_s}{N_0}}\right), \quad (66)$$

Burada, E_s , ACO-OFDM sinyalinin sembol enerjisi ve N_0 ise gürültü gücüdür.

Bu yüzden, zaman domeni sinyalinin anti simetri özelliğine sahip olduğu sonucuna varılabilir. Negatif tepe noktaları kırpılmış olsa da, kırpılan her negatif tepe noktası için aynı mutlak değere sahip bir pozitif tepe noktası iletilecektir. Sonuç olarak, kırpma, bilgi kaybına yol açmaz. Bununla birlikte, ACO-OFDM'de kırpma gürültüsü ortaya çıkar.

Modülasyon seviyesi arttıkça, kırpma gürültüsünün baskınlığı nedeniyle, daha düşük bir hata tabanına ulaşmak zorlaşmaktadır. MMSE kanal kestirim algoritmasının, LS'nin gürültüye karşı daha hassas olması nedeniyle LS kanal kestiriminden daha iyi performans

gösterdiği açıktır. Bununla birlikte, MMSE'nin üstün performansı sadece alıcı tasarımının hesaplama karmaşıklığındaki artış pahasına elde edilmektedir.

1.7.2. Darbe Genlik Modülasyonu Ayrık Çok Ton Modülasyonu (PAM-DMT)

ACO-OFDM sisteminde veri taşımak için sadece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılırken çift alt taşıyıcılar sıfıra eşitlenir. ACO-OFDM sistemlerinde bir önceki bölümde yapılan matematiksel analizde görüldüğü gibi, IFFT'nin zaman domenini çıkartması, kırılan her negatif tepe için aynı mutlak değeri ileten bir pozitif tepe olacağı anlamına gelen bir antisimetri özelliğine sahiptir. ACO-OFDM sistemlerinde herhangi bir enerji verimliliği kaybı göstermese de veri iletimi için alt taşıyıcıların yalnızca $\frac{1}{4}$ 'ü kullanıldığından spektral olarak verimsizdir. Dahası, tek sayılı alt taşıyıcı eşleme kısıtlaması, ağırlıklı olarak bit tahsis algoritması kullanıldığında frekans seçici sönmüleme kanalı durumunda ACO-OFDM sisteminin genel performansında ciddi bir düşüşe neden olur. Sonuç olarak, sadece tek numaralı alt taşıyıcıları kullanma kısıtlamasının üstesinden gelmek ve sistem performansının kanalın frekans tepkisine en iyi şekilde uyum sağlamasını sağlamak için, ACO-OFDM sistemine bir alternatif, yani darbe genlik modülasyonu ayrık çoklu ton modülasyonu (PAM-DMT) yapılan bir çalışmada (Lee vd., 2009) önerilmiştir. Sanal sinyallerin Fourier özelliklerinden yararlanılarak, PAM-DMT ile tek kutuplu bir sinyal garanti edilmektedir. Sadece tek alt taşıyıcıların modüle edildiği ACO-OFDM'den farklı olarak, PAM-DMT'de, mevcut tüm alt taşıyıcıların sanal bileşenleri modüle edilirken, PAM-DMT'nin zaman domenini sinyali dalga biçiminde bir anti simetri sağlamak için gerçel bileşenler kapalı (devre dışına alınır.) tutulur. Son olarak, sıfırda asimetrik kırpma sağlanarak pozitif değerli bir sinyal elde edilir. Dolayısıyla, DC öngerilim gereksinimi olmayan ACO-OFDM sistemine benzer şekilde, pozitif değerli bir sinyal elde edilir. Ayrıca, tüm alt taşıyıcılar veri iletimi için kullanıldığından, spektral verimliliği artırır ve bit yükleme algoritması kanal frekans tepkisini uyarlamak için daha verimli bir şekilde kullanılabilir, böylece ACO-OFDM sisteminden daha iyi performans elde edilmesi kolaylaşır.

DCO-OFDM ve ACO-OFDM'ye benzer şekilde, PAM-DMT de gerçek sinyal iletimini gerçekleştirmek için Hermityan simetri kriterlerine dayanır. Alt taşıyıcıların gerçel değerleri sıfıra eşitlendiğinden, PAM-DMT, M-PAM gibi tek boyutlu eşleme şemasına dayanır. Genel olarak, IFFT modülünün girişi aşağıdaki denklem (67)'deki gibi ifade edilebilir:

$$X[k] = \begin{cases} 0, & k = 0, \frac{N}{2} \\ jS[k], & k = 1, 2, 3 \dots \frac{N}{2} - 1 \\ X^*[N - K] \Rightarrow -jS^*[N - k], & k = \frac{N}{2} + 1 \dots N - 1 \end{cases} \quad (67)$$

Denklem (67)'ye bakıldığında, $S[k]$ uygun verileri taşıyan sembolleri temsil etmektedir. Böylece, eşlenen PAM-DMT sembollerinin bu frekans domeni gösterimi dikkate alınarak ve IFFT modülünün zaman domeni çıktısı için ifadede yerine konularak aşağıdaki denklem (68)'de ifade edilen sonuç sinyali elde edilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} jS[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k=\frac{N}{2}+1}^{N-1} -jS^*[N - k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \right\} \quad (68)$$

Her iki ayrık toplayıcı terimindeki limit mertebelerini eşitlemek amacıyla değişken dönüşümünde bir değişiklik uygulandığında, sonuç ifadesi aşağıdaki denklem (69)'daki ifade elde edilir.

$$x[n] = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} jS[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} -jS^*[N - k] e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \right\}.. \quad (69)$$

Ayrıca, Hermityan Simetri kriterlerine göre, yukarıdaki denklemdeki ayrık toplama işlemindeki ikinci teriminde $S^*[N - k] = S[k]$ olması özelliğinden yararlanarak denklem (69), aşağıdaki denklem (70)'deki gibi indirgenebilir:

$$x[n] = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} jS[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} -jS[k] e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \right\}. \quad (70)$$

Euler eşitsizliklerinden biri olan $\cos[\theta] = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$ 'den yararlanarak, nihai PAM-DMT zaman domeni sinyal çıkışını elde etmek için denklem (70) yeniden düzenlenerek aşağıdaki denklem (71) elde edilebilir:

$$x[n] = \frac{-2}{N} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} S[k] \sin \left[\frac{2\pi nk}{N} \right]. \quad (71)$$

Böylece, denklem (71), herhangi bir karmaşık değer olmaksızın gerçel değerli bir sinyal elde edildiğini gösterir. Son olarak, denklem (71)'in negatif tepe noktası pozitif bir sinyal elde etmek için kırılır. ACO-OFDM'ye benzer şekilde, PAM-DMT de aşağıdaki denklem (72)'de gösterildiği gibi anti simetrik özelliğe sahiptir:

$$x[N - n] = \frac{-2}{N} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} S[k] \sin \left[\frac{2\pi(N-n)k}{N} \right].. \quad (72)$$

Denklem (72)'de sinüslü terim açılırsa aşağıdaki denklem (73) elde edilir:

$$x[N - n] = \frac{-2}{N} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} S[k] \sin \left[\frac{2\pi Nk}{N} - \frac{2\pi nk}{N} \right].. \quad (73)$$

İki terimin farkının sinüs fonksiyonu $\sin(A - B) = \sin(A)\cos(B) - \cos(A)\sin(B)$ trigonometrik özdeşliği kullanarak çözüldüğünde, denklem (73) ile gösterilen ifade aşağıdaki denklem (74)'ye dönüşür.

$$x[N - n] = -\frac{2}{N} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} S[k] \left[\sin [2\pi k] \cos \left[\frac{2\pi nk}{N} \right] - \cos [2\pi k] \sin \left[\frac{2\pi nk}{N} \right] \right] \quad (74)$$

π 'nin çift katlarında kosinüs fonksiyonunun değerinin 1 olması özelliği göz önüne alındığında denklem (74) aşağıdaki denklem (75)'e indirgenir:

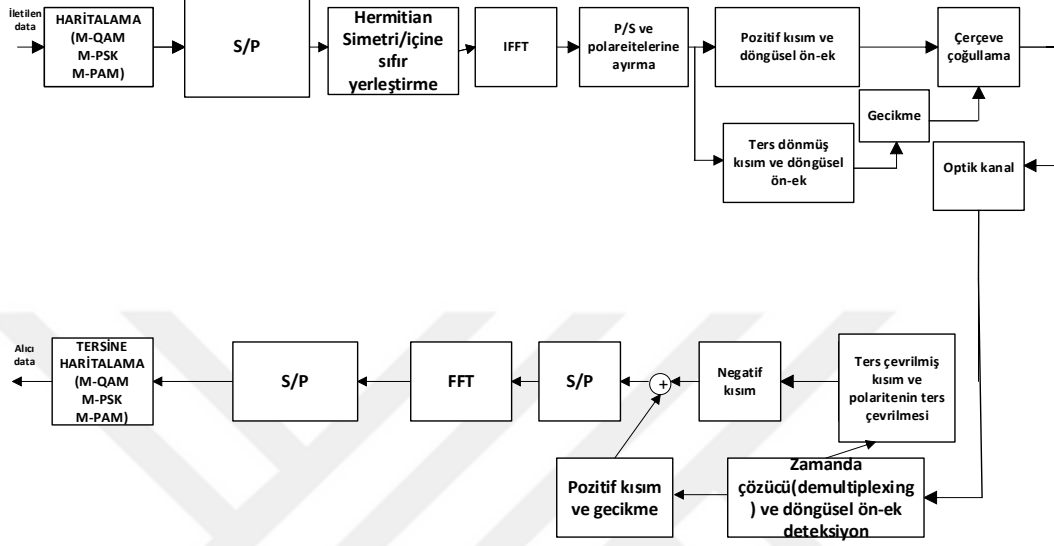
$$x[N - n] = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} S[k] \sin \left[\frac{2\pi nk}{N} \right] .. \quad (75)$$

Alıcı tarafta, alt taşıyıcıların sadece sanal bileşeni veri tespiti için dikkate alınır ve gerçel bileşenler kullanılmaz.

Denklem (75)'in sağ tarafı $x[n]$ zaman domeni sinyalini temsil eder. Dolayısıyla, açıkça $x[N - n] = -x[n]$ olduğu söylenebilir. Bu nedenle, bu, tüm negatif sapmanın kırılmasından sonra herhangi bir bilgi kaybına yol açmadığı anlamına gelir, çünkü çerçevenin pozitif kısmında aynı miktarda bilgi iletilir. Alıcı tarafta, alt taşıyıcıların sadece sanal bileşeni veri tespiti için dikkate alınır ve sinyalin gerçel bileşenleri geride bırakılır.

1.7.3. FLIP-OFDM

Aşağıdaki Şekil 7’de Flip-OFDM verici ve alıcı konfigürasyonları bir arada gösterilmiştir.



Şekil 7. Flip-OFDM verici ve alıcı konfigürasyonları (Eltoukhi vd., 2018)

O-OFDM'nin bir çeşidi olan FLIP-OFDM, ACO-OFDM sistemine alternatif olarak önerilmiştir (Fernando vd., 2011, Fernando vd., 2012). Sadece tek alt taşıyıcıların modüle edildiği ACO-OFDM sisteminin aksine, Flip-OFDM durumunda tüm alt taşıyıcılar modüle edilir ve gerçel sinyali elde etmek için Hermityan simetri kriterlerinden yararlanılır. Bununla birlikte, bu O-OFDM'de, zaman domeni sinyali, negatif değerli olmayan bir sinyal elde etmek için öngerilimleme gereksinimine dayanmadan belirli sinyal dönüşümlerine tabi tutulur. Flip-OFDM'de, ortaya çıkan iki kutuplu zaman domeni sinyali, aşağıdaki denklem (76)'da gösterilen pozitif ve negatif bileşenlerin bir kombinasyonu olarak kabul edilebilir

$$x[n] = x^+[n] + x^-[n] \quad (76)$$

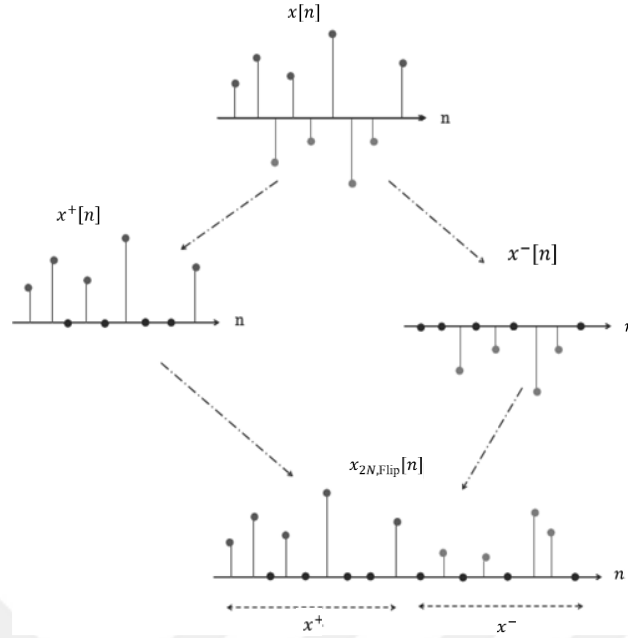
Denklem (76)'da gösterilen $x[n]$ 'nin negatif ve pozitif kısımları aşağıdaki denklem (77)'de gösterilmiştir:

$$\begin{aligned} x^+[n] &= \begin{cases} x[n], & x[n] \geq 0 \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \\ x^-[n] &= \begin{cases} x[n], & x[n] < 0 \\ 0, & \text{diğer} \end{cases} \end{aligned} \quad (77)$$

Flip-OFDM'deki iki kutuplu sinyali tek kutuplu sinyale dönüştürmek için, iki kutuplu sinyalin pozitif kısmı ilk OFDM çerçevesinde iletilirken, ters çevrilmiş negatif kısmı ikinci çerçevede aşağıdaki denklem (78)'de ifade edildiği gibi iletilir:

$$x_{2N,\text{Flip}}[n] = \begin{cases} x^+[n], & n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \\ -x^-[n-N], & n = N, \dots, 2N-1 \end{cases} \quad (78)$$

Tüm sinyal işleme mekanizması görsel olarak Şekil 8'de gösterildiği gibi temsil edilebilir. Bu şekilde, Flip-OFDM durumunda iki kutuplu sinyal tek kutupluya dönüştürülür ve alıcı tarafta, negatif çerçevede bulunan örneklerin pozitif çerçevede bulunan örneklerden çıkarılmasıyla iki kutuplu sinyal geri kazanılır. Fernando vd (2012) ile Godwin vd. (2016) yaptıkları çalışmalarda, hem ACO-OFDM hem de Flip-OFDM'nin spektral verimlilik, SNR ve BER açısından benzer bir performans sergilediğini göstermektedir. Ayrıca, N -noktalı IFFT ve FFT dönüşüm bloklarını kullanırken, Flip-OFDM ACO-OFDM'ye göre iki kat daha fazla veri bilgisinin dönüşümüne izin vermektedir. Böylece, ACO-OFDM ile karşılaştırıldığında, bir Flip-OFDM sistemi alıcının donanım karmaşıklığını %50 oranında önemli ölçüde azaltır. Hermityan simetri kriteri Flip-OFDM'de gerçek değerli bir sinyal üretmek için gereklidir, bu sadece hesaplama karmaşıklığını artırmakla kalmaz, aynı zamanda güç tüketimini de artırır, çünkü N sayıda frekans domeni sembolünü modüle etmek için iletim noktalarının boyutunun iki katına çıkarılması gerekir. Flip-OFDM'nin ikinci büyük dezavantajı, yalnızca ACO-OFDM sinyallerinin üretilmesini kolaylaştırması ve DCO-OFDM metodolojisi kullanılarak üretilen diğer güç verimine sahip teknikler için uygulanamamasıdır.



Şekil 8. Flip-OFDM'nin sinyal işleme konsepti

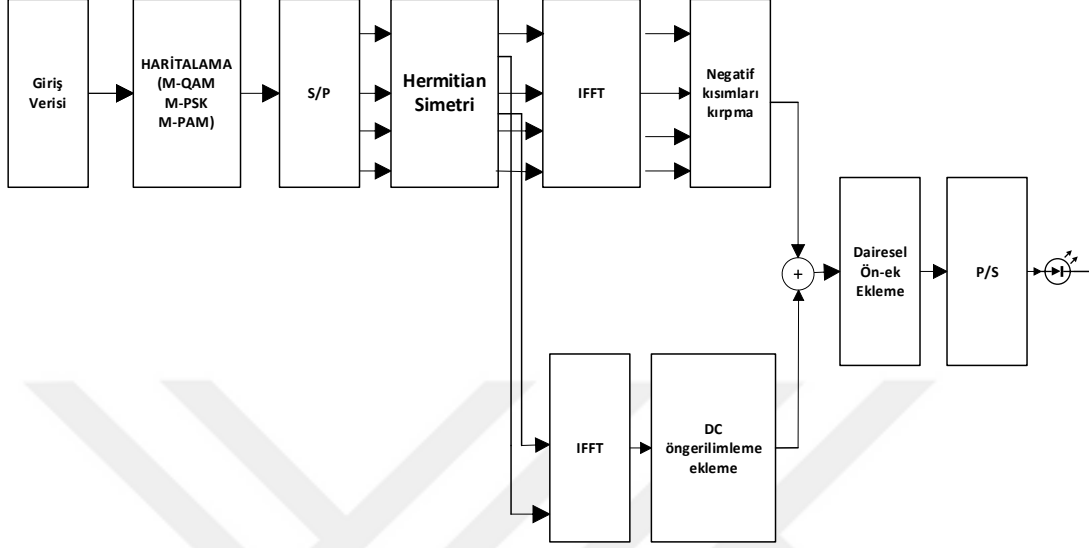
Öte yandan, hem ACO-OFDM hem de Flip-OFDM'nin spektral verimliliği olan ifade aşağıdaki denklem (79) ile gösterilir (El-Ganiny vd., 2022).

$$\eta_{\text{Flip-OFDM}} = \frac{\log_2 M(N_{\text{FFT}}-2)}{4(N_{\text{FFT}}+N_{\text{CP}})} \text{ bits/s/Hz} \quad (79)$$

Burada, $\log_2 M$ parametresi her bir QAM sembolü için iletilen toplam bit sayısını, N_{FFT} IFFT/FFT dönüşümü nokta sayısını, N_{CP} döngüsel ön-ek uzunluğunu, $\frac{N_{\text{FFT}}-2}{2}$ ise Hermityan simetri kriterleri nedeniyle ilk ve orta alt taşıyıcıların sıfıra eşitlendiğini gösterir.

1.7.4. Asimetrik Kırpılmış DC Öngerilimlemeli Optik OFDM (ADO-OFDM)

DC öngerilimleme gereksinimi olmasa da ACO-OFDM, spektral verimlilikte azalma pahasına negatif olmayan değerli bir sinyalin elde edilmesini garanti eder. Bu nedenle, ACO ve DCO-OFDM'deki dezavantajları ortadan kaldırmak ve ikisinin avantajlarından ayrı ayrı yararlanmak amaçlanmıştır. Tek sayılı alt taşıyıcı eşlemesi için ACO-OFDM yöntemi ve çift sayılı alt taşıyıcı eşlemesi için DCO-OFDM metodolojisinin kullanıldığı yöntem ADO-OFDM denilmektedir. ADO-OFDM, asimetrik olarak kırpılmış DC öngerilimlemeli optik OFDM demektir (Dissanayake vd., 2011; Dissanayake vd., 2013; Chen vd., 2017).



Şekil 9. ADO-OFDM verici blok diyagramı

Şekil 9'da gösterilen ADO-VLC verici blok diyagramından da anlaşılacağı üzere, tek ve çift sayılı alt taşıyıcılarda bulunan hem zaman domeni ACO-OFDM hem de DCO-OFDM sinyalleri birlikte toplanır ve ardından toplam sinyal LED aracılığıyla yoğunluk modülasyonuna (IM) tabi tutulur. Sembollerinde içerisinde barındıran X vektörü, sırasıyla $X_{çift}$ ve X_{tek} ile temsil edilen çift ve tek sayılı alt taşıyıcı kümelerine ayrılır. Bu nedenle, çift sayılı alt taşıyıcı kümesi matematiksel olarak aşağıdaki denklem (80)'deki gibi gösterilebilir:

$$X_{çift} = [X_0, 0, X_2, 0, X_4, 0, \dots, X_{N-2}, 0] \quad (80)$$

Benzer şekilde, tek sayılı alt taşıyıcılar kümesi de aşağıdaki denklem (81)'deki gibi gösterilebilir:

$$X_{tek} = [0, X_1, 0, X_3, 0, X_5, 0, \dots, X_{N-1}] \quad (81)$$

Denklem (80) ve (81) ile gösterildiği gibi frekans domeni örnekleri, zaman domeni sinyal formatlarının ayrı ayrı elde edilmesi için IFFT bloğuna giriş olarak uygulanır ve bunlar sırasıyla $x_{ACO}[n]$ ve $x_{DCO}[n]$ olarak gösterilebilir. Genel olarak, ACO-OFDM sistemi durumunda, zaman domeni sinyali, sıfır genliğinde sert bir şekilde kırılarak pozitif hale

getirilir ve ACO-OFDM sisteminde üretilen kırpma gürültüsü miktarı η_{ACO} ile verilir. DCO-OFDM sisteminde ise uygun miktarda DC öngerilim β_{DC} ACO negatif olmayan bir sinyal sağlamak için eklenirken, kalan negatif tepeler kırpılarak η_{DCO} ile gösterilen bir kırpma gürültüsü elde edilir. Böylece, verici tarafında, tekli zaman domeni sinyalleri birbirine eklenerek aşağıdaki denklem (82)'de gösterildiği gibi ADO-OFDM sinyali elde edilir:

$$x_{ADO}[n] = x_{ACO}[n] + \eta_{ACO} + x_{DCO}[n] + \beta_{DC} + \eta_{DCO} \quad (82)$$

Yukarıdaki sinyale ISI etkisini en aza indirmek için uygun miktarda döngüsel ön-ek (CP) eklenir ve daha sonra paralelden seriye dönüştürücü (P/S) kullanılarak seri bir sinyal olarak iletilir. Bunun üzerine, bu yoğunluk modülasyonlu (IM) sinyal alıcı tarafına gider. Alıcı tarafında ise, hem ACO hem de DCO-OFDM sistemlerine karşılık gelen veri sinyalinin başarılı bir şekilde tahmin edilmesi gerekmektedir. Basitlik olması açısından, toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü (AWGN) gibi bir kanal ortamı düşünülebilir. Bunun sonucunda, alınan sinyal aşağıdaki denklem (83)'de şu şekilde ifade edilebilir:

$$x_{ADO}[n] = x_{ACO}[n] + \eta_{ACO} + z_{ACO}[n] + x_{DCO}[n] + \beta_{DC} + \eta_{DCO} + z_{DCO}[n] \quad (83)$$

Denklem (83)'te belirtilen genel zaman domeni ifadesinden, $z_{ACO}[n]$ ve $z_{DCO}[n]$ terimleri hem ACO hem de DCO-OFDM sistemlerinin AWGN'sini temsil eder. Şimdi, alıcının görevi hem ACO hem de DCO-OFDM'ye karşılık gelen veri sembollerini güvenilir bir şekilde demodüle etmektir. İlk olarak, ACO-OFDM kullanılarak tek sayılı alt taşıyıcılarda iletilen veriler alıcıda ilgili alt taşıyıcılardan geri elde edilebilir ve daha sonra çift sayılı alt taşıyıcılara karşılık gelen verileri, yani DCO-OFDM'de iletilen verileri geri elde edebilmek için, ACO-OFDM sinyali, alınan genel sinyalden çıkarılır. Çift sayılı alt taşıyıcılardaki DCO-OFDM verileri tekrar geri elde edilse de, üzerinde sinyal gürültüsünün büyük etkisi vardır. Daha doğrusu, DCO-OFDM sistemiyle ilişkili kırpma gürültüsü, AWGN gürültüsü ve ISI azaltma sürecinde ACO-OFDM sinyali nedeniyle ortaya çıkan ekstra gürültü bileşeni olmak üzere üç gürültü bileşeni kaynağı vardır. Yapılan araştırmalardan, bu parazit giderme işleminin DCO-OFDM sinyallerinin geri kazanımında 3 dB'lik bir gürültüye mal olduğu çıkarılabilir. Bununla birlikte, genel ADO-OFDM sistemi veri iletimi için daha fazla alt taşıyıcı kullandığından, genel performans kazancında iyileşme olmaktadır.

ADO-OFDM sisteminin spektral verimliliği aşağıdaki denklem (84)'de gösterilmiştir (Hameed vd., 2022):

$$\eta_{ADO-OFDM}(\text{bit/s/Hz}) = \frac{(\log_2 M_{DCO-OFDM} + \log_2 M_{ACO-OFDM})}{4} - \frac{\log_2 M_{DCO-OFDM}}{N} \quad (84)$$

Burada, $M_{ACO-OFDM}$ ve $M_{DCO-OFDM}$ sırasıyla ACO-OFDM ve DCO-OFDM yöntemlerinde kullanılan modülasyon derecelerini temsil eder. N ise alt taşıyıcı sayısıdır.

1.7.5. Tek Kutuplu Optik OFDM (U-OFDM)

U-OFDM'nin metodolojisi Flip-OFDM'ninkine benzerdir. O-OFDM durumunda, IFFT ve FFT dönüşüm modüllerinin OFDM modülasyonu ve demodülasyonunu sağlamada hayati bir rol oynadığı açıktır. Bu nedenle, U-OFDM kullanılması durumunda, O-OFDM'nin diğer varyantlarına benzer şekilde, gerçek değerli bir sinyal elde etmek için Hermityan Simetri kriterleri uygulanır (Aly vd., 2019; Tsonev vd., 2012; Wang vd., 2017). Bununla birlikte, pozitif değerli bir sinyal elde etmek için, zaman domeni sinyali DC öngerilimleme gerilimi eklenmesine dayanmadan basit bir dönüşüme tabi tutulur. U-OFDM sisteminde, iki kutuplu çerçeve pozitif ve negatif çerçeveler olarak adlandırılan iki çerçeveye ayrılır. Pozitif çerçeve yalnızca pozitif örnekleri içerir ve negatif örnekler sıfırlarla değiştirilirken, negatif çerçeve tüm negatif örneklerin mutlak değerlerinden ve tüm pozitif örneklerin konumuna yerleştirilen sıfırlardan oluşur. Böylece, bu şekilde, iki kutuplu çerçeve iki çerçeveye bölünür ve bu tür bir dönüşüm sonuçta hem elde edilebilir veri hızının hem de spektral verimliliğin yarıya inmesine neden olur. Böylece, tek kutuplu OFDM'nin elde edilebilir spektral verimliliği aşağıdaki denklem (85)'de ifade edilmiştir:

$$\eta_{U-OFDM} = \frac{\log_2 M(N_{FFT}-2)}{4(N_{FFT}+N_{cp})} \text{ bits/s/Hz} \quad (85)$$

U-OFDM sisteminin aksine, DCO-OFDM sisteminin spektral verimliliği aşağıdaki denklem (86) şekilde temsil edilebilir:

$$\eta_{DCO-OFDM} = \frac{\log_2 M(N_{FFT}-2)}{2(N_{FFT}+N_{cp})} \text{ bits/s/Hz} \quad (86)$$

U-OFDM'nin denklem (85) ile gösterilen spektral verimliliği, DCO-OFDM sistemiyle karşılaştırıldığında yarıya düştüğü gerçeğini açıkça ortaya koymaktadır. $\log_2 M$ parametresi, M-QAM modülasyonu kullanılarak iletilen toplam bit sayısını, N_{FFT} FFT/IFFT dönüşümünün boyutunu gösterirken, $(N_{FFT} - 2)/2$ terimi ise Hermityan simetri kriterlerini karşılayan ilk ve orta alt taşıyıcıların sıfıra ayarlanması kuralını akamete uğratar. Alıcı tarafta, iki kutuplu O-OFDM sinyali, negatif çerçevede yer alan negatif örneklerin pozitif çerçevede yer alan örneklerin pozitif değerlerinden çıkarılmasıyla geri kazanılabilir. İki kutuplu optik zaman domeni sinyalinin bu geri kazanım sürecinde, her iki çerçevenin AWGN'si birbirine eklenerek alıcı uçtaki gürültü miktarının iki katına çıkmasına neden olur ve böylece iki kutuplu OFDM ile karşılaştırıldığında SNR'de 3 dB'lik bir azalmaya yol açar. Ayrıca, U-OFDM'nin güç verimliliği, pozitif değerli sinyal DC öngerilim eklenmesine gerek kalmadan üretilse bile yavaş yavaş azalır. Bunun nedeni M^2 QAM-U-OFDM'nin M QAM-DCO-OFDM sistemi ile karşılaştırılmasına ihtiyaç duyulmasındandır. Bu nedenle, modülasyon derecesi arttıkça, güç gereksinimi de artar, böylece U-OFDM güç açısından verimsiz bir şema haline gelir.

Önceki bölümlerde bahsedilen tek kutuplu varyantlar (ACO-OFDM, PAM-DMT, Flip-OFDM, U-OFDM), DCO-OFDM sisteminin güç verimsizliğinin üstesinden gelme mantığı çerçevesinde önerilmiştir. Ancak, ACO-OFDM sisteminde, N alt taşıyıcıdan Hermityan Simetri kriterleri nedeniyle alt taşıyıcıların yarısı kaybolur ve kalan alt taşıyıcılar arasında, tek alt taşıyıcı eşlemesi nedeniyle yalnızca yarısı kullanılır, yani veri iletimi için yalnızca alt taşıyıcıların $1/4$ 'ünü kullanılır. Flip-OFDM ve U-OFDM durumunda ise, giriş ve çıkış çerçeve yapıları, bu şemaların her ikisinin de bilgiyi iletmek için iki zaman alanı çerçevesi gerektireceği şekilde değiştirilir. Bunun aksine, DCO-OFDM sistemi bilgiyi iletmek için sadece tek bir çerçeve gerektirir. Sonuç olarak, bu durum ACO-OFDM, Flip-OFDM ve U-OFDM'nin performanslarını DCO-OFDM sistemiyle karşılaştırmak için takımyıldızının iki katı büyüklüğünden faydalanmasını kapsamaktadır. Kesin olarak, M^2 -QAM kullanan ACO-OFDM, Flip-OFDM ve U-OFDM'nin M-QAM kullanan DCO-OFDM sistemiyle karşılaştırılması gerekmektedir. PAM-DMT senaryosuyla ilgili olarak, alt taşıyıcıların sanal kısımları M-PAM gibi gerçek eşleme şeması aracılığıyla modüle edilirken, gerçel kısımlar sıfıra eşitlenir. Bu nedenle, M-PAM modülasyonunu kullanan PAM-DMT'nin performansı M^2 -QAM tarafından sergilenen performansa eşdeğerdir. Bu da PAM-DMT'nin performansının ACO-OFDM, Flip-OFDM ve U-OFDM ile benzer olduğu anlamına

gelmektedir. Dahası, DCO-OFDM sistemiyle karşılaştırıldığında, aynı spektral verimlilikte, O-OFDM'nin bu tek kutuplu varyantlarının, yani ACO-OFDM, PAM-DMT, Flip-OFDM ve U-OFDM'nin performansları, modülasyon derecesindeki artışla kötüleşir (İslim & Haas, 2016.). Sonuç olarak, OFDM'nin bu yukarıda bahsedilen optik varyantlarının performansını artırmak için, geliştirilmiş alıcılar tasarlanmıştır ve ilgili literatürde bulunabilir (Dang vd., 2013; Dang vd., 2015; Huang vd., 2015; Huang vd., 2014; Xiang vd., 2015; Xu vd., 2016; Zheng vd., 2015).

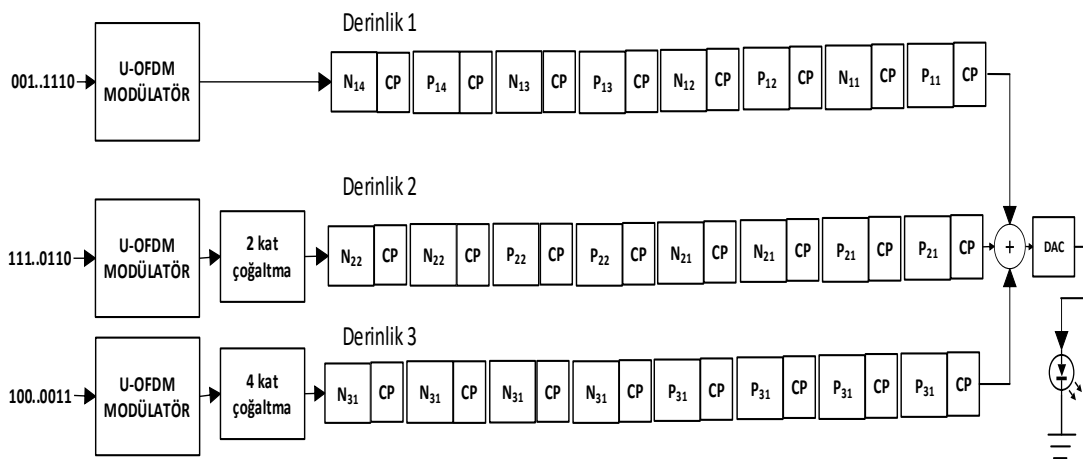
1.7.6. Gelişmiş Tek Kutuplu Optik OFDM (eU-OFDM)

Literatüre bakıldığında ağırlıklı olarak süperpozisyon O-OFDM varyantları, ACO-OFDM, PAM-DMT ve Flip-OFDM gibi O-OFDM'nin en eski varyantlarının spektral verimliliğini artırmak için literatürde önerilmiştir (Van Luong vd., 2021). Farklı süperpozisyon O-OFDM varyantlarının uygulanmasının altında yatan metodoloji, spektral verimliliği en eski varyantlarından iki katına çıkarmak amacıyla birden fazla OFDM dalga biçimi katmanının üst üste bindirilmesidir. OFDM'nin VLC için uygulanması, DCO-OFDM, ACO-OFDM, PAMDMT, Flip-OFDM ve U-OFDM'nin ortaya çıkmasıyla mümkün olmuştur. O-OFDM'nin bu ilk varyantları arasında DCO-OFDM konseptinin uygulanması çok kolaydır ve VLC ile ilgili çeşitli uygulamalarda pratikliği kanıtlanmıştır. Bununla birlikte, LED'lerin öngerilimleme gereksinimi, önemli ölçüde enerji kaybına neden olur ve bu DCO-OFDM'nin dezavantajı olarak ortaya çıkar. Sonuç olarak, O-OFDM'nin diğer dört çeşidi, öngerilimleme gereksinimini hafifletmek ve spektral verimlilikte önemli bir iyileşme sağlamak için önerilmiştir. Bununla birlikte, bu O-OFDM şemaları, giriş ve çıkış veri çerçeve yapılarına çeşitli kısıtlamalar getirmekte, dolayısıyla spektral verimlilikte bir düşüşe neden olmaktadır. Bu nedenle, geliştirilmiş tek kutuplu optik OFDM (eU-OFDM) olarak adlandırılabilen en eski geliştirilmiş O-OFDM varyantı, spektral verimlilikteki bu azalmayı ele almak için önerilmiştir (Tsonev & Haas, 2014).

eU-OFDM yönteminin uygulanmasının ardında yatan temel husus, tek bir bileşik zaman domenini sinyali oluşturmak için birden fazla U-OFDM çerçevesinin üst üste bindirilmesine izin vererek spektral verimliliği arttırmasıdır. eU-OFDM uygulamasının altında yatan konsept aşağıdaki Şekil 10'da gösterilmektedir. Bu tür bir düzenlemeden, eU-OFDM çerçevelerinin oluşturulmasını anlamak son derece önemlidir. Şekil 10'da belirtildiği gibi, N pozitif değerlerin yerlerine sıfırlar yerleştirilmiş iki kutuplu O-OFDM sinyalinin

negatif değerli örneklerinin mutlak değerlerini ve P negatif değerlerin yerlerine sıfırlar eklenmiş iki kutuplu O-OFDM sinyalinin örneklerinin pozitif değerlerini ve CP eklenen döngüsel öneki temsil eder. Temel olarak, derinlik 1'de, eU-OFDM'nin zaman alanı sinyali, önceki alt bölümde özetlendiği gibi geleneksel U-OFDM sinyalininkine benzer bir şekilde üretilmiştir. Bu arada, derinlik 2'deki U-OFDM bilgi akışı derinlik 1'deki veri akışının üzerine öyle bir şekilde bindirilir ki alıcı, eklenen akış belirli bir yapıyı takip ettiği için iletilen veri bitlerini kurtarma potansiyeline sahip olmalıdır.

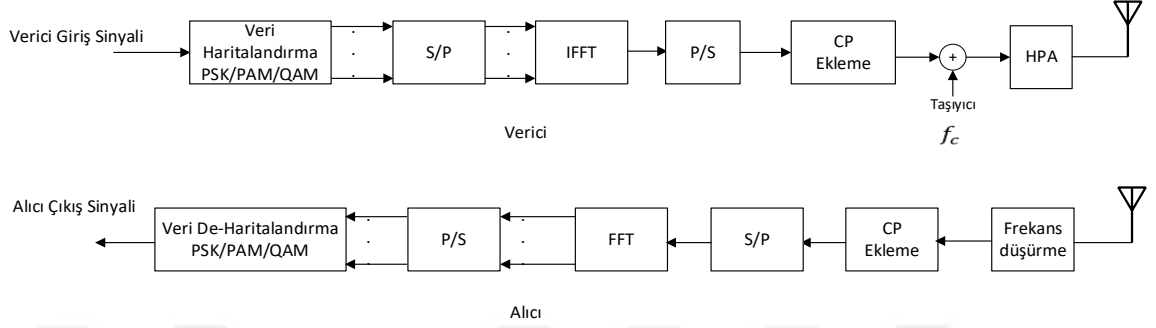
eU-OFDM'nin uygulanmasının arkasındaki temel husus, tek bir bileşik zaman domeni sinyali oluşturmak için birden fazla U-OFDM sinyal çerçevesinin üst üste bindirilmesine izin vererek spektral verimliliği arttırmasıdır. eU-OFDM'nin uygulanmasının altında yatan konsept, Şekil 10'da gösterilmiştir. Bu tür bir düzenlemeden, eU-OFDM çerçevelerinin oluşturulmasını anlamak son derece önemlidir. Şekilde gösterildiği gibi, N , iki kutuplu O-OFDM sinyalinin negatif değerli örneklerinin mutlak değerlerini, pozitif değerlerin yerine sıfırların koyulduğunu ve P , iki kutuplu O-OFDM sinyalinin örneklerinin pozitif değerlerini temsil eder, negatif değerlerin yerine sıfırlar eklenir ve CP, eklenen döngüsel ön-eki temsil eder. Prensipte olarak, derinlik 1'de, eU-OFDM'nin zaman alanı sinyali, önceki alt bölümde anlatıldığı gibi geleneksel U-OFDM sinyalininkine tam olarak benzer bir şekilde üretilmiştir. Bu arada, U-OFDM'nin derinlik 2'deki bilgi akışı, derinlik 1'deki veri akışına, alıcının eklenen akışın belirli bir yapıyı takip ettiğini göz önünde bulundurarak iletilen veri bitlerini yeniden elde etme potansiyeline sahip olacak şekilde üst üste bindirilir.



Şekil 10. Gelişmiş U-OFDM konsepti (Tsonev & Haas, 2014)

1.8. VLC’de PAPR

Aşağıdaki Şekil 11’de OFDM haberleşme sisteminin genel bir blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 11. OFDM haberleşme tekniğinin blok diyagramı

OFDM, frekans spektrumun alt kanallara bölündüğü ve bu alt kanalların düşük veri oranlı verilerle modüle edildiği çok taşıyıcılı bir çoğullama tekniğidir. Bu anlamda OFDM, frekans domeninde birbiriyle çakışmayan ve birbirlerine dik olan alt kanallardan oluşan klasik bir paralel veri haberleşme sistemi olarak düşünülebilir (Jiang & Wu, 2008a; Jiang vd., 2008b; Sengar & Bhattacharya, 2012; İmamoğlu & Taşpınar, 2002; Friese, 2000; Yu & Wei, 2003).

PAPR, OFDM’nin en önemli sorunlarından biridir. Taşıyıcıların her biri aynı fazda olursa, alt taşıyıcıların üst üste binmelerinden dolayı yüksek tepe güçleri meydana gelir. PAPR’ı yüksek olan sinyaller güç yükselteçlerinden geçtiklerinde sinyalde kesilmeler (zayıflamalar) meydana gelir. Bu kesilmelerden dolayı BER artar ve spektral genişlemeden dolayı bant verimliliği düşer. Yüksek veri hızlarına ulaşmak da bu yüzden zorlaşacaktır (Jiang vd., 2008b; Sengar & Bhattacharya, 2012; Mondal, 2021).

Yüksek PAPR değerleri, analog-dijital, dijital-analog dönüştürücülerin donanımsal karmaşıklığının artması ve RF güç yükseltecinin verimliliğinin düşmesi gibi dezavantajları da beraberinde getirmektedir (Friese, 2000; İmamoğlu & Taşpınar, 2002).

Sinyallerin üst üste binmesinden dolayı meydana gelen yüksek genlikli ve sıçramalı işaretler, analog-sayısal dönüştürücülerde (A/D) bulunan transistörlerin doymasına neden olduğu için sinyalin kesilmesine yol açar. Bu durum farklı alt taşıyıcılar arasında modülasyonlar arası bozulmaya (intermodulation distortion) neden olur. Bu ekstrasından gelen bozulma, sistemin BER’ini kötüleştirir (Yu & Wei, 2003). Sinyaldeki bu bozulmanın

etkilerini yok etmenin bir yolu yükselteçleri lineer çalışma bölgelerinde çalışmasını sağlamaktır, fakat bu yöntem güç tüketimi açısından pek verimli bir yöntem olmadığı için kablosuz haberleşme sistemleri için pek uygun değildir. Yüksek PAPR'a sahip OFDM sisteminin kuantalama değerlerini kabul edilebilir bir seviyede tutmak için, Sayısal/Analog (D/A) ve Analog/Sayısal (A/D) dönüştürücülerde daha büyük bir kelime uzunluğu (word length) gerekir. İşaretteki çoğu işaret genlikleri tepe gücünden daha düşük olduğu için fazladan kelime ile temsil edilmesinden dolayı bu sayısal bileşenler verimsiz kullanılmış olur (Yu & Wei, 2003).

1.8.1. Tümüleyici Kümülatif Dağılım Fonksiyonu (CCDF)

Tümüleyici (Tamamlayıcı) Kümülatif Dağılım Fonksiyonu (CCDF): CCDF, bir rastgele değişkenin belirli bir eşik değerini aşma olasılığını tanımlayan istatistiksel bir fonksiyondur. PAPR bağlamında, CCDF, bir OFDM sinyalinin PAPR'ının belirli bir eşik değerini aşma olasılığını temsil eder. Genellikle, eşik ve olasılığı temsil etmek üzere logaritmik bir ölçekte çizilir.

PAPR CCDF'sinin yorumlanması, iletilen sinyallerin davranışlarını öğrenmek için hayati derecede önemlidir. Yüksek PAPR değerleri, sinyal bozulmasını, ara modülasyon girişiminin artmasına ve verici güç tüketiminde artışa sebep olabilir. Bu yüzden, PAPR'ı en aza indirme, OFDM sistemlerinin tasarımında en önemi konulardan biri hale gelmiştir.

Literatüre bakıldığında araştırmacıların, PAPR'ı azaltmak için çok çeşitli teknikler kullanmışlardır (Ramadevi & Rao, 2024; Singh vd., 2024). PAPR CCDF'sinin analiz edilmesi, PAPR azaltma tekniklerinin etkinliğinin yorumlanmasına ve haberleşme sisteminin performansının iyileştirilmesine olanak tanır.

CCDF eğrisi, tasarımcıların ihtiyaç duyduğu sinyalin tepe gücü ve ortalama gücü gibi bilgileri sağlar. CCDF, RF sistem bileşenlerinin dizaynı ve testi, yayılı spektrum hesabı, modülasyon türü-seviyesi etkisi gibi uygulamalarda kullanılır. PAPR değeri açısından CCDF olasılıksal olarak aşağıdaki denklem (87) kullanılarak hesaplanır (Rihawi & Louet, 2008; Datta, 2015).

$$CCDF = Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (87)$$

Bağımsız N alt taşıyıcı veri bloğuna bağlı olarak tek girişli- tek çıkışlı SISO-OFDM işaretinde PAPR CCDF'si denklem (88) ile ifade edilir. Denklem (88) ile ifade edilen PAPR olasılık ifadesi aşırı örnekleme tabi tutulmamış yani $L_o = 1$ olması durumundaki N taşıyıcılı bir OFDM işaretinin CCDF'sini verir. Denklem (89) ile ifade edilen PAPR olasılık ifadesi ise aşırı örnekleme işlemine tabi tutulmuş N taşıyıcılı bir OFDM işaretinin ccdf'sini verir.

$$CCDF = Pr(PAPR > PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N \quad (88)$$

$$CCDF = Pr(PAPR > PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^{L_o N} \quad (89)$$

Yukarıdaki denklemlerde $PAPR_0$ belirli bir eşik PAPR değerini ve $Pr(.)$ olasılık ifadesini temsil etmektedir. PAPR değeri ne kadar küçükse sistem için o kadar iyi olur, L_o ise aşırı örnekleme faktörünü (oversampling factor) ifade eder. L_o aşırı örnekleme faktörü olarak alındığı durumdaki $L_o \times N$ örnekten, iletilen işaret $x(t)$ kestirilebilir (Yu & Wei, 2003). Aşırı örnekleme devreye alındığında, genellikle örneklemiş işaretin (x_k) tam ortasına $L_o \times N$ adet 0 değerli örnek eklenir. Aşırı örneklemenin kullanılmaması durumunda, sürekli zamanlı bir OFDM işaretinin PAPR değeri ile ayrık zamanlı bir OFDM işaretinin PAPR değeri arasındaki farkın 1 dB kadar olabileceği gösterilmiştir (Tellambura, 2001). Bununla birlikte, $L_o = 4$ örnekleme faktörü kullanıldığında, aradaki fark önemsizdir. Bu nedenle, sürekli zamanlı OFDM işaretinin PAPR değerini daha doğru şekilde kestirmek için aşırı örnekleme faktörünün $L_o = 4$ veya daha fazlası seçilmesinin yeterli olacağı görülmektedir (Rahmatallah & Mohan, 2013).

1.8.2. OFDM İşareti İçin PAPR CCDF'nin Analitik Olarak Elde Edilmesi

OFDM tekniği uygulanmış bir sistemde iletilen sembol $z = x_R + jx_I$ olsun. x_R ve x_I sırasıyla OFDM sembolünün reel ve sanal kısımlarını temsil eder. x_R ve x_I istatistiksel olarak birbirinden bağımsız ve sıfır ortalamalı σ^2 varyans değerine sahip Gauss dağılıma sahip oldukları varsayılır. Buna bağlı olarak bu OFDM örnek sembolün ani gücü aşağıdaki denklem (90) ile verilir:

$$y = |z|^2 = x_R^2 + x_I^2 \quad (90)$$

y 'nin beklenen değeri $E(y)$ aşağıdaki denklem (91) ile hesaplanır:

$$E(y) = E(x_R^2 + x_I^2) = E(x_R^2) + E(x_I^2) \quad (91)$$

x_R ve x_I bileşenlerinin varyansları sırasıyla (92) ve (93) denklemleriyle ifade edilir:

$$Var(x_R) = E(x_R^2) - [E(x_R)]^2 \quad (92)$$

$$Var(x_I) = E(x_I^2) - [E(x_I)]^2 \quad (93)$$

Yukarıdaki denklemler açılırsa denklem (94) ve (95)'teki eşitlikler elde edilir:

$$Var(x_R) = E(x_R^2) = \sigma^2 \quad (94)$$

$$Var(x_I) = E(x_I^2) = \sigma^2 \quad (95)$$

Buradan OFDM örnek sembolü y 'nin beklenen değeri (96)'daki denklemle ifade edilir:

$$E(y) = 2 \cdot \sigma^2 = P_{ort} \quad (96)$$

x_R ve x_I OFDM sembol bileşenlerinin önceden bahsedilen karakteristikleri sebebiyle, örnek OFDM sembolü y rastgele değişkeni, merkezi ki-kare (central chi-square) dağılımı özelliği taşır (Proakis & Saleh, 2008) ve P_y ani gücünün olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki denklem (97)'de verilen eşitlikle ifade edilir:

$$P_y(y) = \frac{1}{\sigma^n 2^{\frac{n}{2}} \Gamma(\frac{n}{2})} y^{\frac{n}{2}-1} e^{-\frac{y}{2\sigma^2}}, y \geq 0 \text{ ve } y = \sum_{i=1}^n x_i^2 \text{ olduğunda} \quad (97)$$

Burada $n = 2$ olduğunda, y 'nin ani gücünün olasılık dağılım fonksiyonu denklem (98) ile hesaplanır:

$$P_y(y) = \frac{1}{2\sigma^2 \Gamma(1)} e^{-y/2\sigma^2} \quad (98)$$

Burada, $\Gamma(\cdot)$, gamma fonksiyonu olarak ifade edilir (Proakis & Saleh, 2008) ve aşağıdaki denklem (99) ile hesaplanır:

$$\Gamma(p) = (p - 1)!, \quad p \text{ pozitif bir tam sayı olmak üzere} \quad (99)$$

Denklem (99)'da $p = 1$ yerine konulduğunda $\Gamma(1) = 1$ olur. Bu değer denklem (98)'de yerine koyulursa, örnek sembol y 'nin ani gücünün olasılık yoğunluk fonksiyonu $P_y(y)$ aşağıdaki denklem (100) ile hesaplanır:

$$P_y(y) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-y/2\sigma^2} = \frac{e^{-y/P_{ort}}}{P_{ort}} \quad (100)$$

y 'nin anlık gücünün, y 'nin ortalama gücünün β katından daha büyük olma olasılığı $P_y(y \geq \beta \cdot P_{ort})$ aşağıdaki denklem (101) ile ifade edilir:

$$P_y(y \geq \beta \cdot P_{ort}) = \int_{\beta \cdot P_{ort}}^{\infty} P_y \cdot dy = \int_{\beta \cdot P_{ort}}^{\infty} \frac{e^{-y/P_{ort}}}{P_{ort}} dy = e^{-\beta} \quad (101)$$

Buradan, bir örnek sembol için PAPR değerinin belirli bir β eşik değerinden yüksek çıkma olasılığı denklem (102)'de verildiği gibi $e^{-\beta}$ olacaktır.

$$Pr(PAPR > \beta) = e^{-\beta}, \quad \text{her bir örnek sembol için} \quad (102)$$

Bir OFDM sinyali N sayıda alt taşıyıcı içerdiğinden N adet örnek sembol içerecektir. Bu N adet alt taşıyıcı birbirlerine dikgen olup, istatistiksel olarak birbirinden bağımsızdır. Bir OFDM sembolünün PAPR değerinin önceden belirlenen bir β eşik değerinden daha düşük çıkması olasılığı denklem (103) ile ifade edilmektedir:

$$Pr(PAPR_{OFDM\_sembol} < \beta) = \underbrace{(1 - e^{-\beta}) \cdot (1 - e^{-\beta}) \cdot (1 - e^{-\beta}) \cdot (1 - e^{-\beta}) \cdot \dots \cdot (1 - e^{-\beta})}_{N \text{ tane}} = (1 - e^{-\beta})^N \quad (103)$$

L_o , daha önceden denklem (88)'de kullanılan aşırı örnekleme oranını temsil ederken, bir OFDM sembolünün PAPR değerinin önceden belirlenen bir eşik değeri β 'dan düşük çıkma olasılığı (104) denklemi ile hesaplanır: Literatüre bakıldığında L_o değerinin en az 4 alınması yeterli görülmektedir.

$$Pr(OFDM_{PAPR\_sembol} < \beta) = (1 - e^{-\beta})^{L_o.N} \quad (104)$$

Sonuç olarak, aşırı örnekleme işlemine tabi tutulmuş bir OFDM sembolünün PAPR değerinin belirli bir β değerinden yüksek çıkma olasılığı denklem (105) ile hesaplanır:

$$Pr(OFDM_{PAPR\_sembol} > \beta) = 1 - (1 - e^{-\beta})^{L_o.N} \quad (105)$$

Yukarıdaki denklem (105) ile verilen ifade PAPR CCDF'si olarak isimlendirilir.

Tepe gücü, genliği maksimum zarf değerine eşit olan sinüs dalgasının gücü olarak ifade edilmektedir. Bu sebeple, modüle edilmemiş taşıyıcının PAPR oranı 0 dB'dir. Sinyalin zarf değişiminin alternatif bir metrik ölçütü ise işaretin maksimum genliğinin etkin değerine oranı olarak tanımlanan tepe faktörüdür (Krest faktörü-Crest factor- CF). Modüle edilmemiş bir taşıyıcı için CF (Krest faktörü) 3 dB'dir. Merkez frekansının, sinyal bant genişliğine göre daha büyük olması şartı ile PAPR ile CF arasındaki bu 3 dB'lik fark diğer işaretler içine korunur (Nee & Prasad, 2000; Lokesh vd., 2015).

Bir OFDM işaretinde alt taşıyıcılar birbiri üzerine eklendiğinde yüksek bir PAPR değeri veren çok sayıda birbirinden bağımsız modülasyonlu alt taşıyıcı içerecektir. Aynı fazlı N işaret toplandığında ortalama gücün N katı olan tepe gücü oluştururlar (Uwano vd., 1999; İmamoğlu & Taşpınar, 2002; Chen, 2023). Çok taşıyıcılı bir sistemin en büyük sorunu birçok alt taşıyıcının üst üste binmesi sonucu meydana gelen yüksek PAPR oranıdır. Fazları aynı olan K_S tane işaret toplandığında oluşan güç ortalama gücün K_S katı olur ve meydana gelen bu büyük PAPR değerinin etkilerini yok etmek için alıcıda daha karmaşık sistemlerin olması gerekir. Bu durum maliyeti de önemli, ölçüde atıracaktır. Bunu önlemek için vericide PAPR'ı düşüren işlemler yapılması gerekir.

OFDM tekniğinde, N sembollü bir blok $\{X_k, k = 0, 1, \dots, N - 1\}$, her bir sembolün alt taşıyıcılar kümesinden birini modüle etmesiyle oluşur. $\{f_n, n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ olmak üzere N alt taşıyıcı dikgen (birbirine dik) olacak şekilde seçilir, yani $f_n = n \cdot \Delta f$ olmalıdır. Buradaki sistemde $\Delta f = 1/NT$ ve T de orijinal sembol periyodudur. IFFT işlemi sonucunda elde edilen x_n örnekleri aşağıdaki denklem (106)'daki gibi olacaktır.

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi}{N} nk}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (106)$$

Buradan x_n işaretinin PAPR değeri aşağıdaki denklem (107) ile verilmiştir (Wulich, 2005):

$$PAPR = \frac{\max[|x_n|]^2}{E[|x_n|^2]} \quad (107)$$

Fakat PAPR değeri sürekli zamanlı işaret üzerinden hesaplanması gerekir. Bundan dolayı N alt taşıyıcıya sahip ayrık zamanlı OFDM sinyalinin sürekli zaman domenindeki karşılığına denk gelen PAPR değeri, X_k dizisinin ortasına L adet 0 konularak elde edilen X_{ko} (aşırı örnekleme-over sampling) üzerinden aşağıdaki denklem (108) ile hesaplanabilir:

$$x_{no} = \sum_{k=0}^{LN-1} X_{ko} e^{j2\pi nk/LN}, k=0,1,\dots,LN-1 \quad (108)$$

Denklem (108)'de, $X_{ko} = [X_0, X_1, \dots, X_{(N/2)-1}, 0, 0, \dots, 0, X_{N/2}, X_{(N/2)+1}, \dots, X_{N-1}]^T$ M -seviyeli modülasyona tabi tutulmuş aşırı örneklenmiş bir sinyal vektörüdür. Sürekli zamanlı OFDM sinyali $x(t)$ 'nin PAPR'ı aşağıdaki denklem (109) ile ifade edilir (Kim, 2024).

$$PAPR = \frac{\max|x_{no}|^2}{E[|x_{no}|^2]} \quad (109)$$

Yukarıdaki denklem (107) ve (109)'daki $E[\cdot]$ notasyonu, beklenen veya ortalama değeri ifade eder. Max ve min notasyonları ise ilgili zaman domenindeki veya örneklenmiş sinyalin maksimum ve minimum genliğini temsil eder. Bazı çalışmalarda PAPR değeri yerine CF (Frieese, 2000; Ma vd., 2012) ve Dinamik aralık (DR (Dynamic Range)) değeri gibi yeni metrik ölçütlerden bahsedilmiştir.

CF ve DR değerlerinin hesaplanması sırasıyla aşağıdaki denklem (110) ve (111)'de gösterilmiştir:

$$CF(x(t)) = \sqrt{PAPR(x(t))} \quad (110)$$

$$DR(x(t)) = 20 \log_{10} \left[\frac{\max\{|x(t)|\}}{\min\{|x(t)|\}} \right] \quad (111)$$

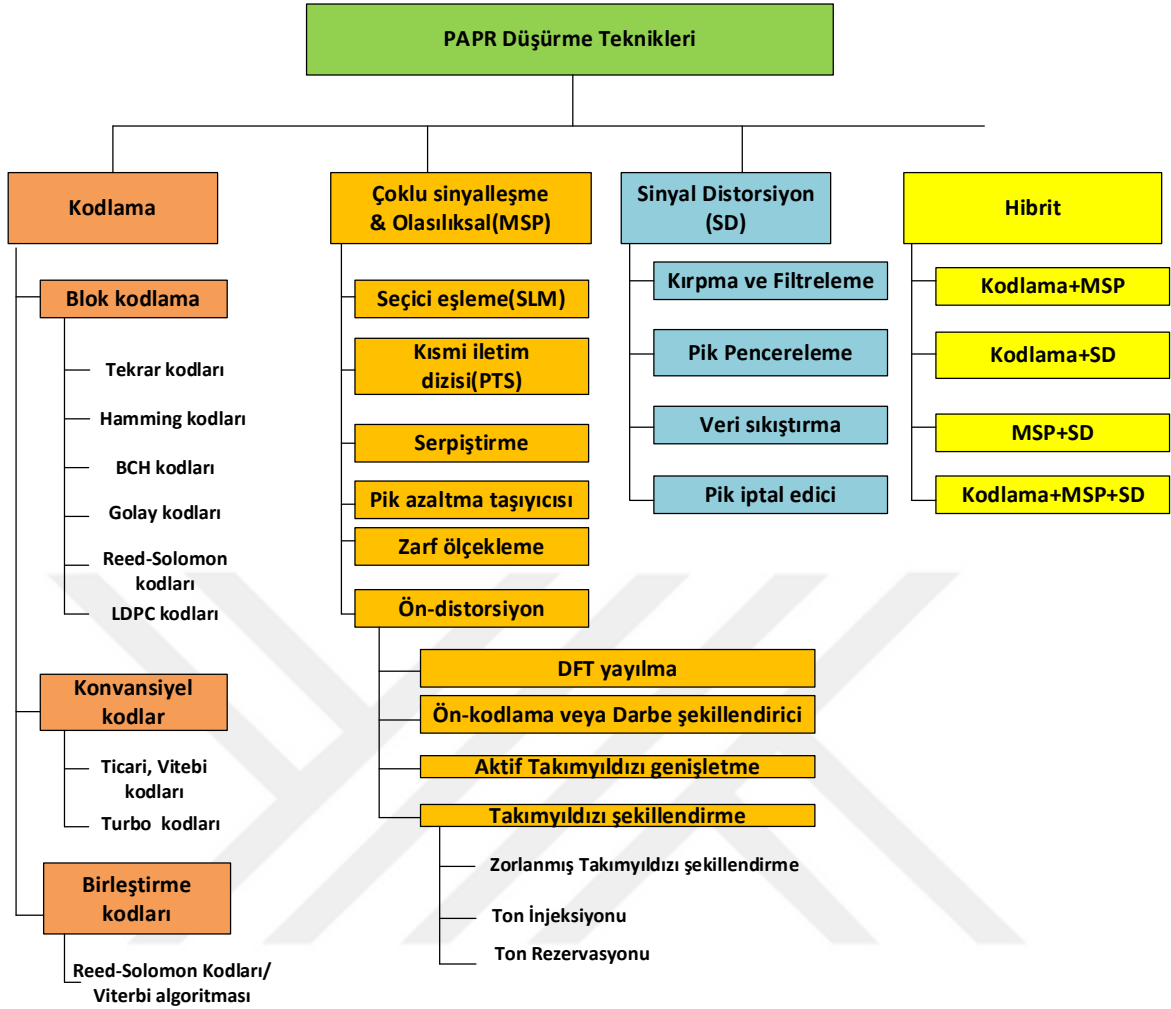
DR burada işaretin genliğinin ne kadar yükselip ne kadar düştüğünü ifade eden bir metrik ölçüttür. PAPR değeri ne kadar yüksekse *DR* değeri de o kadar yüksektir. Büyük PAPR değeri, analog-sayısal, sayısal-analog dönüştürücülerin karmaşıklığının artması ve RF güç yükseltecinin verimliliğinin düşmesi gibi dezavantajları da beraberinde getirmektedir (Friese, 2000; İmamoğlu & Taşpınar, 2002).

1.9. VLC’de Kullanılan PAPR Düşürme Teknikleri

O-OFDM varyantlar arasında, DCO-OFDM sisteminde çok sayıda alt taşıyıcıların birbiri üstüne bindirilmesi nedeniyle yüksek PAPR'a maruz kalınmaktadır. Çok sayıda alt taşıyıcının yanı sıra, pozitif değerli bir sinyal elde etmek için belirli miktarda DC öngerilim sinyale eklenir. Bu DC öngerilim ne kadar büyük olursa bu PAPR’ı artıracaktır. Bu nedenle, böyle bir sistemde PAPR miktarını düşürmek elzem bir konudur.

Yüksek PAPR’ı düşürmek için belirlenen teknikler temelde üç kategoriye ayrılabilir. Birincisi, tepe genişliğini basitçe azaltan işaret bozma (signal distortion) tekniğidir (Huang vd., 2001; Zekri vd., 2001). Bozma tekniğine örnek olarak kırpma ve filtreleme (clipping and filtering) (Wulich & Goldfeld, 1999; Deng & Zhong, 2008; Shiragapur, 2013), tepe pencereleme (peak windowing) (Cha vd., 2008; Chen vd., 2009) ve tepe iptali (peak cancelling) (Dan vd., 2008; Jeon, 2012) verilebilir. İkinci teknik olan kodlama tekniğinde ise büyük PAPR oranlı OFDM işaretini ana işaretten hariç tutmak için özel bir iletim hata düzeltme kod seti kullanılır (Wulich & Goldfeld, 1999; Ochiai & Imai, 2000). Üçüncü teknik ise her OFDM tekniği uygulanmış işaretin farklı karıştırma dizileri ile karıştırılmasına ve en küçük PAPR değerini veren dizinin seçilmesi ilkesine dayanır. Bunlara örnek olarak ise seçici eşleme (SLM) (Wang & Li, 2009; Li vd., 2010; Li vd., 2012) ve kısmi iletim tekniği (PTS) (Müller & Huber, 1997; Han & Lee, 2004; Yang vd., 2006; Lim vd., 2006; Jawhar vd., 2019) teknikleri verilebilir. Bunların dışında Ayırık Fourier dönüşümü (DFT)-Yayılma (Zakaria & Le Ruyet, 2012, Kim vd., 2018) ve sinyal sıkıştırma (Ren vd., 2002; Jiang & Zhu, 2004; Mazahir & Sheikh, 2016; Mounir & El Mashade, 2019; Goel & Mathur, 2020) gibi birkaç PAPR düşürme tekniği de literatürde sunulmuştur.

Aşağıdaki Şekil 12’de, literatürde yapılmış olan çalışmalarda geçen çoğu PAPR azaltma tekniklerinin birçoğunun ismi gösterilmiştir:



Şekil 12. PAPR düşürme teknikleri (Suriavel Rao & Malathi, 2019)

Yukarıda bahsedilen yöntemler OFDM bloklarının alt taşıyıcı sembolleri arasında belirli bir korelasyona neden olur ve bu yöntemler deterministik ve olasılıksal yaklaşımlar olarak sınıflandırılabilir. İlk olarak, filtreleme ile kırpma, deterministik yaklaşım kategorisine, yani sinyal bozulma tekniğine girer ve genel olarak, aşan sinyal genliğini önceden tanımlanmış bir seviyeyle sınırladığı için ciddi bant içi ve bant dışı bozulmaya neden olan doğrusal olmayan bir işlem olarak adlandırılır. SLM, PTS, sinyal(veri) sıkıştırma (Companding) ve ayrık fourier dönüşümü-yayılım (DFT Spread) gibi PAPR düşürme tekniklerinin ikinci kategorisi, yüksek PAPR olasılığını azaltma eğiliminde olan çoklu sinyalleşme ve olasılıksal yaklaşımlar altında gelir. SLM ve PTS en yaygın kullanılan PAPR azaltma teknikleridir, ancak bunlarla ilgili en büyük dezavantaj, sistemin bant genişliği verimliliğini önemli ölçüde azaltan yan bilgi gerektirmeleridir. Veri sıkıştırma (Companding) tekniği, OFDM alt taşıyıcıları arasındaki ortogonallığı yok etme eğiliminde

olan doğrusal olmayan bir dönüşüm tekniğidir. Bu arada, DFT-Spread tekniği, yüksek PAPR seviyelerini ortadan kaldırmak için IFFT dönüşüm modülünden önce DFT işlemini kullanan bir tür ön-kodlama yöntemidir.

Optik domenle uğraşırken, zaman domeni O-OFDM sinyalinin yüksek tepe genlik noktalarını azaltmak için aşağıdakiler de dahil olmak üzere çok çeşitli teknikler önerilmiştir: Zhang vd. (2014) yaptıkları çalışmada DCO-OFDM sistemindeki yüksek PAPR sorununu, ton enjeksiyon şemasına yarı-belirli gevşeme yaklaşımı uygulayarak ele almışlardır. Yaptıkları benzetim sonuçlarına göre, geleneksel DCO-OFDM sistemine kıyasla PAPR'da yaklaşık 5 dB'lik önemli bir azalma elde etmişlerdir. Hei vd. (2017) yaptıkları çalışmada, DCO-OFDM sistemindeki PAPR miktarını azaltmak amacıyla dal ve sınır yöntemi (BBM) tabanlı ton enjeksiyon şemasını kullanmışlardır. Ton enjeksiyonu, PTS ve SLM tekniklerine kıyasla PAPR miktarını azaltmak için etkili bir yoldur çünkü herhangi bir yan bilgi iletmez. Benzetim sonuçları, önerilen BBM tabanlı ton enjeksiyonu yönteminin PAPR düşürme açısından mevcut yöntemlerden daha üstün olduğunu göstermiştir. Bununla birlikte, Zhang vd. (2014) ve Hei vd. (2017)'nin yaptıkları çalışmalarda kullanılan yukarıda bahsedilen teknikler, LED'in doğrusal olmaması durumunda BER performansında belirgin bir iyileşme elde etmek için güç artışına neden olmaktadır. Ayrıca, ortaya çıkan hesaplama karmaşıklığı da yüksektir.

Doblado vd. (2015)'nin yaptıkları çalışmada, yüksek PAPR sorununu çözmek için VLC-DCO-OFDM sistemlerinde PAPR düşümü tekniği olarak değiştirilmiş bir aktif takımyıldızı genişletme (ACE) yöntemi veya ton rezervasyonu uygulamayı önermişlerdir. Bu çalışmada, yazarlar kübik metriği (CM) dikkate almaktadır, çünkü CM genellikle hem bant içi hem de bant dışı bozulma dahil olmak üzere çeşitli bozulma türleri nedeniyle ortaya çıkan kübik doğrusal olmayan durumlara odaklanmaktadır. Bai vd. (2017)'nin yaptıkları çalışmada, PAPR'ı daha hızlı yakınsama ve daha düşük karmaşıklıkla etkili bir şekilde azaltmak amacıyla, sinyal-kırpma gürültü oranı (SCR) prosedürü ve en küçük kareler yaklaşımı (LSA) yaklaşımının kombinasyonuna dayanan bir ton rezervasyon şeması kullanılmıştır. Yukarıda bahsedilen yöntemlerin hesaplama karmaşıklığı, genişletilmiş takımyıldızın tüm olası kombinasyonlarını, yani tepe iptal sinyallerini aramaları gerektiğinden, son derece yüksektir.

Zhao & Ellis (2012)'nin yaptıkları çalışmada önerildiği gibi yinelemeli bir kırpma yöntemi, bant içi bozulmalara yol açmadan aşırı örneklenmiş VLC-OFDM sinyallerinin üst ve alt PAPR'ını azaltır. Bandara vd. (2013)'nin yaptıkları çalışma, VLC-OFDM

sistemlerinde PAPR'ı azaltmak için üstel doğrusal olmayan bir veri sıkıştırma yöntemi önermiştir ve bu yöntem, büyük sinyalleri sıkıştırmak ve aynı zamanda küçük sinyalleri genişletmek için üstel sinyal sıkıştırma fonksiyonunun avantajlarından yararlanmıştır. Yinelemeli kırpma ve üstel genişletme ile ilgili önemli bir dezavantaj, iletilen sinyalin özelliğinin yok edilmesidir. Pilot destekli PAPR azaltma şemaları Popoola vd. (2014), Ogunkoya vd. (2015) ve Offiong vd, (2017)'nin yaptıkları çalışmalarda önerilmiştir, burada PAPR'daki düşüş pilot dizilerinin yoğunluğuna bağlıdır. Ancak, bu yöntemler veri hızı kaybına yol açar ve pilot dizilerin kullanılmasından dolayı bant genişliği verimliliğinde bir bozulma olur.

RF tabanlı OFDM sistemlerinde PAPR'ı azaltmak için kullanılan popüler tekniklerden biri SLM'dir. VLC-DCO-OFDM sistemlerinde SLM konseptinden yararlanmak için çeşitli çalışmalar yapılmıştır ve bunlardan birkaçı literatürde sunulmuştur (Farooqui vd., 2010; Xiao vd., 2015; Hu & Lee, 2017) Hu & Lee (2017) tarafından yapılan çalışmada, kaos sistemi SLM tekniği ile birleştirilmiştir. Böylece, SLM tekniğinde kullanılacak faz faktörlerinin üretimi kaotik diziler yardımıyla kontrol edilebilmektedir. Analiz sonucunda, kaotik SLM (CSLM) tekniğinin OFDM IM/DD sisteminde geleneksel SLM tekniğinden daha iyi BER performans gösterdiği yapılan bu çalışmada vurgulanmıştır. Özellikle, SLM tekniğinin performansı, kaotik, Shapiro-Rudin, sözde rastgele interferometri kodu (PRIC), Walsh-Hadamard ve rastgele diziler olmak üzere beş farklı faz dizisi ailesini kullanan bir yöntemi, Farooqui vd. (2010) yaptıkları çalışmada sunmuştur. Bu farklı faz dizileri farklı seviyelerde PAPR düşümü sağlar. SLM tekniğini kullanarak, iletilen aday sinyali belirtmek için yan bilginin kullanılması zorunludur ve bu daha sonra bant genişliği verimliliğini azaltır. Hu & Lee (2017)'nin yaptıkları çalışmada, DCO-OFDM tabanlı VLC sisteminde PAPR'ı azaltmak amacıyla SLM tekniğinde faz dizileri olarak özel bir simetrik vektör kümesi kullanılmıştır. Bu yaklaşımda, alınan sinyal ile frekans alanındaki önceden tanımlanmış faz dizileri arasındaki büyüklük farkı, yan bilgiyi kör bir şekilde tespit etmek için kullanılmıştır. Bununla birlikte, bu yöntemler aday dizi üretimi için çoklu IFFT işlemlerine ihtiyaç duyduklarından son derece yüksek hesaplama karmaşıklığına sahiptir. Hu (2019) yaptığı çalışmada VLC-DCO-OFDM sistemleri için optimize edilmiş çift ve tek dizi kombinasyonu (OEOSC) tekniğini kullanarak PAPR azaltma özelliğini korurken, yan bilgi iletimini ve yüksek hesaplama karmaşıklığını önlemek için yeni bir PAPR azaltma şeması önermiştir.

Tablo 3. Popüler PAPR tekniklerinin performans karşılaştırması

PAPR düşürme tekniği	Veri hızında kayıp	Güç tüketiminde artış	Distorsiyon	Donanım ve işlem karmaşıklığı
Genlik kırpma ve filtreleme	Hayır	Hayır	Evet	Düşük
Kodlama	Evet	Hayır	Hayır	Orta
PTS	Evet	Hayır	Hayır	Çok yüksek
SLM	Evet	Hayır	Hayır	Yüksek
Serpiştirme	Evet	Hayır	Hayır	Orta
TR	Evet	Hayır	Hayır	Orta
TI	Hayır	Evet	Hayır	Orta
ACE	Hayır	Evet	Hayır	Orta

Yukarıdaki Tablo 3'te, Han & Lee'nin (2005) yaptıkları çalışmada bahsedilen performans kriterlere göre farklı PAPR tekniklerinin birbiri ile performans karşılaştırması yapılmıştır. Tablo 3'te bahsedilen PAPR düşürme teknikleri arasında en iyi performansı PTS göstermektedir. Bunun nedeni tüm performans kriterlerini sinyalde hiçbir bozulmaya sebep olmaksızın yerine getirebilmesidir, fakat bu durum yüksek hesap karmaşıklığını ortaya çıkarmaktadır (Hu vd., 2019; Merah vd., 2023; Priyanka vd., 2023). PTS tekniğinin performansı, bu yöntemin hesaplama karmaşıklığındaki artışla birlikte artacaktır.

1.9.1. PAPR Düşürme Tekniği Seçimindeki Kriterler

PAPR düşürülürken sistemdeki diğer performans ölçütlerinden bazı ödünlerin verilmesi gerekebilir. Belirli bir PAPR azaltma tekniği seçilmeden önce dikkate alınması gereken birçok faktör vardır. Bu faktörler arasında PAPR azaltma kabiliyeti, iletim sinyalindeki güç artışı, alıcıdaki BER artışı, veri hızındaki kayıp, hesaplama karmaşıklığındaki artış vb. yer alır. Aşağıda bu faktörlere değinilecektir:

Bir PAPR azaltma tekniği seçilirken en önemli faktörün PAPR azaltma kapasitesi olduğu oldukça açıktır. Bazı tekniklerin başka zararlı etkilere neden olduğu gerçeğine dikkat edilmelidir. Örneğin, genlik kırpma tekniği zaman domenindeki sinyal tepe noktalarını net bir şekilde ortadan kaldırır, ancak bant içi bozulmaya ve bant dışı radyasyona neden olur.

Verici sinyalinde güç artışı açısından düşünüldüğünde, bazı teknikler PAPR azaltma tekniklerini kullandıktan sonra iletim sinyalinde güç artışı gerektirir. Örneğin, TR daha fazla sinyal gücü gerektirir çünkü gücünün bir kısmının pik azaltma taşıyıcıları (PRC) için kullanılması gerekir. TI yöntemi, PAPR'ı azaltmak için orijinal bir takımyıldız noktası için bir dizi eşdeğer takımyıldız noktası kullanır. Tüm eşdeğer takımyıldız noktaları orijinal takımyıldız noktasından daha fazla güç gerektirdiğinden, iletim sinyali TI uygulandıktan sonra daha fazla güce sahip olacaktır. İletim sinyali gücünün bir PAPR azaltma tekniği kullanılmadan öncekine eşit veya daha az olması gerektiğinde, iletim sinyali gücünün orijinal güç seviyesine geri doğru normalleştirilmelidir, bu da bu teknikler için BER performansının düşmesine neden olur.

Alıcıda taraftaki BER artışı da önemli bir faktördür ve iletim sinyalindeki güç artışıyla yakından ilgilidir. Bazı teknikler, iletim sinyali gücü sabitse alıcıda BER artışına neden olabilir veya eşdeğer olarak PAPR azaltma tekniği uygulandıktan sonra BER'i korumak için daha büyük iletim sinyali gücü gerektirebilir. Örneğin, iletim sinyali gücü sabitse, ACE PAPR azaltma tekniği uygulandıktan sonra BER düşecektir. SLM, PTS ve serpiştirme gibi bazı tekniklerde, yan bilgi hatalı alınırsa tüm veri bloğu kaybolabilir. Bu da alıcıdaki BER değerini artırabilir.

Veri hızında kayıp açısından düşünüldüğünde bazı teknikler veri hızının düşürülmesini gerektirir. Blok kodlama tekniği dört bilgi sembolünden birinin PAPR kontrolüne ayrılmasını gerektirir. SLM, PTS ve serpiştirme tekniklerinde, vericide yapılanlar hakkında alıcıyı bilgilendirmek için kullanılan yan bilgi nedeniyle veri hızı azalır. Bu tekniklerde, kanal kodlaması gibi bir koruma biçimi kullanılmadığı sürece yan bilgi hatalı olarak alınabilir. Kanal kodlaması kullanıldığında, yan bilgi nedeniyle veri hızındaki kayıp daha da artar.

Hesaplama karmaşıklığı, bir PAPR azaltma tekniği seçerken göz önünde bulundurulması gereken bir diğer önemli husustur. PTS gibi teknikler birçok iterasyon kullanarak PAPR azaltılmış sinyal için optimum bir çözüm bulur. Serpiştirme tekniğinin PAPR azaltma kabiliyeti, daha fazla sayıda serpiştirici kullanıldığında daha iyidir. Genel olarak bakıldığında, daha karmaşık teknikler daha iyi PAPR azaltma kabiliyetine sahiptir.

Yukarıdaki belirtilen hususların dışında, PAPR azaltma tekniklerinin birçoğu iletim filtresi, dijital-analog (D/A) dönüştürücü ve iletim güç amplifikatörü gibi vericideki bileşenlerin etkisini dikkate almaz. Uygulamada, PAPR azaltma teknikleri ancak gerçekçi ortamlar için dikkatli performans ve maliyet analizlerinden sonra kullanılabilir.

Bu bölümde sırasıyla PTS, SLM, TR, TI, kırpma ve filreleme, aktif takımyıldız genişletme (active constellation extension-ACE) (Krongold & Jones, 2003; Kang vd., 2007; Bae vd., 2009; Lin & Tseng, 2021), Ön-kodlama (Precoding) ve veri sıkıştırma (companding) (Hao & Lai, 2009; Agarwal vd., 2015; Hsu & Liao, 2018; Mounir vd., 2018; Goel & Mathur, 2020) algoritmaları hakkında bilgiler verilecektir.

1.9.2. Kısmi İletim Dizileri Yöntemi (PTS)

Kısmi İletim Dizileri Yöntemi (PTS) ilk defa, Muller & Huber (1997) tarafından yapılan çalışmada sunulmuştur.

VLC-OFDM sistemlerinde PAPR düşürülmesi, araştırmacılar arasında büyük ilgi gören bir konudur. Fulai vd. (2014), DFT-spread yöntemini PTS yöntemiyle birleştirerek VLC-OFDM sistemlerinde etkili bir şekilde PAPR düşümü sağladıklarını ve bu yöntemin tek başına kullanılan yöntemlere kıyasla 3.5 dB 'ye kadar iyileşme elde ettiğini belirtmişlerdir. Benzer şekilde, Freag vd. (2017), sürekli faz modülasyonu (CPM) yöntemi ile PTS yöntemini birleştirerek iyi seviyede PAPR düşümü gerçekleştirdiklerini ve bu yöntemin VLC-OFDM sistemlerinde performansı artırdığını belirtmişlerdir. Ancak, yapılan bazı çalışmaların hesapsal karmaşıklığı artırdığı söylenebilir. Örneğin, Xiao vd. (2017), karışık kurbağa sıçrama algoritması (Shuffled Frog Leaping Algorithm-SFLA) ile tepetırmanma (hill climbing-HCA) optimizasyon algoritmaları birleştirilerek PAPR düşürme gerçekleştirmişlerdir, ancak bu yöntemin hesapsal karmaşıklığı artırdığı görülmektedir. Abbas vd. (2022), PTS tekniğini optimize etmek için seçim optimizasyon algoritmasını (Election Optimization Algorithm-EOA) kullanarak OFDM sistemlerinde PAPR düşümü sağlamışlardır, ancak bu tür optimizasyon algoritmalarının hesaplama maliyetini artırabileceğini belirtmişlerdir. Bazı çalışmalarda ise çeşitli tekniklerin birleştirilerek PAPR düşümünün daha etkili hale getirildiği görülmektedir. Örneğin, Khalaf vd. (2023), ACO-OFDM tabanlı VLC sistemlerinde PAPR düşürülmesi için non-lineer sinyal sıkıştırması tekniklerini kullanarak daha etkili bir yöntem önermişlerdir. Ding vd. (2016), VLC-OFDM sistemlerinde ölçeklenmiş PTS (ScaledPTS) ve kırpma yöntemini birleştirerek PAPR düşürme gerçekleştirmişlerdir. Bu araştırma, PAPR düşümünün VLC-OFDM sistemlerindeki önemini vurgularken, karmaşıklık, etkinlik ve uygulanabilirlik gibi faktörlerin dikkate alınması gerektiğini göstermektedir. Eltoukhi vd. (2018) yaptıkları

çalışmada, IM/DD sistemlerinde Flip-OFDM ile PTS tekniğinin bir arada kullanıldığı PAPR düşürme tekniği sunmuşlardır.

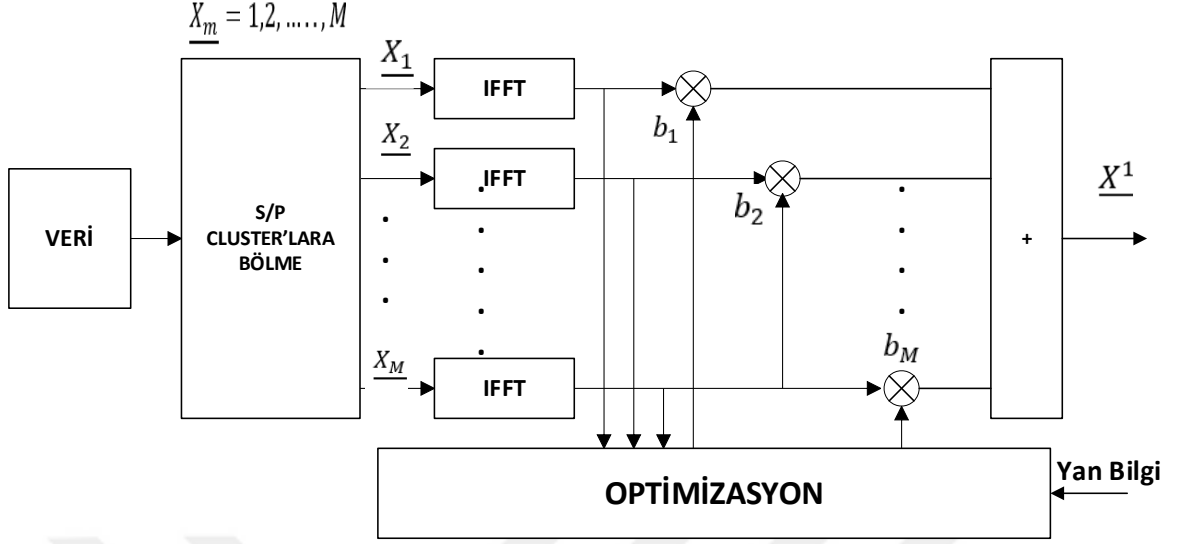
Literatür’de çeşitli yöntemler karşılaştırılırken, hangi durumda hangi yöntemin daha uygun olduğunu belirlemek önemlidir. Örneğin, Li vd. (2017), Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT)-yayılım yöntemiyle kırpma yönteminin bir arada kullanıldığı VLC-OFDM sistemlerinde kullanılan bir PAPR düşürme tekniği sunmuşlardır. Hameed vd. (2021), ADO-OFDM sistemlerinde PAPR’ı düşürmek için sinyal kırpma yönteminin kullanıldığı μ -yasası, logaritmik ve kendi önerdikleri birbirinden farklı veri sıkıştırma yaklaşımlarını sunmuşlardır. Önerilen model, VLC vericisinin ön ucuna yerleştirilen μ -yasası (μ -law) ve logaritmik modellerin değiştirilmiş bir versiyonu olan doğrusal olmayan bir veri sıkıştırma tekniğidir. Ancak, bazı çalışmaların bulguları daha fazla araştırma gerektirebilir. Örneğin, Jaiswal vd. (2023), karmaşık olmayan bir PTS tekniğinin çeşitli modülasyon şemalarıyla birleştirilmesini önermişlerdir, ancak bu yöntemin etkinliği ve uygulanabilirliği hakkında daha fazla veriye ihtiyaç duyulabilir. PAPR düşürülmesinin etkinliğini arttırmayla beraber hesaplama maliyetini ve karmaşıklığı azaltmaya odaklanması önemlidir.

Ayrıca, bazı çalışmaların bulguları, belirli PAPR azaltma yöntemlerinin başka alanlara uygulanabilirliğini de gösterebilir. Örneğin, Tan vd. (2015), tarafından yapılan çalışmada, görünür ışık haberleşmesinde ACO-OFDM için modifiye edilmiş PTS tabanlı PAPR azaltma yöntemi sunulmuştur. Benzer şekilde, Alraha, vd. (2022), VLC’de DCO-OFDM tekniğini kullanan dalga boyu bölmeli çoğullama (Wavelength division multiplexing-WDM) tabanlı bir PAPR düşürme tekniğini sunmuşlardır. Binita & Hema (2020) tarafından yapılan çalışmada, faz dizileri ile ilgili yan bilgi göndermeye ihtiyaç duymayan PTS şemaları kullanarak O-OFDM işaretlerinde PAPR düşürme tekniği sunulmuştur.

PTS PAPR düşürme tekniğinde aşağıdaki Şekil 13’de görüldüğü üzere, en düşük PAPR’ı verecek optimize faz vektörünü bulmak için literatürde çeşitli optimizasyon teknikleri kullanılan çalışmalar sunulmuştur. Hu vd. (2023) yaptıkları çalışmada, PAPR’ı düşürmek için aralıklı çok amaçlı (SMO) işleme algoritmasına dayalı, düşük karmaşıklıkta frekans domeni değerlendirmeli bir PTS (F-PTS) yöntemi önermiştir. Sharifi & Emami (2020) yaptıkları çalışmada, ACO-OFDM sistemlerinde orijinal PTS kullanıldığında en uygun faz dizisi arama karmaşıklığının üstesinden gelmek için geliştirilmiş bir çiçek tozlaşma (flower pollination algorithm-FPA) optimizasyon algoritmasını sunmuşlardır. Abdalmonam vd. (2023) OFDM sistemlerinde PAPR düşürme konusunda derin öğrenme tabanlı bir yaklaşım sunmuşlardır ve bu çalışmada iteratif kırpma ve filtreleme (ICF)

yöntemi de kullanmışlardır. Aghdam & Sharifi (2019) yüksek PAPR'ı azaltmak için, uyarlanabilir parçacık sürüsü optimizasyonuna dayalı bir kısmi iletim dizisi (PTS) yöntemi önermişlerdir. Önerilen yöntem, hesaplama karmaşıklığını azaltmak için faz rotasyon faktörlerinin optimal kombinasyonunu verimli bir şekilde araştırır ve deneysel sonuçların önerilen yöntemin PAPR ve hesaplama karmaşıklığını önemli ölçüde azalttığını göstermiştir. Wen vd. (2008) OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için PSO tekniğine dayalı bir alt-optimal PTS algoritması önermiştir. Bu algoritma, hesaplama karmaşıklığını etkili bir şekilde azaltırken PAPR istatistiklerini iyileştirmiştir. Deng vd. (2017) OFDM tabanlı görünür ışık haberleşme sistemlerinde PAPR düşümü için yeni bir yöntem önermiştir. Bu yöntem, özgün tepe değeri geri besleme algoritması ile genetik algoritmanın bir kombinasyonunu içermektedir. Vijayalakshmi & Reddy (2017)'nin yaptıkları çalışmada, OFDM sistemlerinde modifiye edilmiş guguk kuşu arama algoritması kullanılarak yarı ağırlıklı PTS PAPR düşürme yöntemi incelenmiştir. Fathy vd. (2019) yaptıkları çalışmada, dalgacık (wavelet)-OFDM sistemleri için PTS ve genetik algoritma (GA) tabanlı bir PAPR düşürme yöntemi kullanmışlardır. Gupta & Goel (2020), OFDM sistemlerinde PTS tabanlı PAPR azaltılması için tavuk sürü optimizasyon algoritmasını kullanmıştır. Husin vd. (2022) tarafından yapılan çalışmada, OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için ateşböceği (Firefly) optimizasyon (FA) algoritması kullanılarak PTS tekniğinde kullanılan en düşük PAPR değerlerini verecek faz dizilerinin bulunmasına odaklanılmıştır. Aydın & Hacıoğlu (2024) DCO-OFDM'de çoklu nokta kümeleri (MPC) ve DPSO optimizasyonun bir arada kullanıldığı bir PAPR düşürme yöntemi geliştirmişlerdir. Wang vd. (2023) yaptıkları çalışmada, DPSO (Ayrık Parçacık Sürü Optimizasyonu) temelli PTS PAPR düşürme tekniğinin geliştirilmiş bir halini sunmuşlardır.

PTS yöntemi, iletilecek dizilerin faz döndürmelerine (rotations) uğramalarından sonra en düşük PAPR değeri veren dizinin iletilmesi esasına dayanır (Yusof vd., 2003; Han & Lee, 2004; Lim vd., 2006; Yang vd., 2006). Bu yöntem aşağıdaki Şekil 13'te gösterilmiştir:



Şekil 13. PTS yöntemi blok diyagramı

PTS yönteminde, minimum PAPR değerini verecek faz dizisinin arama karmaşıklığı, alt blokların sayısının artması ile katlanarak artar ve bu nedenle çok sayıda alt blok için pratik olarak gerçekleştirilemez. En iyi faz vektörü (dizisi) ağırlık faktörlerini bulmak karmaşık, zor ve zaman alıcı bir problemdir.

PTS yaklaşımında giriş verisi ayrık alt bloklara veya kümelere (cluster) ayrılır. Giriş verisi $\underline{X} = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}]$, bu sistemde $\{\underline{X}_m, m = 1, 2, \dots, M\}$ şeklinde tanımlı M tane ayrık kümeye ayrılır. Her bir kümede N tane alt taşıyıcı bulunur. Bu kümeler daha sonra ters fourier (IFFT) dönüşümü ile zaman domenine çevrilir. IFFT lineer bir işlem olduğu için bu kümeler zaman domeninde aşağıdaki denklem (112) ile ifade edilir (Yusof vd., 2003).

$$\underline{x}_i = \underline{F}_I (b_{i,1}\underline{X}_1 + b_{i,2}\underline{X}_2 + \dots + b_{i,M}\underline{X}_M) \quad (112)$$

Yukarıda $i = 1, 2 \dots N$ olarak ifade edilebilir. N ise OFDM alt taşıyıcı sayısını ya da OFDM sembol sayısını ifade eder.

Denklem (112)'deki x_m , kısmi iletilen dizilerini ifade etmektedir ve bu iletilen diziler $\underline{F}_I$ ters fourier dönüşüm matrisi ile çarpılır. Daha sonra sabit bir ağırlık katsayısıyla $b_{i,m}$ ile çarpılıp faz dönüşümüne (phase rotate) uğrar. Değişime uğramış alt taşıyıcı vektörleri en sonunda birbirine eklenerek toplanır. Bu toplam sonucu, değişime uğramış alt taşıyıcı $\underline{X}^1$ vektörü aşağıdaki denklem (113) ile ifade edilebilir:

$$\underline{X}^1 = \sum_{m=1}^M b_{i,m} \underline{X}_m \quad (113)$$

Bu işlemde önceden belirlenen değişik döndürme açılarındaki faz döndürme katsayıları ile alt bloklar çarpılır. Burada faz döndürme katsayılarını belirleyen b_m , ağırlık katsayı vektörüdür. Bu faz döndürme vektörü iki eleman içeriyorsa $b_m \subset \{-1, +1\}$ 'dir. Yani her bir alt blok ya 1 ile ya da -1 ile çarpılacaktır. Faz döndürme sayısının dört olması durumunda $\{\pm 1, \pm j\}$ 'dir. Yani her bir alt blok 1, -1 , j ya da $-j$ ile çarpılacaktır. Faz çarpanları ile fazları değiştirilen alt bloklar daha sonra tekrar toplanarak bir araya getirilirler. Literatürde PTS yöntemi için birinci alt bloğun faz çarpanı $b_0 = 1$ durumda alınmaktadır. Bu, PTS yönteminde alt blok sayısının V , faz ağırlık vektörünün sayısı da W durumunda W^{V-1} adet alternatif faz çarpım vektörü bulunmaktadır. Örneğin $W = 2$ ve $V = 16$ durumunda $2^{16-1} = 32768$ tane faz çarpım vektörü bulunmaktadır. Faz döndürme katsayıları ile fazları değiştirilen alt blok vektörleri daha sonra toplanarak bir araya getirilirler. Şekil 13'ten de görülebileceği gibi bu katsayılar bir optimizasyon algoritmasından geçerler. Bu optimizasyon katı en düşük PAPR değerini veren en uygun katsayıları bul bu optimum işaret kombinasyonu iletilir (Yusof vd., 2003). PTS tekniği uygulandıktan sonra en düşük PAPR değerini veren işaret alıcı tarafa iletilir. PTS tekniği uygulandığında alıcı tarafa en düşük PAPR değerini sağlayan faz çarpım vektörünün iletilmesi gerekmektedir. Alıcı kısma $R_{PTS} = (V - 1) \log_2(W)$ adet bitin yan bilgi olarak iletilmesi gereklidir. Yukarıdaki $W = 2$ ve $V = 16$ olması durumu göz önüne alınırsa $R_{PTS} = (16 - 1) \log_2(2) = (16 - 1) = 15$ adet bit, yan bilgiyi iletmek için kullanılacaktır.

PAPR düşürme yöntemi olarak bu yapının dezavantajlarından biri bant verimliliğinin düşük olmasıdır. Alıcının alt taşıyıcıları geri döndürmek (rerotate) için vericideki faz katsayılarını bilmesi gerektiğinden dolayı katsayıların yan bilgi olarak gönderilmesi gerekir ve bu ekstradan iletilen yan bilgi bant verimliliğini düşürür. Buna rağmen önemli PAPR düşürme tekniklerinden biri olan bu isteme yöntem kayıpsız bir teknik olup herhangi bir modülasyon türü ile beraber kullanılabilir, fakat tek dezavantajı, sadece biraz artıklık (redundancy) eklemesidir (Yusof vd., 2003). PTS yöntemi, araştırmacılar tarafından en çok üzerinde durulan PAPR düşürme tekniklerinin başında gelir. PTS yöntemi kullanıldığında kırpma yönteminde olduğu gibi işaretlerde bilgi kaybı olmaz, ACE ve ton ekleme (TI) yöntemlerinde karşılaşılan bit enerji seviyelerinin artması sorunu yaşanmaz ve SLM yöntemindeki alıcı birime iletilen yan bilgi sayısının fazla olması sorunu yoktur.

PTS sinyalinin PAPR değeri aşağıdaki denklem (114) ile hesaplanır:

$$PAPR(x) \triangleq \frac{\max_{0 \leq t \leq N-1} |x(t)|^2}{E(|x(t)|^2)} \quad (114)$$

PAPR değeri analiz edilirken db değeri göz önüne alınıp yorumlanır. Aşağıdaki denklem (115)'de, $PAPR(db)$ aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$PAPR(db) = 10 \log_{10}(PAPR) \quad (115)$$

PTS yönteminde $b_{i,m}$, i . alt taşıyıcının faz ağırlık katsayılarını (faktörlerini) ifade etmektedir ve aşağıdaki denklem (116) ile ifade edilebilir.

$$b_{i,m} = e^{-j\phi_i}, \quad i = 1, 2, \dots, N \text{ ve } m = 0, 1, 2, \dots, M \quad (116)$$

Burada, ϕ_i rastgele bir faz açısını ifade eder ve $[0, 2\pi)$ arasında değerler alır. Faz ağırlık faktörü $b_{i,m}$, genliği 1 ve faz açısı $\phi_i [0, 2\pi)$ arasında rastgele değişen değerler alan bir vektörü temsil eder.

PTS tekniğinin amacı, optimal faz ağırlıklandırma değeri $b_{i,m}$ 'yi seçmektir. Burada PTS yönteminde, en düşük PAPR değerini verecek faz ağırlık katsayı vektörünün optimal değerlerini $\hat{b}$, aşağıdaki denklem (117) ile hesaplanır:

$$\hat{b} = \arg \min_b \left\{ \max \left| \sum_{m=1}^M b_{i,m} X_m \right| \right\} \quad (117)$$

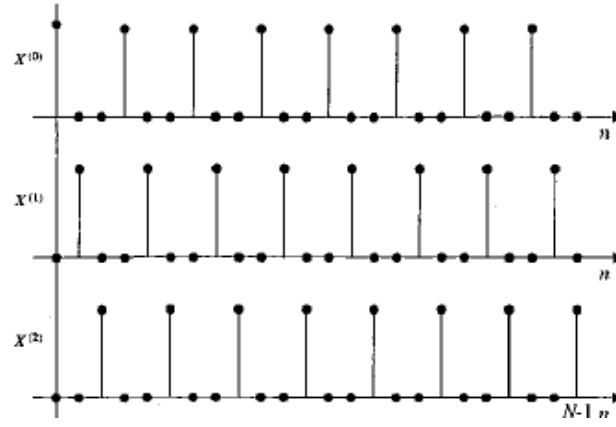
PAPR azaltma tekniklerinde PTS ve SLM teknikleri başta olmak üzere minimum PAPR değerini verecek faz dizileri optimizasyon teknikleri ile elde edilmektedir. Her defasında belirli bir kurala bağlı kalmaksızın rastgele faz dizi vektörleri denenirse çok yüksek hesapsal karmaşıklık oluşur. Bu da tabii ki pratik sistemlerde mümkün değildir. Özellikle yazılım tarafında optimizasyon algoritmasının benzetimi koşulduğunda çok büyük bir bekleme zamanı gerektirecektir ve bunları koşacak standart PC'ler de bulmak imkansız olacaktır. Bu da donanım maliyetini çok artıracaktır. Bu yüzden belirli kurallara sahip matematiksel diziler ve bu dizilerin oluşturacağı matrisler belirlenip PAPR düşürmenin optimizasyon aşamasında denenecektir. Böylece daha kısa sürede istenilen faz dizileri ve

matrisleri bulunabilecektir. Bu dizilerden en bilinenleri ileriki bölümlerde ayrıntılı gösterilecek Riemann, Vandermonde ve Hadamard matrisleridir. Bu 3 matristen yalnızca Hadamard matrisi yalnızca $+1$ ve -1 değerleri almaktadır. Literatüre bakıldığında bazı matrisler örneğin Helmert matrisi'nin (Wei vd., 2019) bazı değerlerinin 0 değerleri aldığı görülmektedir. Bu alıcıda alınan sembolün 0 olması demektir ve demodülasyonda soruna yol açar. Bu BER performansının çok kötüleştirilen bir durum olarak ortaya çıkar. PAPR değerini düşürürken BER performansından da makul değerler dışında taviz verilmemelidir.

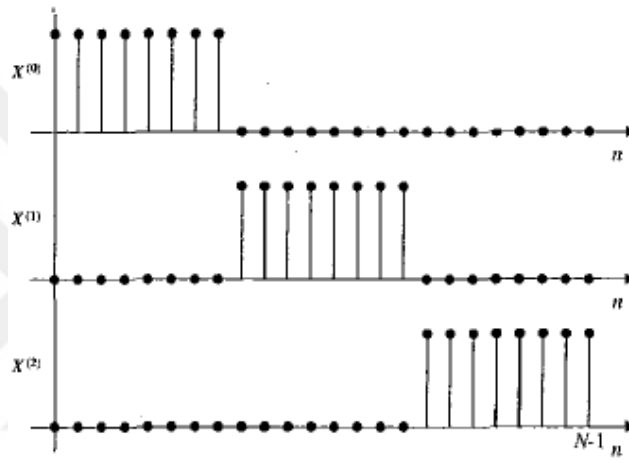
Girişteki veri bloğunu alt bloklara ayırmada temelde 3 ayrı teknik kullanılır. Bunlar sırasıyla bitişik (adjacent), serpiştirme (interleaving) ve sözde rastgele (pseudorandom) alt bloklara ayırma teknikleridir.

Bu üç teknik arasında sözde rastgele bölümleme tekniğinin diğer teknikler arasında en iyi PAPR performansına sahip olduğu bilinmektedir (Rihawi & Louet, 2008). Alt bloklara bölümleme yöntemi, PAPR performansını ve azaltma karmaşıklığını etkiler (Müller & Huber, 1997). Serpiştirme yöntemi, bitişik ve sözde rastgele ile karşılaştırıldığında düşük karmaşıklığa sahiptir, ancak aralarında en kötü PAPR performansına sahiptir.

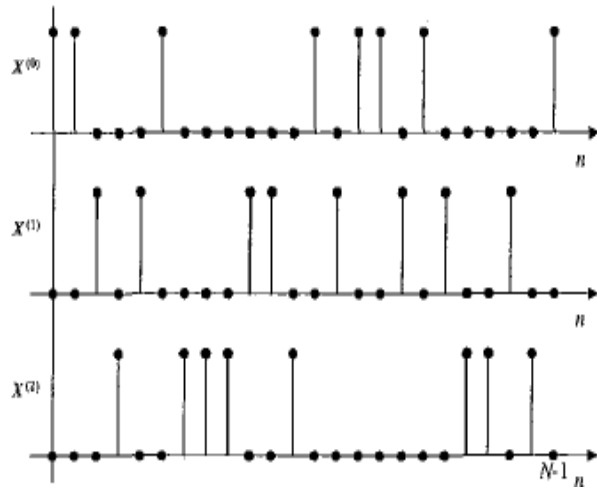
Şekil 14'te alt bloklara ayırma yöntemleri sırasıyla gösterilmektedir. Şekil 14a'da serpiştirme metodu, Şekil 14b'de bitişik metot, Şekil 14c'de ise sözde rastgele metodu gösterilmiştir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 14. PTS alt blok ayırma: (a) Serpiştirme (b) Bitişik (c) Sözde Rastgele

1.9.3. PAPR Düşürmede Kullanılan Faz Dizileri

PAPR değerini düşürürken BER performansında ya bozulma olmayacak ya da kötüleşme olacaktır. PAPR düşürken BER performansının çok kötüleşmesine müsadde edilmemelidir. Haberleşme sistem tasarımcılarının dikkat etmesi gereken en önemli konulardan biri budur. PTS'de $b_{i,m}$ ve SLM'de, sembollerin çarpma işlemine tabi tutulacağı faz dizileri $B^{(u)}$ elde edilirken literatürdeki bilinen matris ve veri dizileri kullanılabilir. Bu matris ve dizilerin her biri belirli kurallara göre oluşturulmuştur.

Bu tezde, literatürdeki PAPR azaltma teknikleri ile ilgili yapılan çalışmalarda çoğunlukla kullanılan Vandermonde (Hasan, 2013), Hadamard (Park vd., 2000) ve Rieman matrisleri (Irukulapati vd., 2009) kullanılmıştır.

Vandermonde Matrisi

Vandermonde matrisi, PAPR düşürmede PTS ve SLM'de faz dizisi olarak kullanılan matrislerden biridir. Vandermonde matrisi, her bir sütunu öncekinden daha yüksek bir oranda artan elemanlar içerir. Bu, matrisin sütunlarının genellikle lineer olarak birbirinden bağımsız olmasını sağlar, bu da haberleşme uygulamaları için istenen bir özelliktir. Vandermonde matrisinin tersi alınabilir (Rawashdeh, 2019) ve bu yönüyle PAPR hesap karmaşıklığını oldukça azaltır. IFFT ile uyumlu Vandermonde matrisi, FFT gibi hızlı dönüşüm teknikleriyle birlikte kullanıldığında, PAPR hesaplama karmaşıklığını azaltabilir. Bu nedenlerden dolayı, Vandermonde matrisi PAPR düşürmede yaygın olarak tercih edilen bir seçenektir ve kullanıldığı sistemlerde yüksek performans ve verimlilik sağlar. Vandermonde matrisi matematiksel olarak aşağıda anlatılacaktır.

Bahra & Abed Hodtani (2018) tarafından yapılan çalışmada, OFDM sistemlerinde PAPR düşürülmesi için Vandermonde matrisinin faz matrisi olarak kullanıldığı modifiye edilmiş bir SLM tekniği önerilmiştir. Bu makalede, OFDM sistemlerinde PAPR azaltma amacıyla VLM önceden kodlanmış SLM tekniği incelenmiştir. Sayısal sonuçlara göre, VLM önceden kodlanmış SLM tekniği, diğer PAPR azaltma yöntemlerine kıyasla daha düşük PAPR değerlerine ulaşmıştır. Hasan (2013) yaptığı çalışmada OFDM sistemlerinde PAPR'ı düşürmek için karmaşık Vandermonde matrisine (CVM) dayalı olarak yeni bir ön-kodlama yönteminin kullandığı SLM tekniği önermiştir. Sharifi (2019), yüksek PAPR'ı en aza indirmek için ayrık Hartley matris dönüşümünün (DHMT) ön-kodlama tabanlı bir OFDM

sisteminde kullanıldığı yöntemi sunmuştur. Hasan (2014) yaptığı çalışmada karmaşık Vandermonde matrisine (CVM) dayalı olarak yeni bir ön-kodlama yöntemi önerilmiştir. Guo (2005), Vandermonde sisteminin Cholesky ve QR çarpanlarına ayırması için özyinelemeli bir algoritmayı verimli FPGA mimarisiyle gerçekleştirilmişlerdir. Farid vd. (2023) yaptıkları çalışmada, herhangi bir yan bilgi iletimi gerektirmediği için ve sistem veri hızını etkilemediği için ön-kodlama tekniklerinin kullanıldığı PAPR azaltma teknikleri önermişlerdir. Önerilen teknik, ulaşılabilir maksimum PAPR düşürme değerini elde etmek için Vandermonde benzeri matris (VLM)'in ön-kodlama tekniğinde kullanılmasına yöntemine dayanmaktadır.

Aşağıdaki denklem (118) ve (119) ile Vandermonde matrisinin yapısı gösterilmiştir:

$$\underline{V}_{p/2} = \begin{bmatrix} 1 & \theta_1 & \dots & (\theta_1)^{(p-1)} \\ 1 & \theta_2 & \dots & (\theta_2)^{(p-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \theta_p & \dots & (\theta_p)^{(p-1)} \end{bmatrix} \quad (118)$$

$$\begin{aligned} p = 2^s (s \geq 1) &\Rightarrow \theta_k = e^{j \frac{4k-3}{2p} \pi}, k = 1, 2, \dots, p \\ p = 3 \cdot 2^s (s \geq 0) &\Rightarrow \theta_k = e^{j \frac{6k-1}{3p} \pi}, k = 1, 2, \dots, p \end{aligned} \quad (119)$$

Aşağıdaki denklem (120)'de verilen eşitlikte 4×4 boyutunda örnek bir Vandermonde matrisi V verilmiştir.

$$V = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0.9239 + 0.3827i & -0.3827 + 0.9239i & -0.9239 - 0.3827i & 0.3827 - 0.9239i \\ 0.7071 + 0.7071i & -0.7071 - 0.7071i & 0.7071 + 0.7071i & -0.7071 - 0.7071i \\ 0.3827 + 0.9239i & 0.9239 - 0.3827i & -0.3827 - 0.9239i & -0.9239 + 0.3827i \end{bmatrix} \quad (120)$$

Riemann Matrisi

Riemann matrisi, OFDM sinyalinin fazını dönüştürürken işaretin güç dağılımını düzenler ve sinyalin tepe gücünü dengeler, böylece PAPR'ı azaltır. Bu özellikleri sayesinde Riemann matrisi, PAPR düşürme yöntemlerinde kullanımı tercih edilen bir matris seçeneği haline gelmiştir.

Kumar vd. (2023), uyarlanabilir SLM ve sinyal sıkıştırma(companding) tekniklerinin bir arada kullanıldığı hibrit bir teknik önermiştir. SLM PAPR azaltma tekniğindeki faz matrisleri olarak Riemann ve merkezileştirme (centering) matrisleri kullanılmıştır. Standart yöntemlerle ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntem hem hesaplama karmaşıklığını hem de

PAPR'ı önemli ölçüde azaltırken, BER performansını çok az kötüleştirir. Chandwani vd. (2009), OFDM sistemlerinde SLM tekniği kullanmış ve faz dizisi olarak Riemann matrisinin satır ya da sütunları seçerek güç amplifikatörünün (PA) eşiklenmesi yöntemini sisteme entegre eden bir teknik önermişlerdir. Harne & Zanjade (2016) yatıkları çalışmada SLM PAPR düşürme yönteminde faz dizisi olarak Rieman matrisi kullanılmış ve normal OFDM sinyaline göre daha iyi PAPR düşümü sağlanmıştır. Goyoro vd. (2012) tarafından yapılan çalışmada, OFDM haberleşme sistemlerinde PAPR düşürülmesi için SLM'de faz dizisi olarak Riemann matrisinin satır ya da sütunları kullanılarak DCT dönüşümüyle birleştirilmiştir. Lin & Yong (2011) faz dizisi olarak Riemann matrisinin satır ya da sütunlarını kullanan yeni bir PTS tekniği önermiştir. Bu teknikte, verici ve alıcı arasında yan bilgi alışverişine gerek yoktur ve konvansiyonel PTS şemasına kıyasla daha iyi PAPR azaltma performansı elde edildiği gösterilmiştir. Vimal (2016) tarafından yapılan çalışmada, DWT-OFDM sistemlerinde PAPR azaltma için Riemann matrisi içerisindeki satır veya sütun dizilerinin SLM tekniğinde faz dizisi olarak seçildiği bir yöntem sunulmuştur.

Riemann matrisi R aşağıdaki denklem (121)'deki eşitlik ile hesaplanır:

$$R = B(2:n+1, 2:n+1) \quad (121)$$

Burada n , Rieman matrisinin satır veya sütun sayısı olarak ifade edilir.

B matrisinin alabileceği şartlı değerler, aşağıdaki denklem (122) ile gösterilmiştir:

$$\begin{aligned} B(i, j) &= i - 1, \text{ eğer } i, j \text{'yi tam olarak bölüyorsa} \\ B(i, j) &= -1, \text{ eğer } i, j \text{'yi tam olarak bölmüyorsa} \end{aligned} \quad (122)$$

Riemann matrisi şu özelliklere sahiptir:

1. Matrisin her bir özdeğeri $e(i)$, $m = n + 1$ iken $e(i) \leq \frac{m-1}{m}$ şartını sağlamaktadır.
2. $i \leq e(i) \leq i + 1$, en fazla $m - \sqrt{m}$ hariç $(m/3, m/2]$ aralığındaki tüm tam sayılar bu matrisin özdeğerleridir.

Aşağıdaki denklem (123) ile verilen eşitlikte 5×5 boyutunda bir örnek Rieman matrisi R verilmiştir. Matrisin her satırı incelendiğinde, satırların yalnızca bir elemanı 1'den büyük bir değer almaktadır. Satırdaki geride kalan diğer elemanlar ise yalnızca +1 ya da -1 değerlerini almaktadır.

$$R = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 & 1 & 2 \\ -1 & -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 5 \end{bmatrix} \quad (123)$$

Hadamard Matrisi

Hadamard matrisi, PAPR azaltma tekniklerinde sıkça kullanılan bir matristir. Bu kullanımın birkaç önemli sebebi vardır: Güç dağılımı açısından Hadamard matrisi, veri sembollerini rastgele bir şekilde dağıtarak PAPR'ı daha fazla düşürmeye yardımcı olur. Bu gücün rastgele dağılımı, sinyalin gücünün daha geniş bir frekansa yayılmasını sağlayarak tek bir frekansta aşırı güç yoğunlaşmasını önler. Hadamard matrisi, diğer matrislere kıyasla daha basit bir yapıya sahiptir. Bu basitlik, matris işlemlerini ve PAPR hesaplamalarını kolaylaştırır ve daha az işlem gücü gerektirir. Hadamard matrisi kullanımı, veri aktarım hızında herhangi bir düşüşe neden olmaz. Bu da, PAPR'ı düşürürken veri ihaberleşme verimliliğini korumak için önemlidir. Hadamard matrisi açısından, PAPR azaltma için alıcıda herhangi bir yan bilgiye ihtiyaç duymaz. Bu da sistemin karmaşıklığını ve maliyetini azaltır. Daha büyük boyutlu Hadamard matrisleri, daha fazla işlem gücü ve bellek gerektirir. Hadamard matrisi kullanımı, sinyalin BER'ini bir miktar artırabilir.

Hu vd. (2018), SFBC MIMO-OFDM sistemlerinde alıcıya yan bilgi iletimine gerek duymayan bir PAPR düşümü yapan bir çalışma sunmuşlardır. Miao vd. (2018), OFDM tabanlı optik iletişim sistemlerinde çok bantlı Hadamard ön-kodlama ve kırpma tekniklerinin kombinasyonu ile düşük hesapsal karmaşıklığa sahip bir PAPR düşürme yöntemi sunmuşlardır. Mohaisen vd. (2022), VLC sistemlerinde Walsh-Hadamard ön-kodlu ön-kodlanmış Hartley dönüşümlerini kullanan bir PAPR düşürme yöntemi sunmuşlardır. El-Dolil & Dessouky (2022), OFDM tabanlı VLC sistemleri için Hadamard dönüşüm matrisinin de kullanıldığı yeni bir hibrit PAPR azaltma tekniği önermiştir. Bu teknikte, PAPR düşürme kapasitesini ve BER performansını daha da geliştirmek için ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) aşamasından önce ön-kodlanmış Ayırık Kosinüs dönüşümü (DCT) kullanımına dayalı yeni bir OFDM yapısı önerilmiştir. Deepa vd. (2022), O-OFDM tabanlı VLC sistemleri için yeni ön-kodlama matris tekniklerinin performans analizini yapmıştır. Bu çalışmada, PAPR'ı düşürmek için ayırık Hartley Matrisi dönüşümü (DHMT) önceden kodlanmış ayırık Hartley dönüşümü (DHT) tabanlı DCO-OFDM sistemi önerilmiştir. Ek olarak, Walsh Hadamard dönüşümü (WHT) ve Zadoff chu dönüşümünün (ZCT) melez bir

kombinasyonu olan T-dönüşümü gibi yeni bir ön-kodlama tekniğinin PAPR performansını, ayırık kosinüs matris dönüşümü (DCMT), ayırık Fourier matris dönüşümü (DFMT), Walsh Hadamard Matrisi dönüşümü (WHMT) ve DHMT gibi diğer ön-kodlama matris teknikleriyle karşılaştırmalı olarak yapılmıştır. Lian vd. (2020), Hadamard kodlu modülasyon kullanarak iç mekân çok kullanıcı VLC sistemlerinin analini yapmışlardır. Freag vd. (2018), OFDM tabanlı VLC sistemlerinde kırpmaya ile birlikte Hadamard dönüşümüne dayalı bir hibrit PAPR düşürme tekniği önermiştir. Abdulwali & Boussakta (2022), ayırık kosinüs dönüşümü (DCT) ile birlikte bir Walsh-Hadamard matrisi kullanan sistem mimarisine C-dönüşümü adını verdikleri bir çalışma sunmuşlardır. Bu çalışmada aynı zamanda, LED'in doğrusallık özelliklerinin VLC sistemlerindeki performansı incelenerek bu özelliklerin sistem üzerindeki etkileri analiz edilmiştir. Park vd. (2017), VLC haberleşmesinde kullanılacak düşük maliyetli iç mekân konumlandırma sistemi için Hadamard matris tasarımını ele alan bir yöntem önermiştir. Noshad & Brandt-Pearce (2016), VLC için Hadamard kodlu modülasyonu baz alan bir çalışma sunmuştur. Bu çalışma sonuçları, OFDM tabanlı VLC sistemlerinde PAPR düşümü ve verimlilik açısından önemli katkılar sağlasa da, bu konuda diğer bazı çalışmalarda daha düşük karmaşıklık, daha yüksek verimlilik ve daha iyi BER performansı gibi alanlarda iyileştirilme yapılması gerekebilir.

Hadamard Matrisleri yalnızca 1 ve -1 değerlerinden oluşan ve matrisin sütunları birbirine dikgen (orthogonal) olan bir matristir. Yani matrisin bütün sütunlarının birbiri ile skaler çarpımının sonucu her zaman sıfırdır.

Bir Hadamard dönüşüm matrisi $H^T \times H = n \times I$ eşitliğini sağlar. Yani H hadamard dönüşüm matrisinin kendi eşleneği ile çarpımı $n \times n$ boyutlu birim matrisin n ile çarpımına eşit olur.

Örnek bir 2×2 boyutlarında bir Hadamard atrisi, $H = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ şeklinde verilmiştir.

Bu örnek Hadamard matrisin eşleneği olan H^T matrisi ise $H^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ olur. Burada görüleceği gibi Hadamard matrisinin eşleneği yine kendisi olacaktır.

Eğer daha büyük boyutlarda Hadamard matrisi oluşturulmak istenirse ($n > 2$) denklem (124)'de verilen eşitlikteki kurallara göre bu matrisler oluşturulabilecektir.

$$H_1 = \begin{bmatrix} H & H \\ H' & -H' \end{bmatrix} \quad (124)$$

4×4 boyutundaki H_2 matrisi aşağıdaki denklem (125)'de verilen eşitlikte gösterilmiştir:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (125)$$

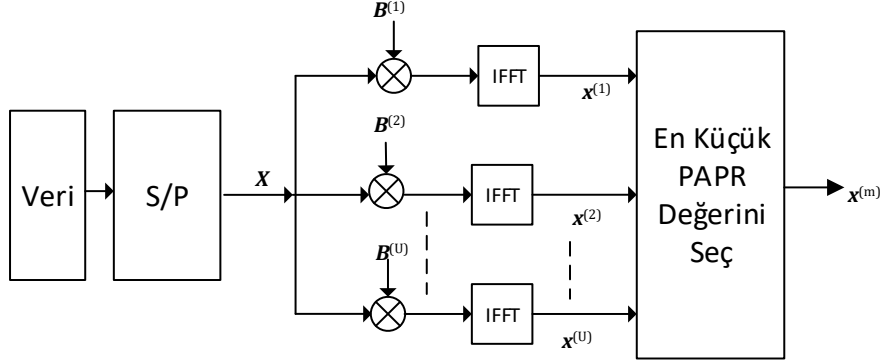
1.9.4. Seçici Eşleme Yöntemi (SLM)

SLM PAPR düşürme tekniği, birçok OFDM sisteminde, bozulma içermeyen yaklaşımlardan biridir. SLM, bir OFDM sinyalini önceden belirlenmiş bir faz sırasına göre çarparak birden fazla bağımsız sinyale bölen ve ardından en düşük PAPR'a sahip sinyali ileten bir PAPR azaltma yöntemidir. Yöntem, PAPR'ı belirleyen iletim veri vektörlerinin sırasının, IFFT'den önce rastgele bir faz ile çarpılarak değiştirilebileceği gözlemine dayanmaktadır. OFDM sembolüne ek olarak, SLM seçilen sinyalin indeksinin iletilmesini gerektirir. Aday iletim dizilerinin miktarı ve faz dizilerinin türü PAPR performansının ne kadar iyileştirileceğini belirler.

Touhami vd. (2024), OFDM tabanlı VLC sistemlerinde PAPR azaltma için modifiye SLM yöntemiyle birleştirilmiş zarf ölçekleme yöntemi önermişlerdir. Kumar vd. (2023) 5G MIMO-OFDM sistemlerinde adaptif SLM tekniği ile veri sıkıştırma yöntemlerinin hibrit birleşimini yapan bir teknik önermiştir. Standart yöntemler ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntem hem hesaplama karmaşıklığını hem de PAPR'ı önemli ölçüde düşürdüğü, BER'i ise yalnızca biraz bozduğu görülmüştür. Aydın & Hacıoğlu (2024), DCO-OFDM'de PAPR'ı düşürmek için çok noktalı takımyıldız yöntemi (MPC) adı verilen yeni bir yöntem önermişlerdir. MPC yöntemi, mevcut noktaların etrafına ekstra alternatif takımyıldız noktaları eklemeyi ve en düşük PAPR'a sahip takımyıldız noktalarını seçmek için ayrık parçacık sürü optimizasyonu (DPSO) algoritmasını kullanmayı içerir. Önerilen MPC yöntemi, literatürde iyi bilinen bir PAPR indirgeme tekniği olan seçici haritalama (SLM) ile de birleştirilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen MPC yönteminin, SLM ile birlikte kullanıldığında 4-QAM ve 16-QAM modülasyonlarında PAPR'ı azaltmada SLM yönteminden daha iyi performans gösterdiğini göstermiştir. Ayrıca, DPSO algoritmasındaki yineleme ve parçacık sayısının artırılması, önerilen yöntemin PAPR düşürme performansını daha da iyileştirmektedir. Kumar vd. (2023) optik dikgen olmayan çoklu erişim (NOMA)

dalga formunda PAPR'ı düşürmek için SLM-PTS-CT (circular transformation-döngüsel değişim) hibrit yöntemini önermişlerdir. Da Silva vd. (2024), makine öğrenimi temelli PAPR tekniklerini ayrıntılı olarak incelemişlerdir. Bu çalışmada SLM PAPR düşürme tekniği üzerine de güzel bilgiler verilmiştir. Kataksham & Siddaiah (2024), düşük karmaşık PAPR azaltma için hibrit trellis kod tabanlı SLM ve momentum arama algoritması kullanılan bir yöntem önermişlerdir. Khalaf vd. (2023) ACO-OFDM tabanlı VLC sistemlerinde non-lineer veri sıkıştırma tekniklerini araştırmışlardır. Bu çalışmanın içerisinde simetrik vektör dönüşümü- seçici eşleme (SVM-SLM) isimli bir teknikle PAPR düşümü yapıldığından bahsedilmiştir. Pradeep Kumar vd. (2023), Genelleştirilmiş frekans bölmeli çoğullama (GFDM) dalga formlarında var olan yüksek PAPR sorununa etkin bir çözüm sunmak için Kaotik Biyocoğrafya Tabanlı Optimizasyon (CBBO) algoritmasına dayalı SLM önermiştir. Burada elde edilen deneysel sonuçlar, önerilen CBBO-SLM tekniğinin, konvansiyonel GFDM ve OFDM-SLM gibi konvansiyonel SLM yöntemlerine kıyasla PAPR düşümü açısından önemli bir gelişme sağladığını göstermektedir. Niwareeba vd. (2023) ise DCO-OFDM sistemlerinde leksikografik permütasyonları kullanarak adaptif mod PAPR düşürme algoritması geliştirmişlerdir ve orijinal SLM yönteminden daha iyi sonuç aldıklarını vurgulamışlardır. Lim vd. (2005), yaptıkları çalışmada düşük hesapsal karmaşık yeni bir SLM tekniği önermişlerdir. Bu yeni SLM OFDM şeması, hesaplama karmaşıklığını azaltırken, geleneksel SLM OFDM şeması ile neredeyse aynı PAPR azaltma performansını gösterir. Li vd. (2010), her biri belirli temel vektörleri ve bunların döngüsel olarak kaydırılmış versiyonlarını içeren üç yeni mükemmel dizi sınıfı sunmaktadır. Daha sonra bu mükemmel dizilerin benzersiz yapılarına dayalı olarak bu dizilerin faz matrisi olarak kullanıldığı üç yeni düşük hesap karmaşık SLM tekniği önermişlerdir. Kumar & Raja (2024), verici bölümünde Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (IFFT) uygulanan yeni bir geliştirilmiş kırpma ve filtreleme (ECF) tekniği önermiştir. Bu teknik klasik yöntemle göre daha iyi bir PAPR düşürme sağlarken, SLM'deki hesaplama karmaşıklığını da azaltır. Yinghai vd. (2024), OFDM sinyallerinin yüksek PAPR değerlerini düşürmek için takımyıldız rotasyonuna dayalı yeni bir SLM tekniği önermiştir. Bu tekniğin temel fikri, orijinal frekans sinyalinin farklı alt sinyallerini farklı açılarla döndürerek bol miktarda aday sinyal üretmektir. Prasad & Arun (2023), en büyük ortak bölen (GCD), Rastgele, Riemann, Lehmer ve Hanowa gibi farklı matrislerin PAPR değerinin en aza indirilmesi için faz dizileri olarak SLM'de kullanmıştır. Wahab vd. (2024), SLM'deki faz sırasını optimize etmek için Riemann Matrisi'ni kullanan bir yöntem önermiştir.

Seçici Eşlemenin (SLM) arkasındaki metodoloji aşağıdaki Şekil 15'teki blok diyagramda gösterilmiştir:



Şekil 15. SLM yöntemli OFDM vericisinin blok diyagramı

SLM tekniğinde, IFFT'si alınacak olan $X(n)$ sembollerinin U adet kopyası oluşturulur. Oluşturulan kopyalardaki N adet sembol belli bir kurala göre elde edilen N adet katsayı ile çarpılır ve U adet PAPR değeri hesaplanır. Bu U adet PAPR değerinin en küçüğü seçilir ve iletilir (Gu vd., 2010).

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X(0) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix}; x^m(k) = \sum_{n=0}^{N-1} B^m(n)X(n)e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (126)$$

Yukarıdaki denklem (126)'da m 'inci IFFT çıkışı $x^m(k)$ 'nın elde edilişi gösterilmektedir. $B^m(n)$ faz dizilerini içinde barındıran B matrisinin m . sütunun n . elemanıdır. Literatürdeki PAPR azaltma ile ilgili çalışmalara bakıldığında çoğunlukla faz çarpanları olarak $B^m(n) \in \{-1, +1\}$ alındığı görülmektedir. Bu, yöntemin hesapsal karmaşıklığını azaltarak daha kısa sürede sonuca gidilmesini sağlar. Literatürde yapılan çoğu çalışmalarda faz dizilerinde ilk sütun $B^1 = [1, 1, \dots, 1, 1]$ alınarak üretilecek faz dizi sayısı azaltılır. Bunun sonucunda SLM tekniğindeki işlem karmaşıklığı azaltılır. Hesap karmaşıklığı azaldığında, olası tüm faz dizileri denenmeyeceğinden PAPR azaltma performansı düşecektir. Alıcıda, orijinal veri bloğunun tekrar elde edilebilmesi için iletilen işaret ters faz çarpanları ile çarpılır. Bundan dolayı, OFDM alıcı birimine sadece SLM yöntemi ile PAPR değeri düşürülmüş OFDM işareti değil aynı zamanda da faz çarpanları vektörünün de yan bilgi olarak iletilmesi gerekmektedir. Yan bilginin iletilmesi SLM yönteminin en büyük dezavantajıdır.

Aşağıdaki denklem (127)'deki ifadeyi en küçük yapan $m = 1, 2, \dots, U$ değerine ilişkin $\mathbf{x}^{(m)}$ seçilerek iletilir.

$$\min \left(\frac{\max(|\mathbf{x}^{(1)}| \odot |\mathbf{x}^{(1)}|)}{E[|\mathbf{x}^{(1)}| \odot |\mathbf{x}^{(1)}|]}, \frac{\max(|\mathbf{x}^{(2)}| \odot |\mathbf{x}^{(2)}|)}{E[|\mathbf{x}^{(2)}| \odot |\mathbf{x}^{(2)}|]}, \dots, \frac{\max(|\mathbf{x}^{(U)}| \odot |\mathbf{x}^{(U)}|)}{E[|\mathbf{x}^{(U)}| \odot |\mathbf{x}^{(U)}|]} \right) \quad (127)$$

Yukarıdaki denklem (127)'de $\odot$ işareti noktasal çarpım ve $E[]$ beklenen değeri ifade etmektedir. SLM tekniği sonucunda $\mathbf{x}^{(m)}$ 'nin iletildiği varsayıldığında elde edilecek olan PAPR değeri dB cinsinden aşağıdaki denklem (128)'de olduğu gibi ifade edilir:

$$PAPR(dB) = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\max(|\mathbf{x}^{(m)}| \odot |\mathbf{x}^{(m)}|)}{E[|\mathbf{x}^{(m)}| \odot |\mathbf{x}^{(m)}|]} \right) \quad (128)$$

SLM'de, U tane birbirinden farklı faz dizilerinin sayısı B^u olmak üzere, iletilmesi gereken yan bilgi bit sayısı R_{SLM} , $R_{SLM} = (V - 1) \log_2(U - 1)$ ifadesi ile hesaplanır. Buradan PTS'de iletilmesi için gerekli bit miktarının SLM'den daha fazla olduğu görülmektedir.

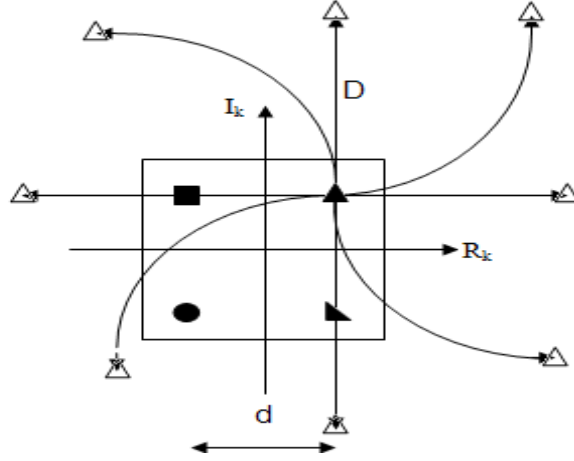
1.9.5. Ton Ekleme Yöntemi (TI)

Ton ekleme (TI), PAPR azaltma yöntemlerinden biridir. Bu yöntemde, OFDM işaretinde belirli frekans bantlarında bulunan tonlar önceden rezerve edilir veya eklenir. Bu rezerve edilen tonlar, işaretin genliğini azaltarak PAPR değerini düşürmeyi amaçlar. TI'nın avantajları arasında, hesaplama karmaşıklığının düşük olması ve uygulama kolaylığının bulunması vardır. Ayrıca, mevcut OFDM yapılarına kolayca entegre edilebilir. Ancak, TI'nın bazı dezavantajları da vardır. Örneğin, eklenen tonların seçimi ve yönetimi zor olabilir ve bu tonlar işaretin spektral bant genişliğini artırarak spektral verimliliği azaltabilir. Ayrıca, eklenen tonların belirlenmesi için ekstra hesaplama gereksinimi olabilir. Bu nedenle, TI yöntemi seçilirken avantajları ve dezavantajları dikkatlice değerlendirilmelidir.

TI tekniğinin temel konsepti, takımyıldız noktalarını artırmaktır, böylece orijinal takımyıldızdaki noktaların her biri, takımyıldız noktasının değiştirilmesinin PAPR indirgemesi için kullanılabileceği genişletilmiş takımyıldızdaki diğer eşdeğer noktalara eşlenebilir.

Hei vd. (2017), VLC-DCO-OFDM sisteminde PAPR düşümü için dal ve sınıra dayalı (BBM) TI şemalarını sunmuşlardır. Zhang vd. (2014), VLC -DCO-OFDM sisteminde PAPR düşümünü yarı-kesinlikli gevşetme tekniği yapan bir yöntem sunmuşlardır. Önerilen yöntemle, BER performans artışına da katkıda bulunan 5 dB'lik önemli bir PAPR düşümü elde edilmiştir. Li (2017), yaptığı tezde, OFDM tabanlı VLC sistemleri için ton rezervasyonu ve ton enjeksiyonu PAPR düşürme tekniklerini araştırmıştır. Hong Kong Politeknik Üniversitesi'nde yüksek lisans tezi olarak sunulan bu çalışmada, farklı PAPR düşürme yöntemlerinin etkinliği ve uygulanabilirliği de incelenmiştir. Hu vd. (2021), OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için başlangıç olasılığı adaptasyonunu vurgulayan çapraz-entropiye dayalı TI şeması geliştirmiştir. Wattanasuwakull & Benjapolakul (2005) tarafından sunulan çalışmada, OFDM iletiminde PAPR düşümü için ton rezervasyonu ve ton enjeksiyonu yöntemlerinin etkinliği incelenmiştir. Wang vd. (2018) yaptıkları çalışmada, iyi bir PAPR performansı elde ederken karmaşıklığı azaltmak için geliştirilmiş bir Çapraz Entropi (CE) tabanlı TI tekniği önermişlerdir. Bu teknikte, ilk olarak, 4-QAM modülasyonu için yapılandırılmış bir genişletilmiş takımyıldızı noktaları, daha fazla serbestlik derecesi sağlamak için tasarlanmıştır. Uygun parametre seçimi ile de, önerilen genişletilmiş takımyıldızı daha fazla tasarım esnekliği sunabilir ve serbestlik derecesi ile güç artışı arasında daha iyi bir denge sağlayabilir.

Şekil 16'da, Wattanasuwakull & Benjapolakul'un (2005) yaptıkları çalışmadaki ton ekleme yönteminde kullanılan QAM işaretlerinin genişleme noktaları görülmektedir (Wattanasuwakull & Benjapolakul, 2005). TI yönteminde temel QAM işaretleri, kendileri ile aynı bilgiyi taşıyan noktalarla eşleştirilir. Bu eşleştirmeler, OFDM işaretlerinin PAPR değerini düşürmek için uygun noktalara yapılır. TI yönteminde, ACE yöntemine benzer şekilde temel QAM işaretlerinin genlik ve faz bilgilerini değiştirerek PAPR değeri düşürülür. ACE yönteminde QAM işaretleri, genişleme bölgesinde herhangi bir noktada bulunabilirken ton ekleme yönteminde sadece önceden belirlenmiş noktalarda bulunabilir.



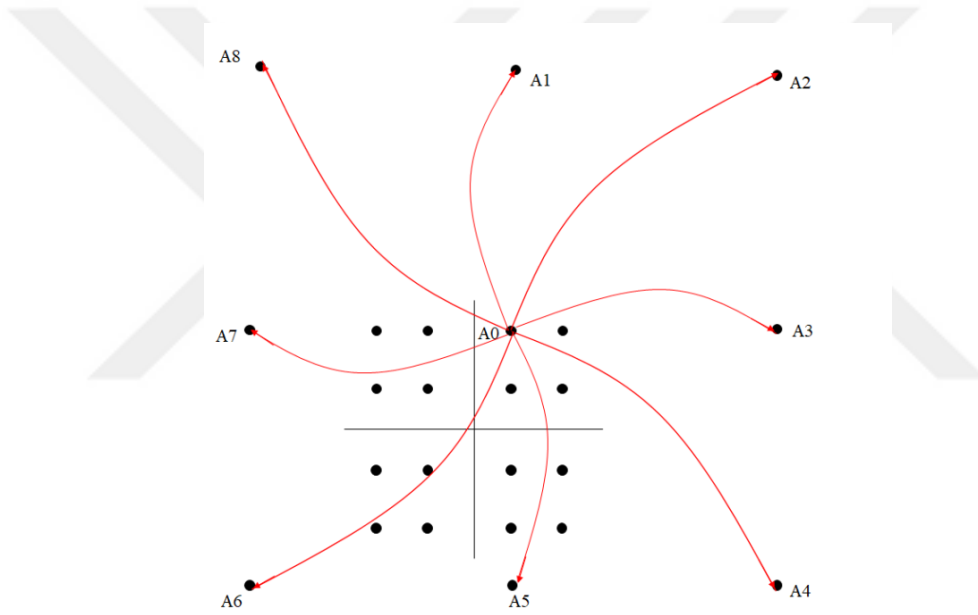
Şekil 16. Ton ekleme yönteminde sinyallerin genişleme noktaları

OFDM sisteminde orijinal QAM sembol vektörü $S = [S_1, S_2, \dots, S_N]$ olduğu kabul edilirse, burada her bir veri sembolü S_k , grup noktaları arasındaki minimum uzaklık d_k ile birlikte bir kare M_k , QAM temel bant modülasyona aittir. Bu durumda S_k 'nın gerçek ve sanal kısımları, $S_k^{(r)}$ ve $S_k^{(i)}$ ile belirtilir. $\{\pm d_k/2, \pm 3d_k/2, \dots, \pm(\sqrt{M_k}-1)d_k/2\}$, burada $\sqrt{M_k}$ boyut başına seviye sayısıdır. Herhangi bir veri sembolü S_k düşünülürse, f_k uygun frekans ve $\alpha_k D_k + j b_k D_k$ karmaşık genlikteki bir tonun eklenmesiyle, orijinal grup noktası S_k , genişletilmiş grup noktası $\hat{S}_k = S_k + \alpha_k D_k + j b_k D_k$ noktasına eşlenir, burada α_k ve b_k herhangi bir tamsayı değeri ve D_k alıcıda bilinen pozitif reel sayıdır. $D_k \geq d_k \times \sqrt{M_k}$ seçilerek çözümlenmiş $\hat{S}_k$ nın kodlanmamış sistemdeki hata olasılığı, aşağı yukarı kodlanmış S_k 'nın hata olasılığı ile aynıdır. Alıcıdaki orijinal grup noktalarını geri elde etmek için, temel bant demodülasyon safhasından önce basit bir işlem gereklidir. Bu işlem, D_k 'nın katlarının, $[-D_k/2, D_k/2]$ aralığında iken, $Re(\hat{S}_k) = S_k^{(r)} + \alpha_k D_k$ ve $Im(\hat{S}_k) = S_k^{(i)} + b_k D_k$ ifadesinden çıkarılması ve eklenmesidir.

PAPR'ı minimize etmek için, α_k ve b_k 'nin uygun değerlerinin belirlenmesinin gerekliliği ortadadır. Ancak, bu üstel kompleksliğe sahip bir tamsayı programlama sorunun çözülmesini gerektirir. PAPR'ı düşürmenin miktarı, D_k değerine ve alınabilen α_k ve b_k olası değerlerinin sayısına bağlıdır. PAPR düşürme, sistem karmaşıklığının artırılmasıyla artırılabilir. TI yönteminin avantajları, veri hızı (data rate) kaybı olmaması ve alıcıya iletilmesi gerekli yan bilgiye ihtiyacı olmamasıdır. Ton ekleme (TI) yönteminin dezavantajı ise, sistemin temel performansı için göz önüne alınması gereken bit başına ortalama

enerjideki artıştır. Eklenen tonlar, spektral çevreleme gereksinimlerini artırarak bant genişliğini artırabilir.

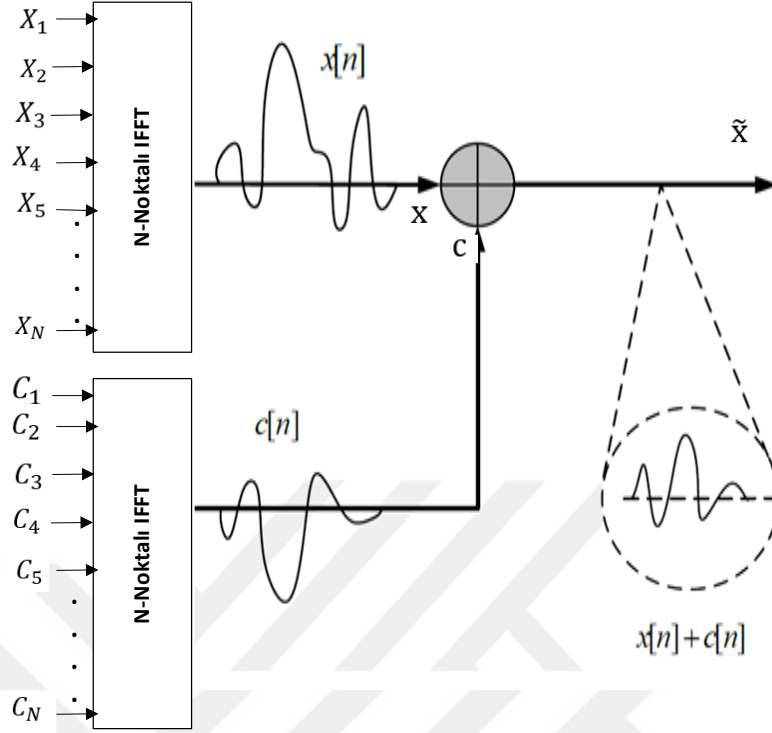
Şekil 17'de TI tekniği için başka bir şekil gösterilmektedir (Wang vd., 2018). TI tekniğinin temel konsepti, takımyıldız noktalarını artırmaktır, böylece orijinal takımyıldızdaki noktaların her biri genişletilmiş takımyıldızdaki diğer eşdeğer noktalara eşlenebilir, burada takımyıldız noktasının değiştirilmesi PAPR düşümü için kullanılabilir. Özellikle, Şekil 17, 16-QAM'in daha geniş bir takımyıldız olan 9×16 -QAM'e eşlenmesine bir örnektir ve verici orijinal verileri taşımak için $A0$ 'dan $A8$ 'e kadar en iyi PAPR performanslarından birini, yani $A0$ 'ı seçmelidir.



Şekil 17. Ton enjeksiyonu (TI) şeması için genişletilmiş 16-QAM takımyıldızı

Aşağıdaki Şekil 18'de verici kısmındaki TI tekniğinin blok diyagramı gösterilmiştir. TI yöntemi konsepti, OFDM sembollerinin bazı yerlerine C sabitleri eklenmesi ilkesine dayanır. C sabitleri, hem PAPR değerini azaltacak hem de BER değerini arttırmayacak şekilde seçilmesi gerekir (Wattanasuwakul & Benjapolakul, 2005).

Takım yıldızı noktalarının genlikleri, C sabitleri sebebiyle artar, öyle ki orijinal karmaşık düzlem takım yıldız noktalarındaki tüm noktalar, genişletilmiş takımyıldızı noktaları içindeki diğer çeşitli noktalara eşlenebilir. Şekil 18'de verici taraftaki TI tekniğinin blok şeması gösterilmiştir:



Şekil 18. Verici tarafındaki Ton Enjeksiyonu blok şeması

TI tekniğinin PAPR'ı azaltırken veri hızından ödün vermesine gerek yoktur, başka bir deyişle, TI sinyali $\tilde{x}$, veri sinyali x ve Tepe azaltma tonu (PRT- Peak reduction tone) sinyali c 'nin birleşimidir ve aşağıdaki denklem (129) ile ifade edilir:

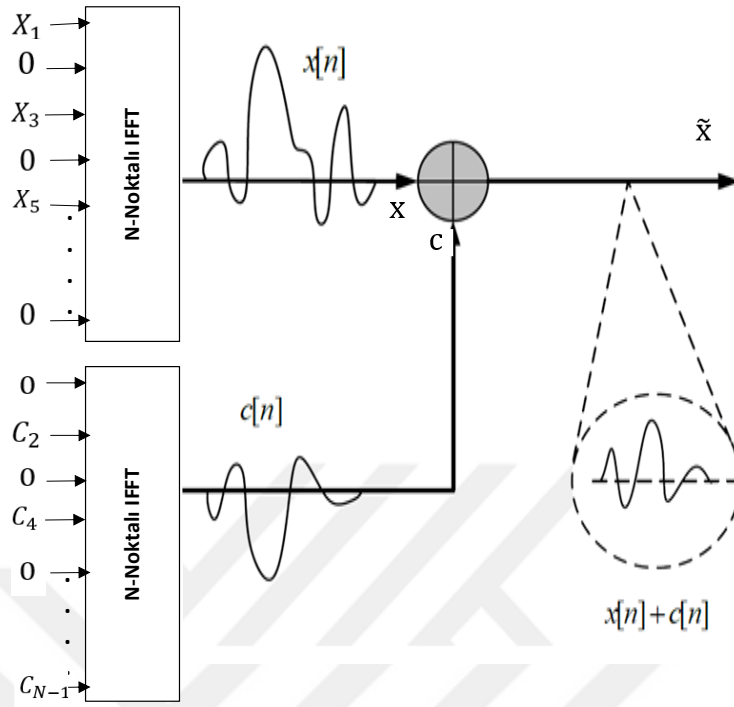
$$\begin{aligned}\tilde{x} &= x + c \\ &= \text{IFFT} \{X + C\}\end{aligned}\quad (129)$$

1.9.6. Ton Rezervasyon Yöntemi (TR)

Ton rezervasyonu (TR), OFDM sistemlerinde PAPR düşürmek için yaygın olarak kullanılan tekniklerden biridir. Bu teknikte, yüksek PAPR değerlerine sahip olan işaretin bazı frekans bantları önceden belirlenir ve bu frekans bantlarına sinyal eklenir veya rezerve edilir. Bu işlem, işaretin genliğini azaltarak PAPR'ı düşürmeyi amaçlar. TR'nin avantajları arasında, düşük hesaplama karmaşıklığı ve uygulama kolaylığı bulunmaktadır. Ayrıca, mevcut OFDM yapılarına kolayca entegre edilebilir. Ancak, bu yöntemin dezavantajları da vardır. Önceden belirlenen tonların seçimi ve yönetimi zor olabilir ve uygulanan tonlar iletim kanalında istenmeyen yan etkilere sebep olabilir, bu da BER performansını kötüleştirebilir. Ayrıca, bu tonların seçimi ve rezervasyonu için ekstra bant genişliği gereksinimi spektral

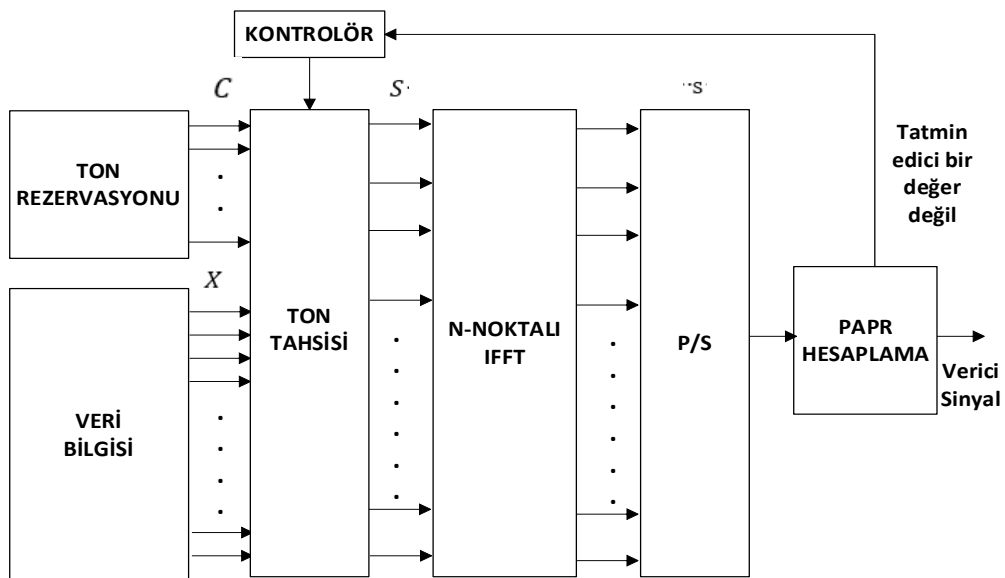
verimliliği azaltabilir. Bu nedenle, TR yöntemi seçilirken avantajlarının ve dezavantajlarının dikkatlice değerlendirilmesi önemlidir.

Mroué vd. (2010), Dijital Video Yayın (DVB-T2) sistemleri için TR PAPR azaltma yöntemlerinin performansını ve uygulama yöntemlerini incelemişlerdir. Bu inceleme, dijital televizyon iletimi alanında yapılan araştırmalara katkıda bulunarak, endüstri uygulamaları için önemli bir bilgi kaynağı sağlamaktadır. Li (2017), sırasıyla TR ve TI PAPR düşürme teknikleri ile OFDM kullanarak VLC sistemi modelleri önermişlerdir. Bai vd. (2017), DCO-OFDM iç mekan VLC sisteminde TR şemasına dayalı bir PAPR düşüm yöntemi önerirken, Hei vd. (2017), VLC-DCO-OFDM sisteminde PAPR düşümü için zaman domen Kernel (Çekirdek) Ton rezervasyonu Matrisi (TKM-TR) yöntemlerini iyileştirmiştir. Li vd. (2019), önceden üretilmiş tepe iptal sinyalleri kullanarak düşük karmaşıklıkla bir TR şeması önermiştir. Tu & Chang (2023), OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için düşük karmaşıklıkla iki aşamalı bir TR şeması geliştirirken, Tu vd. (2020), adaptif TR ile PTS'nin birleştirildiği yeni bir turbo şema sunmuştur. Choi vd. (2011), OFDM haberleşme sisteminde PAPR'ı düşürmek için yinelemeli TR yöntemi ile basamaklandırılmış (kaskat) ve geliştirilmiş SLM yöntemi önermiştir. Yinelemeli TR yöntemi ile basamaklandırılmış basit SLM'de, minimum PAPR'a sahip aday sinyal seçilir. Wattanasuwakul & Benjapolakul (2005), ton rezervasyonu ve ton enjeksiyonu yöntemlerini kullanarak OFDM iletiminde PAPR düşümü yaparken, Park vd. (2003), PAPR düşümü için etkin bir TR yöntemi önermişlerdir. Bai vd. (2017), iç mekan ortamlarında DCO-OFDM kullanılan VLC için bir TR şemasını önermiştir. Öte yandan, Tu ve Chang (2023), OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için düşük karmaşıklıkla iki aşamalı bir TR şeması sunmuştur. Bu teknik, işaretin tepe değerini azaltmaya yardım edecek orijinal OFDM işareti içerisinde küçük ton veri setlerinin (alt-taşıyıcılar) tutulması temel prensibine dayanır. Bu tonlar veri taşımamaktadır ve yalnızca orijinal zaman domenindeki sinyallerin PAPR değerini azaltmak için kullanılmaktadır (Mroué, vd., 2010). TR yönteminin blok şeması, Şekil 19'da gösterilmiştir. İki en çok bilinen TR yöntemi kırpma tabanlı Ton Rezervasyonu (TR-C) ve Kernel tabanlı Ton Rezervasyonu (TR-K) yöntemidir.



Şekil 19. Verici tarafındaki Ton Rezervasyon blok şeması

Geleneksel TR tekniğinin blok diyagramı aşağıdaki Şekil 20 'de gösterilmektedir (Park vd., 2003). İlk olarak, tepe azaltma tonu (PRT) vektörü olarak ayrılmış bazı bitler seçilir ve bu bitler C ile gösterilir. Bunun içinde, kontrolör veri bilgisine eklemek için farklı uzunluk ve konumlara sahip PRT vektörleri atar ve bir frekans alanı TR sinyali elde edilebilir. Frekans alanında ve değerlerinin örtüşmediğini belirtmek gerekir.



Şekil 20. OFDM sistemlerinde TR şemasının blok diyagramı.

Zaman domenindeki sinyalin aksine, TR sinyali bir PRT vektöründen ve sinyal bilgisinden oluşur, burada PAPR'ı düşürmek için zaman domeni sinyalindeki aşırı yüksek PAPR'ı dengelemek için kullanıldığından tepe karşıtı bir sinyal olarak kabul edilir. Bu nedenle, zaman domenindeki TR sinyali s_n aşağıdaki denklem (130) ile ifade edilebilir:

$$s_n = x_n + c_n = \text{IFFT}(X_n + C_n); 0 \leq n \leq N - 1 \quad (130)$$

Benzer şekilde, TR şemasında PAPR, aşağıdaki denklem (131) ile aşağıdaki gibi yeniden ifade edilebilir:

$$\text{PAPR}_{TR} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} [|s_n|^2]}{E[|s|^2]} \quad (131)$$

1.9.7. Genlik Kırpma ve Filtreleme

PAPR'ı düşürmek için en basit teknik genlik kırpma olabilir (O'Neill & Lopes, 1995). Literatürdeki pek çok çalışma, OFDM (sinyallerinde PAPR düşürme üzerine odaklanmıştır. Wang & Luo (2010), optimize edilmiş iteratif kırpma ve filtreleme yönteminin OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için etkin bir yöntem olduğunu göstermiştir. Benzer şekilde, Zhu vd. (2013) basitleştirilmiş bir yaklaşımla optimize edilmiş iteratif kırpma ve filtreleme yönteminin PAPR düşürülmesinde etkili olduğunu belirtmiştir. Ancak, iteratif kırpma ve filtreleme yöntemleri bazı zorluklarla karşılaşabilir. Örneğin, Anoh vd. (2017), OFDM sistemlerinde iteratif kırpma ve filtreleme için yeni bir yaklaşım önermiş, ancak bu yöntemin hesaplama karmaşıklığı yüksektir. Ayrıca, bu tür yöntemler sinyal kalitesini azaltabilir ve iletimde BER'i artırabilir. Dolayısıyla, bu yöntemlerin performansını artırmak ve dezavantajları azaltmak için yeni araştırmalara ihtiyaç vardır. Bazı araştırmacılar, yapay sinir ağları gibi yenilikçi yöntemlerin PAPR azaltımında etkili olduğunu göstermiştir. Örneğin, Sohn & Kim (2015), yapay sinir ağları tabanlı basitleştirilmiş kırpma ve filtreleme tekniğinin OFDM sinyallerinde PAPR azaltımında etkili olduğunu belirtmiştir. Bununla birlikte, bazı geleneksel teknikler hala önemlidir. Lee & Kim (2013), adaptif kırpma ve filtreleme tekniğinin OFDM sinyallerinde PAPR azaltımında etkili olduğunu göstermiştir. Ancak, bazı çalışmalar, bu tür geleneksel tekniklerin spektral verimliliği azaltabileceğini belirtmektedir. Örneğin, Albdran vd. (2012), OFDM sinyallerinde kırpma ve filtreleme tekniğinin PAPR düşümünü değerlendirmiş ve bu yöntemin spektral verimliliği azalttığını göstermiştir.

Bununla birlikte, bazı çalışmalar, OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için yeni ve gelişmiş yöntemlerin geliştirilmesi gerektiğini öne sürmektedir. Tang vd. (2020), kırpma ve sinyal sıkıştırma yöntemlerini birleştiren hibrit bir yaklaşımın OFDM sinyallerinde PAPR azaltımında etkili olduğunu göstermiştir. Ancak, bu tür hibrit yöntemlerin uygulanması bazı zorluklarla karşılaşabilir ve işaret kalitesini etkileyebilir. Diğer bir araştırma, Mowla vd. (2014) tarafından yapılmıştır ve OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için iki farklı kırpma tabanlı filtreleme yönteminin performansını karşılaştırmıştır. Ancak, bu çalışmada belirtilen yöntemlerin bazı dezavantajları vardır ve daha iyi performans sağlamak için geliştirilmeleri gerekebilir. Xing vd. (2021), birleşik sinyal sıkıştırma ve kırpma şemasının OFDM sistemlerinde PAPR azaltımında etkili olduğunu göstermiştir. Ancak, bu tür yöntemlerin uygulanması ve optimizasyonu bazı zorluklarla karşılaşabilir. Diğer bir araştırma konusu ise, OFDM sistemlerinde PAPR düşürülmesi için kullanılacak adaptif yöntemlerdir. Kim vd. (2003), OFDM sistemlerinde adaptif kırpma tekniğinin PAPR düşürmede etkili olduğunu göstermiştir. Ancak, adaptif yöntemlerin uygulanması bazı durumlarda karmaşıklığı artırabilir ve gerçek zamanlı işlemlerde kullanımı zor olabilir. Bharati & Podder (2020), OFDM'de adaptif bir PAPR düşüm yöntemi önermişlerdir ve bu yöntem, SLM ile birleştirilmiş kırpma ve filtreleme tekniği kullanılmaktadır. Bu yaklaşım, PAPR'ın düşürülmesinde etkili olabilir, ancak adaptif parametrelerin doğru bir şekilde ayarlanması gerekmektedir. Bakkas vd. (2020), hiperbolik kosinüs tabanlı palmiye hurma yaprağı kırpması ismi verilen yeni bir kırpma yöntemi önermiştir. Bu çalışmada, SLM ile genlik kırpma tekniği bir arada kullanılmıştır. PAPR ve BER açısından performansını değerlendirmek ve analiz etmek için, kırpma Oranı (CR) ve çeşitli modülasyon şemalarını kullanarak bazı bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, modülasyon türüne bağlı olarak PAPR düşümü açısından 7 ila 9 dB arasında bir kazanç elde etmenin mümkün olduğunu göstermiştir. Gurung vd. (2008) tarafından yapılan çalışmada tek adımlı kırpma ve filtreleme (OICF) yöntemi OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için önerilmiştir. Ancak, bu yöntemin etkinliği ve uygulanabilirliği daha fazla araştırma gerektirmektedir. Özellikle, bazı çalışmalar, OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için daha yeni ve alternatif yöntemlere odaklanmıştır. Örneğin, Padarti vd. (2022), OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için verimli bir kırpma yöntemi önermişlerdir. Bu çalışmada önerilen yöntem, işaretin PAPR'ını azaltmak için basitleştirilmiş bir yaklaşım sunmaktadır. Ancak, bu tür yöntemlerin etkinliği ve uygulanabilirliği daha fazla araştırmayı gerektirmektedir. Ayrıca, Noguchi vd. (2008), iteratif kırpma yöntemlerinin OFDM ve

Taşıyıcı interferometri (CI)/OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için etkili olduğunu göstermiştir. Araştırmalar, OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için birçok farklı yaklaşımı değerlendirmiştir. Örneğin, Ali vd. (2017), sembol istatistiklerine dayalı kırpma tabanlı bir PAPR azaltım şeması önermiştir. Bu yöntem, sembol istatistiklerini kullanarak kırpma işleminin optimize edilmesini amaçlar. Bununla birlikte, bu tür yöntemlerin etkinliği ve uygulanabilirliği üzerinde daha fazla çalışma yapılması gerekmektedir. Öte yandan, Mounir vd. (2017) çalışmalarında, kısıtlı kırpma PAPR düşürme tekniğinin OFDM sistemlerinde etkililiğini incelemişlerdir. Ancak, bu yaklaşımın pratikteki uygulanabilirliği ve işaret kalitesi üzerindeki etkisi daha fazla araştırılmaya ihtiyaç duyar. Sinha vd. (2023), 5G iletişim sistemleri için PAPR hesabı ile TR ile kırpma ve filtreleme ile PAPR düşümü tekniğini karşılaştıran bir çalışma yürütmüşlerdir. Bu çalışma, PAPR azaltım yöntemlerinin etkinliğini ve uygulanabilirliğini karşılaştırmak için farklı yaklaşımları değerlendirir. Ancak, her bir yöntemin performansı üzerindeki etkileri daha ayrıntılı bir şekilde incelenmelidir.

Çeşitli araştırmalar, VLC-OFDM sisteminde PAPR azaltımı için farklı yöntemleri değerlendirmektedir. Yu vd. (2014), iteratif kırpma yöntemini VLC-OFDM iletişimde PAPR azaltımı için önermiştir. Bu yöntem, OFDM sinyallerinin PAPR'sini azaltmak için iteratif bir yaklaşımı kullanır. Ancak, bu yöntemin uygulanması ve optimize edilmesi gereken parametreleri bulunmaktadır. Abdulkafi ve diğerleri (2020), kanal kestirimi için tekrarlayan kırpma yöntemini VLC sistemlerinde önermiştir. Bu çalışma, OFDM sinyalleri üzerinde kanal tahmini yapmak için tekrarlayan kırpmanın etkinliğini araştırır. Ancak, bu yöntemin haberleşme sistemi performansı üzerindeki etkisi hala tam olarak anlaşılamamıştır. Li vd. (2017), DFT yayılımı ile kırpma yöntemini VLC-OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için önermiştir. Bu yöntem, işaretin spektral özelliklerini dikkate alarak PAPR azaltımını gerçekleştirir. Ancak, bu yaklaşımın spektral verimlilik ve işaret kalitesi üzerindeki etkileri daha fazla araştırılmaya ihtiyaç duyar. Öte yandan, Xia vd. (2022), O-OFDM için verici ve alıcıda işaret kırılmasını önermiştir. Bu çalışma, işaretin güç kısıtlaması altında PAPR'ı azaltmak için kırılmanın etkinliğini araştırır. Ancak, optik güç kısıtlaması altında işaret kalitesi üzerindeki etkileri hala tam olarak anlaşılamamıştır. Azarnia & Sharifi (2021), O-OFDM sinyallerinde PAPR azaltımı için sıkıştırılmalı algılama yöntemini kullanarak kırpma tabanlı bir yaklaşım önermiştir. Bu çalışma, sıkıştırılmalı algılama'nın Bayesian sinyal yeniden yapılandırma yaklaşımını kullanarak kırılmanın etkinliğini araştırır. Ancak, bu yöntemin gerçek zamanlı uygulanabilirliği ve hesaplama karmaşıklığı hakkında daha fazla çalışmaya ihtiyaç vardır. Doblado vd. (2015), DCO-OFDM tabanlı VLC sistemlerinde kübik

metrik tabanlı PAPR düşümünü incelemişlerdir. Bu çalışma, VLC- OFDM işaretlerinin PAPR'ını azaltmak için kübik metrik düşümü yöntemini önerir. Burada sert kırpma diye isimlendirilen bir kırpma tekniği önermişlerdir. Ancak, bu yaklaşımın işaret kalitesi üzerindeki etkisi daha detaylı bir şekilde araştırılmalıdır. Ying vd. (2015), karartma kontrolü ile VLC sistemlerinde PAPR azaltımı için kısıtlanmış kırpma yöntemini önermişlerdir. Cheng vd. (2017), VLC-OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için DFT-Yayılmı ile kırpma yönteminin birleştirilmesini önermişlerdir. Kishore vd. (2021), VLC sistemlerinde çift taraflı kırpma ve gerçek zamanlı DCO-GFDM uygulamasının performans analizini konu alan bir çalışma gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışma, çift taraflı kırpma ile DCO-GFDM(Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoğullama) 'in gerçek zamanlı uygulanmasının PAPR düşümündeki etkisini araştırır. Çift taraflı kırpma, işaretin hem pozitif hem de negatif genliklerini sınırlayarak PAPR'ı azaltır. DCO-GFDM, doğal frekans içi sinyal genliği çarpması kullanarak çok taşıyıcılı işaretlerin iletilmesini sağlar.

Genlik kırpma, giriş sinyalinin tepe zarfını önceden belirlenmiş bir değerle sınırlar veya başka bir şekilde giriş sinyalini bozulmadan geçirir (Terry & Heiskala, 2002). Kırpma işlemine tabi tutulmuş $X[n]$ sinyalinin kırpma işlemi sonrası çıkışı $X_{\text{kırpılmış}}$ sinyali aşağıdaki denklem (132)'de olduğu gibi ifade edilir:

$$X_{\text{kırpılmış}}[n] = \begin{cases} X[n] & , |X[n]| \leq A_{\max} \\ e^{j\phi[n]} & , |X[n]| > A_{\max} \end{cases} \quad (132)$$

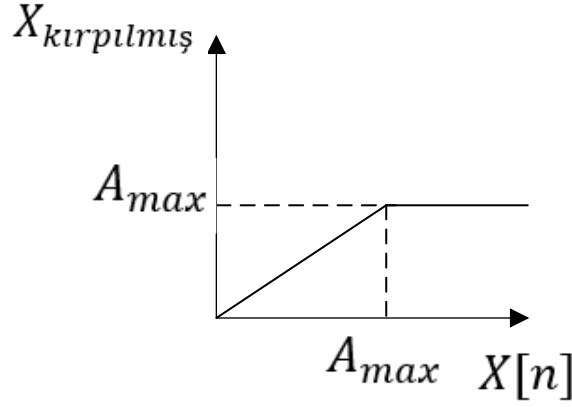
Bu arada, $A_{\max}$, $X[n]$ sinyalinin genlik kırpma eşik seviyesini, $\phi[n] = \arg [X[n]]$ ise $X[n]$ sinyalinin her bir örnek sembolüne karşılık gelen faz açısını temsil eder.

Kırpma şiddeti, kırpma oranı γ parametresi ile ölçülür (Han & Lee, 2015). Kırpma oranı γ kırpma eşik seviyesi $A_{\max}$ ile ilişkilidir ve aşağıdaki denklem (133)'te olduğu gibi ifade edilir:

$$\gamma = \frac{A_{\max}}{E[X[n]]} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{\max}}{E[X[n]]} \right), dB \quad (133)$$

Buradaki OFDM sinyali X 'in ortalama gücü $E[X[n]]$ 'dir (Thompson vd., 2005).

Aşağıdaki Şekil 21'de denklem (132)'de ifade edilen kırpma fonksiyonunun grafiği gösterilmiştir.



Şekil 21. Kırpma fonksiyonu

Genlik kırılmasının neden olduğu bozulma başka bir gürültü kaynağı olarak görülebilir. Genlik kırılmasının neden olduğu gürültü hem bant içi hem de bant dışına düşer. Bant içi bozulma filtreleme ile azaltılamaz ve BER performansında düşüşe neden olurken, bant dışı radyasyon spektral verimliliği azaltır. Kırpma işleminden sonra filtreleme yapılması bant dışı ışımayı azaltabilir ancak aynı zamanda bazı tepe noktalarında yeniden büyümeye neden olabilir, böylece kırpma ve filtreleme işleminden sonraki sinyal bazı noktalarda kırpma seviyesini aşacaktır. Genel tepe yeniden büyümesini azaltmak için, tekrarlanan bir kırpma ve filtreleme işlemi kullanılabilir (Li & Cimini, 1997; Armstrong, 2002). Genel olarak, tekrarlanan kırpma ve filtreleme işlemi istenen genlik seviyesine ulaşmak için birçok iterasyon gerektirir. Tekrarlanan kırpma ve filtreleme aşağıda açıklanan diğer PAPR azaltma teknikleriyle birlikte kullanıldığında, zararlı etkiler önemli ölçüde azaltılabilir.

Burada genlik kırpmanın zararlı etkilerini azaltmak için önerilen birkaç teknik vardır. Kim & Stuber (1999) yaptıkları çalışmada, kırpma işleminden önce sinyali iteratif olarak yeniden yapılandırmak için bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntem, kararlar frekans alanında verildiğinde kırpma gürültüsünün etkisinin azaltıldığı gerçeğine dayanmaktadır. Çıkış sinyali tekrar zaman domenine dönüştürüldüğünde, sinyal kırpmanın zararlı etkilerinden bir şekilde kurtarılır, ancak bu mükemmel olmayabilir. Yukarıdaki prosedürler tekrarlanarak bir iyileştirme yapılabilir. Kırpmadan kaynaklanan performans düşüşünü telafi etmenin bir başka yolu da kırılan örneklerin aşırı örneklenmiş sinyallerdeki diğer örneklerle dayalı olarak yeniden yapılandırılmasıdır. Saeedi (2002) yaptığı çalışmada, kırpma eşiğinin düşük değerleri için kırpmadan kaynaklanan SNR bozulmasını telafi etmek için aşırı örneklenmiş sinyal yeniden yapılandıran bir teknik önermiştir. Chen. & Haimovich (2003) yaptıkları

çalışmada kırpma gürültüsünün yinelemeli kestirimi ve iptali içeren bir yöntem önermiştir. Bu teknik, kırpma gürültüsünün alıcıda yeniden oluşturulabilen ve daha sonra kaldırılabilen bilinen bir işlem tarafından üretildiği gerçeğinden yararlanır.

Kırpma ve filtreleme hem sinyal özelliklerinin hem de sistem performansının yönetiminde önemli bir rol oynar. Bu PAPR düşürme yaklaşımı, bir kırpıcı kullanarak sinyal gücünü önceden belirlenmiş bir Kırpma Seviyesi (CL) ile sınırlar (yani, sinyal CL'yi aşarsa sinyal kırpılır, aksi takdirde sinyal herhangi bir değişikliğe uğramaz). Kırpma, sinyal genliklerini yönetmek ve alıcıda yan bilgiye ihtiyaç duymadan PAPR'ı azaltmak için oldukça etkili bir yaklaşım olarak hizmet eder (Wang & Tellambura, 2005). Bununla birlikte, kırpma stratejisi vericide gerçekleştirilse de, alıcı kırpmanın yerini ve boyutunu tahmin etmelidir. Buda pratikte zordur ve doğrusal olmayan bozulmaların ortaya çıkmasına neden olur. Bunun BER performansı üzerinde etkileri vardır. Kırpmadan kaynaklanan bozulmalar, özellikle kırpma eşiği agresif bir şekilde yapılandırıldığında BER performansının kötüleşmesine neden olabilir (Wang & Tellambura, 2005; Anoh vd., 2017). Kırpma işleminden sonra sinyali filtrelemek bu bozulmaları azaltmak ve sonuç olarak genel sinyal kalitesini artırmak için önemli bir çözümdür (Wang & Luo, 2010). Filtreleme, bant dışı bozulmaları ortadan kaldırabilir, böylece spektral verimliliği artırır ve bitişik kanallarla paraziti azaltır (Zhu vd., 2013). Bununla birlikte, aşırı filtreleme güç verimsizliğine yol açabileceğinden, bant dışı bozulmaları azaltmak ve sinyalin tepe gücünü azaltmak arasında bir denge kurmak çok önemlidir (Wang, Chen & Tellambura, 2012). Ayrıca, kırpma ve filtreleme işlemlerinin karmaşıklığının, gelişmiş filtreleme algoritmalarının veya yinelemeli prosedürlerin dahil edilmesi nedeniyle sisteme yüksek bir hesaplama talebi getirebileceğini belirtmek gerekir. Sonuç olarak, sistem tasarımcıları bu yaklaşımların uygulanması sırasında hesaplama karmaşıklığı, BER ve güç verimliliği arasındaki dengeleri değerlendirmelidir (Sun & Ochiai, 2021; Deng & Lin, 2007).

1.9.8. Ön-Kodlama PAPR Düşürme Tekniği

Ön-Kodlama tekniği, OFDM ve VLC sistemlerinde yüksek PAPR'I düşürmek için kullanılan bir tekniktir. Bu teknik, OFDM sembollerinin belirli bir matematiksel dönüşüm ile önceden işleme (veya dönüşüme) tabi tutulmasıdır. Ön-Kodlama tekniği'nin birkaç avantajı vardır. Bunlardan biri, yan bilgi gönderimini gerektirmemesidir, bu da alıcıda herhangi bir işlem gerektirmez. İkincisi ise sinyal gücünün daha dengeli dağılmasını sağlar

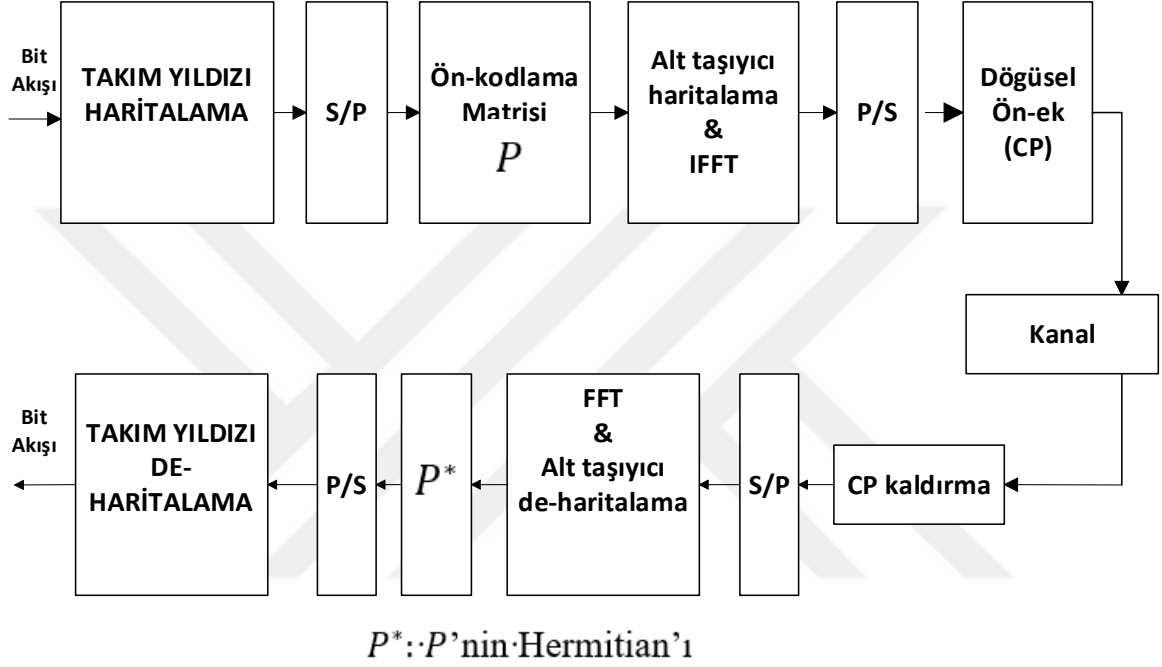
ve haberleşme kanalındaki spektral verimliliği artırır. Bununla birlikte, bu tekniğin bazı dezavantajları vardır. İlk olarak, ön-kodlama işlemi, özellikle yüksek veri hızları ve büyük FFT dönüşüm boyutlarıyla çalışıldığında, yüksek hesaplama karmaşıklığı gerektirebilir. Bu, sistemin maliyetini ve güç tüketimini artırabilir. İkincisi ise, PAPR düşürme işlemi esnasında sinyalde bir miktar bozulmaya neden olabilir. Bu da BER performansının kötüleşmesine sebep olur.

Slimane (2007), ön-kodlama tekniğinin OFDM sinyallerinin PAPR'ını azaltmada çok etkili bir yöntem olduğunu göstermiştir. Hasan (2013) OFDM sistemlerinde yüksek PAPR'ı azaltmak için Vandermonde benzeri matris (VLM) ve seçici haritalama (SLM) tabanlı yeni bir ön-kodlama tekniği önerilmiştir. VLM ön-kodlaması, giriş dizilerinin otokorelasyonunu azaltırken, SLM, PAPR'nin sinyalin faz kaymalarına karşı çok hassas olduğu gerçeğinden yararlanır. Önerilen bu sistemin temel avantajı, sistem karmaşıklığını artırmadan PAPR'da önemli bir düşüş elde etmesidir. Sravanti & Vasantha (2017a) yaptıkları çalışmada, M-QAM modülasyonu için Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT), Ayrık Hartley Dönüşümü (DHT) ve Walsh-Hadamard Dönüşümü (WHT) ile Ön-kodlanmış PTS OFDM'de PAPR performansını incelemiştir. Sravanti & Vasantha (2017b), M-QAM modülasyonu kullanılan OFDM sisteminde, DFT, DHT ve WHT ön-kodlayıcıları ile SLM yöntemini kullanmışlardır. Agarwal vd. (2015), OFDM sistemlerinde ön-kodlama ve sinyal sıkıştırma gibi teknikleri bir araya getirerek PAPR düşürme performansını artıran bir çalışma sunmuşlardır. Jiang vd. (2018), DCO-OFDM haberleşme tekniğinde ön-kodlama matrislerini kullanan teknikleri sunarak ön-kodlamanın VLC sistemlerinde PAPR düşürülmesinde etkili olduğunu göstermişlerdir. Kim & Jung (2015), OFDM tabanlı VLC sistemleri için band genişliği-etkin bir ön-kodlama tekniği önermişlerdir. Arthi vd (2018), MIMO VLC sistemlerinde ön-kodlama tekniklerinin performansını analiz etmişlerdir. Ma vd. (2018), 16/ 32/ 64/ 128-QAM modülasyon seviyelerinin kullanıldığı çok bantlı sabit genlikli sıfır otokorelasyon dizisi (MB-CAZAC) ön-kodlaması tekniği önermiştir. Sharan & Ghorai (2020) ve Sharan vd. (2019), ön-kodlama ve sinyal sıkıştırma tekniklerinin birleşimini kullanarak PAPR düşürme problemini ele almışlardır. Khalaf vd. (2023), ACO-OFDM tabanlı VLC sistemlerinde non-linear veri sıkıştırma teknikleri ile ön-kodlama tekniğinin birleşimini yapan bir çalışma sunmuştur. El-Ganiny vd. (2022) farklı OFDM tabanlı VLC sistemleri için hibrit PAPR düşürme teknikleri sunmuştur. Mohammed vd. (2021), ACO-OFDM tabanlı VLC sistemleri için ön-kodlama ve doğrusal olmayan sıkıştırma tekniklerinin birleşimini içeren bit teknik önermiştir. Azim vd. (2018), ACO-OFDM sistemleri için spektral artırılmış

Hartley dönüşümüyle ön-kodlama tekniğinin birleştiği yeni bir yöntem önermiştir. Deepa vd. (2022), O-OFDM tabanlı VLC sistemleri için yeni ön-kodlama matrisleri sunarak bunların PAPR performansını analiz etmiştir. Wang & Chen (2015), VLC sistemi için Hartley dönüşümü ve sinyal sıkıştırma tekniklerinin birleşimini sağlayan bir yöntem sunmuştur. Baig & Jeoti (2010), Ayrık Kosinüs Dönüşümü (DCT) tabanlı SLM tekniğini önermişlerdir. Baig & Jeoti (2011), OFDM sistemlerinde yüksek PAPR'ı düşürmek için yeni bir Zadoff-Chu matris dönüşümlü (ZCT) ön-kodlamalı SLM tekniği önermiştir. Bu teknik, SLM tabanlı OFDM (SLM-OFDM) sistemlerinde faz dönme faktörünün çarpımından sonra ve IFFT dönüşümünden önce takımyıldız sembollerinin ZCT ön-kodlayıcı ile kodlanmasına dayanır. Ahmad & Srivastava (2020), iç mekan VLC sistemlerinde DFT ön-kodlama ve Gauss Minimum Kaydırma Anahtarlama darbe şekillendirme (GMSK) yöntemini kullanarak OFDM sinyalinin PAPR'ının düşmesini sağlayan yeni bir yöntem önermiştir. Sifaou vd. (2017), iç mekân VLC sistemleri için optimal lineer ön-kodlama yöntemlerini sunmuştur. Kim & Jung (2015), geleneksel OFDM tabanlı bir yöntemden daha az titremeli (flicking) VLC için gizli pilot destekli bir ön-kodlama tekniğine dayanan spektral olarak verimli bir yöntem önermiştir. Sharan & Ghorai (2020), VLC sisteminde ön-kodlama ve veri sıkıştırma tekniğinin birleştiren bir yöntem sunmuştur. Jiang vd. (2018), DCO-OFDM tabanlı VLC sisteminde ön-kodlama matrislerini kullanmış: teorik, benzetimsel ve deneysel olarak çalışmışlardır. Sharan & Ghorai (2019) ve Sharan vd. (2019), VLC OFDM sistemlerinde Ön-kodlama ve sinyal sıkıştırma tekniklerinin birleştirilmesiyle yüksek PAPR'ı düşüren yeni yöntemler sunmuşlardır. Jiang vd. (2018), DCO-OFDM'nin kullanıldığı VLC sistemi ile ön-kodlama matrisinin kullanılmasını teorik, benzetimsel ve deneysel olarak araştırmışlardır. Nakamura & Saito (2013), VLC sistemleri için OFDM sinyallerinde kırpmaya etkisini inceleyen bir çalışma sunmuştur. Sharifi & Azarnia (2021), OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için ön-kodlama tekniklerinin karşılaştırmalı performanlarını analiz eden bir çalışma sunmuştur. Ranjha & Kavehrad (2013), ACO-OFDM tabanlı optik kablolu sistemlerde PAPR düşümü için ön-kodlama tekniklerini inceledikleri bir çalışma sunmuştur. Khademi vd. (2010), OFDM alt taşıyıcılarının kümeler halinde gruplandırılmasına ve kümelerin fazının PTS yöntemine benzer bir şekilde değiştirilmesine dayalı olan yeni bir Ön-kodlama PAPR düşürme tekniği önermiştir. Mohaisen vd. (2022), VLC sistemlerinde PAPR düşümü için Walsh-Hadamard ön-kodlu kesikli Hartley dönüşümlerini kullanan bir çalışma sunmuştur.

Ön-kodlama tekniği, giriş dizisinin otokorelasyonunu azaltarak PAPR değerini en aza indirmek için hayati yaklaşımlardan biri olarak kabul edilir (Tsonev & Haas, 2014; El-Ganiny vd., 2017]. Tüm bu sistemler için, ön-kodlama bloğu IFFT dönüşümü öncesi gerçekleştirilir.

Aşağıdaki Şekil 22’de ön-kodlama kullanılan OFDM haberleşmesinin genel blok diyagramı gösterilmiştir (Hsu & Liao, 2018).



Şekil 22. OFDM temel bant verici ve alıcı ön-kodlama yöntemi blok diyagramı

1.9.9. Ön-Kodlama Yöntemi Sistem Modeli

Ön-kodlama tabanlı OFDM sisteminin temel bant modeli Şekil 22’de gösterilmektedir. OFDM sistemiyle karşılaştırıldığında, ön-kodlama yöntemi vericide seriden paralele ve IFFT arasında bir ön-kodlama işlemi ve alıcıda paralelden seriye ve FFT arasında bir ters ön-kodlama işlemi içerir. Ön-kodlama tabanlı OFDM vericisinde, N noktalı giriş veri bloğu $\tilde{A} = [A_0, A_1, A_2, \dots, A_{N-1}]^T$ rastgele ikili bilgi verileri tarafından kodlanan karesel genlik modülasyonu (QAM) sembollerini temsil eder. Ön-kodlama yöntemi, $\tilde{A}$ ’nın N noktalı giriş veri bloğunu alır ve bunları $L \times N$ boyutunda bir P ön-kodlama matrisi (PM) ile çarpar. Burada $L \geq N$ ’dir. L noktalı çıkış veri bloğu $\tilde{X} = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_{L-1}]^T$, PM aracılığıyla aşağıdaki denklem (134)’deki gibi ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_{L-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{0,0} & P_{0,1} & \cdots & P_{0,N-1} \\ P_{1,0} & P_{1,1} & \cdots & P_{1,N-1} \\ P_{2,0} & P_{2,1} & \cdots & P_{2,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{L-1,0} & P_{L-1,1} & \cdots & P_{L-1,N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_{N-1} \end{bmatrix} \quad (134)$$

Burada, $X_i = \sum_{m=0}^{N-1} P_{i,m} A_m$, $0 \leq i \leq L-1$ ve $P_{i,m}$ ise PM 'nin i 'inci satırının ve m 'inci sütununun girişini ifade eder.

Ekstra kullanılan verilerin girdi verilerine oranı olarak tanımlanan bir değişken olan β aşağıdaki denklem (135)'de verildiği gibidir:

$$\beta = (L - N)/N = N_p/N \quad (135)$$

Ön-kodlama matrisi kullanılmadığında, denklem (134)'deki P matrisi $N \times N$ boyutunda birim kare matrise dönüşür ve hiçbir ekstra veri kullanılmaz. P matrisi aşağıdaki denklem (136)'da gösterilen ilişkiyi sağlar:

$$P^* P = I \quad (136)$$

Burada I , $N \times N$ boyutunda birim matrisi ve P^* , P 'nin Hermityan'ıdır.

OFDM temel bant sinyali, ayrık zaman domeninde M -noktalı bir IDFT işlemine tabi tutulursa, aşağıdaki denklem (137)'de ifade edildiği gibi ifade edilir

$$x_n = \sum_{q=0}^{M-1} D_q W_M^{-qn} \quad 0 \leq n \leq M-1 \quad (137)$$

Burada, $W_M = e^{-j(2\pi/M)}$, dir.

OFDM temel bant sinyallerine döngüsel ön-ek uygulandıktan sonra elde edilen sinyaller kanala iletilir. Ön-kodlama tabanlı OFDM sistemleri için alıcı tarafında benzer ancak ters bir süreç devam eder. Kanaldan alınan sinyaller önce döngüsel önekten arındırılır ve M -noktalı DFT kullanılarak frekans domenine dönüştürülür ve ardından L -noktalı veri bloğu elde etmek için ilgili alt taşıyıcılara ayrıştırılır (alt taşıyıcı ayrıştırma). L -noktalı veri bloğu, $N \times L$ boyutundaki PM 'nin Hermityan transpozisi P^* ile çarpıldıktan sonra N -noktalı

veri bloğu elde edilir ve ardından ikili bitler üzerinde takımyıldız ayrıştırma(de-haritalama-demapping) işlemi gerçekleştirilir.

1.9.10. Ön-Kodlama Teknikleri

Bu bölümde, ayrık kosinüs dönüşümü (DCT), ayrık sinüs dönüşümü (DST), ayrık Hartley dönüşümü (DHT) ve ayrık Fourier dönüşümü (DFT) gibi ön-kodlama teknikleri hakkında genel bilgiler verilecektir.

Ayrık Kosinüs Dönüşümü (DCT)

DCT dönüşümü, giriş verisi ile kosinüs denklemi arasındaki çarpımı işlemini içerir. $N \times N$ boyutundaki DCT matrisi B 'nin m . satır ve n . sütunundaki her bir elemanını ifade eden $B_{m,n}$ aşağıdaki denklem (138)'de gösterildiği şekilde hesaplanır (Wang & Chen, 2015; Freag vd., 2018):

$$B_{m,n} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\cos \left(\frac{\pi}{N} (n + 0.5)m \right) \right], & 1 \leq m \leq N - 1, \\ & 0 \leq n \leq N - 1, \\ \frac{1}{\sqrt{N}}, & m = 0, \\ & 0 \leq n \leq N - 1. \end{cases} \quad (138)$$

Ayrık Sinüs Dönüşümü (DST)

Burada çarpma işlemi sinüs denklemi ile gerçekleştirilir. $N \times N$ boyutundaki DST matrisi B 'nin m . satır ve n . sütunundaki her bir elemanı $B_{m,n}$ aşağıdaki denklem (141)'de olduğu şekilde hesaplanır (Baig vd., 2017):

$$B_{m,n} = \sqrt{\frac{2}{N}} \gamma \left[\sin \left(\frac{\pi(2m+1)(n+1)}{2N} \right) \right] \quad (139)$$

$$\text{Burada, } 0 \leq m \leq N - 1, 0 \leq n \leq N - 1, \text{ ve } \gamma = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}}, & m = N - 1 \\ 1, & \text{diğer} \end{cases} \text{ dir.}$$

Ayrık Hartley Dönüşümü (DHT)

Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT)

DFT ön-kodlama bloğu, tüm ön-kodlama teknikleri gibi, geleneksel optik sistemle karşılaştırıldığında sisteme ekstra bir hesaplama karmaşıklığı ekler (Zhou & Zhang, 2017; Ahmed vd., 2021).

$N \times N$ boyutundaki DFT matrisi B 'nin m . satır ve n . sütunundaki her bir elemanı $B_{m,n}$ aşağıdaki denklem (141)'deki gibi hesaplanır:

$$B_{m,n} = \exp \left(j \frac{2\pi mn}{N} \right) \quad (141)$$

Burada, $m \geq 0, n \leq N - 1$ 'dir.

1.9.11. Doğrusal Olmayan Veri (Sinyal) Sıkıştırma Teknikleri

Sinyal(veri) sıkıştırma (companding) teknikleri yüksek PAPR'ı düşürmek için kullanılabilecek kayda değer bir yaklaşımdır. Optik sinyaller iletim tarafında sıkıştırılır ve alıcı tarafında yeniden yapılandırılır.

Mohammed vd. (2021), ACO-OFDM tabanlı VLC sistemlerinde birleştirilmiş bir ön-kodlama ve doğrusal olmayan sinyal sıkıştırma tekniklerini kullanarak PAPR'ın azaltılmasını sağlayan bir yöntem sunmuştur. Bandara vd. (2013), OFDM tabanlı VLC sistemlerinde yüksek PAPR problemini çözmek için üstel olmayan doğrusal veri sıkıştırma yöntemini önerdi. Wang vd. (2021), OFDM tabanlı VLC sistemlerinde PAPR düşümü için kırpma ve parçalı doğrusal veri sıkıştırma yöntemlerini birleştiren bir yeni yöntem sundu. Khalaf vd. (2023), ACO-OFDM tabanlı VLC sistemlerinde doğrusal olmayan veri sıkıştırma tekniklerinin PAPR azaltmada etkisini araştıran çalışma sundu. Mohamed vd. (2020) VLC'de üstel veri sıkıştırma yöntemini kullanarak dalgacık OFDM sinyallerinin PAPR düşümünü sağlayan bir yöntem sundu. Singh vd. (2016), farklı veri sıkıştırma tekniklerinin VLC-OFDM sistemlerindeki zirve-ortalama güç oranı (PAPR) üzerindeki etkisini incelediler. Hameed vd. (2022), çeşitli veri sıkıştırma ve kodlama tekniklerinin kullanıldığı O-OFDM tabanlı VLC sistemlerinde PAPR düşürme yöntemlerini araştırdılar. Ramazan vd. (2023), ACO-OFDM VLC sistemlerinde PAPR düşümüm için değiştirilmiş kurtarılabılır üst kırpma yöntemi ile yeni bir μ -yasa doğrusal olmayan veri sıkıştırma tekniğinin bir arada kullanıldığı bir yöntem sundu. Yang vd. (2015), μ -yasa doğrusal veri sıkıştırma tekniğini

kullanarak basit bir OFDM şeması önerdiler. Zhang vd. (2014), bir A-yasa doğrusal veri sıkıştırma algoritmasını geliştirdi ve VLC-OFDM sistemlerinde PAPR azaltmada etkin olduğunu gösterdi. Ruoyun vd. (2023), O-OFDM sinyallerinin yüksek PAPR'ını azaltmak için bir sinyal sıkıştırma tekniği önerdi. Bu çalışmaların ana bulguları, farklı kompansleme tekniklerinin PAPR azaltmada etkili olduğu, ancak bazı durumlarda hesaplama karmaşıklığı veya sinyal kalitesinde bozulma gibi sorunların yaşanabileceği yönündedir. Yang vd. (2015), μ -yasası haritalama temelli basit bir OFDM şeması önerdi. Zhang vd. (2014), geliştirdikleri gelişmiş bir A-yasa veri sıkıştırma algoritması ile VLC-OFDM sistemlerinde PAPR düşümü sağlayan bir yöntem sundu. Zhang vd. (2016), iç mekân VCL sistemleri için parçalı veri sıkıştırma dönüşümü destekli O-OFDM sistemlerini araştırdı. Zhang vd. (2018), asimetrik hibrit optik dikgen frekans bölme çoklayıcı (AHO-OFDM) VLC sistemleri için lojistik fonksiyon tabanlı doğrusal olmayan veri sıkıştırma dönüşümünü önerdi. Hu vd. (2014), OFDM sinyallerinin PAPR'ını düşürmek için parçalı doğrusal veri sıkıştırması dönüşümünü önerdi. Adebisi vd. (2018), OFDM sistemlerinin yüksek PAPR'ı azaltmak için geliştirilmiş bir doğrusal olmayan veri sıkıştırma tekniği sundu. Jeng ve Chen (2011), trapez dağılımı tabanlı bir veri sıkıştırma tekniğine dayalı olarak OFDM sistemlerinde verimli bir PAPR düşürme yöntemi önerdi. Anoh ve diğerleri (2017), ön-kodlanmış OFDM sinyallerinin yüksek PAPR'ını azaltmak için kök tabanlı (rooting-root) bir doğrusal olmayan veri sıkıştırma tekniği önerdi. Hu vd. (2019), OFDM sistemlerinde PAPR azaltma için genelleştirilmiş bir parçalı doğrusal veri sıkıştırma dönüşümü önerdi. Jiang vd. (2005), OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için üstel veri sıkıştırma tekniğini inceleyen bir çalışma sundu. Liu vd. (2020), OFDM sistemlerinde PAPR azaltma için tanjant doğrusallaştırma işlemine dayalı yeni bir doğrusal olmayan veri sıkıştırma algoritması sundu. Wang (2011), OFDM sinyallerinde PAPR azaltmak için birleşik DCT ve veri sıkıştırma tekniğinin kullanımını araştırdı. Yadav & Prajapati (2019), kırpılmış OFDM sinyallerinin PAPR'ını azaltmak için tanjant kök veri sıkıştırma tekniğini önerdi. Xing vd. (2022), OFDM sistemlerinde PAPR'düşürmek için eğri uydurma tabanlı parçalı doğrusal olmayan bir veri sıkıştırma tekniği sundu.

Deepa & Kumar (2013), M-QAM OFDM sistemlerinde μ -law veri sıkıştırma ve kareköklendirme sıkıştırması (SQRT) tekniklerinin performansını analiz etmiştir. Deepa vd. (2013), OFDM sistemlerinde PAPR'ın düşürülmesi için kırpma ve logaritmik tabanlı veri sıkıştırması tekniklerini birleştiren bir yöntem önermiştir. Yang vd. (2007), OFDM sistemlerinde sinyal sıkıştırması dönüşümü için hiperbolik tanjant sigmoid fonksiyonunu

kullanmıştır. Wang vd. (2012), OFDM sistemlerinde hiperbolik tanjant fonksiyonunu kullanarak doğrusal olmayan sinyal sıkıştırma dönüşümü tekniğini önermiştir. Ramtej & Anuradha (2018), LTE yukarı bağlantı haberleşmesinde PAPR'ın Airy veri sıkıştırma dönüşümü ile azaltılmasını önermiştir. Hou vd. (2009), OFDM sinyallerinde PAPR azaltma için trapezoidal veri sıkıştırma tekniğini önermiştir. Aboul-Dahab vb. (2017), LTE aşağı bağlantı sistemlerinde PAPR'ın DCT ve hiperbolik tanjant sinyal sıkıştırma gürültü iptali ile azaltılmasını öneren çalışma sunmuştur.

Burada μ -yasa (μ -law) ve A -yasa (A -law) veri(sinyal) sıkıştırma teknikleri tanıtılacaktır (Abd El-Rahman vd., 2020; El-Ganiny vd., 2022).

μ -Yasa Veri Sıkıştırma

Verilen herhangi bir x giriş sinyali için, μ -yasası veri sıkıştırması işleminin çıkışındaki sinyal $F(x)$, aşağıdaki denklem (142) ile verilebilir:

$$F(x) = V_{\max} \frac{\log\left(1 + \frac{\mu|x|}{V_{\max}}\right)}{\log(1+\mu)} \operatorname{sgn}(x), -1 \leq x \leq 1 \quad (142)$$

Burada $V_{\max}$, x sinyalinin maksimum değerini, μ ise μ -yasası parametresini, $\log$ ise 10 tabanındaki doğal logaritmayı ve $\operatorname{sgn}(\cdot)$ işaret fonksiyonunu temsil eder.

Verici tarafında yukarıdaki denklem (142) ile verilen $F(x)$ fonksiyonuna alıcı tarafında genişletme (ters sıkıştırma) fonksiyonuna uygulanmalıdır.

Burada, Kuzey Amerika ve Japon standartlarında $\mu = 255$ ve $\operatorname{sgn}(x)$ işaret fonksiyonudur. Bu fonksiyonun aralığının -1 ile 1 olduğuna dikkat etmek önemlidir. Verici tarafında denklem (142) ile verilen $F(x)$ 'e alıcı tarafında genişletme fonksiyonuna uygulanmalıdır. μ -yasası sinyal genişletme fonksiyonu $F^{-1}(y)$ aşağıdaki denklem (143)'de verilen ters fonksiyonu ile ifade edilir:

$$F^{-1}(y) = \operatorname{sgn}(y) \frac{(1+\mu)^{|y|}-1}{\mu}, -1 \leq y \leq 1 \quad (143)$$

A-yasa Veri Sıkıştırma

Verilen herhangi bir x sinyal girişine A-yasası sinyal sıkıştırma işlemi uygulandığında çıkış sinyali aşağıdaki denklem (144)'de olduğu gibi verilebilir:

$$y(x) = \text{sgn}(x) \begin{cases} \frac{A|x|}{1+\ln(A)}, & |x| < \frac{1}{A} \\ \frac{1+\ln(A|x|)}{1+\ln(A)}, & \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \end{cases} \quad (144)$$

Burada A , sinyal sıkıştırma parametresidir. Avrupa'da $A = 87.6$ olarak kullanılmaktadır. A-yasası genişletme, aşağıdaki denklem (145)'de verilen ters fonksiyon ile ifade edilir:

$$F^{-1}(y) = \text{sgn}(y) \begin{cases} \frac{|y|(1+\ln(A))}{A}, & |y| < \frac{1}{1+\ln(A)} \\ \frac{e^{-1+|y|(1+\ln(A))}}{A}, & \frac{1}{1+\ln(A)} \leq |y| < 1 \end{cases} \quad (145)$$

1.9.12. PAPR Düşürmede Gauss Matris (GM) Kullanımı

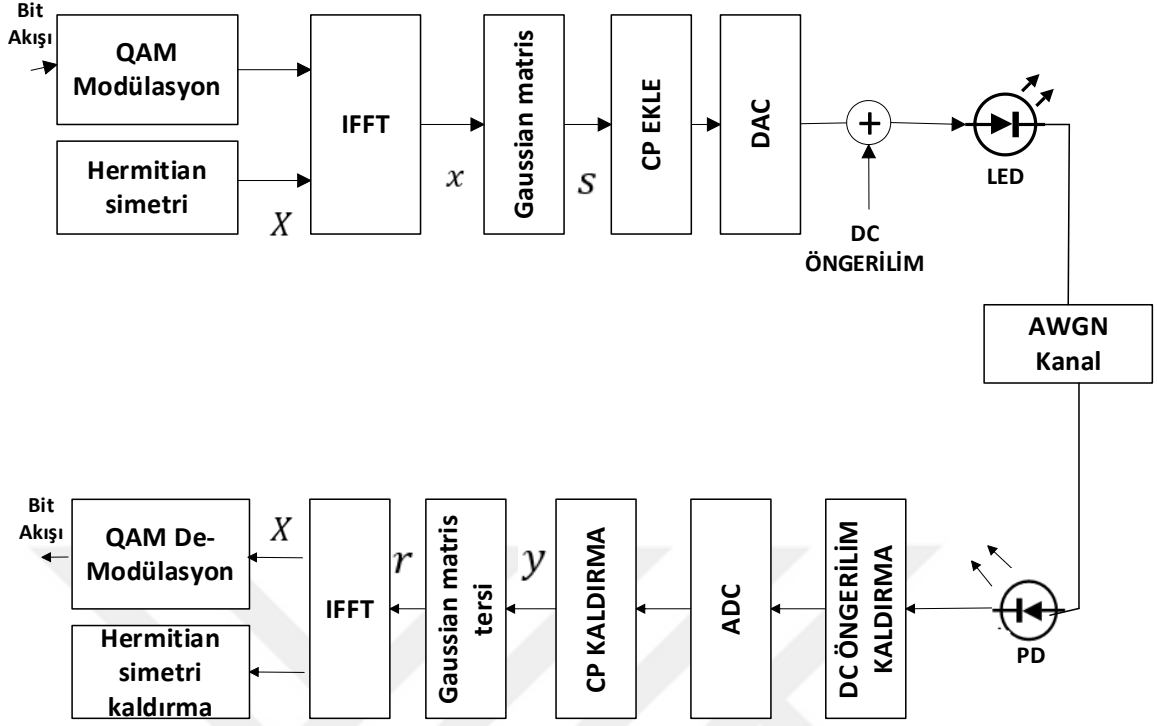
Gauss matrisi (GM), PAPR düşürme tekniklerinde kullanılan matrislerden biridir ve OFDMA ve O- OFDM (O-OFDM) gibi iletişim sistemlerinde kullanılır. Bu teknik, OFDM sinyallerindeki PAPR azaltılması için etkili bir yaklaşım sunar. Gauss matrisi, OFDM sembollerinin fazlarına Gauss dağılımını uygulayarak PAPR'ın düşürülmesini sağlar. Bu işlem, OFDM sembollerinin fazlarını Gauss dağılımıyla modifiye ederek, sinyaldeki darbe genliğini düşürür ve dolayısıyla PAPR'ı azaltır. Gauss matrisi, sembollerin genliğini ve fazlarını etkilemeden PAPR'ı azaltabilir, bu da sinyalin kalitesini korur.

İlk olarak, Zhang vd. (2017), VLC'de DCO-OFDM sistemleri için yeni bir PAPR düşürme tekniği önerdi. Bu teknikte, vericide DCO-OFDM sisteminin yüksek PAPR değerini azaltmak için Gauss matris çarpma yöntemini uygulamakta ve alıcıda orijinal OFDM çerçevesini geri iyileştirmek için geri yayılım (BP) algoritmasını kullanılmıştır. Benzetim sonuçları, önerilen şemanın $N = 128$ alt taşıyıcılı DCO-OFDM sistemleri için PAPR'ı yaklaşık 3 dB azaltabildiğini ve bozulma olmayan ideal OFDM sistemiyle neredeyse aynı bit hata oranı (BER) performansına ulaşabildiğini göstermiştir. Taha vd. (2022), hibrit bir VLC-OFDM sisteminde PAPR düşürme tekniği olarak hibrit bir ön-kodlama tekniği

tabanlı PAPR azaltma çözümü önerilmiştir, bu teknikte, Vandermonde benzeri matris (VLM), Gauss matrisi (GM) ile birleştirilmiştir. Sonuçlara göre, önerilen çözüm (GM ile birlikte VLM) PAPR'ı 9,5 dB'ye kadar düşürmektedir. Sharifi & Azarnia (2020), O-OFDM sinyalleri için yeni bir PAPR düşürme tekniği önermiştir. Vericide, zaman-domeni O-OFDM sinyaline Gauss elemanları ile bir matris dönüşümü uygulanır ve alıcıda, ters matris orijinal sinyali yeniden elde etmek için kullanılır. Gauss ortogonal matrislerinin BER performansını düşürmeden orijinal sinyalleri yeniden yapılandırabildiği gösterilmiştir. Gauss matrislerini ortogonalleştirmek için Gram-Schmidt tekniği (Björck, 1994) kullanılmıştır. Bilgisayar benzetimleri 16-QAM temel bant modülasyonlu semboller için gerçekleştirilmiş ve geleneksel O-OFDM ile karşılaştırıldığında önerilen yaklaşım ile yaklaşık 3 dB PAPR azaltma kazancı elde edilmiştir. Cinemre, Aydın ve Hacıoğlu (2024), DCO-OFDM sistemlerinde Gauss ön-kodlama ile PAPR düşürme tekniği sundu. Bu çalışma, PAPR azaltımı için bir Gauss matrisi (GM) kullanarak DCO-OFDM içinde ön-kodlamaya odaklanmaktadır. Önerilen Gauss ön-kodlama yöntemi, özellikle μ -yasa sıkıştırma ile entegre edildiğinde, geleneksel ayırık kosinüs dönüşümü (DCT) ön-kodlama yöntemine kıyasla üstün PAPR performansı göstermektedir. Benzetim sonuçları, aday GM'lerin sayısının artırılmasının, sistem karmaşıklığının artmasına rağmen PAPR performansını arttırdığını göstermektedir. DCT ve Gauss ön-kodlama yöntemi ile μ -yasa veri sıkıştırma ile kombinasyonu, BER performansı pahasına da olsa PAPR'da 2 dB'lik bir iyileşme sergilemektedir.

GM Matrisli Bir VLC Sistem Modeli

Önerilen yöntemde (Sharifi & Azarnia, 2020), I kare matris $G_i (i = 1, \dots, I)$ IFFT çıkış sembolleri ile çarpılır. Bu matrislerin elemanları sıfır ortalama ve birim varyansa sahip Gauss rastgele değişkenleri olarak seçilir. Daha iyi performans elde etmek için, birkaç matris üretilir ve zaman-domeni O-OFDM sinyali ile çarpılır. Elde edilen tüm dizilerin PAPR'ları hesaplanır ve PAPR'ı minimize eden matris aday matris olarak seçilir. Daha sonra bu matrise ilişkin i değeri alıcı için yan bilgi olarak gönderilir. Bu durumda iletim için $\log_2 I$ bitlik bilgiye ihtiyaç duyulur. Aşağıdaki Şekil 23'de GM'li bir VLC sistemine ait blok diyagram gösterilmiştir.



Şekil 23. GM’li bir VLC sistemi (Sharifi & Azarnia, 2020)

IFFT çıkış sembollerindeki Gauss matrisi G 'nin çarpımı aşağıdaki denklem (146)'da gösterilmiştir:

$$G \times x = s \quad (146)$$

Yukarıdaki denklem (146), aşağıdaki matrisel denklem (147)'nin genelleştirilmiş bir halidir:

$$\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & g_{1N} \\ g_{21} & g_{22} & \dots & g_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N1} & g_{N2} & \dots & g_{NN} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \dots \\ s_N \end{bmatrix} \quad (147)$$

S sinyali, CP ve DC öngerilim eklendikten sonra AWGN kanalı üzerinden iletilir. Alıcı tarafında, orijinal sembolleri için ters işlemler gerçekleştirilir. Bu amaçla, alınan sinyalden DC öngerilim ve CP çıkarılır. CP kaldırıcının çıkışında elde edilen sinyal aşağıdaki denklem (148)'deki gibi gösterilir:

$$y = s + n = (G \times x) + n \quad (148)$$

Burada n vektörü, kanalın beyaz Gauss gürültüsünü ifade eder.

1.9.13. Aktif Takımyıldız Genişletme PAPR Düşürme Yöntemi (ACE)

ACE, OFDM sistemlerindeki PAPR'ı düşürmek için kullanılan bir yöntemlerden biridir. ACE yöntemi, OFDM sembollerinin takımyıldız noktalarını genişleterek PAPR'ı azaltır. Bu yöntemde, OFDM sembollerinin takımyıldız noktaları, her sembol için bir veya daha fazla değer değişikliği yaparak genişletilir. ACE, aktif olarak kullanılan bir PAPR azaltma yöntemidir ve literatürde çeşitli varyasyonları bulunmaktadır. ACE yöntemi, OFDM sembollerinin takımyıldız noktalarını genişletmek için farklı algoritmalar kullanır.

Bu algoritmalar arasında gradyan tabanlı yöntemler, sürü optimizasyon yöntemleri, genetik algoritma, doğrusal interpolasyon, geometrik genişleme, olasılıksal dağılım ve konveks kümeler üzerinde projeksiyon gibi çeşitli teknikler bulunur. ACE yönteminin ana avantajlarından biri, OFDM sistemlerinde PAPR azaltma sağlarken, hedeflenen hata performansı ve spektral verimlilik açısından minimum etkiye sahip olmasıdır. ACE'nin bazı dezavantajları da vardır. Örneğin, ACE'nin hesaplama karmaşıklığı yüksektir, bu da işlem gücü gereksinimlerini artırabilir. ACE yönteminin ana avantajlarından biri, OFDM sistemlerinde PAPR azaltma sağlarken, hedeflenen hata performansı ve spektral verimlilik açısından minimum etkiye sahip olmasıdır. ACE ayrıca, OFDM sembollerinin takımyıldız noktalarını genişletmek için farklı algoritmaların kullanılmasına olanak tanır, bu da çeşitli uygulama senaryolarına uygun esneklik sağlar.

Orijinal ACE yöntemi ilk olarak Krongold & Jones (2003) tarafından sunulmuştur. Bu çalışmada, veri taşıyan haberleşme kanallarında, belirli kısıtlamalar dahilinde, tepe-ortalama güç oranı (PAR)'ı en aza indirmek için dış takımyıldız noktalarını dinamik olarak genişleten yeni bir PAR azaltma yöntemi sunulmuştur. Buradaki PAR, aslında PAPR değeri olarak düşünülebilir. Bu yeni teknikte, bir OFDM iletim bloğunun PAR değerinde önemli ölçüde düşüş olurken, diğer taraftan BER'i kötüleştirebilir. Ayrıca, veri hızında herhangi bir kayıp yaşanmaz ve diğer yöntemlerin aksine yan bilgi gerekmez. Bu çalışmada, yaklaşık bir analog sinyal için PAR azaltımı dikkate alınmış ve 256 kanallı QPSK modülasyonu kullanan bir OFDM için 10^{-5} sembol-kırpma olasılığında yaklaşık 4.6 dB'lik bir PAR düşümü elde edilmiştir. Saul (2005), genelleştirilmiş bir ACE tekniğini kullanarak OFDM sistemlerinde

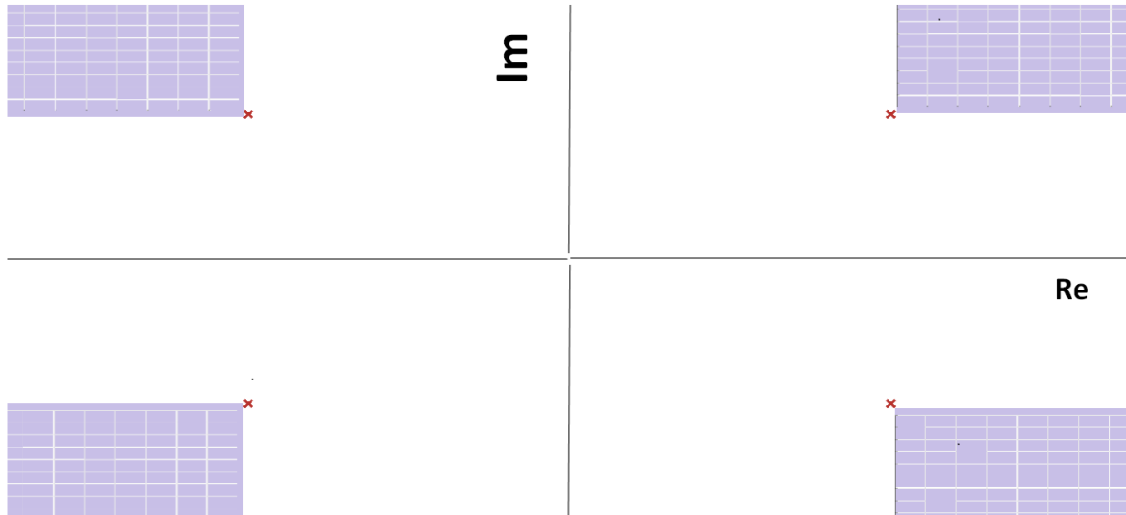
PAPR düşürmek için bir yöntem sundu. Wang & Tellambura (2006), OFDM'de PAR azaltımı için adaptif ölçekleme algoritması geliştirdi ve ACE yöntemini kullanarak başarılı sonuçlar elde etti. Kang vd. (2007), daha yüksek seviyeli takımyıldız noktaları kullanarak yeni bir ACE yöntemi önerdiler ve bu yöntemin PAPR düşümünde etkili olduğunu gösterdiler. Brandon vd. (2011), ACE ile dijital öndistorsiyonun birleştirilmesinin OFDM sistemlerinin doğrusallığını artırabileceğini gösterdiler. Niranjan & Srikanth (2011), adaptif ACE yöntemini OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için önerdiler ve etkinliğini gösterdiler. Kliks & Bogucka (2011), genelleştirilmiş çok taşıyıcılı sinyallerde PAPR düşümü için ACE yönteminin etkinliğini artırmak için bir yöntem sundu. Wang vd. (2016), ACE ve alt taşıyıcı gruplama tekniklerini kullanarak OFDM sistemlerinde PAPR düşümü gerçekleştirdiler. Samayoa & Ostermann (2020), değiştirilmiş bir ACE algoritması önerdiler ve OFDM sistemlerinde PAPR azaltımında başarılı sonuçlar elde ettiler.

Tsiligkaridis & Jones (2010), çeşitlili MIMO-OFDM sistemleri için ACE yöntemiyle PAPR düşümü performansını incelediler Ferdousizadeh vd. (2010), uzay-frekans blok kodlu OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için modifiye edilmiş ACE yöntemini sundular. Naeiny & Marvasti (2011), uzay-frekans kodlu OFDM sistemlerinde PAPR düşümünü ACE yöntemiyle gerçekleştiren yeni bir çalışma sundu. Cudeanu & Isar (2012), OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için ACE ve TR yönteminin birleştirildiği bir hibrit teknik sundular. Hu vd. (2011), STBC MIMO dekodlaması için bir ACE mimarisi sundular. He & Yan (2013), OFDM'de PAPR düşümü için ACE algoritmasının yakınsama hızını artırmak için bir yöntem geliştirdiler. Kholmov & Fadeev (2018), Spektral Verimli Frekans Bölmeli Çoğullama (SEFDM) sistemlerinde PAPR düşümü için ACE'nin etkinliğini inceledi. Xiao vd. (2019), OFDM sistemlerinde pozitif ve negatif iterasyonlara dayalı olarak PAPR düşümü için yeni bir ACE yöntemini sundular. Longo vd. (2007), OFDM'de PAPR düşümü ACE yöntemiyle silme patern seçimi yöntemini kullandılar. Bae & Powers (2010), pilot destekli OFDM sistemleri için düşük tepe gücüne sahip yeni bir ACE algoritması önerdi. Hekkala vd. (2014), PAPR düşümü için üstel genişleme ve ACE yöntemlerini karşılaştırdı. Çalışmaları, aktif konstelasyon genişletmenin PAPR azaltımında üstel genişleme yöntemine göre daha etkili olduğunu gösterdi. Ouqour vd. (2014), PSO ile birleştirilmiş dışbükey kümeler üzerine ACE-projeksiyon yöntemiyle OFDM'de PAPR düşüm yöntemi önerdiler. Rao & Prabakararao (2012), adaptif ACE tekniğini kullanan bir uzay zaman blok kodlanmış MIMO-OFDM (STBC MIMO-OFDM)'de PAPR düşümü gerçekleştiren bir yöntem sundu. Dang vd. (2017), OFDM'de ACE tekniği ile Hadamard dönüşümünün kullanıldığı PAPR

düşümü gerçekleştiren bir yöntem sundu. Zhang vd. (2019), OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için sinir ağı destekli ACE yöntemini önerdi. Dang vd. (2023), OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için aktif takımyıldızı modifikasyon tekniğini sundu. Kou vd. (2007), OFDM sistemlerinde takımyıldızı genişletme yoluyla PAPR düşümü için yeni bir algoritma önerdi. Ouqour vd. (2010), OFDM sinyallerinde PAPR azaltımı için ACE ve parçacık sürü optimizasyonunu birleştiren bir yöntem önerdi. Araştırmaları, bu yöntemin PAPR azaltımında etkili olduğunu gösterdi. Liang vd. (2010), OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için düşük karmaşıklıkla modifiye bir ACE yöntemi önerdi. Cuteanu & Isar (2012), OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için gradyan projeksiyonlu ACE ve ardışık blok gruplama TR'li hibrit bir teknik önerdi. Laabidi vd. (2016), OFDM sisteminin PAPR'ını azaltmak için konveks kümeler üzerine projeksiyon (POCS) varyantı bir tekniğin kullanıldığı ACE yöntemi sundu. Burada BER'de bozulma olmadan ilk iterasyondan itibaren iyi performanslar elde eden hızlı bir POCS-ACE yakınsama şeması sunulmuştur. Han vd. (2010) yaptıkları çalışmada, bir modülasyon sembolünün hem genlik hem de faz faktörünü ayarlayan ve OFDM tepe değerlerini kırpacak bir kırıcı içeren revize edilmiş bir ACE-POCS yöntemi önermiştir. Dwivedi vd. (2022), OFDM sistemlerinde PAPR'nin azaltılmasını sağlamak için ACE ve alt taşıyıcı gruplama ve konveks optimizasyon tekniklerini kullandı. Liu vd. (2019), yüksek dereceli takımyıldızı noktalı OFDM sinyallerinin PAPR azaltımı için etkili bir ACE tekniği sundu. Lin & Tseng (2021), ACE teorisinden ve ACE uygulamalarından ayrıntılı olarak bahsetti. Krongold & Jones (2004), TR yöntemiyle OFDM PAR düşümü için aktif set yaklaşımını sundular. Zhou vd. (2011) OFDM sinyallerinin PAPR düşümü için takım yıldızı genişletme (CE) tabanlı bir SLM tekniği önerdi. Liang vd. (2015), OFDM sinyallerinde PAPR azaltımı için CE tabanlı blok kodlanmış modülasyonlu SLM (BCM-SLM) teknik önerdi. Joshi & Saini (2017), yan bilgi olmadan OFDM sinyallerinin PAPR azaltımı için yeni bir CE tekniğinin kullanıldığı bir PTS yöntemini sundu. Patidar vd. (2015), OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için olasılıksal takımyıldızı genişletme tekniğini sundu. Patidar vd. (2016), OFDM sinyallerinde PAPR azaltımı için kısmi yaklaşık gradyan takımyıldızı yöntemini önerdi. Kota vd. (2015), OFDM sinyallerinin PAPR düşümü için değişken boyutlu DFT-Yayımlı takımyıldızı reformu yöntemini önerdi. Reinoso-Chisaguano vd. (2019), takımyıldızı şekillendirme tabanlı PAPR düşüm yöntemlerinin OFDM sistemlerinin kapasitesi üzerindeki etkisini inceledi. Aydın & Hacıoglu (2024), DCO-OFDM'de PAPR azaltımını artırmak için çok noktalı takımyıldız (MPC) yöntemiyle DPSO optimizasyon yöntemini bir arada kullandı. Chen vd. (2022), DFT-S-OFDM'de çift modlu endeks

modülasyonu ile takımyıldız tasarımı sundu. Zheng & Li (2016), yaptıkları çalışmada ACE tekniğinin DVB-T2 için alan programlanabilir kapı dizisi (FPGA) platformlarında bir uygulanmasını sunmuştur. Ouqour vd. (2014), yaptıkları çalışmada OFDM haberleşmede yüksek PAPR değerlerini düşürmek için, PSO optimizasyon algoritmasının konveks setler üzerine izdüşümü temelli aktif takımyıldız genişletme (ACE-POCS) tekniği ile beraber kullanıldığı bir çalışma sunulmuştur. Hekkala vd. (2014), yaptıkları çalışmada üç farklı üstel veri sıkıştırma yöntemini ele alınarak Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü (ETSI) DVB standardında tanımlanan ACE tekniği (ETSI,2010; ETSI,2012; ETSI,2015) ile beraber kullanılmıştır ve bu üç yöntemin PAPR düşürme performans karşılaştırmasını yapmışlardır.

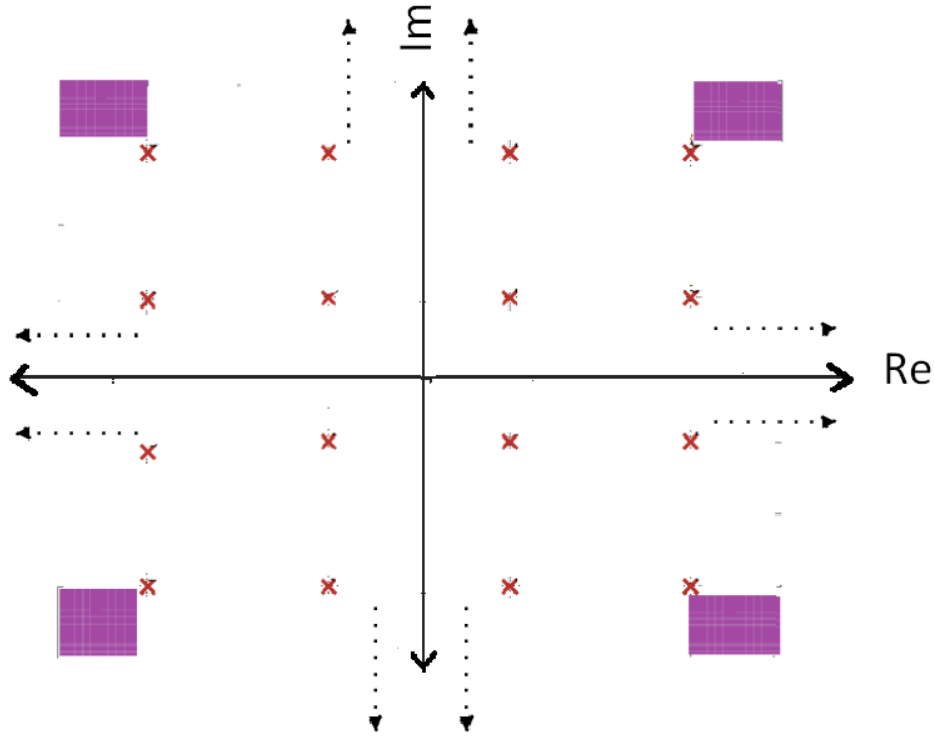
Şekil 24 ve Şekil 25’de gösterilen ACE yönteminde QAM modülasyonuna tabi tutulmuş OFDM işaretlerin genişleme aralığı taralı bölge ile gösterilmektedir. ACE yönteminde QAM işaretlerinden her biri önceden belirlenen genişleme bölgesi içinde genliği ve faz açısı değiştirilir. Bu değişim OFDM işaretinin PAPR değerini en aza indirecek şekilde gerçekleştirilir. Belirlenen bölgede genliği ve fazı değiştirilen işaret orijinal işarete göre aynı bilgiyi taşır. ACE yöntemi, herhangi bir M-PSK ve QAM modülasyon türü için uygulanabilir. Ancak M-PSK ve QAM modülasyonunun derecesi arttıkça sinyallerin genişleme esnekliği azalmaktadır. ACE yöntemi kullanıldığı zaman, OFDM alıcı kısmında ek bir düzenlemeye ihtiyaç yoktur, kırpma yönteminde olduğu gibi işaretler bilgi kaybına uğramaz ve alıcı birimine iletilecek bir yan bilgiye ihtiyaç duymaz. Ancak, bu yöntemin dezavantajı, bit başına ortalama enerjideki artıştır.



Şekil 24. QPSK kodlama ile ACE tekniği.

Yukarıdaki Şekil 24'te gölgeli lila renkli bölgeler, çeyrek veri sembolleri için genişletme bölgelerini temsil eder (Krongold & Jones, 2003).

ACE, veri sembollerini uygun şekilde kodlayarak PAR'ı azaltmak için bijektif (Birebir ve örten olmayan) takımyıldızlarını kullanır (Jones, 1999). Bu fikir, her bir alt kanalda QPSK modülasyonlu düz güçlü OFDM durumunda kolayca açıklanabilir. Tek bir kanal için, karmaşık düzlemdeki her bir çeyrekte yer alan ve gerçel ve sanal eksenlerden eşit uzaklıkta olan dört olası takımyıldız noktası vardır. Sistemde beyaz Gauss gürültüsü (WGN) olduğu varsayıldığında, en yüksek olasılıklı karar bölgeleri eksenler tarafından sınırlanan dört çeyrektir ve bu nedenle alınan bir veri sembolü, sembolün gözlemlendiği çeyreğe göre atanır. Bir seferde dört takımyıldız noktasından yalnızca biri iletilebildiğinden, gürültü alınan örneği diğer üç çeyrekte birine çevirdiğinde hatalar meydana gelir. Karar sınırlarından nominal takımyıldız noktasından (uygun çeyrekte) daha uzak olan herhangi bir nokta, daha düşük bir hata oranını garanti eden (WGN sistemde varsayıldığında) daha fazla tolerans sunacaktır. Bu nedenle, nominal takımyıldız noktasının dışındaki çeyrek düzlem içindeki takımyıldız noktalarının performansta herhangi bir bozulma olmadan değiştirilmesine izin verilebilir. Bu prensip yukarıdaki Şekil 24'te gösterilmiştir. Burada koordinat eksenindeki mor renkli bölgelerin her biri her bir çeyrekteki sinyal sembolleri için artan tolerans bölgelerini temsil etmektedir. Bir OFDM sistemi için mor renkli bölgeye geçmenin etkisi, iletilen sinyale belirli bir alt kanalın frekansında ek kozinüzoidal ve/veya sinüzoidal sinyaller eklemektir. Bu iyi ayarlanırsa, ek sinyallerin bir kombinasyonu ile iletilen OFDM sinyalindeki zaman domeni tepe noktalarını kısmen iptal etmek (ortadan kaldırmak) için kullanılabilir. ACE fikri QAM ve PSK takımyıldızları gibi diğer takımyıldızlara da uygulanabilir, çünkü takımyıldızların dış sınırlarında yer alan veri noktaları, diğer veri sembolleri için hata olasılığını düşürmeden artan tolerans için alana sahiptir. BPSK modülasyon kullanılması durumunda, alınan sinyal için karar sınırına eşit veya daha büyük mesafedeki yarım düzlem içindeki takımyıldız noktasının değiştirilmesi kabul edilebilir. Kare(karesel) QAM takımyıldızları için, takımyıldız noktalarını iç, köşe ya da yan noktalar olarak düşünebilir. İç noktalar hareket ettirilemez, yan noktalar sadece bir yönde dışa doğru uzatılabilir ve köşe noktaları iki yönde dışa doğru çevrilebilme esnekliğine sahiptir. Şekil 25, 16-QAM'in aktif kanal genişletme bölgelerini göstermektedir.



Şekil 25. 16-QAM kodlama ile ACE tekniği gösterimi

Yukarıdaki Şekil 25’de mor renkli bölge köşe noktası uzatma bölgelerini temsil eder ve noktalı, oklu çizgiler yan noktalar için uzatma yollarını temsil eder (Krongold & Jones, 2003).

Kare olmayan QAM takımıyıldızları için, köşe, yan veya iç nokta olarak sınıflandırılmayan noktalar için ACE için özel durumlar ortaya çıkar. Bu noktalar genellikle eksenlere 45 derecelik açı yapan bir sınıra sahiptir ve uygun uzatma bölgeleri kolayca tanımlanabilir ve hesaplanabilir. $M = 4$ ’ten büyük olduğu M-PSK takımıyıldızları için, genişletilmiş bölgeler aynı minimum mesafeyi korumak için karar bölgesi sınırına paralel olarak uzanır. Her durumda bu değişiklikler o veri bloğu için iletilen gücü artırsa da, pratikte çok büyük tepe noktaları nadiren meydana geldiğinden bu değişikliklerin toplam iletilen güç üzerinde sadece küçük bir etkisi vardır ve kullanımları mevcut standartların çoğu uygulamasında sadece mütevazı değişiklikler gerektirmelidir.

1.9.14. VLC-OFDM Sisteminde DVB-T2 Standardına Dayalı ACE Tekniği

Klasik OFDM sistemlerinin karmaşık ve çift-kutuplu (pozitif/negatif) sinyaller üretmesi ve optik IM/DD sistemlerinde ışık şiddetinin yalnızca pozitif ve gerçel değerler

alabilmesi kısıtlaması göz önünde bulundurulduğunda, bu sinyallerin bir takım ön işlemlerden geçirilmeden alıcıya iletilmesi mümkün değildir (Zhou vd., 2015).

DCO-OFDM mimarisine sahip VLC sistemleri, OFDM tekniğini kullanan diğer haberleşme sistemleri gibi yüksek PAPR probleminden olumsuz etkilenir. LED girişindeki yüksek PAPR değerine sahip bir DCO-OFDM sinyali, LED'in sınırlı dinamik bölgesinden dolayı kırılma yaşayabilir. Bu da sinyalin bozulmasına ve zayıflamasına sebep olur. Güç tüketimi artar. Bütün bunların sonucunda LED verimsiz kullanılmış olur. Bu problemleri çözmek için, ACE PAPR düşürme tekniği kullanılabilir. ACE, ikinci nesil Avrupa Karasal Dijital Video Yayını (DVB-T2) standardında ayrıntılı olarak anlatıldığı gibi çeşitli kablosuz OFDM uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Doblado vd. (2015), yaptıkları çalışmada orijinal ACE-DVB-T2 (ETSI, 2012) yönteminin iki önemli değişiklik içeren modifikasyonuna dayalı VLC vericisine bir güç azaltma tekniği uygulaması önermiştir. Doblado vd. (2015), yaptıkları çalışmada iki önemli değişiklik önermiştir: Birincisi, daha iyi PAPR düşümü yapan kübik metrik (CM) kestiricisi (Kim vd., 2015; Motorola, 2016) ve daha etkili sert kırpma diye isimlendirilmiş bir kırpma aşamasıyla daha iyi bir güç tüketimi azaltımı kestiricisidir. Doblado vd. (2015), yaptıkları çalışmada önerdikleri yöntemle, 7.1 dB'lik büyük bir CM düşüşü elde etmişlerdir.

PAPR metriği yalnızca maksimum tepe değerini dikkate alırken, CM ise hem bant içi hem de bant dışı bozulma dahil olmak üzere çeşitli bozulma türlerinin kaynağı olan kübik nonlineerliklere odaklanır.

PAPR metriğinin en büyük dezavantajı, yalnızca OFDM sinyalinin en büyük tepesini dikkate almasıdır. Yani, ikincil tepeler dikkate değer anlamlı değerde olsalar bile PAPR'da herhangi bir rol oynamazlar. Bununla birlikte, LED'in dinamik aralığının LED'in verimliliğinde etkisinin değerlendirilmesinde, bu önemsenmeyen sinyalin küçük tepe değerleri önemlidir. Bu nedenle, Üçüncü Nesil Ortaklık Projesi (Motorola, 2006) tarafından tanımlanan CM gibi daha doğru bir güç azaltıcı öngörücü kullanılmasını Doblado vd. (2015) yaptığı çalışmada önerilmiştir. Kübik metrik, aşağıdaki denklem (149) ile hesaplanır:

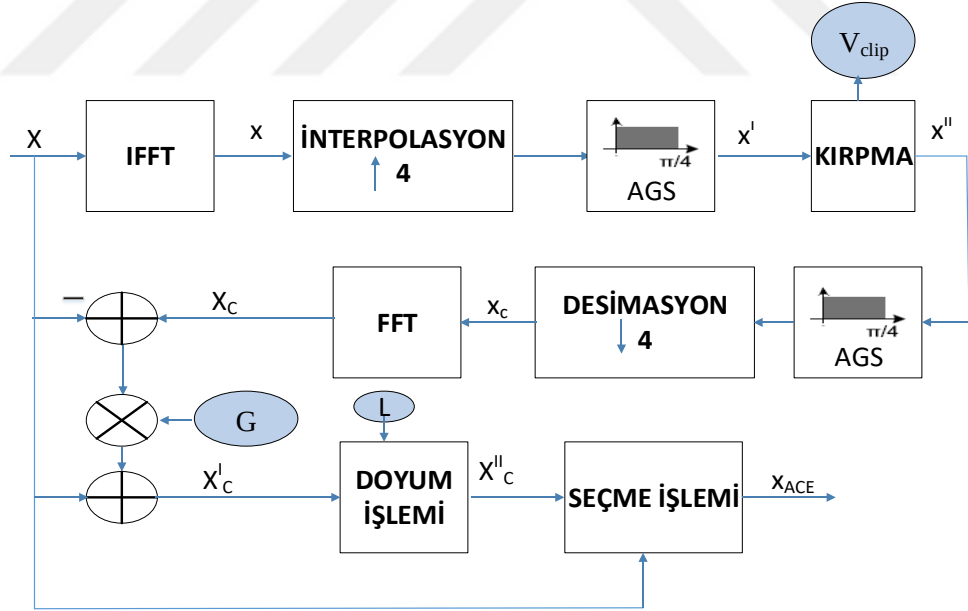
$$CM(x(t))|dB = (RCM(x(t))|dB - RCM_{ref})/K \quad (149)$$

Burada $x(t)$, IFFT bloğundan sonraki ölçeklendirme ve kaydırma işlemi olmaksızın gerçel OFDM sinyalinin zaman domenindeki karşılığını temsil eder. -Ham Kübik Metrik olarak tanımlanan RCM, matematiksel olarak aşağıdaki denklem (150)'de gösterilmiştir.

RCM_{ref} ve K , iletişim sistemine bağlı olarak değişen sabit değerlerdir. CM, RCM'nin ölçeklenmiş ve kaydırılmış bir versiyonudur ve RCM'nin optimizasyonu en önemli hedeflerden biridir.

$$RCM(x(t))|_{dB} = 20 \log_{10} \left(rms \left[\left(\frac{|x(t)|}{rms([x(t)])} \right)^2 \right] \right) \quad (150)$$

ACE tekniğindeki en önemli 3 parametre; V_{clip} , L_e ve G parametreleri dir. En düşük PAPR'ı elde etmek için orijinal ACE yönteminde V_{clip} , L_e ve G parametre değerlerinin optimizasyonu çok büyük boyutta işlem yükü gerektiren bir işlemdir. Burada V_{clip} , L_e ve G sırasıyla, kırpma eşik seviyesini, genişletme (uzama) sınır değerini ve genişletme kazanç değerini temsil eder. Bu parametrelerden L_e ve V_{clip} parametreleri sabit tutulup, G kazanç parametresinin değişimlerine göre PAPR değeri değişimi incelenir. Öte yandan BER değerleri de analiz edilip en düşük PAPR değerleri için en uygun G değerleri araştırılır. Bu G değerlerinde BER analizi de önem arz etmektedir.



Şekil 26. ACE PAPR azaltma yöntemi blok şeması

Liu vd.'nin (2019) yaptıkları çalışmada detaylı olarak anlatılan ACE yönteminin basitleştirilmiş bir blok diyagramı, yukarıdaki Şekil 26'da gösterilmiştir. Bu yöntemde sırasıyla aşağıdaki işlem adımları uygulanmaktadır.

1. Frekans domenindeki X giriş sinyali bir IFFT alınarak x zaman domeni sinyaline dönüştürülür.
2. X sinyali interpolasyon faktörü $L_1 = 4$ olan interpolasyon işlemine tabi tutulup daha sonra alçak geçiren bir filtreden geçirilerek x' sinyali elde edilir.
3. x' çıkış sinyali bir V_{clip} kırpma eşik değeriyle kırılarak x' sinyali elde edilir.
4. x'' sinyali bir alçak geçiren süzgeçten geçirilerek desimasyon faktörü $L_1 = 4$ olan bir desimasyon işlemine tabi tutulur ve sonuçta x_C sinyali elde edilir.
5. x_C sinyalinin fourier dönüşümü (FFT) alınır ve X_C sinyali elde edilir.
6. FFT işlemi sonucunda elde edilen X_C , X' 'den çıkarılır.
7. Buradan elde edilecek $(X_C - X)$ sonuç sinyali, genişletme (uzatma) kazancı olarak isimlendirilen G parametresi ile çarpılır ve orijinal sinyal X 'e eklenir ve $X_C^I = X + G(X_C - X)$ sinyali elde edilir.
8. X_C^I sinyali kırpma işlemine benzer yapıda ve L_e genişleme (extension limit) limit katsayısı değerine bağlı olarak belirli kurallar eşliğinde bir doyum(saturate) işlemine tabi tutulur ve X_C^{II} sinyali elde edilir.
9. Fekans domenindeki X giriş sinyali ile X_C^{II} sinyalinin belirli kurallar eşliğinde değerlendirilip bir seçme(selection) işlemine tabi tutularak X_{ACE} sinyali elde edilir.

Sonuç olarak, PAPR-ACE yönteminin V_{clip} , L_e ve G parametreleri, PAPR değerini en aza indirecek şekilde seçilir.

Doblado vd. (2015), yaptıkları çalışmada klasik ACE yöntemine göre 2 farklı yöntem önermiştir. Bu önerilerden birincisi, ACE yöntemindeki optimizasyon kriterini değiştirmek için PAPR azaltılması kriteri ile RCM'nin azaltılması kriterinin yer değiştirmesidir. İkincisi ise, orijinal ACE algoritmasındaki kırpma aşamasınının daha agresif bir kırpma aşaması ile değiştirilmesinin önerilmesidir. Yukarıdaki Şekil 26'da gösterilen x^{II} işareti $x^{II} = V_{clip} \cdot \text{sign}(x^I)$ kırpma modifikasyonuna uğrar ve sabit bir genliğe sahip olur. Bu sayede x^{II} 'nin RCM'si mümkün olan en düşük değere, yani 0 dB'ye eşit olur. Bir yandan, bu yeni kırpma aşaması daha agresif şekilde tüm sinyal örneklerine uygulanırken, ACE algoritmasının kırpma yöntemi sadece belirli bir eşik değerden daha yüksek olan örneklere uygulanır. Öte yandan, önerilen kırpma aşaması orijinalinden daha etkilidir.

ACE yönteminin V_{clip} , L_e ve G parametreleri artık RCM'yi en aza indirmek için seçilecektir. Bu parametrelerin değerlerinin normalde üç iç içe arama döngüsü kullanılarak hesaplanır. Bu döngülerde ETSI (2012)'de gösterilen DVB-T2 standardında ACE için

tanımlanan V_{clip} , L_e ve G parametreleri değişim aralıklarına göre her bir parametrenin değeri değiştirilir. Bu parametrelerin değerleri iletilen sinyalden bağımsızdır.

DVB-T2 standardında verilen ACE yönteminin G_i , L_{e_i} ve V_{clip} parametrelerinin değişim aralıkları sırası ile aşağıdaki denklem (151), (152), (153) ve (154)'de verilen eşitsizliklerde gösterilmiştir.

$$G_i, 0 \ll G \ll 31 \text{ aralığında ve } G_{i+1} = G_i + 1, (i = 0,1,2, \dots 30) \quad (151)$$

$$L_{e_i}, 0.7 \ll L \ll 1.4 \text{ aralığında ve } L_{i+1} = L_i + 0.7, (i = ,1,2 \dots 7) \quad (152)$$

$$V_{clip_i}(dB), 0dB + std(x^l) \ll V_{clip}(dB) \ll 1.4dB + std(x^l) \text{ aralığında} \quad (153)$$

$$V_{clip_i}(dB) = 0.1 \times i + std(x^l), \quad i = 0,1,2 \dots 7 \quad (154)$$

Yukarıdaki denklemi (154)'teki V_{clip} için verilen eşitsizlikte $std(x^l)$ ifadesi kırpmma işlemi öncesindeki x^l sinyalinin standart sapmasını ifade eder. Ayrıca V_{clip} değişim aralığı dB cinsinden verildiği için, dB 'den genliğe dönüşüm yapılması gerekir. Bu dönüşüm aşağıdaki denlem (155)'de gösterilmiştir.

$$V_{clip_i} = 10^{0.1 \times i + std(x^l)}, \quad i = 0,1,2 \dots 7 \quad (155)$$

Burada $V_{clip_i} = 0.1 \times i + std(x^l)$ ifadesi, x^l sinyalinin standart sapmasının üstünde 1 dB aralıklarla V_{clip} seviyelerinin belirlenmesine işaret eder. Orijinal ACE yönteminde G_i , L_i ve V_{clip_i} değerlerinin optimizasyonu bayağı işlem yükü gerektiren bir işlemdir. Örneğin, yapılacak benzetimlerde PAPR ve ccdf değerlerinin hesaplanması için 10^5 iterasyon yapılacağı varsayılabilir. Normalde, benzetimde G_i , L_{e_i} ve V_{clip_i} için iç içe 3 döngü kullanılır. G_i , L_{e_i} ve V_{clip_i} değerlerinin denklem (151), (152), (153) ve (154)'de gösterilen değişim aralığı bölgeleri gözönüne alınırsa, $32 \times 8 \times 128 = 32768$ birbirinden farklı (G_i , L_{e_i} , V_{clip_i}) kombinasyonları denenmesi gerekir. Bu kombinasyonlardan birisi en düşük PAPR değerini verecektir. Benzetimin tümü gözönüne alındığında, $32 \times 8 \times 128 \times 10^5 =$

3276800000 döngünün her birinde PAPR hesaplamaları yapılacaktır. Buna ek olarak, OFDM sinyalinin alt taşıyıcı sayısı N büyük olursa işlem yükü kat be kat artacağından bu benzetimi piyasadaki bilgisayarlarla yapmak imkansız gibi durmaktadır. Burada: G_i , L_{e_i} ve V_{clip_i} değerlerinin değişim aralığında birkaç tekli değerler alınarak benzetim yapılırsa işlem yükü oldukça düşürülebilir. Ayrıca G_i , L_{e_i} ve V_{clip_i} parametreleri ile ilgili belirli kısıtlar altında PSO başta olmak üzere diğer optimizasyon teknikleri ile orijinal ACE yönteminin benzetimleri yapılabilir ve minimum PAPR için olası optimize G_i , L_{e_i} ve V_{clip_i} değerleri elde edilebilir.

Örneğin, yapılacak bir benzetimde G_i , L_{e_i} ve V_{clip_i} değerlerinin istenilen haberleşme sistemine bağlı olarak her birinin değişim bölgesinden istenildiği kadar değer seçilerek benzetim yapılabilir. Literatürde bakıldığında $G_i = \{0,1,2, \dots, 30,31\}$ kümesinin elemanları olmak üzere bir tam sayı değeri olur. L_i , haberleşme sisteminde 4-QAM modülasyonu kullanılması durumunda $L_i = \{0.7, 0.8, \dots, 1.3, 1.4\}$ kümesinin değerlerini alır. $V_{clip_i}(dB)$ ise en düşük PAPR'ı verecek optimum bir kırpma eşik gerilimi seçilir. Bu üç parametrenin en minimum PAPR değerini veren değerlerinin seçimi önemlidir.

1.10. PAPR Düşürme Tekniklerinde Metasezgisel Algoritmalar

Metasezgisel (Metaheuristic) optimizasyon algoritmaları, genellikle doğal olaylardan veya hayvan sürülerinin davranışlarından esinlenerek tasarlanan, geniş bir algoritma ailesini ifade eder. Literatürde mevcut olan bazı sezgisel optimizasyon tekniklerinin isimleri şunlardır: Genetik Algoritma (GA), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Ayrık İkili Parçacık Sürü Optimizasyonu (DPSO), Karınca Kolonisi Optimizasyonu (ACO), Yapay Arı Kolonisi Optimizasyonu (ABC), Karınca Klonal Sezgisel Optimizasyon (ACSO), Balina Optimizasyonu(WA), Diferansiyel Evrim (DE), Tabu Arama (TS), Benzetimli Tavlama (SA), Asal Öğrenme Karınca Aslanı optimizasyonunu (ALALO) Ateş Böceği Algoritması (FA), Hibrit Alan Değerlendirme (HDE) Yapay Dengeleme Besleme Avcı Algoritması (ABFO), Küme Tabanlı Ateş Böceği Optimizasyonu (CBFO), Harmoni Arama (HS), Zihin Uçan Gezginler (MFTO), Öğrenme Salıncak Algoritması (LSA), Biyo-sınır Optimizasyonu (BBO), Karanlık Ayçiçeği Optimizasyonu (DSO), Yapay Balık Sürüsü Optimizasyon Algoritması (AFSA), Balina Optimizasyonu Algoritması (WOA), Çiçek Tozlaşma Optimizasyon (FPA), Makine Öğrenimi Tabanlı Optimizasyon (MLBO), Bakteri Arama

Algoritması (BS), Bakteriyel Yemleme Optimizasyonu (BFOA), Yarasa Algoritması (BA), Küme Tabanlı Baykuş Arama Algoritması (COA), Kedi Sürüsü Optimizasyonu (KSO), Gri Kurt Optimizasyonu (GWO), Kelebek Doğal Optimizasyon (BFO), Kuş Sürüsü Optimizasyonu (BSO), Guguk Kuşu arama (CS), Ateş Karıncası Optimizasyonu (FAO), Örümcek Monarşisi Algoritması (SMA), Genetik Programlama (GP), Evrimsel Strateji (ES), havai fişek arama (FWA) ve Pekiştirmeli Öğrenme (RL) optimizasyon algoritmaları.

Taşpınar vd. (2011), OFDM sistemlerinde ABC optimizasyon tekniği kullanan bir PAPR düşürme yöntemi sundu. Prasad & Ramesh (2017), PTS PAPR düşürme tekniğinde GA ve PSO optimizasyon tekniklerini kullanan bir yöntem sundu. Ravi Kumar vd. (2019), karma bir PS-GW optimize PTS şemasını, OFDM sistemlerinde PAPR düşürmek için önerdiler. Burada, PS-GW, faz döndürme faktörlerinin optimum kombinasyonunu verimli bir şekilde arayan hem PSO hem de Gri Kurt Optimizasyonunun (GWO) bir kombinasyonudur. Hosseinzadeh Aghdam & Sharifi (2021), OFDM sinyallerinde PAPR düşürme için yeni bir ACO optimizasyon yöntemi önermişlerdir. Wang vd. (2010), yaptıkları çalışmada OFDM sinyallerinde PAPR düşürme yöntemleri arasında ABC algoritmasını kullanmışlardır. Joshi vd. (2019), yaptıkları çalışmada GA, PSO ve ABC optimizasyonu tabanlı PTS tekniklerini sunmuşlardır. Amhaimar vd. (2018), MIMO-OFDM sistemlerinde havai fişek arama optimizasyonu (FWA) algoritmasını kullanan bir PAPR düşürme yöntemi sundu. Basha vd. (2023), PSO-DBNet kullanarak PAPR azaltımını gerçekleştiren bir yöntem sundu. Abdalmonem vd. (2020) OFDM sistemlerinde PAPR sorununu çözmek için PSO ve genetik algoritma tabanlı yöntemler sunmuşlardır. Gupta & Goel (2020), çalışmalarında tavuk sürü optimizasyonunu (CSO) kullanan PTS tabanlı PAPR düşürme tekniği önermişlerdir. Weng vd. (2013), OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için adaptif farklı bir evrim algoritmasını (EA) kullanmışlardır. Suriavel Rao & Malathi (2019), OFDM şemasında GWO tabanlı bir PTS PAPR düşürme tekniği önermişlerdir. Singh & Patra (2018). ateş böceği optimizasyon (FA) tekniğini kullanan bir PTS PAPR düşürme yöntemi sundu. Hu vd. (2022a), OFDM sistemlerinde PAPR düşürme için hibrit alan değerlendirme (HDE) optimizasyon yöntemine dayalı PTS PAPR düşürme tekniğini önerdi. Chen (2009), PTS tekniğini kullanan OFDM sinyallerinin PAPR'sini düşürmek için kuantum ilham verici bir evrimsel optimizasyon algoritmasını kullanmıştır. Kermani vd. (2011), harmoni arama (HS) algoritmasını kullanarak OFDM sinyallerinin PAPR düşürme yöntemlerini sunmuşlardır. Salehinejad & Talebi (2012), global HS algoritmasını kullanarak PAPR düşümü için yeni bir PTS tekniği önermişlerdir. Kumutha & Amutha Prabha (2017), MIMO-OFDM sistemlerinde

PAPR düşümü için hibrit bir STBC-PTS yöntemini geliştirmişlerdir. Kumar vd. (2024), bakteri arama algoritması (BS) kullanarak OFDM sistemlerinde PAPR, BER ve güç spektral yoğunluğu (PSD) verimliliğini optimize etmek için PTS ve SLM tekniklerini kullanmıştır. Awal vd. (2017), tavuk sürü optimizasyonu (CSO) tabanlı bir PTS PAPR düşürme tekniği sunmuşlardır. Sharifi & Aghdam (2019), OFDM sinyallerinde PAPR düşümü için yeni bir hibrit GA algoritması sunmuşlardır. Bozkurt & Taşpınar (2016), guguk kuşu arama (CS) optimizasyon algoritması kullanarak OFDM sistemlerinde PTS PAPR düşürme tekniğini sunmuşlardır. Ravi Kumar vd. (2020), yaptıkları çalışmada, OFDM sisteminde PTS şeması ile Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Bakteriyel Yemleme Optimizasyonu (BFO) ve Genetik Algoritma (GA) kombinasyonu, daha az hesaplama karmaşıklığına sahip bir PAPR azaltma tekniği olarak önerilmiştir. Farklı PTS şemaları ile bir dizi benzetim gerçekleştirerek, Tuli vd. (2024), balina optimizasyonu (WO) tabanlı PTS tekniğini Ünlversal filtreli çok taşıyıcılı (UFMC) haberleşme sistemlerinde PAPR düşümü için önermişlerdir. Chauhan vd. (2021), yaptıkları çalışmada, galaksi ilham verici sürü tabanlı PTS stratejisini kullanan MIMO-OFDM sistemlerinde PAPR düşümü yapan bir teknik sunmuşlardır. Azeez & Tarannum (2022), asal öğrenme karınca aslanı optimizasyonunu (ALALO) kullanarak MIMO-OFDM sistemlerinde PAPR düşümü yapan bir teknik sunmuşlardır. Sharifi & Emami (2022), seçim optimizasyon algoritması (EOA) kullanarak PTS tekniğinde OFDM sistemlerinin performansını artıran bir teknik sunmuşlardır. Goudos (2016), OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için yeni bir genelleştirilmiş karşıt biyocoğrafya tabanlı optimizasyon algoritması önermişlerdir. Xue vd. (2023), kaotik biyocoğrafya optimizasyonu kullanarak PAPR düşümü yapan bir teknik sundu. Liang & Jiang (2019), OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için modifiye edilmiş bir ABC tabanlı SLM tekniği sunmuşlardır. Husin vd. (2022), ateşböceği algoritması (FA) kullanarak PTS'de PAPR düşürme yapan bir teknik sunmuştur.

Literatüre geniş açıdan bakıldığında birçok optimizasyon yöntemi PAPR düşürmek için kullanılmış olsa da bu metasezgisel optimizasyon algoritmalarından en çok kullanılanları GA ve PSO olduğu görülmüştür. Son yıllarda diğer metasezgisel optimizasyon algoritmaları da PAPR düşürme tekniklerinde daha yoğun beraber kullanılmaya başlanmıştır.

1.10.1. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO)

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), kuş sürülerinin veya balık sürülerinin sosyal davranışlarından esinlenen, popülasyon tabanlı bir stokastik optimizasyon algoritmasıdır. İlk olarak Eberhart & Kennedy (1995) tarafından tanıtılmıştır.

Chen (2010), stokastik optimizasyon tekniklerini kullanarak OFDM sinyallerinin PAPR'ını düşürmek için PTS tekniğini ile yeni bir stokastik optimizasyon yaklaşımını beraber kullanmışlardır. Bu, Birbil & Fang (2004) tarafından geliştirilen elektromanyetizma teorisinin Coulomb Yasası'ndan esinlenen popülasyon tabanlı bir stokastik global optimizasyon yöntemidir. Singh vd. (2017), dalgacık paket tabanlı OFDM'de PAPR azaltımı için PSO tabanlı PTS tekniğini sunmuştur. Aghdam vd. Sharifi (2019), OFDM sistemlerinde PAPR düşürülmesi için verimli bir PTS yaklaşımından bahsetmişlerdir. Sarankumar vd. (2021), PTS şemasında karmaşıklığı azaltmak için birkaç optimizasyon tekniği sunmuştur. Bu çalışmada PTS tekniğindeki faz faktörü optimizasyonu tek boyutlu optimizasyon problemine dönüştürülmüştür. Tanımlanan probleme GA, SA ve PSO uygulanarak PAPR düşümü ve karmaşıklığı açısından bu algoritmalar karşılaştırılmıştır. Hu vd. (2022b), PSO-PTS tabanlı PAPR azaltımı için sürekli-sınırlı ve global optimizasyon yöntemleri üzerine bir çalışma sunmuşlardır. Gao vd. (2010b), OFDM sistemlerinde PAPR düşürülmesi için faz faktörlerinin alt-optimizasyonunu incelemişlerdir. Hung vd. (2008), PSO tekniklerinin OFDM sistemlerindeki PAPR düşüm performansını araştırmışlardır. Sharifi & Emami (2020), ACO-OFDM sinyallerinde PTS'nin arama karmaşıklığını azaltmak için, geliştirilmiş çiçek tozlaşma (IFP) algoritması adı verilen yeni bir sürü zekâsı algoritması kullanmıştır. Hameed vd. (2024), VLC sistemlerinde spektral verimliliği artırmak için PSO algoritmasını kullanarak çok katmanlı adaptif ALACO-OFDM tekniğini sunmuşlardır. Huang vd. (2020), görünür ışık konumlandırma sisteminin doğruluğunu artırmak için SLM tabanlı PAPR düşürme tekniklerini sunmuşlardır. Taba vd. (2023), OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için düşük karmaşıklıkla bir PTS tekniğini sunmuşlardır. Mevcut tekniklerle karşılaştırıldığında, önerilen bu tekniğin PAPR düşürme ve hesaplama yükü açısından üstün verimliliğini ortaya koymaktadır. Ouqour vd. (2010), OFDM sinyallerinde PAPR azaltımı için PSO algoritması ile birleştirilmiş ACE PAPR düşürme yöntemini önermişlerdir. Wen vd. (2008), PAPR düşümü için PSO tekniğine dayalı alt-optimal bir PTS yöntemi önermişlerdir. Parandoosh vd. (2012), OFDM sistemlerinde PAPR düşürülmesi için yeni bir PSO yöntemi önermişlerdir. Gao vd. (2010a), OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için

geliştirilmiş bir PSO yöntemi sunmuşlardır. Das & Bansode (2015), 16-QAM modülasyonu kullanılan bir 16×16 MIMO-OFDM sisteminde PAPR düşümü için yeni bir PTS-PSO tekniği sunmuştur. Das & Bansode (2016), MIMO-OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için yeni bir PTS-PSO tekniği sunmuştur. Fathy vd. (2015), dalgacık-OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için PSO tabanlı bir SLM tekniği önermişlerdir. Vijayalakshmi & Reddy (2017), MIMO OFDM sistemlerinde PSO-PTS tabanlı bir PAPR tekniği önermişlerdir. Prasad vd. (2017) ve Prasad vd. (2019), yaptıkları çalışmalarda OFDM sistemlerinde PAPR azaltımı için ölçeklenmiş PSO tabanlı PTS tekniklerini önermişlerdir.

PAPR düşürmede kullanılan metasezgisel algoritmaların uygulanmasında bazı zorluklar vardır. Bu algoritmalarının karmaşıklığı ve hesaplama maliyeti, özellikle büyük ölçekli sistemlerde uygulanması zorluklarına neden olabilir. Ayrıca, bazı durumlarda algoritmaların optimize PAPR değerlerine yakınsama hızı ve optimizasyon performansı sorunları yaşanabilir. Bu nedenle, OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için sisteme uygun optimizasyon tekniklerin seçimi en başta dikkat edilecek bir konudur.

PSO, sürü halinde hareket eden balıklar ve böceklerden esinlenerek geliştirilmiş bir optimizasyon yöntemidir. Temel olarak sürü zekâsına dayanan bir algoritmadır. Sürü halinde hareket eden hayvanların yiyecek ve güvenlik gibi durumlarda, çoğu zaman rastgele sergiledikleri hareketlerin, amaçlarına daha kolay ulaşmalarını sağladığı görülmüştür. Başka bir deyişle, D boyutlu gerçel değerli arama uzayında hareket eden belirli sayıda parçacık içeren sürüden oluşur. PSO bireyler arasındaki sosyal bilgi paylaşımını esas alır. Arama işlemi genetik algoritmalarda olduğu jenerasyon sayısınca yapılır. Her bireye parçacık denir ve parçacıklardan oluşan popülasyona da sürü (swarm) denir. Her bir parçacık kendi pozisyonunu, bir önceki tecrübesinden yararlanarak sürüdeki en iyi pozisyona doğru ayarlar. PSO, temel olarak sürüde bulunan bireylerin pozisyonunun, sürünün en iyi pozisyona sahip olan bireyine yaklaştırılmasına dayanır. Bu yaklaşım hızı rastgele gelişen durumdur ve çoğu zaman sürü içinde bulunan bireyler yeni hareketlerinde bir önceki konumdan daha iyi konuma gelirler ve bu süreç hedefe ulaşınca kadar devam eder.

Aşağıda PSO algoritmasının gerçekleşmesi maddeler halinde verilmiştir:

1. Rastgele üretilen başlangıç pozisyonları ve hızları ile başlangıç sürüsü oluşturulur.
2. Sürü içerisindeki tüm parçacıkların uygunluk değerleri hesaplanır.
3. Her bir parçacık için mevcut jenerasyondan yerel en iyi (*pbest*) bulunur. Sürü içerisinde en iyilerin sayısı parçacık sayısı kadardır.
4. Mevcut jenerasyondaki yerel en iyiler içerisinde küresel en iyi (*gbest*) seçilir.

5. Basit bir PSO modeli, d boyutlu gerçel değerli arama uzayında hareket eden m parçacık içeren sürüden oluşur. Belirli bir d domeni üzerinde $f(x)$ fonksiyonunun bir global optimumu olan her parçacık, d boyutlu uzayda bir nokta olarak görünür ve burada $x_i = (x_{i1}, x_{i2} \dots x_{id})$ olarak ifade edilir. Burada alt indis i , i . parçacığı temsil eder. Tüm parçacıkların uygunluk (fitness) değeri, optimize edilecek uygunluk fonksiyonu ile değerlendirilir ve bu değere göre, parçacık en iyi nokta bulunana kadar ilgili operatörler tarafından daha iyi alana doğru hareket etmek üzere güncellenir. İteratif süreçte, her parçacığın en iyi uygunluk değerine, yani yerel en iyisine sahip konumu hatırlanır ve $P_i = (p_{i1}, p_{i2} \dots p_{id})$ şeklinde ifade edilir. Aynı zamanda, tüm parçacıkların en iyi uygunluk değerine sahip konumu olan küresel en iyi $P_g = (p_{g1}, p_{g2} \dots p_{gd})$ olarak kaydedilir. i . parçacığın konum değişikliği oranı V_i , $V_i = (v_{i1}, v_{i2} \dots v_{id})$ olarak ifade edilir. Her zaman algoritma adımlarında, tüm parçacıkların hızı yerel en iyi değerinin p_{id} , küresel en iyi değerinin p_{gd} ve mevcut hızının toplamı olarak ayarlanır ve denklem (156)'da sırasıyla gösterilen w , c_1 ve c_2 sabitleriyle çarpılır. Aynı zamanda her parçacığın geçerli konumu, denklem (156)'deki o parçacığın hızına eklenerek aşağıdaki denklem (157) ile güncellenir.

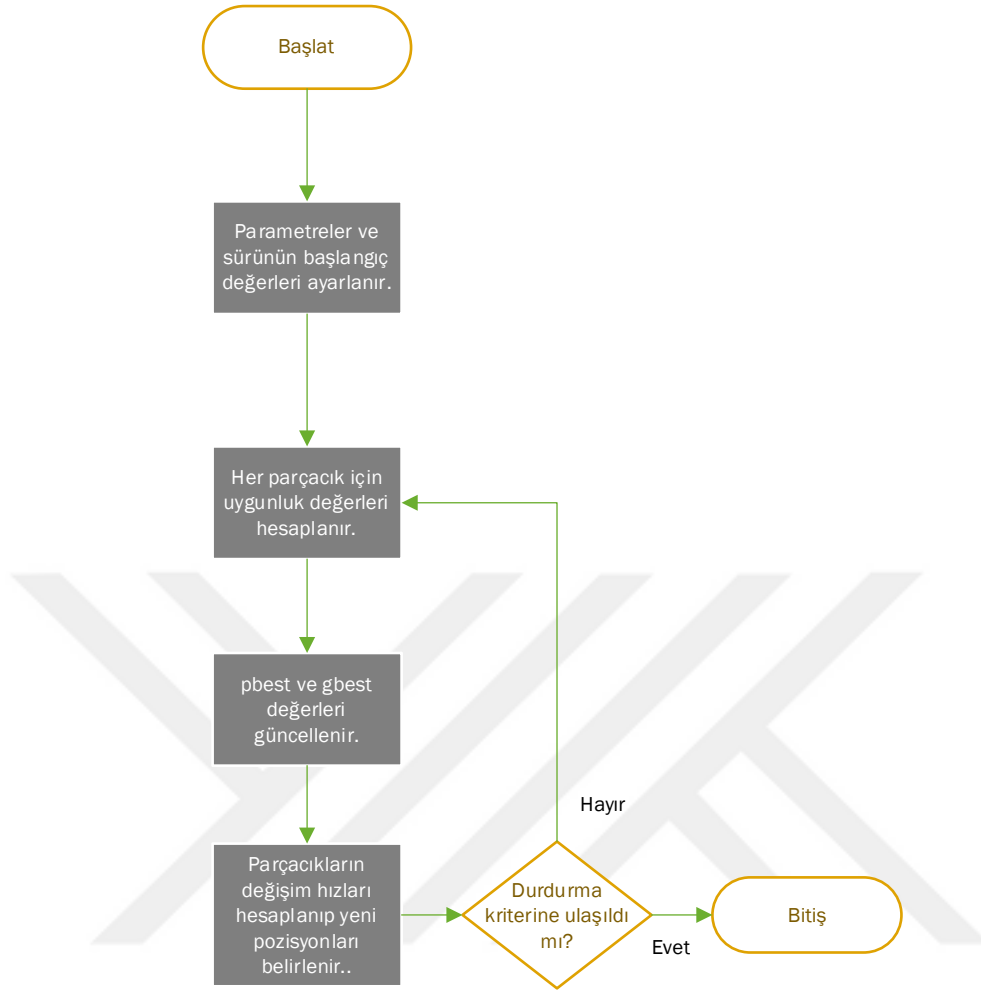
$$V_{id} = \omega \times V_{id} + c_1 \times r1 \times (p_{id} - x_{id}) + c_2 \times r2 \times (p_{gd} - x_{id}) \quad (156)$$

$$X_{id} = x_{id} + V_{id} \quad (157)$$

Burada ω atalet parametresidir ve parçacıkların momentum derecesini temsil eder. c_1 ve c_2 parametreleri normalde $c_1 = c_2 = 2$ değerlerini alan ve değerleri ayarlanabilen öğrenme faktörleri olarak adlandırılan iki pozitif sabittir. r_1 ve r_2 , $U(0,1)$ ile ifade edilen ve 0 ila 1 arasında değer alan düzgün dağılıma sahip rastgele gerçel sayılardır. P_{id} , d çözüm uzayında hareket eden sürünün her bir parçacığının yerel en iyi değeri $pbest$ 'i, P_{gd} global en iyi değeri $gbest$ 'i temsil eder.

6. Durdurma kriteri sağlanıncaya kadar 2,3,4,5 işlem adımları tekrar edilir.

Yukarıdaki PSO algoritması işlem adımlarında belirtilen durdurma kriteri, PSO ile bulunması istenen optimize değer in önceden belirlenen bir değerden küçük olması ya da belirli bir sayıda iterasyon sayısı olabilir. Aşağıdaki Şekil 27'de genelleştirilmiş bir PSO işaret akış diyagramı gösterilmiştir:



Şekil 27. Genelleştirilmiş bir PSO işaret akış diyagramı

1.10.2. Ayırık İkili Parçacık Sürü Optimizasyon Tekniği (DPSO)

Orijinal PSO algoritması sürekli parametrelere sahip bir problem için tasarlanmıştır. Bazı problemlerde parametreler ayırık olduğundan, ayırık parametrelerle başa çıkmanın bir başka yolu da Kennedy & Eberhart'ın (1997) önerdiği ikili parametreler için modifiye edilmiş PSO algoritmasını uygulamaktır (Gao vd., 2010a). Ayırık ikili parçacık sürü optimizasyon (DPSO-Discretized Particle Swarm Optimization) algoritması, PSO'nun bir türevidir ve genellikle çözüm uzayının ayırık hale getirilmiş bir versiyonunda kullanılır. İkili optimizasyon problemlerini çözmek için Kennedy & Eberhart (1997), ilk olarak ayırık ikili PSO (DPSO) algoritmasını önermiştir. Bu DPSO tekniği, PSO'nun temel prensiplerini takip eder, ancak parametrelerin ayırıklaştırılmış bir formunu kullanarak çalışır. PSO'da olduğu gibi, DPSO da bir grup parçacık kullanır ve bu parçacıklar bir çözüm alanında gezinirken en iyi çözümü bulmak için iş birliği yapar. Ancak, DPSO'da her bir parçacığın konumu ve hızı

yerine, belirli bir alanda ayırık değerler bulunur. Bu, parçacıkların yalnızca belirli değerlerde konumlanmasına ve hareket etmesine olanak tanır. DPSO, genellikle çeşitli optimizasyon problemlerinde, özellikle ayırık arama uzaylarına sahip olanlarda kullanılır. Bu teknik, özellikle karmaşık ve çok boyutlu arama alanlarında etkilidir ve birçok pratik uygulamada başarıyla kullanılmıştır. Wang & Yu (2005), değiştirilmiş bir ikili PSO algoritması kullanarak kimyasal işlem hata teşhisi için hata özellik seçimini araştırmışlardır. Gao vd. (2008), OFDM sistemleri için yeni bir PAPR düşürme algoritması geliştirdikleri bir çalışma sunmuştur. Bu çalışmada, OFDM sinyallerinin PAPR değerini düşürmek için yeni bir yaklaşım olan, DPSO kullanılmıştır. Bu çalışma, PSO algoritmasının değiştirilmiş bir versiyonunu kullanarak hata teşhisi için etkili bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir. Gao vd. (2010b), OFDM sistemlerinde PAPR düşürülmesi için faz faktörleri alt-optimizasyonunu gerçekleştiren DPSO'ya dayalı bir çalışma sundu. Wang vd. (2023), DPSO' dayalı olarak PTS PAPR düşürme tekniği için geliştirilmiş bir algoritma önermiştir. Wang & Yao (2023) yaptıkları çalışmada dinamik iletim görevlerinin zamanlaması için ayırık parçacık sürü optimizasyon algoritması geliştirmiştir.

DPSO algoritmada, herbir parçacık n uzunluğundaki ikili (binary) vektörlerle ifade edilmektedir. n burada pozitif tamsayıdır. Denklem (156)'de gösterilen v_{id} , x_{id} bit değerinin '1' olma olasılığını ifade ederken x_{id} ise binary koordinat değerlerini ifade eder. Ayrıca v_{id} hızı, denklem (158)'de gösterilen $S(v_{id})$ (Wang & Yu, 2005), sigmoid sınırlayıcı dönüştürme fonksiyonu ile $[0.0, 1.0]$ aralığına sınırlandırılmıştır. Böylece parçacıklar yukarıdaki denklem (156) ve (157)'de gösterildiği gibi hareket eder:

$$S(v_{id}) = \frac{1}{(1+e^{-v_{id}})} \quad (158)$$

$$x_{id} = \begin{cases} 1, & \text{rand}(\cdot) \leq S(V_{id}) < 0 \\ 0, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (159)$$

Yukarıdaki denklem (158)'de verilen $S(v_{id})$, i . parçacığın v_{id} hızına bağlı olarak değişen bir transfer fonksiyonudur. Denklem (159)'da hesaplanan x_{id} ise bir önceki x_{id} koordinatının binary karşılığındaki her bir bit'in güncellenmiş halidir. Yukarıdaki denklem (159)'da parçacığın koordinatının bit değerini veren x_{id} ifadesinde gösterilen $\text{rand}(\cdot)$ fonksiyonu, $[0.0, 1.0]$ arasında değişen düzgün dağılımlı gerçel rastgele sayıları temsil eder.

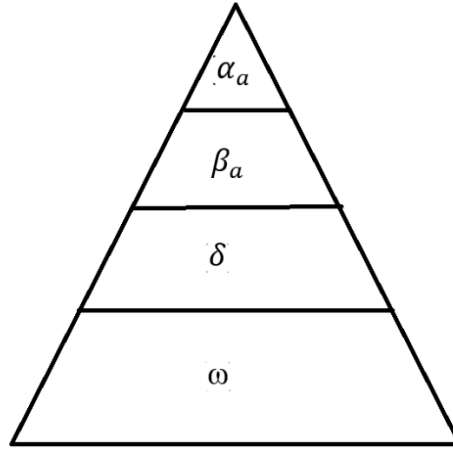
Sabitler (c_1 ve c_2) ve PSO'nun parametreleri, bir parçacığın en iyi konumundan çözümlerin yoluna etkiyi ayarlamak için kullanılır.

1.10.3. Gri Kurt Optimizasyon Tekniği (GWO)

Gri kurt optimizasyon tekniği, Mirjalili vd. (2014) tarafından tanıtılmıştır. Gri kurt sürüsü algoritması, gri kurtların grup avcılığındaki doğal davranışlarından esinlenmiştir. Gri kurt optimize edicisi, diğer optimizasyon algoritmalarına kıyasla ayarlanacak daha az hiperparametre ile sürü zekası algoritmasına kıyasla nispeten daha basittir ve ayrıca algoritmanın uygulanması nispeten kolaydır.

Suriavel Rao & Malathi (2019), yüksek hızlı kablosuz uygulamalar için GWO tabanlı yeni bir Parsiyel Transmit Sekans (PTS) tekniği sunmuş ve bu yöntemin PAPR'ı gözle görülür bir şekilde düşürdüğü görülmüştür, ancak yüksek hesaplama karmaşıklığı bir dezavantaj olarak öne çıkmaktadır. Sultana vd. (2024), MIMO-OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için GWO ve hibrit algoritmaları kullanarak PAPR performansında önemli iyileştirmeler elde etmiş, ancak karmaşıklık ve hesaplama maliyetlerinin sistem verimliliğini olumsuz etkilediğini vurgulamışlardır. Sridevi & Madhavi (2020), GWO ve SLM tekniklerini birleştirerek OFDM sinyallerinde PAPR'ı başarılı bir şekilde düşürmüş, ancak hesaplama karmaşıklığı azaltılması konusunda daha fazla araştırma yapılması gerektiğini belirtmişlerdir. Ravi Kumar vd. (2019), PSO ve GWO optimizasyon algoritmalarının birleştirilmesi ile oluşturulmuş hibrit PS-GWO algoritmasıyla optimize edilmiş PTS şeması sayesinde PAPR düşümünde etkili sonuçlar elde etmiş, ancak yine de hesaplama karmaşıklığının azaltılması gerektiği üzerinde durmuşlardır. Rao vd. (2021), düşük karmaşıklıkla bir modifiye edilmiş GWO modeli geliştirerek PAPR'ı azaltmış, aynı zamanda hesaplama yükünü de düşürmeyi başarmıştır. Somia vd. (2023), Sürüngen Sürüsü Algoritması (SCA) ile GWO'yu birleştirerek hibrit bir yöntem önermiş ve PTS tekniğiyle PAPR'ı önemli ölçüde düşürmüş, ancak hesaplama karmaşıklığı yine bir sorun olarak kalmıştır.

Gri kurtlar yırtıcıdır ve sürü halinde yaşamayı tercih ederler. Gri kurt sürüsünün sosyal hiyerarşisi aşağıdaki Şekil 28'de gösterilmiştir. Alfa (α), Gri kurt sürüsü hiyerarşisindeki en yüksek seviyedir.



Şekil 28. Gri kurtlar sürü hiyerarşisi

Bu sürü hiyerarşisinden ve gri kurt sürüsünün doğal davranışından esinlenen Mirjalili vd. (2014), gri kurt popülasyonunun alfa (α_a), beta (β_a), delta (δ) ve omega (ω) olmak üzere dört gruba ayrıldığı gri kurt optimize edicisini önermiştir. Grup ayrımı kurt sosyal hiyerarşisine göredir. Alfa (α_a), en iyi çözümü temsil eden hiyerarşideki en üst kurt olan lideri (baskın kurt) temsil eder. İkinci en iyi çözüm beta (β_a), üçüncü en iyi çözüm ise delta (δ) ile temsil edilir. Geri kalan çözümler ise omega (ω) ile temsil edilir.

Gri kurtların avlanma davranışı üç ana aşamadan oluşur: Av arama, avı kuşatmak ve avına saldırmak.

Avı Kuşatma

Gri kurt sürüsü avlanma sürecinde avını çevrelemektedir. Mirjalili vd. (2014) avı kuşatma davranışını modellemek için aşağıdaki matematiksel denklemleri önermiştir:

Gri kurt sürüsü avlanma sürecinde avını çevrelemektedir. Mirjalili vd. (2014), aşağıdaki denklem (160) ve (161) ile avı kuşatma davranışını modellemişlerdir:

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_p(t) - \vec{X}(t)| \quad (160)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (161)$$

Burada: t geçerli mevcut iterasyon sayısını, $\vec{A}$ ve $\vec{C}$ katsayı vektörlerini, $\vec{X}_p$ Av konum vektörünü, $\vec{X}$ ise Gri kurt konum vektörünü temsil eder.

$\vec{A}$ ve $\vec{C}$ vektörleri aşağıdaki denklem (162) ve (163)'te gösterildiği biçimde kestirilir.

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r}_1 - \vec{a} \quad (162)$$

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r}_2 \quad (163)$$

Burada: $\vec{a}$ algoritmanın iterasyonları boyunca 2'den 0'a azaltılan doğrusal olarak bir vektör değerini, $\vec{r}_1$ ve $\vec{r}_2$ ise $[0,1]$ aralığındaki rastgele vektörleri temsil eder.

Avlanma

Alfa (α_a), beta (β_a) ve delta (δ) kurtları avlanma sürecine katılır ve alfa (α_a) paketteki en iyi çözümü, beta (β_a) ikinci en iyi çözümü ve delta (δ) üçüncü en iyi çözümü temsil eder. İlk üç en iyi çözüm kaydedilir ve diğer kurtlar arama alanında mevcut konumlarını rastgele günceller. Mirjalili vd. (2014), Bozkurt avlanma davranışının benzetimini yapmak için aşağıdaki denklem (164) ve (165)'deki eşitlikleri önermiştir:

$$\begin{aligned} \vec{D}_{\alpha_a} &= |\vec{C}_1 \cdot \vec{X}_{\alpha_a} - \vec{X}| \\ \vec{D}_{\beta_a} &= |\vec{C}_2 \cdot \vec{X}_{\beta_a} - \vec{X}| \\ \vec{D}_{\delta} &= |\vec{C}_3 \cdot \vec{X}_{\delta} - \vec{X}| \\ \vec{X}_1 &= \vec{X}_{\alpha_a} - \vec{A}_1 \cdot (\vec{D}_{\alpha_a}) \\ \vec{X}_2 &= \vec{X}_{\beta_a} - \vec{A}_2 \cdot (\vec{D}_{\beta_a}) \\ \vec{X}_3 &= \vec{X}_{\delta} - \vec{A}_3 \cdot (\vec{D}_{\delta}) \end{aligned} \quad (164)$$

$$\vec{X}(t+1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3} \quad (165)$$

Burada $\vec{X}_1$, $\vec{X}_2$ ve $\vec{X}_3$ sırasıyla alfa (α_a), beta (β_a) ve delta (δ) kurt pozisyonlarını; $\vec{X}(t+1)$ ise güncellenmiş bir sonraki kurt pozisyonunu temsil eder.

$\vec{X}_{\alpha_a}$, $\vec{X}_{\beta_a}$, $\vec{X}_{\gamma}$ ilk üç en iyi çözümdür.

$\vec{A}_1$, $\vec{A}_2$ ve $\vec{A}_3$ vektörleri denklem (162) ile hesaplanırken, $\vec{C}_1$, $\vec{C}_2$ ve $\vec{C}_3$ vektörleri denklem (163) ile hesaplanır.

Avına Saldırma (Sömürü)

Gri kurtların avlanma süreci, avın hareket etmeyi bırakmasıyla sona erer. Sonra gri kurtlar saldırmaya başlar. Bu, Mirjalili vd. (2014) tarafından iterasyonlar boyunca $\vec{a}$ vektör değerinin değeri doğrusal azaltılarak modellenmiştir.

Av Arama (Keşif)

Gri kurtlar alfa (α_a), beta (β_a) ve Delta (δ) konumlarına yakın çözümler ararlar. Mirjalili vd. (2014), algoritmanın arama alanında küresel olarak arama yapmasına izin vermek için gri kurtları birbirinden birbirinden ayrılmaya zorlamak ve av keşfini geliştirmek için 1'den büyük veya -1'den küçük rastgele değerlere sahip $\vec{A}$ vektörlerini kullanırlar.

Mirjalili vd. (2014) tarafından önerilen Gri Kurt Optimizasyon Algoritmasının sözde kodu(pseudocode) aşağıda verildiği gibidir:

$$\vec{X}_{\alpha_a}, \vec{X}_{\beta_a}, \vec{X}_\gamma$$

Gri Kurt Optimizasyon Algoritması

Gri kurt popülasyonunu(X_i ($i = 1, 2, \dots, n$)) başlat.

α_a , $\vec{A}$ ve $\vec{C}$ 'ye başlangıç değerlerini ver.

Her bir kurt ajanının uygunluk fonksiyonu değerini tahmin et.

$\vec{X}_{\alpha_a}$ = En İyi Kurt Arama Ajanı .

$\vec{X}_{\beta_a}$ = İkinci en iyi kurt arama Ajanı.

$\vec{X}_\gamma$ = Üçüncü En İyi Kurt Arama Ajanı.

while ($t < \text{maksimum iterasyon sayısı}$) **do**

for herbir arama kurdu **do**

 Denklem (165) kullanılarak mevcut kurt ajanının pozisyonlarını güncelle.

end for

α_a , $\vec{A}$ ve $\vec{C}$ değerlerini güncelle.

 Tüm kurt arama ajanları için uygunluk fonksiyonu değerini tkestirin.

$\vec{X}_{\alpha_a}$, $\vec{X}_{\beta_a}$ ve $\vec{X}_\gamma$ değerlerini güncelle.

$t = t + 1$

end while

En iyi kurt pozisyonunu $\vec{X}_{\alpha_a}$ değerini döndür.

1.10.4. Balina Optimizasyon Algoritması (WOA)

Mirjalili & Lewis (2016), balina optimizasyon algoritması adı verilen doğadan ilham alan yeni bir algoritma önermiştir. Yedi farklı balina türü bulunmaktadır: katil, kambur, Minke, Sei, sağ, yüzgeçli ve mavi. Yazarlar kambur balinaların avlanma stratejisine odaklanmıştır. Mirjalili & Lewis (2016), balina optimizasyon algoritmasını geliştirmek için

avı çevreleme ve spiral kabarcık ağı hareketini ve av arayışını matematiksel olarak modellemiştir. Habelalmateen vd. (2024), MIMO-OFDM sistemlerinde PAPR düşümü için Balina Optimizasyon Algoritması'nın (WOA) doğrusal olmayan eylemsizlik(atalet) ağırlık faktörünü kullanmışlardır. Bu yöntem PAPR'I düşürmede başarılı olmuş, ancak algoritmanın hesaplama karmaşıklığı ve uygulanabilirliği zorluklar yaratmıştır. Tuli vd. (2024), PAPR azaltımı için Balina Optimizasyonuna dayalı PTS PAPR düşüm şeması geliştirmiş ve özellikle Universal Filtre Modülasyonu (UFMC) sistemlerinde başarılı sonuçlar elde etmişlerdir. Ancak, bu çalışmada önerilen algoritmanın karmaşıklık düzeyinin yüksek olması ve hesaplama yükünün artması, sistem verimliliğini olumsuz etkilemiştir.

Avı Kuşatmak

Kambur balinalar avın konumunu tanıyabilir ve ardından onu çevreleyebilir. En iyi balina arama ajanı konumu (çözümü) başlangıçta hedef av olarak belirlenir, daha sonra diğer balina arama ajanları konumlarını (çözümlerini) en iyi balinaya doğru bir yön ile güncellemeye çalışırlar. Mirjalili & Lewis (2016), bu davranışı modellemek için aşağıdaki denklem (166) ve (167)'yi önermişlerdir.

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}^*(t) - \vec{X}(t)| \quad (166)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}^*(t) - \vec{A} \odot \vec{D} \quad (167)$$

Burada: t algoritmanın mevcut iterasyonunu, $\vec{A}$ ve $\vec{C}$ katsayı vektörlerini, $\vec{X}^*$ şimdiye kadarki en iyi çözüm konum vektörünü, $\vec{X}$ konum vektörünü, $\|$ mutlak değeri, $\odot$ eleman-eleman çarpımı (iç çarpım-skaler çarpım) temsil eder.

$\vec{A}$ ve $\vec{C}$ vektörleri aşağıdaki denklem (168) ve (169) kullanılarak kestirilir.

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r} - \vec{a} \quad (168)$$

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r} \quad (169)$$

Burada: $\vec{a}$ iterasyonlar boyunca 2 değerinden 0 değerine doğrusal olarak azalan bir vektör parametre değerini, $\vec{r}$ $[0,1]$ aralığında değer alan rastgele bir vektörü temsil eder.

Kambur balinalar ayrıca bir balon-ağ saldırı stratejisi kullanırlar. Bu yöntem aşağıdaki gibi modellenebilir:

Mirjalili & Lewis (2016), kambur balinaların baloncuk ağı saldırı yöntemi stratejisini aşağıda anlatılacak olan iki yöntem önermişlerdir:

Küçülterek Çevreleme Yöntemi

Bu davranış, denklem (168)'deki $\vec{a}$ vektör değerlerinin azaltılmasıyla elde edilir. $\vec{A}$ (dalgalanma aralığı) vektör parametresi de denklem (168)'deki $\vec{a}$ 'nın azaltılmasıyla azalır. $\vec{A}$ ise $[-a, a]$ aralığında değerler alan rastgele bir vektörü ifade eder

Spiral Güncelleme Konumu

Spiral güncelleme pozisyonu, (X_a, Y_a) kordinatlarında konumlanmış balina ajanı ile (X_a^*, Y_a^*) kordinatlarında konumlanmış av arasındaki mesafenin hesaplanmasıyla gerçekleştirilir. Mirjalili & Lewis (2016), sarmal şeklindeki kambur balina hareketini modellemek için aşağıdaki denklem (170)'de spiral bir denklem önermişlerdir:

$$\vec{X}_a(t+1) = \vec{D}' \cdot e^{bl} \cdot \cos(2\pi l) + \vec{X}_a^*(t) \quad (170)$$

Burada: $\vec{D}' = |\vec{X}_a^*(t) - \vec{X}_a(t)|$ i. balinanın avına olan mesafesini, $\vec{X}_a^*$ şimdiye kadarki en iyi çözüm pozisyon vektörünü, $\vec{X}_a$ konum vektörünü, b logaritmik spiral şekil ile ilgili bir sabiti, l $[-1,1]$ aralığındaki rastgele bir sayıyı, $\odot$ eleman-eleman çarpımı (iç çarpım-skaler çarpım) temsil eder.

Kambur balinaların doğal davranışına göre, avın etrafında daralan bir daire içinde ve aynı zamanda spiral şeklinde yüzerler. Mirjalili & Lewis (2016), denklem (171)'i kullanarak balinanın konumunu güncellemek için her iki yöntem arasında seçim yapmak üzere % 50'lik bir olasılık önermişlerdir:

$$\vec{X}_a(t+1) = \begin{cases} \vec{X}_a^*(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} & p < 0.5 \\ \vec{D}' \cdot e^{bl} \cdot \cos(2\pi l) + \vec{X}_a^*(t) & \text{Diğer} \end{cases} \quad (171)$$

Burada: p , $[0,1]$ aralığında rastgele bir sayıyı temsil eder.

Av Arama (Keşif Aşaması)

Ayrıca, kambur balinalar rastgele av ararlar. $\vec{A}$ vektörünün varyasyonuna dayanan benzer bir yöntem, av aramak için keşif aşamasında uygulanabilir.

Bu aşamada bir balina arama aracısının konumu, o ana kadarki en iyi arama aracısının süreçte önemli olduğu keşif aşamasının aksine, rastgele seçilen bir balina arama aracısına

göre güncellenir. $\vec{A} > 1$ durumu, balina optimizasyon algoritmasının küresel bir arama yapmasına izin vermek için kullanılır. Bu durum aşağıdaki denklem (172) ve (173)'de gösterilmiştir:

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \overrightarrow{X_{a_{rand}}} - \vec{X}| \quad (172)$$

$$\overrightarrow{X_a}(t + 1) = \overrightarrow{X_{a_{rand}}} - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (173)$$

Burada $\overrightarrow{X_{a_{rand}}}$, mevcut popülasyondan seçilen rastgele bir balina konumu (çözüm) vektörünü temsil eder.

Önerilen WOA algoritmasına göre (Mirjalili & Lewis, 2016); balina popülasyonları, rastgele pozisyonlar (çözümler), en iyi balina çözümü, algoritma parametreleri ve maksimum iterasyon sayısı ile başlatılır. Balina arama ajanları konumlarını önerilen iki mekanizmaya göre günceller: rastgele seçilen bir balina arama ajanı veya o ana kadarki en iyi balina konumu (çözüm).

" a " parametresi, keşif ve sömürü aşamasını geliştirmek için 2 değerinden 0 değerine düşürülür. $\vec{A} > 1$ olduğunda, rastgele balina arama aracısı seçilir. $\vec{A} < 1$ olduğunda, konum güncellemesi için en iyi konum (çözüm) seçilir. p parametresinin değeri, WOA algoritmasının iki mekanizma arasında geçiş yapmasına izin vermek için kullanılır: spiral veya dairesel hareket. Son olarak, algoritma sonlandırma kriterine ulaşıldığında sona erer. WOA algoritmasının sözde kodu (pseudo code) aşağıda sunulmuştur:

Balina Optimizasyon Algoritması - Sözde Kodu

$X_{a_i}(i = 1, 2, \dots, n)$ balina popülasyonunu başlatın.

Her bir balina arama ajanının uygunluğunu hesaplayın.

$\overrightarrow{X_a^*}$ = En İyi Balina Arama Ajanı

while ($l < \text{Maksimum iterasyon sayısı}$)

for Her bir arama ajanı

$\vec{A}$, $\vec{C}$, l ve p parametrelerini güncelleyin.

If ($p < 0.5$) then

```

If  $|\vec{A}| < 1$ 

    Mevcut arama aracısı konumunu denklem (166) ile güncelleyin.

else if ( $|A| > 1$ )
    Rastgele bir balina balina ajanı  $X_{arand}$  'ı seçin.

    Mevcut balina ajanı pozisyonunu denklem (173) ile güncelleyin.

end if
else if ( $p > 0.5$ ) then
    Mevcut balina ajanı pozisyonunu denklem (170) ile güncelleyin
.
end if
end for
Bir balina arama aracısının arama alanından ayrılıp ayrılmadığını kontrol edin ve
değiştirin

Her balina arama ajanının uygunluğunu hesaplayın.

Daha iyi bir konum varsa  $\vec{X}_a^*$  'yı güncelleyin (çözüm).

 $t = t + 1$ 

end while
Return  $\vec{X}_a^*$ 

```

1.10.5. Yusufçuk (Dragonfly) Optimizasyon Algoritması (DA)

Yusufçuk algoritması (DA), optimizasyon problemlerini açıklamak için yeni geliştirilmiş bir Meta-sezgisel tekniktir. Yusufçuk optimizasyonu, metasezgisel optimizasyondaki keşif ve sömürüye benzer statik ve dinamik aşamalara sahiptir. Yusufçuklar statik aşamada alt sürüler oluşturur ve farklı alanlar üzerinde uçarlar. Dinamik aşamada, yusufçuklar daha büyük sürüler halinde ve tek bir yönde uçarlar (Palappan & Thangavelu, 2018).

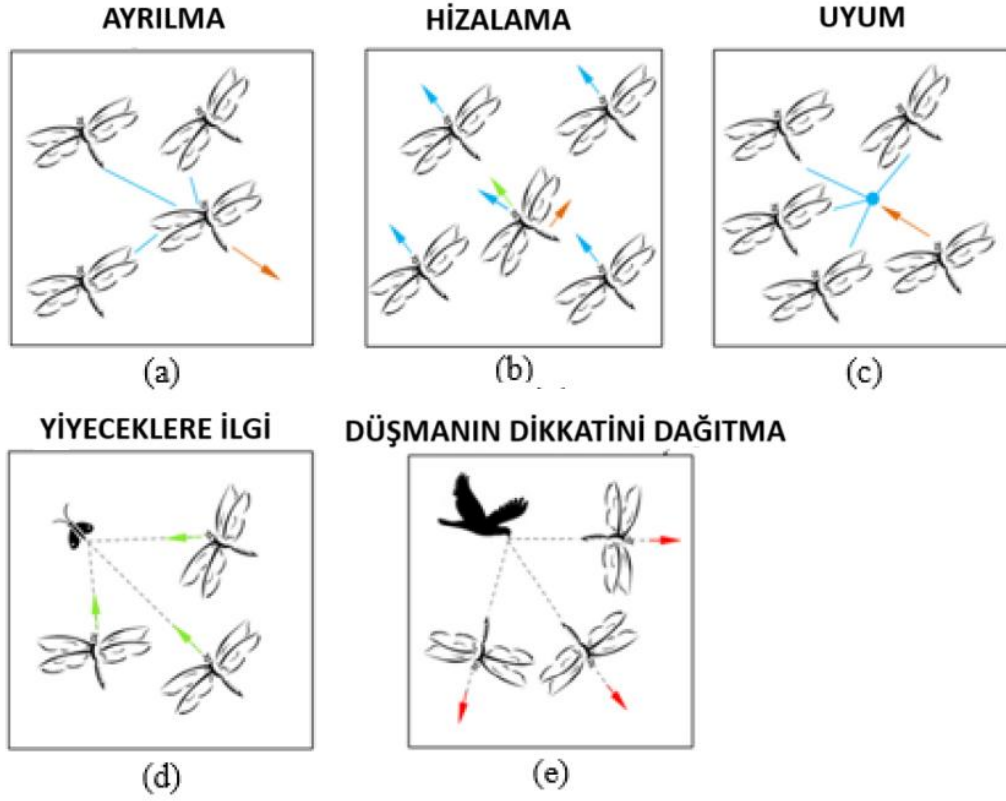
İlk olarak, Reynolds (1987), dağıtık davranış modeline dayalı sürü, grup ve okul gibi doğal toplulukların benzetiminde, bireylerin basit kurallar izleyerek karmaşık davranışlar sergileyebileceğini göstermiştir. Bu algoritma, Mirjalili (2016) tarafından revize edilmiştir. Ancak, bu modelin yüksek hesaplama gereksinimleri, büyük ölçekli benzetimlerde uygulama zorlukları yaratmaktadır. Cristin (2020), MIMO sistemlerinde spektrum algılama ve PAPR azaltımını hedefleyen Gri Kurt Optimizasyon algoritması (GWO) ile Yusufçuk

optimizasyonu (DA)'nın birlikte kullanıldığı hibrit bir algoritma sunmuştur. Algoritma, spektrum verimliliğini artırırken, karmaşık hesaplama gereksinimleri gerçek zamanlı uygulamalarda performans sorunlarına neden olmaktadır. Jothi ve Chandrasekar (2022), MIMO-OFDM tabanlı kablosuz multimedya iletiminde hizmet kalitesini artırmak amacıyla modifiye edilmiş bir yusufcuk optimizasyon algoritmasını kullanmışlardır. Bu yöntem, QoS'de iyileşme sağlasa da, parametre ayarlarının hassasiyeti nedeniyle kararlılık sorunları yaşamaktadır. Raveen & Ratna Kumari (2024), OFDM sistemlerinde PAPR sorununu azaltmak amacıyla sürüngen yusufcuk arama algoritmasını hibrit bir derin öğrenme modeliyle birleştirmiştir. Bu modelin karmaşık veri desenlerini tanıma başarısına rağmen, yüksek hesaplama maliyeti ve uzun eğitim süreci yöntemin uygulanabilirliğini sınırlandırmaktadır.

Reynolds (1987)'un çalışmasına göre sürüler, sürüler ve okullar: Dağıtılmış bir davranış modeli bir sürü üç temel aşamayı takip eder:

- 1 Ayrılma: Diğerlerinin yakınındaki varlıklar arasındaki statik çarpışmaların en aza indirilmesini ifade eder.
- 2 Hizalama: Varlıkların hızının diğer yerel varlıkların hızıyla eşleşmesini ifade eder.
- 3 Tutarlılık(uyum): Mahallenin kütle merkezine doğru varlıkların eğilimini ifade eder.

Herhangi bir sürünün hayatta kalması için, her birinin yenilebilir kaynakları cezbetmesi ve onları saldırgandan uzaklaştırması için temel ilkeler göz önünde bulundurulur. Bu iki doğaya dayanarak, her bir sürünün konum güncellemesi Şekil 29'da gösterilmektedir (Wood vd., 1996):



Şekil 29. Sürüdeki bireyler arasındaki (a),..., (e) ilkel düzeltici modeller

Bahsedilen bu prensiplerin dışında herhangi bir sürüde hayatta kalmak hayati önem taşır ve temel olarak iki şekilde oluşur: Yiyecek kaynaklarına çekilmek ve doğal düşmanlarından uzaklaşmak.

Yusufçuk Optimizasyonu Matematiksel Modeli

Yusufçuk optimizasyonu için yukarıda bahsedilen temel prensipler aşağıda tanımlanmıştır ve matematiksel modelleri verilmiştir:

Ayrılma: Aşağıdaki denklem (174)'de ayrılma durum modeli matematiksel olarak gösterilmiştir:

$$S_i = - \sum_{j=1}^N (X - X_j) \quad (174)$$

Burada X ve X_j sırasıyla, mevcut bireyin ve j . komşu bireyin pozisyonunu, N ise komşu bireylerin sayısını ifade etmektedir.

Hizalama: Aşağıdaki denklem (175)'de hizalama durum modeli matematiksel olarak gösterilmiştir:

$$A_i = \frac{\sum_{j=1}^N V_j}{N_b} \quad (175)$$

Burada V_j , j . komşu bireyin hızını gösterir

Tutarlılık (uyum): Aşağıdaki denklem (176)'da tutarlılık (uyumluluk) durum modeli matematiksel olarak gösterilmiştir:

$$C_i = \frac{\sum_{j=1}^N X_j}{N_b} - X \quad (176)$$

Burada X ve X_j sırasıyla mevcut bireyin ve j . komşu bireyin pozisyonunu, N_b ise komşu bireylerin sayısını ifade etmektedir.

Yiyeceklere olan ilgi (yiyeceklerin cazibesi): Aşağıdaki denklem (177)'de bu yiyeceklerin cazibesi durum modeli matematiksel olarak gösterilmiştir:

$$F_i = X^+ - X \quad (177)$$

Burada X ve X^+ sırasıyla, o anki bireyin pozisyonunu ve besin kaynağını ifade etmektedir.

İtme: Aşağıdaki denklem (178)'de bu durum model matematiksel olarak gösterilmiştir:

$$E_i = X^- + X \quad (178)$$

Burada X ve X^- sırasıyla, mevcut bireyin ve doğal avcının pozisyonunu ifade etmektedir.

Bunun ışığında, yusufçukların doğası için yukarıda anlatılan beş disiplin talimatı kombinasyonu varsayılmaktadır. Adım (ΔX), hız vektörü için düşünülür ve X , yusufçuklar için arama alanındaki yapay konumlarını ve hızlarını güncellendiği nokta olarak kabul edilir. Yusufçuklara, PSO algoritması benzeri bir iyileştirme işlemi uygulanır

Bir arama uzayında yapay yusufçukların konumunu güncellemek ve hareketlerini benzetimini gerçekleştirmek için iki vektör dikkate alınır: Adım vektörü (ΔX) ve pozisyon vektörü (X).

Adım vektörü, yusufçukların hareket yönünü belirtir ve aşağıda denklem (179) ile ifade edilir:

$$\Delta X_{t+1} = (s.S_i + a.A_i + c.C_i + f.F_i + r.E_i) + w.\Delta X_t \quad (179)$$

Burada s ayrılma ağırlığını ifade eder, S_i i . bireyin diğerlerinden ayrılmasını ifade eder, a hizalama ağırlığını ifade eder, A_i i . bireyin hizalamasını ifade eder, c uyum ağırlığını ifade eder, C_i i . bireyin tutarlılığını (uyumunu) ifade eder, f yenilebilirlik faktörünü ifade eder, F_i i . bireyin yenilebilir kaynağını ifade eder, e saldırgan faktörünü ifade eder, E_i i . bireysel düşmanı ifade eder, w atalet ağırlığını ifade eder ve t ise iterasyon sayısını ifade eder.

Bu ağırlık katsayılarının değerleri değiştirilerek keşif ve değerlendirme aşamaları gerçekleştirilebilir.

Pozisyon vektörü, adım vektörü kullanılarak aşağıdaki denklem (180) ile hesaplanır:

$$X_{t+1} = X_t + \Delta X_{t+1} \quad (180)$$

Burada t mevcut iterasyonu göstermektedir. Farklı açıklayıcı ve keşfedici doğalar, optimizasyon sırasında s ayırma faktörü, a hizalama faktörü, c birleşme faktörü, f yenilebilir faktör ve e saldırgan faktörleri ile elde edilebilir.

Keşif aşaması için düşük tutarlılık (uyum) ağırlığı (c) ve yüksek hizalama ağırlığı (a) atanırken, sömürü aşaması için de benzer şekilde düşük hizalama ağırlığı (a) ve yüksek tutarlılık (uyum) ağırlığı (c) atanır.

Komşuluk uzayı da aynı şekilde genişletilir. Sürü, küresel optimuma yakınsamak için optimizasyonun son noktasında tekil forma dönüşür. Bu, saldırganla savaşmanın yanı sıra yenilebilir kaynağı seçmelerini sağlar. Bu açıklama yakınsama, arama alanının güvence alanına yakındır ve arama alanının güvence dışı yerinin dışına yönlendirir. Bu nedenle, yusufçukların algoritması optimizasyon sırasında güvence altına alınmıştır. Komşu sonuçlar

yeterince mevcut değilse, benzetimi yapılmış yusufçukların süreksizliğini, stokastik doğasını ve açıklayıcılığını geliştirmek için, rastgele bir yürüyüş (Levy uçuşu) uygulayarak arama alanını geçmeleri gerekir. Bu durum göz önüne alındığında, yusufçukların konumu aşağıdaki denklem (181) ile revize edilir.

Pozisyon vektörü yusufçuğun pozisyonunu verir, ancak komşu çözümler olmadığında yusufçukların rastgele arama alanında uçmaları gerekir ve yusufçukların pozisyonları, pozisyon vektörünün (denklem (180) ile ifade edilen) değiştirilmiş hali, aşağıdaki denklem (181) kullanılarak güncellenir:

$$X_{t+1} = X_t + X_t \cdot \text{levy}(d) \quad (181)$$

$\text{Levy}(d)$ fonksiyonu aşağıdaki denklem (182) ile hesaplanır:

$$\text{Levy}(x) = 0.01 \frac{r_1 \cdot \sigma}{|r_2|^{\frac{1}{\beta}}} \quad (182)$$

r_1 ve r_2 $[0,1]$ aralığında random sayıları ifade eder, β bir sabittir, σ ise aşağıdaki denklem (183) ile hesaplanır:

$$\sigma = \frac{\Gamma(1+\beta) \times \sin \frac{\pi\beta}{2}}{\Gamma(\frac{1+\beta}{2}) \times \beta \times 2^{\left(\frac{\beta-1}{2}\right)}} \quad (183)$$

Burada, $\Gamma(x) = (x-1)!$ olarak ifade edilir.

Yusufçuk optimizasyon algoritmasının işlem adımları sırasıyla aşağıdaki gibidir:

1. Yusufçuk popülasyonunu $X_i (i = 1, 2, \dots, n)$ başlat.
2. Adım 1'deki X_i ilgili adım vektörlerini $\Delta X_i (i = 1, 2, \dots, n)$ hesapla.
3. Toplam yusufçukların amaç fonksiyonu karakterlerini hesapla.
4. Önceki iterasyonlardan daha iyi yenilebilir kaynak ve saldırgan elde et.
5. Önceki itersyonlardan daha iyi w, s, a, c, f ve e değerlerini elde et.
6. Denklem (174)'den denklem (178)'e kadar olan denklemleri kullanarak S, A, C, F ve E değerlerini hesapla.
7. Komşu yarıçapını denklem (179) ile güncelle.

8. Bir yusufçukta en az bir komşu yusufçuk varsa, denklemi (179) uygulayarak hız vektör değerini güncelle.
9. Denklem (180)'i kullanarak önceki iterasyonlardan daha iyi bir konum vektörü elde et.
10. Denklem (181)'i kullanarak mevcut konum vektörünü kontrol et.
11. Optimum değişkenlerin sınırları üzerinde yer alan yeni pozisyonu alın ve kesinleştir.
12. Elde edilen çözümler algoritmayı sonlandırma kriterlerini sağlamıyorsa Adım 2'ye git.
13. Elde edilen çözümler tatmin ediciyse, sonuçları yazdırın ve algoritmayı durdur.



2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

2.1. PTS'nin Farklı Metasezgisel Algoritmalarla VLC'de Uygulanması

PTS yönteminden önceden Bölüm 1.9.2'de ayrıntılı olarak anlatılmıştır. PTS, faz kaydırma kombinasyonları üzerinden çalıştığı için oldukça etkili bir PAPR azaltma yöntemi sunar, ancak bu durum yüksek hesaplama karmaşıklığı ve işlem yükü gerektirir. PTS yönteminde iletilen veri ile çarpılacak faz dizisi alıcıya önceden yan bilgi olarak iletilir. En düşük PAPR değerlerini verecek bir faz dizisi elde etmek için çeşitli optimizasyon algoritmaları kullanılır.

Bu bölümde VLC için DCO-OFDM tekniği seçilmiştir. Burada, PTS tekniği 4 farklı optimizasyon algoritması ile kullanılarak benzetimler yapılmıştır. Bu optimizasyon algoritmaları şunlardır: DA, GWO PSO ve WOA. Bu benzetimler sonucu elde edilecek PAPR ve BER performans grafikleri toplu halde sunulacaktır. Bu grafiklerde PTS tekniğinin önemli bir parametresi olan segment sayısına göre PAPR ve BER performans değişimleri analiz edilecektir.

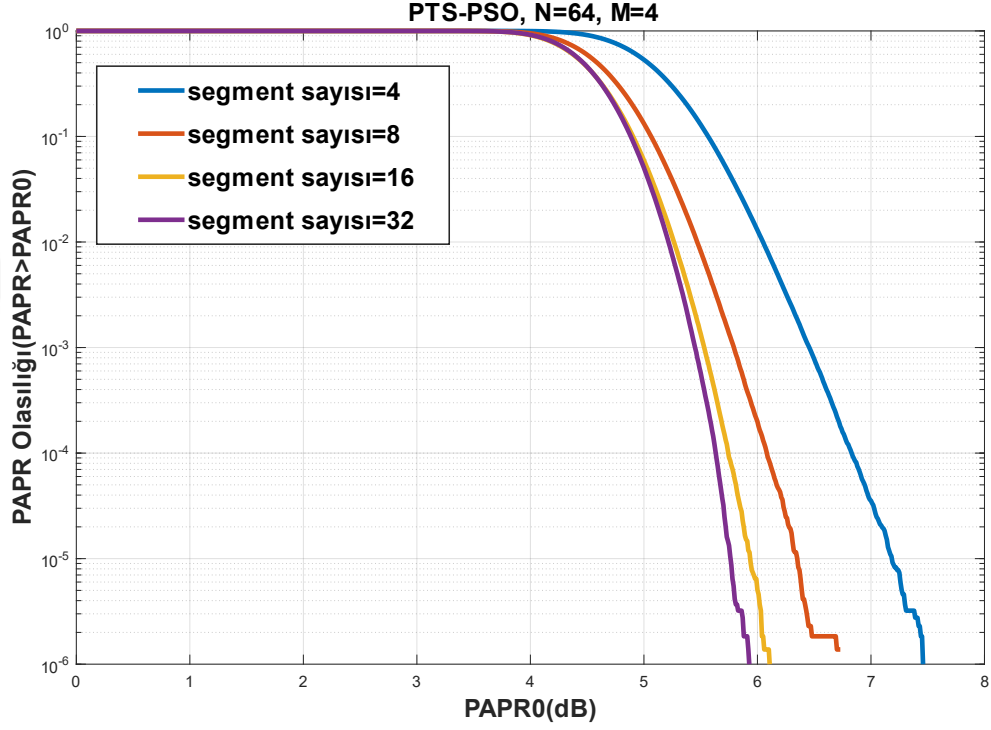
2.1.1. VLC-PTS Yönteminin PSO Algoritmasıyla Uygulanması

Bölüm 1.10.1'de PSO optimizasyon yöntemi ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Yapılan benzetimlerin senaryosu aşağıdaki Tablo 4'de özetlenmiştir.

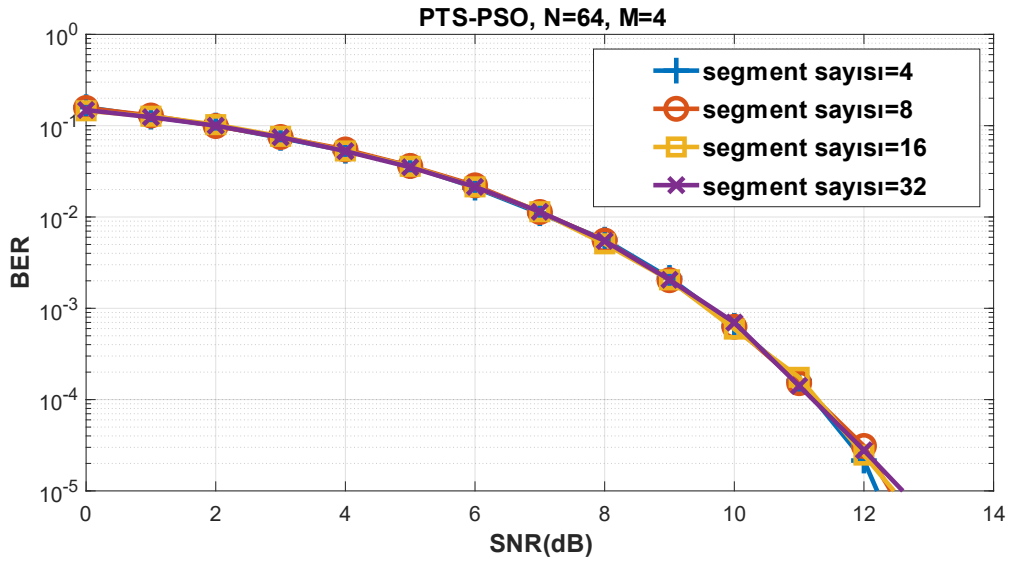
Tablo 4. PTS-PSO benzetim senaryosu parametreleri

Kullanılan VLC Yöntemi:	DCO-OFDM
Kullanılan Optimizasyon Algoritması:	PSO
Alt Taşıyıcı sayısı:	$N = 64, 128, 256$
Modülasyon Türü ($M - QAM$):	4-QAM, 16-QAM
PTS segment sayısı:	4, 8, 16, 32, 64, 128
Parçacık sayısı:	30
İterasyon sayısı:	30

Bu bölümdeki grafiklerde $N = 64, 128$ ve 256 alt taşıyıcı sayılarında 4-QAM ve 16-QAM modülasyon türünün kullanıldığı VLC’de PTS-PSO benzetim grafikleri gösterilmiştir. Bu grafiklerde, segment sayılarına göre karşılaştırmalı PAPR olasılık performansları ve BER performansları gösterilmiştir. $N = 64, 128$ ve 256 alt taşıyıcılarının her biri için PAPR ve BER performans grafikleri alt alta verilip sonuçlar üzerine toplu analiz yapılacaktır.



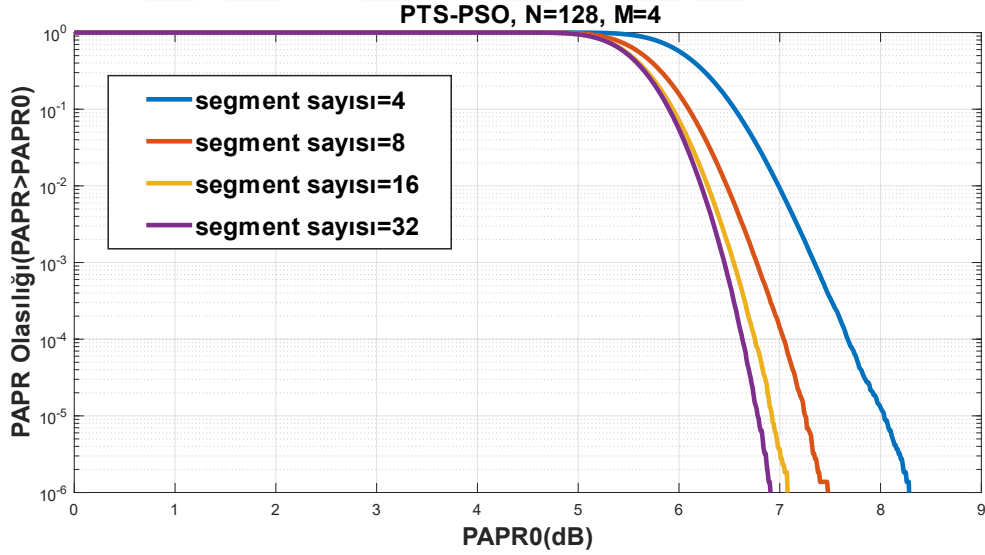
Şekil 30. $N = 64, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları



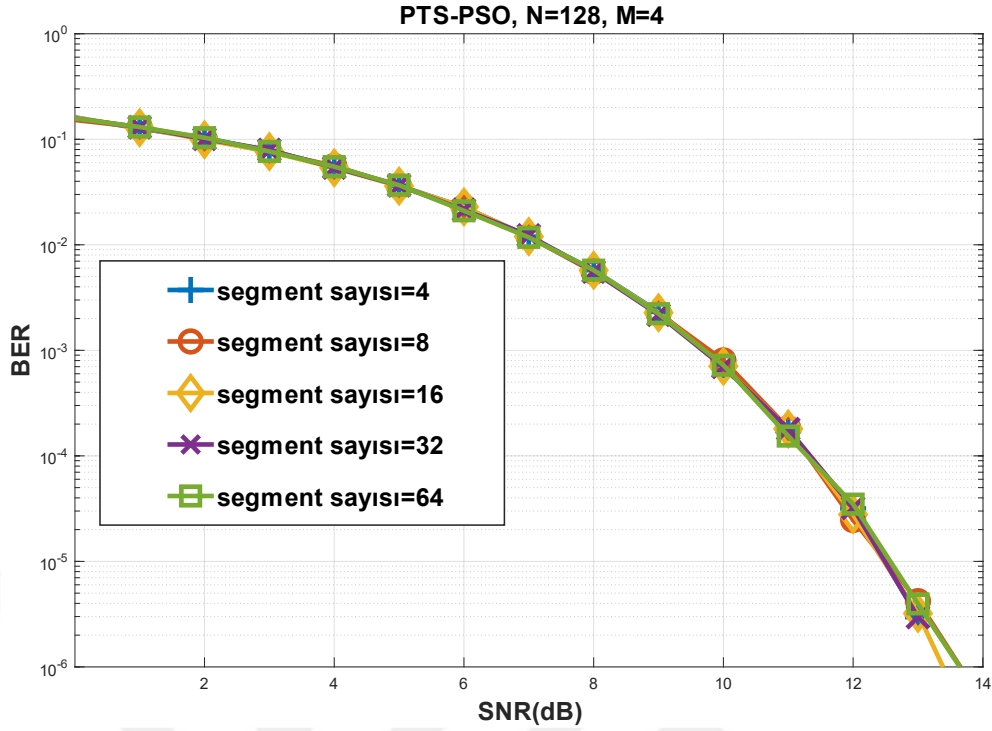
Şekil 31. $N = 64, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları

$N = 64$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 30’daki PAPR grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Segment sayısı arttıkça PAPR düşme hızı azalmaktadır. En düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 5.93 dB olarak elde edilmiştir. PAPR olasılığı 10^{-5} iken PAPR değeri yaklaşık 5.77 dB olarak elde edilmiştir.

$N = 64$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 31’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça sabit bir BER değerinde gerekli SNR değerinin düştüğü fakat az bir değişiklik gösterdiği görülmektedir. Segment sayısı arttıkça sabit bir BER için gerekli SNR değeri hemen hemen aynı kalıyor yorumu çıkarılabilir. En iyi BER performans grafiği, segment sayısı 4 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $\text{BER} = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 12.2 dB olarak elde edilmiştir.



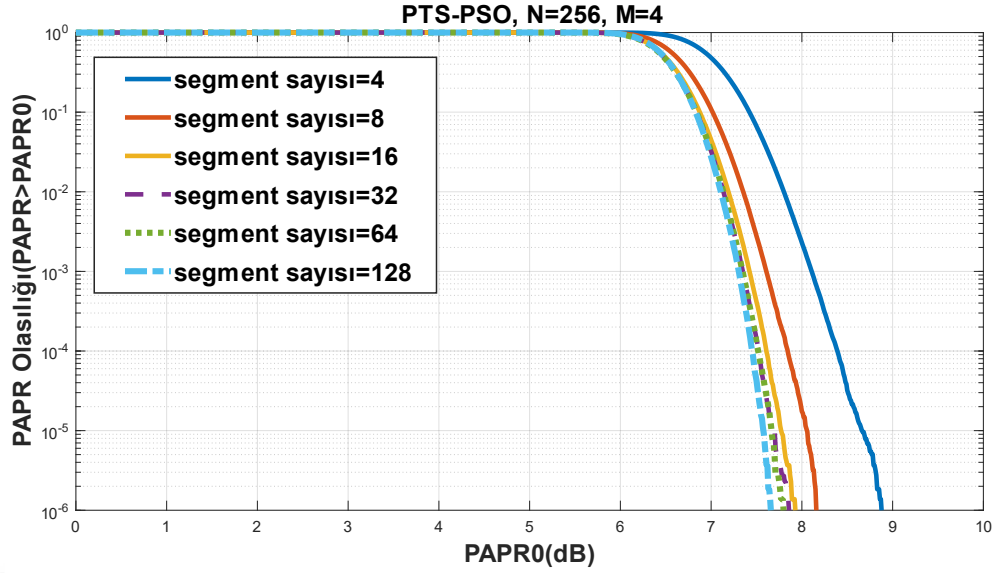
Şekil 32. $N = 128, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları



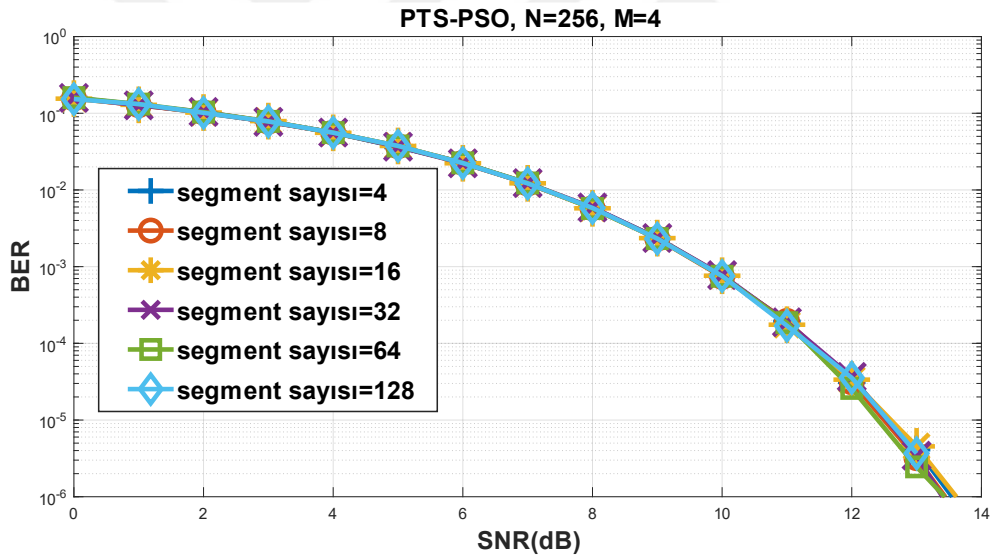
Şekil 33. $N = 128, M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları

$N = 128$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 32’deki PAPR grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Segment sayısı arttıkça PAPR düşme hızı azalmaktadır. En düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 6.91 dB elde edilmiştir.

$N = 128$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 33’teki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça BER performansının düştüğü fakat az bir değişiklik gösterdiği görülmektedir. En düşük BER performansı segment sayısı 16 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $\text{BER} = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 13.51 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 34. $N = 256$, $M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları

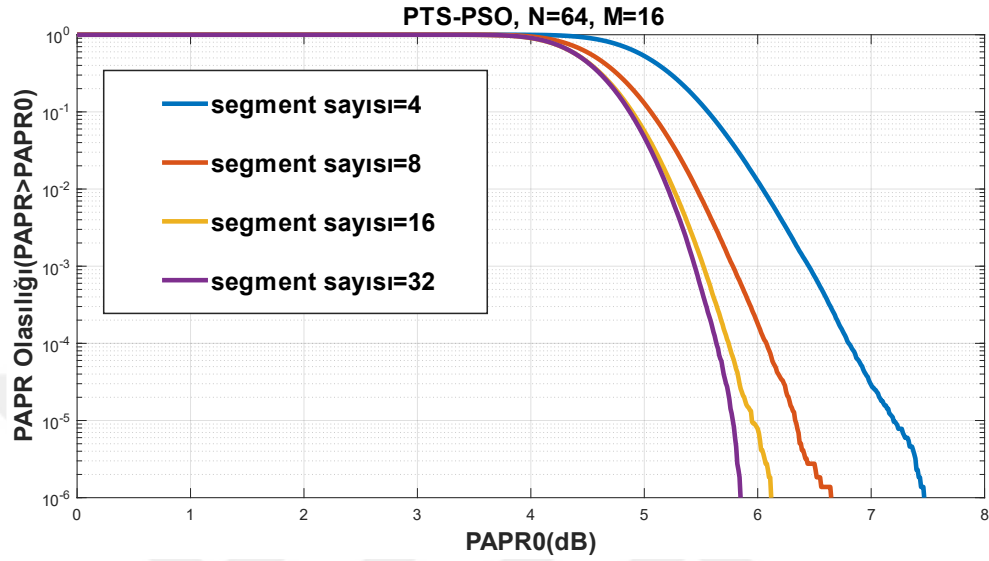


Şekil 35. $N = 256$, $M = 4$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları

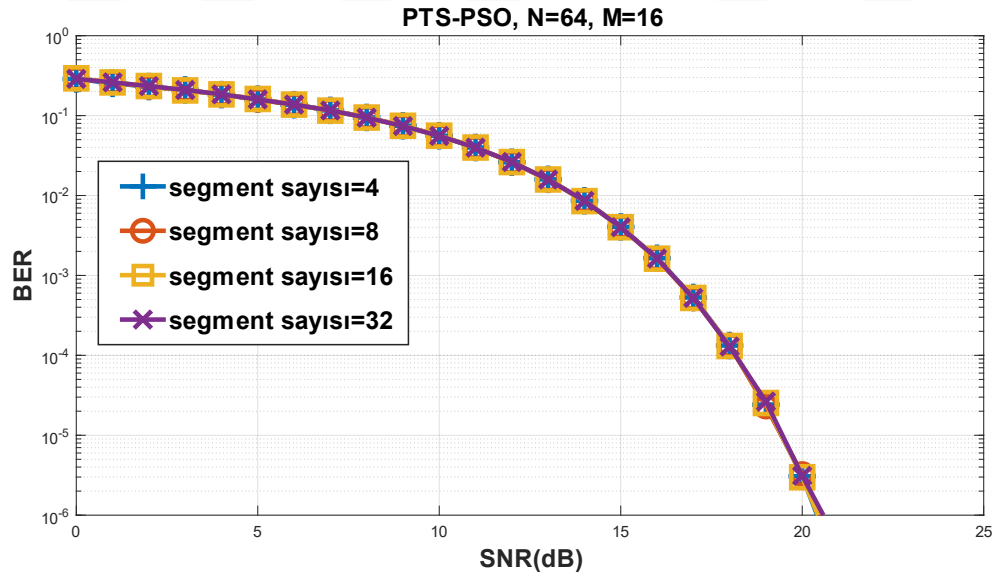
$N = 256$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 34’teki PAPR grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Segment sayısı arttıkça PAPR düşme hızı azalmaktadır. En düşük PAPR değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 7.68 dB elde edilmiştir.

$N = 256$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 35’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER

değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En düşük BER performansı segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 13.45 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 36. $N = 64, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları

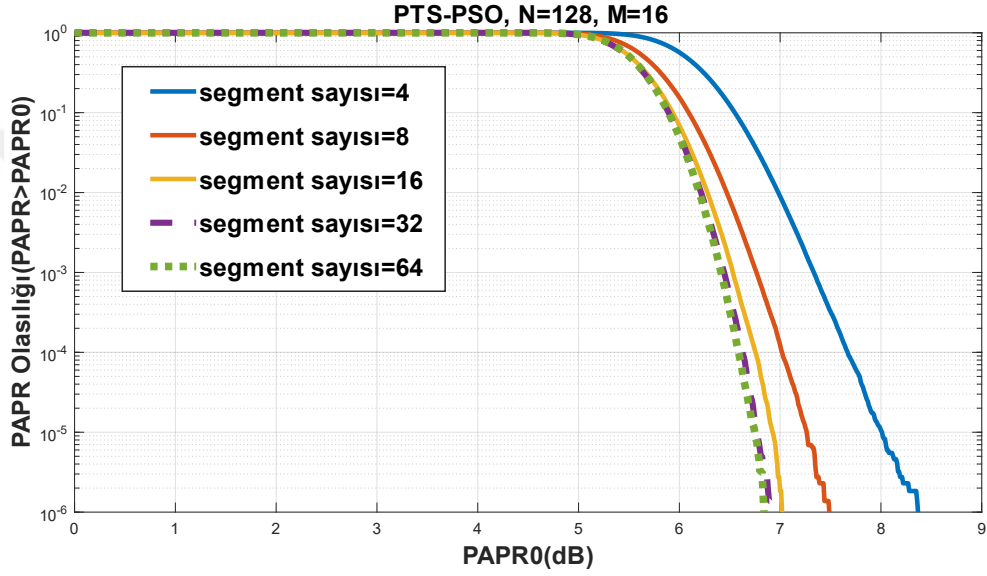


Şekil 37. $N = 64, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları

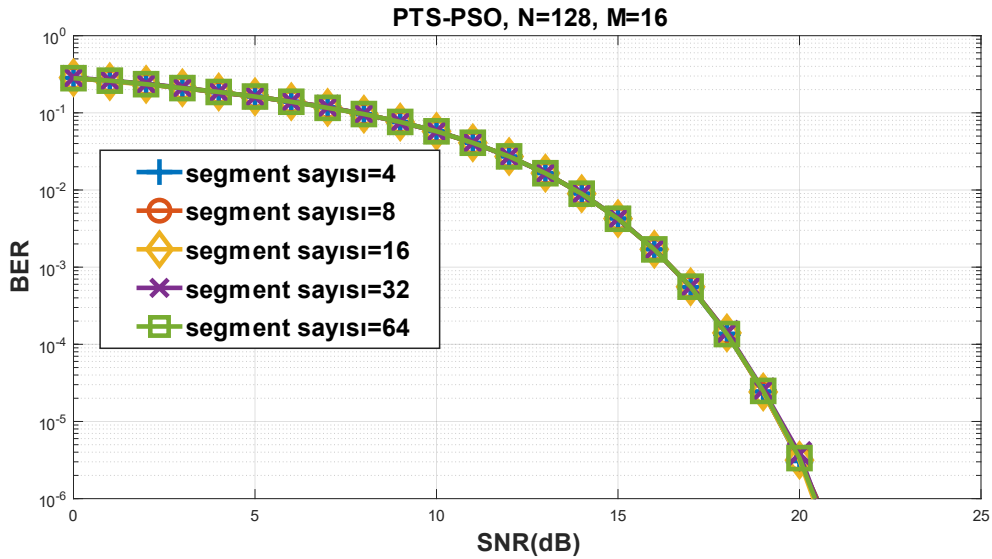
$N = 64$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 36’daki PAPR grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Segment sayısı arttıkça PAPR düşme hızı azalmaktadır. En

düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 5.86 dB elde edilmiştir.

$N = 64$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 37’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En düşük BER performansı segment sayısı 4 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $\text{BER} = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.35 dB olarak elde edilmiştir.



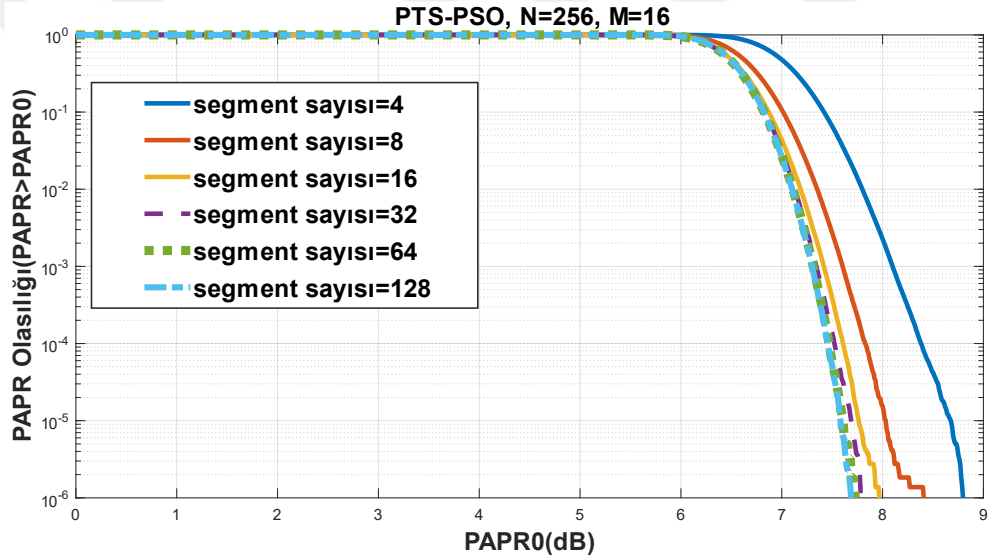
Şekil 38. $N = 128, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları



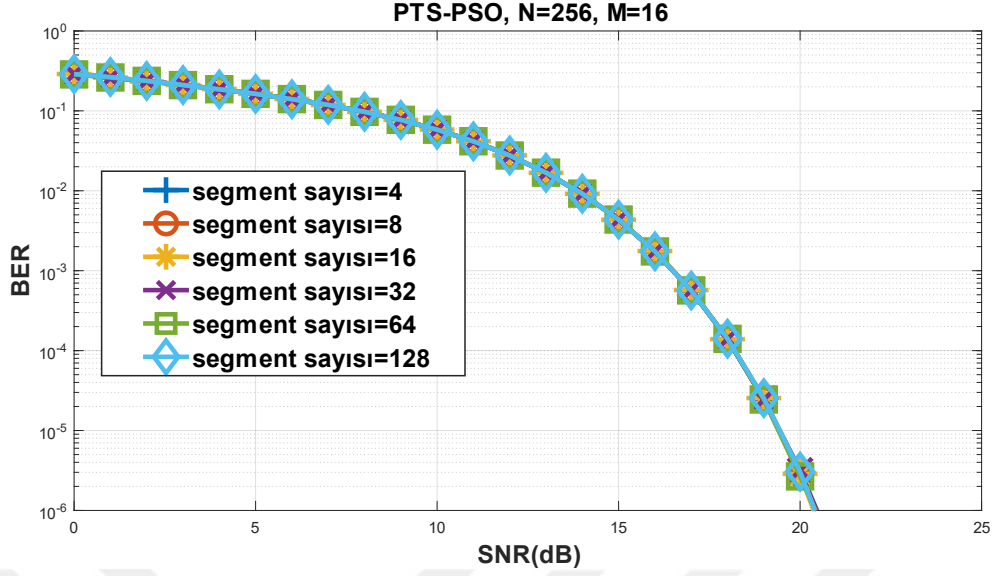
Şekil 39. $N = 128, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları

$N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 38’deki PAPR grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Segment sayısı arttıkça PAPR düşme hızı azalmaktadır. En düşük PAPR değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 6.85 dB elde edilmiştir.

$N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 39’daki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En düşük BER performansı, segment sayısı 16 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $\text{BER} = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.4 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 40. $N = 256, M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı PAPR performansları



Şekil 41. $N = 256$, $M = 16$ PTS-PSO karşılaştırmalı BER performansları

$N = 256$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 40’daki PAPR grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Segment sayısı arttıkça PAPR düşme hızı azalmaktadır. En düşük PAPR değeri segment sayısı 128 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 7.71 dB elde edilmiştir.

$N = 256$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-PSO yönteminde üstteki Şekil 41’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı, segment sayısı 16 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.38 dB elde edilmiştir.

Tüm PTS-PSO PAPR grafiklerinden segment sayısı arttıkça PAPR değerlerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Ayrıca, segment sayısı arttıkça PAPR düşme hızı azalmaktadır. $N = 64$, 128 ve 256 taşıyıcılı VLC’de PTS-PSO yöntemi uygulandığında en iyi PAPR performans grafiği, $N/2$ segment sayısında elde edildiği gözlemlenmiştir. PTS PAPR düşürme yönteminde segment sayısı kadar ters fourier dönüşümü alınmaktadır. Bu işlem karmaşıklığını artıran bir durumdur. Ayrıca PTS’de en düşük PAPR değerini bulmak için arama yapan PSO optimizasyon tekniği de oldukça bir işlem yüküne sahiptir. Dolayısı ile burada segment sayısı arttıkça daha fazla faz dizisi, PSO optimizasyon yöntemi ile deneneceğinden daha düşük PAPR değeri elde edilebilmiştir. Burada kullanılan PTS-PSO

yöntemi, BER'den çok az ödün vermiştir. Buradan bu algoritmanın PAPR düşürülmesinde etkin olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

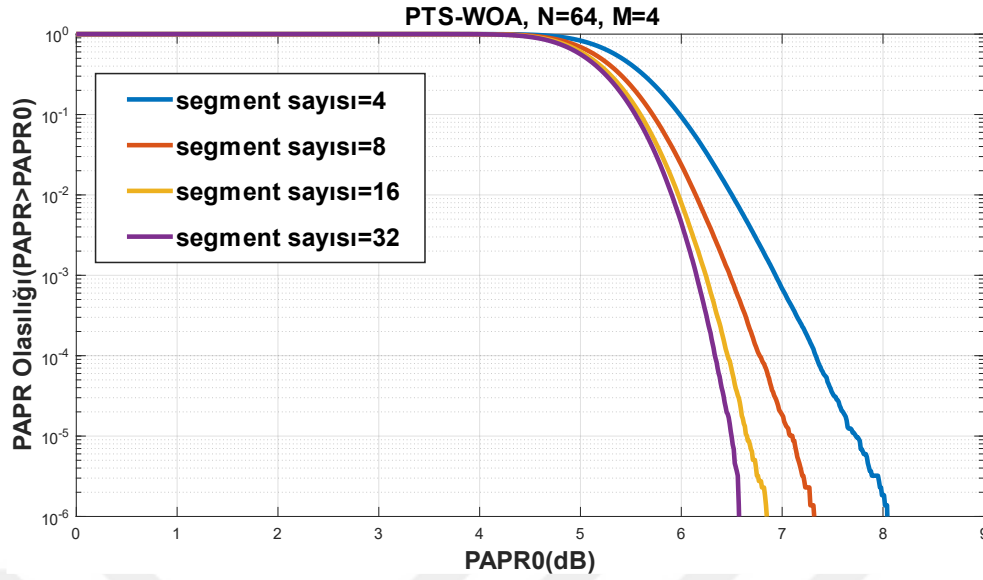
2.1.2. VLC-PTS Yönteminin WOA Algoritmasıyla Uygulanması

Bölüm 1.10.4'te WOA optimizasyon yöntemi ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Yapılan benzetimlerin senaryosu aşağıdaki Tablo 5'de özetlenmiştir.

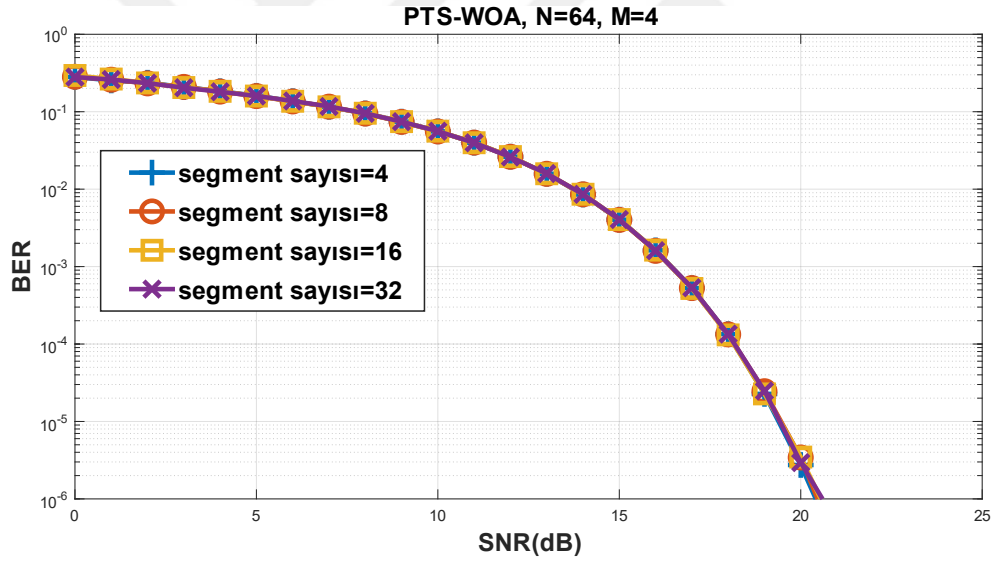
Tablo 5. PTS-WOA benzetim senaryosu parametreleri

Kullanılan VLC Yöntemi:	DCO-OFDM
Kullanılan Optimizasyon Algoritması:	WOA
Alt Taşıyıcı sayısı:	$N=64, 128, 256$
Modülasyon Türü ($M - QAM$):	4-QAM, 16-QAM
PTS segment sayısı:	4, 8, 16, 32, 64, 128
Araştırma ajanı sayısı	30
Maksimum iterasyon sayısı	30

Bu bölümdeki grafiklerde $N = 64, 128$ ve 256 alt taşıyıcı sayılarında 4-QAM ve 16-QAM modülasyon türünün kullanıldığı VLC'de PTS-WOA benzetim grafikleri gösterilmiştir. Bu grafiklerde, segment sayılarına göre karşılaştırmalı PAPR performansları ve BER performansları gösterilmiştir. $N = 64, 128$ ve 256 alt taşıyıcı sayılarının her biri için PAPR ve BER performans grafikleri alt alta verilip sonuçlar üzerine toplu analiz yapılacaktır.



Şekil 42. $N = 64$, $M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları

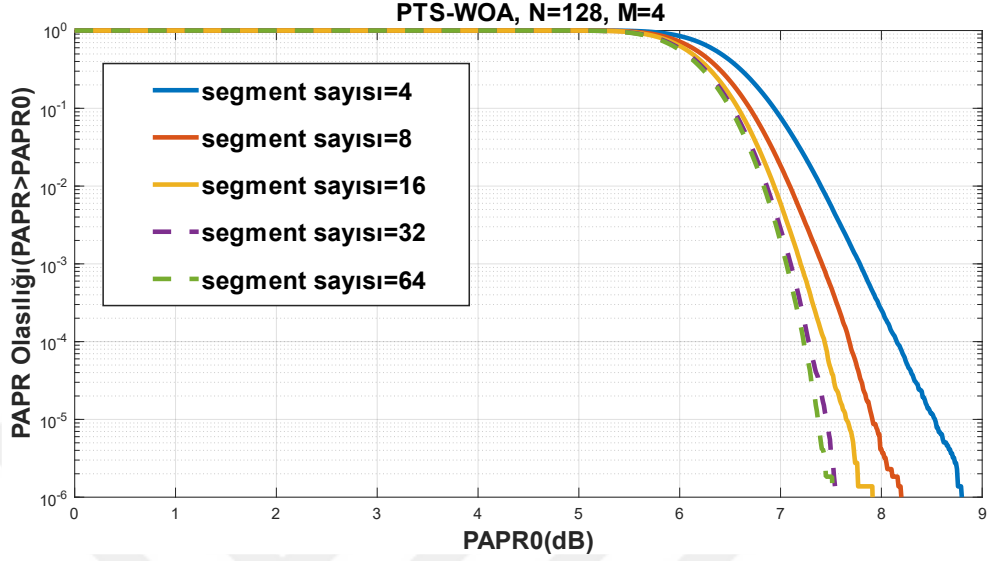


Şekil 43. $N = 64$, $M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları

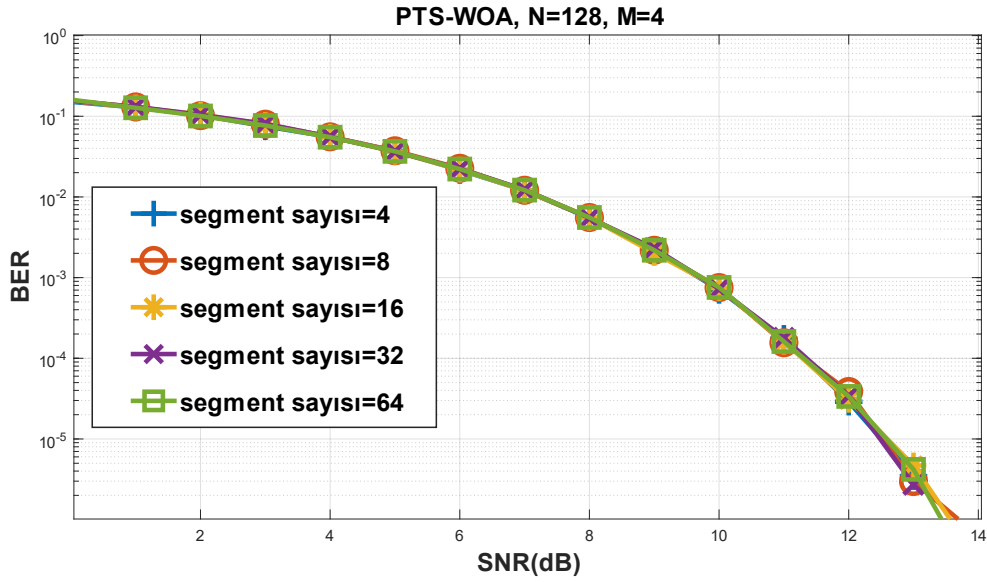
$N = 64$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 42’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 6.58 dB elde edilmiştir.

$N = 64$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 43’teki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi

BER performansı segment sayısı 4 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.25 dB olarak elde edilmiştir.



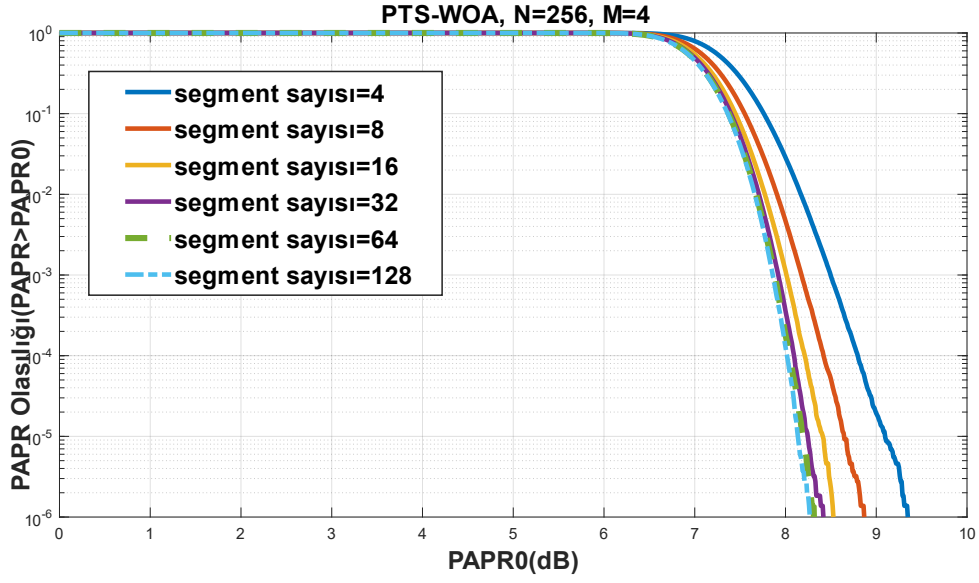
Şekil 44. $N = 128, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları



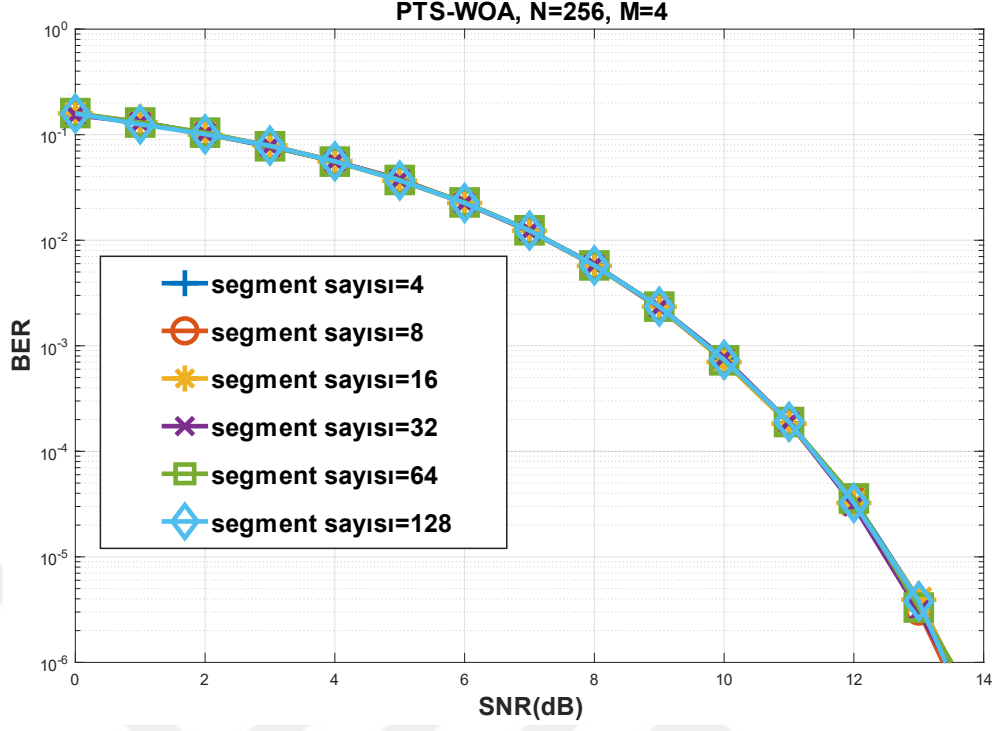
Şekil 45. $N = 128, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 128$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 44’teki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 7.54 dB elde edilmiştir.

$N = 128$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 45’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 4 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda BER olasılığı 10^{-5} iken gerekli SNR değeri yaklaşık 12.48 dB olarak gerçekleşmiştir. Bunun dışında $BER = 10^{-6}$ iken gerekli en düşük SNR değeri yaklaşık 13.45 dB olarak elde edilmiştir.



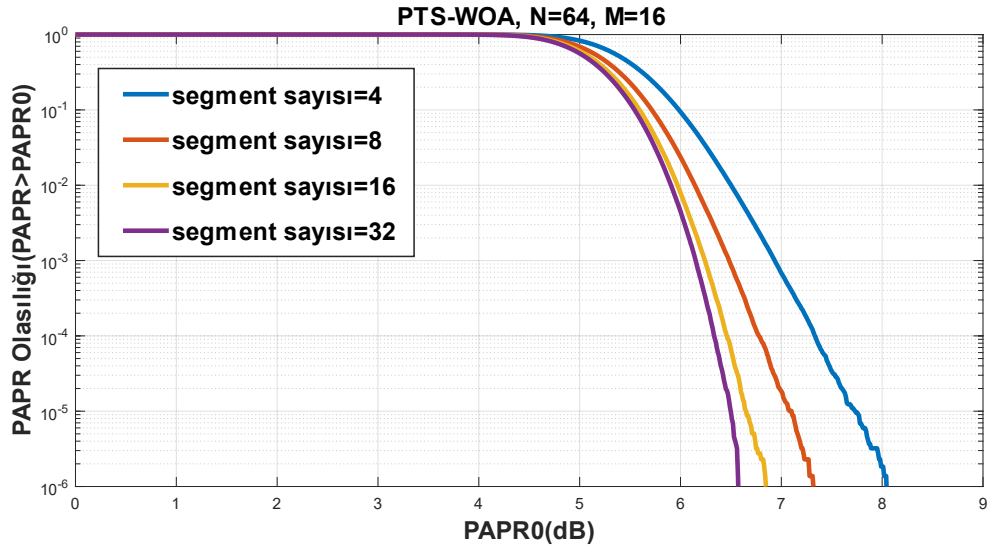
Şekil 46. $N = 256, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları



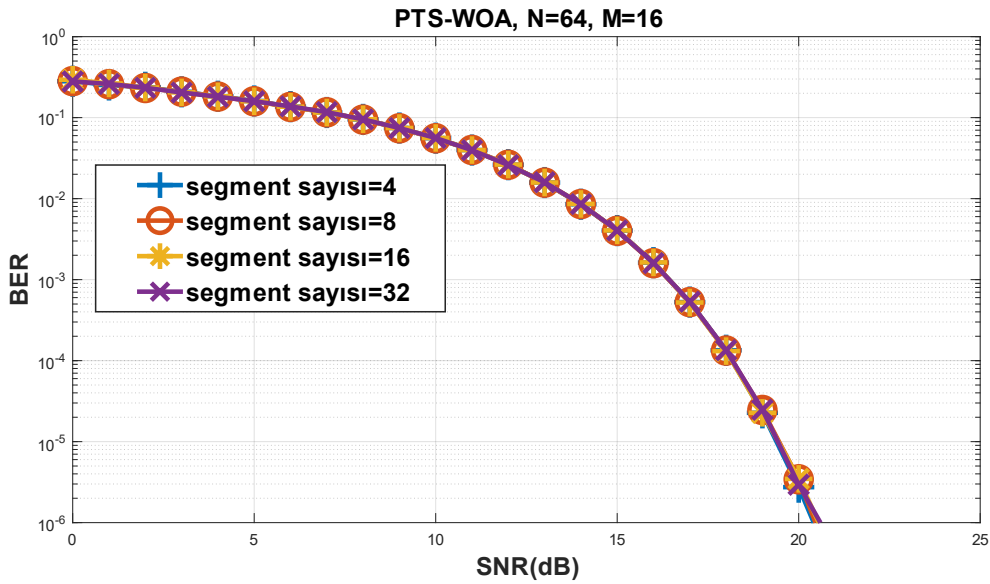
Şekil 47. $N = 256, M = 4$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 256$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 46’daki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 128 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 8.28 dB elde edilmiştir.

$N = 256$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 47’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 8 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 13.72 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 48. $N = 64$, $M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları

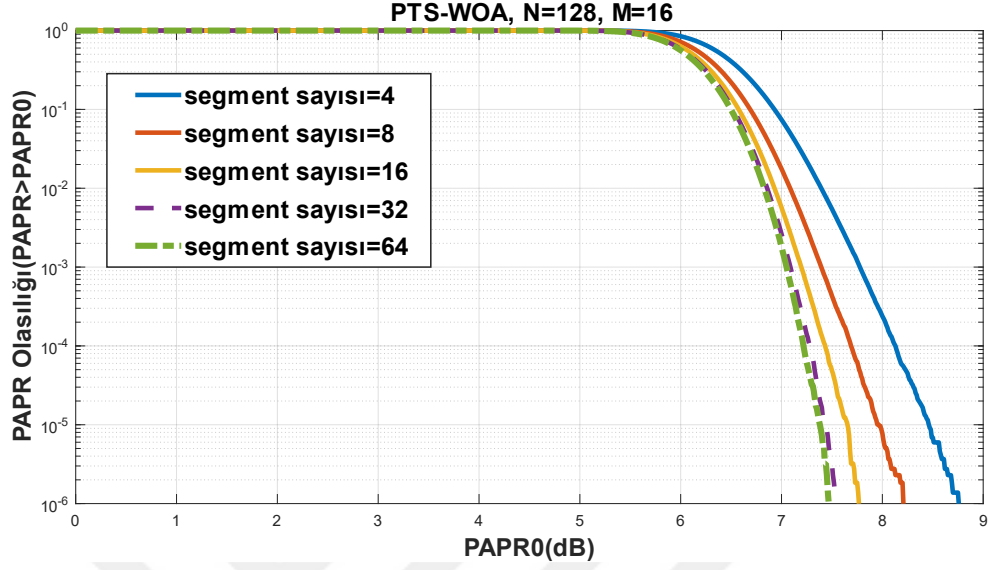


Şekil 49. $N = 64$, $M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları

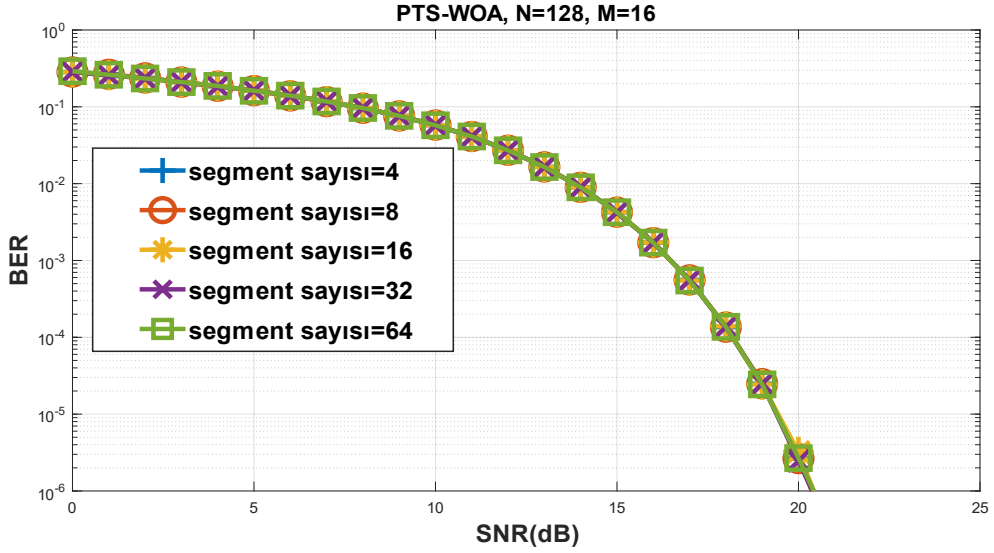
$N = 64$ taşıyıcı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 48’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 6.53 dB elde edilmiştir.

$N = 64$ taşıyıcı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 49’daki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu

görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 4 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.57 dB olarak elde edilmiştir.



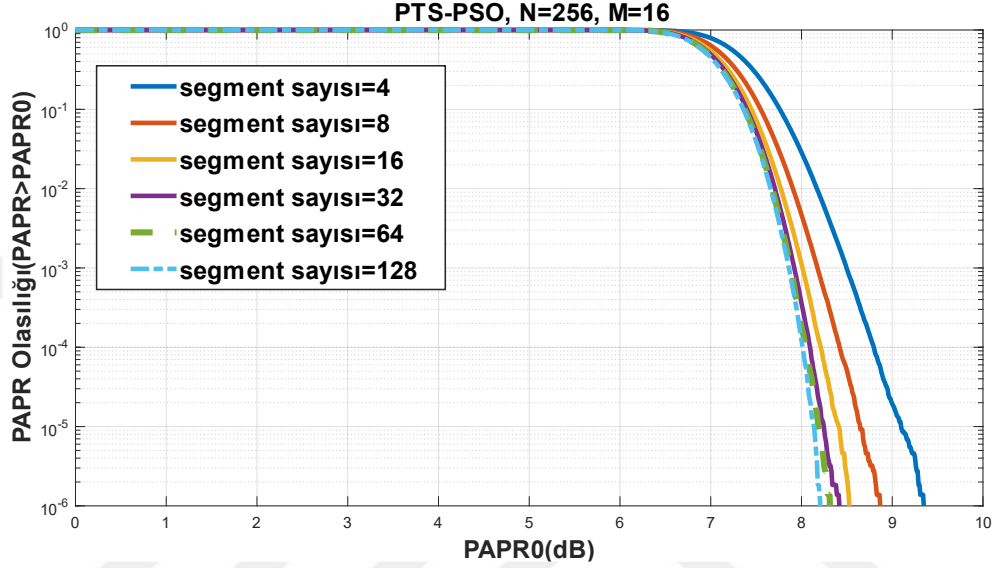
Şekil 50. $N = 128, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları



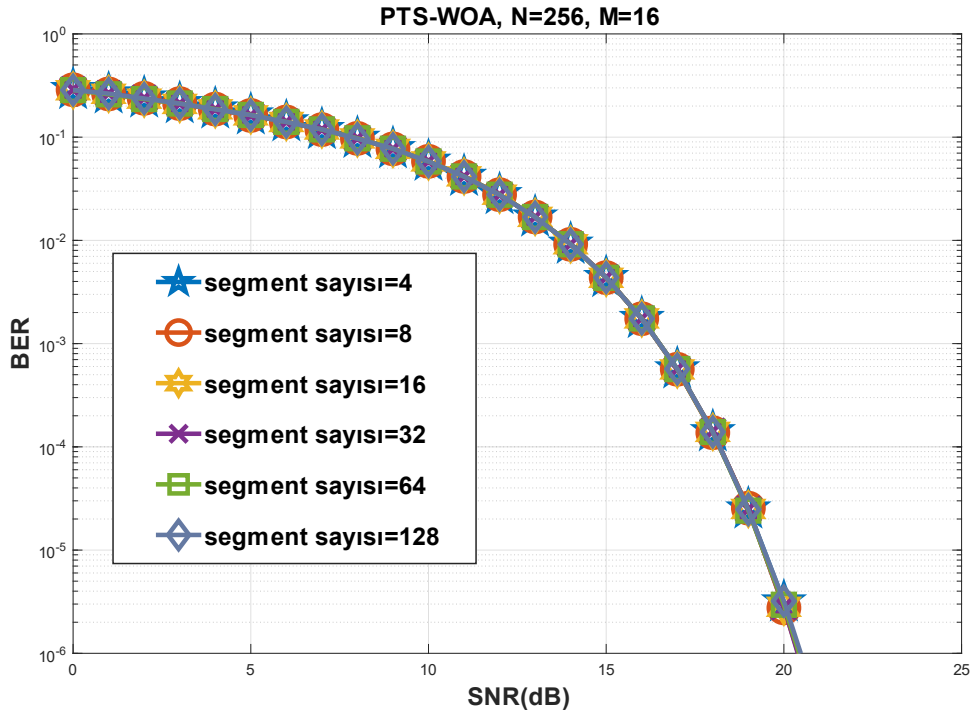
Şekil 51. $N = 128, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 50’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 7.51 dB elde edilmiştir.

$N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 51’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 8 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.63 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 52. $N = 256, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı PAPR performansları



Şekil 53. $N = 256, M = 16$ PTS-WOA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 256$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 52’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 128 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 8.26 dB elde edilmiştir.

$N = 256$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-WOA yönteminde üstteki Şekil 53’teki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 8 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.38 dB olarak elde edilmiştir.

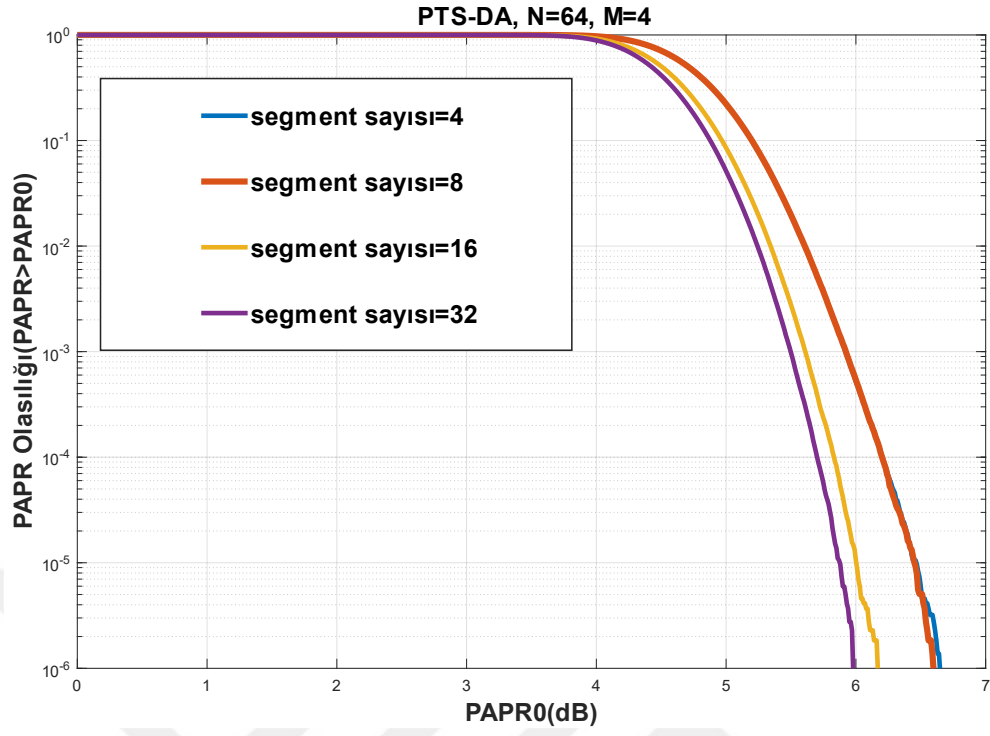
2.1.3. VLC-PTS Yönteminin DA Algoritmasıyla Uygulanması

Bölüm 1.10.5’de DA optimizasyon optimizasyon algoritması ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Yapılan benzetimlerin senaryosu aşağıdaki Tablo 6’da özetlenmiştir.

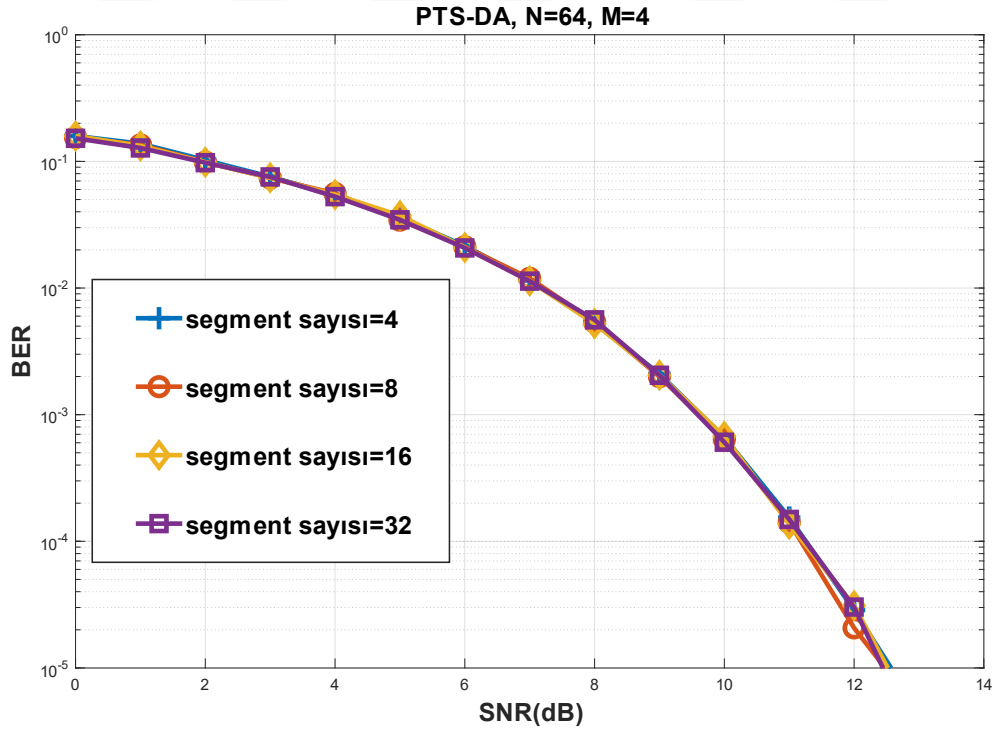
Tablo 6. PTS-DA benzetim senaryosu parametreleri

Kullanılan VLC Yöntemi:	DCO-OFDM
Kullanılan Optimizasyon Algoritması:	DA
Alt Taşıyıcı sayısı:	$N=64, 128, 256$
Modülasyon Türü ($M - QAM$):	4-QAM, 16-QAM
PTS segment sayısı:	4, 8, 16, 32, 64, 128
Araştırma ajanı sayısı	30
Maksimum iterasyon sayısı	30

Bu bölümdeki grafiklerde $N = 64, 128$ ve 256 alt taşıyıcı sayılarında, 4-QAM ve 16-QAM modülasyon türünün kullanıldığı VLC’de PTS-WOA benzetim grafikleri gösterilmiştir. Bu grafiklerde, segment sayılarına göre karşılaştırmalı PAPR ve BER performansları gösterilmiştir. $N = 64, 128$ ve 256 alt taşıyıcılarının her biri için PAPR ve BER performans grafikleri alt alta verilip sonuçlar üzerine toplu analiz yapılmıştır.



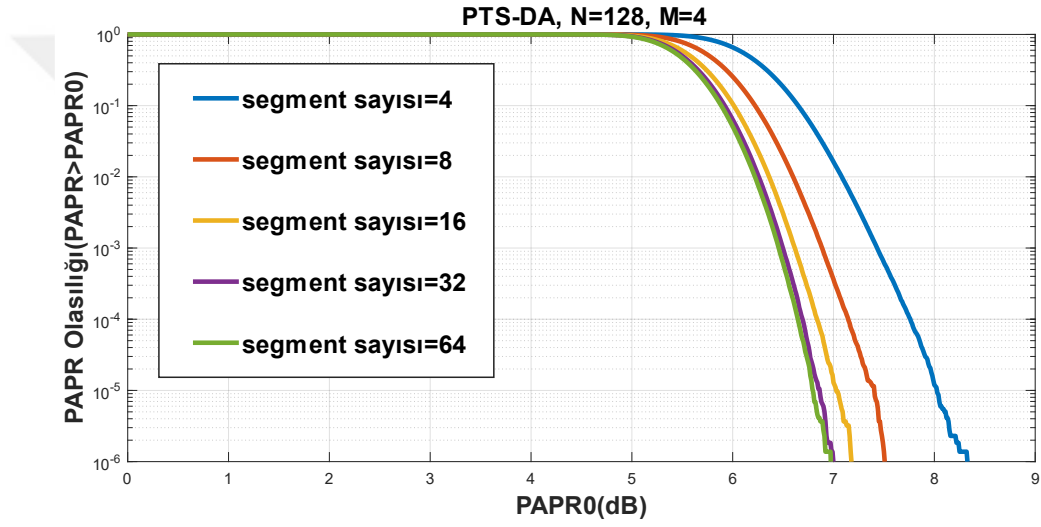
Şekil 54. $N = 64$, $M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları



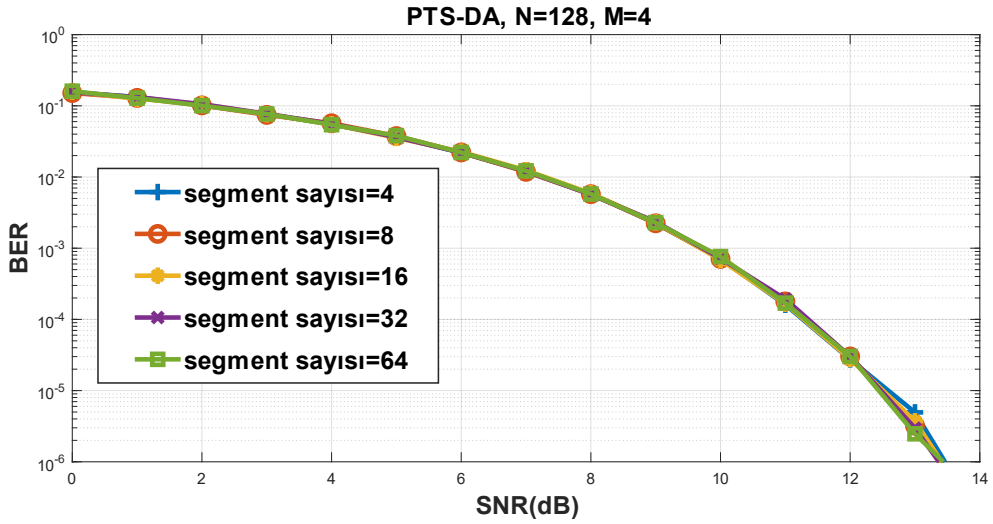
Şekil 55. $N = 64$, $M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 64$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 54’teki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 5.98 dB elde edilmiştir.

$N = 64$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 55’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 12.64 dB olarak elde edilmiştir.



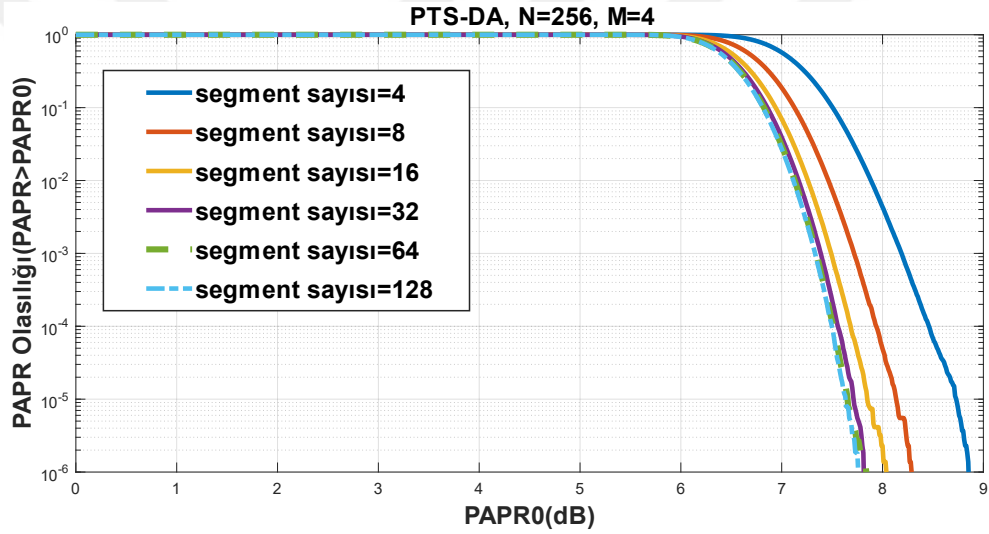
Şekil 56. $N = 128, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları



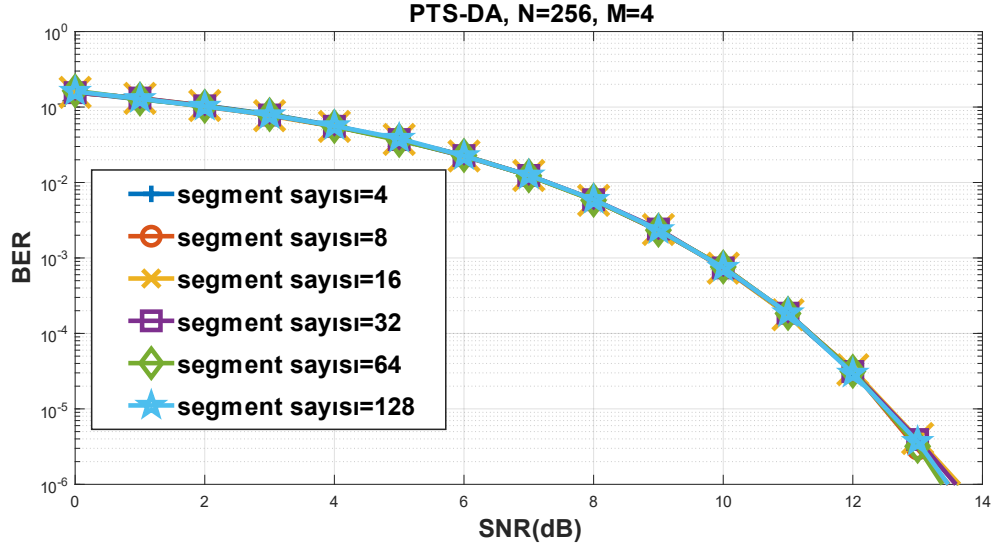
Şekil 57. $N = 128, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 128$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 56’daki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 6.99 dB elde edilmiştir.

$N = 128$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 57’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 13.38 dB ve $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 12.45 dB olarak elde edilmiştir.



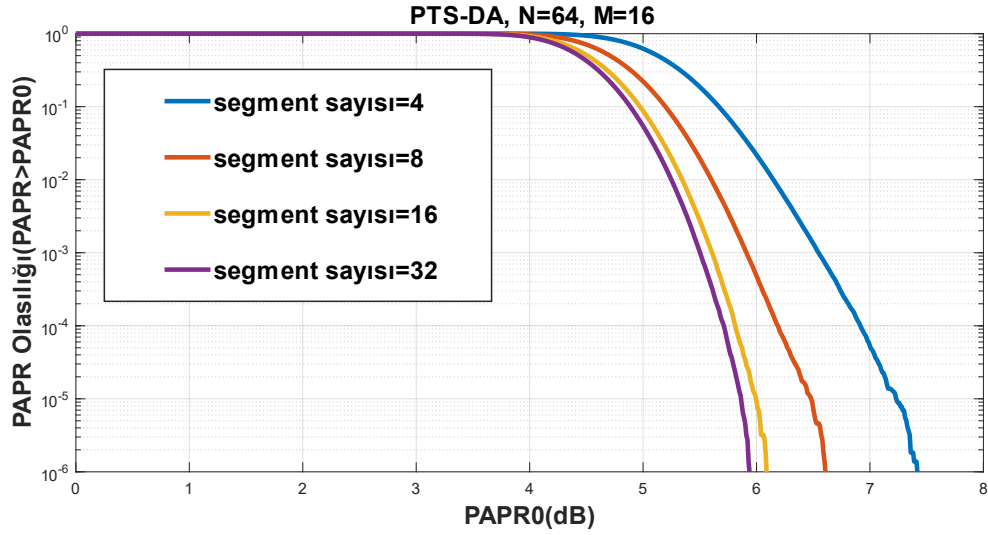
Şekil 58. $N = 256, M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları



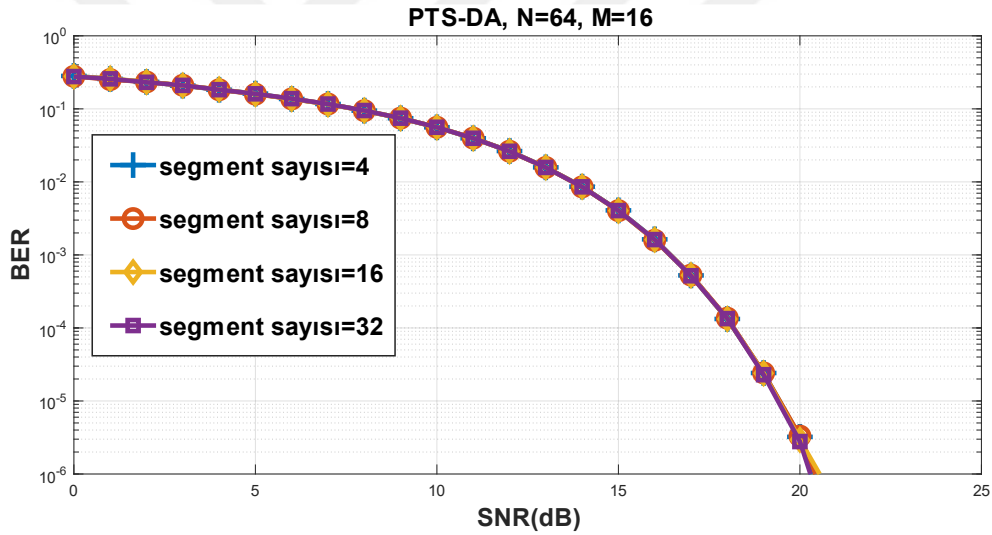
Şekil 59. $N = 256$, $M = 4$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 256$ taşıyıcı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 58’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 128 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 7.77 dB elde edilmiştir.

$N = 256$ taşıyıcı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 59’daki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 8 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 13.65 dB ve segment sayısı 8 olduğu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 12.49 dB olarak elde edilmiştir.



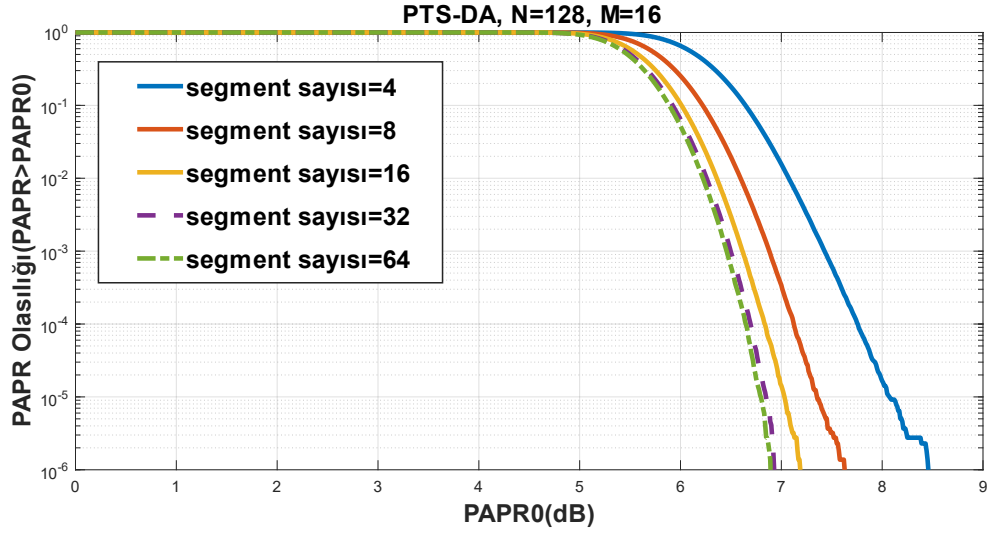
Şekil 60. $N = 64, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları



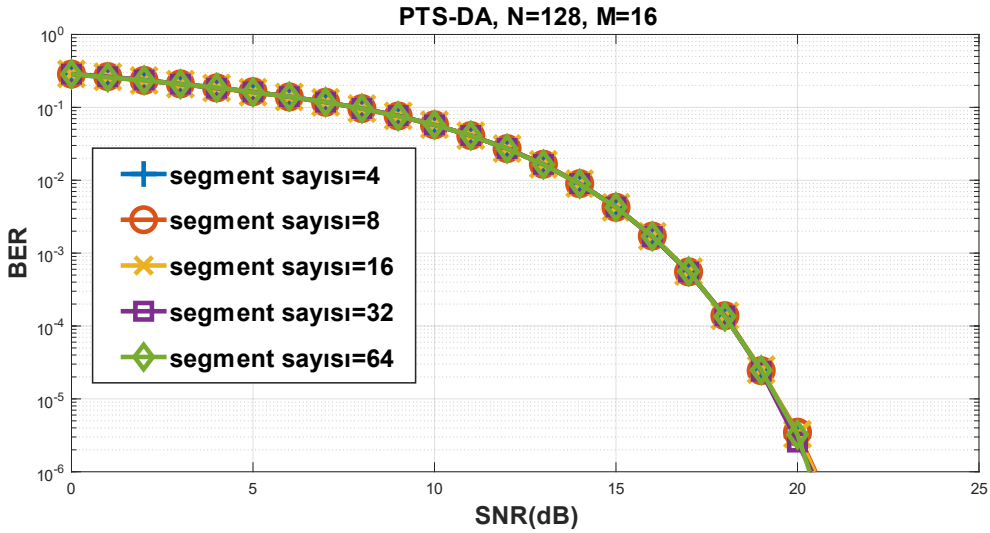
Şekil 61. $N = 64, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 64$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 60’daki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 5.94 dB elde edilmiştir.

$N = 64$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 61’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER performansı segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.25 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 62. $N = 128, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları

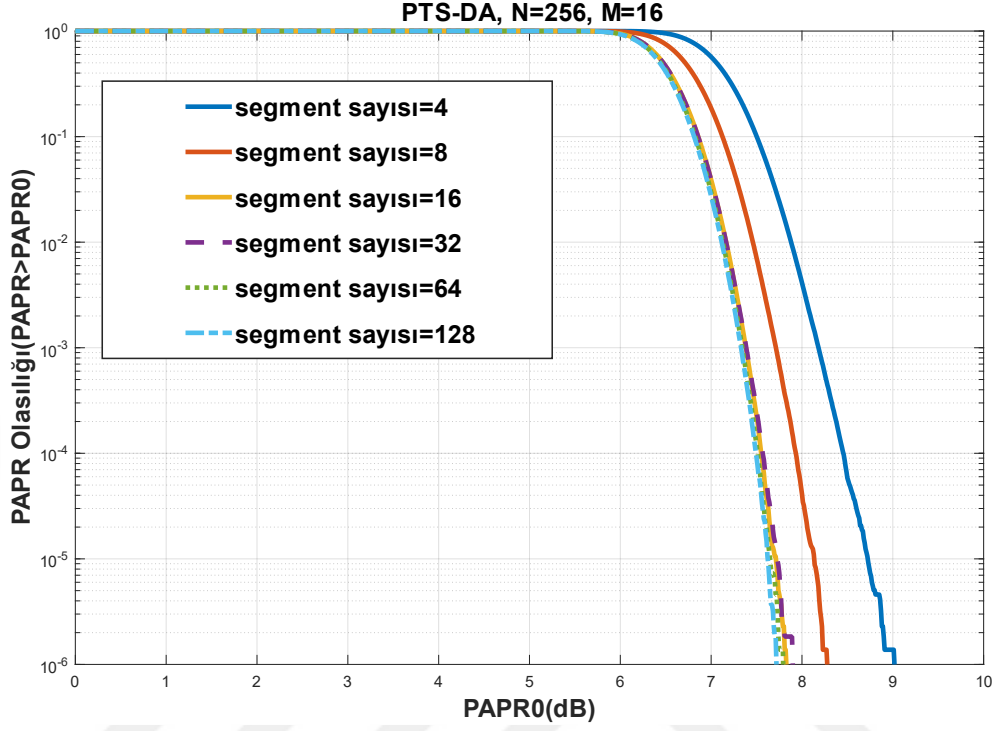


Şekil 63. $N = 128, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları

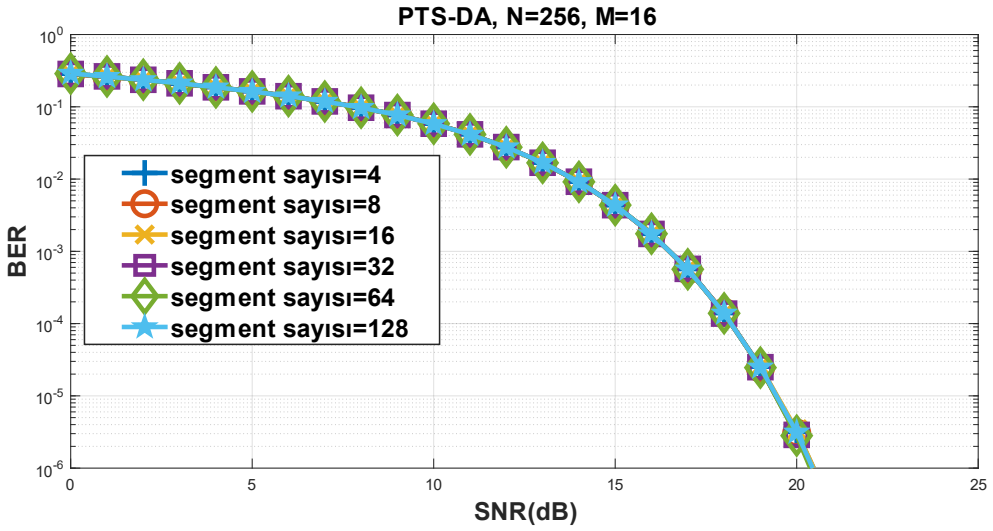
$N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 62’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 6.91 dB elde edilmiştir.

$N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 63’teki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi

BER değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu en iyi durumda $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 20.42 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 64. $N = 256, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı PAPR performansları



Şekil 65. $N = 256, M = 16$ PTS-DA karşılaştırmalı BER performansları

$N = 256$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 64’teki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 128

olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 7.72 dB elde edilmiştir.

$N = 256$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-DA yönteminde üstteki Şekil 65’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu en iyi durumda $BER = 10^{-6}$ iken segment sayısı 64 iken gerekli SNR değeri yaklaşık 18.83 dB ve segment sayısı 128 iken 20.44 dB olarak elde edilmiştir.

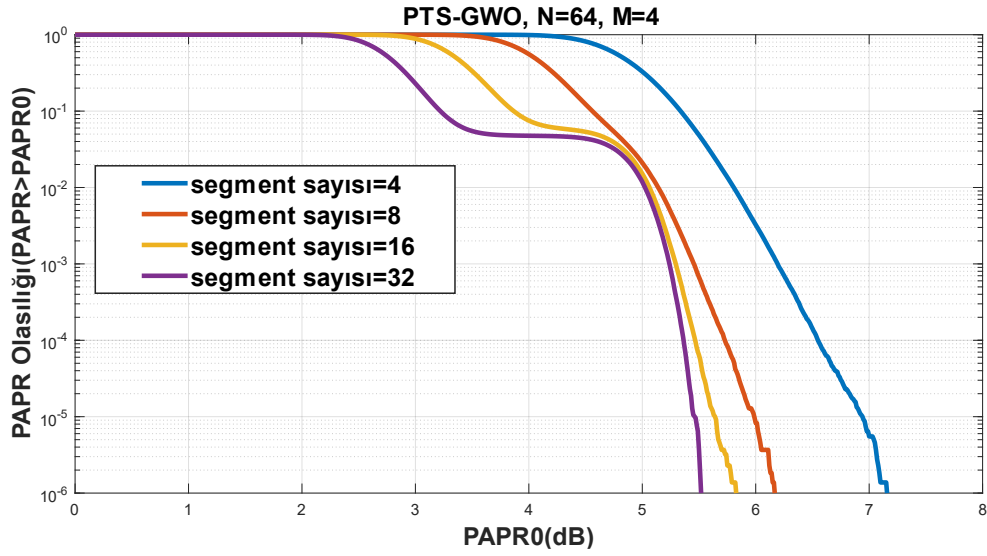
2.1.4. VLC-PTS Yönteminin GWO Algoritmasıyla Uygulanması

Bölüm 1.10.3’te GWO optimizasyon algoritması ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Yapılan benzetimlerin senaryosu aşağıdaki Tablo 7’de özetlenmiştir.

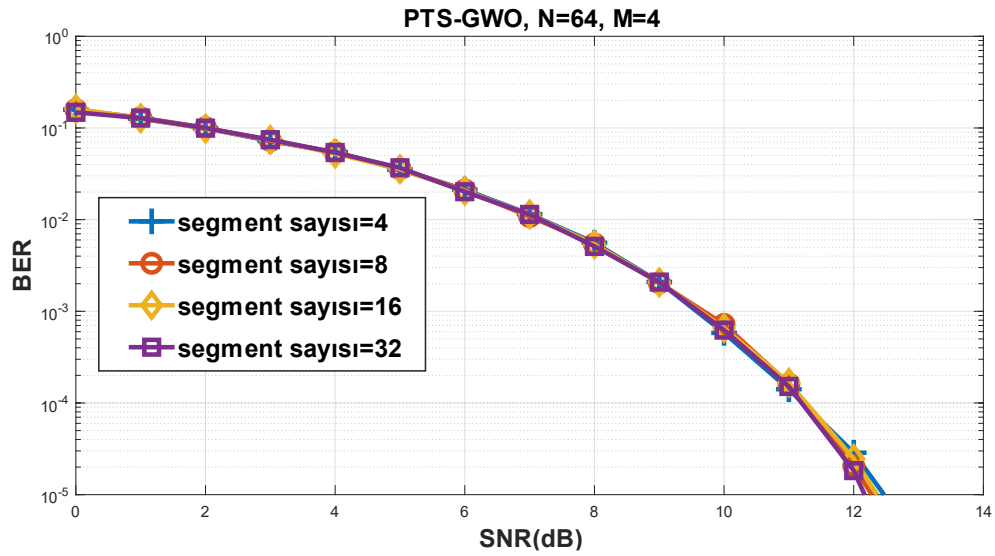
Tablo 7. PTS-GWO benzetim senaryosu parametreleri

Kullanılan VLC Yöntemi:	DCO-OFDM
Kullanılan Optimizasyon Algoritması:	GWO
Alt Taşıyıcı sayısı:	$N=64,128,256$
Modülasyon Türü ($M - QAM$):	4-QAM, 16-QAM
PTS segment sayısı:	4,8,16,32,64,128
Araştırma ajanı sayısı	30
Maksimum iterasyon sayısı	30

Bu bölümdeki grafiklerde $N = 64, 128$ ve 256 alt taşıyıcı sayılarında 4-QAM ve 16-QAM modülasyon türünün kullanıldığı VLC’de PTS-GWO benzetim grafikleri gösterilmiştir. Bu grafiklerde, segment sayılarına göre karşılaştırmalı PAPR ve BER performansları gösterilmiştir. $N = 64, 128$ ve 256 alt taşıyıcılarının her biri için PAPR ve BER performans grafikleri alt alta verilip sonuçlar üzerine toplu analiz yapılacaktır.



Şekil 66. $N = 64$, $M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları

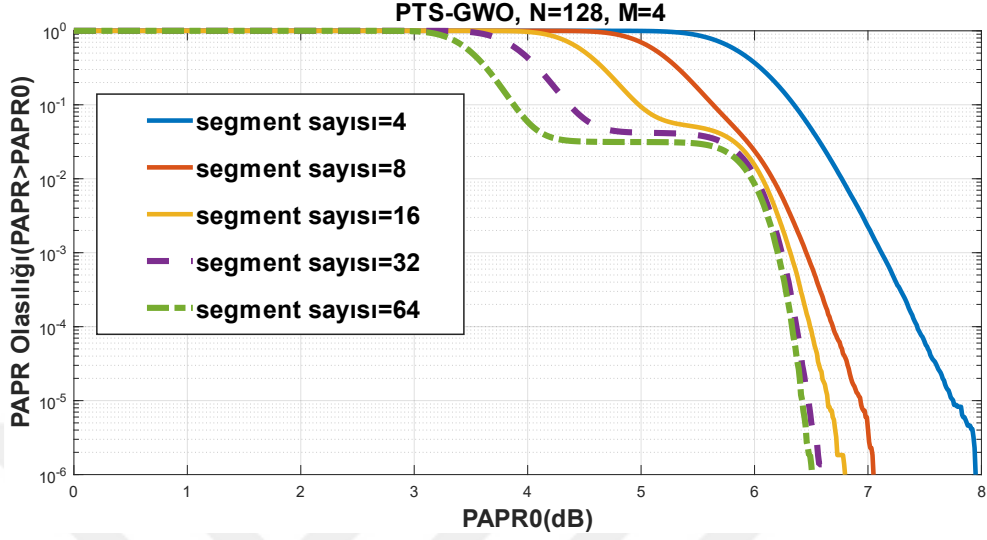


Şekil 67. $N = 64$, $M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları

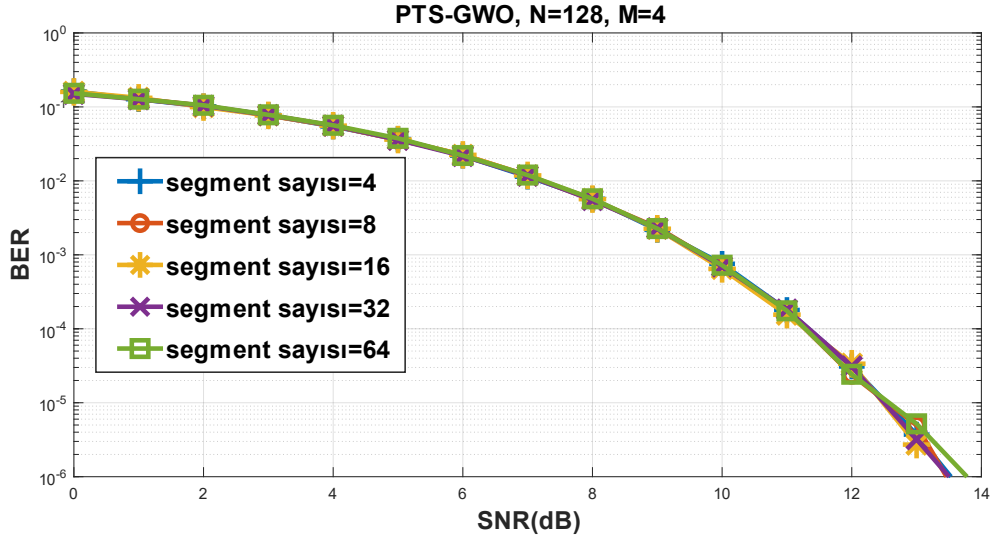
$N = 64$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 66’daki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 5.52 dB elde edilmiştir.

$N = 64$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 67’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi

BER değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 12.37 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 68. $N = 128, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları

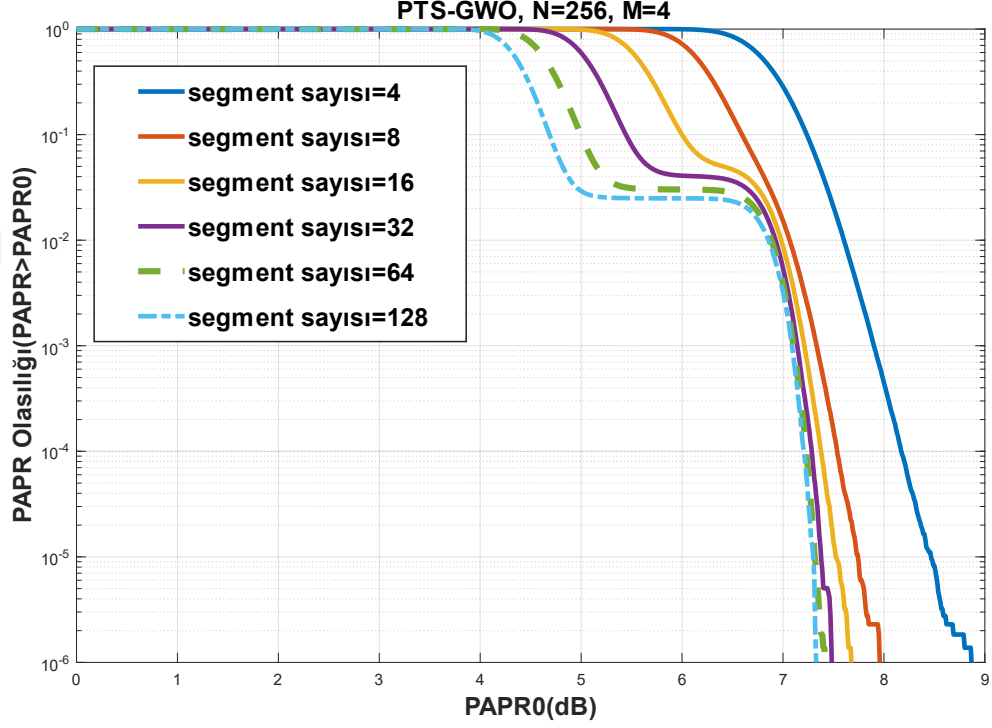


Şekil 69. $N = 128, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları

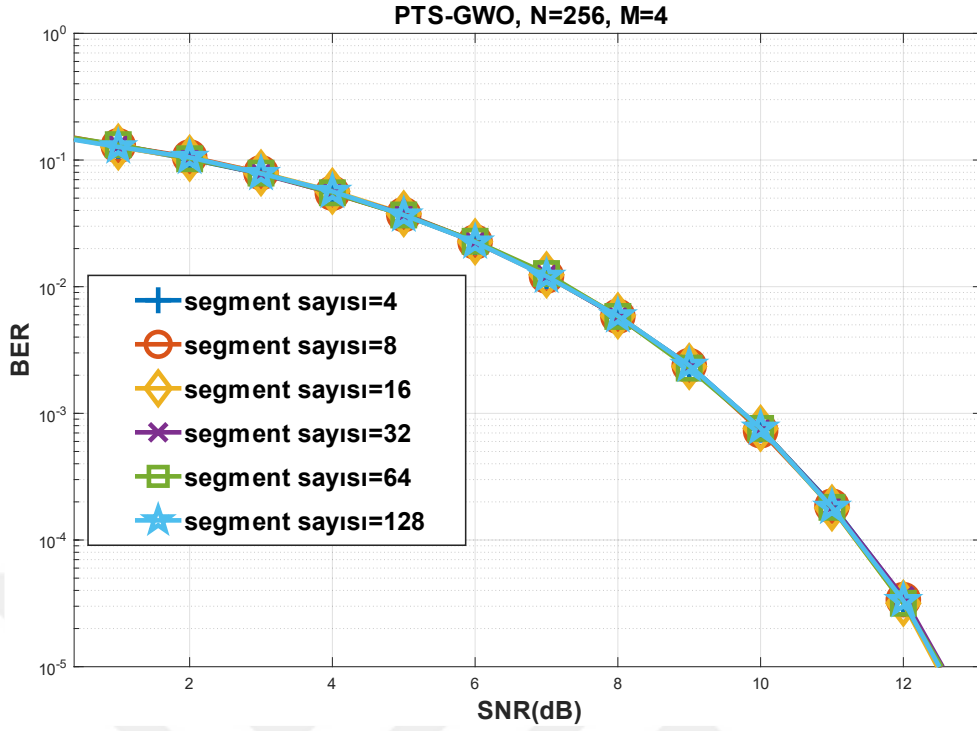
$N = 128$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 68’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 6.52 dB elde edilmiştir.

$N = 128$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 69’daki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli

bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER değeri segment sayısı 16 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda BER olasılığı 10^{-5} iken gerekli SNR değeri yaklaşık 12.62 dB olarak gerçekleşmiştir. Segment sayısı 64 ve $BER = 10^{-5}$ iken SNR değeri yaklaşık 12.68 dB olarak elde edilmiştir.



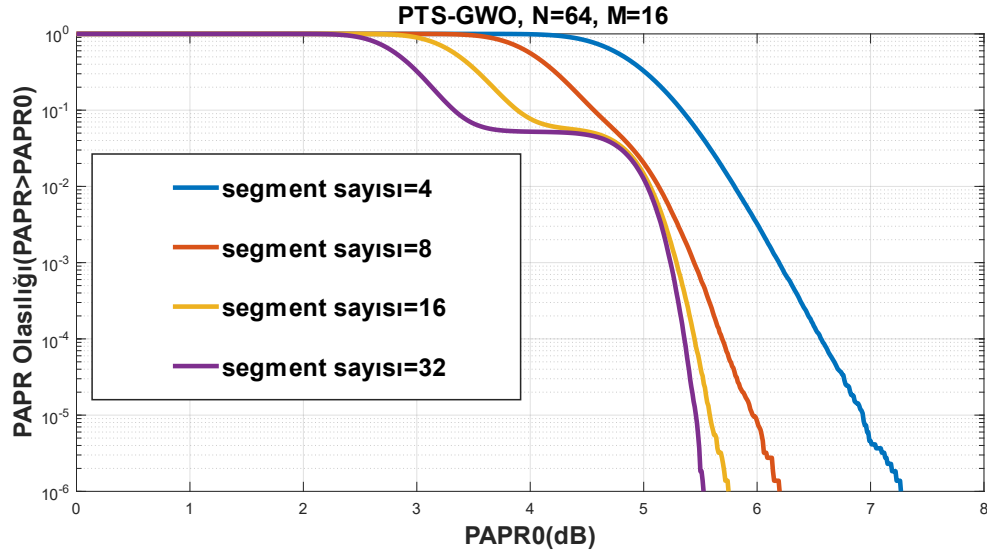
Şekil 70. $N = 256, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları



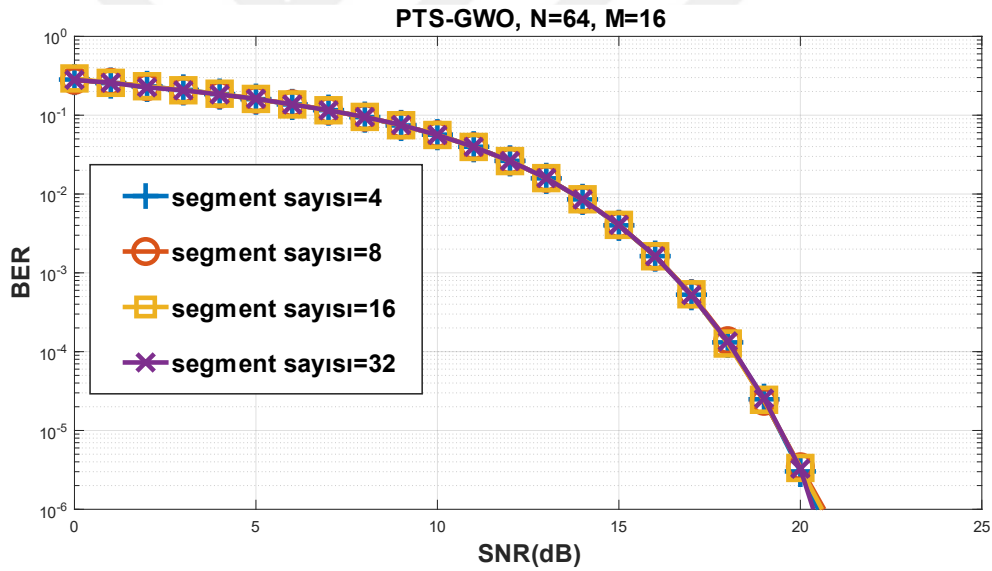
Şekil 71. $N = 256, M = 4$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları

$N = 256$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 70’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 128 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 7.35 dB elde edilmiştir.

$N = 256$ taşıyıcılı ve 4-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 71’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER değeri segment sayısı 16 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 12.46 dB olarak gerçekleşmiştir. Segment sayısı 128 ve $BER = 10^{-5}$ iken SNR değeri yaklaşık 12.55 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 72. $N = 64$, $M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları

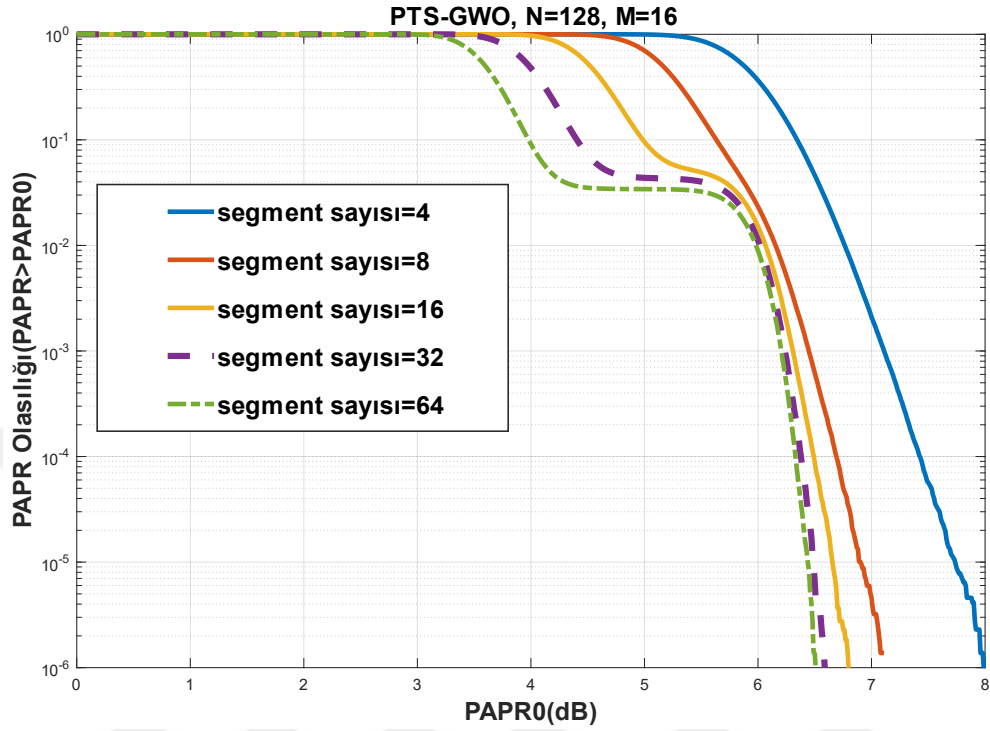


Şekil 73. $N = 64$, $M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları

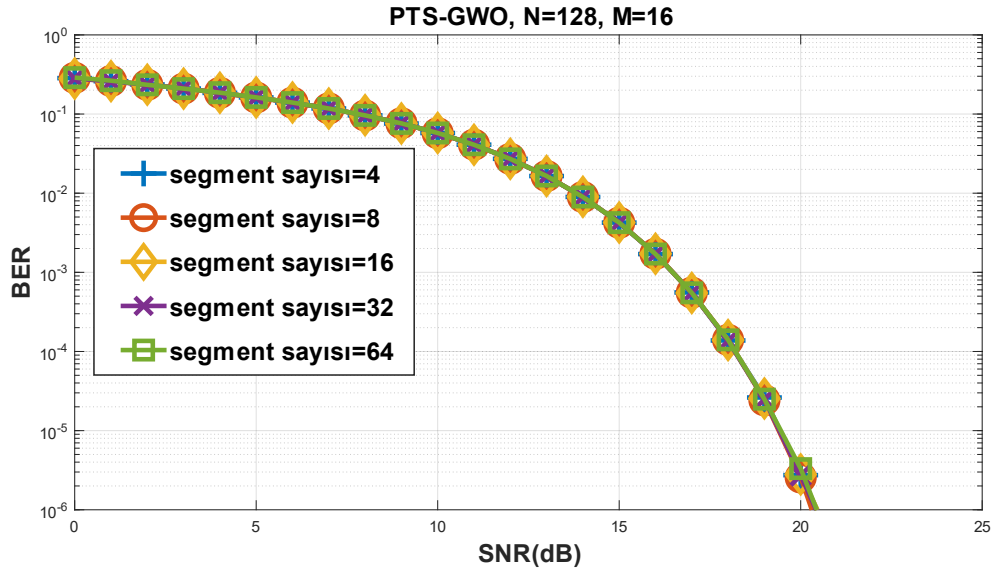
$N = 64$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 72’deki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 5.54 dB elde edilmiştir.

$N = 64$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 73’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu

görülmektedir. En iyi BER değeri segment sayısı 32 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 19.55 dB olarak elde edilmiştir.



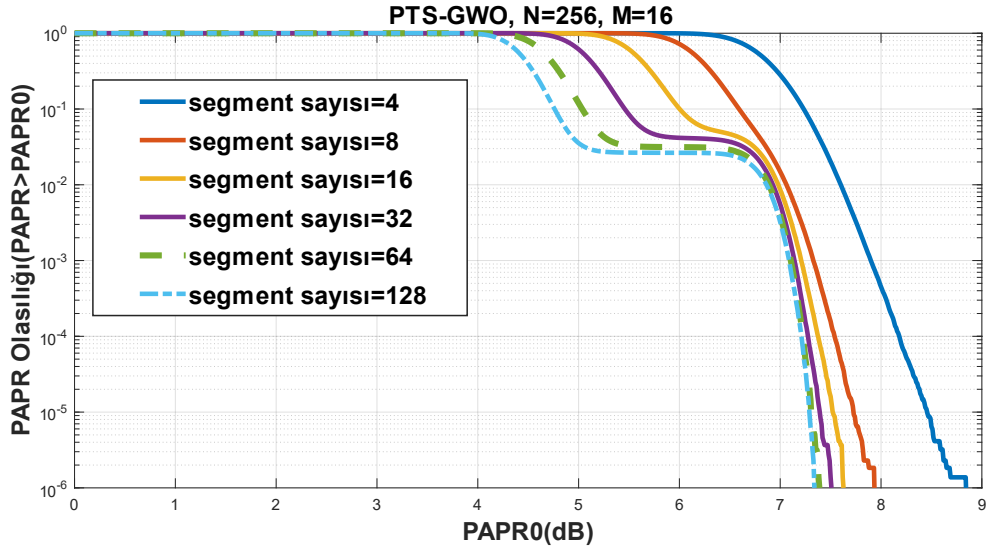
Şekil 74. $N = 128, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları



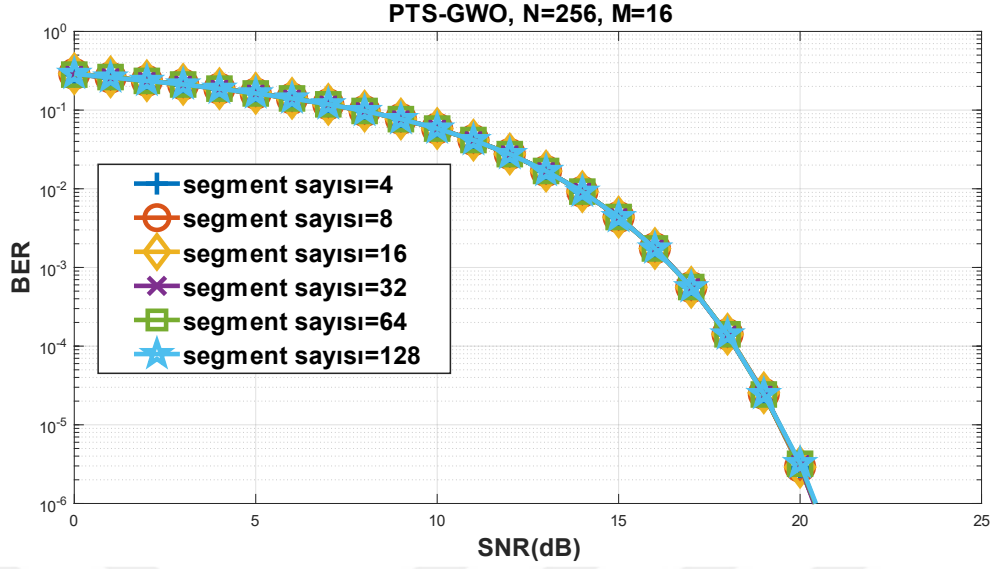
Şekil 75. $N = 128, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları

$N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 74’teki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 64 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 6.55 dB elde edilmiştir.

$N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 75’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER değeri segment sayısı 8 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 19.37 dB olarak gerçekleşmiştir. Segment sayısı 64 olduğunda $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 19.46 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 76. $N = 256, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı PAPR performansları



Şekil 77. $N = 256, M = 16$ PTS-GWO karşılaştırmalı BER performansları

$N = 256$ taşıyıcı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 76’daki PAPR grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değeri segment sayısı 128 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda PAPR olasılığı 10^{-6} iken PAPR değeri yaklaşık olarak 7.35 dB elde edilmiştir.

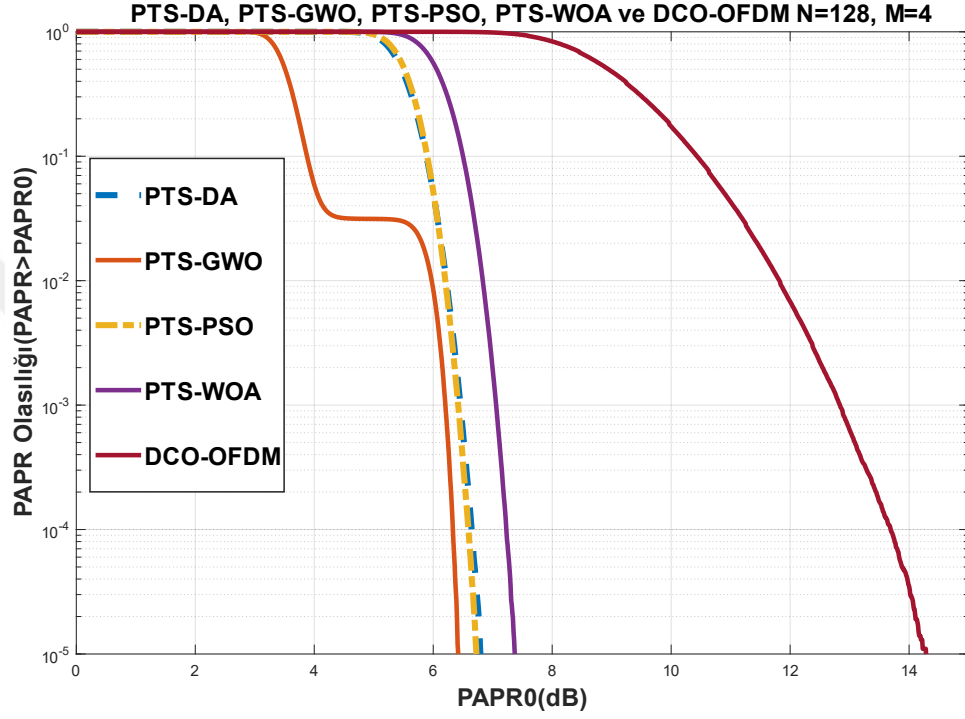
$N = 256$ taşıyıcı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan VLC’de PTS-GWO yönteminde üstteki Şekil 77’deki BER grafiğine bakıldığında segment sayısı arttıkça belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir. En iyi BER değeri segment sayısı 4 olduğunda elde edilmiştir. Bu durumda $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 19.45 dB olarak gerçekleşmiştir. Segment sayısı 128 olduğunda $BER = 10^{-5}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 19.48 dB olarak elde edilmiştir.

2.1.5. Metasezgisel Algoritmaların VLC-PTS Karşılaştırmalı Performansları

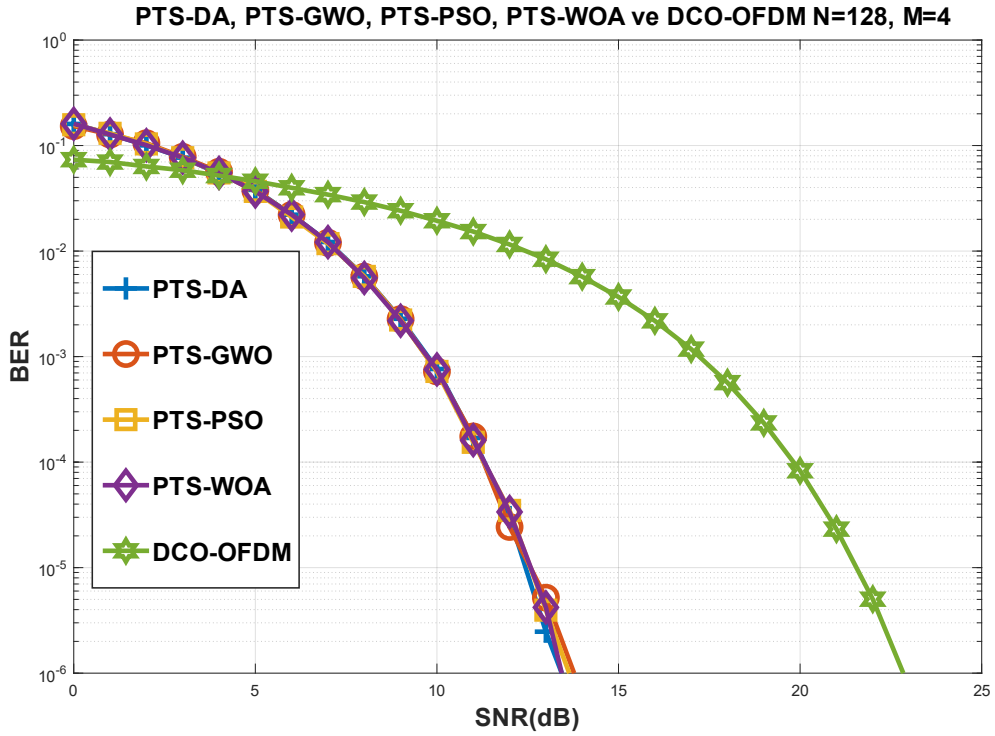
Bölüm 1.10.1, 1.10.3, 1.10.4 ve 1.10.5’de sırasıyla hakkında bilgiler verilen bu 4 farklı optimizasyon tekniği sonucu elde edilen PAPR olasılık grafiklerine bakıldığında segment sayısı arttıkça PAPR değerinin düştüğü görülmektedir. BER grafiklerine bakıldığında ise belirli bir BER değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirine çok yakın olduğu görülmektedir. Bu dört optimizasyon için PAPR ve BER performans karşılaştırması yapmak için taşıyıcı sayısı $N = 128$ ve segment sayısı ise 64 olarak seçilmiştir. Modülasyon

ise 4-QAM ve 16-QAM alınarak iki ayrı durum için PSO, WOA, GWO ve DA optimizasyon algoritma yöntemleri birbiriyle PAPR ve BER performansı açısından karşılaştırılmıştır.

Aşağıdaki Şekil 78 ve 79’da $N = 128$, $M = 4$, PTS segment sayısı ise 64 iken PSO, WOA, GWO ve DA metasezgisel (optimizasyon) algoritmaların sırasıyla PAPR ve BER performansları karşılaştırmalı olarak ayrı ayrı gösterilmiştir:



Şekil 78. $N = 128$ ve $M = 4$ Metasezgisel algoritma PAPR performansları



Şekil 79. $N = 128$ ve $M = 4$ Metasezgisel algoritma BER performansları

Tablo 8. $N = 128$, $M = 4$ metasezgisel algoritma PAPR performansları

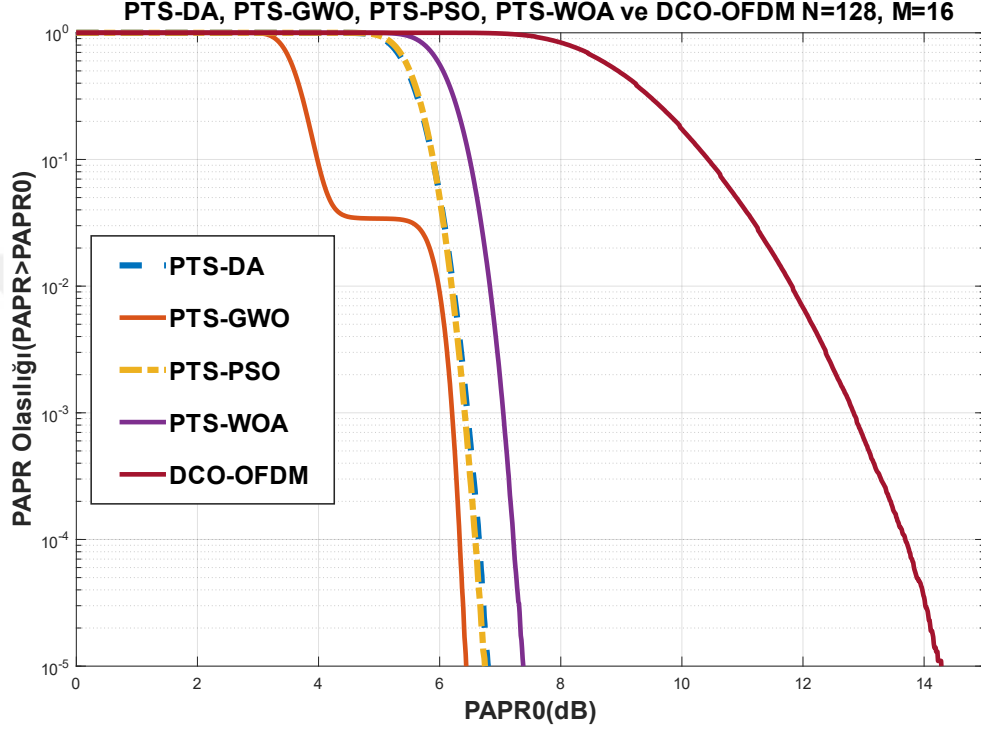
Optimizasyon Yöntemi	PTS-DA	PTS-GWO	PTS-PSO	PTS-WOA	DCO-OFDM
PAPR	6.79 dB	6.42 dB	6.72 dB	7.37 dB	14.29dB

Yukarıdaki Tablo 8’de $N = 128$ taşıyıcılı, 4-QAM, segment sayısı 64 ve $PAPR$ Olasılığı $= 10^{-5}$ için metasezgisel algoritmalarının karşılaştırmalı PAPR performansları gösterilmiştir.

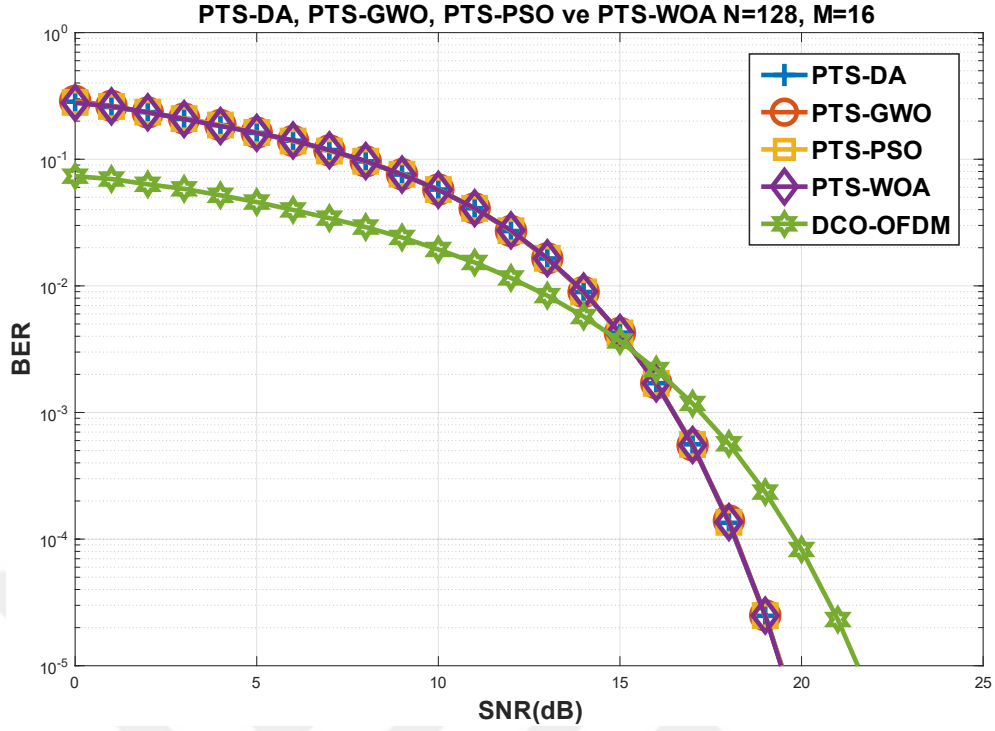
Yukarıdaki Tablo 8’e bakıldığında $PAPR$ Olasılığı $= 10^{-5}$ iken en iyi PAPR değerinin PTS-GWO yönteminde 6.42 dB olarak elde edildiği görülmektedir. PTS-GWO yönteminin PTS-PSO yöntemine göre yaklaşık 0.3 dB’lik, PTS-DA yöntemine göre yaklaşık 0.37 dB’lik, PTS-WOA yöntemine göre yaklaşık 0.95 dB’lik ve DCO-OFDM yöntemine göre ise 7.87 dB daha fazla PAPR düşümü yaptığı açıkça görülmektedir. $BER = 10^{-5}$ iken PTS-GWO yönteminde gerekli SNR değerinin yaklaşık 12.6 dB, DCO-OFDM için ise yaklaşık 21.81 dB olduğu görülmektedir. Buradan $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR

açısından PTS-GWO yönteminin DCO-OFDM yöntemine göre 9.21 dB’lik bir kazanca sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Aşağıdaki Şekil 80 ve 81’de $N = 128$, $M = 16$, PTS segment sayısı ise 64 iken PSO, WOA, GWO ve DA metasezgisel (optimizasyon) algoritmaların sırasıyla PAPR ve BER performansları karşılaştırmalı olarak ayrı ayrı gösterilmiştir:



Şekil 80. $N = 128$, $M = 16$ metasezgisel algoritma PAPR performansları



Şekil 81. $N = 128$, $M = 16$ metasezgisel algoritma BER performansları

Aşağıdaki Tablo 9'da $N = 128$ taşıyıcılı, 16-QAM, segment sayısı 64 ve PAPR Olasılığı $= 10^{-5}$ için metasezgisel algoritmalarının karşılaştırmalı karşılaştırmalı PAPR performansları gösterilmiştir.

Tablo 9. $N = 128$, $M = 16$ metasezgisel algoritma PAPR performansları

Optimizasyon Yöntemi	PTS-DA	PTS-GWO	PTS-PSO	PTS-WOA	DCO-OFDM
PAPR	6.79 dB	6.46 dB	6.75 dB	7.39 dB	14.29 dB

Yukarıdaki Tablo 9'a bakıldığında $PAPR$ Olasılığı $= 10^{-5}$ iken en iyi PAPR değerinin PTS-GWO yönteminde 6.46 dB olarak elde edildiği görülmektedir. PTS-GWO yönteminin PTS-PSO yöntemine göre yaklaşık 0.29 dB'lik, PTS-DA yöntemine göre yaklaşık 0.34 dB'lik, PTS-WOA yöntemine göre yaklaşık 0.93 dB'lik ve DCO-OFDM yöntemine göre ise yaklaşık 7.83 dB daha fazla PAPR düşümü yaptığı açıkça görülmektedir. PTS-GWO yönteminde $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değerinin yaklaşık 19.45 dB, DCO-OFDM ise yaklaşık 21,5 dB olarak görülmüştür. olduğu görülmektedir. Buradan $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR açısından PTS-GWO yönteminin DCO-OFDM yöntemine göre yaklaşık 2.05 dB'lik bir kazanca sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Aşağıdaki Tablo 10'da $N = 128$ taşıyıcı ve 4-QAM modülasyonun kullanıldığı VLC'de uygulanan PTS-PSO, PTS-GWO, PTS-WOA ve PTS-DA yöntemlerinin aynı koşullar altında Matlab benzetim koşma süreleri saniye cinsinden verilmiştir.

Tablo 10. $N = 128$ ve $M = 4$ için metasezgisel algoritma koşma süreleri

Kullanılan Yöntem	PTS-DA	PTS-GWO	PTS-PSO	PTS-WOA
Koşma Süreleri	39.181031sn	6.827019 sn	5.502730 sn	6.143341 sn

Aşağıdaki Tablo 11'de $N = 128$ taşıyıcı, *segment sayısı* = 64 ve 16-QAM modülasyonun kullanıldığı VLC'de uygulanan PTS-PSO, PTS-GWO, PTS-WOA ve PTS-DA yöntemlerinin aynı koşullar altında karşılaştırmalı Matlab benzetim koşma süreleri saniye cinsinden verilmiştir.

Tablo 11. $N = 128$ ve $M = 16$ için metasezgisel algoritma koşma süreleri

Kullanılan Yöntem	PTS-DA	PTS-GWO	PTS-PSO	PTS-WOA
Koşma Süreleri	41.583231 sn	6.740166 sn	5.186374 sn	6.727363 sn

Yukarıdaki tablolara bakıldığında en fazla benzetim koşma süresine sahip yöntemin PTS-DA, en düşük benzetim koşma süresine sahip yöntem ise PTS-PSO olarak görülmektedir. Bu DA optimizasyon yönteminin diğerlerine göre daha fazla hesap yükü olmasından kaynaklıdır. Bölüm 1.10'da haklarında bilgiler verilen bu dört metasezgisel yöntemin PAPR performans karşılaştırmalarına bakıldığında PAPR açısından en düşük değeri PTS-GWO yöntemi vermişti. Yani GWO optimizasyon yöntemi en iyi PAPR performansını daha uzun bir arama sürecinden sonra elde edebilmektedir. PSO optimizasyon yöntemi çok daha hızlı çalışmakta fakat en iyi sonuca ulaşmada GWO'dan daha kötü sonuç vermektedir.

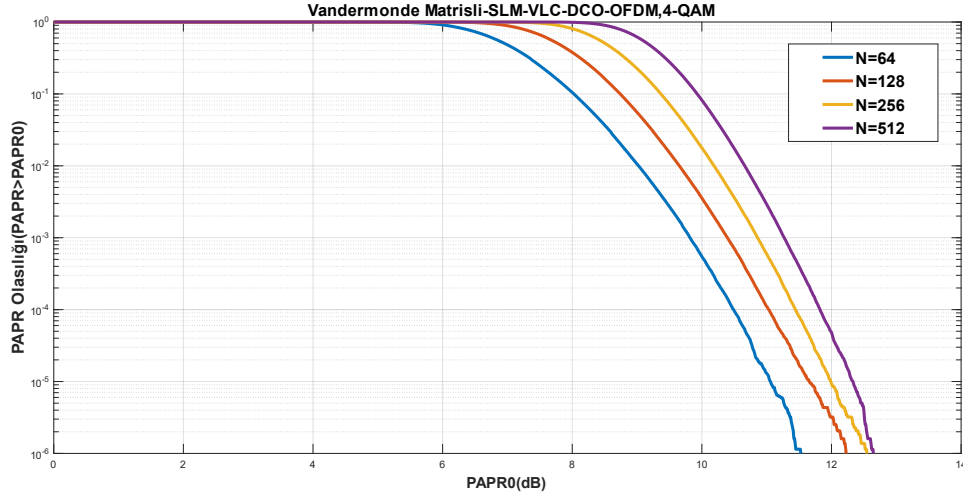
2.2. SLM Yönteminin Farklı Faz Matrisleri ile VLC’de Uygulanması

Bölüm 1.9.4’te PAPR düşürme yöntemi olan SLM ayrıntılı olarak anlatılmıştır. SLM yönteminin en önemli özelliklerinden biri, iletilecek verinin belirli bir faz matrisi ile çarpılıp alıcıya gönderimesidir. Alıcı bu faz matrisini daha önce bilmesi gerektiğinden bu faz bilgisi, yan bilgi olarak giden veri ile beraber gönderilir. Bu bölümde yapılan çalışmada, literatürde en çok kullanılan Vandermonde, Rieman ve Hadamard matrisleri kullanılmıştır. Bu üç matristen sırasıyla 2.2.1, 2.2.2 ve 2.2.3 bölümlerinde ayrıntılı olarak bahsedilmiştir. Bu matrislerin satır veya sütunları faz matrisi olarak belirlenmiştir ve bütün olasılıklar denenmiş olacaktır. Bu yöntemde optimizasyon kısmı olmadığından SLM yöntemi çok daha hızlı çalışacaktır. Çünkü yöntemin hesapsal yükü PTS’ye göre çok daha az olacaktır.

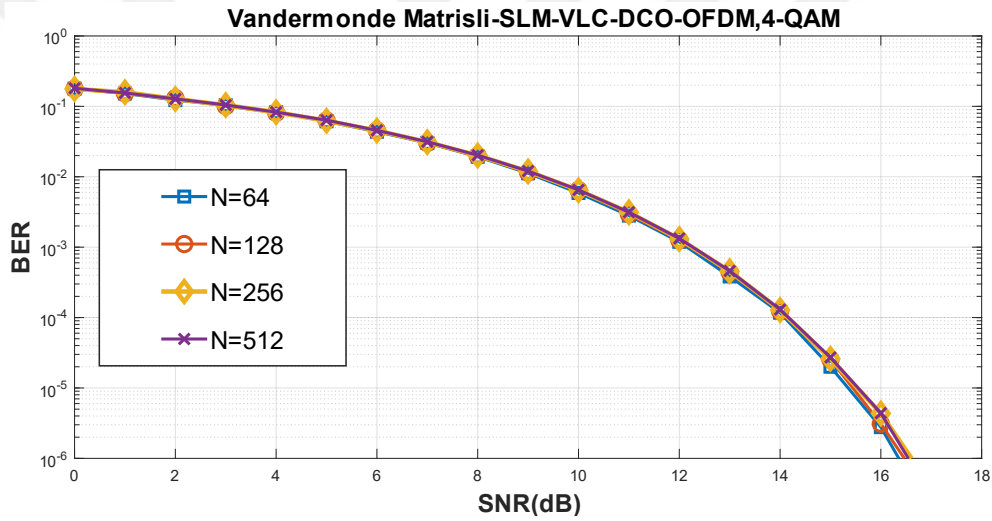
Bu bölümde yapılacak benzetimlerde taşıyıcı sayısı $N = 64, 128, 256$ ve 512 olarak seçilerek VLC’de DCO-ODFM yöntemi kullanılmıştır. Vandermonde, Riemann ve Hadamard matrisleri için ayrı ayrı her bir taşıyıcı sayısı için PAPR olasılık ve BER performans grafikleri aşağıda gösterilmiştir. Daha sonra $N = 128$ taşıyıcısı seçilerek Vandermonde, Riemann ve Hadamard matrisleri için karşılaştırmalı PAPR ve BER performans grafikleri gösterilmiştir. Grafiklerin hemen altında da sonuçlar analiz edilecektir. Bu grafiklerde kolaylık olsun diye Vandermonde, Riemann ve Hadamard matrisleri sırasıyla *VM*, *RM* ve *HM* kısaltmaları ile ifade edilmiştir.

2.2.1. Vandermonde Matrisinin Faz Matrisi Olarak Kullanıldığı SLM

Aşağıdaki Şekil 82 ve 83’te taşıyıcı sayısı $N = 64, 128, 256$ ve 512 , modülasyon olarak da 4-QAM ve 16-QAM seçilerek Vandermonde matrisinin faz matrisi olarak kullanıldığı SLM yöntemi için sırasıyla karşılaştırmalı PAPR ve BER performans grafikleri gösterilmiştir.



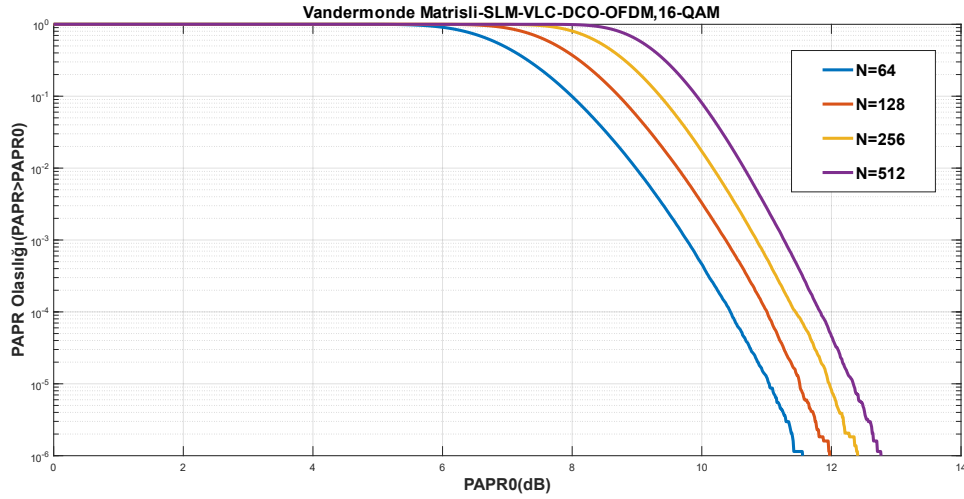
Şekil 82. 4-QAM VM'li ve N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları



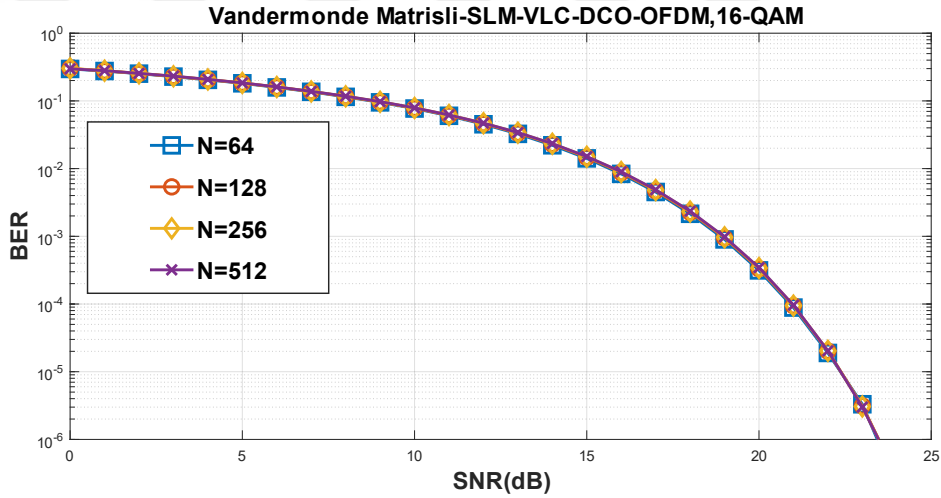
Şekil 83. 4-QAM VM'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları

Yukarıdaki Şekil 82'deki PAPR grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin arttığı açıkça görülmektedir. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en düşük PAPR değerinin elde edildiği ve $PAPR$ olasılık değeri $= 10^{-6}$ iken bu durumdaki PAPR değerinin yaklaşık 11.48 dB olduğu görülmüştür.

Yukarıdaki Şekil 83'teki BER grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı N arttıkça BER performansının çok az kötüleştiği hatta yaklaşık aynı kaldığı görülmüştür. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en iyi BER performansının elde edildiği ve $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değerinin yaklaşık 16.65 dB olduğu görülmüştür.



Şekil 84. 16-QAM VM'li N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları



Şekil 85. 16-QAM VM'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları

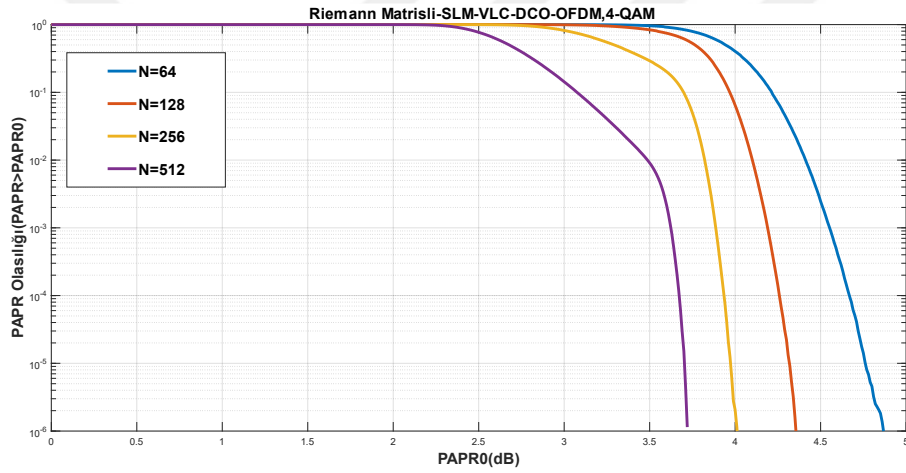
Yukarıdaki Şekil 84'teki PAPR grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin arttığı açıkça görülmektedir. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en düşük PAPR değerinin elde edildiği ve *PAPR olasılık değeri* $= 10^{-6}$ iken bu durumdaki PAPR değerinin yaklaşık 11.59 dB olduğu görülmüştür.

Ayrıca Şekil 84'teki PAPR grafiğine bakıldığında $N = 64$ taşıyıcı sayısında ve *PAPR olasılık değeri* $= 10^{-6}$ iken 4-QAM ile 16-QAM arasında 4-QAM lehinde yaklaşık 0.11 dB 'lik bir PAPR değerinin olduğu görülmektedir. Şekil 85'deki BER grafiğine bakıldığında ise $N = 64$ taşıyıcı sayısında ve *PAPR olasılık değeri* $= 10^{-6}$ iken 4-QAM ile 16-QAM arasında gerekli SNR değeri açısından 4-QAM lehinde yaklaşık 7.57 dB 'lik bir değer olduğu görülmüştür.

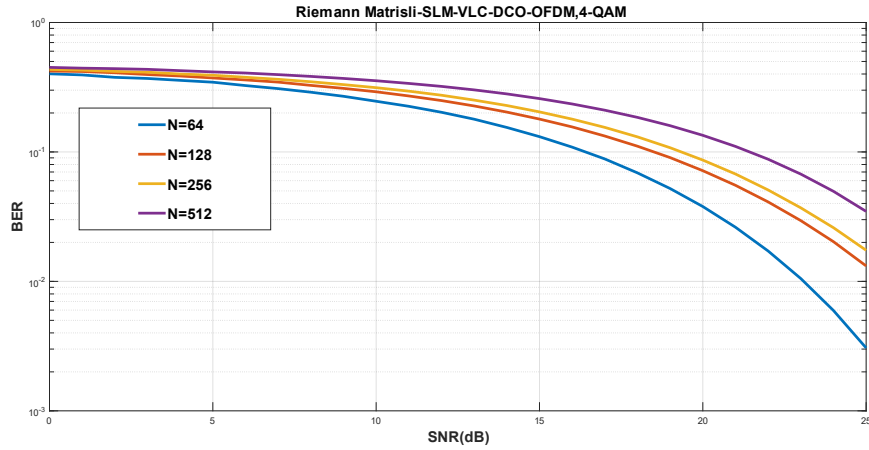
Yukarıdaki Şekil 85’deki BER grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça BER performansının çok az kötüleştiği hatta yaklaşık aynı kaldığı görülmüştür. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en iyi BER performansının elde edildiği ve $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değerinin yaklaşık 24.22 dB olduğu görülmüştür.

2.2.2. Riemann Matrisinin Faz Matrisi Olarak Kullanıldığı SLM

Aşağıda, taşıyıcı sayısı $N = 64, 128, 256$ ve 512 modülasyon olarak da 4-QAM ve 16-QAM seçilerek Riemann matrisinin faz matrisi olarak kullanıldığı SLM yöntemi için karşılaştırmalı PAPR olasılık ve BER grafikleri gösterilmiştir.



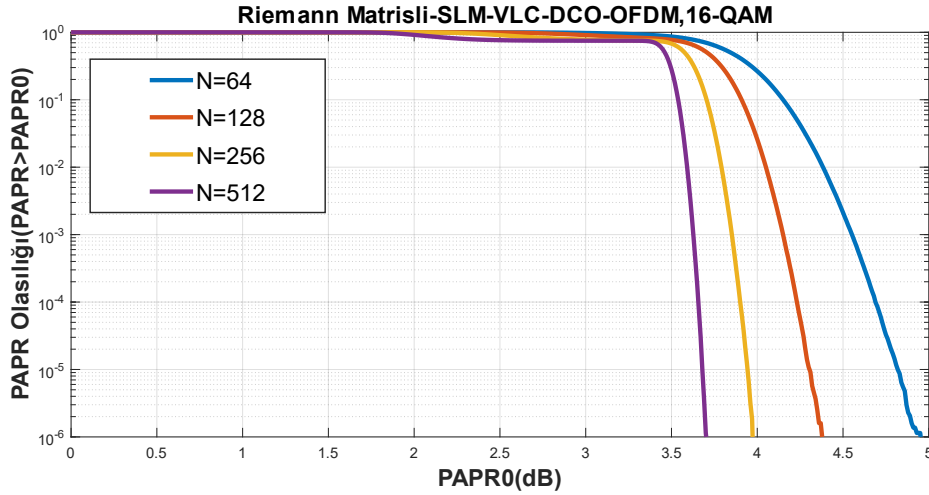
Şekil 86. 4-QAM RM’li N ’e göre karşılaştırmalı PAPR performansları



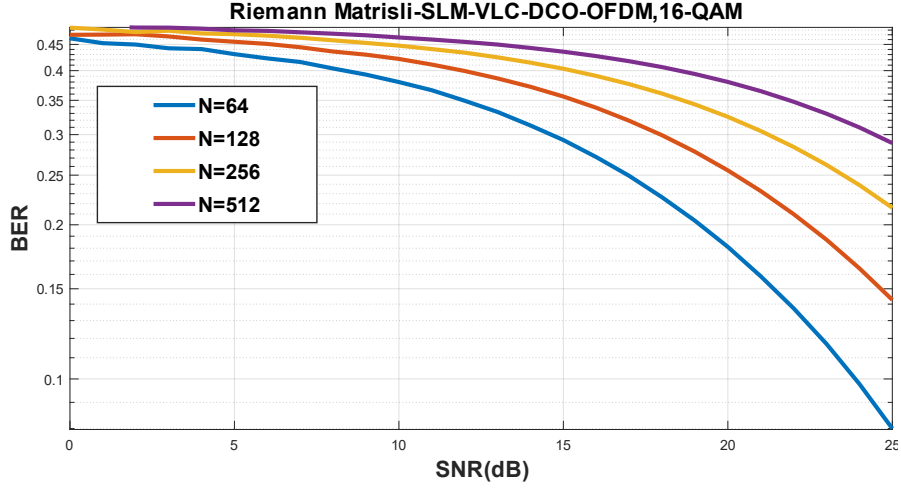
Şekil 87. 4-QAM RM’li N ’e göre karşılaştırmalı BER performansları

Yukarıdaki Şekil 86'daki PAPR grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. $N = 512$ taşıyıcı sayısında bu en düşük PAPR değerinin elde edildiği ve $PAPR \text{ olasılık değeri} = 10^{-6}$ olduğu durumda bu PAPR değerinin yaklaşık 3.72 dB olduğu görülmüştür. SLM yönteminde Riemann matrisi kullanıldığında, taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR'daki bu düşme durumunun Riemann matrisin özel yapısından kaynaklı olduğu düşünülebilir. Riemann matrisinin satır ve sütunlarında ağırlıklı olarak 1 ve -1 değerleri mevcuttur. Bu da güç dağılımını dengesiz yaparak güç tüketimini artırmaktadır. Fakat bu durum PAPR değerini de oldukça aşağı çekmektedir.

Yukarıdaki Şekil 87'deki BER grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı N arttıkça BER performansının kötüleştiği görülmüştür. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en iyi BER değerinin elde edildiği ve $BER = 10^{-2}$ iken gerekli SNR değerinin yaklaşık 24 dB olduğu görülmüştür. $BER = 10^{-1}$ iken gerekli SNR değerinin yaklaşık 16 dB olduğu görülmüştür. Burada rieman matrisi kullanıldığında BER'de genel bir kötüleşme olduğu görülmektedir. Bu durum, yukarıda bahsedilen Riemann matrisinin özelliğinden kaynaklı güç dağılımındaki dengesizlik ve güç tüketimi artışından dolayı BER'de dikkate değer bir bozulmaya neden olmaktadır.



Şekil 88. 16-QAM RM'li N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları



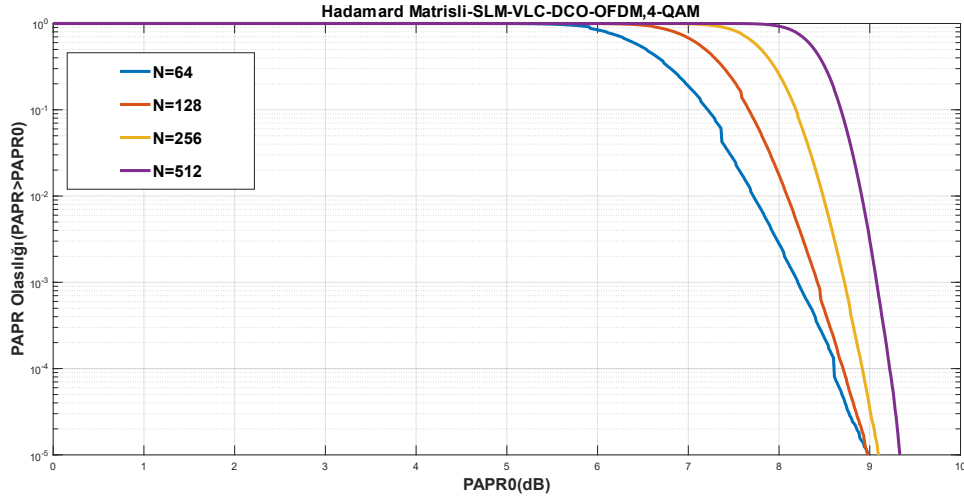
Şekil 89. 16-QAM RM’li N ’e göre karşılaştırmalı BER performansları

Yukarıdaki Şekil 88’deki PAPR grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin iyileştiği düşüğü açıkça görülmektedir. $N = 512$ taşıyıcı sayısında en iyi PAPR değerinin elde edildiği ve $PAPR$ olasılık değeri $= 10^{-6}$ iken bu en düşük PAPR değerinin yaklaşık 3.7 dB olduğu görülmüştür.

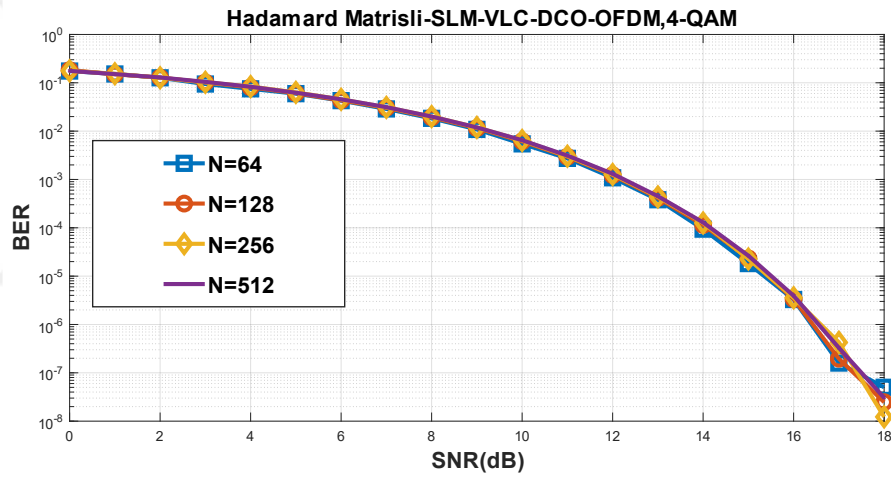
Yukarıdaki Şekil 89’daki BER grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça BER performansının gittikçe kötüleştiği görülmüştür. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en iyi BER performansının elde edildiği ve $BER = 10^{-1}$ iken gerekli SNR değerinin yaklaşık 24 dB olduğu görülmüştür. Burada $BER = 10^{-1}$ iken 16-QAM, 4-QAM olduğu duruma göre gerekli SNR değerinde yaklaşık 8 dB’lik bir dezavantaja sahiptir.

2.2.3. Hadamard Matrisinin Faz Matrisi Olarak Kullanıldığı SLM

Aşağıda, taşıyıcı sayısı $N = 64, 128, 256$ ve 512 , modülasyon olarak da 4-QAM ve 16-QAM seçilerek Hadamard matrisinin faz matrisi olarak kullanıldığı SLM yöntemi için karşılaştırmalı PAPR olasılık ve BER grafikleri gösterilmiştir.



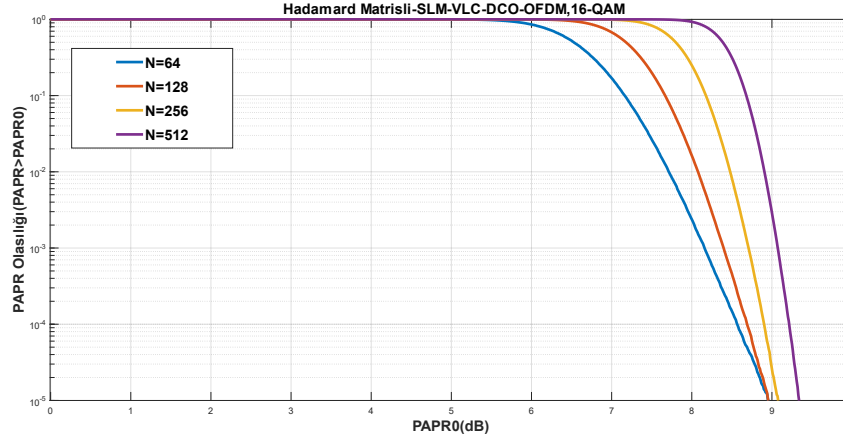
Şekil 90. 4-QAM HM’li N ’e göre karşılaştırmalı PAPR performansları



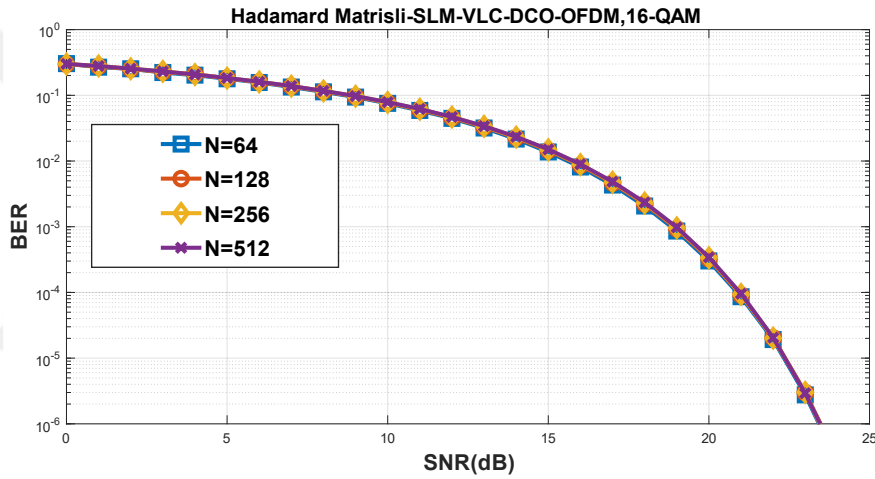
Şekil 91. 4-QAM HM’li N ’e göre karşılaştırmalı BER performansları

Yukarıdaki Şekil 90’daki PAPR grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin arttığı açıkça görülmektedir. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en düşük PAPR değerinin elde edildiği ve *PAPR olasılık değeri* $= 10^{-5}$ iken bu en düşük PAPR değerinin yaklaşık 8.95 dB olduğu görülmüştür.

Yukarıdaki Şekil 91’deki BER grafiğe bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça BER performansının iyileştiği görülmektedir. $N = 64$ ve 256 taşıyıcı sayılarında en kötü BER performansının elde edildiği ve $BER = 10^{-6}$ iken bu taşıyıcı sayılarında gerekli SNR değerlerinin yaklaşık 16.38 dB olduğu görülmüştür. $N = 64$ iken ve diğer taşıyıcı sayıları $N = 128, 256$ ve 512 iken ki gerekli SNR değerleri birbirine oldukça yakın olmakla beraber aynı kaldığı söylenebilir.



Şekil 92. 16-QAM *HM*'li N 'e göre karşılaştırmalı PAPR performansları



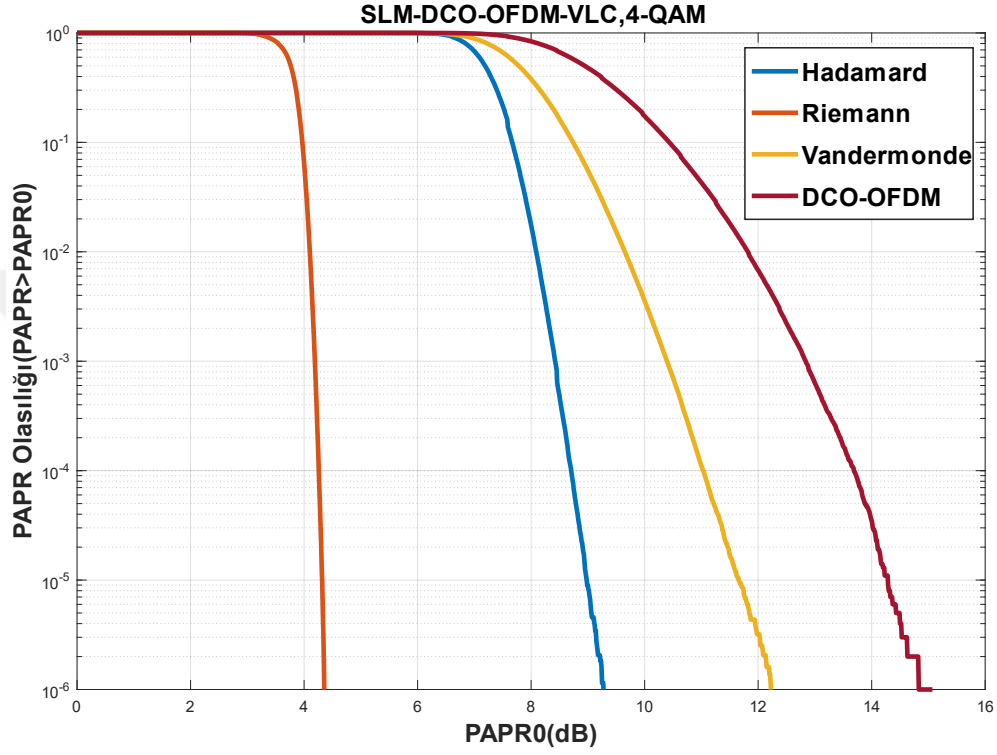
Şekil 93. 16-QAM *HM*'li N 'e göre karşılaştırmalı BER performansları

Yukarıdaki Şekil 92'deki PAPR grafiğe bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin arttığı açıkça görülmektedir. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en düşük PAPR değerinin elde edildiği ve *PAPR olasılık değeri* $= 10^{-5}$ iken bu en düşük PAPR değerinin yaklaşık 8.99 dB olduğu görülmüştür. 16-QAM, 4-QAM'e göre PAPR değerinde yaklaşık 0.04 dB 'lik bir dezavantaja sahiptir.

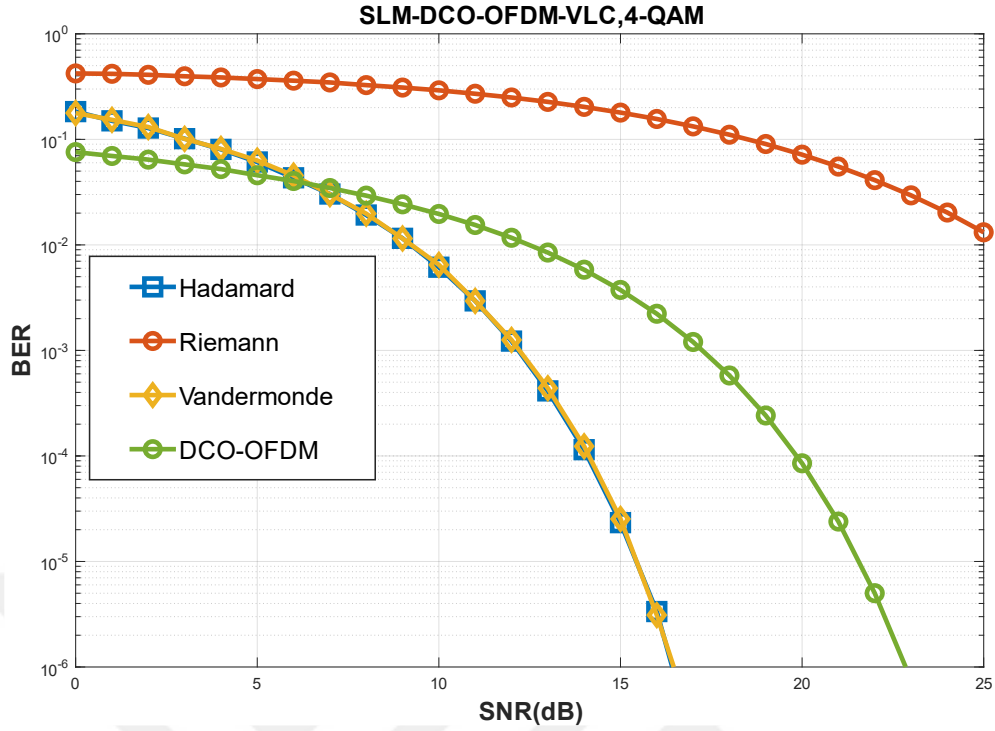
Yukarıdaki Şekil 93'teki BER grafiğine bakıldığında taşıyıcı sayısı arttıkça BER performansının biraz iyileştiği görülmüştür. $N = 64$ taşıyıcı sayısında en iyi BER performansının elde edildiği ve $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değerinin yaklaşık 23.52 dB olduğu görülmüştür. $N = 64$ iken ve diğer $N = 128, 256$ ve 512 iken ki gerekli SNR değerleri birbirine oldukça yakın olmakla beraber aynı kaldığı söylenebilir.

2.2.4. Farklı Faz Matrislerinin SLM Performans Karşılaştırmaları

Taşıyıcı sayısı $N = 128$, 4-QAM ve 16-QAM modülasyonları seçilerek Vandermonde, Riemann ve Hadamard matrislerinin faz matrisi olarak kullanıldığı SLM yöntemi için karşılaştırmalı PAPR ve BER performans grafikleri aşağıda gösterilmiştir.



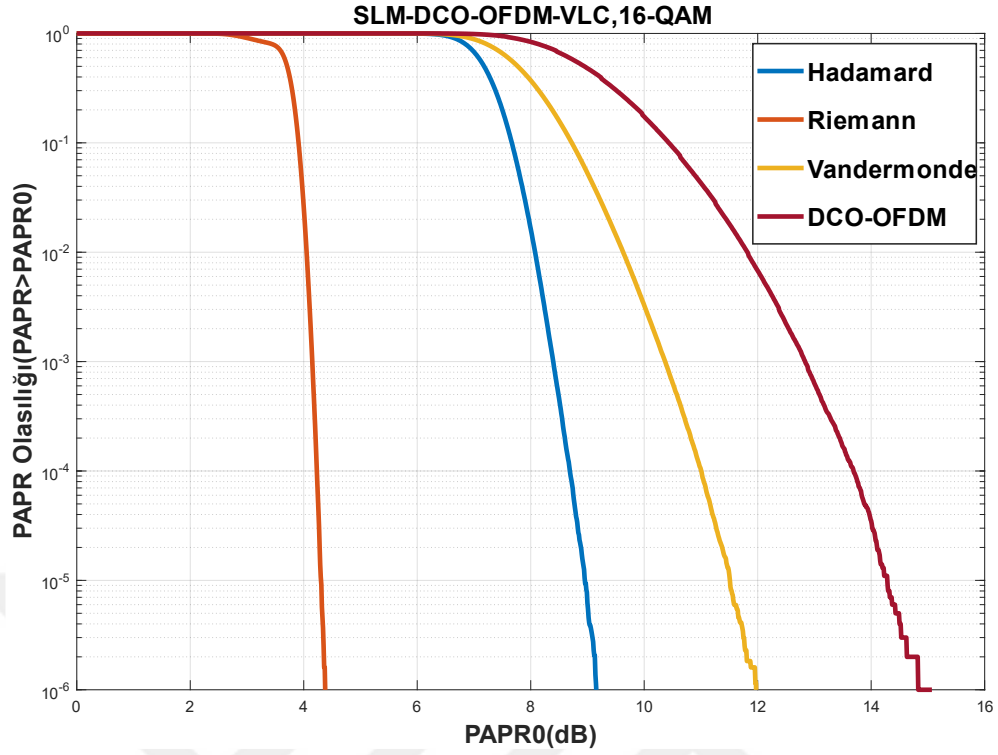
Şekil 94. $N = 128, M = 4$ HM, RM ve VM karşılaştırmalı PAPR performansları



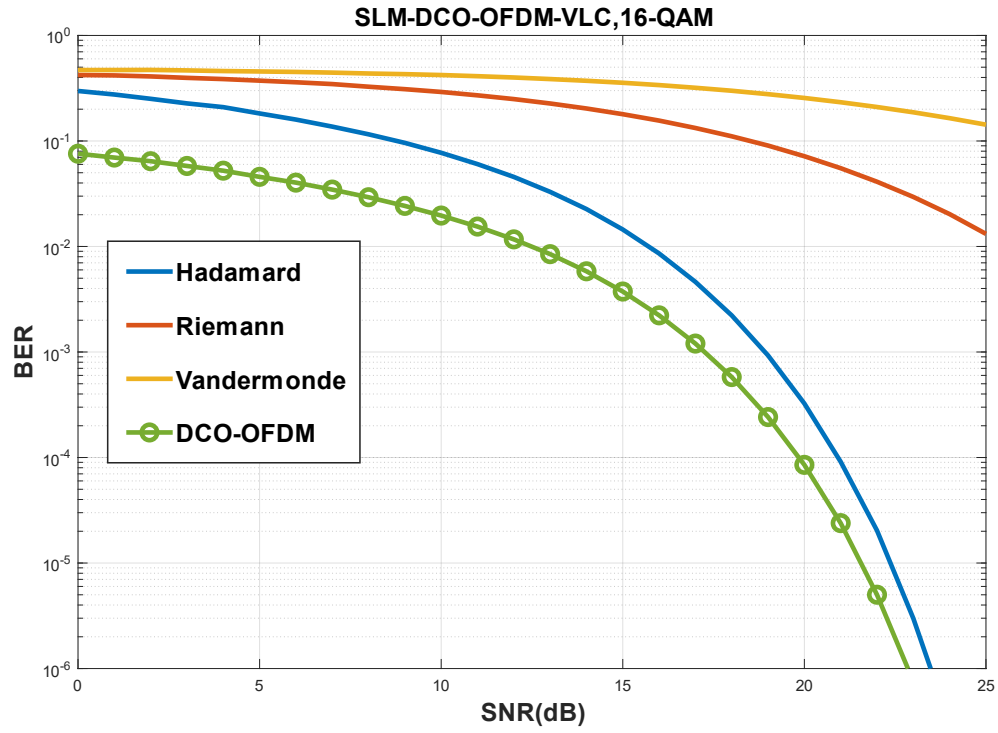
Şekil 95. $N = 128, M = 4$ HM, RM ve VM karşılaştırmalı BER performansları

Yukarıdaki Şekil 94’teki PAPR grafiğine bakıldığında $PAPR$ olasılık değeri = 10^{-6} iken Riemann, Hadamard, Vandermonde matrisli SLM ve DCO-OFDM için PAPR değerleri sırasıyla 4.38 dB, 9.28 dB, 12.24 dB ve 15.05 dB olduğu görülmüştür. Buradan en iyi PAPR değerini Rieman matrisinin verdiği açıkça görülmüştür. $PAPR$ olasılık değeri = 10^{-6} iken Rieman matrisli SLM yönteminin DCO-OFDM (PAPR azaltma olmaksızın) yöntemine göre yaklaşık 10.67 dB’lik bir PAPR azaltma performansı olduğu açıkça görülecektir.

Yukarıdaki Şekil 95’deki BER grafiğine bakıldığında $BER = 10^{-6}$ değeri için gerekli SNR’lere bakıldığında en iyi sonucu Hadamard matrisinin 16.72 dB’lik değerle verdiği görülmüştür. Vandermonde matrisi için aynı $BER = 10^{-6}$ değeri için gerekli SNR değeri yaklaşık 16.8 dB’dir. Rieman matrisinin $BER = 10^{-6}$ için gerekli SNR değeri açısından gözle görülür daha kötü BER performans verdiği görülmüştür. DCO-OFDM yönteminin Riemann matrisli SLM yöntemine göre $BER = 10^{-2}$ için gerekli SNR değeri açısından 13 dB’lik daha iyi bir kazanç sağladığı görülmüştür. Aynı DCO-OFDM yöntemine göre Hadamard matrisli SLM, $BER = 10^{-6}$ için gerekli SNR açısından 6.46 dB’lik bir kazanç sağlamıştır.



Şekil 96. $N = 128, M = 16$ *HM, RM* ve *VM* karşılaştırmalı PAPR performansları



Şekil 97. $N = 128, M = 16$ *HM, RM* ve *VM* karşılaştırmalı BER performansları

Yukarıdaki Şekil 96'daki PAPR grafiğine bakıldığında *PAPR olasılık değeri* = 10^{-6} Riemann, Hadamard, Vandermonde matrisli SLM ve DCO-OFDM için PAPR değerleri sırasıyla 4.43 dB, 9.28 dB, 12.24 dB ve 15.09 dB olduğu görülmüştür. Buradan en düşük PAPR değerini Rieman matrisinin verdiği açıkça görülmüştür. 16-QAM, 4-QAM'e göre PAPR değeri olarak 0.05 dB bir avantaja sahiptir. *PAPR olasılık değeri* = 10^{-6} iken Rieman matrisli SLM yönteminin DCO-OFDM (PAPR azaltma olmaksızın) yöntemine göre yaklaşık 10.66 dB'lik bir PAPR azaltma performansı olduğu açıkça görülecektir.

Yukarıdaki Şekil 97'deki BER grafiğine bakıldığında *BER* = 10^{-6} değeri için gerekli SNR'lere bakıldığında en iyi performans sonucunu Hadamard matrisinin 23.33 dB'lik değerle verdiği görülmüştür. Vandermonde matrisi ve Rieman matrisi için daha yüksek SNR değerlerinde daha kötü BER performansları ortaya çıkmıştır. En kötü BER performansını Vandermonde matrisi vermiştir. DCO-OFDM'DE *BER* = 10^{-6} için gerekli SNR değeri 23.26 dB'dir. Riemann matrisli SLM yönteminin *BER* = 10^{-2} için gerekli SNR açısından yaklaşık 12.7 dB'lik dezantaja sahip olduğu görülmektedir.

FEC (İleri Hata Düzeltme-Forward Error Correction) limit değerleri, genellikle optik veya kablosuz haberleşme sistemlerinde belirli bir BER değerinin altında bir iletişim kalitesini garanti etmek için kullanılır. FEC limitlerini sağlamak için BER ve SNR arasında belirli bir teorik ilişki vardır. $3,8 \times 10^{-3}$ İleri Hata Düzeltme (FEC) sınırında 20 dB'nin altında makul bir SNR değerine ulaşılması beklenmektedir. Bu konuda biraz daha ayrıntılı bilgi Bölüm 2.3'de verilecektir.

Bu bölümde yapılan benzetimler sonucu en iyi PAPR performansın Rieman matrisiyle elde edildiği görülmüştür. Fakat Rieman matrisi BER açısından diğer matrislere göre oldukça daha kötü performans gösterdiği de açıkça görülmüştür. BER performansını iyileştirecek bir SNR, sisteme uygulanırsa bu olumsuz durumun ortadan kalkabileceği açıktır.

Önceki yaptığımız tüm benzetimlerde *SNR* = 0,1,2,...25 dB'ye kadar seçilmiştir. Riemann matrisi için *N* = 64, 128 ve 256 taşıyıcı sayıları için *SNR* = 26, 27, 28 45 dB arası değerler seçilerek SLM benzetimleri yapılarak önceki değerlere ek BER değerleri elde edilmiştir. *BER* = $3,8 \times 10^{-3}$ FEC sınır değeri ile bu sonuçlar karşılaştırılmıştır. İlk hangi SNR değerinde BER FEC limit değerinin altına düşüm olduğuna bakılmıştır. Aşağıdaki Tablo.'da *N* = 64, 128 ve 256 taşıyıcı sayılarında 4-QAM ve 16-QAM için BER açısından FEC limit değeri olan *BER* = $3,8 \times 10^{-3}$ değerinin altına düşüldüğü ilk SNR değeri ile buna karşılık gelen BER değerleri toplu halde verilmiştir.

Tablo 12. Riemann matris BER FEC limiti altına düşen SNR-BER değerleri

<i>BER FEC Limit</i> = $3,8 \times 10^{-3}$						
N	64		128		256	
M-QAM	4-QAM	16-QAM	4-QAM	16-QAM	4-QAM	16-QAM
BER	$3,5 \cdot 10^{-5}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$8,59 \cdot 10^{-4}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$
SNR	26	31	26	34	26	37

Yukarıdaki Tablo 12'e bakıldığında 4-QAM ve $N = 64$ için $SNR = 26 \text{ dB}$ iken $BER = 3,5 \cdot 10^{-5}$ değerini alarak SNR'de FEC limit değeri olan $3,8 \times 10^{-3}$ limit değerinin altına düştüğü açıkça görülmektedir. Bu durumda FEC limit değerine ulaşılmaktadır.

Yukarıdaki Tablo 12'ye bakıldığında 16-QAM ve $N = 64$ için $SNR = 31 \text{ dB}$ iken $BER = 1,6 \times 10^{-3}$ değerini alarak SNR'de FEC limit değeri olan $3,8 \times 10^{-3}$ limit değerinin altına düştüğü açıkça görülmektedir. Bu durumda FEC limit değerine ulaşılmaktadır.

Yukarıdaki Tablo 12'ye bakıldığında 4-QAM ve $N = 128$ için $SNR = 26 \text{ dB}$ iken $BER = 8,59 \times 10^{-4}$ değerini alarak SNR'de FEC limit değeri olan $3,8 \times 10^{-3}$ limit değerinin altına düştüğü açıkça görülmektedir. Bu durumda FEC limit değerine rahatlıkla ulaşılmaktadır.

Yukarıdaki Tablo 12'ye bakıldığında 16-QAM ve $N = 128$ için $SNR = 34 \text{ dB}$ iken $BER = 2,1 \times 10^{-3}$ değerini alarak SNR'de FEC limit değeri olan $3,8 \times 10^{-3}$ limit değerinin altına düştüğü açıkça görülmektedir. Bu durumda FEC limit değerine rahatlıkla ulaşılmaktadır.

Yukarıdaki Tablo 12'ye bakıldığında 4-QAM ve $N = 256$ için $SNR = 26 \text{ dB}$ iken $BER = 3,4 \times 10^{-3}$ değerini alarak SNR'de FEC limit değeri olan $3,8 \times 10^{-3}$ limit değerinin altına düştüğü açıkça görülmektedir. Bu durumda FEC limit değerine rahatlıkla ulaşılmaktadır.

Yukarıdaki Tablo 12'ye bakıldığında 4-QAM ve $N = 256$ için $SNR = 37 \text{ dB}$ iken $BER = 2,4 \cdot 10^{-3}$ değerini alarak SNR'de FEC için BER limit değeri olan $3,8 \times 10^{-3}$ 'teki SNR değerinin altına düştüğü açıkça görülmektedir. Bu durumda FEC limit değerine ulaşıldığı görülmektedir. Fakat $SNR = 37 \text{ dB}$ sistemler için oldukça yüksek bir değerdir. SNR'nin yüksek olması sistemin donanım maliyetini artırır ve spektrumun kullanılmasında verimsizliğe neden olur. Bu yüzden, $N = 256$ taşıyıcı sayısında Rieman matrisi kullanılacaksa 16-QAM modülasyonunun tercih edilmemesi önerilir.

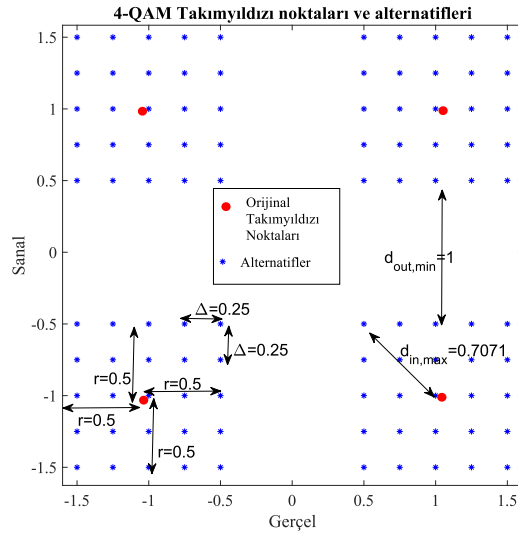
Tablo 12 incelendiğinde 4-QAM için tüm N taşıyıcı sayılarında FEC limit değerinin altına $SNR = 26 \text{ dB}$ 'de hemen düşerken 16-QAM'de $SNR = 31,34 \text{ ve } 37 \text{ dB}$ değerlerinde düşmektedir. Ayrıca her bir N taşıyıcı için modülasyon seviyesi arttıkça daha yüksek SNR değerinde FEC limitinin altına düştüğü yani BER performansı kötüleşmektedir. Ayrıca 4-QAM ve 16 QAM modülasyonlarının herbirinde taşıyıcı sayısı arttıkça FEC limitinin altına düştüğü ve BER performansının kötüleştiği görülmektedir.

2.3. Çok Noktalı Takım Yıldızı (MPC)Yöntemi

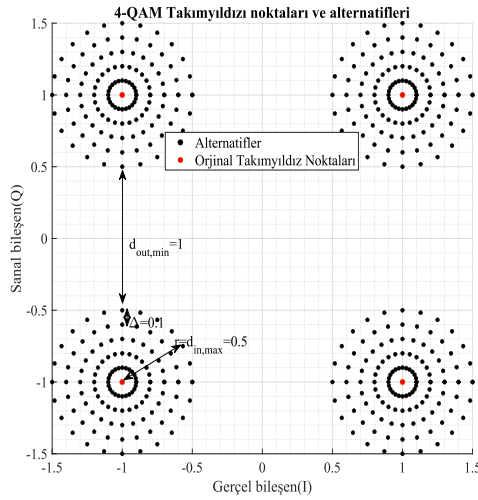
Bu çalışmada, DCO-OFDM'de PAPR'ı azaltmak için çok noktalı takım yıldızı yöntemi (MPC) adı verilen yeni bir yöntem önerilmiştir. MPC yöntemi, mevcut noktaların etrafına ekstra alternatif takım yıldızı noktaları eklemeyi ve en düşük PAPR'ye sahip takım yıldızı noktalarını seçmek için ayrık parçacık sürüsü optimizasyonu (DPSO) algoritmasını kullanmayı içerir. Önerilen MPC yöntemi, literatürde iyi bilinen bir PAPR azaltma tekniği olan seçici eşleme (SLM) ile de birleştirilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen MPC yönteminin, SLM ile beraber kullanıldığında 4-QAM ve 16-QAM modülasyonlarında PAPR'ı düşürmede SLM yönteminden daha iyi performans verdiğini göstermiştir. Ayrıca, DPSO algoritmasındaki iterasyon ve parçacık sayısının artırılması, önerilen yöntemin PAPR düşürme performansını daha da artırmaktadır. Önerilen yöntemin hem PAPR hem de BER açısından performansı incelenmiş ve önemli ölçüde iyi performans gösterdiği görülmüştür.

2.3.1. MPC Yöntemi Sistem Modeli

Önerilen çok noktalı takım yıldızı (MPC) şeması, gelen bitlerin M-QAM takım yıldızları ile eşlendiği ve M takım yıldız noktasının her birine L_a adet alternatifin eklendiği bir modülasyon şemasıdır. Bu alternatifler, orijinal takım yıldız noktalarının bir r parametresi tarafından kontrol edilen dikdörtgen veya dairesel ($r = r_m$ alınarak) bir alanda Δ adımlarla genişletilmesiyle oluşturulur. Farklı takım yıldız noktalarının alternatifleri arasındaki minimum mesafe $d_{out,min}$ ile gösterilir. Eğer $d_{in,max} < d_{out,min}$ ise alıcı, orijinal takım yıldızı noktalarını kullanarak orijinal sembollerini tespit edebilir. Şekil 98 ve 99, takım yıldız noktalarının dikdörtgen ve dairesel alan içinde genişletilmesi durumunda elde edilen 4-QAM genişletilmiş takım yıldızlarını göstermektedir.



Şekil 98. 4-QAM için dikdörtgensel genişletilmiş takımyıldızları



Şekil 99. 4-QAM için dairesel genişletilmiş takımyıldızları

Önerilen şema, PAPR'ı daha da azaltmak için SLM ile birleştirilebilir. SLM tekniğinde, eşleme ile elde edilen N adet sembol, bir ağırlık matrisinin satır ve sütunlarından seçilen ağırlık katsayıları ile çoklu hale getirilir. Ancak, Hermityan Simetrisi nedeniyle, VLC sistemlerinde V alt taşıyıcı tarafından sadece $N/2 - 1$ farklı sembol taşınabilir. Bu nedenle, $N/2 - 1$ farklı ağırlık katsayısı matrisin satırlarından veya sütunlarından seçilmelidir. İletilecek $N/2 - 1$ sembolü içeren s dizisi denklem (158)'de gösterilmiştir. $s_1, s_2, \dots, s_j$; ($j = N/2 - 1$) sembolleri gelen ikili veriye göre M-QAM modülasyonuna göre eşlenirken, $k_1, k_2, \dots, k_j \in [1, 2, \dots, L]$ ise iletilecek her sembol için bağımsız olarak belirlenen alternatif nokta sayısını göstermektedir.

Eğer SLM PAPR düşürme tekniği kullanılıyorsa, $m_{i,1}, m_{i,2}, \dots, m_{i,j}$ SLM ağırlıklandırma matrisinin i . satırındaki $N/2 - 1$ sayıdaki dizi değerini temsil eder. Öte yandan eğer SLM kullanılmazsa, $m_{i,1}, m_{i,2}, \dots, m_{i,j}$ değerlerinin tümü 1'e eşit olur.

$$s = [m_{i,1}s_{1,k_1} \quad m_{i,2}s_{1,k_2} \quad \dots \quad m_{i,j}s_{j,k_j}] \quad (183)$$

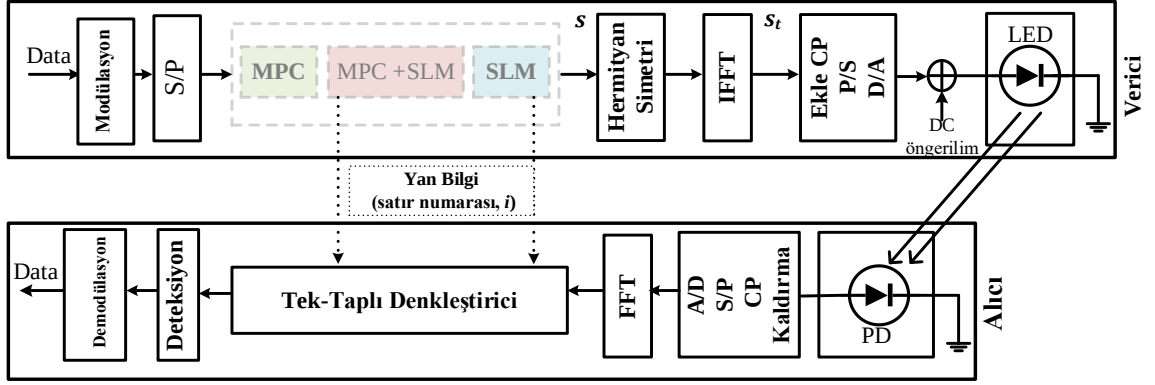
Denklem (159)'te gösterilen s_t , Hermityan simetrisi ve IFFT uygulandıktan sonraki zaman alanı sinyalinin temsil eder. F^H işlemi, Fourier dönüşüm matrisinin eşlenik transpozunu temsil eder ve $flip(.)$ ifadesi ise bir dizinin elemanlarının soldan sağa döndürülmesini ifade eder. $*$ operatörü, karmaşık eşleniği temsil eder. Elde edilen sinyal, Hermityan simetrisini içerecek şekilde genişletilmiş frekans domeni sinyali s 'nin zaman domenindeki ifadesi olacaktır.

$$s_t = F^H \times [0 \quad s \quad 0 \quad flip(s^*)]^T \quad (184)$$

$k_1, k_2, \dots, k_j$ değerleri ve i değeri, daha düşük PAPR elde etmek için aşağıdaki denklem (185)'de gösterildiği gibi belirlenebilir.

$$\text{argmin}_{k_1, k_2, \dots, k_j, i} \left(\frac{\max(s_t \odot s_t)}{E[s_t \odot s_t]} \right) \quad (185)$$

Burada $\odot$, vektörel iç çarpımı ifade etmektedir. Aşağıda Şekil 100'de bu tezde kullanılan MPC tekniğinin sistem modelinin blok diyagramı gösterilmiştir. Yeşil (MPC), kırmızı (MPC+SLM) ve mavi (SLM) kutular bu çalışmada karşılaştırılan PAPR düşürme yöntemlerini temsil etmektedir. MPC yöntemi kullanıldığında, alıcıya hiçbir yan bilgi iletilmez. Ancak SLM ve SLM+MPC yöntemlerinde, ağırlık matrisinin satırının indeks numarasını alıcıya bildirmek için yan bilgi iletilir.



Şekil 100. MPC sistem modeli blok diyagramı

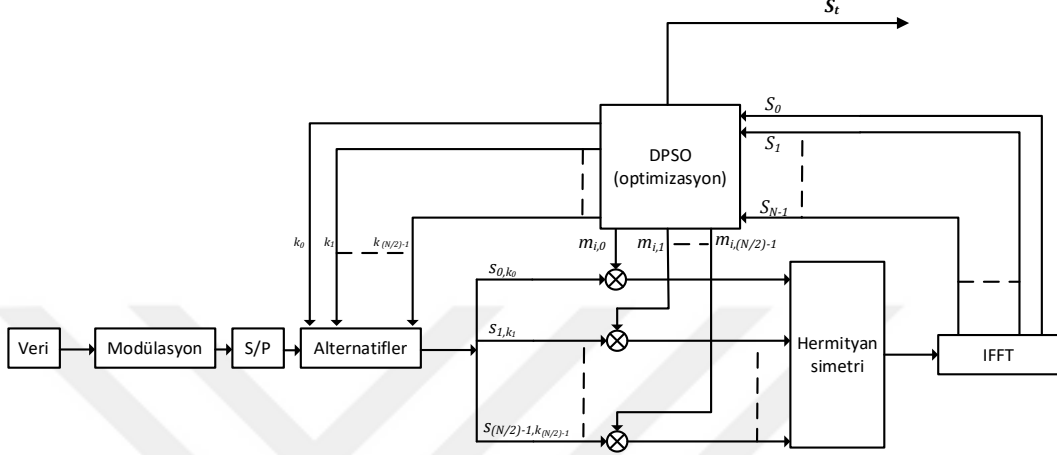
2.3.2. MPC’de DPSO’nun Kullanımı

Daha önce bölüm 1.10.2’de DPSO hakkında genel bilgiler verilmişti. DPSO, metasezgisel algoritmalarından biridir. Ayırık optimizasyon problemlerinin çözümü için hem Genetik Algoritma (GA) hem de DPSO algoritması uygulanabilir. Ancak araştırmalar, DPSO’nun GA’ya kıyasla daha az iterasyonla yakınsama sağladığını göstermektedir (Chen & Liang, 2022). GA, global optimuma yakınsama açısından üstünlük sağlarken, PSO hesaplama iş yükü içeren senaryolarda tercih edilmektedir (Elbeltagi vd., 2005; Cervante vd., 2013). Aslında, son yıllarda yapılan çalışmalar, ayırık optimizasyon problemlerinin çözümü için DPSO’nun kullanımına odaklanmıştır (Baniabdelghany & Obermaisser, 2021; Huang vd., 2022; Wang & Yao, 2023).

Bu tezde yapılan çalışmada, denklem (185)’deki optimizasyon zor bir problem olduğu için DPSO algoritması kullanılarak çözülmesinin daha uygun olacağı düşünülmüştür: Önerilen yöntemde DPSO, iletilecek her sembol için L alternatiflerinden birini seçmek için kullanılır. DPSO ayrıca SLM ve önerilen MPC yöntemi birlikte kullanıldığında ağırlıklandırma matrisinin satırlarından birini seçmek için de kullanılır. DPSO algoritmasında P adet parçacık kullanıldığı varsayılmaktadır. Toplam P parçacığın her biri için takımyıldız alternatif sayısı $(k_1, k_2, \dots, k_j)$ ve SLM ağırlık katsayıları matrisinin i . satır numarası DPSO ile belirlenir. N noktalı IFFT alınır ve her bir parçacık için P farklı PAPR değeri bulunur. DPSO algoritması P parçacığın her biri için IFFT’yi hesapladıktan sonra, tüm parçacıkların o ana kadar elde ettiği en küçük PAPR değerini belirler ve ikili değerlerden oluşan bir vektörde yer alan ilgili parametreleri küresel en iyi (gb) olarak saklar. Belirli bir

parçacık (örneğin m . parçacık) tarafından elde edilen en düşük PAPR değeri belirlenir ve karşılık gelen ikili vektör o parçacığın kişisel en iyisi (pb_m) olarak saklanır.

Aşağıdaki Şekil 101’de, bu tezde önerilen MPC PAPR düşürme tekniğinde kullanılan DPSO algoritmasının blok diyagramı gösterilmiştir:



Şekil 101. MPC tekniğinde kullanılan DPSO algoritması blok diyagramı

DPSO algoritmasının K iterasyonundan sonra, önerilen yöntem en düşük PAPR değerini sağlayan global en iyi vektör gb 'den alternatif takımyıldız numaralarını ve SLM ağırlıklandırma matrisinin satır numarasını elde eder. Sonuç olarak, önerilen yöntem toplam $P \times K$ sayıda N -nokta IFFT gerçekleştirir. Alternatif sayılar $k_1, k_2, \dots, k_j$ ve i . satır numarası sırasıyla $A = \lceil \log_2(L) \rceil$ ve $B = \lceil \log_2(N) \rceil$ bitleri ile temsil edilir. m . parçacığının x_m konum vektörü $A + B$ bitleri içerirken, v_m hız vektörü 0 ile 1 arasında $A + B$ sayıda eleman içerir. DPSO'nun her iterasyonundan sonra, parçacıkların konum ve hız vektörleri Denklem (186) ve (187)'e göre güncellenir. Burada $v_{m,k}$ ve $x_{m,k}$ sırasıyla m . parçacığın hız ve konum vektörlerinin k . elemanını gösterir. Hesaplamalarda c_1 ve c_2 sabitleri kullanılır ve r_1 ve r_2 , $A + B$ rastgele değerli elemanlara sahip vektörlerdir. Ağırlık matrisindeki satır sayısı iletilen sembol sayısından daha fazla olabilir, ancak belirli bir i . satırdan yalnızca $N/2 - 1$ ağırlık katsayısı alınır.

$$v_m = v_m + c_1 r_1 \odot (pb_m - x_m) + c_2 r_2 \odot (gb - x_m) \quad (186)$$

$$s(v_{m,k}) = \frac{1}{1+e^{-v_{m,k}}}; x_{m,k} = \begin{cases} 1 & \text{Eğer } \text{rand}(\cdot) \leq s(v_{m,k}) \text{ ise} \\ 0 & \text{Diğer yerlerde} \end{cases} \quad (187)$$

MPC için kullanılan DPSO algoritmasının sözde kodunun işlem adımları aşağıdaki Algoritma 1’de maddeler halinde verilmiştir:

Algoritma 1. MPC Yönteminde DPSO ile minimum PAPR elde edilmesi

1. M-QAM modülasyonunun M değeri tanımlanır.
2. r ve Δ değerleri tanımlanır.
3. Alt taşıyıcı sayısı (N) tanımlanır.
4. Hermityan simetrisi nedeniyle kullanılabilecek aktif sembol sayısı $N2 = N/2 - 1$ olarak hesaplanır.
5. Toplam takımyıldızı noktası sayısı hesaplanır (dikdörtgen genişletilmiş takımyıldızı için $L = \left(2 \times \left(\frac{r}{\Delta}\right) + 1\right)^2$).
6. DPSO için parçacık sayısı (P) ve iterasyon sayısı (K) tanımlanır.
7. DPSO için c_1 ve c_2 sabitleri belirlenir.
8. Orijinal ve alternatif noktaları içeren takımyıldızı noktaları oluşturulur (Şekil 98 ve Şekil 99’daki gibi) ve bunlar L satır ve M sütuna sahip bir matriste saklanır.
9. $N \times N$ boyutlarında bir Hadamard matrisi oluşturulur.
10. Takımyıldızı noktaları için bit sayısı $\text{ceil}(\log_2(L))$ formülü ile hesaplanır ve A değişkeni olarak saklanır.
11. Hadamard matrisinin satır numarası i ’yi temsil eden satır numarası için bit sayısı $\text{ceil}(\log_2(N2))$ formülü ile hesaplanır ve B değişkeni olarak saklanır.
12. Ondalık olarak 0 ile L arasında değerlere sahip rastgele bir $1 \times N2$ boyutunda gb_c dizisi oluşturulur.
13. Rastgele gb_c dizi değerlerini A bitlerine sahip ikili sayı sistemine dönüştürülür.
14. 0 ile $N - 1$ arasında değerler alan rastgele bir gb_w oluşturulur.
15. gb_w , B bitlerine sahip ikili sayı sistemine dönüştürülür.
16. Başlangıçta kullanılacak global en iyiye ($gbval$) büyük bir PAPR değeri (örneğin 1000 gibi) atanır.
17. Her biri takımyıldızları için $1 \times N2 \times A$ bit ve ikili x_m vektöründe (Denklem (186)) depolanan ağırlık matrisi (Hadamard) için $1 \times 1 \times B$ bit rastgele atanmış ikili matrise sahip P parçacıklarının sayısı oluşturulur.
18. P parçacıklarının her birine takımyıldızları için $1 \times N2 \times A$ bitleri ve ikili kişisel en iyi vektör pb_m ’de depolanan ağırlık matrisi için $1 \times 1 \times B$ bitleri rastgele atanır.

19. Başlangıçta kullanılacak her bir parçacığın kişisel en iyisine ($pbval_m$) büyük bir PAPR değeri (örneğin 1000 gibi) atanır.
20. Her bir parçacığa 0 ile 1 arasında rastgele değişen düzgün dağılımlı gerçel değerler alan takımyıldızları için $N2 \times 1 \times A$ boyutlarında vv_m hız matrisi rastgele atanır
21. Hadamard ağırlık matrisi için $N \times B$ boyutlarına sahip $vv2_m$ hız matrisinin her bir parçacığa 0 ile 1 arasında rastgele değişen düzgün dağılımlı gerçel değerler atanır.
22. $mmk = 0$ ila $K - 1$ için 23 ila 32 arasındaki adımlar tekrarlanır.
23. $m = 0$ ila $P - 1$ için 24 ila 29 arasındaki adımlar tekrarlanır.
24. m parçacığı için x_m değeri elde edilir.
25. Alternatif takımyıldız numarasını ($k_1, k_2, \dots, k_j \in [0, 1, \dots, L - 1]$) ve x_m 'den satır numarası elde edilir.
26. Denklem (158) ve denklem (159) sırasıyla hesaplanır.
27. Denklem (185)'de PAPR değeri hesaplanır: $PAPR_m = \frac{\max(s_t \odot s_t)}{E[s_t \odot s_t]}$
28. Eğer $PAPR_m$, m parçacığının $pbval_m$ 'sinden düşükse $pbval_m = PAPR_m$ olarak alınır.
29. $PAPR_m$, m parçacığının $gbval$ değerinden düşükse $gbval = PAPR_m$ olarak alınır.
30. $m = 0$ ila $P - 1$ için 31 ila 32 arasındaki adımlar tekrarlanır.
31. vv_m ve $vv2_m$ 'yi v_m 'de birleştirilir.
32. Denklem (186) ve (187) kullanılarak v_m ve x_m güncelleştirilir.

Yukarıda işlem adımlarında $ceil(.)$ şeklinde verilen fonksiyon gerekirse parantez içerisinde verilen sayıyı yukarı yuvarlayarak bir sonraki en yüksek tamsayı değerini döndürür

Sadece SLM yöntemi kullanıldığında, ağırlık matrisinin tüm satırları en düşük PAPR'ı sağlayan i . satır numarasını bulmak için değerlendirilir. Bunun adından, sonuç s_t vektörü elde edilir. Vericide iletimden önce bir döngüsel önek (CP) eklendiği ve alıcıda kaldırıldığı varsayılır. r_t vektörü alıcıda aşağıdaki denklem (188) ile elde edilir. MPC yöntemi kullanılması durumunda r_t , doğrudan s_t 'yi tespit etmek için kullanılır ve aşağıdaki denklem (188) ile hesaplanır. Ancak SLM ve SLM + MPC yöntemleri kullanılması durumunda r_t 'den s_t 'yi tespit etmek için yan bilgi kullanılır.

$$r_t = Hs_t + n_t \quad (188)$$

Alınan N örnek, n_t vektörüyle temsil edilen Katkılı Beyaz Gauss Gürültüsü (AWGN) tarafından bozulan r_t öğeleridir. H matrisi $N \times N$ boyutunda bir dairesel kanal matrisini temsil eder. Alıcıda, çok taplı kanalı tek taplı kanala dönüştürmek için r_t 'ye aşağıdaki denklem (189)'daki gibi FFT uygulanır.

$$\Lambda^{-1} \times F \times r_t = [0 \quad \tilde{s} \quad 0 \quad \text{flip}(\tilde{s}^*)]^T \quad (189)$$

Burada $\tilde{s}$, denklem (158)'de verilen s vektörünün gürültülü versiyonunu gösterir. Λ matrisi, H kanal matrisinin özdeğerlerinden oluşan köşegen (diyagonal) matristir. H dairesel kanal matrisi ise $H = F^H \times \Lambda \times F$ olarak ifade edilebilir. Önerilen MPC yöntemi ve SLM birlikte kullanılmazsa, alıcının herhangi bir yan bilgi bilmesine gerek kalmaz ve alınan semboller aşağıda denklem (190)'de gösterildiği gibi dedekte edilebilir:

$$\hat{s}_k = c_j = \text{argmin}_j |\tilde{s}_k - c_j| \quad (190)$$

Genişletilmemiş j . orijinal takımyıldız noktası c_j ile gösterilir ve dedekte edilen k indeksli sembol, $(\tilde{s}_k)$ ile gösterilir. Ek olarak, s 'nin k . Elemanı, $\tilde{s}_k$ ile gösterilir. SLM yöntemi önerilen MPC yöntemi ile birlikte kullanılırsa, deteksiyon işlemi aşağıdaki denklem (191)'de verildiği gibi olacaktır:

$$\hat{s}_k = c_j = \text{argmin}_j |\tilde{s}_k - m_{i,k} c_j| \quad (191)$$

SLM yöntemini önerilen MPC yöntemiyle birlikte uygulamak için alıcının ağırlık matrisinin i . satırının k . ağırlık katsayısını bilmesi gerekir. Bunu başarmanın bir yolu, alıcının kullanılan belirli ağırlık matrisini (örneğin, bu tezde yapılan benzetimlerde olduğu gibi Hadamard matrisi, Rieman matrisi, Vandormende matrisi) zaten bildiğini varsayarak, satır numarası i 'yi alıcıya yan bilgi olarak göndermektir.

2.3.3. MPC Yöntemi Benzetim Senaryosu

Önerilen MPC yönteminde, rastgele bir değişkenin belirli bir eşiği aşma olasılığını tanımlayan tamamlayıcı kümülatif dağılım fonksiyonu (CCDF), PAPR performansını ölçmek için kullanılmıştır. CCDF, dB cinsinden PAPR'ın belirli bir eşik değeri y_0 'ı aşma

olasılığı, $CCDF = \Pr\left(10 \log_{10}\left(\frac{\max(\mathbf{s}_t \odot \mathbf{s}_t)}{E[\mathbf{s}_t \odot \mathbf{s}_t]}\right) > y_0\right) = \Pr(\text{PAPR}_{\text{dB}} > y_0)$ ifadesi ile hesaplanır. Ayrıca, bir PAPR düşürme yönteminin BER performansını kabul edilebilir bir seviyenin altına düşürmemesi gerektiğinden, BER performansı da analiz edilmiştir.

Önerilen çok noktalı takımyıldız (MPC) şeması, gelen bitlerin M-QAM takımyıldızları ile eşlendiği ve M takımyıldız noktasının her birine belirli sayıda alternatif takımyıldız noktaları eklendiği bir modülasyon şeması olarak düşünülmüştür. Bu alternatifler, orijinal takımyıldız noktalarının bir r parametresi tarafından kontrol edilen dikdörtgen veya dairesel bir alanda Δ adımlarla genişletilmesiyle oluşturulmuştur. Bu çalışmada, yukarıda **Algoritma 1'deki** işlem adımları ile verilen MPC'de r ve Δ sırasıyla, adım aralığı ve adım mesafesi olarak isimlendirilebilir. Bu direkt olarak dikdörtgensel MPC tekniği olarak isimlendirilir. Dikdörtgensel MPC tekniğinde, ekstra takımyıldız noktaları, orijinal takımyıldız noktalarının r adım aralığına kadar tüm Δ adım mesafeli tüm dikdörtgensel noktalar olacaktır.

Algoritma 1'de $r = r_m$ alınarak dikdörtgensel MPC, dairesel MPC ismini alır. Dairesel MPC'de r_m , adım aralık yarıçapı olarak isimlendirilmiştir. Yani ekstra takımyıldız noktaları, orijinal takımyıldız noktalarının r_m yarıçap uzağına kadar iki nokta arasında olan tüm noktaları içerecektir. r_m adım aralık yarıçapına kadar Δ adım mesafeli tüm dairesel noktalar olacaktır.

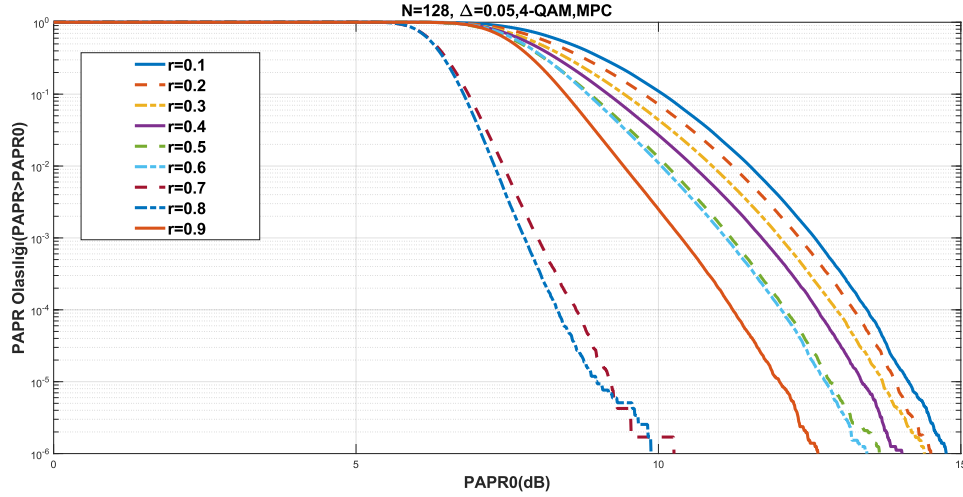
DPSO algoritması uygulanması durumunda, iterasyon ve parçacık sayısı sırasıyla K ve P ile temsil edilir. Denklem (186)'daki c_1 ve c_2 parametreleri 2 olarak ayarlanmıştır. M-QAM veri eşleşmesi ve haritalandırılması için 4-QAM ve 16-QAM modülasyonları (Yani $M = 4$ ve 16) kullanılmıştır. Ayrıca ağırlık matrisi (faz dizisi) bir $N \times N$ boyutunda bir Hadamard matrisinden oluşur ve SLM ve MPC yöntemleri $N = 64$ ve 128 alt taşıyıcı sayısı değerleri için ayrı ayrı ve birlikte uygulanır. MPC yönteminin SLM ile birlikte kullanılıp kullanılmadığına bakılmaksızın, DPSO'nun $K \times P$ IFFT işlemini gerçeklemesi gerekir.

2.3.4. Dikdörtgensel MPC Yöntemi Benzetim Sonuçları

Burada, dikdörtgensel MPC yöntemi kullanılması durumunda yapılan benzetimlerde $N = 64, 128$ ve 256, $\Delta = 0.05$, $M = 4$ ve/veya $M = 16$ olarak seçilmiştir. Adım

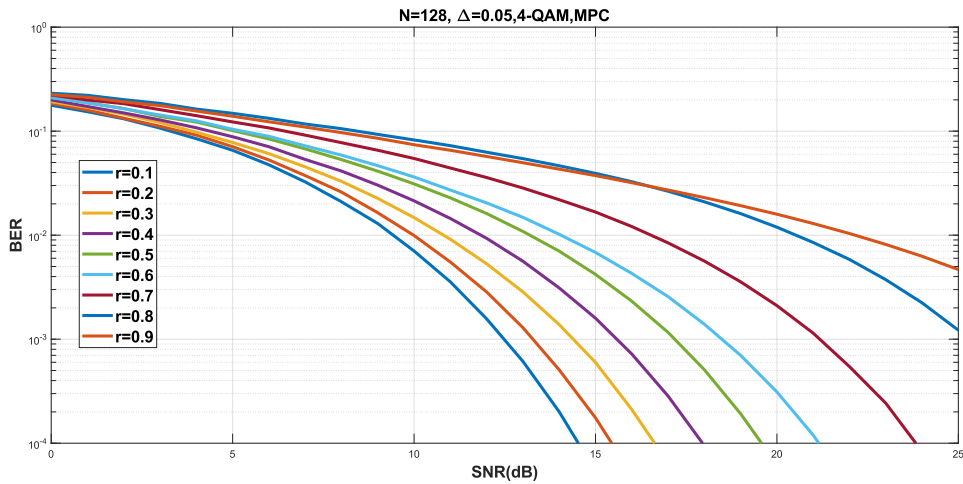
aralığı $r = 0.1 - 0.9$ arasında benzetimlere göre değişecek değerler seçilmiştir. K ve P , parçacık sayısı ve iterasyon sayısı ise yapılan benzetimlere göre farklılık gösterecektir. SLM PAPR düşürme yönteminde ise Hadamard matrisi kullanılmıştır. PAPR grafikleri elde edilen verilere göre 4 farklı türden biri veya daha fazlası olarak verilecektir. Birinci türde belirli bir $N = 64$ ve 128 taşıyıcı sayısı ve 4-QAM ve/veya 16-QAM ile $\Delta = 0.05$ adım mesafesi değerinde, değişen $r = 0.1, 0.2, \dots 0.9$ adım aralığı değerlerine göre değişen yalnızca dikdörtgensel MPC ile SLM + dikdörtgensel MPC PAPR grafikleri aynı eksen üzerinde verilecektir. İkinci türde ise sabit $r = 0.5$ ve $\Delta = 0.05$ değerlerinde $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayısına göre yalnızca dikdörtgensel MPC ile SLM + dikdörtgensel MPC grafikleri aynı eksen üzerinde verilecektir. Üçüncü türde ise sabit N taşıyıcı sayısı ve 4-QAM ve/veya 16-QAM'de sabit $r = 0.5$ ve $\Delta = 0.05$ değerlerinde yalnızca dikdörtgensel MPC ile SLM + dikdörtgensel MPC grafikleri aynı eksen üzerinde verilecektir. Dördüncü türde ise yalnızca SLM yöntemi, yalnızca dikdörtgenel MPC ve SLM + dikdörtgensel MPC yöntemlerinin karşılaştırmalı PAPR grafikleri verilecektir. Bunların dışında K ve P 'nin değişik değerlerine göre SLM + dikdörtgensel MPC yönteminin kullanılması durumunda oluşan PAPR grafikleri aynı eksen üzerinde olacak şekilde verilecektir. Tüm PAPR grafiklerinin hemen altında sayısal ve teknik analizler yapılacaktır. BER tarafında ise FEC sınır değeri olan 3×10^{-6} olasılık değerinde gerekli SNR değerinin altına uygun bir SNR'de düşülüp düşülmediğine bakılarak analiz yapılacaktır.

Aşağıdaki Şekil 102 ve 103'te, yalnızca dikdörtgensel MPC yönteminin kullanıldığı 4-QAM sistemdeki $K = 15$, $P = 25$ olması durumundaki PAPR ve BER performans grafikleri gösterilmiştir. Burada, $N = 128$, $M = 4$, $\Delta = 0.05$ ve $r=0.1-0.9$ arası düzgün artan değerler olacaktır.



Şekil 102. $N = 128$, $M = 4$ ve $\Delta = 0.05$ dikdörtgensel MPC PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 102'deki PAPR grafiğine bakıldığında, $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken en iyi PAPR değerinin $r = 0.8$ değerinde yaklaşık 9.89 dB olduğu görülmüştür. Burada $r = 0.1$ 'den 0.8 'e kadar PAPR değerinin düşüş gösterdiği $r = 0.9$ 'da ise artış gösterdiği görülmüştür. Bunun sebebi r değerinin bu değer ve sonraki değerlerinde, sisteme eklenen ekstra takımyıldız noktalarının PAPR değerlerini büyötmeye başlaması olabilir. Burada $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $r = 0.8$ olması durumunun $r = 0.1$ olması durumuna göre PAPR'da kazanç yaklaşık 4.88 dB olur.

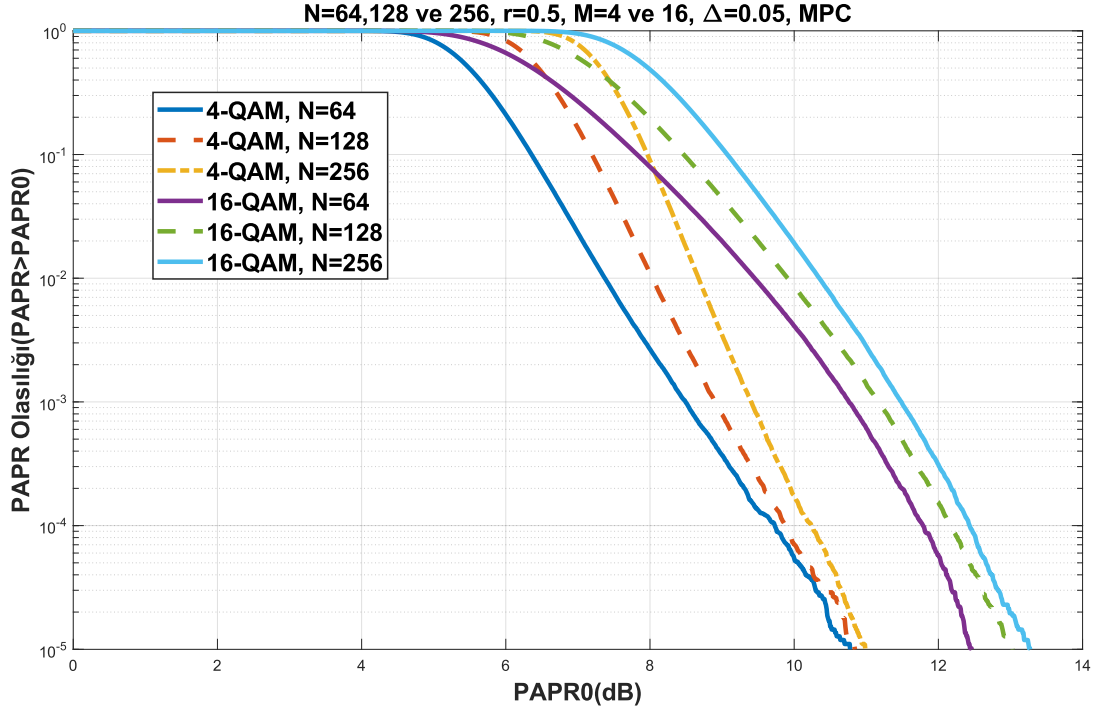


Şekil 103. $N = 128$, $M = 4$ ve $\Delta = 0.05$ dikdörtgensel MPC BER performansları

Yukarıdaki Şekil 103'teki BER grafiğine bakıldığında, $BER = 10^{-5}$ olması için gerekli SNR değerinin $r = 0.1$ olduğunda yaklaşık 14.3 dB olduğu görülmüştür. Burada $r = 0.1$ 'den 0.9 'a kadar sabit bir BER için gerekli SNR değerinin gittikçe arttığı

görülmektedir. PAPR olarak bir önceki grafikte en iyi değeri, $r = 0.8$ olduğu durum vermişti. $BER = 10^{-3}$ iken $r = 0.8$ olduğunda gerekli SNR değeri 25 dB civarındadır. Bu değer, BER için gerekli FEC sınır değeri için gerekli SNR değerinin altında bir değer olup haberleşme için tolere edilebilir bir değerdedir. $r = 0.9$ 'da ise BER performansı kötüleşmekte olduğu görülmektedir. r adım aralığı arttıkça sisteme eklenecek ekstra takımyıldız noktaları artmakta bu esnada da alıcı tarafta verinin dedeksiyon işleminde karmaşıklık artmakta bu da BER'i kötüleştirmekte olduğu söylenebilir.

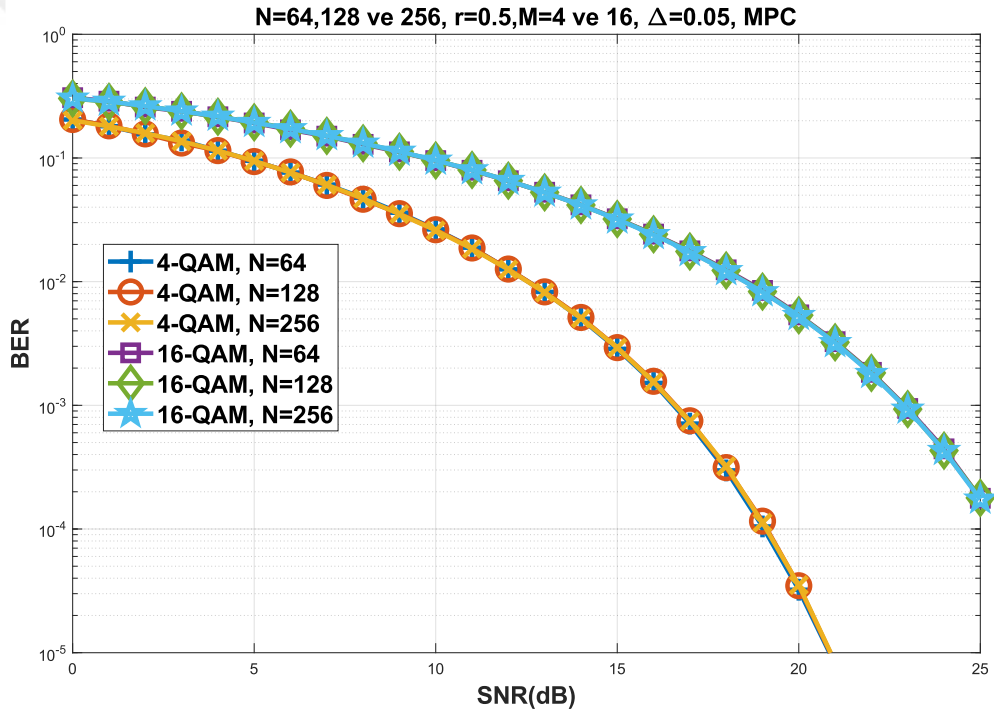
Aşağıdaki Şekil 104 ve 105'de, yalnızca dikdörtgensel MPC yöntemi kullanılması durumunda $r=0.5$, $\Delta = 0.05$, $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcılı 4-QAM ve 16-QAM modülasyonunda $K = 25$ ve $P = 15$ olarak karşılaştırmalı PAPR ve BER grafikleri çizilmiştir.



Şekil 104. $\Delta = 0.05$, değişen N ve M dikdörtgensel MPC PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 104'teki PAPR grafiğine bakıldığında, 4-QAM modülasyonlu $N = 64$ taşıyıcılı sistemde $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$ iken en düşük PAPR değeri yaklaşık 10.66 dB olmuştur. Bu durumda en büyük PAPR değeri, $N = 256$ taşıyıcılı sistem olması durumunda PAPR değeri yaklaşık 10.95 dB olarak ortaya çıkmıştır. Taşıyıcı sayısı arttığında PAPR değerinin de arttığı görülmüştür. Burada, $N = 64$ taşıyıcılı durumun $N = 256$ taşıyıcılı duruma göre yaklaşık 0.29 dB'lik bir PAPR kazancına sahip olduğu görülmüştür.

16-QAM modülasyonlu $N = 64$ taşıyıcılı sistemde $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$ iken en düşük $PAPR$ değeri yaklaşık 12.45 dB olmuştur. Bu durumda en büyük $PAPR$ değeri, $N = 256$ taşıyıcılı sistem olması durumunda $PAPR$ değeri 13.27 dB olarak ortaya çıkmıştır. Taşıyıcı sayısı arttığında $PAPR$ değerinin de arttığı görülmüştür. Burada, $N = 64$ taşıyıcılı durumun $N = 256$ taşıyıcılı duruma göre yaklaşık 0.82 dB'lik bir $PAPR$ kazancına sahip olduğu görülmüştür. Yukarıdaki $PAPR$ ve BER grafiklerine bakıldığında modülasyon seviyesi (M) ve taşıyıcı sayısı (N) arttıkça $PAPR$ değerinin arttığı açıkça görülmektedir. Örneğin $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$, $N = 64$ iken 4-QAM modülasyonu kullanılması durumunun 16-QAM modülasyonu kullanılması durumuna göre $PAPR$ 'da yaklaşık 1.79 dB'lik $PAPR$ kazanca sahip olduğu görülmüştür.

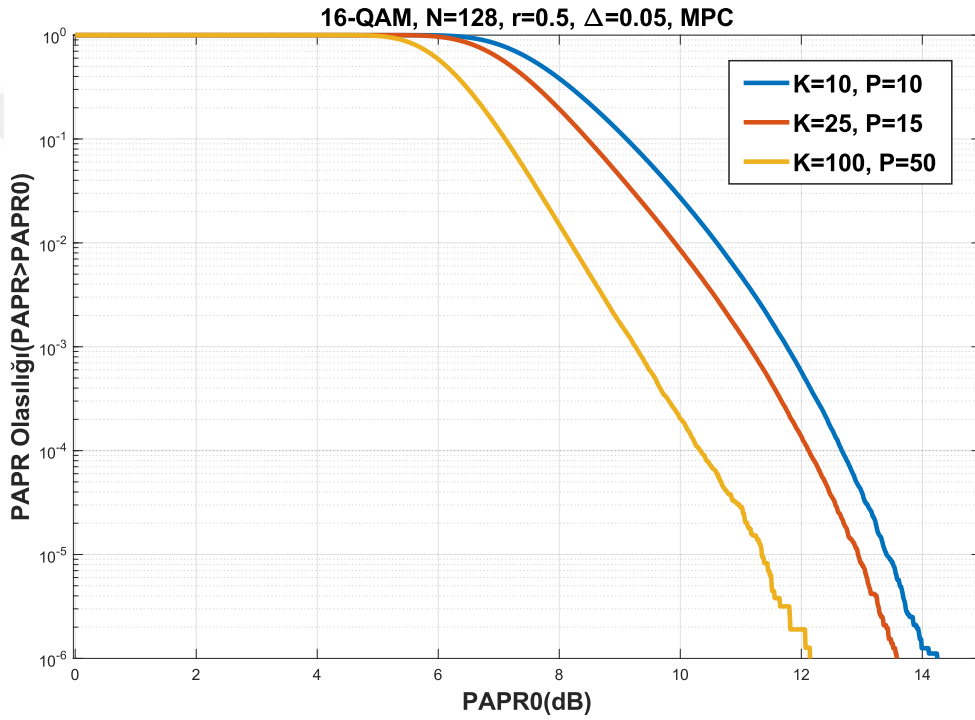


Şekil 105. $\Delta = 0.05$, değişen N ve M dikdörtgensel MPC BER performansları

Yukarıdaki Şekil 105'deki BER grafiğine bakıldığında, $N = 64$ taşıyıcılı 4-QAM modülasyonlu sistemde $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık 20.84 dB'dir. Bu durumda taşıyıcı sayısı arttıkça sabit bir BER için gerekli SNR değeri az miktarda artmaktadır. $N = 64$ taşıyıcılı 16-QAM modülasyonlu sistemde $BER = 10^{-3}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık 23 dB'dir. BER açısından FEC sınır değeri düşünüldüğünde bu SNR değeri kabul edilebilir bir SNR değeridir. Bu durumda da taşıyıcı sayısı arttıkça gerekli SNR değeri az miktarda artmaktadır. 4-QAM ve 16-QAM kullanıldığı her iki durumda da taşıyıcı

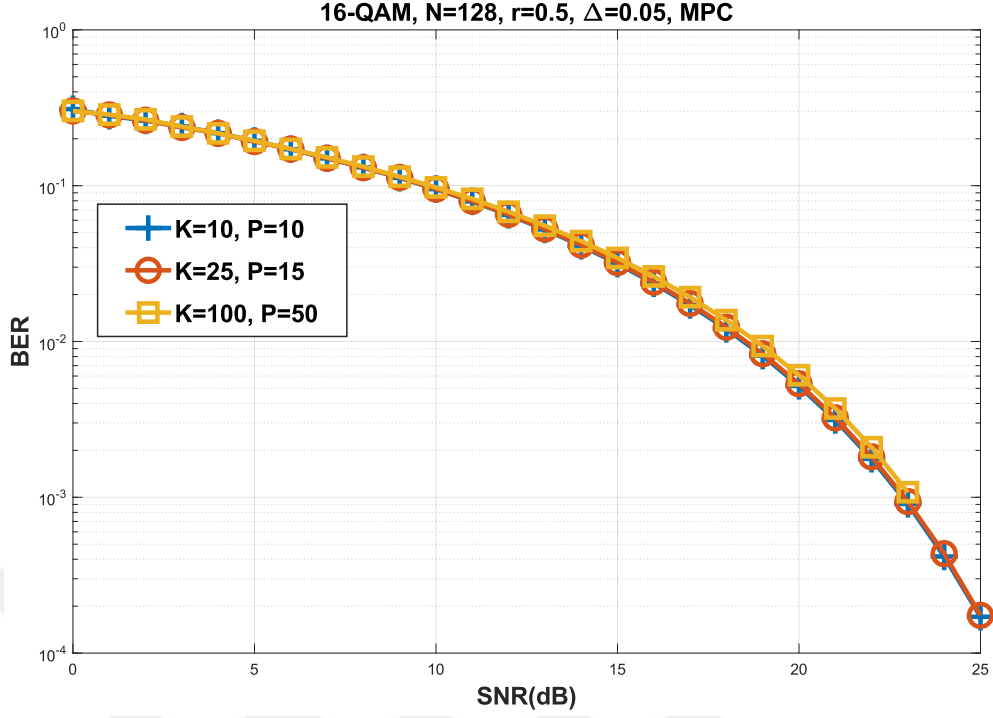
sayısı arttıkça sabit bir BER değerinde gerekli SNR değeri çok az değiştiği ve yaklaşık aynı kaldığı söylenebilir. $BER = 10^{-3}$ için 4-QAM olması durumunda gerekli SNR açısından 16-QAM olması durumuna göre yaklaşık 6.57 dB’lik bir SNR kazancına sahip olduğu görülmüştür.

Aşağıdaki Şekil 106 ve 107’de, yalnızca dikdörtgensel MPC yöntemi kullanılması durumunda $N = 128$ taşıyıcılı 16-QAM modülasyonunda çeşitli iterasyon sayısı (K) ve parçacık sayısı (P) değerlerinde karşılaştırmalı PAPR ve BER grafikleri çizilmiştir. Burada $r = 0.5$ ve $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır.



Şekil 106. $N = 128, M = 16$, değişen K ve P dikdörtgensel MPC PAPR performansları

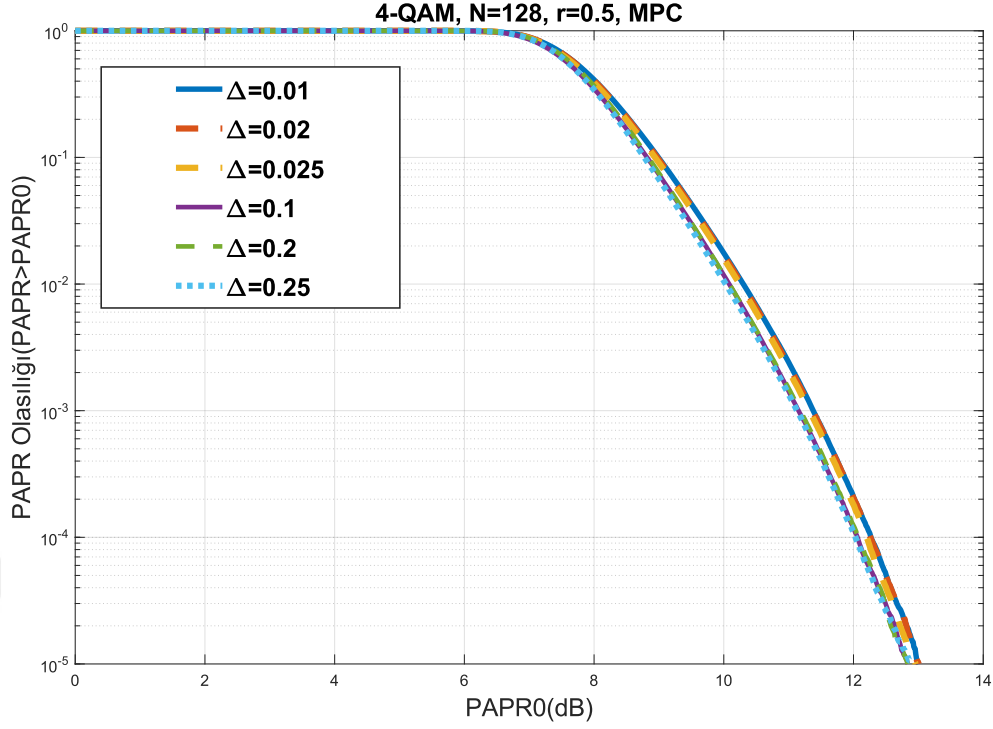
Yukarıdaki Şekil 106’deki PAPR grafiğine bakıldığında 16-QAM modülasyonlu ve $N = 128$ taşıyıcılı sistemde $PAPR \text{ olasılığı} = 10^{-6}$ olduğunda $K = 10$ ve $P = 10$ iken en düşük PAPR değeri olarak yaklaşık 12.16 dB değeri elde edilir. Burada $K = 100$ ve $P = 50$ iken elde edilen PAPR değeri yaklaşık 14.26 dB’dir. PAPR grafiğinde de görüleceği üzere K ve P arttıkça elde edilen PAPR değerleri azalacaktır. Çünkü kullanılan DPSO optimizasyon algoritmasında iterasyon ve parçacık sayısı arttıkça daha geniş bir uzayda en iyi PAPR değerleri araştırılacak ve bulunabilecektir. Fakat bu durumda MPC algoritmasının koşma süresi uzayacaktır bu da işlem karmaşıklığını artıracaktır.



Şekil 107. $N = 128$, $M = 16$, değişen K ve P dikdörtgensel MPC BER performansları

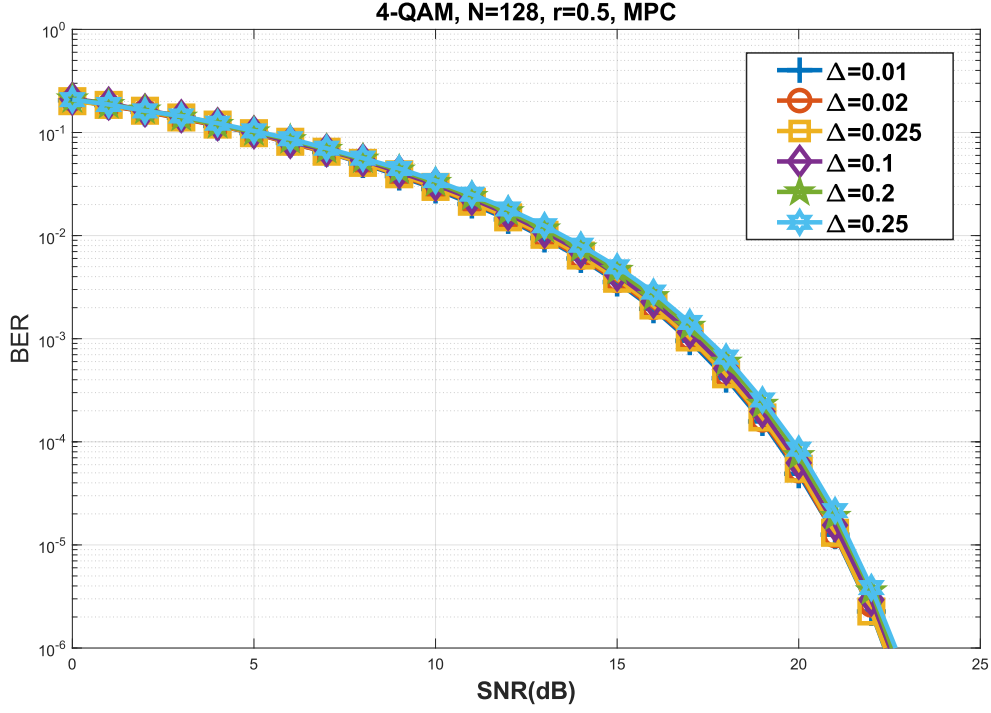
Yukarıdaki Şekil 107'deki BER grafiğine bakıldığında, 16-QAM modülasyonlu ve $N = 128$ taşıyıcılı sistemde $K = 10$ ve $P = 10$ iken $BER = 10^{-3}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık 24 dB en iyi SNR değerini almıştır. Bu SNR değeri, BER için olan FEC sınır değerine göre tolere edilebilir uygun bir değerdir. K ve P arttıkça sabit bir BER için gerekli SNR değerleri çok az artmakta hatta aynı kalıyor gibi düşünülebilir. MPC'de kullanılan DPSO optimizasyon algoritmasında iterasyon ve parçacık sayısı arttıkça daha geniş bir uzayda en iyi PAPR değerleri araştırılacak ve bulunabiliyorken, ekstra sisteme dahil olan takımyıldız noktalarının etrafında, alıcıdaki deteksiyon hatalarının artmış olmasından kaynaklandığı düşünülebilir.

Aşağıdaki Şekil 108 ve 109'da, yalnızca dikdörtgensel MPC yöntemi kullanılması durumunda $N = 128$ taşıyıcılı 4-QAM modülasyonunda $r = 0.5$ ve artan sayıda çeşitli Δ değerlerinde karşılaştırmalı PAPR ve BER grafiği çizilmiştir.



Şekil 108. $N = 128$, $M = 4$, değişen Δ dikdörtgensel MPC PAPR performansları

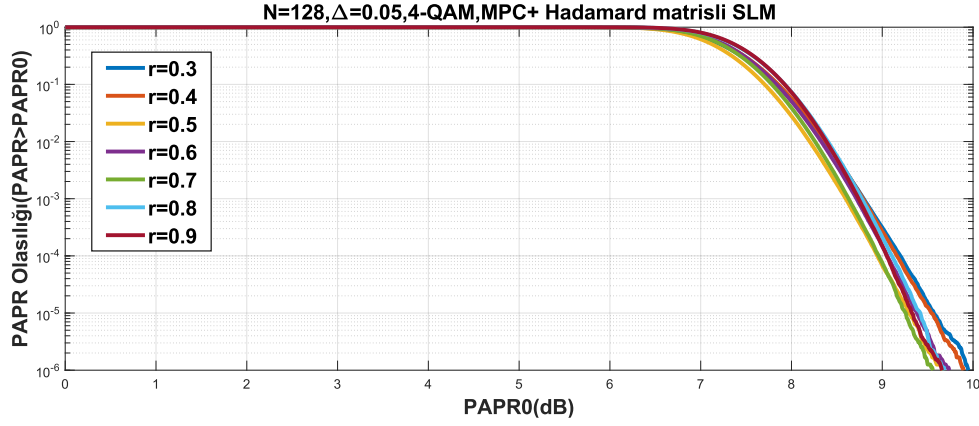
Yukarıdaki Şekil 108'deki PAPR grafiğine bakıldığında, $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$ iken $\Delta = 0.2$ olduğunda en düşük PAPR değerinin yaklaşık 12.83 dB olduğu görülmüştür. Grafikteki Δ değerleri içinde $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$ iken $\Delta = 0.01$ olduğunda en yüksek PAPR değerinin yaklaşık 13 dB olduğu görülmüştür. $\Delta = 0.25$ 'de PAPR değeri yaklaşık 12.89 dB değerini alarak $\Delta = 0.2$ 'deki PAPR değerine göre 0.06 dB 'lik bir kötüleşmeye sebep olmuştur. Bu ihmal edilecek kadar bir PAPR artışı olduğu söylenebilir. Burada, genel itibarıyla sabit bir r değerinde Δ değeri ($\Delta = 0.25$ değeri hariç) arttıkça PAPR değerinin çok az düştüğü söylenebilir. Δ değeri arttıkça sisteme eklenecek takımyıldız noktaları artacaktır ve bu da PAPR'ı düşürebilecektir. En düşük ve en yüksek PAPR arasındaki fark yaklaşık 0.17 dB 'dir.



Şekil 109. $N = 128$, $M = 4$, değişen Δ dikdörtgensel MPC BER performansları

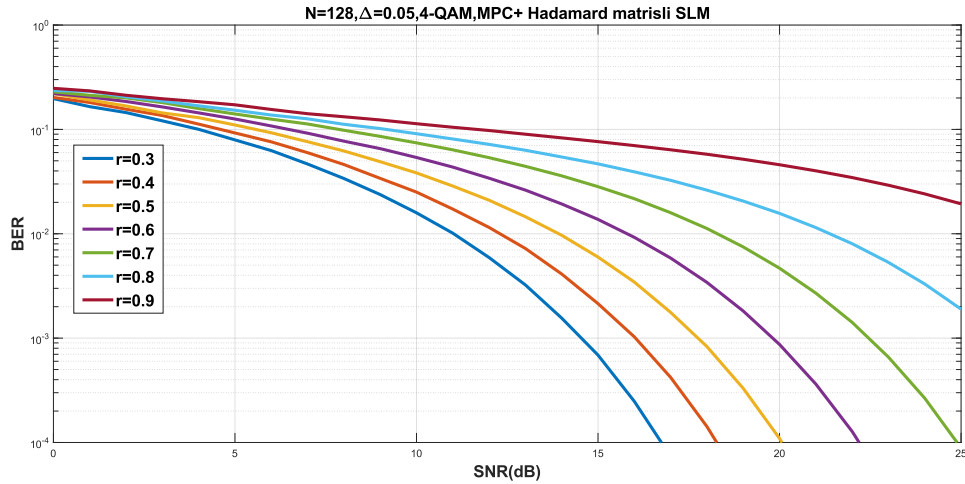
Yukarıdaki Şekil 109'daki BER grafiğine bakıldığında, en düşük PAPR değerini veren $\Delta = 0.2$ 'de $BER = 10^{-6}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık 22.5 dB olarak görülmüştür. Diğer Δ değerleri içinde aynı BER değeri için gerekli SNR değerleri birbirine çok yakındır ve yaklaşık 22.5 dB değeri civarında kümelenmiş olduğu görülmektedir.

Aşağıdaki Şekil 110 ve 111'de hadamard matrisinin kullanıldığı SLM yöntemiyle dikdörtgensel MPC yönteminin beraber kullanıldığı 4-QAM modülasyonlu $N = 128$ taşıyıcılı sistemlerde $r = 0.3 - 0.9$ arası düzgün artan r değerleri için aynı eksenle olacak şekilde karşılaştırmalı olarak PAPR ve BER performans grafikleri gösterilmiştir. Burada $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır.



Şekil 110. $N = 128, M = 4$ dikdörtgensel MPC+SLM yöntemi PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 110'daki PAPR grafiğine bakıldığında, $r = 0.3$ 'ten $r = 0.7$ 'ye kadar PAPR değeri azalmakta ve $r = 0.7$ 'de en düşük PAPR değerini almıştır. $r = 0.8$ ve $r = 0.9$ 'da ise bir önceki r değerlerine göre az bir farkla daha kötü PAPR değerleri elde edilmiştir. Burada, $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken ve $r = 0.7$ 'de yaklaşık olarak en küçük PAPR değeri olan 9.57 dB değeri elde edilmiştir. Burada, $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken ve $r = 0.3$ 'te en büyük PAPR değeri olan 9.96 dB değeri elde edilmiştir. $r = 0.7$ olduğu durumda, $r = 0.3$ olduğu duruma göre yaklaşık olarak 0.4 dB 'lik bir PAPR kazancı elde edilmiştir.

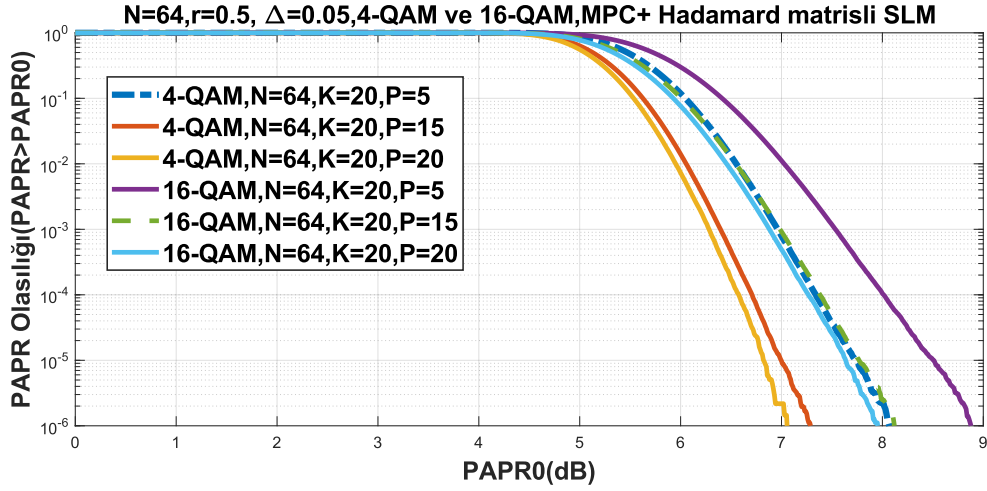


Şekil 111. $N = 128, M = 4$ dikdörtgensel MPC+SLM yöntemi BER performansları

Yukarıdaki Şekil 111'deki BER grafiğine bakıldığında, r arttıkça sabit bir BER değeri için gerekli SNR değerinin artmakta olduğu açıkça görülmüştür. Yani BER performansı biraz kötüleşmiştir. Burada en iyi durumda, $r = 0.3$ iken $BER = 10^{-5}$ olduğunda gerekli SNR

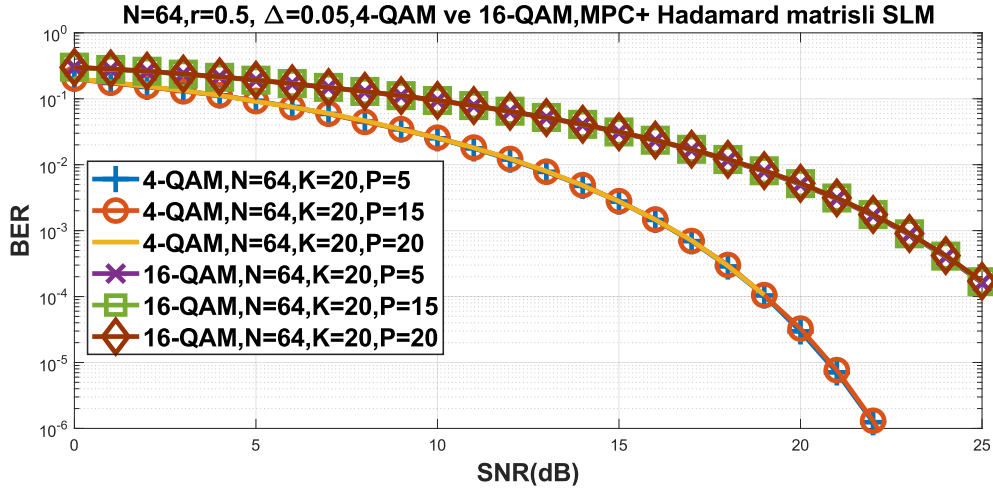
değeri yaklaşık 16.72 dB olur. Burada, PAPR için en düşük değerin alındığı durum olan $r = 0.7$ iken $BER = 10^{-5}$ olması için gerekli SNR değeri yaklaşık 24.16 dB olur. Burada, $BER = 10^{-5}$ iken ve $r = 0.7$ olduğu durumda, $r = 0.3$ olduğu duruma göre yaklaşık olarak 7.44 dB 'lik bir ekstra SNR değeri gerektirmektedir. BER-SNR değerlerine bakıldığında, sistem için gerekli BER-FEC limiti olan 3.8×10^{-3} değerinin altına uygun SNR değerlerinde indiği görülmüştür.

Aşağıdaki Şekil 112 ve 113'te, hadamard matrisinin kullanıldığı SLM yöntemiyle dikdörtgensel MPC yönteminin beraber kullanıldığı 4-QAM ve 16-QAM sistemlerdeki $N = 64$ taşıyıcı sayılarında sabit bir K değeri ve artan belirli P değerleri için aynı eksenle karşılaştırmalı olarak PAPR ve BER performans grafikleri gösterilmiştir. Burada $r = 0.5$ ve $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır.



Şekil 112. $N = 64$, değişen M , K ve P dikdörtgensel MPC+SLM PAPR performansları

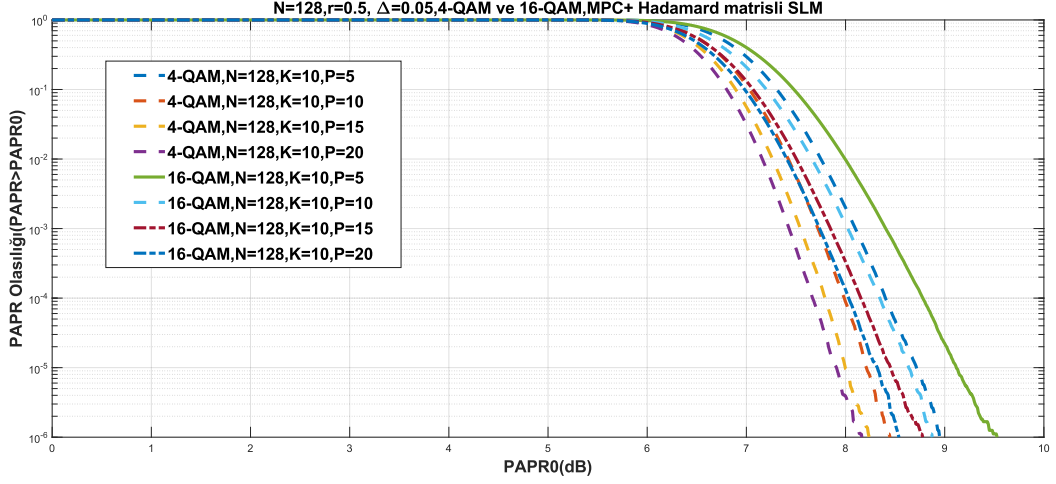
Yukarıdaki Şekil 112'deki PAPR grafiğine bakıldığında 4-QAM'de $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $K = 20$ ve $P = 20$ 'de PAPR değeri en düşük durumundadır ve yaklaşık 7.08 dB 'dir. Buradan da görüleceği üzere 4-QAM'de $K = 20$ sabitken iken P arttıkça PAPR performansı artmaktadır. 16-QAM modülasyonu kullanıldığında $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $K = 20$ ve $P = 20$ 'de PAPR değeri en iyi durumunda olduğu yaklaşık 7.96 dB 'dir. Buradan da görüleceği üzere 16-QAM'de $K = 20$ sabitken P arttıkça PAPR performansı artmaktadır. $N = 64$ taşıyıcı olması durumunda 4-QAM modülasyonu kullanıldığında 16-QAM kullanılması durumuna göre 0.88 dB 'lik bir kazanç elde edilmiştir.



Şekil 113. $N = 64$, değişen M , K ve P dikdörtgensel MPC+SLM performansları

Yukarıdaki Şekil 113'teki BER grafiğine bakıldığında 4-QAM modülasyonu kullanıldığında $K = 20$ sabitken P arttıkça BER performansının çok küçük farklarla değişmekte dolayısı ile aynı kaldığı söylenebilir. $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değerinin yaklaşık 22.5 dB olduğu görülmüştür. 4-QAM modülasyonu kullanıldığında $K = 20$ sabitken P arttıkça BER değeri çok küçük farklarla değişmekte dolayısı ile BER performansının aynı kaldığı söylenebilir. 16-QAM modülasyonu kullanıldığında $K = 20$ sabitken P arttıkça BER performansı yine çok küçük farklarla değişmekte dolayısı ile BER performansının aynı kaldığı söylenebilir. $BER = 10^{-3}$ FEC sınır değeri için grafiğe bakıldığında gerekli SNR değeri yaklaşık 23 dB olduğu görülmektedir. Bu değer haberleşme sistemi için kabul edilebilir bir değerdir.

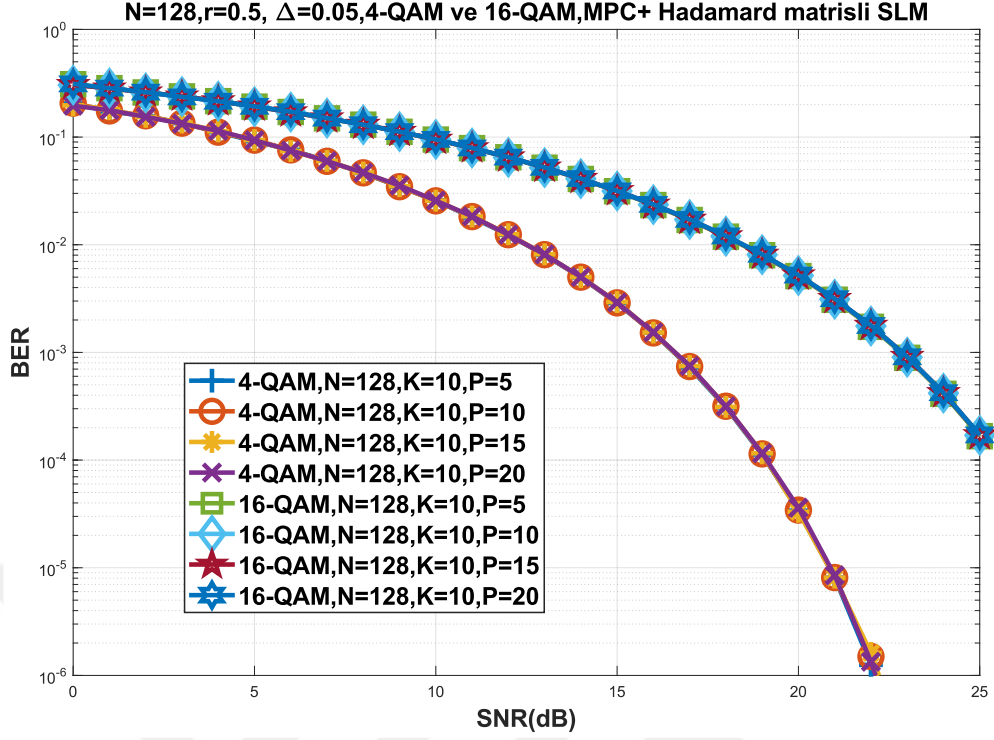
Aşağıdaki Şekil 114 ve 115'de, hadamard matrisinin kullanıldığı SLM yöntemiyle dikdörtgensel MPC yönteminin beraber kullanıldığı 4-QAM ve 16-QAM modülasyonlu sistemlerdeki $N = 128$ taşıyıcı sayısında artan sabit bir K değerinde artan belirli P değerleri için aynı eksenle karşılaştırmalı olarak PAPR ve BER performans grafikleri gösterilmiştir. Burada, Burada $r = 0.5$ ve $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır.



Şekil 114. $N = 128$, değişen M , K ve P dikdörtgensel MPC+SLM PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 114'teki PAPR grafiğine bakıldığında 4-QAM'de

$PAPR$ olasılığı 10^{-6} iken $K = 10$ ve $P = 20$ 'de $PAPR$ değeri en düşük durumunda olduğu yaklaşık 8.16 dB'dir. Buradan da görüleceği üzere 4-QAM'de $K = 10$ sabitken P arttıkça $PAPR$ performansı artmaktadır ($PAPR$ değeri düşmektedir). 16-QAM'de $PAPR$ olasılığı 10^{-6} iken $K = 10$ ve $P = 20$ 'de $PAPR$ değeri en düşük durumunda olduğu yaklaşık 8.55 dB değerini alır. Buradan da görüleceği üzere 16-QAM'de $K = 10$ sabitken P arttıkça $PAPR$ performansı artmaktadır. $N = 64$ taşıyıcı olması durumunda 4-QAM modülasyonu kullanıldığında 16-QAM kullanılması durumuna göre 0.39 dB'lik bir kazanç elde edilmiştir.



Şekil 115. $N = 128$, değişen M , K ve P dikdörtgensel MPC+SLM BER performansları

Yukarıdaki Şekil 115'deki BER grafiğine bakıldığında 4-QAM modülasyonu kullanıldığında $K = 10$ sabitken P arttıkça BER performansı çok küçük farklarla değişmekte dolayısı ile BER performansının aynı kaldığı söylenebilir. $BER = 10^{-6}$ iken gerekli SNR değerinin yaklaşık 23 dB olduğu görülmüştür. 16-QAM modülasyonu kullanıldığında $K = 10$ sabitken P arttıkça BER performansı yine çok küçük farklarla değişmekte dolayısı ile BER performansının aynı kaldığı söylenebilir. Yukarıdaki BER grafiğine bakıldığında $BER = 10^{-3}$ iken gerekli SNR değeri yaklaşık 24 dB olduğu görülmektedir. Bu değer haberleşme sistemi için kabul edilebilir bir değerdir ve SNR'de FEC sınır değeri için yeterlidir.

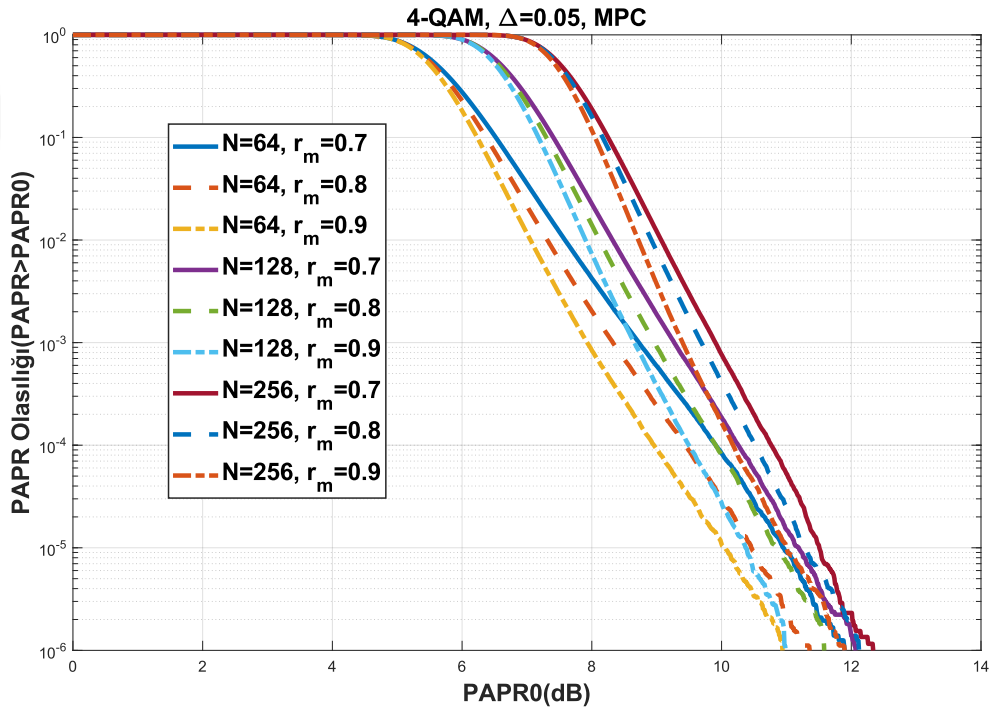
2.3.5. Dairesel MPC Yöntemi Benzetim Sonuçları

Dairesel MPC yönteminde $r = r_m$ alınarak dikdörtgensel MPC, dairesel MPC ismini almıştı. Dairesel MPC'de r_m , adım aralık yarıçapı olarak adlandırılmıştır Δ adım mesafesi'ne kadar r_m adım aralık yarıçaplı tüm dairesel noktalar yeni takımyıldız noktaları olacaktır.

Buradaki yapılan benzetimlerde, adım yarıçapı $r_m = 0.7, 0.8, 0.9$ ve adım mesafesi $\Delta = 0.05$ değerleri seçilmiştir. $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayılarında 4-QAM ve 16 QAM

modülasyonları kullanılmıştır. Burada, dikdörtgensel MPC’de yapılan benzetimlere paralel çeşitli PAPR ve BER benzetimleri yapıp her bir grafiğin altında bazı sayısal sonuçlar verilecektir.

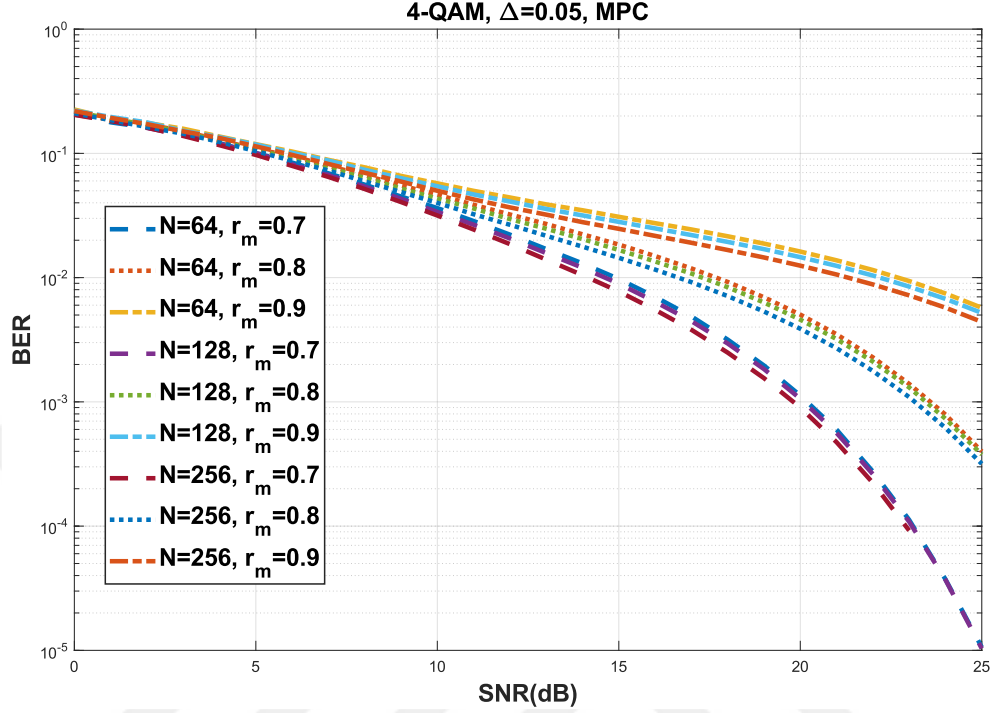
Aşağıdaki Şekil 116 ve 117’de, yalnızca dairesel MPC yöntemi kullanılması durumunda $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcılı 4-QAM modülasyonunda $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 olduğu durumda $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır. Bu değerlere bağlı olarak karşılaştırmalı PAPR ve BER grafikleri çizilmiştir. Optimizasyon için kullanılan DPSO’da $K = 25$, $P = 15$ olarak alınmıştır.



Şekil 116. $M = 4$, değişen N ve r_m dairesel MPC PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 116’deki PAPR grafiğine bakıldığında, 4-QAM modülasyonlu $\Delta = 0.05$ ve $r_m = 0.9$ olduğu sistemde $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $N = 64$ taşıyıcı, $N = 128$ taşıyıcı ve $N = 256$ taşıyıcı için en düşük PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık 10.93 dB, 10.99 dB ve 11.89 dB olarak görülmüştür. $r_m = 0.7$ olduğu sistemde $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $N = 64$, $N = 128$ ve $N = 256$ taşıyıcı için en yüksek PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık 11.89 dB, 12.06 dB ve 12.09 dB olarak görülmüştür. Her bir taşıyıcı sayısında r_m arttıkça PAPR değerlerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Ayrıca N taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin arttığı açıktır. $r_m = 0.9$ olduğu durumun $r_m = 0.7$ olması durumuna göre

PAPR kazançları, $N = 64$ taşıyıcı, $N = 128$ taşıyıcı ve $N = 256$ taşıyıcı için sırasıyla yaklaşık 0.96 dB , 1.07 dB ve 0.2 dB 'dir.



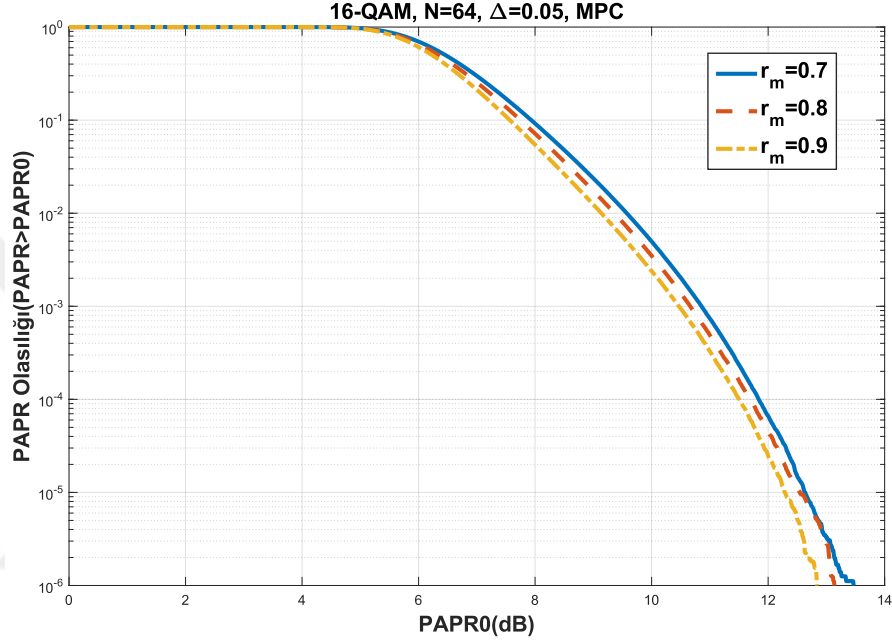
Şekil 117. $M = 4$, değişen N ve r_m dairesel MPC BER performansları

Yukarıdaki Şekil 117'deki BER grafiğine bakıldığında, 4-QAM modülasyonlu sistemde $\Delta = 0.05$ ve $r_m = 0.7$ iken $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayılarında $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değerleri birbirine çok yakın ve yaklaşık olarak 25 dB olarak en düşük değerlerini almaktadır. $N = 64$ taşıyıcı sayısında $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 için sırasıyla $BER = 10^{-5}$, $BER = 10^{-3}$ ve $BER = 10^{-2}$ olduğunda gerekli SNR değerleri yaklaşık olarak 25 dB , 24 dB ve 23 dB 'dir. $N = 128$ taşıyıcı sayısında $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 için sırasıyla $BER = 10^{-5}$, $BER = 10^{-3}$ ve $BER = 10^{-2}$ olduğunda gerekli SNR değerleri yaklaşık olarak 25 dB , 24 dB ve 22 dB 'dir. $N = 256$ taşıyıcı sayısında $BER = 10^{-5}$, $BER = 10^{-3}$ ve $BER = 10^{-2}$ olduğunda gerekli SNR değerleri yaklaşık olarak 25 dB , 23 dB ve 21 dB 'dir.

$N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayılarında $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 için sırasıyla olduğunda $BER = 10^{-2}, 10^{-3}$ ve 10^{-5} değerleri için gerekli SNR değerleri bu BER değerleri için gerekli SNR-FEC sınır değeri altındadır ve sistem için uygundur. Fakat, $r_m = 0.9$ için tüm $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayılarında BER performansı oldukça kötüleşmektedir. Fakat bu durumda gerekli SNR değerleri tolere edilebilir seviyededir. Burada N taşıyıcı sayısı

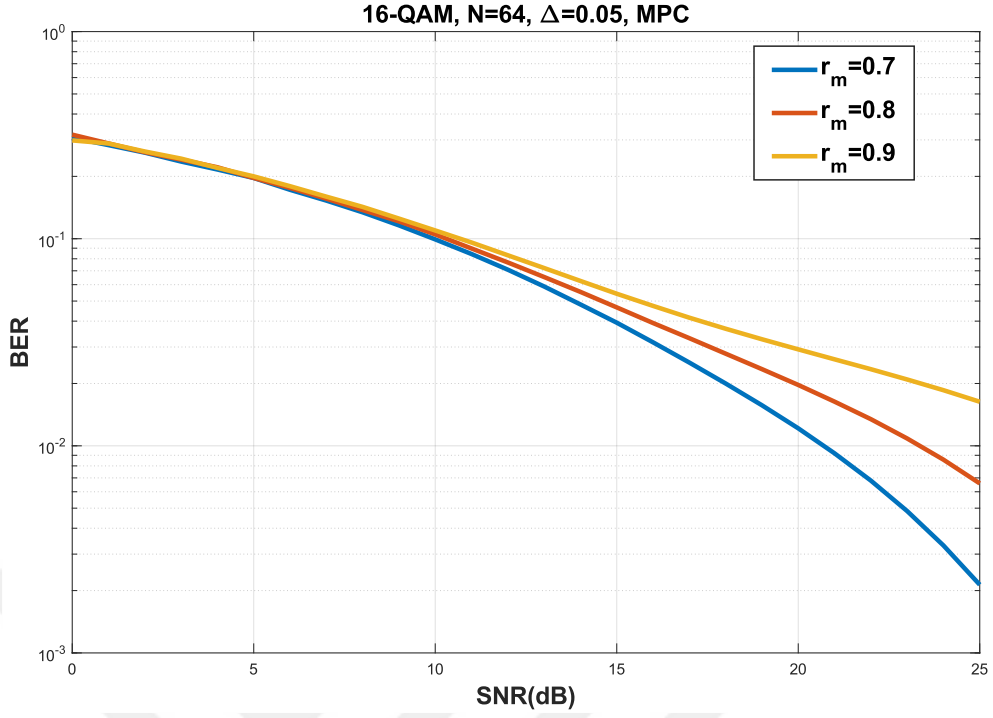
arttıkça BER performansının kötüleştiği söylenebilir. Ayrıca r_m arttıkça PAPR performansının da kötüleştiği açıkça görülmektedir.

Aşağıdaki Şekil 118 ve 119’da yalnızca dairesel MPC yönteminin kullanıldığı 16-QAM taşıyıcılı $N = 64$ taşıyıcılı sistemde $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 olması durumunda PAPR ve BER grafikleri çizilmiştir Optimizasyon için kullanılan DPSO’da $K = 25$, $P = 15$ olarak alınmıştır. Burada $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır.



Şekil 118. $N = 64, M = 16$ ve değişen r_m dairesel MPC PAPR performansları

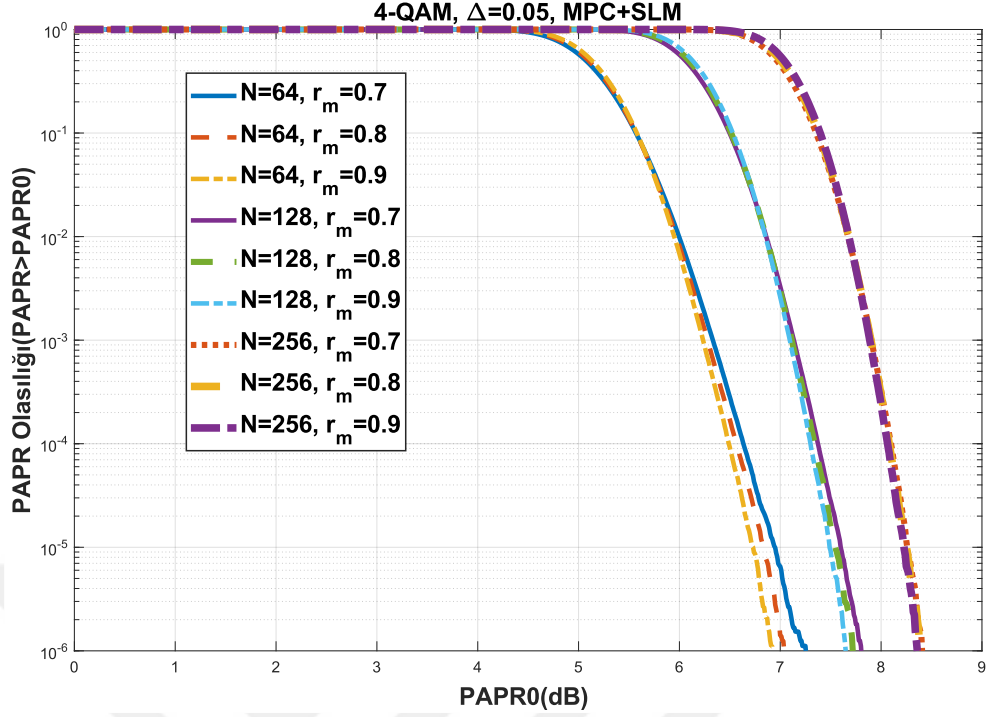
Yukarıdaki Şekil 118’deki PAPR grafiğine bakıldığında, $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 için PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık 13.48 dB, 13.15 dB ve 12.85 dB olarak görülmüştür. Burada, $r_m = 0.9$ olduğu durumda en düşük PAPR değeri ortaya çıkmıştır. Burada, r_m değeri arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $r_m = 0.9$ alındığı durumun $r_m = 0.7$ alındığı duruma göre PAPR kazancı yaklaşık 0.63 dB’dir.



Şekil 119. $N = 64, M = 16$ ve değişen r_m dairesel MPC BER performansları

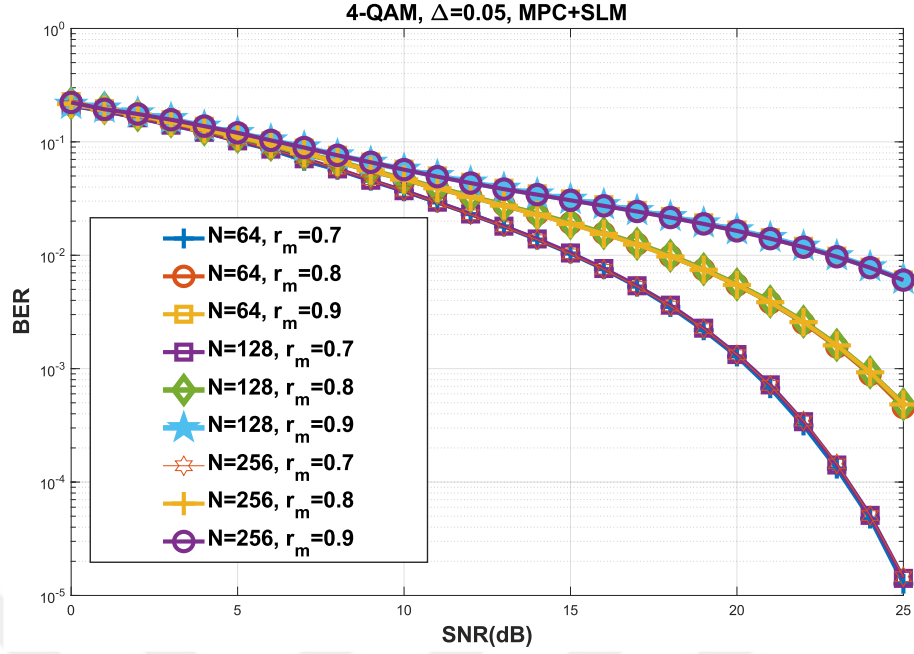
Yukarıdaki Şekil 119'daki BER grafiğine bakıldığında, $r_m = 0.7$ alındığında $BER = 2.3 \times 10^{-3}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık 25 dB 'dir. Bu, $BER = 3.8 \times 10^{-3}$ FEC sınır değeri için gerekli SNR değeri düşünüldüğünde kabul edilebilir bir değerdir. Fakat, $r_m = 0.8$ ve $r_m = 0.9$ alındığında BER performansının biraz daha kötüleştiği görülmektedir. Bu değerler kabul edilebilir seviyenin biraz altındadır. Burada r_m değeri arttıkça BER performansının kötüleştiği söylenebilir.

Aşağıdaki Şekil 120 ve 121'de, Hadamard matrisinin kullanıldığı SLM yöntemiyle dairesel MPC yönteminin beraber kullanıldığı 4-QAM modülasyonlu $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcılı sistemde $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 olması durumunda PAPR ve BER grafikleri çizilmiştir Optimizasyon için kullanılan DPSO'da $K = 25, P = 15$ olarak alınmıştır. Burada $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır.



Şekil 120. $M = 4$ değişen N ve r_m dairesel MPC+SLM PAPR performansları

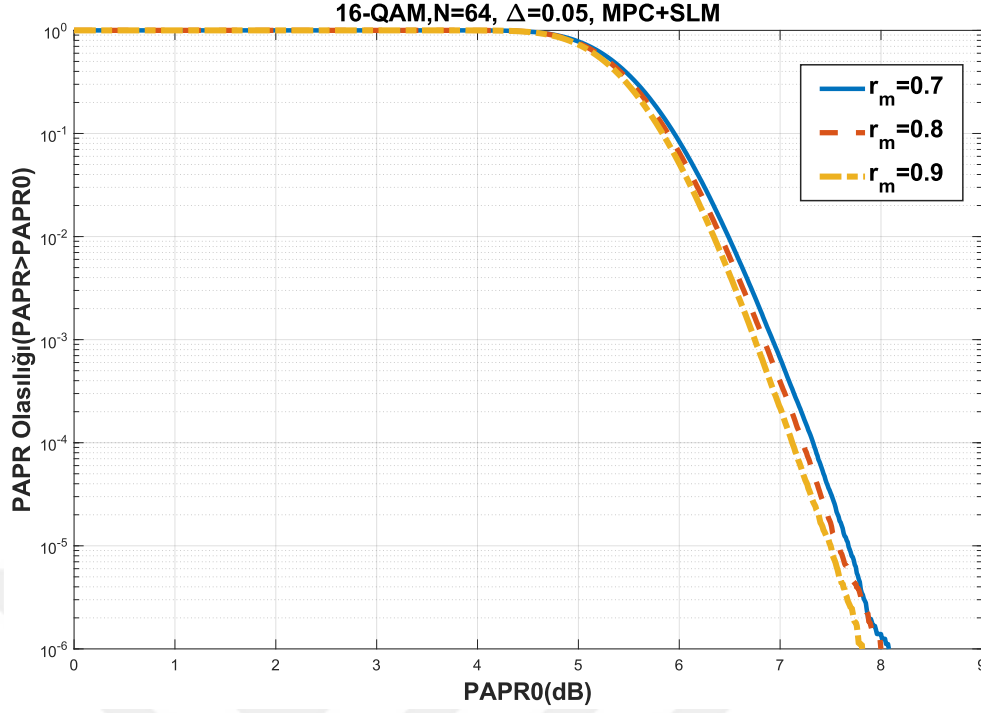
Yukarıdaki Şekil 120'deki PAPR grafiğine bakıldığında, 4-QAM modülasyonlu $\Delta = 0.05$ ve $r_m = 0.9$ olduğu sistemde $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $N = 64$ taşıyıcı, $N = 128$ taşıyıcı ve $N = 256$ taşıyıcı için en düşük PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık 6.93 dB , 7.67 dB ve 8.38 dB olarak görülmüştür. $r_m = 0.7$ olduğu sistemde $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $N = 64$ taşıyıcı, $N = 128$ taşıyıcı ve $N = 256$ taşıyıcı için en yüksek PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık 7.27 dB , 7.82 dB ve 8.42 dB olarak görülmüştür. Her bir taşıyıcı sayısında r_m arttıkça PAPR değerlerinin düştüğü açıkça görülmektedir. Ayrıca N taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin arttığı açıktır. $r_m = 0.9$ olduğu durumun $r_m = 0.7$ olması durumuna göre PAPR kazançları, $N = 64$ taşıyıcı, $N = 128$ taşıyıcı ve $N = 256$ taşıyıcı için sırasıyla yaklaşık 0.34 dB , 0.15 dB ve 0.04 dB 'dir.



Şekil 121. $M = 4$ değişen N ve r_m dairesel MPC+SLM BER performansları

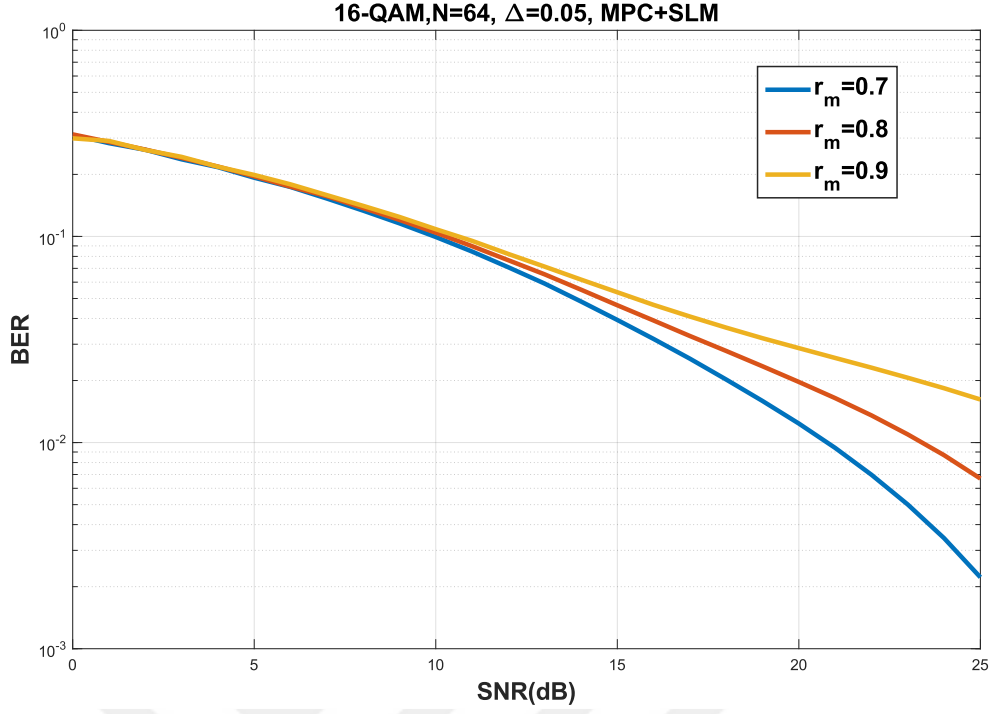
Yukarıdaki Şekil 121'deki BER grafiğine bakıldığında, 4-QAM modülasyonlu sistemde $\Delta = 0.05$ ve $r_m = 0.7$ iken $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayılarında belirli bir BER için gerekli SNR, en düşük değerini almaktadır. $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayılarında $r_m = 0.7$ iken $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değerleri birbirine çok yakın ve yaklaşık olarak 25 dB'dir. $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayılarında $r_m = 0.8$ iken $BER = 10^{-3}$ için gerekli SNR değerleri birbirine çok yakın ve yaklaşık olarak 24 dB'dir. $N = 64, 128$ ve 256 taşıyıcı sayılarında $r_m = 0.9$ iken $BER = 10^{-2}$ için gerekli SNR değerleri yaklaşık olarak 23 dB olarak görülmüştür. $r_m = 0.8$ için $BER = 10^{-3}$ için elde edilen gerekli SNR değeri bu BER için gerekli BER-FEC sınır değeri altındadır ve sistem için uygundur. Fakat, $r_m = 0.9$ için BER performansı oldukça kötüleşmektedir. Burada N taşıyıcı sayısı arttıkça BER performansının kötüleştiği söylenebilir. Ayrıca r_m arttıkça BER performansı da kötüleştiği açıkça görülmektedir.

Aşağıdaki Şekil 122 ve 123'te Hadamard matrisli SLM yöntemiyle dairesel MPC yönteminin beraber kullanıldığı 16-QAM taşıyıcılı $N = 64$ taşıyıcılı sistemde $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 olması durumunda PAPR ve BER grafikleri çizilmiştir. Optimizasyon için kullanılan DPSO'da $K = 25, P = 15$ olarak alınmıştır. Burada $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır.



Şekil 122. $N = 64$, $M = 16$ ve değişen r_m dairesel MPC+SLM PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 122’deki PAPR grafiğine bakıldığında, $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $r_m = 0.7, 0.8$ ve 0.9 için PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık 8.07 dB , 7.98 dB ve 7.83 dB olarak görülmüştür. Burada, $r_m = 0.9$ olduğu durumda en düşük PAPR değeri ortaya çıkmıştır. Burada, r_m değeri arttıkça PAPR değerinin düştüğü açıkça görülmektedir. $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $r_m = 0.9$ alındığı durumun $r_m = 0.7$ alındığı duruma göre PAPR kazancı yaklaşık 0.24 dB ’dir.

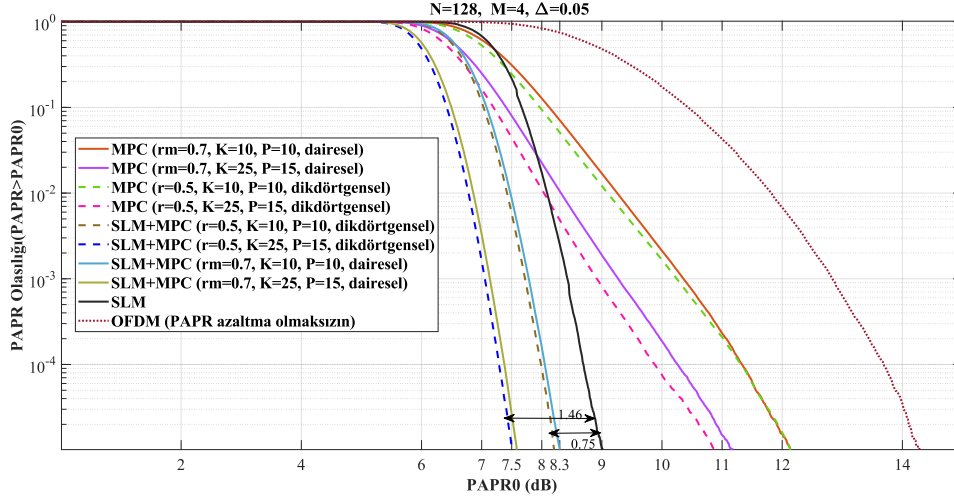


Şekil 123. $N = 64$, $M = 16$ ve değişen r_m dairesel MPC+SLM BER performansları

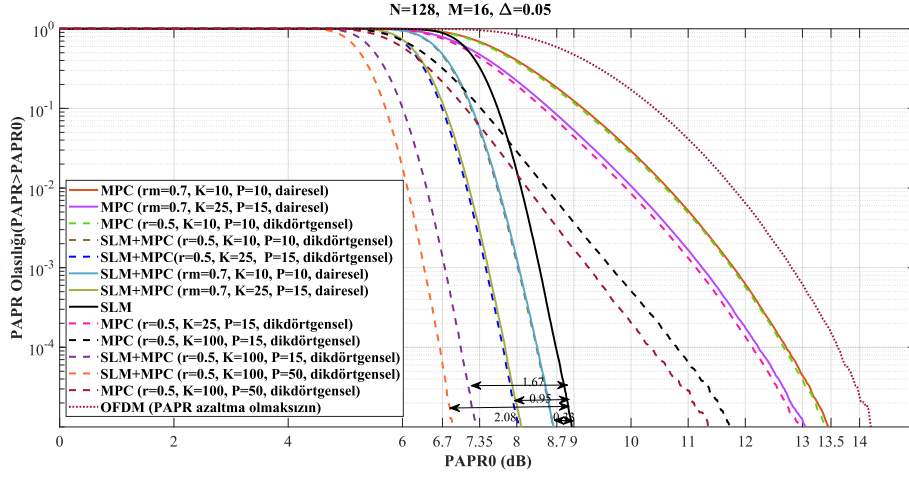
Yukarıdaki Şekil 123'teki BER grafiğine bakıldığında, $r_m = 0.7$ alındığında $BER = 2.2 \times 10^{-3}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık 25 dB'dir. Bu, $BER = 3.8 \times 10^{-3}$ FEC sınır değeri için gerekli SNR değeri düşünüldüğünde kabul edilebilir bir değerdir. Fakat, $r_m = 0.8$ ve $r_m = 0.9$ alındığında BER performansının biraz daha kötüleştiği görülmektedir. Bu değerler kabul edilebilir seviyenin biraz altındadır. Burada r_m değeri arttıkça BER performansının kötüleştiği söylenebilir.

2.3.6. MPC ve SLM Performans Karşılaştırmaları

Aşağıdaki Şekil 124 ve 125'de sırasıyla 4-QAM ve 16-QAM modülasyonlu $N=128$ taşıyıcılı VLC için toplu performans karşılaştırmalı grafikler verilmiştir. Burada $\Delta = 0.05$ olarak alınmıştır. Bu grafiklerde dikdörtgensel MPC, dairesel MPC, SLM, dikdörtgensel MPC+SLM, dairesel MPC ve VLC-OFDM (DCO-OFDM) gibi teknikler kendi arasında performans açısından toplu olarak karşılaştırılmıştır.



Şekil 124. $N = 128, M = 4$ ve $\Delta = 0.05$ PAPR Performans karşılaştırmaları



Şekil 125. $N = 128, M = 16$ ve $\Delta = 0.05$ PAPR Performans karşılaştırmaları

Şekil 124 ve 125, dikdörtgen genişletilmiş takımyıldızların $M = 4(4 - QAM)$, $M = 16(16 - QAM)$ ve $N = 128$ taşıyıcı sayısında en iyi PAPR performansını sunan durumlar gösterilmektedir. MPC yöntemi tek başına SLM yönteminin PAPR performansını aşamazken, önerilen MPC yönteminin SLM ile birleştirilmesi daha iyi PAPR performansı sağlayabilir. SLM'de, 128×128 boyutlu ağırlık matrisinin en düşük PAPR'a sahip satırını belirlemek için tüm satırlar değerlendirildiğinden, $N = 128$ için 128 IFFT işlemi gereklidir. Bununla birlikte, birleşik SLM ve MPC yöntemi, hem $M = 4$ hem de $M = 16$ için tek başına SLM'den daha iyi PAPR performansı elde etmek için $K \times P = 10 \times 10 = 100$ IFFT işlemi gerektirir. Önerilen yöntem, Şekil 124'te gösterildiği gibi, sadece 247 daha fazla IFFT hesaplama maliyeti ile SLM'den 1.46 dB daha fazla kazanç sağlayabilir. Bununla birlikte,

$128 - 100 = 28$ daha az IFFT hesaplaması için, önerilen yöntem SLM'den $0,75 \text{ dB}$ daha fazla kazanç sağlar. Şekil 125, ayrıca $M=16$ (16-QAM) için önerilen yöntemin PAPR performansını inceleyerek parçacık ve iterasyon sayısının artırılmasının daha fazla PAPR düşme kazancı sağladığını göstermektedir. SLM ve MPC birleştirildiğinde, SLM'ye kıyasla PAPR azaltma kazancı 2.08 dB 'ye kadar ulaşmaktadır.

Tablo 13. İleri hata düzeltme (FEC) limit performansları

Modülasyon				
4-QAM			16-QAM	
SLM	SNR for FEC limit (3.8×10^{-3})		SNR for FEC limit (3.8×10^{-3})	
	10.7 dB		17.3 dB	
	Dairesel genişleme(dB)	Dikdörtgensel genişleme (dB)	Dairesel genişleme(dB)	Dikdörtgensel genişleme (dB)
MPC	17.5	14.55	23.9	20.6
SLM + MPC	17.5	14.55	23.9	20.6

DPSO'da iterasyon sayısı (K) ve parçacık sayısı (P) için uygun değerlerin seçilmesinin hem daha düşük PAPR hem de daha az hesaplama yükü ile sonuçlanabileceği düşünülmektedir. Tablo 13, MPC, SLM+MPC ve SLM tekniklerinin $3,8 \times 10^{-3}$ BER değerine ulaşması için gerekli SNR seviyelerini göstermektedir. Bu BER değeri, $N = 128$ kullanıldığında ileri hata düzeltme (FEC) için kabul edilen eşiği temsil etmektedir. MPC ve SLM+MPC yöntemlerinin BER performansı DPSO algoritmasının K ve P değerlerinden etkilenmemektedir. Önerilen MPC yöntemi kullanıldığında, takımyıldız noktalarının dikdörtgen bir uzantısı kullanılarak optimum BER performansı elde edilir.

Sonuçlar, DPSO ile en düşük PAPR değeri için optimizasyon yapılırken, dikdörtgen genişletilmiş takımyıldız noktaları ve SLM yönteminin birlikte kullanılmasıyla FEC sınır BER değerinin kabul edilebilir bir SNR değerinde elde edilebileceğini göstermektedir. Ancak Tablo 13'de sunulan sonuçlar hesaplanırken LED'lerin eşik (V_{th}) ve doyma (V_{sat}) gerilim seviyeleri ile tanımlanan dinamik aralığı dışındaki kırpma değerlerinin dikkate

alınmadığı unutulmamalıdır. IFFT çıkışında elde edilen değerlerin aydınlatma için LED'in dinamik aralığı içinde kalmasını sağlamak için bir ölçeklendirme faktörü (α_s) ile çarpılması gerekir (Yu & Zhou, 2013). Ek olarak, iletilecek IFFT çıkışına bir DC bias değeri (V_{dc}) eklenmelidir. İletilecek IFFT çıkışının ölçeklendirilmiş ve DC eklenmiş versiyonu ($S_{t,ölçeklenmiş}$) olarak aşağıdaki denklem (192)'da gösterilmiştir:

$$S_{t,ölçeklenmiş} = \alpha_s S_t + V_{dc} \quad (192)$$

Küçük bir ölçekleme faktörü, sinyalin bilgi taşıyan kısmının gücünün düşük olduğunu gösterir. Bu çalışmada Cree Xlamp XB-H veri sayfası değerleri olan $V_{sat} = 3.15$ V.ve $V_{th} = 2.65$ V kullanılmıştır. Yapılan benzetimlerde, V_{dc} olarak 3 V DC öngerilimleme değeri kullanılmıştır. $M = 16$, $N = 128$, $K = 100$ ve $P = 25$ parametreleriyle, LED'in dinamik bölgede olmasını sağlamak ve kırpmayı önlemek için her OFDM bloğu için bir ölçekleme faktörü α_s hesaplanmıştır. Ölçeklendirilmiş IFFT çıkışının gücü p_{signal} olarak gösterilir ve 20.000 OFDM bloğunun ortalaması için SLM+MPC, SLM ve herhangi bir PAPR azaltımı olmadan sırasıyla $-21,4833$ dB, $-23,0209$ dB ve $-23,8146$ dB değerlerine sahiptir. SLM+MPC yöntemi SLM yöntemine göre $1,5376$ dB daha fazla sinyal gücü sağlamıştır, bu da aynı alıcı için daha yüksek bir SNR değeriyle sonuçlanabilir.

MPC Yöntemi Elde edilen Sonuçlar ve Öneriler

Bu çalışmada DCO-OFDM yönteminde daha düşük PAPR elde etmek için çok noktalı takımyıldız (MPC) yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem, $N = 128$ taşıyıcı ve 16-QAM modülasyonu için PAPR değerini DCO-OFDM'ye kıyasla 7 dB azaltabilir. Önerilen yöntemde alternatif takımyıldız noktalarını bulmak için ayırık parçacık sürü optimizasyonu kullanılmıştır. İterasyonlar ve parçacık sayısı artırıldığında, önerilen yöntem yüksek işlem yükü pahasına daha iyi bir PAPR azaltımı gerçekleştirir. Burada, minimum iterasyon ve parçacık sayısı 10 olarak seçilmiştir ve DCO-OFDM ile karşılaştırıldığında yaklaşık 6 dB kazanç elde edilmiştir. Önerilen yöntemler bir VLC-DCO-OFDM sistemine uygulanmış olsa da, optik ve RF iletişim için önerilen OFDM sistemlerinin çoğunda da kullanılabilirler. İşlem yükünü azaltmak için, orijinal takımyıldız noktalarının PAPR değeri belirli bir eşik değerinin üzerinde olduğunda önerilen yöntem kullanılabilir. Gelecek çalışmalar önerilen yöntemi deneysel olarak uygulayacaktır. Ayrıca, DPSO'nun yanı sıra diğer metasezgisel yöntemler de test edilecek ve elde edilen performanslar hesaplama iş yükleri göz önünde bulundurularak

karşılaştırılacaktır. Önerilen yöntem ve SLM birlikte kullanıldığında, ağırlık katsayıları Hadamard matrisinin satırlarından seçilir. Bu ağırlık katsayıları alternatif takımyıldız noktaları ile çarpılır ve elde edilen yeni örnek değerler IFFT işlemine tabi tutulur.

Gelecekte, önerilen MPC yöntemi de dahil olmak üzere belirli sayıda matrisin rastgele üretilmesini ve PAPR'ı en aza indirmek için bu matrislerden birinin seçilmesini içeren bir PAPR azaltma yöntemi araştırılacaktır.

2.4. DCO-OFDM Sistemlerinde Gauss Ön-kodlama ile PAPR Düşürülmesi

Ön-kodlama kullanan PAPR azaltma stratejilerinde (yani ayrık kosinüs dönüşümü (DCT), zadoff-chu dönüşümü (ZCT), ayrık Fourier dönüşümü (DFT) (Xu vd., 2014), walsh-hadamard dönüşümü (WHT)) (Zhang vd., 2016) , ayrık hartley dönüşümü (DHT (Doblado vd., 2015) ve vandermonde benzeri matris (VLM) dönüşümü (Xiao vd.i 2015), verici OFDM çerçevesinde IFFT bloğundan önce modüle edilmiş veriyi bir ön-kodlama matrisi ile çarpar. Bunu takiben, alıcı orijinal veriyi almak için FFT bloğundan sonra ters ön-kodlama matrisini kullanır. Ön-kodlamanın göze çarpan özelliklerinden biri, sinyal bağımsızlığı, sinyalleşme ek yükü gerekliliklerinin ortadan kaldırılması ve BER performansı üzerinde minimum etkiyi kapsayan çoklu faydalarıdır (Tan, 2016).

Bu çalışmada, bir VLC sistemindeki geleneksel DCO-OFDM'nin ön-kodlama süreci, bir Gauss matrisinin (GM) kullanılmasıyla kolaylaştırılmıştır. Esasen, aday ön-kodlama matrisleri olarak işlev görmek üzere belirlenmiş bir GM kümesi, M_g , oluşturulur. Bu Gauss matrisleri bir kez oluşturulur ve iletişim süreci boyunca sabit kalır, hem verici hem de alıcı bunların varlığından haberdardır.

Verici tarafında, her bir aday Gauss ön-kodlama matrisinin PAPR performansı bağımsız olarak değerlendirilir. Daha sonra, en düşük PAPR sergileyen ön-kodlama matrisi seçilir ve buna karşılık gelen indeks alıcıya yan bilgi olarak iletilir. Çalışmanın sonuçları, önerilen Gauss ön-kodlama yöntemiyle elde edilen PAPR performansının DCT ön-kodlamasından daha iyi olduğunu ortaya koymaktadır. Dahası, Gauss ön-kodlama yönteminin μ -Yasası ile bütünleştirilmesi PAPR performansında daha fazla iyileşme sağlamaktadır.

Bu bölümdeki çalışma boyunca, kalın küçük harfler vektörleri, kalın büyük harfler ise matrisleri ifade eder. $[\cdot]^T$ bir vektörün veya matrisin transpozisini, z^* z'nin karmaşık eşleniğini ve $E[\cdot]$ ise beklenti değerini ifade eder.

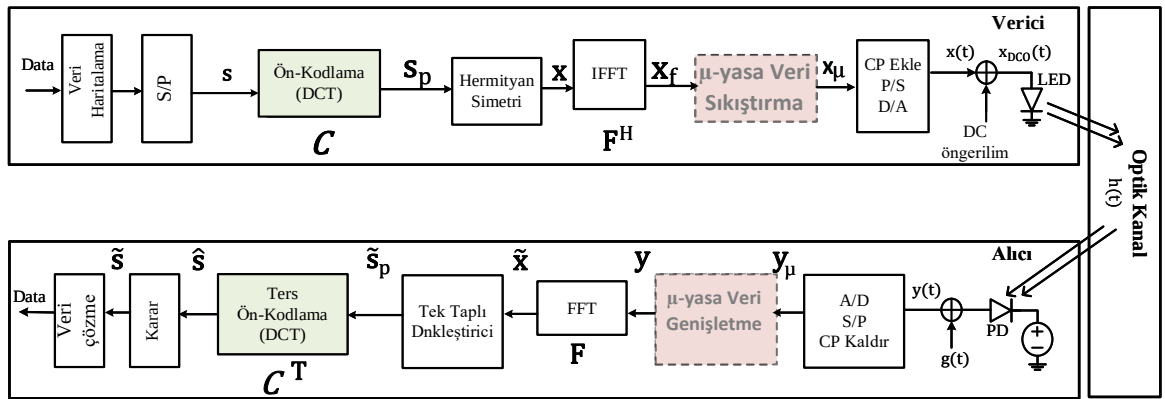
2.5. DCO-OFDM'de Ön-Kodlama Tekniklerinin Kullanılması

Burada, DCT ön-kodlamalı DCO-OFDM yöntemi, μ -yasa veri sıkıştırma yönteminin DCO-OFDM'de kullanıldığı yöntem, Gauss matrisi (GM) ön-kodlamalı önerilen yöntemin DCO-OFDM'de kullanıldığı yöntem, DCT ön-kodlama ile μ -yasa veri sıkıştırma yönteminin birlikte DCO-OFDM'de kullanıldığı yöntem ve Gauss ön-kodlama ile μ -yasa veri sıkıştırma yönteminin birlikte DCO-OFDM'de kullanıldığı yöntemlerin benzetimleri yapılacaktır. Bu benzetimler sonucunda oluşan PAPR ve BER grafikleri gösterilip bu grafiklerin hemen altında sayısal analiz ve yorumlamalar yapılacaktır.

2.5.1. DCT Ön-Kodlamalı DCO-OFDM

Geleneksel DCT ön-kodlamalı DCO-OFDM sistemi (Dissanayake & Armstrong, 2013) blok diyagramı Şekil 126'da gösterilmiştir:

Aşağıdaki Şekil 126 (a)'da DCT ön-kodlamalı DCO-OFDM (pembe kutular olmadan), Şekil 126 (b)'de ise DCT ön-kodlamalı ve μ -law sıkıştırmalı DCO-OFDM (pembe kutularla) blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 126. (a) DCT ön-kod (b) DCT ön-kod+ μ -yasa veri sıkıştırma blok diyagramı

Şekil 126 (a)'da gösterildiği gibi, QAM gibi karmaşık değerli modülasyon şemalarını kullanarak verici tarafında karmaşık değerli sembollere ($s_n; n \in [0, 1, \dots, (N/2 - 2)]$)

verilerin ilk eşlemesini yapar. Ön-kodlama, Hermitian simetri özelliğini elde etmek için eşlenmiş sembolleri, $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{(N/2-2)}]^T$, $\mathbf{x}$ içine depolamadan önce kullanılır. $\mathbf{s}_p$ olarak gösterilen ve aşağıdaki denklem (193)'te verilen önceden kodlanmış semboller şu şekilde elde edilir:

$$\mathbf{s}_p = \mathbf{C} \times \mathbf{s} = [s_{p_0}, s_{p_1}, \dots, s_{p_{(N/2-2)}}]^T \quad (193)$$

Burada $(N/2 - 1) \times (N/2 - 1)$ boyutlarına sahip DCT ön-kodlama matrisi $\mathbf{C}$, $\mathbf{C} = (c_{(k,l)})_{0 \leq k, l \leq (N/2-2)}$ ve $c_{(k,l)}$, $\mathbf{C}$ 'nin (k, l) 'ninci elemanı olarak tanımlanır ve aşağıdaki denklem (194)'de şu şekilde ifade edilir

$$c_{(k,l)} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{(N/2-1)}}, & k = 0 \\ \sqrt{\frac{1}{(N/2-1)}} \cos \left[\frac{\pi(2l+1)k}{N-2} \right], & k = 1, \dots, (N/2 - 2). \end{cases} \quad (194)$$

Daha sonra önceden kodlanmış semboller, $\mathbf{s}_p$, N uzunluklu $\mathbf{x}$ vektörüne denklem (195)'deki gibi yerleştirilir.

$$\mathbf{x} = [0, \mathbf{s}_p^T, 0, (\mathbf{K} \times \mathbf{s}_p^*)^T]^T \quad (195)$$

Burada $\mathbf{K}$ bir $N \times N$ değişim matrisidir, öyle ki matrisin köşegeni üzerinde olmayan elemanlar elemanlar 1 ve diğerleri 0'dır. IFFT için giriş dizisi aşağıdaki denklem (196)'da açık şekilde gösterilmiştir:

$$\mathbf{x} = [0, s_{p_0}, s_{p_1}, \dots, s_{p_{(N/2-2)}}, 0, s_{p_{(N/2-2)}}^*, \dots, s_{p_0}^*, s_{p_1}^*]^T \quad (196)$$

Burada, IFFT'nin uygulanmasından sonra denklem (197)'de verildiği gibi gerçel değerli bir çıktı $\mathbf{x}_f$ sinyali elde etmek için Hermityan simetri özelliğinin kullanılması gösterilmiştir (Jiang vd., 2020).

$$\mathbf{x}_f = (\mathbf{F}^T)^* \times \mathbf{x} \quad (197)$$

Burada, $N \times N$ FFT dönüşüm matrisi $\mathbf{F} = (f_{(k,l)})_{0 \leq k,l \leq N-1}$ şeklinde gösterilir, $f_{(k,l)}$ (k,l) 'ninci elemanı gösterir ve aşağıdaki denklem (198)'de şu şekilde tanımlanır:

$$f_{(k,l)} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{(-j2\pi kl/N)}. \quad (198)$$

İletimden önce, kanal dürtü yanıtı (CIR) tap sayısından daha kısa olmayan uzunlukta bir döngüsel önek (CP) eklenir. Bu ϑ -tap CIR aşağıdaki denklem (199)'da şu şekilde ifade edilir:

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, h_2, \dots, h_{\vartheta-1}]. \quad (199)$$

Sinyalden alınan örnekler daha sonra serileştirilir ve bir dijital-analog dönüştürücüye (D/A) yönlendirilir. DCO-OFDM'de, bipolar yapısını ortadan kaldırmak ve IM/DD'yi etkinleştirmek için ortaya çıkan elektrik sinyaline bir DC önyargısı entegre edilir. Bu elektrik sinyalinin optik sinyale dönüştürmek için LED'i kullanmadan önce kalan negatif tepe noktalarını kırmak zorunludur.

Alıcı terminalde, optik sinyalin geçişini takiben, bir fotodedektör (PD) sinyali keser. Bunu takiben sinyal tekrar analog elektrik formuna dönüştürülür. Optik kanaldan geçtikten sonra, yayılan görünür ışık sinyali alıcıdaki bir PD tarafından yakalanır ve daha sonra analog bir elektrik sinyaline dönüştürülür. Bu sinyal daha sonra bir analog-dijital dönüştürücü (A/D) kullanılarak sayısallaştırılır. Bunu takiben, CP örneklerden çıkarılır ve veriler seri-paralel (S/P) dönüşümüne tabi tutulur. Sistemin işleyişi, kanalın yanıtının ϑ -tap'ların kullanımıyla doğru bir şekilde tanımlandığı varsayımına dayanmaktadır. Alınan N örnek $\mathbf{y}$ olarak gösterilir ve aşağıdaki denklem (200)'de tanımlanır,

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \times \mathbf{x}_f + \mathbf{g} \quad (200)$$

Burada $\mathbf{g}$, N adet bağımsız ve istatistiksel olarak aynı dağılıma sahip gürültü bileşeninden oluşan eklemeli beyaz Gauss gürültüsünü (AWGN) ve H, Cinemre & Hacıoğlu'nun (2021) yaptıkları çalışmada belirtildiği gibi $N \times N$ boyutlarındaki dairesel (circulant-sirkülant) kanal matrisini ifade eder. $\tilde{\mathbf{x}}$ elemanları aşağıdaki denklem (201)'de aşağıdaki biçimde yaklaşılabılır:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{F} \times \mathbf{y} = \mathbf{F} \times \mathbf{H} \times \underbrace{((\mathbf{F}^T)^* \times \mathbf{x})}_{\mathbf{F} \times \mathbf{H} \times (\mathbf{F}^T)^* \times \mathbf{x}} + \mathbf{F} \times \mathbf{g} = \mathbf{\Lambda} \times \mathbf{x} + \mathbf{F} \times \mathbf{g}, \quad (201)$$

Burada $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{F} \times \mathbf{H} \times (\mathbf{F}^T)^*$ bir $N \times N$ köşegen matrisidir. Daha sonra, denklem (195)'e göre x içinde yer alan $\mathbf{s}_p$ 'nin tarafsız tahminleri $\tilde{\mathbf{s}}_p$ olarak gösterilir. Sıfır ortalamalı AWGN nedeniyle, $E[\tilde{\mathbf{s}}_p]$ 'nin beklenen değeri, $\tilde{\mathbf{s}}_p$ 'ye eşittir. $\tilde{\mathbf{s}}_p$ 'nin n . bileşenleri aşağıdaki denklem (202) ile şu şekilde türetilir:

$$\tilde{s}_{p_n} = \frac{\tilde{x}_n}{\Lambda_{(n,n)}}, \quad (202)$$

Burada, n , 0 ile $N - 1$ arasında değişir. Ters ön-kodlama, denkleştirici işleminden sonra gerçekleşir ve aşağıdaki denklem (203) ile gösterilir.

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{C}^T \times \tilde{\mathbf{s}}_p \quad (203)$$

Alıcı tarafında IDCT matrisi $\mathbf{C}^T$, kullanılarak iletilen N sembolün kestirimi $\hat{\mathbf{s}}$ vektöründe tutulur. İletilen n . sembole ilişkin kararlar s_n , maksimum olabilirlik karar (MLD) kriteri kullanılarak verilir. Bu durum aşağıdaki denklem (204)'de gösterilmiştir:

$$\tilde{s}_n = \arg \min_{p_i} (|\hat{s}_n - p_i|^2) \quad (204)$$

Burada p_i , P takımyıldızı noktalarından biridir ve $\tilde{s}_n$, alıcıda detekte edilen sembollerin n . elemanını ifade eder.

2.5.2. GM Ön-Kodlama Kullanılarak Önerilen Yöntemle DCO-OFDM

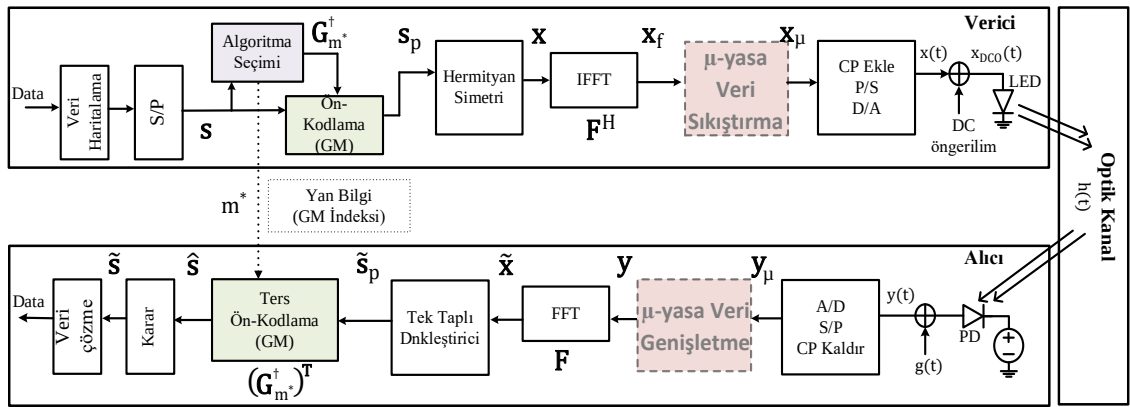
GM ön-kodlama şeması ile önerilen DCO-OFDM Şekil 127'de verilmiştir. Bu yöntemde, $m \in \{1, \dots, M\}$. olmak üzere $\mathbf{G}_m^\dagger$ olarak temsil edilen ortogonalleştirilmiş M_g kare matrisler kullanılır. GM'nin $g_{(k,l)}$ ile sembolize edilen bileşenleri, 0 ortalama ve 1 varyans değerleri ile karakterize edilen standart normal dağılıma uyan sözde rastgele değerlere göre belirlenir. $(N/2 - 1)$ uzunluğunda iletim için belirlenen s sembolleri için, ilişkili $(N/2 - 1) \times (N/2 - 1)$ GM'ler $\mathbf{G}_m = (g_{(k,l)})_{0 \leq k,l \leq (N/2-1)}$ olarak gösterilir. Burada (k, l) . eleman $g_{(k,l)}$, $g_{(k,l)} \sim \mathcal{N}(0,1)$ dağılımına bağlıdır. Alıcı ucundaki müteakip çarpımsal

işlemlerin sağlamlığı, ön-kodlama matrislerinin ortogonalliği korumasını sağlayarak artırılır. Bu hedefe, orijinal sütunları ortogonalleştirilmiş muadilleriyle değiştirilerek matrislerin ortogonalliğini etkin bir şekilde sağlayan Gram-Schmidt yöntemi kullanılarak ulaşılır (Raj vd., 2021). GM'ler G_m , ön-kodlama matrisleri $G_m^\dagger$ 'i tanımlamak için ortogonalleştirilir ve daha sonra bu, ters ön-kodlama GM'lerini $(G_m^\dagger)^T$ olarak tanımlamayı sağlar.

Optimum GM'nin seçimi ile ilgili işlem adımları Algoritma 2'de özetlenmiştir. Aday ön-kodlama GM'leri $G_m^\dagger$, bağımsız olarak üretilir ve daha sonra zaman domenine modüle edilmiş sembollerle çarpılır. s ön-kodlanmış semboller s_p aşağıdaki denklem (205)'de verilmiştir,

$$s_p = G_m^\dagger \times s \quad (205)$$

Burada $s = [s_0, s_1, \dots, s_{(N/2-2)}]^T$ eşlenmiş semboller dizisidir. Elde edilen dizilerin PAPR değerleri hesaplanır ve minimum PAPR üreten GM optimum matris olarak seçilir. Başlangıçta, DCO-OFDM'nin ön-kodlamasız PAPR değeri, $PAPR_0$, ilk adımda kullanılır. GM'lerin PAPR performansını değerlendirmek için aşağıdaki gibi tamamlayıcı kümülatif dağılım fonksiyonu (CCDF), $CCDF(PAPR_0) = P_r(PAPR > PAPR_0)$ ifadesi hesaplanarak kullanılır. CCDF, PAPR'nin belirli bir $PAPR_0$ eşliğini aşma olasılığı hakkında bilgi sağlar (Jiang vd., 2008).



Şekil 127. (a) GM ön-kod (b) GM ön-kod + μ-yasa veri sıkıştırma blok diyagramı

Yukarıdaki Şekil 127 (a)'da önerilen GM ön-kodlamalı DCO-OFDM (pembe kutular olmadan) ve (b)'de ise GM ön-kodlamalı DCO-OFDM ve μ-yasa veri sıkıştırma DCO-OFDM (pembe kutularla) blok diyagramı gösterilmiştir.

Aşağıda optimum Gauss matris seçimi, algoritma 2’de gösterilmiştir.

Algoritma 2. Optimum GM seçimi

Giriş: $\mathbf{G}_m^\dagger; \forall m \in \{1, 2, \dots, M\}$

Çıkış: $\mathbf{G}_{m^*}^\dagger$ and m^*

PAPR_o Hesapla ;

for $m = 1$ to M **do**

QAM sembolleri çarp, s , $\mathbf{G}_m^\dagger$ ile (ön-kodlama)

Ön-kodlanmış sembollerin IFFT'sini al

Mevcut $\mathbf{G}_m^\dagger$ için PAPR ve PAPR_m hesapla

if PAPR_m < PAPR_o **then**

Set PAPR_o to PAPR_m

Set m^* to m

end if

end for

return m^* yan bilgi olarak

Cinemre & Hacioglu’nun (2021) yaptıkları çalışmanın çerçevesine bakıldığında $\mathbf{x}_f$

‘nin PAPR’ı dB olarak $PAPR (dB) = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} \{|x_{fn}|^2\}}{E\{|x_{fn}|^2\}}$ ifadesi ile hesaplanmıştır.

Özellikle, önerilen yöntemin PAPR performansı aday GM ön-kodlama matrislerinin sayısından etkilenmektedir. Seçilen matrisin m^* olarak temsil edilen indeksi, alıcı uçta sinyalin yeniden yapılandırılmasına yardımcı olmak için yan bilgi olarak iletilir. Bu yöntem sayesinde PAPR’da potansiyel bir düşme elde edilir ve bu da sinyalin etkin iletimini artırır. Bununla birlikte, tüm matrislerin benzersiz temsili için gerekli olan $\log_2 M$ bitlik bir iletim ek yüküne maruz kalma ödünleşim (trade-off) ile birlikte gelir.

2.5.3. DCO-OFDM’de μ -Yasa Veri Sıkıştırma Yöntemi

Logaritmik tabanlı doğrusal olmayan bir yöntem olan μ -yasa veri sıkıştırma şeması, küçük sinyal genliklerini büyüterek PAPR’ı düşürmek için kullanılır, böylece tepe ve alt değerler arasındaki eşitsizliği en aza indirir (Wang vd., 1999). μ -yasa veri sıkıştırmaya tabi tutulan semboller Şekil 126 (b) ve Şekil 127 (b)’de gösterilen aynı prosedüre uyar ve aşağıdaki denklem (206)’da $\mathbf{x}_{\mu_n}$ olarak gösterilir:

$$x_{\mu_n} = \frac{\max(\mathbf{x}_f)}{\log(1+\mu)} \log \left(1 + \frac{\mu}{\max(\mathbf{x}_f)} |x_{fn}| \right) \text{sgn}(x_{fn}); \forall n \in [0, 1, \dots, (N-1)] \quad (206)$$

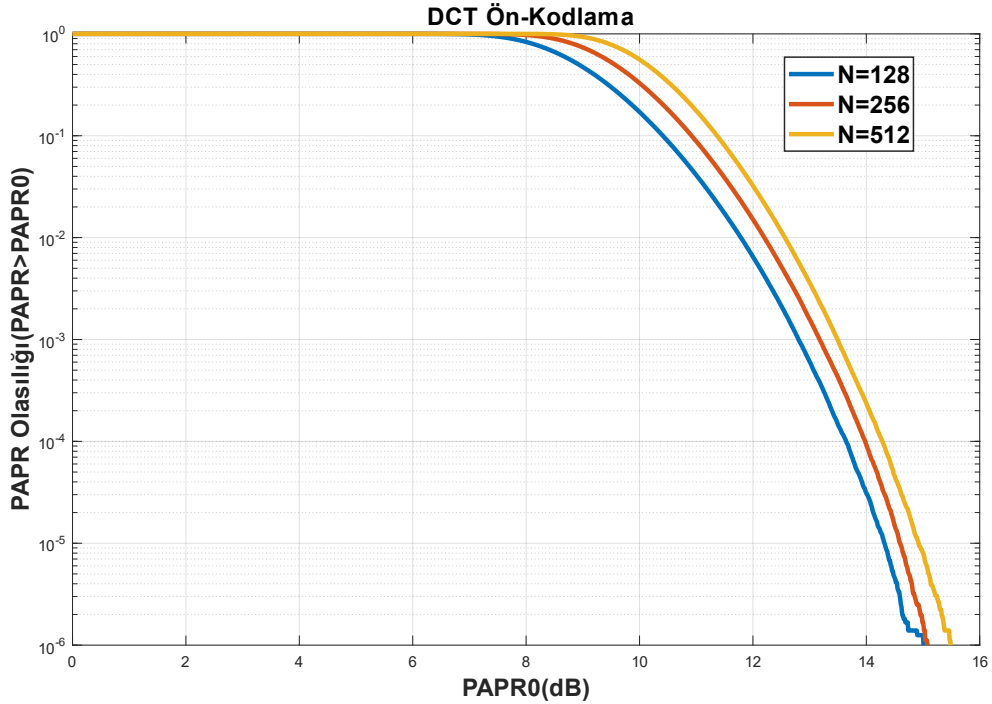
Burada μ veri sıkıştırma seviyesi ve sgn işaret fonksiyonudur (Vallavaraj vd., 2010). Alıcıda sembol ayrıştırma işlemi, alıcıdaki algılama(deteksiyon) işleminden önce aşağıdaki denklem (207)'ün kullanılması yoluyla gerçekleştirilir.

$$y = \frac{\max(y_\mu)}{\mu} \left(e^{\frac{|y_\mu| \log(1+\mu)}{\max(y_\mu)} - 1} \right) \text{sgn}(y_\mu); \forall n \in [0, 1, \dots, (N-1)] \quad (207)$$

2.5.4. DCO-OFDM'de DCT Yöntemi Sayısal Sonuçlar

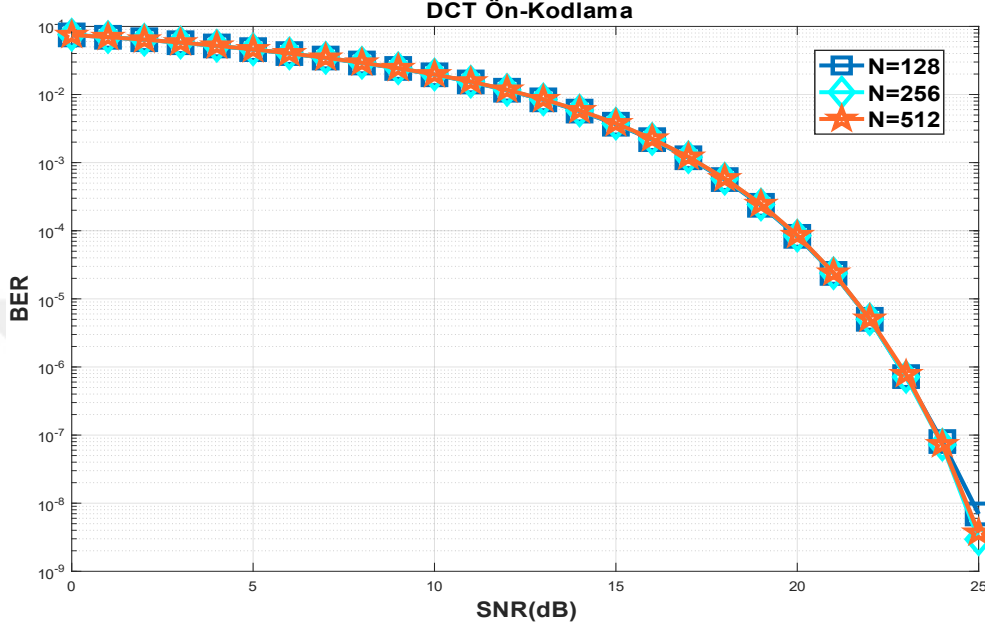
Bu bölümde, $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcıda 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı DCO-OFDM'de yalnızca DCT ön-kodlama yönteminin DCO-OFDM'de kullanıldığı yöntemin PAPR ve BER grafikleri gösterilecektir. Burada DCT matrisi N taşıyıcı sayısı olmak üzere $(\frac{N}{2} - 1, \frac{N}{2} - 1)$ boyutlarında bir matristir.

Aşağıdaki Şekil 128 ve 129'da 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı DCO-OFDM'de yalnızca DCT ön-kodlama yönteminin kullanıldığı durumda yapılan benzetim sonucu elde edilen PAPR ve BER grafikleri gösterilmiştir.



Şekil 128. $M = 16$ ve değişen N , DCT ön-kodlama tekniği PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 128'deki PAPR grafiğine bakıldığında 16-QAM modülasyonlu $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcı sayılarında $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$ iken PAPR değerleri sırasıyla 14.98 dB , 15.09 dB ve 15.51 dB 'dir. N taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin arttığı yani kötüleştiği açıkça görülmektedir.



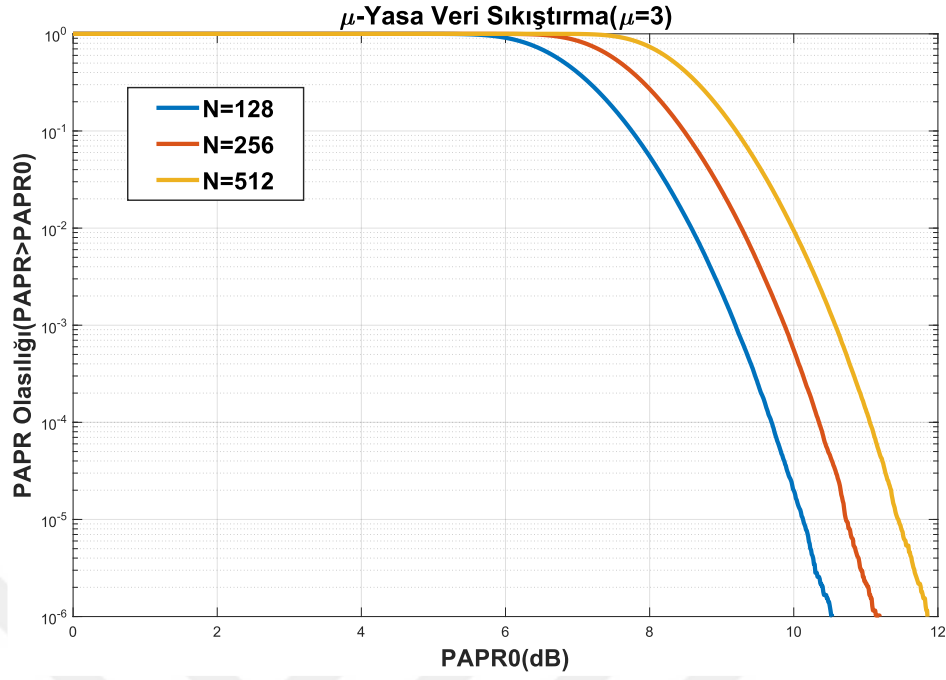
Şekil 129. $M = 16$ ve değişen N , DCT ön-kodlama tekniği BER performansları

Yukarıdaki Şekil 129'daki BER grafiğine bakıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcı sayılarında $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değerleri sırasıyla birbirine çok yakındır ve yaklaşık olarak 21.5 dB 'dir. Taşıyıcı sayısı arttıkça $BER = 10^{-5}$ değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirine çok yakın olduğu hatta değişmediği çıkarımı yapılabilir. Burada, BER'in N taşıyıcı sayısından etkilenmediği sonucuna da varılabilir.

2.5.5. DCO-OFDM'de μ -Yasa Veri Sıkıştırma Yöntemi Sayısal Sonuçlar

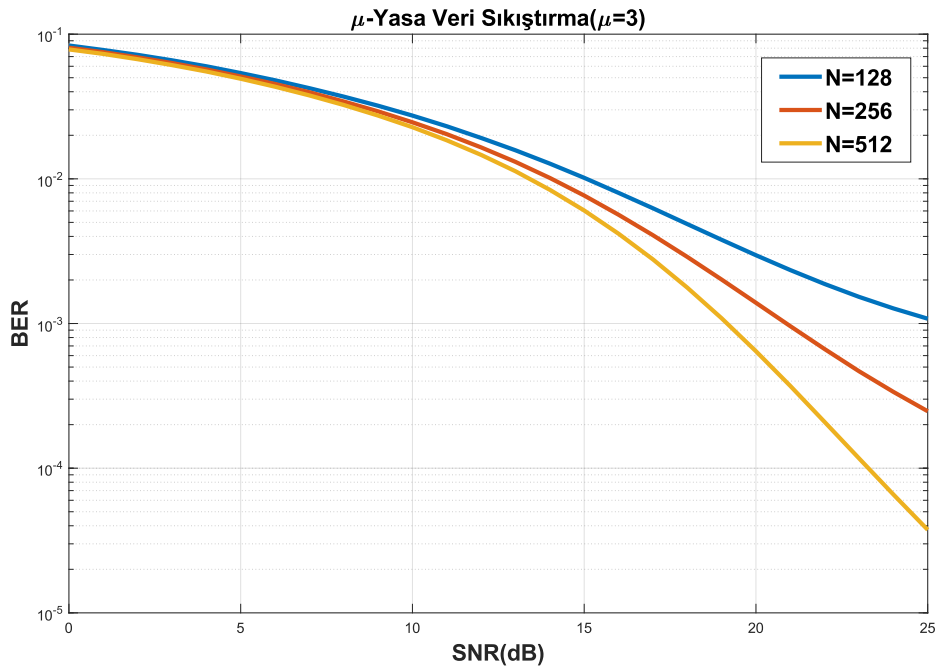
Bu bölümde, $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcıda 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı DCO-OFDM'de yalnızca μ -yasa veri sıkıştırma yönteminin kullanıldığı yöntemin PAPR ve BER grafikleri gösterilecektir.

Aşağıdaki Şekil 130 ve 131'de, DCO-OFDM'de yalnızca μ -yasa veri sıkıştırma yönteminin kullanıldığı durumda yapılan benzetim sonucu elde edilen PAPR ve BER grafikleri gösterilmiştir. Burada $\mu = 3$ olarak alınmıştır.



Şekil 130. $M = 16$ ve değişen N , μ -yasa veri sıkıştırma PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 130'daki PAPR grafiğine bakıldığında 16-QAM modülasyonlu $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcı sayılarında $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$ iken PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık olarak 10.53 dB , 11.19 dB ve 11.87 dB 'dir. N taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR değerinin arttığı yani kötüleştiği açıkça görülmektedir.



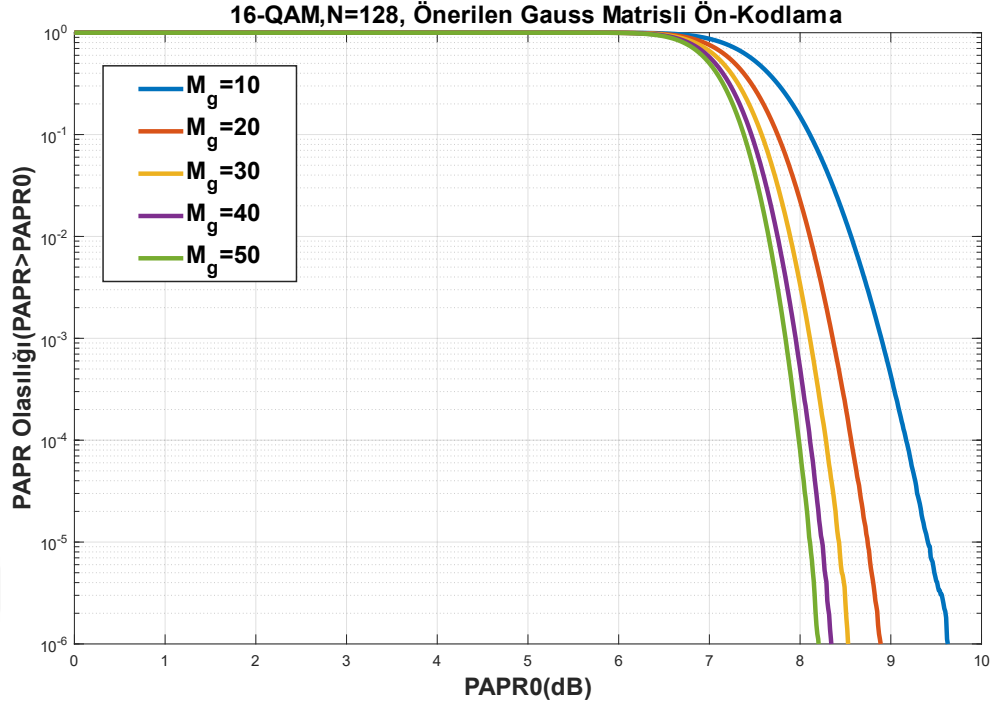
Şekil 131. $M = 16$ ve değişen N , μ -yasa veri sıkıştırma BER performansları

Yukarıdaki Şekil 131'deki BER grafiğine bakıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 512$ taşıyıcı sayısında $BER = 4 \times 10^{-5}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık olarak 25 dB 'dir. $N = 256$ taşıyıcı sayısında $BER = 5 \times 10^{-4}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık olarak 25 dB 'dir. $N = 128$ taşıyıcı sayısında $BER = 10^{-3}$ için gerekli SNR değeri yaklaşık olarak 25 dB 'dir. $N = 256$ taşıyıcı sayısındaki $BER = 10^{-3}$ için gerekli 25 dB 'lik SNR değeri, FEC için limit değeri olan $BER = 3.8 \times 10^{-3}$ 'deki SNR değerinin az altında bir değerde olacaktır. Bu da haberleşme için kabul edilebilir bir seviye olarak kabul edilebilir. Burada, N taşıyıcı sayısı arttıkça BER performansının biraz kötüleştiği görülmektedir.

2.5.6. Önerilen Gauss Matrisli Ön-Kodlama Yöntemi Sayısal Sonuçlar

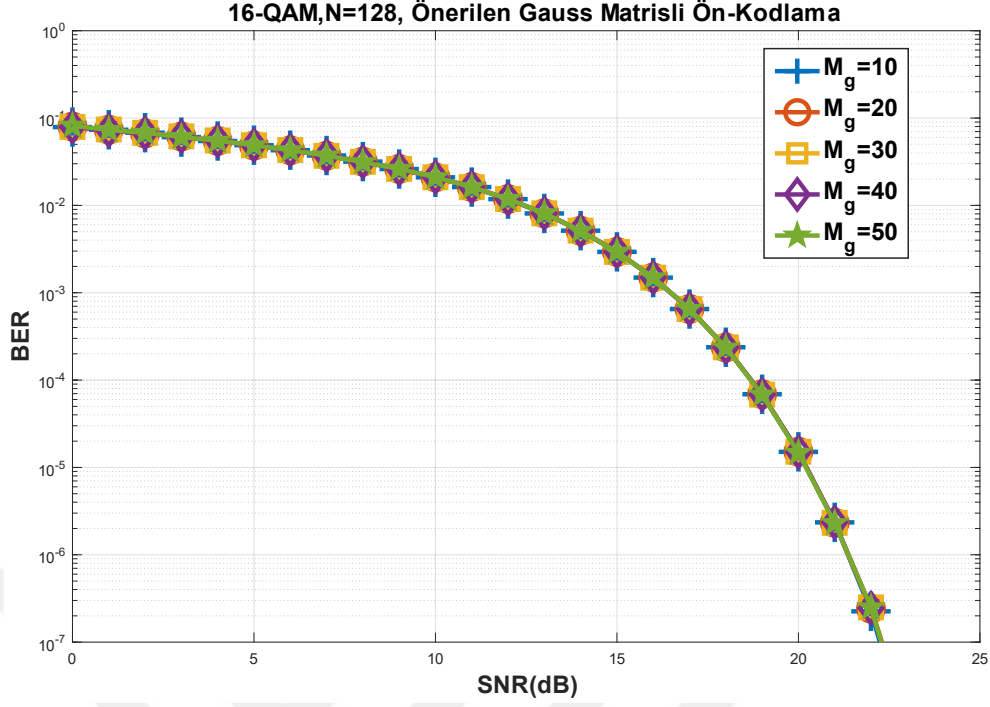
Bu bölümde, $N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı DCO-OFDM'de yalnızca önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yönteminin PAPR ve BER grafikleri gösterilecektir. Burada Gauss matrisi, N taşıyıcı sayısı olmak üzere $(\frac{N}{2} - 1, \frac{N}{2} - 1)$ boyutlarında özel matristir. Önerilen yöntemde kullanılacak matris sayısı daha önce M_g ile ifade edilmişti.

Aşağıdaki Şekil 132 ve 133'te DCO-OFDM'de yalnızca önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yönteminin kullanıldığı durumda yapılan benzetim sonucu elde edilen PAPR ve BER grafikleri gösterilmiştir. Burada, M_g kullanılan gauss matris sayısıdır. GM ise gauss matris'in kelime olarak kısaltılmış halidir.



Şekil 132. $N = 128, M = 16$ önerilen GM ön-kodlama PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 132’deki PAPR grafiğine bakıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 128$ taşıyıcıda $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken Gauss matris sayısı $M_g = 50, 40, 30, 20$ ve 10 olduğu durumdaki PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık olarak 8.22 dB , 8.36 dB , 8.56 dB , 8.91 dB , 9.64 dB ’dir. $M_g = 50$ olduğu durumda içlerinde en düşük PAPR değeri olan 8.22 dB ’yi verdiği görülmektedir. Gauss matris sayısı M_g arttıkça PAPR değerinin düştüğü gözlemlenmiştir. M_g daha da artırılırsa PAPR’ın düşeceği açıktır. Fakat burada, $M_g = 50$ ’den büyük olması durumlarında PAPR düşme hızının gittikçe azalacağı ve bir önceki Gauss matris sayısı durumundaki PAPR değerine çok yaklaşacağı çok olası bir durumdur. M_g ’nin çok artması yapılan benzetimlerin koşma süresini ve işlem karmaşıklığını çok fazla artıracığı da açıktır. Pratikte alıcı tarafta Gauss matrislerinin sayısının da bilinmesi gerekliliği yüzünden matris sayısı çok artması ve işlem karmaşıklığının çok artması sistemde maliyeti çok artıracaktır.



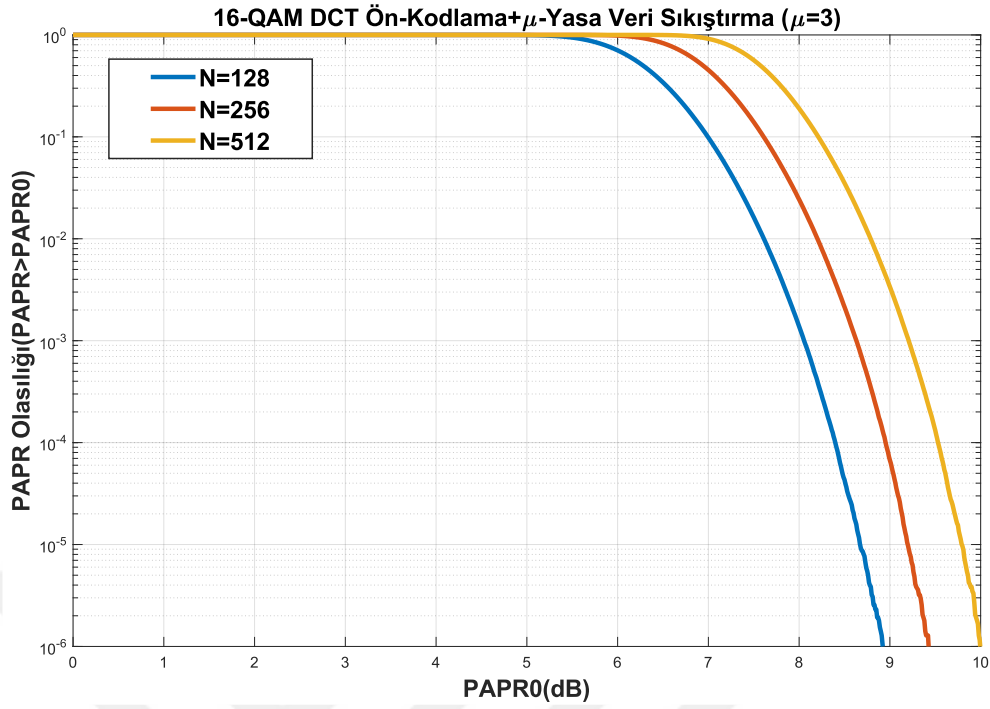
Şekil 133. $N = 128, M = 16$ önerilen GM ön-kodlama BER performansları

Yukarıdaki Şekil 133'teki BER grafiğine bakıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 128$ taşıyıcıda Gauss matris sayısı $M_g = 50, 40, 30, 20$ ve 10 olduğu durumlarda $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değerleri yaklaşık olarak birbirine yakın ve değeri 20.17 dB 'dir. . Bu değer, BER-SNR için FEC sınır değeri göz önüne alındığında kabul edilebilir bir SNR seviyesi olarak kabul edilebilir. Gauss matris sayısı M_g arttıkça BER performansının yaklaşık olarak aynı kaldığı söylenebilir.

2.5.7. DCT+ μ -Yasa Veri Sıkıştırma Yöntemi Sayısal Sonuçlar

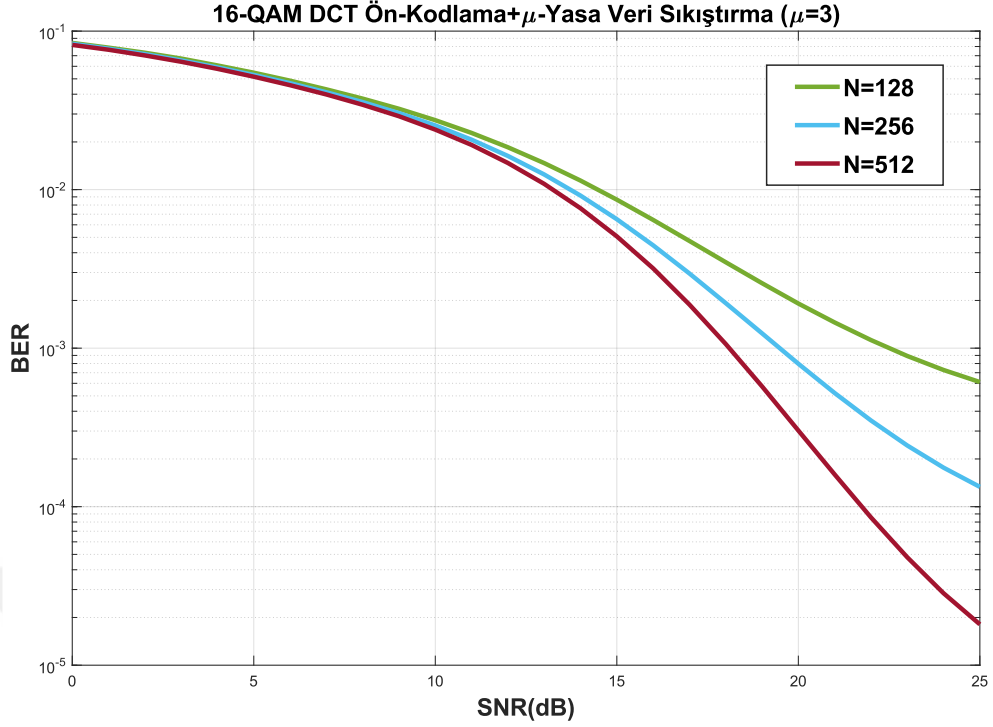
Bu bölümde, $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı DCO-OFDM'de DCT ön-kodlama yönteminin μ -yasa veri sıkıştırma tekniği ile beraber kullanıldığı yöntemin PAPR ve BER grafikleri gösterilecektir. Burada DCT matrisi, N taşıyıcı sayısı olmak üzere $(\frac{N}{2} - 1, \frac{N}{2} - 1)$ boyutlarında özel bir matristir.

Aşağıdaki Şekil 134 ve 135'de, DCO-OFDM'de DCT ön-kodlama yönteminin μ -yasa veri sıkıştırma tekniği ile beraber kullanıldığı yöntem için yapılan benzetim sonucu elde edilen PAPR ve BER grafikleri gösterilmiştir. Burada, $M = 16$ ve $\mu = 3$ olarak alınmıştır.



Şekil 134. $M = 16$ DCT ön-kod+ μ -yasa veri sıkıştırma PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 134'teki PAPR grafiğine bakıldığında 16-QAM modülasyonlu $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcı sayılarında $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken $PAPR$ değerleri sırasıyla yaklaşık olarak 8.93 dB, 9.45 dB ve 10 dB'dir. N taşıyıcı sayısı arttıkça $PAPR$ değerinin arttığı yani PAPR performansının kötüleştiği açıkça görülmektedir.



Şekil 135. $M = 16$ DCT ön-kod+ μ -yasa veri sıkıştırma BER performansları

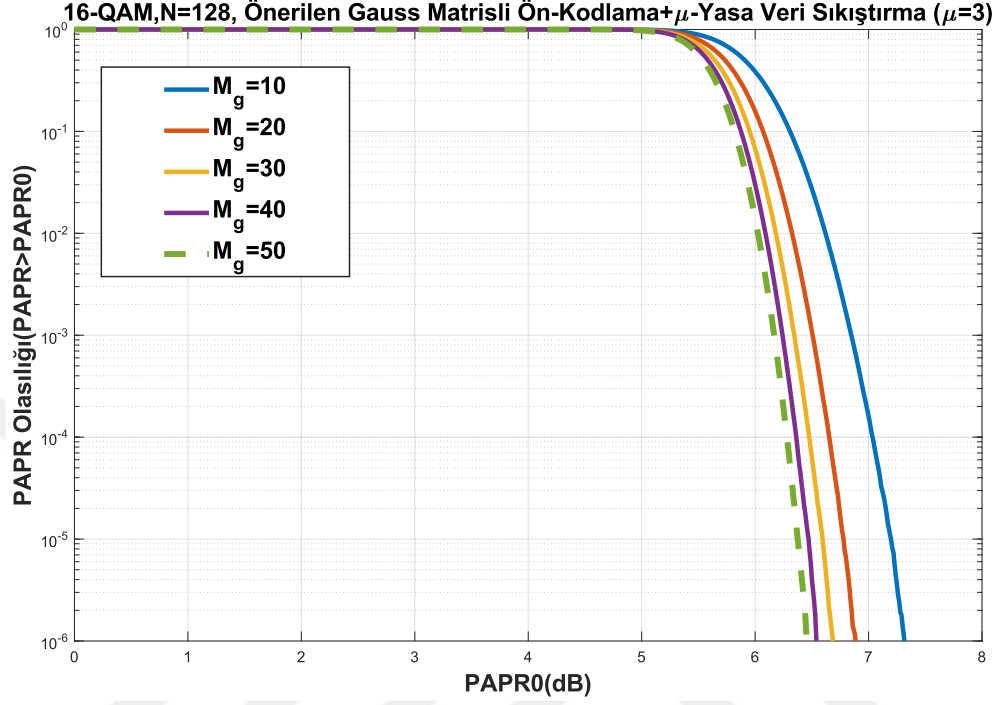
Yukarıdaki Şekil 135'deki BER grafiğine bakıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcı sayısında $BER = 10^{-3}$ için gerekli SNR değerleri sırasıyla yaklaşık olarak 18.5 dB , 19.5 dB ve 22.5 dB 'dir. Taşıyıcı sayısı N arttıkça sabit bir BER için gerekli SNR değerleri artmaktadır. Buradaki SNR değerleri FEC için sınır olan değere bakıldığında haberleşme için kabul edilebilir seviyededir. Burada, N taşıyıcı sayısı arttıkça BER performansının biraz kötüleştiği görülmektedir.

2.5.8. Önerilen GM'li Ön-Kodlama + μ -Yasa Sıkıştırma Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde, $N = 128$ taşıyıcılı ve 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı DCO-OFDM'de önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yönteminin μ -yasa veri sıkıştırma tekniği ile beraber kullanıldığı yöntemin PAPR ve BER grafikleri gösterilecektir. Burada Gauss matrisi, N taşıyıcı sayısı olmak üzere $(\frac{N}{2} - 1, \frac{N}{2} - 1)$ boyutlarında özel bir kare matristir.

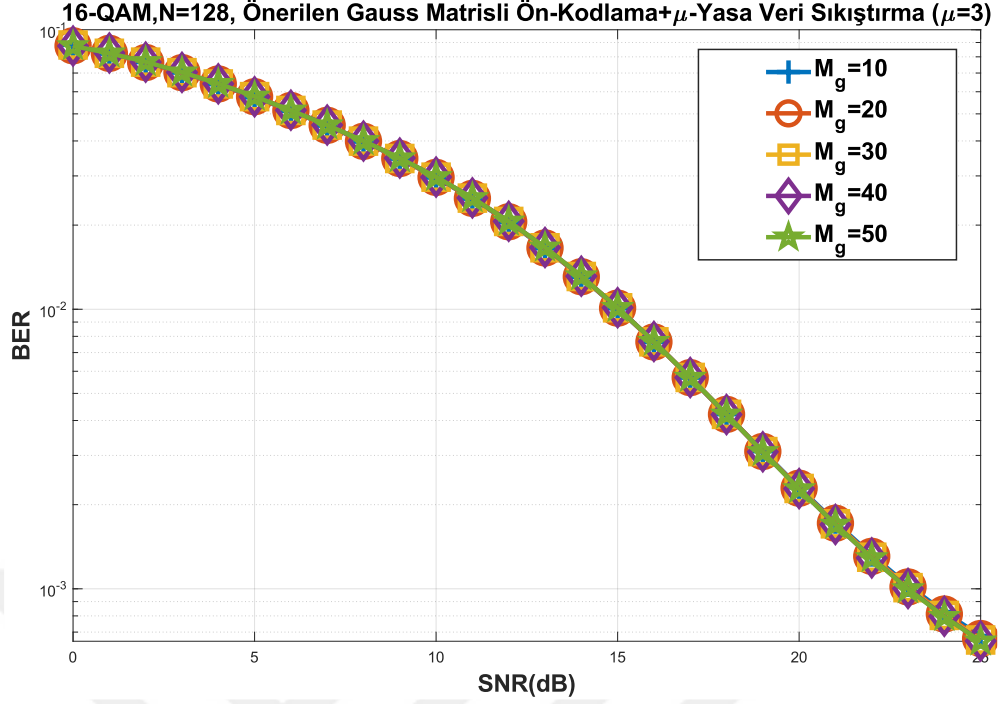
Aşağıdaki Şekil 136 ve 137'de, DCO-OFDM'de önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yönteminin μ -yasa veri sıkıştırma tekniği ile beraber kullanıldığı yöntem için yapılan benzetim sonucu elde edilen PAPR ve BER grafikleri gösterilmiştir.

Burada, $N = 128, M = 16$ ve $\mu = 3$ olarak alınmıştır. Burada M_g , yöntemde kullanılan Gauss matris sayısını ifade etmektedir.



Şekil 136. $N = 128, M = 16$ önerilen GM’li ön-kodlama+ μ -yasa veri sıkıştırma PAPR performansları

Yukarıdaki Şekil 136’deki PAPR grafiğine bakıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 128$ taşıyıcıda $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken Gauss matris sayısı $M_g = 50, 40, 30, 20$ ve 10 olduğu durumdaki PAPR değerleri sırasıyla yaklaşık olarak $6.48\text{ dB}, 6.56\text{ dB}, 6.71\text{ dB}, 6.91\text{ dB}$ ve 7.33 dB ’dir. $M_g = 50$ olduğu durumda içlerinde en düşük PAPR değeri olan 6.48 dB ’yi verdiği görülmektedir. Gauss matris sayısı M_g arttıkça PAPR değerinin düştüğü gözlemlenmiştir. M_g daha da artırılırsa PAPR’ın düşeceği açıktır. Fakat burada, $M_g = 50$ ’den büyük olması durumlarında PAPR azalma miktarının gittikçe düşeceği ve bir önceki Gauss matris sayısı durumundaki PAPR değerine çok yaklaşacağı çok olası bir durumdur. M_g ’nin çok artması yapılan benzetimlerin koşma süresini ve işlem karmaşıklığını çok fazla artıracığı da açıktır. Pratikte alıcı tarafta Gauss matrislerinin sayısının da bilinmesi gerekliliği yüzünden matris sayısı çok artması ve işlem karmaşıklığının çok artması sistemde maliyeti çok artırmaktadır.

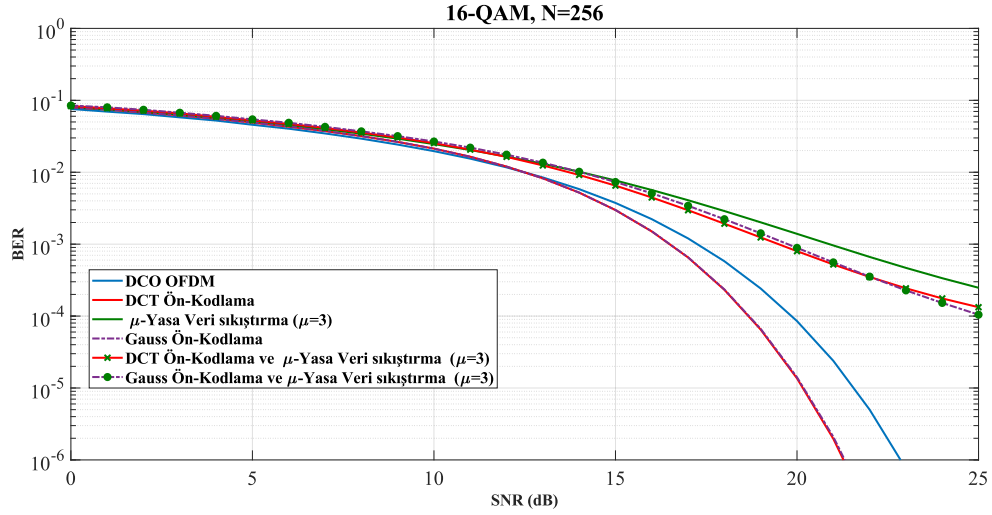


Şekil 137. $N = 128, M = 16$ önerilen GM'li ön-kodlama+ μ -yasa veri sıkıştırma BER performansları

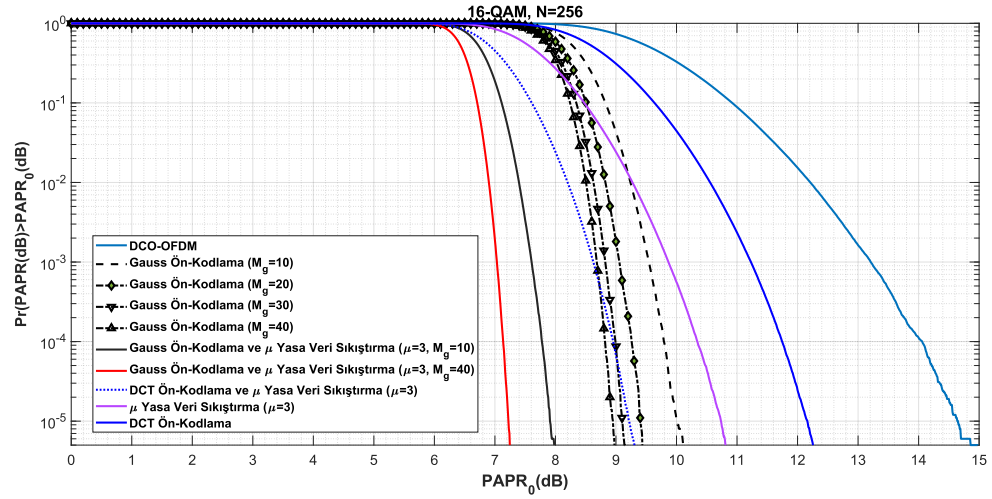
Yukarıdaki Şekil 137'deki BER grafiğine bakıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 128$ taşıyıcıda Gauss matris sayısı $M_g = 50, 40, 30, 20$ ve 10 olduğu durumlarda $BER = 10^{-3}$ için gerekli SNR değerleri yaklaşık olarak birbirine yakın ve değeri 23 dB 'dir. Bu değer, BER-SNR için FEC sınır değeri göz önüne alındığında kabul edilebilir bir SNR seviyesi olarak kabul edilebilir. Gauss matris sayısı M_g arttıkça BER performansının yaklaşık olarak aynı kaldığı söylenebilir.

2.5.9. Önerilen GM'li Ön-Kodlama ve Diğer Yöntemlerin Karşılaştırmalı Performansları

Burada, farklı yöntemlerin karşılaştırmalı PAPR ve BER grafikleri için yapılan benzetim için $N = 256$ taşıyıcı sayısı ve 16-QAM modülasyonu seçilmiştir. Şekil 138 ve 139'da tüm yöntemlerin sırasıyla BER ve PAPR grafikleri verilmiştir. Burada M_g , yöntemde kullanılan Gauss matris sayısını ifade etmektedir.



Şekil 138. Farklı yöntemlerin karşılaştırmalı BER performansları



Şekil 139. Farklı yöntemlerin karşılaştırmalı PAPR performansları

Bu çalışmada, değişen aday matris sayıları kullanan Gauss ön-kodlama yaklaşımı, DCT ön-kodlama ve μ -yasa veri sıkıştırma yöntemiyle karşılaştırılmaktadır. Ayrıca, ön-kodlama ve sıkıştırma metodolojilerinin birlikte uygulanmasının bir analizi de yapılmıştır. Şekil 138'de gösterildiği gibi, μ -yasa veri sıkıştırma yöntemlerinin kullanımı DCO-OFDM sisteminin BER performansı üzerinde belirgin bir etkiye sahipken, DCT ve Gauss ön-kodlama yöntemleri BER performansında küçük iyileşmeler göstermektedir. Önerilen Gauss ön-kodlama yöntemi, Şekil 139'da gösterildiği gibi, hem DCT ön-kodlama hem de μ -yasa veri sıkıştırma yöntemlerine kıyasla daha üstün PAPR performansı sergilemektedir. Ayrıca, aday Gauss matris sayısı M_g 'nin 10'dan 40'a çıkarılmasının PAPR'da yaklaşık 1 dB'lik bir

artışa yol açtığını ortaya koymaktadır. Ancak, bu iyileşmenin sistemdeki karmaşıklığın artması pahasına gerçekleştiğine dikkat etmek önemlidir. DCT ve Gauss ön-kodlama yöntemlerinin μ -yasa veri sıkıştırma ile kombinasyonu, yalnızca DCT ve Gauss ön-kodlama yöntemlerinin kullanılmasına kıyasla PAPR'da yaklaşık 2 dB'lik önemli bir iyileşme sağlar. Ancak, PAPR'daki bu iyileşmenin Şekil 139'da görüldüğü gibi BER performansında kayda değer bir düşüş pahasına gerçekleşmesi dikkat çekicidir.

Yöntemin vericideki sinyal gücü açısından verimliliği, sinyal çıkış gücü ve PAPR ile ilişkili olarak bir LED'in parametreleri dikkate alınarak analiz edilmiştir. Eşik (V_{tov}) ve doygunluk (V_{sat}) voltaj seviyeleri LED'lerin dinamik aralık sınırları olarak resmen tanımlanabilir. IFFT'nin çıkışında elde edilen değerlerin LED aydınlatması için uygun dinamik aralıkta kalmasını garanti etmek için, bu değerlere bir ölçekleme faktörü, α_s , uygulamak zorunludur (Yu vd., 2013) Ayrıca, iletilecek IFFT çıkışına bir DC öngerilimleme değeri (V_{dc}) eklenmelidir. İletilecek IFFT çıkışının ölçeklendirilmiş ve DC eklenmiş versiyonu aşağıdaki denklem (208)'de şu şekilde tanımlanabilir:

$$\mathbf{x}_{f, \text{scaled}} = \alpha_s \mathbf{x}_f \times +V_{dc} \quad (208)$$

Bu ölçeklendirme faktörü α_s 'nin belirlenmesinin, LED'in dinamik aralığındaki operasyonel bütünlüğünü korumak ve herhangi bir sinyal kırpma riskini proaktif olarak önlemek amacıyla her OFDM bloğu için ayrı ayrı yapıldığı unutulmamalıdır. Sinyal gücü $E[\alpha^2 \mathbf{x}_f^2]$ olarak hesaplanır ve Tablo 14'te gösterilen sonuçlar elde edilir. Hesaplamalar her OFDM bloğundaki tüm yöntemlerde aynı iletim sembolleri kullanılarak tutarlı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Her biri rastgele semboller içeren toplam 20.000 OFDM bloğu rastgele oluşturulmuş ve bu 20.000 bloktan elde edilen ortalama sinyal gücü Tablo 14'te sunulmuştur.

Aşağıdaki Tablo 14'de ölçeklendirme sonrası sinyal çıkış güçleri hesaplanırken $V_{\text{sat}} = 3.15$ V, $V_{\text{tov}} = 2.625$ V ve $V_{\text{avg}} = 2.88$ V olarak alınmıştır.

Tablo 14. Ölçeklendirme sonrası sinyal çıkış güçleri

Yöntem	Sinyal Gücü (dB)
Gauss Ön-Kodlama & μ -Yasa Veri Sıkıştırma ($M = 40$)	-18.0419
Gauss Ön-Kodlama & μ -Yasa Veri Sıkıştırma ($M = 10$)	-18.3
DCT Ön-Kodlama & μ -Yasa Veri Sıkıştırma	-18.4381
μ -Law Yasa Veri Sıkıştırma	-19.0692
Gauss Ön-Kodlama ($M = 40$)	-19.4066
Gauss Ön-Kodlama ($M = 10$)	-19.7925
DCT Ön-Kodlama	-20.088
DCO OFDM	-20.9817

Tablo 14'te $N = 256$ taşıyıcı sayısı için ayarlanmış çıkış sinyali güçleri sunulmakta ve LED dinamik aralığı içinde kalmaları sağlanmaktadır. μ -yasa veri sıkıştırma tüm yöntemlerde ölçeklendirilmiş sinyal güçlerinin artmasına yol açmaktadır. Önerilen Gauss ön-kodlama yöntemi μ yasa veri sıkıştırma yöntemi ile birleştirildiğinde, elde edilen çıkış sinyali gücü sıkıştırma ile DCT ön-kodlamasınınkini $M = 10$ ve $M = 40$ modülasyon seviyeleri için sırasıyla 0.1381 dB ve 0.3962 dB aşmaktadır. Ayrıca, önerilen yöntem tek başına μ -Yasa veri sıkıştırma olmaksızın (companding olmadan) en az 0,7692 dB daha yüksek bir sinyal gücü göstermektedir. Ek olarak, DCT ön-kodlamadan 0,6814 dB ve μ -yasa veri sıkıştırmasız DCO-OFDM'den 1,5751 dB daha yüksek sinyal gücü seviyelerine ulaşabilir. Bu sonuçlar, önerilen yöntemin eşdeğer gürültü koşulları altında üstün bir SNR seviyesine ulaşması gerektiğini göstermektedir. Veri sıkıştırma tekniği tüm yöntemlerde sinyal gücünü artırarak aynı alıcılar için en az 1,3647 dB daha yüksek SNR seviyeleri elde edilmesini sağlar. Artan sinyal gücü genellikle daha yüksek SNR ile ilişkilidir, böylece BER azalır ve verim artar. Ayrıca, PAPR'nin pratik sistemlerde BER performansı üzerinde önemli bir etkiye sahip olabileceği de unutulmamalıdır (Lu vd., 2018). Bu nedenle, önerilen yöntemin gerçek dünya senaryolarında daha yüksek verimi korurken daha iyi BER performansı sergilemesi beklenmektedir. Bileşikleme ve önerilen yöntem aynı anda

kullanıldığında bile, $BER = 3,8 \times 10^{-3}$ İleri Hata Düzeltme (FEC) sınırı 20 dB'nin altında makul bir SNR seviyesi ile ulaşılması beklenmektedir.

Önerilen GM'li ve Diğer Yöntem Sonuçlar ve Öneriler

Bu çalışmada, frekans seçici kanallar altında çalışan VLC sistemlerinde PAPR ile ilişkili zorlukları azaltmak için stratejik bir yaklaşım olarak Gauss matrislerini kullanan yeni bir ön-kodlama yöntemini tanıtılmıştır. DCO-OFDM haberleşme sistemi çerçevesinde, önerilen Gauss ön-kodlama yöntemi, PAPR performansında kayda değer gelişmeler göstermekte ve PAPR azaltımında geleneksel DCT ön-kodlama yönteminden ve μ -yasa veri sıkıştırma yönteminden daha iyi performans sergilemektedir. Benzetim sonuçları, aday GM'lerin sayısını artırmanın etkinliğinin altını çizmektedir, ancak bu artış sistem karmaşıklığını artırmaktadır. Çalışma, PAPR ve BER arasındaki dengeyi vurgulamakta ve DCT ve Gauss ön-kodlama yöntemlerinin μ -yasa sıkıştırma ile birlikte kullanılmasının PAPR'da 2 dB'lik bir iyileşme sağladığını ortaya koymaktadır. Gelecekteki araştırmaların bir parçası olarak, en uygun aday GM sayısının belirlenmesine yönelik bir araştırma yapılabilir ve rastgele GM'ler kullanmak yerine yeni GM'lerin oluşturulması için benzetimlerden daha önce test edilmiş GM'lerin kullanılmasını içeren sistematik bir yaklaşım araştırılabilir. Ayrıca, metodoloji, güç verimliliğini doğru bir şekilde değerlendirmek için tipik bir çalışma ofisi alanı gibi pratik iç mekan aydınlatma koşullarında test edilebilir. Bu gerçek dünya testi, enerji optimizasyonuna ilişkin içgörüler sağlayabilir ve uygulama için herhangi bir zorluğu tanımlayabilir.

3. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, VLC’de kullanılan DCO-OFDM yönteminin en önemli sorunlarından biri olan yüksek PAPR değerini azaltmak üzere çeşitli yöntemler önerilmiştir. Önerilen yöntemler şu şekildedir: PTS yönteminin güncel optimizasyon algoritmalarıyla VLC’ye uyarlanması (VLC-PTS), SL yönteminin güncel optimizasyon algoritmalarıyla VLC’ye uyarlanması (VLC-PTS), VLC-MPC yöntemi, VLC-MPC+SLM yöntemi, VLC-Gauss matrisli ön-kodlama yöntemi, VLC-Gauss matrisli ön-kodlama + μ -Yasa veri sıkıştırma yöntemi. Önerilen yöntemler hem PAPR performansı hem BER performansı açısından analiz edilmiştir. Ayrıca, işlem yükü açısından da önerilen yöntemler incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar taşıyıcı sayısı N , modülasyon seviyesi(derecesi) M, r, r_m, Δ vb. gibi çeşitli parametrelere bağlı olarak özetlenirse:

VLC-PTS

1. VLC-PTS’de, segment sayısı taşıyıcı sayısı N ’nin yarısı değeri olduğunda en iyi PAPR değerini vermektedir.
2. VLC-PTS için 4 ve 16 -QAM modülasyonlarında GWO algoritması en iyi PAPR performansını vermektedir. Ancak, GWO algoritması en optimuma yakın değerleri çoğu kez bulmasına rağmen bazen aykırı sonuçlar da verebilmektedir. Bu durum, elde edilen PAPR grafiklerde açıkça görülmektedir.
3. VLC-PTS’de: $N = 128$ taşıyıcı, *segment sayısı* = 64 ve GWO kullanıldığında *CCDF (PAPR Olasılığı)* = 10^{-5} için 4-QAM’de 6.42 dB, 16-QAM’de 6.46 dB’lik PAPR performansı, elde edilmiştir.
4. VLC’de PTS-GWO yönteminin herhangi bir PAPR azaltmanın olmadığı DCO-OFDM yöntemine göre yaklaşık 7.87 dB daha fazla PAPR düşümü yaptığı açıkça görülmüştür.
5. VLC’de PTS-GWO yönteminde $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değerinin yaklaşık 12.6 dB, DCO-OFDM için ise yaklaşık 21.81 dB olduğu görülmüştür. Buradan, $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR açısından PTS-GWO yönteminin DCO-OFDM yöntemine göre 9.21 dB’lik bir kazanca sahip olduğu gözlemlenmiştir.

6. Taşıyıcı sayısı N arttıkça PAPR performansı kötüleşmektedir.
7. VLC-PTS'de BER performansı, segment sayısı ya da faz katsayılarını belirlemek için kullanılan algoritmalarından etkilenmemektedir.
8. Öte yandan VLC-PTS için işlem yükü ile beraber en önemli sorun, segment sayısı kadar faz değerinin yan bilgi olarak alıcıya iletilmesi zorunluluğudur. Bu durumda, $N/2$ segment sayısı için $N/2$ adet ekstra sembol iletimi anlamına gelir.
9. VLC-PTS'de optimizasyon sırasında yapılan iterasyon $\times$ parçacık sayısı $\times$ segment sayısı kadar ifft işleminin yanısıra, optimizasyon sonrası da segment sayısı kadar ifft işlemi yapılması gerekmektedir.
10. VLC-PTS yöntemi hem işlem yükü hem de sebep olduğu fazla yan bilgi iletimi dolayısıyla oldukça maliyetli bir yöntemdir.
11. PTS-GWO yönteminde 4-QAM ve 16-QAM modülasyonları kullanıldığında $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değerlerinin sırasıyla, yaklaşık 12.6 dB ve 19.45 dB olarak elde edildiği görülmektedir.
12. VLC-PTS'de algoritmaların koşma sürelerine bakıldığında PAPR performansı en iyi olan GWO, 4-QAM ve 16-QAM modülasyonlarında küçük sembol sayısında yapılan benzetimde süre olarak bakıldığında en büyükten en küçüğe doğru sıralandığında baştan 3. sırada olur. Benzetimlerde en fazla koşma süresi PTS-DA yönteminde dir.
13. VLC-PTS'de kullanılan GWO optimizasyon yöntemi en iyi PAPR performansını daha uzun bir arama sürecinden sonra elde edebilmektedir. PSO optimizasyon yöntemi çok daha hızlı çalışmakta fakat en iyi sonuca ulaşmada GWO'dan daha kötü sonuç vermektedir.
14. VLC' de kullanılan PTS PAPR düşürme yönteminde segment sayısı kadar ters fourier dönüşümü alınmaktadır. Bu işlem karmaşıklığını artıran bir durumdur. Ayrıca PTS'de en düşük PAPR değerini bulmak için arama yapan PSO optimizasyon tekniği de oldukça bir işlem yüküne sahiptir. Dolayısı ile burada segment sayısı arttıkça daha fazla faz dizisi, PSO optimizasyon yöntemi ile deneneceğinden daha düşük PAPR değeri elde edilebilmiştir.
15. VLC'de kullanılan PTS-PSO yöntemi, BER performansından çok az ödün vermiştir. Buradan bu algoritmanın PAPR düşürülmesinde etkin olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

16. VLC-PTS yönteminde BER performansının segment sayısı değişimininden etkilenmediği söylenebilir.
17. PTS yönteminde taşıyıcı sayısı N arttıkça BER performansı biraz kötüleşmektedir.

VLC-SLM

1. VLC-SLM'de faz dizisi seçimi kritik bir faktördür. Seçilecek faz matrisi hem PAPR'ı hem de BER'i olumsuz etkilememesi gerekir.
2. VLC-SLM'de kullanılmak üzere seçilecek faz dizisi, literatürden iyi bilinen başka matrislerden PAPR'ı düşürecek biçimde seçilebilir. Literatürdeki matrislerin bazı özellikleri, PAPR'ı düşürecek şekilde değiştirilip yeni matrisler üretilebilir. Ayrıca, bu faz matrisleri, metasezgisel ya da diğer optimizasyon yöntemleri ile PAPR'ı düşürecek şekilde belirlenen bir diziler topluluğu olması PAPR düşürme açısından verimli olabilir.
3. SLM'de yan bilginin güvenilir bir şekilde iletilmesi, BER performansının korunması açısından kritiktir.
4. SLM'de faz dizisinin gönderildiği yan bilgi, veri hızını düşürmektedir.
5. Faz dizisi olarak literatürde birçok matris ve dizi denenmiştir. Bunlardan ortogonal (dikgen) olanların PAPR ve BER'de daha iyi performans gösterdiği gözlemlenmiştir.
6. Literatürde Hadamard, Vandermonde ve Riemann matrislerinin kendilerine has karakterlerinden dolayı SLM tekniğinde faz dizisi olarak PAPR ve BER'de iyi sonuçlar vermektedir.
7. VLC-SLM'de taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR performansı kötüleşmektedir.
8. VLC-SLM'de taşıyıcı sayısı arttıkça BER değerinin çok az değiştiği görülmektedir.
9. $PAPR$ olasılık değeri $= 10^{-6}$ iken $N = 128$ taşıyıcılı 4-QAM modülasyonlu sistemde Riemann, Hadamard ve Vandermonde matrisli VLC-SLM için PAPR değerleri sırasıyla 4.38 dB , 9.28 dB ve 12.24 dB olduğu görülmüştür. Buradan en iyi PAPR değerini Riemann matrisinin verdiği açıkça görülmüştür.
10. $PAPR$ olasılık değeri $= 10^{-6}$ iken Riemann matrisli SLM yönteminin DCO-OFDM (PAPR azaltma olmaksızın) yöntemine göre yaklaşık 10.67 dB 'lik bir PAPR azaltma performansı olduğu açıkça görülecektir.

11. $BER = 10^{-6}$ için 4-QAM modülasyonunda gerekli SNR'lere bakıldığında VLC-SLM'de en iyi sonucu Hadamard matrisinin 16.72 dB 'lik değerle verdiği görülmüştür. Vandermonde matrisi için aynı $BER = 10^{-6}$ değeri için gerekli SNR değeri yaklaşık 16.8 dB 'dir. Rieman matrisi aynı BER değeri için gerekli SNR değeri açısından gözle görülür daha kötü bir BER performansı verdiği açıkça görülmüştür.
12. Rieman matrisinin $BER = 10^{-6}$ için gerekli SNR değeri açısından gözle görülür daha kötü BER performans verdiği görülmüştür. DCO-OFDM yönteminin Riemann matrisli SLM yöntemine göre $BER = 10^{-2}$ için gerekli SNR değeri açısından 13 dB 'lik daha iyi bir kazanç sağladığı görülmüştür.
13. VLC-SLM'de SNR'nin yüksek olması, sistemin donanım maliyetini artırır ve spektrumun kullanılmasında verimsizliğe neden olur. Bu yüzden, $N = 256$ taşıyıcı sayısında Rieman matrisi kullanılacaksa 16-QAM modülasyonunun tercih edilmemesi önerilir.
14. VLC-SLM'de Riemann matrisi kullanıldığında, taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR'daki bu düşme durumunun Riemann matrisin özel yapısından kaynaklı olduğu düşünülebilir. Riemann matrisinin satır ve sütunlarında ağırlıklı olarak 1 ve -1 değerleri mevcuttur. Bu da güç dağılımını dengesiz yaparak güç tüketimini artırmaktadır. Fakat bu durum PAPR değerini de oldukça aşağı çekmektedir.
15. VLC-SLM'de Riemann matrisi kullanıldığında, BER'de genel bir kötüleşme olduğu görülmektedir. Bu durum, yukarıda bahsedilen Riemann matrisinin özelliğinden kaynaklı güç dağılımındaki dengesizlik ve güç tüketimi artışından dolayı BER'de dikkate değer bir bozulmaya neden olmaktadır. BER performansını iyileştirecek bir SNR, sisteme uygulanırsa bu olumsuz durumun ortadan kalkabileceği açıktır.
16. Standart OFDM sisteminde her bir OFDM sembolü için sadece 1 adet IFFT işlemi yapılırken, SLM yönteminde faz dizileri kullanılarak U alternatif OFDM sinyali üretilir. Bu durumda, SLM yönteminde toplam IFFT işlem sayısı $N_{\text{IFFT}} = U \times N_{\text{VLC-OFDM}}$ formülü ile hesaplanabilir. Burada: N_{IFFT} toplam IFFT işlem sayısını, U kullanılan birbirinden farklı faz dizisi sayısını ve $N_{\text{VLC-OFDM}}$ ise VLC-OFDM'nin taşıyıcı sayısını ifade eder.

VLC-MPC

1. VLC için burada önerilen çok noktalı takımyıldız (MPC) şeması, gelen bitlerin M-QAM takımyıldızları ile eşlendiği ve M takımyıldız noktasının her birine L_a adet alternatifin eklendiği bir modülasyon şemasıdır. Bu alternatifler, orijinal takımyıldız noktalarının bir r parametresi tarafından kontrol edilen dikdörtgen veya dairesel bir alanda Δ adımlarla genişletilmesiyle oluşturulur.
2. Dairesel MPC yönteminde $r = r_m$ alınarak dikdörtgensel MPC, dairesel MPC ismini almıştır. Dairesel MPC’de r_m , adım aralık yarıçapı olarak adlandırılmıştır Δ adım mesafesi’ne kadar r_m adım aralık yarıçaplı tüm dairesel noktalar yeni takımyıldız noktaları olacaktır.
3. VLC+SLM yönteminde PAPR düşümü açısından en iyi Hadamard matrisi diğer 2 matrise nazaran daha iyi sonuç vermiştir.
4. VLC-MPC yöntemi yan bilgi iletmeyi gerektirmez. Ancak, alternatif takımyıldız noktalarından hangisinin kullanılacağını belirlemek için optimizasyon yöntemlerinden faydalanılması gerekir.
5. VLC’de MPC ve MPC+SLM yönteminde r adım aralığı- r_m adım aralık yarıçapı arttıkça PAPR performansı iyileşecektir.
6. VLC’de MPC ve MPC+SLM yönteminde r adım aralığı ve r_m adım aralık yarıçapı arttıkça sisteme eklenecek ekstra takımyıldız noktaları artmakta bu esnada da alıcı tarafta verinin dedeksiyon işleminde karmaşıklık artmakta bunun da BER performansının kötüleşmesine sebep olduğu söylenebilir.
7. VLC’de MPC ve MPC+SLM’de her bir taşıyıcı sayısında r adım aralığı ve r_m adım aralık yarıçapı arttıkça PAPR değerlerinin düştüğü açıkça görülmektedir.
8. VLC’de MPC ve MPC+SLM’de her bir taşıyıcı sayısında r adım aralığı ve r_m adım aralık yarıçapı arttıkça BER performansının çok az değiştiği açıkça görülmektedir. Buradan BER performansının r_m değişiminden etkilenmediği sonucu ortaya çıkar.
9. VLC-MPC’de N taşıyıcı sayısı arttıkça PAPR performansı ve BER performansının kötüleştiği görülmektedir.
10. VLC-MPC ve VLC-MPC+SLM’de K ve P ’nin değişimine göre yapılan benzetimlere bakıldığında K ve P arttıkça elde edilen PAPR değerleri düşecektir. Çünkü kullanılan DPSO optimizasyon algoritmasında iterasyon ve parçacık sayısı (K ve P) arttıkça daha geniş bir uzayda en iyi PAPR değerleri

araştırılacak ve bulunabilecektir. Fakat bu durumda MPC algoritmasının koşma süresi uzayacaktır bu da işlem karmaşıklığını artıracaktır. Önerilen VLC-MPC’de kullanılan DPSO optimizasyon algoritmasında iterasyon ve parçacık sayısı arttıkça daha geniş bir uzayda en iyi PAPR değerleri araştırılacak ve bulunabiliyorken, ekstra sisteme dahil olan takımyıldızı noktalarının etrafında, alıcıdaki deteksiyon hatalarının artmış olmasından kaynaklandığı düşünülebilir.

11. VLC-MPC ve VLC-MPC+SLM’de K veya P ya da her ikisi arttıkça sabit bir BER için gerekli SNR değerleri çok az artmakta hatta aynı kalıyor gibi düşünülebilir. Yani BER performansı iterasyon sayısı (K) ve parçacık sayısı (P)’den etkilenmemektedir.
12. VLC’de MPC ve MPC+SLM’de PAPR ve BER grafiklerine bakıldığında modülasyon seviyesi (M) ve taşıyıcı sayısı (N) arttıkça PAPR performansının açıkça görülmektedir.
13. VLC-MPC ve VLC-MPC+SLM’de taşıyıcı sayısı arttıkça sabit bir BER için gerekli SNR değeri az miktarda artmaktadır. Yani BER taşıyıcı sayısından etkilenmiyor denilebilir.
14. VLC- dikkörtgensel MPC’de genel itibarıyla sabit bir r değerinde Δ değeri ($\Delta = 0.25$ değeri hariç) arttıkça PAPR değerinin çok az düştüğü söylenebilir. Δ değeri arttıkça sisteme eklenecek takımyıldız noktaları artacaktır ve bu da PAPR’ı düşürebilecektir.
15. VLC-MPC’de Δ değerleri değiştikçe aynı BER değeri için gerekli SNR değerleri birbirine çok yakındır ve yaklaşık olarak aynı değerde olduğu söylenebilir. BER performansının Δ değişiminden etkilenmediği söylenebilir
16. İşlem yükü açısından değerlendirildiğinde VLC-MPC, VLC-SLM yöntemi ile aynı işlem yüküne sahip olabilir, ancak optimizasyonun iterasyon sayısı belli bir değere kadar arttıkça MPC’nin PAPR performansı artar.
17. VLC-MPC benzetim sonuçları, önerilen MPC yönteminin, SLM ile beraber kullanıldığında 4-QAM ve 16-QAM modülasyonlarında PAPR’ı düşürmede SLM yönteminden daha iyi performans verdiğini göstermiştir. Ayrıca, DPSO algoritmasındaki iterasyon ve parçacık sayısının artırılması, önerilen yöntemin PAPR düşürme performansını daha da artırmaktadır. Önerilen yöntemin hem PAPR hem de BER açısından performansı incelenmiş ve önemli ölçüde iyi performans gösterdiği görülmüştür.

18. VLC'de MPC ve MPC+SLM yöntemlerinde yapılan tüm benzetimlere bakıldığında elde edilen SNR değerleri tolere edilebilir bir seviyededir.
19. MPC yöntemi tek başına SLM yönteminin PAPR performansını aşamazken, önerilen MPC yönteminin SLM ile birleştirilmesi daha iyi PAPR performansı sağlayabilir.
20. SLM'de, 128×128 boyutlu ağırlık matrisinin en düşük PAPR'a sahip satırını belirlemek için tüm satırlar değerlendirildiğinden, $N = 128$ için 128 IFFT işlemi gereklidir. Bununla birlikte, birleşik SLM ve MPC yöntemi, hem $M = 4$ hem de $M = 16$ için tek başına SLM'den daha iyi PAPR performansı elde etmek için $K \times P = 10 \times 10 = 100$ IFFT işlemi gerektirir. Önerilen MPC yöntemi, sadece 247 daha fazla IFFT hesaplama maliyeti ile SLM'den 1.46 dB daha fazla kazanç sağlayabilir. Bununla birlikte, $128 - 100 = 28$ daha az IFFT hesaplaması için, önerilen yöntem SLM'den 0,75 dB daha fazla kazanç sağlar.
21. $M=16$ (16-QAM) için önerilen yöntemin PAPR performansını inceleyerek parçacık ve iterasyon sayısının artırılmasının daha fazla PAPR düşme kazancı sağladığını göstermektedir. SLM ve MPC birleştirildiğinde, SLM'ye kıyasla PAPR azaltma kazancı 2.08 dB'ye kadar ulaşır.
22. Yapılan benetimlerden, DPSO ile en düşük PAPR değeri için optimizasyon yapılırken, dikdörtgen genişletilmiş takımyıldız noktaları ve SLM yönteminin birlikte kullanılmasıyla FEC sınır BER değerinin kabul edilebilir bir SNR değerinde elde edilebileceğini göstermektedir.
23. Önerilen MPC yöntemi, $N = 128$ taşıyıcı ve 16-QAM modülasyonu için PAPR değerini DCO-OFDM'ye kıyasla 7 dB azaltabilir.
24. Önerilen yöntemde alternatif takımyıldız noktalarını bulmak için ayrık parçacık sürü optimizasyonu kullanılmıştır. İterasyonlar ve parçacık sayısı artırıldığında, önerilen yöntem yüksek işlem yükü pahasına daha iyi bir PAPR azaltımı gerçekleştirir.
25. Minimum iterasyon ve parçacık sayısı 10 olarak seçildiğinde DCO-OFDM ile karşılaştırıldığında yaklaşık 6 dB PAPR kazancı elde edilmiştir.

Dikdörtgensel, Dairesel MPC ve SLM Performans Karşılaştırmalı Sonuçlar

1. Önerilen MPC yöntemi tek başına SLM yönteminin PAPR performansını aşamazken, önerilen MPC yönteminin SLM ile birleştirilmesi daha iyi PAPR performansı sağlamaktadır.
2. SLM'de, 128×128 boyutlu ağırlık matrisinin en düşük PAPR'a sahip satırını belirlemek için tüm satırlar değerlendirildiğinden, $N = 128$ için 128 IFFT işlemi gereklidir.
3. Bununla birlikte, birleşik SLM ve MPC yöntemi, hem $M = 4$ hem de $M = 16$ için tek başına SLM'den daha iyi PAPR performansı elde etmek için $K \times P = 10 \times 10 = 100$ IFFT işlemi gerektirir. Önerilen MPC yöntemi ise, sadece 247 daha fazla IFFT hesaplama maliyeti ile SLM'den 1.46 dB daha fazla kazanç sağlayabilir. Bununla birlikte, $128 - 100 = 28$ daha az IFFT hesaplaması için, önerilen yöntem SLM'den 0,75 dB daha fazla kazanç sağlar.
4. $M = 16$ (16-QAM) için önerilen MPC yönteminin PAPR performansı incelenirse, parçacık ve iterasyon sayısının artırılmasının daha fazla PAPR düşme kazancı sağlandığı görülmüştür.
5. SLM ve önerilen MPC birleştirildiğinde, SLM'ye kıyasla PAPR azaltma kazancı 2.08 dB'ye kadar ulaşabilir.
6. MPC'de kullanılan DPSO'da iterasyon sayısı (K) ve parçacık sayısı (P) için uygun değerlerin seçilmesinin hem daha düşük PAPR hem de daha az hesaplama yükü ile sonuçlanabileceği düşünülmektedir.
7. Önerilen MPC ve SLM+MPC yöntemlerinin BER performansı DPSO algoritmasının K ve P değerlerinden etkilenmemektedir. Önerilen MPC yöntemi kullanıldığında, takımyıldız noktalarının dikdörtgen bir uzantısı kullanılarak optimum BER performansı elde edilir.
8. Küçük bir ölçekleme faktörü α_s , sinyalin bilgi taşıyan kısmının gücünün düşük olduğunu gösterir.
9. Bu çalışmada Cree Xlamp XB-H veri sayfası değerleri olan $V_{sat} = 3.15$ V.ve $V_{th} = 2.65$ V kullanılmıştır. Yapılan benzetimlerde, V_{dc} olarak 3 V DC öngerilimleme değeri kullanılmıştır. $M = 16$, $N = 128$, $K = 100$ ve $P = 25$ parametreleriyle, LED'in dinamik bölgede olmasını sağlamak ve kırpmayı önlemek için her OFDM bloğu için bir ölçekleme faktörü α_s hesaplanmıştır.

10. Ölçeklendirilmiş IFFT çıkışının gücü p_{signal} olarak gösterilir ve 20.000 OFDM bloğunun ortalaması için SLM+MPC, SLM ve herhangi bir PAPR azaltımı olmadan sırasıyla $-21,4833 \text{ dB}$, $-23,0209 \text{ dB}$ ve $-23,8146 \text{ dB}$ değerlerine sahiptir. SLM+MPC yöntemi SLM yöntemine göre $1,5376 \text{ dB}$ daha fazla sinyal gücü sağlamıştır, bu da aynı alıcı için daha yüksek bir SNR değeriyle sonuçlanabilir.
11. Bu çalışmada DCO-OFDM yönteminde daha düşük PAPR elde etmek için çok noktalı takımyıldız (MPC) yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem, $N = 128$ taşıyıcı ve 16-QAM modülasyonu için PAPR değerini, DCO-OFDM'ye kıyasla 7 dB azaltabilir.
12. Önerilen MPC yönteminde alternatif takımyıldız noktalarını bulmak için ayrı parçacık sürü optimizasyonu kullanılmıştır. İterasyonlar ve parçacık sayısı artırıldığında, önerilen yöntem yüksek işlem yükü pahasına daha iyi bir PAPR azaltımı gerçekleştirir. Burada, minimum iterasyon ve parçacık sayısı 10 olarak seçilmiştir ve DCO-OFDM ile karşılaştırıldığında yaklaşık 6 dB kazanç elde edilmiştir.
13. Önerilen MPC yöntemi ve SLM birlikte kullanıldığında, ağırlık katsayıları Hadamard matrisinin satırlarından seçilir. Bu ağırlık katsayıları alternatif takımyıldız noktaları ile çarpılır ve elde edilen yeni örnek değerler IFFT işlemine tabi tutulur.

Önerilen GM'li Ön Kodlama, DCT ve μ -yasa Veri Sıkıştırma Yöntemleri Karşılaştırmalı Sonuçlar

Buradaki sonuçlar için, $N = 256$ taşıyıcı sayısı ve 16-QAM modülasyonu kullanılan benzetimler kullanılmıştır:

1. Bir VLC sistemindeki geleneksel DCO-OFDM'nin ön-kodlama süreci, bir Gauss matrisinin (GM) kullanılmasıyla kolaylaştırılmıştır. Esasen, aday ön-kodlama matrisleri olarak işlev görmek üzere belirlenmiş bir GM kümesi, M_g , oluşturulur. Bu Gauss matrisleri bir kez oluşturulur ve iletişim süreci boyunca sabit kalır, hem verici hem de alıcı bunların varlığından haberdardır.

2. DCO-OFDM haberleşme sistemi çerçevesinde, önerilen Gauss ön-kodlama yöntemi, PAPR performansında kayda değer gelişmeler göstermekte ve PAPR azaltımında geleneksel DCT ön-kodlama yönteminden ve μ -yasa veri sıkıştırma yönteminden daha iyi performans sergilemektedir.
3. Önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yöntemi için yapılan benzetim sonuçları, aday GM'lerin sayısını artırmanın etkinliğinin altını çizmektedir, ancak bu artış sistem karmaşıklığını artırmaktadır. Çalışma, PAPR ve BER arasındaki dengeyi vurgulamakta ve DCT ve Gauss ön-kodlama yöntemlerinin μ -yasa sıkıştırma ile birlikte kullanılmasının PAPR'da 2 dB'lik bir iyileşme sağladığını ortaya koymaktadır.
4. Verici tarafında, her bir aday Gauss ön-kodlama matrisinin PAPR performansı bağımsız olarak değerlendirilir. Daha sonra, en düşük PAPR sergileyen ön-kodlama matrisi seçilir ve buna karşılık gelen indeks alıcıya yan bilgi olarak iletilir.
5. μ -yasa veri sıkıştırma yöntemlerinin kullanımı DCO-OFDM sisteminin BER performansı üzerinde belirgin bir etkiye sahipken, DCT ve Gauss ön-kodlama yöntemleri BER performansında küçük iyileşmeler göstermektedir.
6. Önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yöntemi, hem DCT ön-kodlama hem de μ -yasa veri sıkıştırma yöntemlerine kıyasla daha üstün PAPR performansı sergilemektedir. Dahası, Gauss matrisli ön-kodlama yönteminin μ -Yasası ile bütünleştirilmesi PAPR performansında daha fazla iyileşme sağlamaktadır.
7. Önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yönteminde aday Gauss matris sayısı M_g 'nin 10'dan 40'a çıkarılmasının PAPR'da yaklaşık 1 dB'lik bir artışa yol açtığını ortaya koymaktadır. Ancak, bu iyileşmenin sistemdeki karmaşıklığın artması pahasına gerçekleştiğine dikkat etmek önemlidir.
8. DCT ve önerilen Gauss ön-kodlama yöntemlerinin μ -yasa veri sıkıştırma ile kombinasyonu, yalnızca DCT ve Gauss ön-kodlama yöntemlerinin kullanılmasına kıyasla PAPR'da yaklaşık 2 dB'lik önemli bir iyileşme sağlar. Ancak, PAPR'daki bu iyileşmenin BER performansında kayda değer bir düşüş pahasına gerçekleşmesi dikkat çekicidir.
9. 16-QAM modülasyonlu yalnızca DCT ön-kodlama yöntemi kullanıldığında $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcı sayılarında $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$ iken PAPR değerleri sırasıyla 14.98 dB, 15.09 dB ve 15.51 dB'dir. Taşıyıcı sayısı arttıkça $BER = 10^{-5}$ değeri için gerekli SNR değerlerinin birbirine çok yakın olduğu hatta

değişmediği çıkarımı yapılabilir. Burada, BER'in N taşıyıcı sayısından etkilenmediği sonucuna da varılabilir.

10. Yalnızca μ -yasa veri sıkıştırma yöntemi kullanıldığında 16-QAM modülasyonlu $N = 128, 256$ ve 512 taşıyıcı sayılarında $PAPR$ olasılığı $= 10^{-5}$ iken $PAPR$ değerleri sırasıyla yaklaşık olarak 10.53 dB , 11.19 dB ve 11.87 dB 'dir. N taşıyıcı sayısı arttıkça $PAPR$ değerinin arttığı yani kötüleştiği açıkça görülmektedir.
11. Önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yöntemi kullanıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 128$ taşıyıcıda $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken Gauss matris sayısı $M_g = 50, 40, 30, 20$ ve 10 olduğu durumdaki $PAPR$ değerleri sırasıyla yaklaşık olarak 8.22 dB , 8.36 dB , 8.56 dB , 8.91 dB , 9.64 dB 'dir. $M_g = 50$ olduğu durumda içlerinde en düşük $PAPR$ değeri olan 8.22 dB 'yi verdiği görülmektedir.
12. Önerilen Gauss ön-kodlama yönteminde Gauss matris sayısı M_g arttıkça, $PAPR$ değerinin düştüğü gözlemlenmiştir. M_g daha da artırılırsa $PAPR$ 'ın düşeceği açıktır. Fakat burada, $M_g = 50$ 'den büyük olması durumlarında $PAPR$ düşme hızının gittikçe azalacağı ve bir önceki Gauss matris sayısı durumundaki $PAPR$ değerine çok yaklaşıacağı çok olası bir durumdur. M_g 'nin çok artması yapılan benzetimlerin koşma süresini ve işlem karmaşıklığını çok fazla artıracığı da açıktır. Pratikte alıcı tarafta Gauss matrislerinin sayısının da bilinmesi gerekliliği yüzünden matris sayısı çok artması ve işlem karmaşıklığının çok artması sistemde maliyeti çok artırmayacaktır.
13. Önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yöntemi kullanıldığında 16-QAM modülasyonlu $N = 128$ taşıyıcıda Gauss matris sayısı $M_g = 50, 40, 30, 20$ ve 10 olduğu durumlarda $BER = 10^{-5}$ için gerekli SNR değerleri yaklaşık olarak birbirine yakın ve değeri 20.17 dB 'dir. . Bu değer, BER-SNR için FEC sınır değeri göz önüne alındığında kabul edilebilir bir SNR seviyesi olarak kabul edilebilir. Gauss matris sayısı M_g arttıkça BER performansının yaklaşık olarak aynı kaldığı söylenebilir. Yani, BER performansı M_g değişiminden etkilenmemektedir.
14. Gauss matrisli ön-kodlama+ μ -yasa veri sıkıştırma yöntemi kullanıldığında, 16-QAM modülasyonlu $N = 128$ taşıyıcıda $PAPR$ olasılığı $= 10^{-6}$ iken Gauss matris sayısı $M_g = 50, 40, 30, 20$ ve 10 olduğu durumdaki $PAPR$ değerleri sırasıyla yaklaşık olarak 6.48 dB , 6.56 dB , 6.71 dB , 6.91 dB ve 7.33 dB 'dir.

15. Gauss matrisli ön-kodlama yönteminde Gauss matris sayısı M_g arttıkça BER performansının yaklaşık olarak aynı kaldığı söylenebilir. Buradan BER'in M_g değişiminden etkilenmediği sonucuna varılabilir.
16. Ölçeklendirme faktörü α_s 'nin belirlenmesinin, LED'in dinamik aralığındaki operasyonel bütünlüğünü korumak ve herhangi bir sinyal kırpma riskini proaktif olarak önlemek amacıyla her OFDM bloğu için ayrı ayrı yapılmıştır.
17. Ölçekleme faktörü α_s 'nin kullanıldığı sinyal gücü hesaplamaları, her OFDM bloğundaki tüm yöntemlerde aynı iletim sembolleri kullanılarak tutarlı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Her biri rastgele semboller içeren toplam 20.000 OFDM bloğu rastgele oluşturulmuş ve bu 20.000 bloktan elde edilen ortalama sinyal gücü Tablo 14'te toplu olarak verilmiştir.
18. μ -yasa veri sıkıştırma, tüm yöntemlerde ölçeklendirilmiş sinyal güçlerinin artmasına yol açmaktadır.
19. Önerilen Gauss ön-kodlama yöntemi μ -yasa veri sıkıştırma ile birleştirildiğinde, elde edilen çıkış sinyali gücü sıkıştırma ile DCT ön-kodlamasınınkini $M = 10$ ve $M = 40$ modülasyon seviyeleri için sırasıyla 0.1381 dB ve 0.3962 dB aşmaktadır. Ayrıca, önerilen yöntem tek başına μ -Yasa veri sıkıştırma olmaksızın(companding olmadan) en az $0,7692 \text{ dB}$ daha yüksek bir sinyal gücü göstermektedir. Ek olarak, DCT ön-kodlamadan $0,6814 \text{ dB}$ ve μ -yasa veri sıkıştırmasız DCO-OFDM'den $1,5751 \text{ dB}$ daha yüksek sinyal gücü seviyelerine ulaşabilir.
20. Buradaki sonuçlar, önerilen Gauss matrisli ön-kodlama yönteminin eşdeğer gürültü koşulları altında üstün bir SNR seviyesine ulaşması gerektiğini göstermektedir. μ -yasa veri sıkıştırma tekniği tüm yöntemlerde sinyal gücünü artırarak aynı alıcılar için en az $1,3647 \text{ dB}$ daha yüksek SNR seviyeleri elde edilmesini sağlar. Artan sinyal gücü genellikle daha yüksek SNR ile ilişkilidir, böylece BER azalır ve verim artar.
21. PAPR'nin pratik sistemlerde BER performansı üzerinde önemli bir etkiye sahip olabilir (Lu vd., 2018). Bu nedenle, önerilen yöntemin gerçek dünya senaryolarında daha yüksek verimi korurken daha iyi BER performansı sergilemesi beklenmektedir. Bileşikleme ve önerilen yöntem aynı anda kullanıldığında bile, $BER = 3,8 \times 10^{-3}$ İleri Hata Düzeltme (FEC) sınırı 20 dB 'nin altında makul bir SNR seviyesi ile ulaşılması beklenmektedir.

4. ÖNERİLER

Bu tezde tüm yapılan çalışmalar sonucunda yapılabilecek öneriler aşağıdaki gibi maddeler halinde özetlenebilir:

1. Önerilen yöntemler bir VLC DCO-OFDM sistemine uygulanmış olsa da, optik ve RF iletişim için önerilen OFDM sistemlerinin çoğunda da kullanılabilirler.
2. Önerilen tüm yöntemler oda içinde veya bir laboratuvarında deney düzeneği kurularak gerçek zamanda denenbilir ve elde edilen sonuçlar önceden yapılan benzetimlerle karşılaştırılabilir.
3. MPC için gelecekte yapılan çalışmalar, önerilen yöntemi deneysel olarak uygulanacaktır. Ayrıca, DPSO'nun yanı sıra diğer metasezgisel yöntemler de test edilecek ve elde edilen performanslar hesaplama iş yükleri göz önünde bulundurularak karşılaştırılacaktır.
4. Gelecekteki araştırmaların bir parçası olarak, en uygun aday GM sayısının belirlenmesine yönelik bir araştırma yapılabilir ve rastgele GM'ler kullanmak yerine yeni GM'lerin oluşturulması için benzetimlerden daha önce test edilmiş GM'lerin kullanılmasını içeren sistematik bir yaklaşım araştırılabilir.
5. Gelecekte, önerilen MPC yöntemi de dahil olmak üzere belirli sayıda matrisin rastgele üretilmesini ve PAPR'ı en aza indirmek için bu matrislerden birinin seçilmesini içeren bir PAPR azaltma yöntemi araştırılacaktır.
6. MPC ve Gauss matrisli ön-kodlama tekniği için güç verimliliğini doğru bir şekilde değerlendirmek için tipik bir çalışma ofisi alanı gibi pratik iç mekan aydınlatma koşullarında test edilebilir. Bu gerçek dünya testi, enerji optimizasyonuna ilişkin içgörüler sağlayabilir ve uygulama için herhangi bir zorluğu tanımlayabilir.
7. Veri sıkıştırma yöntemi için literatürde birçok sıkıştırma (companding) fonksiyonu vardır. PAPR'ı etkin şekilde düşüren literatürde olan yöntemlerden farklı sıkıştırma (companding) denklemleri optimizasyon yöntemiyle elde edilebilip PTS, SLM ve MPC yöntemleri ile beraber kullanılabilir.
8. MPC yöntemini matrisel forma çevirip optimizasyon aşamasını kaldırarak bir yöntem geliştirilebilir ve bu tezde önerilen yöntemle karşılaştırılabilir.
9. MPC'de işlem yükünü azaltmak için, orijinal takımyıldız noktalarının PAPR değeri belirli bir eşik değerinin üzerinde olduğunda önerilen yöntem kullanılabilir.

10. MPC yöntemini matrisel forma çevirip optimizasyon aşamasını kaldıracak bir yöntem geliştirilebilir ve bu tezdeki önerilen yöntemle karşılaştırılabilir.
11. MPC yöntemindeki orijinal takımyıldız noktalarına eklenecek noktaların, PAPR'ı daha iyi azaltabilecek ve BER'i de kötüleştirmeyecek şekilde diğer metasezgisel optimizasyon yöntemleri ile bulunması denenebilir.
12. PTS'deki gibi segmentler kullanmak ancak segmentlerdeki takımyıldız noktalarını PAPR'ı düşürecek şekilde optimizasyonla bulunabilir ve yan bilgi iletilmeden PAPR düşürülebilir. Bu, MPC yöntemine de uyarlanabilir.
13. MPC yönteminde, PTS yöntemindeki gibi segmentler kullanarak segmentlerdeki takımyıldız noktaları PAPR'ı düşürecek şekilde optimizasyonla bulunabilir ve yan bilgi iletilmeden PAPR düşürülebilir.
14. Literatürde geçen tüm kırpma (clipping) yöntemleri PTS, SLM ve MPC teknikleri ile birlikte kullanılabilir ve PAPR düşümü yönünden incelenebilir.
15. VLC-OFDM sisteminde DVB-T2 Standardına Dayalı ACE Tekniği tezde ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Literatürdeki çeşitli kırpma teknikleri mevcuttur. Bu ACE tekniğinde kırpma aşamasında çeşitli kırpma teknikleri denenebilir ve PAPR etkin şekilde düşürülmeye çalışılabilir.
16. SLM'de Hadamard ve Riemann matrislerinin uygun formlarda ard arda kullanarak PAPR düşürülebilir.
17. Kare olmayan bir matris tekniği geliştirilip PAPR düşürülmesi araştırılabilir.
18. Pekiştirmeli öğrenme (Reinforcement Learning), bulunduğu ortamı algılayan ve kendi başına kararlar alabilen bir sistemin, hedefine ulaşabilmesinde doğru kararlar almayı nasıl öğrenebileceğini gösterir. Pekiştirmeli öğrenme algoritmasını kullanarak PAPR azaltma konusu araştırılabilir.
19. PTS ve SLM tekniği için belirlenen bir faz dizisi ya da matrisin içinde en düşük PAPR'ı veren satır ya da sütunun elde edilip bu dizi içerisindeki dizinin elemanlarının kendi içerisinde yer değiştirilmiş versiyonlarının denenip PAPR'ın daha da düşebileceği düşünülmektedir. Bu yönde bir çalışma yapılabilir.
20. Gauss matrisli ön-kodlama yönteminde olduğu gibi başka matrisler üretilip PAPR düşümü araştırılabilir.
21. MPC yönteminde dikdörtgensel ve dairesel benzeri yeni geometrik yollar geliştirilip PAPR'ın düşürülmesi konusu araştırılabilir.

22. Bu tezdeki gauss matrisli ön-kodlama yöntemi SLM, PTS ve MPC tekniği ile uygun şekilde birleştirilip PAPR düşürülmesi konusu incelenebilir.
23. PTS, SLM yönteminde optimizasyon için tezdeki kullanılan metasezgisel algoritmalar dışında literatürdeki diğer algoritmalar denenebilir.
24. Gelecekteki çalışmalarda, bu çalışmada kullanılan DCO-OFDM yerine ACO-OFDM, ADO-OFDM, HACO-OFDM ve LACO-OFDM konulup PAPR ve BER benzetimleri yapılacaktır.
25. Yukarıdaki önerilerin tümü RF tarafı için de yapılabilir.



5. KAYNAKLAR

- Abd El-Rahman, A. F., Ahmed, R. A., Abd Elnaby, M. M., Khamis, S., Napoleon, S., Abd-Elnaby, M., & Abd El-Samie, F. E. (2020). Companding techniques for SC-FDMA and sensor network applications. *International Journal of Electronics Letters*, 8(3), 241-255.
- Abdalmunam, A., Safar, A. M., Nordin, J. M., Sarhan, H., Alhashm, S. A., & Ali, A. A. (2023). Implementation of particle swarm optimization based ICF technique to reduce the PAPR of ACO-OFDM. *Journal of Optical Communications*, (0).
- Aboul-Dahab, M. A., Hagra, E. A., & EL-Henawy, E. A. L. (2017, March). PAPR reduction for downlink LTE system based on DCT and hyperbolic tangent companding noise cancellation. In *2017 34th National Radio Science Conference (NRSC)* (pp. 238-245). IEEE.
- Adebisi, B., Anoh, K., & Rabie, K. M. (2018). Enhanced nonlinear companding scheme for reducing PAPR of OFDM systems. *IEEE Systems journal*, 13(1), 65-75.
- Agarwal, D., Sharan, N., Raja, M. P., & Agarwal, A. (2015, March). PAPR reduction using precoding and companding techniques for OFDM systems. In *2015 International Conference on Advances in Computer Engineering and Applications* (pp. 18-23). IEEE.
- Aghdam, M. H., & Sharifi, A. A. (2019). PAPR reduction in OFDM systems: An efficient PTS approach based on particle swarm optimization. *ICT express*, 5(3), 178-181.
- Aghdam, M. H., & Sharifi, A. A. (2019). PAPR reduction in OFDM systems: An efficient PTS approach based on particle swarm optimization. *ICT express*, 5(3), 178-181.f
- Ahmad, R., & Srivastava, A. (2020). PAPR reduction of OFDM signal through DFT precoding and GMSK pulse shaping in indoor VLC. *IEEE Access*, 8, 122092-122103.
- Ahmed, F., Nie, Y., Chen, C., Liu, M., Du, P., & Alphones, A. (2021). DFT-spread OFDM with quadrature index modulation for practical VLC systems. *Optics Express*, 29(21), 33027-33036.
- Albdran, S., Alshammari, A., & Matin, M. (2012). Clipping and Filtering Technique for reducing PAPR in OFDM. *IOSR Journal of Engineering (IOSRJEN)*, 2(9), 91-97.
- Ali, M., Rao, R. K., & Parsa, V. (2017, April). PAPR reduction in OFDM systems using clipping based on symbol statistics. In *2017 IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)* (pp. 1-5). IEEE.
- Al-Musawi, W. N., & Al-Musawi, H. K. (2023). Performance improvement of visible light communication links based on coded unipolar OFDM. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 29(1), 217-224.

- Alrakah, H. T., Gutema, T. Z., Sinanovic, S., & Popoola, W. O. (2022). Papr reduction in dco-ofdm based wdm vlc. *Journal of Lightwave Technology*, 40(19), 6359-6365.
- Aly, B. (2016, February). Performance analysis of adaptive channel estimation for U-OFDM indoor visible light communication. In 2016 33rd National Radio Science Conference (NRSC) (pp. 217-222). IEEE.
- Aly, B., Elamassie, M., Uysal, M., & Kınay, E. (2019, July). Experimental evaluation of unipolar OFDM VLC system on software defined platform. In 2019 15th International Conference on Telecommunications (ConTEL) (pp. 1-6). IEEE.
- Amhaimar, L., Ahyoud, S., Elyaakoubi, A., Kaabal, A., Attari, K., & Asselman, A. (2018). PAPR reduction using fireworks search optimization algorithm in MIMO-OFDM systems. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2018.
- Anoh, K., Adebisi, B., Rabie, K. M., & Tanriover, C. (2017). Root-based nonlinear companding technique for reducing PAPR of precoded OFDM signals. *IEEE Access*, 6, 4618-4629.
- Anoh, K., Tanriover, C., Adebisi, B., & Hammoudeh, M. (2017). A new approach to iterative clipping and filtering PAPR reduction scheme for OFDM systems. *IEEE Access*, 6, 17533-17544.
- Armstrong, J. (2002). Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering. *Electronics letters*, 38(5), 1.
- Armstrong, J., & Schmidt, B. J. (2008). Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN. *IEEE communications letters*, 12(5), 343-345.
- Arthi, V., Chakkravarthy, S. P., & Ramya, R. (2018, December). Performance analysis of precoding techniques for MIMO VLC systems. In 2018 International Conference on Smart Systems and Inventive Technology (ICSSIT) (pp. 434-437). IEEE.
- Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü (ETSI) (2012). Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2), ETSI EN 302 755, V. 1.3.1, Apr. 2012.
- Awal, A. R., Dou, Z., Al Shayokh, M., & Zahoor, M. I. (2017, May). Implementation of chicken swarm optimization (CSO) with partial transmit sequences for the reduction of PAPR in OFDM system. In 2017 IEEE 9th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN) (pp. 468-472). IEEE.
- Aydin, V., & Hacioglu, G. (2024). Enhanced PAPR reduction in DCO-OFDM using multi-point constellations and DPSO optimization. *Neural Computing and Applications*, 1-10.
- Azarnia, G., & Sharifi, A. A. (2021). Clipping-based PAPR reduction of optical OFDM signals using compressive sensing: Bayesian signal reconstruction approach. *Optical Fiber Technology*, 64, 102527.

- Azeez, A., & Tarannum, S. (2022). Prime Learning Ant Lion Optimization with Precoding and Companding for PAPR Reduction in MIMO-OFDM. *International Journal of Intelligent Engineering & Systems*, 15(5).
- Azim, A. W., Le Guennec, Y., & Maury, G. (2018). Spectrally augmented Hartley transform precoded asymmetrically clipped optical OFDM for VLC. *IEEE Photonics Technology Letters*, 30(23), 2029-2032.
- Bae, K., & Powers, E. J. (2010, March). A novel active constellation extension algorithm with low peak power for pilot-aided ofdm systems. In *2010 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing* (pp. 3282-3285). IEEE.
- Bae, K., Andrews, J. G., & Powers, E. J. (2009). Adaptive active constellation extension algorithm for peak-to-average ratio reduction in OFDM. *IEEE Communications Letters*, 14(1), 39-41.
- Bahra, N., & Abed Hodtani, G. (2018). A modified SLM technique for PAPR reduction in OFDM systems by using a novel phase sequence. *International Journal of Electronics Letters*, 6(1), 90-97.
- Bai, J., Li, Y., Yi, Y., Cheng, W., & Du, H. (2017). PAPR reduction based on tone reservation scheme for DC O-OFDM indoor visible light communications. *Optics express*, 25(20), 24630-24638.
- Bai, J., Li, Y., Yi, Y., Cheng, W., & Du, H. (2017). PAPR reduction based on tone reservation scheme for DCO-OFDM indoor visible light communications. *Optics express*, 25(20), 24630-24638.
- Baig, I., & Jeoti, V. (2010, December). A new ZCT precoding based SLM technique for PAPR reduction in OFDM systems. In *2010 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems* (pp. 1123-1126). IEEE.
- Baig, I., & Jeoti, V. (2010, June). DCT precoded SLM technique for PAPR reduction in OFDM systems. In *2010 international conference on intelligent and advanced systems* (pp. 1-6). IEEE.
- Baig, I., & Jeoti, V. (2011). On the PAPR reduction in OFDM systems: a novel ZCT precoding based SLM technique. *Journal of Engineering Science and Technology*, 6(3), 357-368.
- Baig, I., ul Hasan, N., Zghaibeh, M., Khan, I. U., & Saand, A. S. (2017, April). A DST precoding based uplink NOMA scheme for PAPR reduction in 5G wireless network. In *2017 7th international conference on modeling, simulation, and applied optimization (ICMSAO)* (pp. 1-4). IEEE.
- Bakkas, B., Benkhrouya, R., Chana, I., & Ben-Azza, H. (2020). Palm date leaf clipping: A new method to reduce PAPR in OFDM systems. *Information*, 11(4), 190.
- Bandara, K., Niroopan, P., & Chung, Y. H. (2013, October). PAPR reduced OFDM visible light communication using exponential nonlinear companding. In *2013 IEEE*

- International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS 2013) (pp. 1-5). IEEE.
- Bandara, K., Niroopan, P., & Chung, Y. H. (2013, October). PAPR reduced OFDM visible light communication using exponential nonlinear companding. In 2013 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS 2013) (pp. 1-5). IEEE.
- Baniabdelghany, H., & Obermaisser, R. (2021). Reliable task allocation for time-triggered IoT-WSN using discrete particle swarm optimization. *IEEE Internet of Things Journal*, 9(14), 11974-11992.
- Barros, D. J. F., Wilson, S. K., & Kahn, J. M. (2012). Comparison of orthogonal frequency-division multiplexing and pulse-amplitude modulation in indoor optical wireless links. *IEEE Trans. Commun.*, 60(1), 153–163.
- Basha, A. J., Devi, M. R., Lokesh, S., Sivaranjani, P., Hussain, D. M., & Padhy, V. (2023). PSO-DBNet for Peak-to-Average Power Ratio Reduction Using Deep Belief Network. *Computer Systems Science & Engineering*, 45(2).
- Béchadergue, B., Chassagne, L., & Guan, H. (2019). Simultaneous Visible Light Communication and Distance Measurement Based on the Automotive Lighting. *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*, 4(4), 532-547.
- Beguni, C., Done, A., Căilean, A. M., Avătămăniței, S. A., & Zadobrischi, E. (2023). Experimental Demonstration of a Visible Light Communications System Based on Binary Frequency-Shift Keying Modulation: A New Step toward Improved Noise Resilience. *Sensors*, 23(11), 5001.
- Berman, S. M., Greenhouse, D. S., Bailey, I. L., Clear, R. D., & Raasch, T. W. (1991). Human electroretinogram responses to video displays, fluorescent lighting, and other high frequency sources. *Optometry and vision science*, 68(8), 645-662.
- Bharati, S., & Podder, P. (2020). Adaptive PAPR reduction scheme for OFDM using SLM with the fusion of proposed clipping and filtering technique in order to diminish PAPR and signal distortion. *Wireless Personal Communications*, 113(4), 2271-2288.
- Binita, A., & Hema, P. P. (2020). Reduction of PAPR in Optical OFDM Signals Using PTS Schemes Without Side Information. In *Advances in Communication Systems and Networks: Select Proceedings of ComNet 2019* (pp. 173-188). Springer Singapore.
- Birbil, Ş. İ., & Fang, S. C. (2003). An electromagnetism-like mechanism for global optimization. *Journal of global optimization*, 25, 263-282.
- Biyyam, S., & Bhuma, A. (2018). Optimal Channel Estimation Using DFT-Based Interpolation with Comb-Type Pilots for OFDM Systems. In *Innovations in Electronics and Communication Engineering: Proceedings of the Fifth ICIECE 2016* (pp. 473-484). Springer Singapore.
- Bozkurt, Y. T., & Taspınar, N. (2016). PAPR Reduction in OFDM Systems using Partial Transmit Sequence combined with Cuckoo Search Optimization Algorithm

- (ICAT16-0286). *International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering*, 4(Special Issue-1), 260-263.
- Brandon, M., Ariaudo, M., Traverso, S., Bouvier, J., Fijalkow, I., & Gautier, J. L. (2011, June). Linearity improvement thanks to the association of active constellation extension and digital predistortion for OFDM. In 2011 IEEE 9th International New Circuits and systems conference (pp. 293-296). IEEE.
- Burchardt, H., Serafimovski, N., Tsonev, D., Videv, S., & Haas, H. (2014). VLC: Beyond point-to-point communication. *IEEE Communications Magazine*, 52(7), 98-105.
- Caputo, S., Mucchi, L., Comparetto, R., D'Antoni, V., Farini, A., Orsi, V., & Baldanzi, E. (2023). Exploring the effects of led-based visible light communication on reading and color perception in indoor environments: An experimental study. *Sensors*, 23(6), 2949.
- Cervante, L., Xue, B., Shang, L., & Zhang, M. (2013). A multi-objective feature selection approach based on binary pso and rough set theory. In *Evolutionary Computation in Combinatorial Optimization: 13th European Conference, EvoCOP 2013, Vienna, Austria, April 3-5, 2013. Proceedings 13* (pp. 25-36). Springer Berlin Heidelberg
- Cha, S., Park, M., Lee, S., Bang, K. J., & Hong, D. (2008). A new PAPR reduction technique for OFDM systems using advanced peak windowing method. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 54(2), 405-410.
- Chandwani, M., Singhal, A., VishnuKanth, N., & Chakka, V. (2009, December). A low complexity SLM technique for PAPR reduction in OFDM using Riemann sequence and thresholding of power amplifier. In 2009 Annual IEEE India Conference (pp. 1-4). IEEE.
- Chauhan, R., Sood, N., & Saini, I. (2021). PAPR reduction of MIMO-OFDM using galaxy inspired swarm-based PTS strategy. *International Journal of Systems, Control and Communications*, 12(1), 72-89.
- Chen, C., Nie, Y., Ahmed, F., Zeng, Z., & Liu, M. (2022). Constellation design of DFT-S-OFDM with dual-mode index modulation in VLC. *Optics Express*, 30(16), 28371-28384.
- Chen, C., Zhong, X., Fu, S., Jian, X., Liu, M., Yang, H., Alphones, A., & Fu, H. (2020). OFDM-Based Generalized Optical MIMO. *Journal of Lightwave Technology*, 39, 6063-6075.
- Chen, G., Ansari, R., & Yao, Y. (2009, April). Improved peak windowing for PAPR reduction in OFDM. In *VTC Spring 2009-IEEE 69th Vehicular Technology Conference* (pp. 1-5). IEEE.
- Chen, H. W., & Liang, C. K. (2022). Genetic algorithm versus discrete particle swarm optimization algorithm for energy-efficient moving object coverage using mobile sensors. *Applied Sciences*, 12(7), 3340.

- Chen, H., & Haimovich, A. M. (2003). Iterative estimation and cancellation of clipping noise for OFDM signals. *IEEE communications letters*, 7(7), 305-307.
- Chen, H., Hu, S., Ding, J., Bian, S., Wu, H., Hua, P., ... & Luo, M. (2017, August). Performance comparison of visible light communication systems based on ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM. In 2017 16th international conference on optical communications and networks (ICOON) (pp. 1-3). IEEE.
- Chen, J. C. (2009). Application of quantum-inspired evolutionary algorithm to reduce PAPR of an OFDM signal using partial transmit sequences technique. *IEEE transactions on Broadcasting*, 56(1), 110-113.
- Chen, J. C. (2010). Partial transmit sequences for PAPR reduction of OFDM signals with stochastic optimization techniques. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 56(3), 1229-1234.
- Chen, L. (2023, February). Improvement of average peak RATIO in OFDM system. In 2023 3rd Asia-Pacific Conference on Communications Technology and Computer Science (ACCTCS) (pp. 691-697). IEEE.
- Cheng, Y., Zhang, J., Zhang, J., Xiao, M., Deng, R., & Chen, L. (2017, July). DFT-Spread combined with clipping method to reduce the PAPR in VLC-OFDM system. In 2017 4th International Conference on Information Science and Control Engineering (ICISCE) (pp. 1462-1466). IEEE.
- Chi, N., Haas, H., Kavehrad, M., Little, T., & Huang, X. (2015). Visible light communications: demand factors, benefits and opportunities [Guest Editorial]. *IEEE Wirel. Commun.*, 22(1), 5-7.
- Cho E, Choi J-H, Park C, Kang M, Shin S, Ghassemlooy Z and Lee C G 2011 NRZ-OOK signaling with LED dimming for visible light communication link 2011 16th European Conf. on Networks and Optical Communications (IEEE) pp 32–5
- Choi, D.H.; Won, K.H.; Choi, H.J. An improved SLM cascade with iterative TR method for PAPR reduction in OFDM system. In *Proceedings of the 2011 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM)*, Harbin, China, 17–19 August 2011; pp. 127–131.
- Chun, H., Gómez, A., Quintana, C., Zhang, W., Faulkner, G., & O'brien, D. (2019). A Wide-Area Coverage 35 Gb/s Visible Light Communications Link for Indoor Wireless Applications. *Scientific Reports*, 9(1), 1-8.
- Cinemre, I., & Hacioglu, G. (2021). A dct/dst based fast ofdm method in im/dd systems. *IEEE Communications Letters*, 25(9), 3013-3016.
- Cinemre, I., Aydin, V., & Hacioglu, G. (2024). Papr reduction through Gaussian pre-coding in DCO-OFDM systems. *Optical and Quantum Electronics*, 56(6), 1-13.
- Cristin, R. (2020). Hybridized algorithm: spectrum sensing and minimization of PAPR in the MIMO system. *Journal of Networking and Communication Systems*, 3(2), 18-26.

- Cuteanu, E. V., & Isar, A. (2012). PAPR Reduction of OFDM Signals using Active Constellation Extension and Tone Reservation Hybrid Scheme. *AICT 2012*, 166.
- Cuteanu, E. V., & Isar, A. (2012). PAPR Reduction of OFDM Signals using Gradual Projection Active Constellation Extension and Sequential Block Grouping Tone Reservation Hybrid Scheme. *International Journal on Advances in Telecommunications* Volume 5, Number 3 & 4, 2012.
- Da Silva, B. S. D. C., Souto, V. D., Souza, R. D., & Mendes, L. L. (2024). A Survey of PAPR Techniques Based on Machine Learning. *Sensors*, 24(6), 1918.
- Dahri, F. A., Ali, S., & Jawaid, M. M. (2018). A review of modulation schemes for visible light communication. *International Journal of Computer Science and Network Security*, 18(2), 117.
- Dahri, F. A., Ali, S., & Jawaid, M. M. (2018). A review of modulation schemes for visible light communication. *Int. J. Comput. Sci. Netw. Secur*, 18(2), 117.
- Dan, L., Li, T., Xiao, Y., & Li, S. (2008, May). Performance of peak cancellation for PAPR reduction in OFDM system. In *2008 International Conference on Communications, Circuits and Systems* (pp. 283-287). IEEE.
- Dang, J., Zhang, Z., & Wu, L. (2013). A novel receiver for ACO-OFDM in visible light communication. *IEEE Communications Letters*, 17(12), 2320-2323.
- Dang, J., Zhang, Z., & Wu, L. (2015). Frequency-domain diversity combining receiver for ACO-OFDM system. *IEEE Photonics Journal*, 7(6), 1-10.
- Dang, L., Li, H., & Guo, S. (2017, September). PAPR reduction in OFDM with active constellation extension and hadamard transform. In *2017 13th IEEE International Conference on Intelligent Computer Communication and Processing (ICCP)* (pp. 543-549). IEEE.
- Dang, T. H., Tran, V. N., & Nguyen, L. C. (2023). Active Constellation Modification Technique for PAPR Reduction of OFDM Signals. *IEEE Access*.
- Das, J., & Bansode, R. (2015). PAPR reduction using PTS-PSO technique for 16×16 MIMO-OFDM systems with 16-QAM. *Global J. of Comput. Sci. Technol*, 15(8).
- Das, J., & Bansode, R. (2016). Performance evaluation of PAPR using PTS-PSO in MIMO-OFDM systems for various higher order modulation schemes.
- Datta, R. (2015). A Comparative Analysis of PAPR in OFDM System for Different Parameters. In *Computational Advancement in Communication Circuits and Systems: Proceedings of ICCACCS 2014* (pp. 121-127). Springer India.
- Deepa, T., & Kumar, R. (2013, March). Performance analysis of μ -law companding & SQRT techniques for M-QAM OFDM systems. In *2013 IEEE International Conference ON Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology (ICECCN)* (pp. 303-307). IEEE.

- Deepa, T., Suseela, V., & Mani, V. V. (2022). Performance analysis of novel precoding matrix techniques for optical OFDM-based visible light communication systems. *Optics & Laser Technology*, 154, 108293.
- Deepa, T., Swetha, K., & Kumar, R. (2013, February). A joint clipping and logarithmic based companding for the reduction of peak-to-average power ratio in OFDM system. In 2013 International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICICES) (pp. 655-659). IEEE.
- DelMarco, S. P. (2017). A constrained optimization approach to compander design for OFDM PAPR reduction. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 64(2), 307-318.
- Delwar, T. S., Siddique, A., Biswal, M. R., Rashed, A. N. Z., Jana, A., & Ryu, J. Y. (2021). Novel multi-user MC-CSK modulation technique in visible light communication. *Optical and Quantum Electronics*, 53, 1-16.
- Deng, H., Liu, Y., Ren, S., He, H., & Tang, C. (2017, October). PAPR Reduction in OFDM-based visible light communication systems using a combination of novel peak-value feedback algorithm and genetic algorithm. In *Journal of Physics: Conference Series* (Vol. 910, No. 1, p. 012058). IOP Publishing.
- Deng, Q., & Zhong, H. (2008, October). An improved algorithm to reduce PAPR based clipping-and-filtering. In 2008 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (pp. 1-4). IEEE.
- Deng, S. K., & Lin, M. C. (2007). Recursive clipping and filtering with bounded distortion for PAPR reduction. *IEEE Transactions on communications*, 55(1), 227-230.
- Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2), ETSI EN 302 755, V. 1.3.1, Apr. 2012.
- Ding, S., Zhang, Y., Li, S., Liu, J., Shu, R., & Gu, Z. (2016, September). A novel PAPR reduction method based on ScaledPTS and clipping for VLC-OFDM systems. In 2016 16th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT) (pp. 465-468). IEEE.
- Dissanayake, S. D., & Armstrong, J. (2013). Comparison of aco-ofdm, dco-ofdm and ado-ofdm in im/dd systems. *Journal of lightwave technology*, 31(7), 1063-1072.
- Dissanayake, S. D., Panta, K., & Armstrong, J. (2011, December). A novel technique to simultaneously transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in IM/DD systems. In 2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps) (pp. 782-786). IEEE.
- Doblado, J. G., Oria, A. C. O., Baena-Lecuyer, V., Lopez, P., & Perez-Calderon, D. (2015). Cubic metric reduction for DCO-OFDM visible light communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, 33(10), 1971-1978.
- Dsouza, J. P., & Naik, D. (2015). Visible light communication using white LEDs for indoor wireless data transmission. *Int. J. Innov. Res. Electr. Electron. Instrum. Control Eng*, 3(1), 86-89.

- Durukan, F., Güney, B. M., & Özen, A. (2019, July). A novel CSK modulated OFDM system for visible light communication. In 2019 42nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP) (pp. 647-650). IEEE.
- Dwivedi, B. P., Shukla, A. K., Kaur, I., & Singh, B. (2022). Reduction of PAPR in OFDM Systems Utilizing Active Constellation Extension and Subcarrier Grouping and Convex Optimization Techniques. In *Electronic Systems and Intelligent Computing: Proceedings of ESIC 2021* (pp. 575-583). Singapore: Springer Nature Singapore.
- Eberhart, R., & Kennedy, J. (1995, November). Particle swarm optimization. In *Proceedings of the IEEE international conference on neural networks* (Vol. 4, pp. 1942-1948).
- Elbeltagi, E., Hegazy, T., & Grierson, D. (2005). Comparison among five evolutionary-based optimization algorithms. *Advanced engineering informatics*, 19(1), 43-53.
- Elgala, H., & Little, T. D. (2013). Reverse polarity optical-OFDM (RPO-OFDM): dimming compatible OFDM for gigabit VLC links. *Optics express*, 21(20), 24288-24299.
- Elgala, H., Mesleh, R., & Haas, H. (2009, April). A study of LED nonlinearity effects on optical wireless transmission using OFDM. In *2009 IFIP international conference on wireless and optical communications networks* (pp. 1-5). IEEE.
- El-Ganiny, M. Y., ElAttar, H. M., Dahab, M. A. A., & Elgarf, T. A. (2017, August). Improved coding gain of clipped OFDM signal using avalanche effect of AES block cipher. In *2017 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing (PACRIM)* (pp. 1-6). IEEE.
- El-Ganiny, M. Y., Khalaf, A. A., Hussein, A. I., & Hamed, H. F. (2022). Hybrid PAPR reduction schemes for different OFDM-based VLC systems. *Opto-Electronics Review*, 30(3).
- El-Ganiny, M. Y., Khalaf, A. A., Hussein, A. I., & Hamed, H. F. (2022). Hybrid PAPR reduction schemes for different OFDM-based VLC systems. *Opto-Electronics Review*, 30(3).
- Eltoukhi, M. A. E. A., Abd-Elnaby, M., El-Dolil, S. A., & Abd El-Samie, F. E. (2018). PAPR reduction for Flip-OFDM in IM/DD systems via PTS technique. *International Journal of Electronics Letters*, 6(4), 493-501.
- Eltoukhi, M. A. E. A., Abd-Elnaby, M., El-Dolil, S. A., & Abd El-Samie, F. E. (2018). PAPR reduction for Flip-OFDM in IM/DD systems via PTS technique. *International Journal of Electronics Letters*, 6(4), 493-501.
- Ermolova, N., & Haggman, S. G. (2004, September). Simplified bounds for the complementary error function; application to the performance evaluation of signal-processing systems. In *2004 12th European Signal Processing Conference* (pp. 1087-1090). IEEE.
- European Telecommunications Standards Institute (ETSI) (2012). *Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second*

Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2), ETSI EN 302 755, V. 1.3.1.

- European Telecommunications Standards Institute (ETSI) (2015). Digital video broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system. European Telecommunications Standards, EN302755,
- European Telecommunications Standards Institute (ETSI), (2010). “Digital video broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2),” ETSI EN 302 755 V1.2.1
- Faheem, M., Verma, I. K., Nag, P., Goswami, S., & Singh, V. (2021). Performance Analysis of Indoor Visible Light Communication System Using NRZ-OOK Modulation Technique. In *Advances in Smart Communication and Imaging Systems: Select Proceedings of MedCom 2020* (pp. 453-466). Springer Singapore.
- Faheem, M., Verma, I. K., Nag, P., Goswami, S., & Singh, V. (2021). Performance Analysis of Indoor Visible Light Communication System Using NRZ-OOK Modulation Technique. In *Advances in Smart Communication and Imaging Systems: Select Proceedings of MedCom 2020* (pp. 453-466). Springer Singapore.
- Fahs, B., Chowdhury, A. J., & Hella, M. M. (2016). A 12-m 2.5-Gb/s Lighting Compatible Integrated Receiver for OOK Visible Light Communication Links. *J. Lightw. Technol.*, 34(16), 3768–3775.
- Farhang, A., Aminjavaheeri, A., & Farhang-Boroujeny, B. (2020, February). Single carrier transmission in massive MIMO revisited. In *2020 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)* (pp. 96-101). IEEE.
- Farid, S. M., Saleh, M. Z., Elbadawy, H. M., & Elramly, S. H. (2023). ASCO-OFDM based VLC system throughput improvement using PAPR precoding reduction techniques. *Optical and Quantum Electronics*, 55(5), 410.
- Farooqui, M. Z., Saengudomlert, P., & Kaiser, S. (2010, December). Average transmit power reduction in OFDM-based indoor wireless optical communications using SLM. In *International Conference on Electrical & Computer Engineering (ICECE 2010)* (pp. 602-605). IEEE.
- Fathy, S. A., El-Mahallawy, M. S., & Hagra, E. A. (2015, March). C8. SLM technique based on particle swarm optimization algorithm for PAPR reduction in wavelet-OFDM systems. In *2015 32nd national radio science conference (NRSC)* (pp. 163-170). IEEE.
- Fathy, S. A., El-Mahallawy, M. S., Gasser, S. M., & Hagra, E. A. (2019, October). PAPR reduction based on genetic algorithm for PTS wavelet-OFDM systems. In *Proceedings of the 3rd International Conference on Advances in Artificial Intelligence* (pp. 58-62).

- FERDOUSIZADEH, N. M., JAFARNIA, J. A., & Marvasti, F. (2010). Modified Active Constellation Extension for PAPR Reduction of Space-Frequency Block Coded OFDM Systems.
- Fernando, N., Hong, Y., & Viterbo, E. (2011, October). Flip-OFDM for optical wireless communications. In 2011 IEEE information theory workshop (pp. 5-9). IEEE.
- Fernando, N., Hong, Y., & Viterbo, E. (2012). Flip-OFDM for unipolar communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 60(12), 3726-3733.
- Freag, H., Hassan, E. S., El-Dolil, S. A., & Dessouky, M. I. (2017). PAPR reduction in VLC-OFDM system using CPM combined with PTS method. *International Journal of Computing and Digital Systems*, 6(03), 127-132.
- Freag, H., Hassan, E. S., El-Dolil, S. A., & Dessouky, M. I. (2018). New hybrid PAPR reduction techniques for OFDM-based visible light communication systems. *Journal of Optical Communications*, 39(4), 427-435.
- Friese, M. (2000). On The Achievable Information Rate With Peak-Power Limited Ortogonal Frequency Division Multiplexing. *IEEE Transactions On Information Theory*, 46(7), 2579-2583.
- Friese, M. (2000). On the achievable information rate with peak-power-limited orthogonal frequency-division multiplexing. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(7), 2579-2587.
- Fujimoto, N., & Mochizuki, H. (2013). 477 Mbit/s visible light transmission based on OOK-NRZ modulation using a single commercially available visible LED and a practical LED driver with a pre-emphasis circuit. In *Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC) 2013 (Anaheim,CA), Mar. 17–21, 2013, JTh2A. 73*.
- Fulai, Z., Luokun, L., & Jinjin, Y. (2014, June). DFT-spread combined with PTS method to reduce the PAPR in VLC-OFDM system. In 2014 IEEE 5th International Conference on Software Engineering and Service Science (pp. 629-632). IEEE.
- Gao, J., Wang, J., & Wang, B. (2010a, April). Improved particle swarm optimization for PAPR reduction of OFDM systems. In 2010 International Conference on Networking, Sensing and Control (ICNSC) (pp. 621-624). IEEE.
- Gao, J., Wang, J., & Wang, B. (2010b, August). PAPR reduction with phase factors suboptimization for OFDM systems. In 2010 IEEE International Conference on Automation and Logistics (pp. 302-305). IEEE.
- Gao, J., Wang, J., Xie, Z., & Yan, D. (2008, October). A new peak-to-average power ratio reduction algorithm for OFDM systems via discrete particle swarm optimization. In *Seventh International Symposium on Instrumentation and Control Technology: Sensors and Instruments, Computer Simulation, and Artificial Intelligence (Vol. 7127, pp. 452-457)*. SPIE

- Geng, Z., Tang, X., Zhang, X. P., & Dong, Y. (2023). Layered hybrid PAM-DMT for IM/DD OWC systems. *Optics Express*, 31(20), 32383-32392.
- Georghiades, C. N. (1994). Modulation and coding for throughput-efficient optical systems. *IEEE Transactions on Information Theory*, 40(5), 1313-1326.
- Gfeller, F., Hirt, W., de Lange, M., & Weiss, B. (1996, April). Wireless infrared transmission: How to reach all office space. In *Proceedings of Vehicular Technology Conference-VTC (Vol. 3, pp. 1535-1539)*. IEEE. 2
- Godwin, R. J., Veena, K., & Kumar, D. S. (2016, February). Performance analysis of direct detection Flip-OFDM for VLC system. In *2016 International Conference on Emerging Trends in Engineering, Technology and Science (ICETETS) (pp. 1-5)*. IEEE.
- Goel, A., & Mathur, P. (2020). Companding schemes for reducing PAPR in OFDM system: a review. *Journal of Optical Communications*, 41(3), 331-338.
- Goel, A., & Mathur, P. (2020). Companding schemes for reducing PAPR in OFDM system: a review. *Journal of Optical Communications*, 41(3), 331-338.
- Goudos, S. K. (2016). A novel generalized oppositional biogeography-based optimization algorithm: application to peak to average power ratio reduction in OFDM systems. *Open Mathematics*, 14(1), 705-722.
- Goyoro, P. M. Z., Moumouni, I. J., & Abouty, S. (2012). SLM using Riemann sequence combined with DCT transform for PAPR reduction in OFDM communication systems. *International Journal of Information and Communication Engineering*, 6(4), 394-399.
- Gu, X., Baek, S., & Park, S. (2010, February). PAPR reduction of OFDM signal using an efficient SLM technique. In *2010 The 12th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT) (Vol. 1, pp. 324-328)*. IEEE.
- Gunawan, W. H., Liu, Y., Yeh, C. H., & Chow, C. W. (2020). Color-shift-keying embedded direct-current optical-orthogonal-frequency-division-multiplexing (CSK-DCO-OFDM) for visible light communications (VLC). *IEEE Photonics Journal*, 12(5), 1-5.
- Gupta, S., & Goel, A. (2020). Chicken Swarm Optimization for PTS based PAPR Reduction in OFDM Systems. *Journal of Communications Software and Systems*, 16(3), 224-231.
- Gurung, A. K., Al-Qahtani, F. S., Sadik, A. Z., & Hussain, Z. M. (2008, October). One-iteration-clipping-filtering (OICF) scheme for PAPR reduction of OFDM signals. In *2008 International conference on advanced technologies for communications (pp. 207-210)*. IEEE.
- Haas, H., Yin, L., Wang, Y., & Chen, C. (2016). What is LiFi? *Journal of Lightwave Technology*, 34(6), 1533-1544.

- Habelalmateen, M. I., Reddy, R. A., Reddy, C., Nagarjuna, N., & Kumar, P. (2024, February). PAPR Reduction in MIMO-OFDM using Nonlinear Inertia Weight Factor of Whale Optimization Algorithm. In 2024 International Conference on Integrated Circuits and Communication Systems (ICICACS) (pp. 1-5). IEEE.
- Haigh, P. A., Ghassemlooy, Z., Rajbhandari, S., Papakonstantinou, I., & Popoola, W. (2014). Visible light communications: 170 Mb/s using an artificial neural network equalizer in a low bandwidth white light configuration. *Journal of lightwave technology*, 32(9), 1807-1813.
- Haigh, P. A., Ghassemlooy, Z., Rajbhandari, S., Papakonstantinou, I., & Popoola, W. (2014). Visible light communications: 170 Mb/s using an artificial neural network equalizer in a low bandwidth white light configuration. *Journal of lightwave technology*, 32(9), 1807-1813.
- Hameed, A. A., Safar, A. M., Nordin, J., Abas, M., & Nawawi, N. (2024). A multilayers adaptive ALACO-OFDM for spectral efficiency improvement using PSO algorithm in visible light communication systems. *Journal of Optical Communications*, 44(s1), s1487-s1495.
- Hameed, S. M., Abdulsatar, S. M., & Sabri, A. A. (2022). PAPR reduction for different O-OFDM in VLC using μ -law companding and convolutional encoder. *Iraqi Journal of Computers, Communications, Control & Systems Engineering (IJCCCE)*, 22(2), 26.
- Hameed, S. M., Abdulsatar, S. M., & Sabri, A. A. (2022). Visible light communication performance using MIMO-ADO-OFDM system. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 33(7), e4493.
- Han, Q., Zeng, X., Zeng, L., & Wang, T. (2010, October). Joint PAPR reduction method base on ACE POCS and peak clipping. In 2010 International Conference on Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery (pp. 371-375). IEEE.
- 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.
- 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.
- Hao, M. J., & Lai, C. H. (2009). Precoding for PAPR reduction of OFDM signals with minimum error probability. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 56(1), 120-128.
- Harne, S., & Zanjade, A. (2016). PAPR reduction in OFDM system using phase sequence of Riemann matrix. *International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology*, 3(9), 56-60.
- Hasan, M. M. (2013). VLM precoded SLM technique for PAPR reduction in OFDM systems. *Wireless personal communications*, 73(3), 791-801.
- Hasan, M. M. (2014). A novel CVM precoding scheme for PAPR reduction in OFDM transmissions. *Wireless networks*, 20, 1573-1581.

- Hasan, M. M., 2013. "VLM precoded SLM technique for PAPR reduction in OFDM systems", *Wireless personal communications*, 73(3), 791-801.
- He, C., & Chen, C. (2023, June). A review of advanced transceiver technologies in visible light communications. In *Photonics* (Vol. 10, No. 6, p. 648). MDPI.
- He, J., & Yan, Z. (2013, August). Improving convergence rate of active constellation extension algorithm for PAPR reduction in OFDM. In *2013 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA)* (pp. 280-284). IEEE.
- Hei, Y., Liu, J., Gu, H., Li, W., Xu, X., & Chen, R. T. (2017). Improved TKM-TR methods for PAPR reduction of DCO-OFDM visible light communications. *Optics Express*, 25(20), 24448-24458.
- Hei, Y., Liu, J., Li, W., Xu, X., & Chen, R. T. (2017). Branch and bound methods based tone injection schemes for PAPR reduction of DCO-OFDM visible light communications. *Optics Express*, 25(2), 595-604.
- Hekkala, A., Boumard, S., & Lasanen, M. (2014, September). Exponential companding and active constellation extension comparisons for PAPR reduction. In *2014 26th International Teletraffic Congress (ITC)* (pp. 1-5). IEEE.
- Hong, Y., Wu, T., & Chen, L. K. (2016). On the performance of adaptive MIMO-OFDM indoor visible light communications. *IEEE Photonics Technology Letters*, 28(8), 907-910.
- Hosseinzadeh Aghdam, M., & Sharifi, A. A. (2021). A novel ant colony optimization algorithm for PAPR reduction of OFDM signals. *International Journal of Communication Systems*, 34(1), e4648.
- Hou, J., Ge, J. H., & Li, J. (2009). Trapezoidal companding scheme for peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals. *Electronics Letters*, 45(25), 1.
- Hranilovic, S., Lampe, L., & Hosur, S. (2013). Visible light communications: the road to standardization and commercialization (Part 1)[Guest Editorial]. *IEEE Communications Magazine*, 51(12), 24-25.
- Hsu, C. Y., & Liao, H. C. (2018). Generalised precoding method for PAPR reduction with low complexity in OFDM systems. *IET Communications*, 12(7), 796-808.
- Hsu, C. Y., & Liao, H. C. (2018). Generalised precoding method for PAPR reduction with low complexity in OFDM systems. *IET Communications*, 12(7), 796-808.
- Hu, F., Jin, L., Li, J., & Wu, F. (2011, July). An active constellation extension architecture for STBC MIMO decoding. In *2011 IEEE 2nd International Conference on Software Engineering and Service Science* (pp. 128-132). IEEE.
- Hu, F., Lu, Y., Jin, L., Liu, J., Xia, Z., Zhang, G., & Xiao, J. (2022). Hybrid-Domain Evaluation PTS with Adaptive Selection Methods for PAPR Reduction. *Energies*, 15(8), 2738.

- Hu, F., Lu, Y., Jin, L., Liu, J., Xia, Z., Zhang, G., & Xiao, J. (2022a). Hybrid-Domain Evaluation PTS with Adaptive Selection Methods for PAPR Reduction. *Energies*, 15(8), 2738.
- Hu, F., Lu, Y., Li, L., Jin, L., Liu, J., & Feng, Y. (2019, October). A low computational complexity method of PTS. In 2019 IEEE 4th international conference on integrated circuits and microsystems (ICICM) (pp. 204-209). IEEE.
- Hu, F., Xu, H., Jin, L., Liu, J., Xia, Z., Zhang, G., & Xiao, J. (2022b). Continuous-unconstrained and global optimization for PSO-PTS based PAPR reduction of OFDM signals. *Physical Communication*, 55, 101825.
- Hu, M., Li, Y., Wang, W., & Zhang, H. (2014). A piecewise linear companding transform for PAPR reduction of OFDM signals with companding distortion mitigation. *IEEE transactions on broadcasting*, 60(3), 532-539.
- Hu, M., Wang, W., Cheng, W., & Zhang, H. (2019). A generalized piecewise linear companding transform for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 66(1), 170-176.
- Hu, M., Wang, W., Cheng, W., & Zhang, H. (2021). Initial probability adaptation enhanced cross-entropy-based tone injection scheme for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 70(7), 6674-6683.
- Hu, W. W. (2019). PAPR reduction in DCO-OFDM visible light communication systems using optimized odd and even sequences combination. *IEEE Photonics Journal*, 11(1), 1-15.
- Hu, W. W., & Lee, D. H. (2017). PAPR reduction for visible light communication systems without side information. *IEEE Photonics Journal*, 9(3), 1-11.
- Huang, M., Leung, V. C., Liu, A., & Xiong, N. N. (2022). TMA-DPSO: Towards efficient multi-task allocation with time constraints for next generation multiple access. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 40(5), 1652-1666.
- Huang, N., Wang, J. B., Pan, C., Wang, J. Y., Pan, Y., & Chen, M. (2015). Iterative receiver for flip-OFDM in optical wireless communication. *IEEE Photonics Technology Letters*, 27(16), 1729-1732.
- Huang, N., Wang, J. B., Wang, J., Pan, C., Wang, H., & Chen, M. (2014). Receiver design for PAM-DMT in indoor optical wireless links. *IEEE Photonics Technology Letters*, 27(2), 161-164.
- Huang, X., Lu, J., Zheng, J., Chuang, J., & Gu, J. (2001). Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signals with companding transform. *Electronics letters*, 37(8), 1.
- Huang, Y., Liu, Y., Shi, L., Shi, D., Zhang, X., Aglzim, E. H., & Zheng, J. (2020, October). On improving the accuracy of Visible Light Positioning system with SLM-based PAPR reduction schemes. In 2020 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB) (pp. 1-5). IEEE.

- Huang, Z., Tao, R., Li, D., Yuan, Z., Li, T., Chen, Z., ... & Wang, X. (2022). Modulation bandwidth improvement of GaN-based green micro-LEDs array by polarization-induced p-type doping. *Applied Physics Letters*, 121(3).
- Hung, H. L., Huang, Y. F., Yeh, C. M., & Tan, T. H. (2008, October). Performance of particle swarm optimization techniques on PAPR reduction for OFDM systems. In 2008 IEEE international conference on systems, man and cybernetics (pp. 2390-2395). IEEE.
- Husin, H., Mohd-Mokhtar, R., & Wahab, A. A. A. (2022). On the Partial Transmit Sequences (PTS) Optimization Using Firefly Algorithm for PAPR Reduction in OFDM Systems. In *Enabling Industry 4.0 through Advances in Mechatronics: Selected Articles from iM3F 2021, Malaysia* (pp. 205-219). Singapore: Springer Nature Singapore.
- Hussein, A., El-Ganiny, M. Y., Hamed, H. F., & Khalaf, A. A. (2023). Hybrid PAPR reduction schemes for different OFDM-based VLC systems.
- Ibrahim, A., Prat, J., & Ismail, T. (2021). Asymmetrical clipping optical filter bank multi-carrier modulation scheme. *Optical and Quantum Electronics*, 53(5), 230.
- IEEE Std. 802.15.7-2011, Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light.
- Irukulapati, N. V., Chakka, V. K., & Jain, A., 2009. "SLM based PAPR reduction of OFDM signal using new phase sequence. *Electronics letters*", 45(24), 1231-1232.
- Islim, M. S., & Haas, H. (2016). Modulation techniques for li-fi. *ZTE communications*, 14(2):29–40, 2016
- Iwasaki, S., Premachandra, C., Endo, T., Fujii, T., Tanimoto, M., & Kimura, Y. (2008). Visible light road-to-vehicle communication using high-speed camera. In 2008 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (pp. 13-18). IEEE.
- İmamoğlu, E. S., & Taşpınar, N. (2002). OFDM Sinyallerinde Tepe /Ortalama Güç Oranını Düşürme teknikleri. *SİU*, 10. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Pamukkale, 10-12 Mayıs.
- İmamoğlu, E.S. , Taşpınar, N. , 2002. "OFDM Sinyallerinde Tepe /Ortalama Güç Oranını Düşürme teknikleri", *SİU*, 10. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Pamukkale ,10-12 Mayıs.
- Jain, S., Mitra, R., & Bhatia, V. (2019, September). Multivariate-KLMS based post-distorter for nonlinear RGB-LEDs for color-shift keying VLC. In 2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) (pp. 1-6). IEEE.
- Jaiswal, D. C., Sriwas, S. K., Nigam, A., Srivastava, S., & Kumar, M. (2023). Novel Algorithm to minimize PAPR of OFDM system with Less Intricacy PTS using Various Modulation Schemes. *Scientia Iranica*.

- Jativa, P. P., Azurdia-Meza, C. A., Canizares, M. R., Zabala-Blanco, D., & Montejo-Sanchez, S. (2020, June). Performance analysis of OFDM-based VLC schemes in NLOS channels. In 2020 South American Colloquium on Visible Light Communications (SACVC) (pp. 1-6). IEEE.
- Jawhar, Y. A., Audah, L., Taher, M. A., Ramli, K. N., Shah, N. S. M., Musa, M., & Ahmed, M. S. (2019). A review of partial transmit sequence for PAPR reduction in the OFDM systems. *IEEE Access*, 7, 18021-18041.
- Jeng, S. S., & Chen, J. M. (2011). Efficient PAPR reduction in OFDM systems based on a companding technique with trapezium distribution. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 57(2), 291-298.
- Jeon, H. B., No, J. S., & Shin, D. J. (2012). A new PAPR reduction scheme using efficient peak cancellation for OFDM systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 58(4), 619-628.
- Jia, L., Shu, F., Chen, M., Zhang, W., Li, J., & Wang, J. (2019). Joint constellation-labeling optimization for VLC-CSK systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 8(4), 1280-1284.
- Jia, L., Wang, J. B., Wang, J. Y., & Chen, M. (2015, April). Comparison of different space time coding for transmit diversity in VLC systems with CSK modulation. In 2015 IEEE International Broadband and Photonics Conference (IBP) (pp. 40-48). IEEE.
- Jiang, R., Sun, C., Zhang, L., Tang, X., Wang, H., & Zhang, A. (2020). Deep learning aided signal detection for SPAD-based underwater optical wireless communications. *IEEE Access*, 8, 20363-20374.
- Jiang, T., & Wu, Y. (2008a). An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 54(2), 257-268.
- 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.
- Jiang, T., Guizani, M., Chen, H. H., Xiang, W., & Wu, Y. (2008). Derivation of PAPR distribution for OFDM wireless systems based on extreme value theory. *IEEE transactions on wireless communications*, 7(4), 1298-1305.
- Jiang, T., Guizani, M., Chen, H. H., Xiang, W., & Wu, Y. (2008b). Derivation of PAPR distribution for OFDM wireless systems based on extreme value theory. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(4), 1298-1305.
- Jiang, T., Tang, M., Lin, R., Feng, Z., Chen, X., Deng, L., ... & Liu, D. (2018). Investigation of DC-biased optical OFDM with precoding matrix for visible light communications: theory, simulations, and experiments. *IEEE Photonics Journal*, 10(5), 1-16.
- Jiang, T., Yang, Y., & Song, Y. H. (2005). Exponential companding technique for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Transactions on broadcasting*, 51(2), 244-248.

- Jones, D. L. (1999, October). Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel modification. In Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (Cat. No. CH37020) (Vol. 2, pp. 1076-1079). IEEE.
- Joshi, A., & Saini, D. S. (2017). PTS using novel constellation extension scheme for PAPR reduction of OFDM signals without side information. *International Journal of Information and Communication Technology*, 11(3), 382-395.
- Joshi, A., Garg, A., Garg, E., & Garg, N. (2019). PAPR Reduction Analysis of OFDM Systems Using GA-, PSO-, and ABC-Based PTS Techniques. In *Advances in Signal Processing and Communication: Select Proceedings of ICSC 2018* (pp. 145-155). Springer Singapore.
- Jothi, S., & Chandrasekar, A. (2022). An efficient modified dragonfly optimization based mimo-ofdm for enhancing qos in wireless multimedia communication. *Wireless Personal Communications*, 122(2), 1043-1065.
- Jovičić, A., Li, J., & Richardson, T. (2013). Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market. *IEEE Communications Magazine*, 51(9), 26-32.
- Kang, B. M., Ryu, H. G., & Ryu, S. B. (2007, November). A PAPR reduction method using new ACE (active constellation extension) with higher level constellation. In *2007 IEEE International Conference on Signal Processing and Communications* (pp. 724-727). IEEE.
- Kataksham, V. S., & Siddaiah, P. (2024). Low-complexity PAPR reduction in FBMC/OQAM communication channels using hybrid trellis coded-based SLM with momentum search algorithm. *International Journal of Wireless and Mobile Computing*, 26(3), 215-228.
- Kennedy, J., & Eberhart, R. C. (1997, October). A discrete binary version of the particle swarm algorithm. In *1997 IEEE International conference on systems, man, and cybernetics. Computational cybernetics and simulation* (Vol. 5, pp. 4104-4108). IEEE.
- Kepezkaya, T., & Özen, A. (2023, July). A Novel DC Biasless Optical OFDM Waveform Design. In *2023 31st Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)* (pp. 1-4). IEEE.
- Kermani, E. M., Salehinejad, H., & Talebi, S. (2011, May). PAPR reduction of OFDM signals using harmony search algorithm. In *2011 18th International Conference on Telecommunications* (pp. 90-94). IEEE.
- Khademi, S., Svantesson, T., Viberg, M., & Eriksson, T. (2011). Peak-to-Average-Power-Ratio (PAPR) reduction in WiMAX and OFDM/A systems. *EURASIP Journal on advances in signal processing*, 2011, 1-18. August 2010.
- Khalaf, A. A., Elnabawy, M. M., & Azzam, N. M. (2023). NON-LINEAR COMPANDING TECHNIQUES WITH ACO-OFDM-BASED VLC SYSTEMS FOR PAPR REDUCTION. *Journal of Advanced Engineering Trends*, 42(2), 53-69.

- Khan, L. U. (2017). Visible light communication: Applications, architecture, standardization and research challenges. *Digital Communications and Networks*, 3(2), 78-88.
- Kholmov, M., & Fadeev, D. (2018, October). The effectiveness of active constellation extension for PAPR reduction in SEFDM systems. In 2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech) (pp. 116-118). IEEE.
- Kim, B. W., & Jung, S. Y. (2015). Bandwidth-Efficient Precoding Scheme with Flicker Mitigation for OFDM-Based Visible Light Communications. *ETRI Journal*, 37(4), 677-684.
- Kim, D., & Stuber, G. L. (1999). Clipping noise mitigation for OFDM by decision-aided reconstruction. *IEEE Communications Letters*, 3(1), 4-6.
- Kim, H. J., Cho, S. C., Oh, H. S., & Ahn, J. M. (2003, October). Adaptive clipping technique for reducing PAPR on OFDM systems. In 2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No. 03CH37484) (Vol. 3, pp. 1478-1481). IEEE.
- Kim, J., Yun, Y. H., Kim, C., & Cho, J. H. (2018). Minimization of PAPR for DFT-spread OFDM with BPSK symbols. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(12), 11746-11758.
- Kim, K. H. (2024). Dither signal design for PAPR reduction in OFDM-IM over a Rayleigh fading channel. *IEICE Transactions on Communications*.
- Kim, K. H., No, J. S., & Shin, D. J. (2015). On the properties of cubic metric for OFDM signals. *IEEE Signal Processing Letters*, 23(1), 80-83.
- Kliks, A., & Bogucka, H. (2011). Improving effectiveness of the active constellation extension method for papr reduction in generalized multicarrier signals. *Wireless Personal Communications*, 61, 323-334.
- Ko, J. K., Cho, M. R., Lee, M. J., & Kim, J. H. (2012). Analysis on IEC 62471 for the introduction of photobiological safety of LED lamp. In *Proceedings of the Safety Management and Science Conference* (pp. 435-443). Korea Safety Management & Science
- Kota, P. N., Gaikwad, A. N., & Patil, B. P. (2015). A Non Uniform DFT-Spread Constellation Reforming Method for PAPR Reduction of OFDM Signals. *CiiT International Journal of Programmable Device Circuit and Systems*, 7(4), 103-107.
- Kou, Y. J., Lu, W. S., & Antoniou, A. (2007). A new peak-to-average power-ratio reduction algorithm for OFDM systems via constellation extension. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(5), 1823-1832.
- Kouhini, S. M., Kottke, C., Ma, Z., Freund, R., Jungnickel, V., Müller, M., ... & Linnartz, J. P. M. (2021). LiFi positioning for industry 4.0. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 27(6), 1-15.

- Krongold, B. S., & Jones, D. L. (2003). PAR reduction in OFDM via active constellation extension. *IEEE Transactions on broadcasting*, 49(3), 258-268.
- Krongold, B. S., & Jones, D. L. (2004). An active-set approach for OFDM PAR reduction via tone reservation. *IEEE transactions on signal processing*, 52(2), 495-509.
- Kumar, A., Gaur, N., & Nanthamornphong, A. (2024). Optimizing PAPR, BER, and PSD Efficiency: Using Phase Factors Generated by Bacteria Foraging Algorithm for PTS and SLM Methods. *IEEE Access*.
- Kumar, A., Rajagopal, K., Alruwais, N., Alshahrani, H. M., Mahgoub, H., & Othman, K. M. (2023). PAPR reduction using SLM-PTS-CT hybrid PAPR method for optical NOMA waveform. *Heliyon*, 9(10).
- Kumar, B. P., & Raja, A. (2024, March). Comparison on PAPR reduction by implementing Ifft using enhanced clipping and filtering method and slm for OFDM based wireless communication system. In *AIP Conference Proceedings* (Vol. 2816, No. 1). AIP Publishing.
- Kumar, N., Kumar, V., & Jyothiraditya, G. (2023, April). Fusion of Adaptive SLM Technique with Companding for PAPR reduction in 5G MIMO-OFDM System. In *2023 Second International Conference on Electrical, Electronics, Information and Communication Technologies (ICEEICT)* (pp. 1-5). IEEE.
- Kumar, N., Kumar, V., & Jyothiraditya, G. (2023, April). Fusion of Adaptive SLM Technique with Companding for PAPR reduction in 5G MIMO-OFDM System. In *2023 Second International Conference on Electrical, Electronics, Information and Communication Technologies (ICEEICT)* (pp. 1-5). IEEE.
- Kumar, S., & Singh, P. (2023). Joint PAPR and Non-linear Distortion Mitigation in OQAM-FBMC based Visible Light Communication System.
- Kumari, M. (2023, March). Performance analysis of VLC based Intelligent Transportation System. In *2023 International Conference on Emerging Smart Computing and Informatics (ESCI)* (pp. 1-4). IEEE.
- Kumutha, D., & Amutha Prabha, N. (2017). Hybrid STBC-PTS with enhanced artificial bee colony algorithm for PAPR reduction in MIMO-OFDM system. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 1-17.
- Kwon, J. K. (2010). Inverse source coding for dimming in visible light communications using NRZ-OOK on reliable links. *IEEE Photonics Technology Letters*, 22(19), 1455-1457.
- Laabidi, M., Zayani, R., & Bouallegue, R. (2016, March). A quick convergence active constellation extension projection onto convex sets algorithm for reducing the PAPR of OFDM system. In *2016 30th International Conference on Advanced Information Networking and Applications Workshops (WAINA)* (pp. 439-443). IEEE.

- Lai, S. Q., Lu, T. W., Lin, S. H., Lin, Y., Lin, G. C., Pan, J. H., ... & Wu, T. Z. (2022). Improved modulation bandwidth of blue mini-LEDs by atomic-layer deposition sidewall passivation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 69(9), 4936-4943.
- Le Minh, H., O'Brien, D., Faulkner, G., Zeng, L., Lee, K., Jung, D., & Oh, Y. (2008). High-speed visible light communications using multiple-resonant equalization. *IEEE photonics technology letters*, 20(14), 1243-1245.
- Lee, B. M., & Kim, Y. (2013). An adaptive clipping and filtering technique for PAPR reduction of OFDM signals. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 32, 1335-1349.
- Lee, K., & Park, H. (2011). Modulations for Visible Light Communications with Dimming Control. *IEEE Photonics Technology Letters*, 23, 1136-1138.
- Lee, K., Park, H., & Barry, J. R. (2011). Indoor channel characteristics for visible light communications. *IEEE communications letters*, 15(2), 217-219.
- Lee, S. C. J., Randel, S., Breyer, F., & Koonen, A. M. (2009). PAM-DMT for intensity-modulated and direct-detection optical communication systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 21(23), 1749-1751.
- Lenk, R., & Lenk, C. (2017). *Practical lighting design with LEDs*. John Wiley & Sons.
- Ley-Bosch, C., Alonso-González, I., Sánchez-Rodríguez, D., & Ramírez-Casañas, C. (2016). Evaluation of the effects of hidden node problems in IEEE 802.15. 7 uplink performance. *Sensors*, 16(2), 216.
- Ley-Bosch, C., Alonso-González, I., Sánchez-Rodríguez, D., & Ramírez-Casañas, C. (2016). Evaluation of the effects of hidden node problems in IEEE 802.15. 7 uplink performance. *Sensors*, 16(2), 216.
- Li, B. (2017). Investigation of tone reservation and tone injection PAPR reduction techniques for OFDM based VLC system. Polytechnic University, Msc thesis. Hong Kong.
- Li, C. P., Wang, S. H., & Chan, K. C. (2012). Low complexity transmitter architectures for SFBC MIMO-OFDM systems. *IEEE transactions on communications*, 60(6), 1712-1718.
- 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 Processing*, 58(5), 2916-2921.
- 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 Processing*, 58(5), 2916-2921.
- Li, H., Chen, X., Guo, J., & Chen, H. (2014). A 550 Mbit/s real-time visible light communication system based on phosphorescent white light LED for practical high-speed low-complexity application. *Optics express*, 22(22), 27203-27213.

- Li, H., Wei, J., & Jin, N. (2019). Low-complexity tone reservation scheme using pre-generated peak-canceling signals. *IEEE Communications Letters*, 23(9), 1586-1589.
- Li, X., & Cimini, L. J. (1997, May). Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. In 1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion (Vol. 3, pp. 1634-1638). IEEE.
- Li, X., Bamiedakis, N., Guo, X., McKendry, J. J. D., Xie, E., Ferreira, R., ... White, I. H. (2016). Wireless visible light communications employing feed-forward pre-equalization and PAM-4 modulation. *J. Lightw. Technol.*, 34(8), 2049–2055.
- Li, Y., Deng, R., He, J., He, S. H., & Chen, L. (2017). DFT-spread combined with clipping method to reduce the PAPR in VLC-OFDM system. *Optoelectronics Letters*, 13, 229-232.
- Li, Z., Zhang, X., Hao, Z., Luo, Y., Sun, C., Xiong, B., ... & Wang, L. (2023). Bandwidth analysis of high-speed InGaN micro-LEDs by an equivalent circuit model. *IEEE Electron Device Letters*.
- Liang, H. Y., & Jiang, H. Y. (2019, February). The modified artificial bee colony-based SLM scheme for PAPR reduction in OFDM systems. In 2019 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC) (pp. 504-508). IEEE.
- Liang, H. Y., Liu, C. J., & Huang, G. L. A Constellation Extension Based BCM-SLM Scheme for PAPR Reduction of OFDM Signals.
- Liang, H., Chung, K. C., Chen, H., & Huang, Y. F. (2010, May). A modified constellation extension scheme with low complexity for PAPR reduction in OFDM systems. In The 19th Annual Wireless and Optical Communications Conference (WOCC 2010) (pp. 1-4). IEEE.
- Lim, D. W., Heo, S. J., No, J. S., & Chung, H. (2006). A new PTS OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction. *IEEE transactions on broadcasting*, 52(1), 77-82.
- Lim, D. W., Heo, S. J., No, J. S., & Chung, H. (2006). A new PTS OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction. *IEEE transactions on broadcasting*, 52(1), 77-82.
- Lim, D. W., No, J. S., Lim, C. W., & Chung, H. (2005). A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction. *IEEE signal processing letters*, 12(2), 93-96.
- Lin, C., & Yong, F. (2011). A novel PTS scheme for PAPR reduction in OFDM systems using riemann sequence. In Artificial Intelligence and Computational Intelligence: Third International Conference, AICI 2011, Taiyuan, China, September 24-25, 2011, Proceedings, Part II 3 (pp. 554-560). Springer Berlin Heidelberg.
- Lin, W. L., & Tseng, F. S. (2021). Theory and applications of active constellation extension. *IEEE Access*, 9, 93111-93118.

- Liu, K., Wang, L., & Liu, Y. A. (2020). A new nonlinear companding algorithm based on tangent linearization processing for PAPR reduction in OFDM systems. *China Communications*, 17(8), 133-146.
- Liu, X., Zhou, J., & Zhang, W. (2023). Information Theoretic Limits of Improved ACO-OFDM Receivers in Optical Intensity Channels With Time Dispersion. *IEEE Open Journal of the Communications Society*.
- Liu, Y., Wang, Y., & Ai, B. (2019). An efficient ACE scheme for PAPR reduction of OFDM signals with high-order constellation. *IEEE Access*, 7, 118322-118332.
- Lokesh, C., Mamatha, C. G., & Rekha, K. R. (2015) Cumulative Distribution of the Peak to Average Power Ratio in an OFDM System. *International Journal of Computer Applications*, 975, 8887.
- Longo, F., Ansari, R., Yao, Y., & Sellone, F. (2007, May). Erasure pattern selection with active constellation extension for peak-to-average power ratio reduction in OFDM. In 2007 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (pp. 53-58). IEEE.
- Lu, H., Hong, Y., Chen, L. K., & Wang, J. (2018). On the study of the relation between linear/nonlinear PAPR reduction and transmission performance for OFDM-based VLC systems. *Optics Express*, 26(11), 13891-13901.
- Lu, X., Lu, C., Yu, W., Qiao, L., Liang, S., Lau, A. P. T., & Chi, N. (2019). Memory-controlled deep LSTM neural network post-equalizer used in high-speed PAM VLC system. *Optics Express*, 27(5), 7822-7833.
- Ma, C., Zhang, H., Yao, M., Xu, Z., & Cui, K. (2012, July). Distributions of PAPR and crest factor of OFDM signals for VLC. In 2012 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series (pp. 119-120). IEEE.
- Ma, J., He, J., Chen, Q., Shi, J., Zhou, Z., Cheng, Y., & Xiao, Y. (2018). A MB-CAZAC precoding combined with 128/64/32/16-QAM modulation for OFDM-VLC system. *Optics Communications*, 424, 154-158.
- Maali, A., Boukhelifa, A., Mesloub, A., Sadoudi, S., & Benssalah, M. (2019, March). An enhanced pulse position modulation (ppm) for both ir-uwbb and dcc-uwbb communication. In 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) (pp. 1-5). IEEE.
- Manolescu, A., & Sisak, F. (2016, October). LED source, a comparative analysis on lighting efficiency. In 2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE) (pp. 525-528). IEEE.
- Mazahir, S., & Sheikh, S. A. (2016). On companding schemes for PAPR reduction in OFDM systems employing higher order QAM. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 62(3), 716-726.

- Medina, C., Zambrano, M., & Navarro, K. (2015). Led based visible light communication: Technology, applications and challenges-a survey. *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, 8(4), 482.
- Mejia, C. E., & Georghiades, C. N. (2019). Coding for visible light communication using color-shift keying constellations. *IEEE Transactions on Communications*, 67(7), 4955-4966.
- Merah, H., Mesri, M., & Talbi, L. (2019). Complexity reduction of PTS technique to reduce PAPR of OFDM signal used in a wireless communication system. *IET Communications*, 13(7), 939-946.
- Mesleh, R., Elgala, H., & Haas, H. (2012, April). Performance analysis of indoor OFDM optical wireless communication systems. In *2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)* (pp. 1005-1010). IEEE.
- Mirjalili, S. (2016). Dragonfly algorithm: a new meta-heuristic optimization technique for solving single-objective, discrete, and multi-objective problems. *Neural computing and applications*, 27, 1053-1073.
- Mirjalili, S., Mirjalili, S. M., & Lewis, A. (2014). Grey wolf optimizer *Advances in Engineering Software*. 69 46–61.
- Mohaisen, M. K., Hamood, M. T., & Ahmed, M. S. (2022). Reducing peak to average power ratio (PAPR) for visible light communications (VLC) system using Walsh–Hadamard precoded discrete Hartley transforms. *Journal of Optical Communications*, (0).
- Mohamed, A., El Dein, A. S. T., & Saad, R. S. (2020, December). PAPR reduction of wavelet-OFDM signals using exponential companding in visible light communications. In *2020 15th International Conference on Computer Engineering and Systems (ICCES)* (pp. 1-5). IEEE.
- Mohammed, N. A., Elnabawy, M. M., & Khalaf, A. A. (2021). PAPR reduction using a combination between precoding and non-linear companding techniques for ACO-OFDM-based VLC systems. *Opto-Electronics Review*, 29(2).
- Mondal, M. R. H., & Armstrong, J. (2012, July). The effect of defocus blur on a spatial OFDM optical wireless communication system. In *2012 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)* (pp. 1-4). IEEE.
- Mondal, S. A. (2021). Approach to reduce PAPR in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Technique. *Turkish Journal of Computer and Mathematics Education (TURCOMAT)*, 12(10), 4480-4484.
- Mossaad, M. S., Hranilovic, S., & Lampe, L. (2015). Visible light communications using OFDM and multiple LEDs. *IEEE Transactions on Communications*, 63(11), 4304-4313.
- Motorola, (2006). Cubic Metric in 3GPP-LTE, 3GPP TSG RAN WG1, TDoc R1-060023.

- Motorola, (2016). Cubic Metric in 3GPP-LTE, 3GPP TSG RAN WG1, TDoc R1-060023,2006.
- Mouhammad, C. S., El-Shimy, M. A., Shalaby, H. M., & Kheirallah, H. N. (2022, December). Proposal of a Pre-equalizer with Nyquist Filtering to Mitigate LED Nonlinearity in PAM-4 VLC Systems. In 2022 10th International Japan-Africa Conference on Electronics, Communications, and Computations (JAC-ECC) (pp. 76-80). IEEE.
- Mounir, M., & El_Mashade, M. B. (2019). On the selection of the best companding technique for PAPR reduction in OFDM systems. *Journal of Information and Telecommunication*, 3(3), 400-411.
- Mounir, M., Tarrad, I. F., & Youssef, M. I. (2018). Performance evaluation of different precoding matrices for PAPR reduction in OFDM systems. *Internet Technology Letters*, 1(6), e70.
- Mounir, M., Youssef, M. I., & Tarrad, I. F. (2017, December). On the effectiveness of deliberate clipping PAPR reduction technique in OFDM systems. In 2017 Japan-Africa Conference on Electronics, Communications and Computers (JAC-ECC) (pp. 21-24). IEEE.
- Mowla, M. M., Ali, M. Y., & Aoni, R. A. (2014). Performance comparison of two clipping based filtering methods for PAPR reduction in OFDM signal. *arXiv preprint arXiv:1403.3349*.
- Mroué, M., Nafkha, A., Palicot, J., Gavalda, B., & Dagorne, N. (2010). Performance and implementation evaluation of TR PAPR reduction methods for DVB-T2. *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, 2010.
- Mukherjee, M., & Noronha, K. (2023, March). Evaluation of illumination and received power for realistic LED layout for indoor VLC. In 2023 International Conference on Communication System, Computing and IT Applications (CSCITA) (pp. 188-193). IEEE.
- Muller, E., Silva, V., Monteiro, P., & Medeiros, M. (2022). Joint Optical Wireless Communication and Localization Using OFDM. *IEEE Photonics Technology Letters*, 34, 757-760.
- Muller, S. H., & Huber, J. B. (1997, September). A novel peak power reduction scheme for OFDM. In *Proceedings of 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications-PIMRC'97* (Vol. 3, pp. 1090-1094). IEEE.
- Muthu, S., & Gaines, J. (2003, October). Red, green and blue LED-based white light source: implementation challenges and control design. In 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003. (Vol. 1, pp. 515-522). IEEE.
- Naeiny, M. F., & Marvasti, F. (2011). PAPR reduction of space-frequency coded OFDM systems using active constellation extension. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 65(10), 873-878.

- Nakamura, Y., & Saito, M. (2013, November). Evaluation of clipping effect on OFDM signals for visible light communications. In 2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (pp. 753-757). IEEE.
- Nardelli, A., Deuschle, E., de Azevedo, L. D., Pessoa, J. L. N., & Ghisi, E. (2017). Assessment of Light Emitting Diodes technology for general lighting: A critical review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 75, 368-379.
- Nee, R. V., & Prasad, R. (2000). *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech House, Inc..
- Niranjan, M., & Srikanth, S. (2011, June). Adaptive active constellation extension for PAPR reduction in OFDM systems. In 2011 International Conference on Recent Trends in Information Technology (ICRTIT) (pp. 1186-1189). IEEE.
- Niwareeba, R., Cox, M. A., & Cheng, L. (2023). Adaptive-Mode PAPR Reduction Algorithm for Optical OFDM Systems Leveraging Lexicographical Permutations. *Electronics*, 12(13), 2797.
- Noguchi, T., Anwar, K., Saito, M., & Okada, M. (2008, December). Efficient PAPR for OFDM and CI/OFDM systems with iterative clipping. In 2008 International Conference on Innovations in Information Technology (pp. 525-528). IEEE.
- Ntogari, G., Kamalakis, T., Walewski, J. W., & Sphicopoulos, T. (2011). Combining illumination dimming based on pulse-width modulation with visible-light communications based on discrete multitone. *Journal of Optical Communications and Networking*, 3(1), 56-65.
- Nuwanpriya, A., Ho, S. W., Zhang, J. A., Grant, A. J., ve Luo, L. (2015). Optik kablosuz iletişim için PAM-SCFDE. *Journal of Lightwave Technology*, 33(14), 2938-2949.
- Ochiai, H., & Imai, H. (2000). MDPSK-OFDM with highly power-efficient block codes for frequency-selective fading channels. *IEEE transactions on vehicular technology*, 49(1), 74-82.
- Offiong, F. B., Sinanović, S., & Popoola, W. O. (2017). On PAPR reduction in pilot-assisted optical OFDM communication systems. *IEEE Access*, 5, 8916-8929.
- Ogunkoya, F. B., Popoola, W. O., Shahrabi, A., & Sinanović, S. (2015). Performance evaluation of pilot-assisted PAPR reduction technique in optical OFDM systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 27(10), 1088-1091.
- Ohuchi, K. (2019). Fundamental Techniques for Optical Wireless OFDM System. *IEICE ESS Fundamentals Review*.
- O'Neill, R., & Lopes, L. B. (1995, September). Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals. In *Proceedings of 6th international symposium on personal, indoor and mobile radio communications* (Vol. 1, pp. 71-75). IEEE.

- Ouqour, A., Jabrane, Y., Said, B. A. E., & Ouahman, A. A. (2010). Active Constellation Extension combined with Particle Swarm Optimization for PAPR Reduction in OFDM Signals. *Int. J. Comput. Netw. Sec*, 2, 42-47.
- Ouqour, A., Jabrane, Y., Said, B. A. E., & Ouahman, A. A. (2014). PAPR reduction in OFDM via active constellation extension–projection onto convex sets combined with particle swarm optimization. *The Computer Journal*, 57(8), 1230-1237.
- Ouqour, A., Jabrane, Y., Said, B. A. E., & Ouahman, A. A. (2014). PAPR reduction in OFDM via active constellation extension–projection onto convex sets combined with particle swarm optimization. *The Computer Journal*, 57(8), 1230-1237.
- Padarti, V. K., Dasari, C., Dokala, P. V. G., Chowtapalli, V. S., & Avula, L. R. K. (2022, July). An efficient clipping method for PAPR reduction in OFDM systems. In 2022 International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT) (pp. 624-629). IEEE.
- Palappan, A., & Thangavelu, J. (2018). A new meta heuristic dragonfly optimization algorithm for optimal reactive power dispatch problem. *Gazi University Journal of Science*, 31(4), 1107-1121.
- Pamukti, B., Sujatmoko, K., & Tiyas, N. (2021). Enhancement Accuracy for Indoor Positioning System on Non-Line of Sight Channel using Visible Light Communications. In 2021 International Conference on Artificial Intelligence and Mechatronics Systems (AIMS) (pp. 1-5).
- Parandoosh, A. A., Taghipour, J., & Vakili, V. T. (2012, December). A novel particle swarm optimization for PAPR reduction of OFDM systems. In 2012 International Conference on Control Engineering and Communication Technology (pp. 681-684). IEEE.
- Park, I., Kim, J., Kwon, M., Cho, C., Lim, J., & Park, S. (2008). Phosphor-free white light-emitting diode with laterally distributed multiple quantum wells. *Applied Physics Letters*, 92(9), 091110.
- Park, M., Jun, H., Cho, J., Cho, N., Hong, D., and Kang, C., 2000, "PAPR reduction in OFDM transmission using Hadamard transform", IEEE International Conference on Communications (ICC), Global Convergence Through Communications. Conference Record, June, Vol.1, 430-433.
- Park, W.S.E.; Yun, S.R.; Kim, J.Y.; Park, D.S.; Joo, P.Y. Tone Reservation method for PAPR Reduction scheme. *Proj. IEEE* 2003, 802, 16.
- Pathak, P. H., Feng, X., Hu, P., & Mohapatra, P. (2015). Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges. *IEEE communications surveys & tutorials*, 17(4), 2047-2077.98
- Patidar, M. K., Mishra, A., & Saxena, R. (2015). Probabilistic Constellation Extension Scheme for PAPR Reduction in OFDM Signals. *IJ Wireless and Microwave Technologies*, 2, 12-21.

- Patidar, M. K., Mishra, A., & Saxena, R. (2016). Partial approximate gradient constellation for PAPR reduction in OFDM signals. *International Journal of Systems, Control and Communications*, 7(1), 83-96.
- Perlaza, J. S. B., Zafra, J. C. T., Morales-Cespedes, M., Qidan, A. A., Bentura, B., Armada, A. G., & Pena, J. M. S. (2022, July). Measurement of the Modulation Bandwidth of High-Power Chip-on-Board LEDs for VLC systems. In *2022 13th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)* (pp. 38-42). IEEE.
- Popoola, W. O., Ghassemlooy, Z., & Stewart, B. G. (2014). Pilot-assisted PAPR reduction technique for optical OFDM communication systems. *Journal of lightwave technology*, 32(7), 1374-1382.
- Pradana, A., Ahmadi, N., & Adionos, T. (2015, August). Design and implementation of visible light communication system using pulse width modulation. In *2015 International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI)* (pp. 25-30). IEEE.
- Pradeep Kumar, S. S., Agees Kumar, C., & Jemila Rose, R. (2023). An efficient SLM technique based on chaotic biogeography-based optimization algorithm for PAPR reduction in GFDM waveform. *Automatika: časopis za automatiku, mjerenje, elektroniku, računarstvo i komunikacije*, 64(1), 93-103.
- Pradhan, J., Holey, P., Kappala, V. K., & Das, S. K. (2022). Performance analysis of ACO-OFDM NOMA for VLC communication. *Optical and Quantum Electronics*, 54(8), 531.
- Prasad, R., Rahman, M. I., & Das, S. S. (2022). Single-and multi-carrier MIMO transmission for broadband wireless systems. River Publishers.
- Prasad, S., & Arun, S. (2023, January). Hanowa Matrix based SLM Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems. In *2023 International Conference for Advancement in Technology (ICONAT)* (pp. 1-5). IEEE.
- Prasad, S., & Jayabalan, R. (2019). PAPR reduction in OFDM using scaled particle swarm optimisation based partial transmit sequence technique. *The Journal of Engineering*, 2019(5), 3460-3468.
- Prasad, S., Scholar, R., & Jayabalan, R. (2017, October). Scaled offset PSO based PTS for PAPR reduction in OFDM systems. In *2017 IEEE 8th Annual Ubiquitous Computing, Electronics and Mobile Communication Conference (UEMCON)* (pp. 53-57). IEEE.
- Priyanka, P., Shaik, R. B., Vijaya, K. P., Sasi, P. S., Ruthvik, P., & Ravi, R. A. (2023, March). Improved MFO Algorithm Based PTS Scheme in OFDM Systems For PAPR Reduction. In *2023 4th International Conference on Signal Processing and Communication (ICSPC)* (pp. 153-157). IEEE.
- Proakis, J. G., & Salehi, M. (2008). *Digital communications*. McGraw-hill.

- Rahmatallah, Y., & Mohan, S. (2013). Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: A survey and taxonomy. *IEEE communications surveys & tutorials*, 15(4), 1567-1592.
- Raj, R., Jaiswal, S., & Dixit, A. (2021). Dimming-based modulation schemes for visible light communication: Spectral analysis and ISI mitigation. *IEEE open journal of the communications society*, 2, 1777-1798.
- Rajagopal, S., Roberts, R., & Lim, S. (2012). IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support. *IEEE Communications Magazine*, 50(3), 72-82.
- Rajeswari, A., Sharmila, P., Gayathri, M., Randhisha, K., & Yazhini, M. C. (2021, February). Design of visible light communication system using ask modulation. In *2021 International Conference on Computing, Communication, and Intelligent Systems (ICCCIS)* (pp. 894-899). IEEE.
- Ramadevi, D., & Rao, P. T. (2024, January). PAPR reduction techniques in MIMO-OFDM communication systems. In *AIP Conference Proceedings* (Vol. 2512, No. 1). AIP Publishing.
- Ramazan, M., Amca, H., Rizer, A., & Ulusoy, A. H. (2023). A Novel μ -law Nonlinear Companding with Modified Recoverable Upper Clipping Method for PAPR Reduction in ACO-OFDM VLC Systems. *Optik*, 282, 170890.
- Ramtej, K. S., & Anuradha, S. (2018, July). PAPR reduction in LTE uplink communications by airy companding transform. In *2018 9th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)* (pp. 1-5). IEEE.
- Ranjha, B., & Kavehrad, M. (2013, February). Precoding techniques for PAPR reduction in asymmetrically clipped OFDM based optical wireless system. In *Broadband Access Communication Technologies VII* (Vol. 8645, pp. 183-191). SPIE.
- Rao, K. S., & Prabakararao, B. (2012). PAPR Reduction of STBC MIMO-OFDM Systems Using Adaptive Active Constellation Extension. *i-Manager's Journal on Wireless Communication Networks*, 1(3), 1.
- Rao, R. S. and Malathi, P. (2018). A novel pso: grey wolf optimizer-based papr reduction technique in ofdm scheme for high-speed wireless applications. *Soft Computing*, 23(8), 2701-2712
- Rao, R. S., Menaka, R., & Winslet, R. A. (2021). A Low Complex Modified Grey Wolf Optimization Model for OFDM Peak Power Reduction. *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, 259-265.
- Raveen, P., & Ratna Kumari, U. V. (2024). A hybrid deep learning using reptile dragonfly search algorithm for reducing the PAPR in OFDM systems. *Journal of Optical Communications*, 45(4), 947-963.

- Ravi Kumar, P., Naganjaneyulu, P. V., & Satya Prasad, K. (2019). Hybrid PS–GW optimised PTS scheme for PAPR reduction in OFDM system. *IET Communications*, 13(18), 2996-3002.
- Ravi Kumar, P., Naganjaneyulu, P. V., & Satya Prasad, K. (2020). Partial transmit sequence to improve OFDM using BFO & PSO algorithm. *International Journal of Wavelets, Multiresolution and Information Processing*, 18(01), 1941018.
- Rawashdeh, E. A. (2019). A simple method for finding the inverse matrix of Vandermonde matrix. *Mat. Vesn*, 71, 207-213.
- Rehman, S. U., Ullah, S., Chong, P. H. J., Yongchareon, S., & Komosny, D. (2019). Visible light communication: A system perspective—Overview and challenges. *Sensors*, 19(5), 1153.
- Reinoso-Chisaguano, D. J., Urquiza-Aguiar, L., & Paredes-Paredes, M. C. (2019, November). Effect of constellation-shaping-based PAPR reduction methods over the capacity of OFDM systems. In *2019 IEEE Fourth Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)* (pp. 1-6). IEEE.
- Ren, G., Zhang, H., & Chang, Y. (2003). A complementary clipping transform technique for the reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 49(4), 922-926.
- Reynolds, C. W. (1987, August). Flocks, herds and schools: A distributed behavioral model. In *Proceedings of the 14th annual conference on Computer graphics and interactive techniques*(pp. 25-34).
- Rihawi, B., & Louet, Y. (2008). PAPR reduction scheme with SOCP for MIMO-OFDM systems. *International journal of communications, network and system sciences*, 1(1), 29.
- Rios, J. L. H., Gonzalez, N. G., & Álvarez, J. C. G. (2021). Experimental Validation of Inverse M-PPM Modulation for Dimming Control and Data Transmission in Visible Light Communications. *IEEE Latin America Transactions*, 19(02), 280-287.
- Rossi, F., Bonamente, E., Nicolini, A., Anderini, E., & Cotana, F. (2016). A carbon footprint and energy consumption assessment methodology for UHI-affected lighting systems in built areas. *Energy and Buildings*, 114, 96-103.
- S. Kaur, W. Liu, and D. Castor,(2009,September 20) VLC dimming support IEEE 802.15-09- 0641-00-0007. [Online]. Available: <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/09/15-09-0641-00-0007-vlc-dimming-proposal.pdf> (Project: IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs))
- Saeedi, H., Sharif, M., & Marvasti, F. (2002). Clipping noise cancellation in OFDM systems using oversampled signal reconstruction. *IEEE Communications Letters*, 6(2), 73-75.

- Salehinejad, H., & Talebi, S. (2012). PAPR reduction of OFDM signals by novel global harmony search in PTS scheme. *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, 2012.
- Samayoa, Y., & Ostermann, J. (2020, April). Modified active constellation extension algorithm for PAPR reduction in OFDM systems. In *2020 wireless telecommunications symposium (WTS)* (pp. 1-5). IEEE.
- Sarankumar, R., Sumathi, K., Sravanthi, G. S., Venkateswarlu, B., & Rajasekar, P. (2021, February). Reducing Complexity in PTS Scheme using Optimization Techniques to reduce PAPR in OFDM Systems. In *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering* (Vol. 1074, No. 1, p. 012032). IOP Publishing.
- Saul, A. (2005, May). Generalized active constellation extension for peak reduction in OFDM systems. In *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005*. 2005 (Vol. 3, pp. 1974-1979). IEEE.
- Sejan, M. A. S., & Chung, W. Y. (2022). Performance Analysis of a Long-Range MIMO VLC System for Indoor IoT. *IEEE Internet of Things Journal*, 10(8), 6999-7010.
- Sengar, S., & Bhattacharya, P. P. (2012). Performance improvement in OFDM system by PAPR reduction. *arXiv preprint arXiv:1205.2269*.
- Sharan, N., & Ghorai, S. K. (2020). PAPR reduction and non-linearity alleviation using hybrid of precoding and companding in a visible light communication (VLC) system. *Optical and Quantum Electronics*, 52, 1-14.
- Sharan, N., Ghorai, S. K., & Kumar, A. (2019, May). Peak-to-average power ratio (PAPR) reduction using combination of precoding and companding techniques for VLC OFDM systems. In *2019 TEQIP III Sponsored International conference on microwave integrated circuits, photonics and wireless networks (IMICPW)* (pp. 149-153). IEEE.
- Sharifi, A. A. (2019). PAPR reduction of optical OFDM signals in visible light communications. *ICT express*, 5(3), 202-205.
- Sharifi, A. A., & Aghdam, M. H. (2019). A novel hybrid genetic algorithm to reduce the peak-to-average power ratio of OFDM signals. *Computers & Electrical Engineering*, 80, 106498.
- Sharifi, A. A., & Azarnia, G. (2020). Gaussian orthogonal matrix transform approach for PAPR reduction of optical OFDM signals. *Optoelectronics letters*, 16(3), 216-219.
- Sharifi, A. A., & Azarnia, G. (2021). A comparative study of precoding techniques for PAPR reduction of OFDM signals. *Journal of Communication Engineering*, 10(1), 1-15.
- Sharifi, A. A., & Emami, H. (2020). PAPR reduction of asymmetrically clipped optical OFDM signals: Optimizing PTS technique using improved flower pollination algorithm. *Optics Communications*, 474, 126057.

- Sharifi, A. A., & Emami, H. (2022). Increasing the Performance of OFDM Systems by PAPR Reduction in PTS Technique using Election Optimization Algorithm. *Signal and Data Processing*, 19(2), 13-26.
- Sharifi, A. A., & Emami, H. (2022). Increasing the Performance of OFDM Systems by PAPR Reduction in PTS Technique using Election Optimization Algorithm. *Signal and Data Processing*, 19(2), 13-26.
- Shiragapur, B. K., Wali, U., & Bidwai, S. (2013, August). Novel technique to reduce PAPR in OFDM systems by clipping and filtering. In *2013 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)* (pp. 1593-1597). IEEE.
- Shiu, D. S., & Kahn, J. M. (1999). Differential pulse-position modulation for power-efficient optical communication. *IEEE transactions on communications*, 47(8), 1201-1210.
- Sifaou, H., Park, K. H., Kammoun, A., & Alouini, M. S. (2017, May). Optimal linear precoding for indoor visible light communication system. In *2017 IEEE International Conference on Communications (ICC)* (pp. 1-5). IEEE.
- Singh, A., Jain, A., & Vyavahare, P. (2016, September). A study of peak to average power ratio for different companding techniques in VLC-OFDM system. In *2016 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)* (pp. 2390-2393). IEEE.
- Singh, M., & Patra, S. K. (2018). On the PTS optimization using the firefly algorithm for PAPR reduction in OFDM systems. *IETE Technical Review*, 35(5), 441-455.
- Singh, O., Paulus, R., & Srivastava, R. (2024). PAPR reduction scheme for optical OFDM techniques. *Journal of Optical Communications*, 44(s1), s1933-s1942.
- Singh, P., Pal, S., & Sood, N. (2017). PAPR reduction in wavelet packet-based OFDM using PSO-based PTS technique. *International Journal of Systems, Control and Communications*, 8(1), 89-99.
- Singh, R., O'Farrell, T., & David, J. P. (2014). An enhanced color shift keying modulation scheme for high-speed wireless visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, 32(14), 2582-2592.
- Singh, S., Kakamanshadi, G., & Gupta, S. (2015, Aralık). Visible light communication-an emerging wireless communication technology. *2015 2nd International conference on recent advances in engineering & computational sciences (RAECS)* (ss. 1-3). IEEE.
- Sinha, H. K., Saurabh, A., Anand, K., & Pradhan, D. (2023). PAPR Detection Using TR and Clipping & Filtering (CF)-Reduction Technique for 5G Communication System (5G-CS): Comparative Analysis.
- Slimane, S. B. (2007). Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM signals through precoding. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 56(2), 686-695.

- Sohn, I., & Kim, S. C. (2015). Neural network based simplified clipping and filtering technique for PAPR reduction of OFDM signals. *IEEE Communications Letters*, 19(8), 1438-1441.
- Somia, T., Amine, B. M., Salah, R., & Samir, I. (2023, December). SCA-GWO: A Hybrid Optimization Method Based on the PTS Technique for PAPR Mitigation in OFDM Systems. In *SETSCI-Conference Proceedings* (Vol. 15, pp. 104-109). SETSCI-Conference Proceedings.
- Song, P. C., Wu, Z. Y., & Wang, J. (2022). Mitigating end-to-end nonlinearity in LED-based VLC transceivers via an optical intensity feedback. *Optics Letters*, 47(15), 3688-3691.
- Sönmez, M. (2018). Simplified and accelerated PPM receivers for VLC systems. *IET Optoelectronics*, 12(1), 36-43.
- Sönmez, M. (2020). Artificial neural network-based threshold detection for OOK-VLC Systems. *Optics Communications*, 460, 125107.
- Sravanti, T., & Vasantha, N. (2017a, February). Precoding PTS scheme for PAPR reduction in OFDM. In *2017 International Conference on Innovations in Electrical, Electronics, Instrumentation and Media Technology (ICEEIMT)* (pp. 250-254). IEEE.
- Sravanti, T., & Vasantha, N. (2017b, February). Performance analysis of precoded PTS and SLM scheme for PAPR reduction in OFDM system. In *2017 International Conference on Innovations in Electrical, Electronics, Instrumentation and Media Technology (ICEEIMT)* (pp. 255-260). IEEE.
- Sridevi, R., & Madhavi, T. (2020). Reduction of PAPR in OFDM Signals Using Grey Wolf Optimization Combined with SLM. In *ICDSMLA 2019: Proceedings of the 1st International Conference on Data Science, Machine Learning and Applications* (pp. 90-99). Springer Singapore.
- Srivastava, A. (2020). Constellation design for single photodetector based CSK with probabilistic shaping and white color balance. *IEEE access*, 8, 159609-159621.
- Stepniak, G., Schuppert, M., & Bunge, C. A. (2015). Advanced modulation formats in phosphorous LED VLC links and the impact of blue filtering. *J. Lightw. Technol.*, 33(21), 4413-4423.
- Stepniak, G., Schuppert, M., & Bunge, C. A. (2015). Advanced modulation formats in phosphorous LED VLC links and the impact of blue filtering. *Journal of Lightwave Technology*, 33(21), 4413-4423.
- Sugiyama, H., Haruyama, S., & Nakagawa, M. (2007, March). Brightness control methods for illumination and visible-light communication systems. In *2007 Third International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC'07)* (pp. 78-78). IEEE.

- Sultana, S. F., Dharani, G., Anusha, U., & Keerthana, B. (2024, May). Enhancing PAPR Reduction in MIMO-OFDM Systems through Grey Wolf Optimization and Hybrid Algorithms. In 2024 5th International Conference for Emerging Technology (INCET) (pp. 1-8). IEEE.
- Sun, Y., & Ochiai, H. (2021). Maximum-likelihood-based performance enhancement of clipped and filtered OFDM systems with clipping noise cancellation. *IEEE Wireless Communications Letters*, 11(3), 448-452.
- Suriavel Rao, R. S., & Malathi, P. J. S. C. (2019). A novel PTS: grey wolf optimizer-based PAPR reduction technique in OFDM scheme for high-speed wireless applications. *Soft Computing*, 23, 2701-2712.
- T. Y. Elganimi, Studying the BER performance, power- and bandwidth- efficiency for FSO communication systems under various modulation schemes, 2013 IEEE Jordan Conference on Applied Electrical Engineering and Computing Technologies (AEECT), Amman, 2013, pp. 1-6.
- Taba, S., Redadaa, S., Benchana, M. A., & Ikni, S. (2023). A Low-Complexity PTS Technique–Based Improved PSO Algorithm for PAPR Reduction in OFDM Systems. *Telecommunications and Radio Engineering*, 82(8).
- Taha, B., Fayed, H. A., Aly, M. H., & Mahmoud, M. (2022). A reduced PAPR hybrid OFDM visible light communication system. *Optical and Quantum Electronics*, 54(12), 815.
- Tan, J., Wang, Q., & Wang, Z. (2015). Modified PTS-based PAPR reduction for ACO-OFDM in visible light communications. *Science China Information Sciences*, 58(12), 1-3.
- Tang, B., Qin, K., & Mei, H. (2020). A hybrid approach to reduce the PAPR of OFDM signals using clipping and companding. *IEEE Access*, 8, 18984-18994.
- TAŞPINAR, N., KARABOĞA, D., Yildirim, M., & Akay, B. (2011). PAPR reduction using artificial bee colony algorithm in OFDM systems. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 19(1), 47-58.
- Teixeira, L., Loose, F., Brum, J., Barriquello, C., Reguera, V., & Costa, M. (2019). On the LED Illumination and Communication Design Space for Visible Light Communication. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(9), 3264-3273.
- Tellambura, C. (2001). Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers. *IEEE Communications letters*, 5(5), 185-187.18.
- Terry, J., & Heiskala, J. (2002). *OFDM wireless LANs: A theoretical and practical guide*. Sams publishing.
- Thompson, S. C., Proakis, J. G., & Zeidler, J. R. (2005, November). The effectiveness of signal clipping for PAPR and total degradation reduction in OFDM systems. In *GLOBECOM'05. IEEE Global Telecommunications Conference, 2005*. (Vol. 5, pp. 5-pp). IEEE.

- Touhami, R., Slimani, D., Abdulkafi, A. A., Hussein, Y. S., & Alias, M. Y. (2024). Combined envelope scaling with modified SLM method for PAPR reduction in OFDM-based VLC systems. *Journal of Optical Communications*, 44(s1), s1175-s1180.
- Tsai, C. T., Cheng, C. H., Kuo, H. C., & Lin, G. R. (2019). Toward high-speed visible laser lighting based optical wireless communications. *Progress in Quantum Electronics*, 67, 100225.
- Tsiligkaridis, T., & Jones, D. L. (2010). PAPR reduction performance by active constellation extension for diversity MIMO-OFDM systems. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2010, 1-7.
- Tsonev, D., & Haas, H. (2014, June). Avoiding spectral efficiency loss in unipolar OFDM for optical wireless communication. In *2014 IEEE international conference on communications (ICC)* (pp. 3336-3341). IEEE.
- Tsonev, D., Sinanovic, S., & Haas, H. (2012, May). Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for optical wireless. In *2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)* (pp. 1-5). IEEE.
- Tsonev, D., Sinanovic, S., & Haas, H. (2013). Complete modeling of nonlinear distortion in OFDM-based optical wireless communication. *Journal of Lightwave Technology*, 31(18), 3064-3076.
- Tu, Y. P., & Chang, C. C. (2023). A Novel Low Complexity Two-Stage Tone Reservation Scheme for PAPR Reduction in OFDM Systems. *Sensors*, 23(2), 950.
- Tu, Y. P., Wu, F. H., & Huang, Y. F. (2020, November). A Novel Turbo Scheme Combining PTS with Adaptive TR for PAPR Reduction in OFDM Systems. In *2020 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C)* (pp. 122-125). IEEE.
- Tuğcu, E. (2023). Mutual Information Analysis of Color-Shift Keying Employing Quadrichromatic LEDs in VLC Systems.
- Tuli, E. A., Akter, R., Lee, J. M., & Kim, D. S. (2024). Whale optimization-based PTS scheme for PAPR reduction in UPMC systems. *IET Communications*, 18(2), 187-195.
- Uwano, S., Matsumoto, Y., Mizoguchi, M., & Umehira, M. (1999). Linearized constant peak-power coded OFDM transmission for broadband wireless access systems. *IEICE transactions on communications*, 82(12), 1932-1938.
- Uzun, P. (2019). Görünür ışık haberleşmesinde modülasyon türlerinin incelenmesi. Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek lisans tezi, Tokat.
- Vallavaraj, A., Stewart, B. G., & Harrison, D. K. (2010). An evaluation of modified μ -Law companding to reduce the PAPR of OFDM systems. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 64(9), 844-857.

- Van Luong, T., Zhang, X., Xiang, L., Hoang, T. M., Xu, C., Petropoulos, P., & Hanzo, L. (2021). Deep learning-aided optical IM/DD OFDM approaches the throughput of RF-OFDM. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 40(1), 212-226.
- Vappangi, S., & Vakamulla, V. M. (2018). Channel estimation in ACO-OFDM employing different transforms for VLC. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 84, 111-122.
- Vappangi, S., Mani, V. V., & Sellathurai, M. (2021). *Visible Light Communication: Comprehensive Theory and Applications with MATLAB®*. CRC Press.
- Vijayalakshmi, M., & Reddy, K. R. (2017, March). Semi-weighting PTS PAPR reduction method in OFDM systems by Modified Cuckoo Search algorithm. In 2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET) (pp. 262-267). IEEE.
- Vijayalakshmi, M., & Reddy, K. R. (2017, September). Partial PSO-PTS based PAPR reduction in MIMO OFDM. In 2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI) (pp. 1246-1251). IEEE.
- Vimal, S. P. (2016). Utilization of Riemann Sequence Combined with SLM Technique for PAPR Reduction in DWT-OFDM Systems. *Asian Journal of Research in Social Sciences and Humanities*, 6(7), 1950-1957.
- Vucic, J., Kottke, C., Nerreter, S., Habel, K., Buttner, A., Langer, K. D., & Walewski, J. W. (2009, September). 125 Mbit/s over 5 m wireless distance by use of OOK-modulated phosphorescent white LEDs. In 2009 35th European Conference on Optical Communication (pp. 1-2). IEEE.
- Wahab, A. A. A., Qamarina, N., Alhady, S. S. N., Othman, W. A. F. W., & Husin, H. (2024). Improvement of Selective Mapping Performance Using Riemann Matrix for PAPR Reduction. *InIT Solutions for Sustainable Living*(pp. 75-82). Cham: Springer Nature Switzerland.
- Wang X, Yao W (2023) A discrete particle swarm optimization algorithm for dynamic scheduling of transmission tasks. *Appl Sci* 13(7):4353
- Wang, H., Chen, Y., Dai, J., Li, S., Wang, F., & Min, M. (2023). Improved Algorithm of Partial Transmit Sequence Based on Discrete Particle Swarm Optimization. *Mathematics*, 12(1), 80.
- Wang, L., & Tellambura, C. (2006, September). An adaptive-scaling algorithm for OFDM PAR reduction using active constellation extension. In *IEEE Vehicular Technology Conference* (pp. 1-5). IEEE.
- Wang, L., & Yu, J. (2005, August). Fault feature selection based on modified binary PSO with mutation and its application in chemical process fault diagnosis. In International conference on natural computation (pp. 832-840). Springer, Berlin, Heidelberg.
- Wang, L., & Yu, J. (2005, August). Fault feature selection based on modified binary PSO with mutation and its application in chemical process fault diagnosis. In International

- conference on natural computation (pp. 832-840). Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg.
- Wang, L.; Tellambura, C. A simplified clipping and filtering technique for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Signal Process. Lett.* 2005, 12, 453–456.
- Wang, Q., Wang, Z., & Dai, L. (2015). Asymmetrical hybrid optical OFDM for visible light communications with dimming control. *IEEE Photonics Technology Letters*, 27(9), 974-977.
- Wang, S. H., & Li, C. P. (2009). A low-complexity PAPR reduction scheme for SFBC MIMO-OFDM systems. *IEEE Signal Processing Letters*, 16(11), 941-944.
- Wang, S. H., Lin, W. L., Huang, B. R., & Li, C. P. (2016). PAPR reduction in OFDM systems using active constellation extension and subcarrier grouping techniques. *IEEE communications letters*, 20(12), 2378-2381.
- Wang, W.; Hu, M.; Yi, J.; Zhang, H.; Li, Z. Improved Cross-Entropy-Based Tone Injection Scheme with Structured Constellation Extension Design for PAPR Reduction of OFDM Signals. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2018, 67, 3284–3294.
- Wang, X., & Yao, W. (2023). A discrete particle swarm optimization algorithm for dynamic scheduling of transmission tasks. *Applied Sciences*, 13(7), 4353.
- 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.
- Wang, Y. C., & Luo, Z. Q. (2010). Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals. *IEEE Transactions on communications*, 59(1), 33-37.
- Wang, Y., Chen, W., & Tellambura, C. (2010). A PAPR reduction method based on artificial bee colony algorithm for OFDM signals. *IEEE transactions on wireless communications*, 9(10), 2994-2999.
- Wang, Y., Chen, W., & Tellambura, C. (2012). Genetic algorithm based nearly optimal peak reduction tone set selection for adaptive amplitude clipping PAPR reduction. *IEEE transactions on broadcasting*, 58(3), 462-471.
- Wang, Y., Ge, J. H., Wang, L. H., & Ai, B. (2012, September). Nonlinear companding transform using hyperbolic tangent function in OFDM systems. In *2012 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing* (pp. 1-4). IEEE.
- Wang, Z. (2011). Combined DCT and Companding for PAPR Reduction in OFDM Signals. *J. Signal Inf. Process.*, 2(2), 100-104.
- Wang, Z., & Chen, S. (2015). Grouped DFT precoding for PAPR reduction in visible light OFDM systems. *J. Electron. Commun. Comput. Eng*, 6, 710-713.

- Wang, Z., Chen, F., & Weng, J. (2015, December). PAPR Reduction of OFDM Signal for Visible Light Communication by Using Hartley Transform and Companding Techniques. In 2015 4th National Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (pp. 819-824). Atlantis Press.
- Wang, Z., Mao, T., & Wang, Q. (2017, June). Optical OFDM for visible light communications. In 2017 13th International wireless communications and mobile computing conference (IWCMC) (pp. 1190-1194). IEEE.
- Wang, Z., Wang, P., Nan, X., Niu, S., Chi, S., Che, H., ... & Pang, W. (2021). PAPR reduction by combining clipping and piecewise linear companding for OFDM-based VLC systems. *Optical Engineering*, 60(6), 066105-066105.
- Wang, Z., Zhong, W. D., Yu, C., Chen, J., Francois, C. P. S., & Chen, W. (2012). Performance of dimming control scheme in visible light communication system. *Optics express*, 20(17), 18861-18868.
- Wattanasuwakull, T., & Benjapolakul, W., 2005 "PAPR reduction for OFDM transmission by using a method of tone reservation and tone injection", 5th International Conference on Information Communications & Signal Processing, IEEE, December, 273-277
- Wei, S., Li, H., Han, G., Zhang, W., & Luo, X. (2019, June). PAPR reduction of SLM-OFDM using Helmert sequence without side information. In 2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA) (pp. 533-536). IEEE.
- Wen, J. H., Lee, S. H., Huang, Y. F., & Hung, H. L. (2008). A suboptimal PTS algorithm based on particle swarm optimization technique for PAPR reduction in OFDM systems. *EURASIP Journal on wireless communications and networking*, 2008, 1-8.
- Weng, C. E., Chang, C. W., Chen, C. H., & Hung, H. L. (2013). Novel low-complexity partial transmit sequences scheme for PAPR reduction in OFDM systems using adaptive differential evolution algorithm. *Wireless personal communications*, 71, 679-694.
- Werfli, K., Haigh, P. A., Ghassemlooy, Z., Hassan, N. B., & Zvanovec, S. (2016, July). A new concept of multi-band carrier-less amplitude and phase modulation for bandlimited visible light communications. In 2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP) (pp. 1-5). IEEE.
- Wolf, M., & Haardt, M. (2019, July). On the DC balance of multi-level PAM VLC systems. In 2019 21st International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON) (pp. 1-5). IEEE.
- Wood, A. J., Wollenberg, B. F., & Sheblé, G. B. (2013). Power generation, operation, and control. John Wiley & Sons.
- Wu, L., Zhang, Z., Dang, J., and Liu, H. (2015). Adaptive Modulation Schemes for Visible Light Communications. *Journal of Lightwave Technology*, 33, 117-125.

- Wulich, D. (2005). Definition of efficient PAPR in OFDM. *IEEE communications letters*, 9(9), 832-834.
- Wulich, D., & Goldfeld, L. (1999). Reduction of peak factor in orthogonal multicarrier modulation by amplitude limiting and coding. *IEEE transactions on communications*, 47(1), 18-21.
- Xia, L., Wang, X., Sun, Z., Cheng, Z., Jin, J., Yuan, Y., ... & Huang, Y. (2022). Signal clipping at transmitter and receiver of O-OFDM for VLC under optical power constraint. *China Communications*, 19(6), 154-168.
- Xiang, N., Zhang, Z., Dang, J., & Wu, L. (2015). A novel receiver design for PAM-DMT in optical wireless communication systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 27(18), 1919-1922.
- Xiao, W., Deng, H., Li, Y., & Jiang, S. (2017). PAPR reduction in VLC-OFDM system using a combination of shuffled frog leaping algorithm and hill-climbing algorithm. *Wireless Personal Communications*, 97, 3757-3771.
- Xiao, Y., Chen, M., Li, F., Tang, J., Liu, Y., & Chen, L. (2015). PAPR reduction based on chaos combined with SLM technique in optical OFDM IM/DD system. *Optical Fiber Technology*, 21, 81-86.
- Xiao, Y., Zhang, L., & Imran, M. (2019, August). Active constellation extension for peak power reduction based on positive and negative iterations in OFDM systems. In *2019 UK/China Emerging Technologies (UCET)* (pp. 1-5). IEEE.
- Xing, Z., Li, Y., Peng, D., & Xia, S. (2022). Curve fitting based piecewise nonlinear companding scheme for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 27(2), 681-685.
- Xing, Z., Liu, K., Rajasekaran, A. S., Yanikomeroglu, H., & Liu, Y. (2021). A hybrid companding and clipping scheme for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Access*, 9, 61565-61576.
- Xiong, J., Zhang, R., Lu, L., Sun, Q. T., & Long, K. (2023). Physical-Layer Network Coding Enhanced Visible Light Communications Using RGB LEDs. *IEEE Photonics Journal*, 15(1), 1-10.
- Xu, J., Xu, W., Zhang, H., & You, X. (2016). Asymmetrically reconstructed optical OFDM for visible light communications. *IEEE Photonics Journal*, 8(1), 1-18.
- Xu, W., Wu, M., Zhang, H., You, X., & Zhao, C. (2014). ACO-OFDM-specified recoverable upper clipping with efficient detection for optical wireless communications. *IEEE Photonics Journal*, 6(5), 1-17.
- Xue, X., Palanisamy, S., Manikandan, A., Selvaraj, D., Khalaf, O. I., & Abdulsahib, G. M. (2023). A Novel partial sequence technique based Chaotic biogeography optimization for PAPR reduction in generalized frequency division multiplexing waveform. *Heliyon*, 9(9).

- Yadav, A. K., & Prajapati, Y. K. (2019). PAPR minimization of clipped ofdm signals using tangent rooting companding technique. *Wireless Personal Communications*, 105, 1435-1447.
- Yang, G., Zhou, Y., & Qian, S. (2007, October). Using hyperbolic tangent sigmoid transfer function for companding transform in OFDM system. In *2007 International Symposium on Communications and Information Technologies* (pp. 87-90). IEEE.
- 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.
- Yang, Y., & Luo, J. (2019). Composite amplitude-shift keying for effective LED-camera VLC. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 19(3), 528-539.
- Yang, Y., Zeng, Z., Feng, S., & Guo, C. (2015). A Simple OFDM Scheme for VLC Systems Based on μ -Law Mapping. *IEEE Photonics Technology Letters*, 28(6), 641-644.
- Yin, P., Zhi, T., Tao, T., & Liu, X. (2022). Study on modulation bandwidth of GaN-based micro-light-emitting diodes by adjusting quantum well structure. *Nanomaterials*, 12(21), 3818.
- Ying, K., Yu, Z., Baxley, R. J., & Zhou, G. T. (2015, December). Constrained clipping for PAPR reduction in VLC systems with dimming control. In *2015 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)* (pp. 1327-1331). IEEE.
- Yinghai, X., Xianhuai, L., & Haibo, Z. (2024). A new SLM scheme based on constellation rotation for PAPR reduction. *China Communications*.
- Yu, H., & Wei, G. (2003, April). Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal. In *2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings.(ICASSP'03)*. (Vol. 4, pp. IV-529). IEEE
- Yu, Z. (2014). Optical wireless communications with optical power and dynamic range constraints.
- Yu, Z., Baxley, R. J., & Zhou, G. T. (2013, May). Peak-to-average power ratio and illumination-to-communication efficiency considerations in visible light OFDM systems. In *2013 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing* (pp. 5397-5401). IEEE.
- Yusof, S. K., Fisal, N., & Yin, T. S. (2003, September). Reducing PAPR of OFDM signals using partial transmit sequences. In *9th Asia-Pacific Conference on Communications (IEEE Cat. No. 03EX732)* (Vol. 1, pp. 411-414). IEEE.
- Yusof, S. K., Fisal, N., & Yin, T. S. (2003, September). Reducing PAPR of OFDM signals using partial transmit sequences. In *9th Asia-Pacific Conference on Communications (IEEE Cat. No. 03EX732)* (Vol. 1, pp. 411-414). IEEE.

- Zafar, F., Karunatilaka, D., & Parthiban, R. (2015). Dimming schemes for visible light communication: the state of research. *IEEE Wireless Communications*, 22(2), 29-35.
- Zakaria, R., & Le Ruyet, D. (2012). A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: Application to MIMO systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(3), 1112-1123.
- Zekri, M., Boets, P., & Van Biesen, L. (2001). Peak-to-Average Power Reduction for Multicarrier. In *Proceedings of IEEE ICT 2001, International Conference on Telecommunications*, Bucharest, Romania, June 4-7, 2001, Vol. 1, pp. 464-467.
- Zelalem, H. G., Philip, K. L., & Ciira, M. Ber performance of stratified aco-ofdm for optical wireless communications over multipath channel. *Journal of Computer, Networks and Communications*, 2018.
- Zhang, H., Yang, L. L., & Hanzo, L. (2016). Piecewise companding transform assisted optical-OFDM systems for indoor visible light communications. *IEEE Access*, 5, 295-311.
- Zhang, H., Yuan, Y., & Xu, W. (2014). PAPR reduction for DCO-OFDM visible light communications via semidefinite relaxation. *IEEE Photonics Technology Letters*, 26(17), 1718-1721.
- Zhang, Hua, Ying Yuan, and Wei Xu. "PAPR reduction for DCO-OFDM visible light communications via semidefinite relaxation." *IEEE Photonics Technology Letters* 26.17 (2014): 1718-1721.
- Zhang, L., Zhang, W., & Sun, J. (2017, October). VLC system implementation with white LEDs. In *2017 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)* (pp. 1-6). IEEE.
- Zhang, M., Liu, M., & Zhong, Z. (2019, October). Neural network assisted active constellation extension for PAPR reduction of OFDM system. In *2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)* (pp. 1-6). IEEE.
- Zhang, T., Ghassemlooy, Z., Rajbhandari, S., Popoola, W. O., & Guo, S. (2017). OFDM-PWM scheme for visible light communications. *Optics Communications*, 385, 213-218.
- Zhang, T., Qiao, S., Zhong, F., & Guo, S. X. (2017). Gaussian matrix based PAPR reduction scheme for DCO-OFDM systems. *Optik*, 145, 513-518.
- Zhang, T., Zou, Y., Sun, J. N., & Qiao, S. (2018). Logistic-function-based nonlinear companding transform for asymmetrical hybrid optical orthogonal frequency division multiplexing visible light communications systems. *Applied Optics*, 57(31), 9480-9487.
- Zhang, X., Babar, Z., Petropoulos, P., Haas, H., & Hanzo, L. (2021). The evolution of optical OFDM. *IEEE communications surveys & tutorials*, 23(3), 1430-1457.

- Zhang, X., Liu, P., Liu, J., & Liu, S. (2014, October). An advanced A-law companding algorithm in VLC-OFDM. In 2014 IEEE 3rd Global Conference on Consumer Electronics (GCCE) (pp. 721-722). IEEE.
- Zhao, J., & Ellis, A. (2012). Advantage of optical fast OFDM over OFDM in residual frequency offset compensation. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(24), 2284-2287.
- Zheng, Y., Zhang, Z., Dang, J., & Wu, L. (2015, October). A novel receiver for flip-ofdm in optical wireless communication. In 2015 IEEE 16th International Conference on Communication Technology (ICCT) (pp. 620-625). IEEE.
- Zheng, Z., & Li, G. (2016). An efficient FPGA design and performance testing of the ACE algorithm for PAPR reduction in DVB-T2 systems. *IEEE Transactions on broadcasting*, 63(1), 134-143.
- Zhou, J., & Zhang, W. (2017, October). Information rates of unipolar OFDM schemes in Gaussian optical intensity channel. In 2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP) (pp. 1-7). IEEE.
- Zhou, J., Qiao, Y., Cai, Z., & Ji, Y. (2015). Asymmetrically clipped optical fast OFDM based on discrete cosine transform for IM/DD systems. *Journal of Lightwave Technology*, 33(9), 1920-1927.
- Zhou, J., Xu, X., & Dai, X. (2011, November). A constellation extension based SLM scheme for PAPR reduction of OFDM signals. In 2011 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP) (pp. 1-5). IEEE.
- Zhu, X., Pan, W., Li, H., & Tang, Y. (2013). Simplified approach to optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals. *IEEE Transactions on Communications*, 61(5), 1891-1901.

ÖZGEÇMİŞ

Volkan AYDIN, Lise eğitimini 1995 yılında Trabzon Affan Kitapçıoğlu Lisesi'nde tamamladı. 1995-1996 öğretim yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans eğitimine başladı. 1999 yılında bu bölümden mezun olarak aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında tezli yüksek lisans programına başladı. 2017 yılında “Uydu ve yüksek rakımlı platform (Haps) için Trabzon şehri direkt görüş (LOS) olasılıklarının kestirimi” başlıklı yüksek lisans tezini sunmasının ardından doktora eğitimine başladı. 2001 yılında Araştırma Görevlisi olarak başladığı kariyerine, 2008 yılından itibaren Öğretim Görevlisi olarak devam etmektedir.

Aydin, V., & Hacioglu, G. (2024). Enhanced PAPR reduction in DCO-OFDM using multi-point constellations and DPSO optimization. *Neural Computing and Applications*, 36(11), 5747-5756.

Cinemre, I., Aydin, V., & Hacioglu, G. (2024). Papr reduction through Gaussian pre-coding in DCO-OFDM systems. *Optical and Quantum Electronics*, 56(6), 1-13.