

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GÖRÜNÜR IŞIKLA HABERLEŞMEDE AYRIK TRİGONOMETRİK
DÖNÜŞÜM TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

DOKTORA TEZİ

İdris CİNEMRE

ŞUBAT 2024

TRABZON



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**GÖRÜNÜR IŞIKLA HABERLEŞMEDE AYRIK TRİGONOMETRİK
DÖNÜŞÜM TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ**

İdris CİNEMRE

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

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 05 / 01 / 2024

Tezin Savunma Tarihi : 14 / 02 / 2024

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Gökçe HACIOĞLU

Trabzon 2024

ÖNSÖZ

“Görünür Işıkla Haberleşmede Ayırık Trigonometrik Dönüşüm Tekniklerinin İncelenmesi” isimli bu tez Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora Programı’nda hazırlanmıştır.

Tez çalışmam süresince desteklerini esirgemeyen ve değerli bilgi ve tecrübeleriyle rehberlik eden danışmanım Sayın Prof. Dr. Gökçe HACIOĞLU'na minnettarlığımı sunarım. Ayrıca, yapıcı eleştirileri ve önerileri ile tezime katkıları bulunan saygıdeğer hocalarım Sayın Prof. Dr. Kadir TÜRK’e ve Sayın Doç. Dr. Sedat GÖRMÜŞ’e teşekkür ederim.

Tezimi tamamlama sürecinde, sürekli moral ve motivasyon desteği sunan değerli dostum Dr. İbrahim Ethem Bağcı'ya, verdiği kıymetli destek için içtenlikle teşekkür ederim.

Sevgili eşim ve biricik kızıma, doktora eğitimimi tamamlamamdaki büyük destekleri ve fedakârlıkları için içtenlikle teşekkür ederim.

Son olarak, hayatım boyunca aldığım tüm kararlarda tecrübelerinden faydalandığım ve her kararımda arkamda olan, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen ve bugünlere gelmemde en büyük paya sahip olan anneme ve babama teşekkür eder, minnettarlığımı sunarım.

Bu tez çalışmasının bundan sonraki çalışmalara katkı sağlamasını temenni ederim.

İdris CİNEMRE
Trabzon 2024

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “Görünür Işıklı Haberleşmede Ayrık Trigonometrik Dönüşüm Tekniklerinin İncelenmesi” 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. 14/02/2024

İdris CİNEMRE

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ	IV
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ	IX
TABLolar DİZİNİ	XII
SEMBOLLER VE KISALTMALAR DİZİNİ	XIII
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş	1
1.1.1. Aydınlatma Kaynaklarının Karşılaştırılması	1
1.1.2. Görünür Işıklı Haberleşme (VLC)	2
1.1.3. Yoğunluk Modülasyonu / Doğrudan Algılama (IM/DD)	4
1.1.4. Verici Olarak LED	6
1.1.5. Alıcı Olarak Foto-detektör (PD)	8
1.1.6. VLC ve RF Tabanlı İletişimin Karşılaştırılması	9
1.1.7. VLC Uygulamalarının Motivasyonu	11
1.1.8. VLC Uygulamalarının Tarihçesi	12
1.1.9. Yapılan Tez Çalışmasının Motivasyonu ve Organizasyonu	15
1.2. Oda İçi Aydınlatma ve Kanal Modeli	17
1.2.1. LED Işık Kaynağının Temel Özellikleri	17
1.2.2. Kapalı Ortam Aydınlatması	20
1.2.3. Alınan Güç	24
1.2.4. Sinyal-Gürültü Oranı (SNR)	28
1.2.5. VLC Kanal Modeli	30
1.2.6. VLC Kanal Karakterizasyonunu Etkileyen Faktörler	34
1.3. Optik Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama	35
1.3.1. Temel Bilgiler	35
1.3.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama (OFDM)	37
1.3.3. Doğru Akım Eklemeli Optik OFDM (DCO-OFDM)	39
1.3.4. Asimetrik Kırılmış Optik OFDM (ACO-OFDM)	46
1.3.5. Hızlı Optik OFDM (FOFDM)	51
1.3.6. Düz Sönümleme Kanal Altında DCO-FOFDM	53
1.3.7. Düz Sönümleme Kanal Altında ACO-FOFDM	57
1.3.8. Frekans Seçici Kanal Altında DCO-FOFDM Yöntemleri	60

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	65
2.1. DCT/DST Tabanlı 2-LED DCO-FOFDM Uygulaması	66
2.1.1. Performans Sonuçları	69
2.1.2. Hesaplama Karmaşıklığı Karşılaştırması	72
2.2. DCT/DST Tabanlı 4-LED DCO-FOFDM Uygulaması	75
2.2.1. Performans Sonuçları	80
2.2.2. Hesaplama Karmaşıklığı Karşılaştırması	80
2.3. Önerilen DCT/DST Matrislerinin Ön-Kodlama Matrisi Olarak Kullanılması ..	83
2.3.1. Geleneksel DCT Ön-Kodlama ve Gruplama Uygulaması	84
2.3.2. DCT/DST Ön-Kodlama Matrislerinin Grup LED Uygulaması.....	88
2.3.3. DCT/DST Ön-Kodlama Matrislerinin Tek LED Uygulaması	92
2.3.4. Performans Sonuçları ve Hesaplama Karmaşıklığı Karşılaştırması	97
3. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	101
4. KAYNAKLAR	104
ÖZGEÇMİŞ	

Doktora Tezi

ÖZET

GÖRÜNÜR IŞIKLA HABERLEŞMEDE AYRIK TRİGONOMETRİK DÖNÜŞÜM TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

İdris CİNEMRE

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Gökçe HACIOĞLU
2024, 114 Sayfa

Bu tez çalışmasında temel olarak, geleneksel DFT tabanlı OFDM yapısındaki Hermitian simetri zorunluluğunu ortadan kaldırarak sistem karmaşıklığını azaltan gerçel tabanlı DTT dönüşümleri incelenmiştir. DTT dönüşümlerin (DCT/DST) bir arada kullanılmasıyla elde edilen ve bu çalışmada önerilen yeni yöntemler, aynı frekans seçici kanal üzerinden ayrı ayrı LED ışık kaynakları kullanarak farklı bilgilerin aynı anda iletilmesinin mümkün olduğunu gösterilmektedir. Ek olarak, hesaplama karmaşıklığı açısından geleneksel OFDM ve FOFDM tekniklerinden daha verimli olan bu yöntemler, tek-tab denkleştirme kullanımına olanak sağlayarak BER performansını etkilemeden PAPR performansını artırmaktadır. Ayrıca, önerilen yöntemlerde kullanılan dönüşüm matrislerinin ön-kodlama PAPR azaltma yöntemi olarak da kullanılabileceği ve geleneksel DCT ön-kodlama ile literatürdeki diğer DCT ön-kodlama ile hibritleştirilmiş yöntemlere kıyasla çok daha iyi PAPR performansı sağladığı gösterilmiştir. Son olarak, önerilen bu ön-kodlama matrisleri, geleneksel DFT-OFDM yapısında gerçel değerli sembol üretmek için Hermitian simetri yerine önerilen başka bir yöntem ile birlikte incelenmiştir ve DCT ön-kodlama ile hibritlenmiş ön-kodlama yöntemleri ile karşılaştırılmıştır. DCT/DST(4) ön-kodlama yönteminin, diğer yöntemlere kıyasla BER performansında önemli bir değişikliğe neden olmadan çok daha az hesaplama karmaşıklığı ile çok daha iyi PAPR performansı sağladığı gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Görünür Işıklı Haberleşme, Ayrık Trigonometrik Dönüşümler,

Hızlı OFDM, Yüksek Tepe-Ortalama Güç Oranı

PhD. Thesis

SUMMARY

INVESTIGATION OF THE DISCRETE TRIGONOMETRIC TRANSFORMATION TECHNIQUES IN VLC

İdris CİNEMRE

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. Gokce HACIOGLU
2024, 114 Pages

In this thesis, an investigation is primarily undertaken into real-based DTT transforms that serve to reduce system complexity by eliminating the Hermitian symmetry requirement within the conventional DFT-based OFDM structure. The novel methods introduced in this study, derived from the combination of DTT transforms (DCT/DST), demonstrate the feasibility of concurrently transmitting distinct information through separate LED light sources over the same frequency-selective channel. Moreover, these methods exhibit greater efficiency in terms of computational complexity when compared to traditional OFDM and FOFDM techniques. They enable the utilization of single-tap equalization, thereby enhancing PAPR performance without compromising BER performance. Additionally, it is demonstrated that the transformation matrices employed in the proposed methods can be utilized for pre-coding PAPR reduction, yielding markedly superior PAPR performance in comparison to conventional DCT pre-coding and other hybridized DCT pre-coding methods documented in the literature. Finally, an analysis of these proposed pre-coding matrices is conducted in conjunction with a suggested approach to replace Hermitian symmetry for generating real-valued symbols within the conventional DFT-OFDM structure. This analysis is then compared with DCT pre-coding and hybridized pre-coding methods, revealing that the DCT/DST(4) pre-coding method offers significantly improved PAPR performance with reduced computational complexity, without a substantial impact on BER performance.

Key Words: VLC, DTT, FOFDM, PAPR

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1. Genel VLC yapısı	5
Şekil 2. RIDI armatür yönsel karakteri	17
Şekil 3. Normalize ışık yoğunluğu	18
Şekil 4. Direkt görüş (LOS) ve direkt olmayan ışınlar (NLOS)	19
Şekil 5. Optik eksen üzerindeki ışık yoğunluğu	19
Şekil 6. Model 3-boyutlu oda	21
Şekil 7. Aydınlatma yüzeyindeki direk görüş (LOS) için yatay aydınlatma ($E^{(0)}$)	21
Şekil 8. Sol duvardaki $E^{(0)}$ ve sol duvardan aydınlatma yüzeyine gelen $E^{(1)}$	22
Şekil 9. Aydınlatma yüzeyindeki toplam $E^{(1)}$ (NLOS) yatay aydınlatma	22
Şekil 10. Aydınlatma yüzeyindeki toplam $E^{(2)} - E^{(3)}$ (NLOS) yatay aydınlatma .	23
Şekil 11. Aydınlatma yüzeyindeki toplam (LOS+NLOS) aydınlatma (E_T)	23
Şekil 12. Model oda ve çalışma alanı üstüne düşen toplam yatay aydınlık	24
Şekil 13. PD üzerindeki aydınlatma değişimi	24
Şekil 14. Aydınlatma yüzeyindeki direk görüş (LOS) için toplam alınan güç ($P^{(0)}$)	25
Şekil 15. Aydınlatma yüzeyindeki toplam NLOS ($k = 1$) alınan güç ($P^{(1)}$)	26
Şekil 16. Aydınlatma yüzeyindeki toplam NLOS ($k = 2, 3$) alınan güç ($P^{(2)}, P^{(3)}$)	26
Şekil 17. Aydınlatma yüzeyindeki toplam (LOS+NLOS) alınan güç (P_T)	27
Şekil 18. PD üzerindeki alınan güç değişimi	27
Şekil 19. IM/DD tabanbant eşdeğeri	28
Şekil 20. Oda içindeki SNR dağılımı	30
Şekil 21. LOS ışınlarından elde edilen CIR ($h^{(0)}(t)$)	32
Şekil 22. NLOS ($k = 1$) ışınlarından elde edilen CIR ($h^{(1)}(t)$)	32
Şekil 23. NLOS ($k = 2$) ışınlarından elde edilen CIR ($h^{(2)}(t)$)	33
Şekil 24. NLOS ($k = 3$) ışınlarından elde edilen CIR ($h^{(3)}(t)$)	33
Şekil 25. Toplam (LOS+LOS) CIR ($h(t)$)	33
Şekil 26. VLC'deki geleneksel FFT tabanlı DCO-OFDM yönteminin blok şeması	40
Şekil 27. DCO-OFDM'in farklı DC-bias değerleri için BER performansı	44
Şekil 28. DCO-OFDM'de alınan semboller, $\tilde{s}_n$	45
Şekil 29. VLC'deki geleneksel FFT tabanlı ACO-OFDM yönteminin blok şeması	46

Şekil 30.	(x_{f_m}) sembollerinin dizilimi, $(N = 32)$	48
Şekil 31.	ACO-OFDM yönteminde tek sembollerin, x_{2k+1} , değerleri, $(N = 32)$...	48
Şekil 32.	ACO-OFDM’de alınan semboller, $\tilde{s}_n$	50
Şekil 33.	ACO-OFDM’in farklı modülasyon seviyeleri için BER performansı	51
Şekil 34.	Düz sönmüleme kanalı için DCO-FOFDM yönteminin blok şeması	54
Şekil 35.	DCO-FOFDM’de alınan semboller, $\tilde{s}_n$	55
Şekil 36.	DCO-OFDM ve DCO-FOFDM yöntemlerinin BER performansı	57
Şekil 37.	Düz sönmüleme kanalı için ACO-FOFDM yönteminin blok şeması	58
Şekil 38.	(x_{c_m}) sembollerinin dizilimi, $(N = 32)$	59
Şekil 39.	ACO-FOFDM’de alınan semboller, $\tilde{s}_n$	59
Şekil 40.	ACO-OFDM ve ACO-FOFDM yöntemlerinin BER performansı	60
Şekil 41.	Frekans seçici kanal için SE-DCO-FOFDM blok şeması	61
Şekil 42.	IDCT/DCT tabanlı SE-FOFDM’de iletilen, $\mathbf{x}$ ve alınan semboller, $\hat{\mathbf{x}}$	62
Şekil 43.	IDST/DST tabanlı SE-FOFDM’de iletilen, $\mathbf{x}$ ve alınan semboller, $\hat{\mathbf{x}}$	62
Şekil 44.	Frekans seçici kanal için ZP-DCO-FOFDM blok şeması	63
Şekil 45.	Frekans seçici kanal için DCT/DST(2) DCO-FOFDM yapısı	66
Şekil 46.	4 adet RIDI armatürün $(2 \times 1 \text{ LED})$ bulunduğu model oda.....	69
Şekil 47.	L_1 ve L_2 grup LED kaynakların alıcıdaki kanal darbe yanıtları	70
Şekil 48.	DCT/DST(2)-FOFDM ve ZP-FOFDM yöntemlerinin BER performansı	71
Şekil 49.	DCT/DST(2) FOFDM ve ZP-FOFDM yöntemlerinin PAPR performansı	72
Şekil 50.	Frekans seçici kanal için DCT/DST(4) DCO-OFDM yapısı	77
Şekil 51.	BER performans karşılaştırması.....	81
Şekil 52.	PAPR performans karşılaştırması	81
Şekil 53.	DCT ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM yapısı	85
Şekil 54.	2 gruba ayrılmış DCT(2) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM .	86
Şekil 55.	4 gruba ayrılmış DCT(4) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM .	87
Şekil 56.	Gruplanmış DCT ön-kodlama metotlarının PAPR performansları	88
Şekil 57.	Gruplanmış DCT ön-kodlama metotlarının BER performansları.....	88
Şekil 58.	DCT/DST(2) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM	89
Şekil 59.	DCT/DST(4) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM	90
Şekil 60.	Gruplanmış DCT/DST ön-kodlama metodlarının PAPR performansları ..	91
Şekil 61.	Gruplanmış DCT/DST ön-kodlama metodlarının BER performansları ...	91

Şekil 62.	Geleneksel Hermitian simetrlili DCO-OFDM blok şeması.....	93
Şekil 63.	Hermitian simetri kullanılmadan DCO-OFDM blok şeması.....	93
Şekil 64.	DCT/DST(2) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM	94
Şekil 65.	DCT/DST(4) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM	96
Şekil 66.	Model oda	97
Şekil 67.	(PD_1, PD_2, PD_3, PD_4) konumlardaki alıcılar için CIR.....	98
Şekil 68.	Ön-kodlama methodlarının DCO-OFDM BER performansları.....	98
Şekil 69.	Ön-kodlama metodlarının DCO-OFDM PAPR performansları.....	99



TABLÖLAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Gürültü varyanslarının parametre değerleri	29
Tablo 2. DCT/DST(2) FOFDM ve ZP-FOFDM hesaplama karmaşıklığı	73
Tablo 3. N -Noktalı hızlı DFT ve DCT şemalarının hesaplama karmaşıklığı.....	74
Tablo 4. DCT/DST(2) FOFDM ve ZP-FOFDM hızlı hesaplama karmaşıklığı....	75
Tablo 5. DCT/DST(4) FOFDM ve ZP-FOFDM hesaplama karmaşıklığı	82
Tablo 6. DCT/DST(4) FOFDM ve ZP-FOFDM hızlı hesaplama karmaşıklığı....	82
Tablo 7. Gruplanmış DCT ön-kodlamalarının hesaplama karmaşıklığı.....	87
Tablo 8. Gruplanmış DCT/DST ön-kodlamalarının hesaplama karmaşıklığı	92
Tablo 9. Geleneksel ve Şekil 63'de verilen yöntemlerin hesaplama karmaşıklığı	94
Tablo 10. Ön-kodlama metotlarının hesaplama karmaşıklığı karşılaştırması	100

SEMBOLLER VE KISALTMALAR DİZİNİ

ACO-OFDM	: Asimetrik Kırpılmış Optik OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM)
ADC	: Analog-Dijital Dönüştürücü (Analog-Digital Converter)
APD	: Çığ Foto-Diyot (Avalanche Photo-Diode)
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü (Additive White Gaussian Noise)
BER	: Bit Hata Oranı (Bit Error Rate)
CCDF	: Tümlayıcı Kümülatif Dağılım Fonksiyonu (Complementary Cumulative Distribution Function)
CIR	: Kanal birim vuruş tepkisi (Channel Impulse Response)
CM	: Renk Karıştırmalı (Color-Mixed)
CP	: Döngüsel Ön-ek (Cyclic Prefix)
CSK	: Renk Kaydırmalı Anahtarlama (Color Shift Keying)
DAC	: Dijital-Analog Dönüştürücü (Digital-Analog Converter)
DC	: Doğru Akım (Direct Current)
DC-bias	: Doğru Akım Ön-Gerilim (Direct Current Bias)
DCO-OFDM	: Doğru Akım Eklemeli Optik OFDM (Direct Current Biased Optical OFDM)
DCT	: Ayrık Kosinüs Dönüşümü (Discrete Cosine Transform)
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)
DHT	: Ayrık Hartley Dönüşümü (Discrete Hartley Transform)

DMT	: Ayrık Çok Tonlu (Discrete Multitone)
DST	: Ayrık Sinüs Dönüşümü (Discrete Sine Transform)
DTT	: Ayrık Trigonometrik Dönüşüm (Discrete Trigonometric Transform)
FEC	: İleri Hata Düzeltme (Forward Error Correction)
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
FIR	: Sonlu Dürtü Yanıtı (Finite Impulse Response)
FOFDM	: Hızlı Optik OFDM (Fast OFDM)
FOV	: Görüş Açısı (Field-of-view)
GI	: Koruma Aralığı (Guard Interval)
ICI	: Taşıyıcılar Arası Girişim (Inter-Carrier Interference)
IDCT	: Ters Ayrık Kosinüs Dönüşümü (Inverse Discrete Cosine Transform)
IDFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform)
IDST	: Ters Ayrık Sinüs Dönüşümü (Inverse Discrete Sine Transform)
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform)
IM/DD	: Yoğunluk Modülasyonu / Doğrudan Algılama (Intensity Modulation / Direct Detection)
ISI	: Semboller Arası Girişim (Inter-Symbol Interference)
LED	: Işık Yayan Diyot (Light Emitting Diode)
LOS	: Direkt Görüş (Line of Sight)
MAC	: Veri Bağlantı Katmanı (Medium Access Control)
MCM	: Çok Taşıyıcılı Modülasyon (Multi Carrier Modulation)
MIMO	: Çok Giriş Çok Çıkış (Multiple-Input Multiple-Output)
MLD	: En Büyük Olabilirlik Kodlaması (Maximum Likelihood Decoding)
MMSE	: Minimum Ortalama Kare Hatası (Minimum Mean Square Error)

NLOS	: Direkt Olmayan Görüş (Non-Line of Sight)
NRZ	: Sıfıra Dönüşsüz (Non Return to Zero)
OFDM	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
OLED	: Organik LED (Organic LED)
OOK	: Aç/Kapat Anahtarlama (On/Off Keying)
P2P	: Eşler Arası (Peer-to-Peer)
PA	: Pilot Destekli(Pilot-Assisted)
PAM	: Darbe Genlik Modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation)
PAPR	: Yüksek Tepe-Ortalama Güç Oranı (Peak-to-Average Power Ratio)
Pc-LED	: Fosforla Dönüştürülmüş LED (Phosphor-Converted LED)
PD	: Foto-Detektör (Photo-Detector)
PHY	: Fiziksel Katman (Physical Layer)
PIN PD	: PIN Foto-Diyot (PIN Photo-Diode)
PPM	: Darbe Pozisyon Modülasyonu (Pulse Position Modulation)
PTS	: Kısmi İletim Dizisi (Partial Transmit Sequence)
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonunu (Pulse Width modulation)
QAM	: Dörtlü Genlik Modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation)
QPSK	: Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama(Quadrature Phase Shift Keying)
RF	: Radyofrekans (Radiofrequency)
RGB	: Kırmızı-Yeşil-Mavi (Red-Green-Blue)
RLL	: Sınırlanmış Koşum Uzunluğu (Run Lenght Limited)
RLL	: Çalışma Uzunluğu Sınırlı (Run Length Limited)
SE-FOFDM	: Simetrik Eklemeli FOFDM (Symmetrically Extended FOFDM)

SLM	: Seçmeli Haritalama (Selective Mapping)
SMF	: Tek Modlu Fiber (Single-Mode Optical Fiber)
SNR	: Sinyal-Gürültü Oranı (Signal-to-Noise Ratio)
SSL	: Katı-Hal Aydınlatma (Solid-State Lighting)
TR	: Ton Rezervi (Tone Reservation)
VLC	: Görünür Işıklı Haberleşme (Visible Light Communication)
VLM	: Vandermonde Benzeri Matris (Vandermonde-Like Matrix)
VPPM	: Değişken Darbe Pozisyon Modülasyonu (Variable Pulse Position Modulation)
WDM	: Dalga Boyu Bölmeli Çoğullama (Wavelength Division Multiplexing)
WHT	: Walsh-Hadamard Dönüşüm (Walsh-Hadamard Transform)
ZCT	: Zadoff-Chu Dönüşümü (Zadoff-Chu Transform)
ZP-FOFDM	: Sıfır Dolgulu FOFDM (Zero-Padded FOFDM)
μ -LED	: Mikro LED (Micro LED)

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

1.1.1. Aydınlatma Kaynaklarının Karşılaştırılması

Son yıllara kadar kapalı mekanların aydınlatılmasında yaygın olarak akkor ve floresan lambalar kullanılmıştır. Katı-hal aydınlatma (Solid-State Lighting, (SSL)) teknolojisinin gelişmesiyle ışık yayan diyot (Light Emitting Diode, (LED)) tabanlı lambalar hızla günlük hayatımızdaki yerini alarak bir devrimi başlatmışlardır. Yüzyıl önceki icadından sonra aydınlatmada yaygın bir şekilde kullanılan akkor lambaların çok düşük enerji verimliliğine sahip olmasından dolayı akkor lambalar yavaş yavaş kullanımdan kalkmaktadır. En modern akkor lambalar bile kullandığı elektrik enerjisinin %15'inden fazlasını lambadan yayılan ışığa dönüştüremez [1]. Düşük maliyeti yaygın tercih sebebi olsa da enerjinin büyük bir kısmını ısıya dönüştürmesi ve kullanım ömrünün düşük olması günümüzde kullanımı yüksek miktarda azaltmıştır. 1879'da geliştirilen akkor ampul, 1.5 lm/W 'lık bir ilk ışık verimliliğine (istenilen aydınlatma için ne kadar elektrik enerjisi gerekli) sahipti ve bu da sonraki 130 yıl boyunca 16 lm/W 'ye yükseldi. Daha sonra enerji verimliliği akkor lambalara oranla daha yüksek olan floresan lambalar geliştirildi ve bu lambaların kullanımı yaygınlaştı. İlk olarak 1938'de geliştirilen floresan ampuller ise, kullanım da olduğu 60 yıl boyunca 50 lm/W ile 100 lm/W arasında bir parlaklık artışı kaydedebildi [2]. Buna karşın SSL LED teknolojisinin enerji verimliliği ve kullanım ömrü süregelen aydınlatma tekniklerinin çok önüne geçti. 2020 yılı başında Amerika Enerji Verimliliği ve Yenilenebilir Enerji Ofisi tarafından yayınlanan SSL Ar-Ge fırsatları raporuna göre; 1996'da ticarileştirilmelerinden bu yana, son on yılda, fosfor tabanlı LED ışık kaynaklarının ışık verimliliği, standart çalışma akımı yoğunluğunda, 85 lm/W 'dan yaklaşık 185 lm/W 'a yükselmiştir. Ayrıca bu değer 2019 yılı için Renk Karıştırılmalı (Color-Mixed, (CM)) LED'ler için daha düşük olup 114 lm/W civarındadır. Kayıpsız bir beyaz LED ışık kaynağı (elektrikten optik güce dönüşüm kaybı olmadığı durumda) için maksimum ışık verimliliği 414 lm/W 'tır. Fakat rapora göre fosfor tabanlı LED ışık kaynakları için 255 lm/W pratik sınırın 325 lm/W 'e kadar arttırılabileceği belirtilmiştir. 2035 yılında LED

ışık kaynaklarını sırasıyla ışıık verimlilikleri fosfor tabanlı ve CM LED'ler için yaklaşık olarak 249 lm/W ve 288 lm/W olması hedeflenmektedir [3]. Kullanım sürelerine baktığımızda ise LED ışııkların ömrü 25000 ile 50000 saat arasında değişirken floresan lambaların kullanım ömrü 10000 saati ve akkor lambaların kullanım ömrü 2000 saati geçememektedir [4]. LED tabanlı aydınlatmanın enerji verimliliği ve kullanım ömrü gibi avantajlarının yanında zararlı maddelerin (civa, halojen gazlar, vb.) aydınlatmada kullanımının azaltılması ve uzun süre çalıştığında düşük ısı üretimi gibi diğer yararları da vardır. Akkor ve floresan lambaların ısı üretim değerleri sırasıyla 85 btu/h (İngiliz ısı birimi/ saat) ve 30 btu/h iken LED ışıık kaynakların da bu değer sadece 3.4 btu/h 'dır [5]. Yukarda belirtilen avantajlarından dolayı dünya üzerinde LED ışıık kaynaklarının aydınlatma için kullanımı hızla artarken diğer aydınlatma kaynaklarının kullanımı gittikçe azalmaktadır. 2010'dan sonra başta Avustralya, Kanada, Avrupa Birliği ülkeleri, Çin, Amerika Birleşik Devletleri olmak üzere birçok ülke akkor lamba kullanımını yasakladı [6]. Amerika Enerji Bakanlığının yayınladığı son rapora göre 2035 yılında ülke içindeki bütün aydınlatmanın %84'ünün LED kaynaklardan sağlanması hedeflenmektedir [7]. 2015 yılında Paris'te yapılan Birleşmiş Milletler İklim Değişiklik Konferansı hakkında hazırlanan rapora göre; 2025 yılında dünya üzerinde satılan her 10 aydınlatma kaynağından 9 tanesinin LED ışıık kaynağı olması beklenmektedir [8].

1.1.2. Görünür Işııkla Haberleşme (VLC)

LED ışıık kaynaklarının kullanımının hızla artması beraberinde çok önemli bir fırsatı doğurmuştur. Diğer aydınlatma tekniklerinden farklı olarak, LED ışıık kaynakları çok hızlı bir şekilde farklı ışıık yoğunluklarına geçebilirler. Bu değişim insan gözünün algılayabileceğinden çok daha hızlı bir şekilde yapılabilir. Işıığın aydınlatma seviyesinin insan gözünün algılayabileceğinden daha hızlı değiştirilmesi için ışıığın seviyesinin değişim frekansının en az 200 Hz olması gerektiği belirtilmiştir [9]. LED kaynakların bu fonksiyonu haberleşme için kullanılabilir ve ışıık iletim ortamı olarak kullanılarak bilgi iletimi gerçekleştirilebilir. LED kaynaklardan yayılan ışıığın modüle edilerek LED ışıık kaynaklarının verici gibi kullanılmasıyla ve foto-detektörlerin (Photo-Detector, (PD)) de kendilerine ulaşan modüle edilmiş ışıık sinyali tekrar geri yakalayarak alıcı gibi davranmasıyla ışıık üzerinden veri iletimine olanak sağlayan kablosuz haberleşme tekniğine görünür ışııkla haberleşme (Visible Light Communication, (VLC)) adı verilmiştir.

Görünür ışık, bir LED lambaya sabit bir akım uygulandığında LED lambadan dışarı yayılan sabit foton akışıdır. Yarı iletken olan LED ışık kaynaklarının içinden geçen akım değerinin değişmesiyle LED kaynaktan yayılan ışık yoğunluğu kontrol edilir. Görünür ışıkla haberleşme teknolojisi, haberleşmenin yanında aydınlatma da sağladığından yoğunluk modülasyonu/doğrudan algılama (Intensity Modulation / Direct Detection, (IM/DD)) yöntemi kullanılarak uygulanır. Verici tarafında yoğunluk modülasyonu iletilecek sinyalin LED ışık kaynağının çıkış anlık optik gücünün içine modüle edilmesiyle yapılır. LED lambanın içinden geçen ileri akım ile radyan yoğunluk kontrol edilir. Alıcıda ise iletilen sinyal doğrudan algılama kullanılarak geri elde edilir. Bu metotla PD tarafından alınan optik sinyalin gücü ile orantılı bir akım elde edilerek optik sinyal elektrik sinyaline çevrilmiş olur. Yoğunluk modülasyonundan dolayı oluşan anlık güçteki değişimler sadece doğrudan algılama ile algılanabilir ve bu sayede sinyal geri edilebilir [10].

Görünür ışıkla haberleşmede vazgeçilemeyecek iki önemli prensip vardır. Bunlar LED ışık yoğunluğunun değiştirilerek modüle edilen bilginin iletilmesini sırasında insan gözünün rahatsız edilmemesi ve LED ışıkların aydınlatma fonksiyonunun negatif etkilenmemesidir. Diğer haberleşme tekniklerinden farklı olarak görünür ışıkla haberleşmede modülasyon tekniklerini sadece yüksek veri hızına erişmek için geliştirilmez. Görünür ışıkla haberleşme kullanılacak modülasyon çeşitleri aynı zamanda insan gözünü rahatsız etmeyecek şekilde aydınlatma sağlamak zorundadırlar. Haberleşme esnasında ışık modüle edilirken ortaya çıkan iki temel problem vardır. Bunlardan birincisi, farklı ortamlarda ve zamanlarda aydınlatma ihtiyacı değişkenlik göstermesinden dolayı aydınlatma seviyeleri arasında oluşan karartmadır. Peş peşe gelen aydınlatma seviyelerini insan gözü algılayabilir. Aydınlatma seviyesindeki %1’lik azalma insan gözünde %10’dan daha fazla azalmaya sebep olur [11]. Haberleşme esnasında farklı ışık seviyeleri seçilmek zorundadır. Karartma uygulandığında, modülasyon tekniğinin bu karartmaya dayanıklı olması önemlidir. Karartma anında seçilen aydınlatma seviyeleri, modülasyon için uygun şekilde seçilmelidir. Aksi takdirde aydınlatma seviyelerini her karartma yapıldığında değiştirmek kullanılabilirliği düşürür. Bu durumu kontrol edebilmek için modülasyon çeşitlerinin karartma kontrolüne bakılmaktadır [12]

Görünür ışıkla haberleşme sırasında ortaya çıkabilecek diğer problem ise ışığın titremesidir. IEEE 802.15.7 standardında ışığın aydınlatma seviyesinin insan gözünün algılayabileceğinden daha hızlı değiştirilmesi için ışığın seviyesinin değişim frekansının en az 200 Hz olması gerektiği belirtilmiştir. Bundan dolayı görünür ışıkla haberleşmede kullanılacak

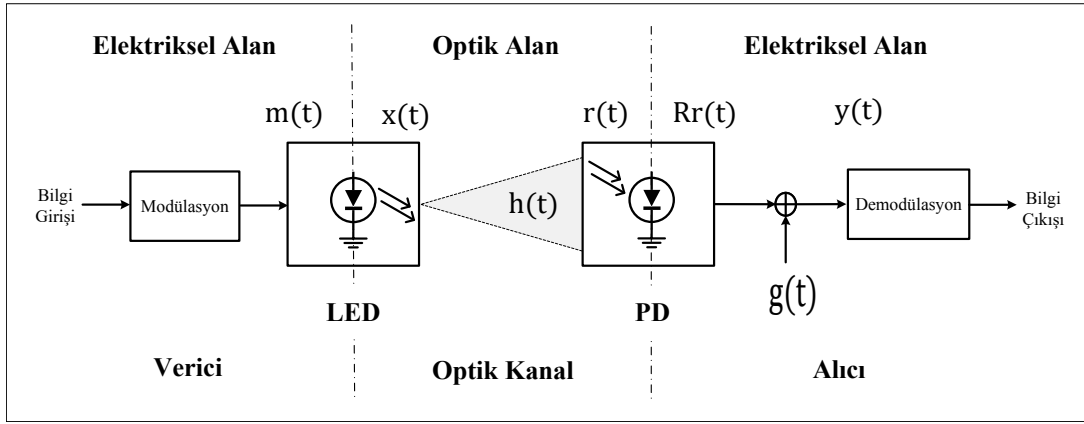
modülasyon tekniği yüksek veri hızı sağlamalıdır. Işığın modüle edilirken titremesinin diğer sebebi ise uzun süre gelen sayısal '1' ve '0' bitleridir. Sınırlanmış koşum uzunluğu (Run Length Limited, (RLL)) kodlama teknikleri (Manchester, 4B6B, 8B10B kodlama vb.) ile bu probleme çözüm aranmıştır [13].

1.1.3. Yoğunluk Modülasyonu / Doğrudan Algılama (IM/DD)

Görünür ışıkla haberleşme, görünür ışık kaynağı LED lambaları verici olarak, havayı iletim ortamı ve foto-detektörleri alıcı eleman olarak kullanan haberleşme teknolojisidir. Görünür ışıkla haberleşme kısa menzilli optik kablosuz haberleşme sistemi olup LED tabanlı ışık kaynağını aydınlatma ve haberleşme için eşzamanlı olarak kullanılır. Görünür ışıkla haberleşmede verici ya da kaynak (LED) gelen elektrik sinyalini optik sinyale çevirirken, alıcı (PD) kendisine ulaşan optik sinyali elektrik sinyaline dönüştürür.

Optik haberleşme sistemlerinde iletilecek olan optik sinyal çeşitli yollarla modüle edilebilir. Optik sinyalin fazı, frekansı, polarizasyonu ya da yoğunluğu kullanılabilir [14, 15]. Optik haberleşme türlerinden biri olan görünür ışıkla haberleşme de haberleşmenin yanında aydınlatmada yapıldığından bu teknolojide kullanılan ön-uç elemanlar piyasada satılan LED'ler ve PD'lerdir. Vericide kullanılan LED lambaların yaydığı eşevresiz ışığın yoğunluğu foto-detektörler tarafından saptanabilir. Işık dalgalarının gerçek faz ve genlik değerleri bu tür ön-uç elemanlar tarafından modüle edilmesi ve algılanması imkânsızdır. Bundan dolayı görünür ışıkla haberleşme radyo frekansı (Radiofrequency, (RF)) kullanan sistemlerde olduğu gibi faz ve genlik modülasyon için kullanılamaz sadece ışık yoğunluğu modülasyon için kullanılabilir.

Optik kablosuz bağlantılar için, en uygun modülasyon, istenen dalga formunun, taşıyıcının anlık gücü üzerine modüle edildiği yoğunluk modülasyonudur. Yoğunluk modülasyonu ışık kaynağının çıkış gücünün değiştirilmesiyle uygulanır [16]. Görünür ışığın optik yoğunluk değişimleri foto-detektörler yardımı ile kolayca algılanabilir. En pratik aşağı dönüşüm tekniği ise bir foto-detektörün aktif alanının üzerine düşen ışık yoğunluklarının integrali ile orantılı yani anlık optik güçle orantılı bir akım ürettiği doğrudan algılamadır. Üretilen bu akım aynı zamanda PD tarafından alınan elektrik alanının karesiyle orantılıdır. Bu metotta iletilecek veri optik taşıyıcının ani gücü üzerine modüle edilmekte optik alıcı ise kendisine ulaşan ani güçle orantılı akım üretilmektedir. Ani güçteki değişimler nedeniyle



Şekil 1. Genel VLC yapısı

sinyalin geri algılanma sürecinde sadece doğrudan algılama metodu kullanılabilir. Bu tekniğin adı yoğunluk modülasyonu/doğrudan algılamadır (IM/DD) ve bu tekniğini kullanan genel VLC yapısı Şekil 1’de gösterilmektedir.

İletilecek olan bilgi, ışık kaynağını sürmek için kullanılan elektrik sinyalinin akım veya voltaj değeri üzerine modüle edilir. Optik kaynak LED, modüle edilmiş elektrik sinyalini, $m(t)$, farklı yoğunluk seviyelerine sahip bir optik sinyale, $x(t)$, dönüştürülür. Birim vuruş tepkisi $h(t)$ olan optik kanaldan geçen sinyal, $r(t)$, alıcı üzerinde toplanır. Duyarlılığı R olan PD, üzerinde oluşan anlık güçle orantılı elektriksel sinyal, $Rr(t)$, üretir. Alıcıda sinyale eklenen gürültü, $g(t)$, ile birlikte elde edilen elektriksel sinyal, $y(t)$, demodüle edilip bilgi elde edilir.

Optik kablosuz sistemler, opto-elektronik bileşenler kullanarak iletilmek istenen sinyali taban banttan iletim dalga boyuna çıkarır. Optik kablosuz haberleşmede yaygın olarak kullanılan lazer ve LED ışıklar elektrik akım sinyalini zamanla değişen optik yoğunluk sinyaline dönüştürür. Optik yoğunluk, birimi $Watt/steradian$ olan normalize edilmiş optik güç olarak ifade edilebilir. Foto-detektörler ise görüş açıları (Field-of-View, (FOV)) üzerine düşen bu optik güçlerle orantılı bir şekilde akım üretirler. Kullandığı uç elemanlar (LED, PD) sayesinde eşevreli sistemlere göre hem maliyeti hem de karmaşıklığı düşüren bu teknik optik kablosuz haberleşme sistemlerinde uygulanan bir yöntemdir. Bu teknikte alıcı ve verici arasında akan fotonların sayısının içine bilginin kodlanması yapılarak bilgi iletimi sağlanır. Foton sayısı negatif olamayacağından ışık yoğunluğunun haberleşmede kullanılabilmesi için IM/DD tekniğinde iletilecek semboller gerçel değerli ve tek kutuplu (pozitif) olmalıdır [17].

1.1.4. Verici Olarak LED

Görünür ışık iletişim sistemindeki verici bir LED armatürdür. LED armatür; LED lamba, balast, gövde ve diğer bileşenlerden oluşan bir aydınlatma ünitesidir. LED lamba (daha basit terimlerle LED ampul olarak da bilinir) bir veya daha fazla LED içerebilir. Armatür ayrıca ışık parlaklığını kontrol etmek için LED ışık kaynağından akan akımı kontrol eden bir sürücü devresi içerir. LED armatür iletişim için bir kullanıldığında, verileri yayılan ışığa modüle etmek için sürücü devresi modifiye edilir. LED armatür içinde iki temel parça bulunur. Bunlardan ilki olan verici iletişim kısmı, verilerin modülasyonundan ve dijital-analog dönüştürülmesinden sorumludur. Diğer bileşen olan karartma kısmı ise aydınlatma için istenen karartma seviyesini korur. Sürücü devresi iletişim ve karartma kontrol sinyali (DC güç seviyesi) için analog giriş verilerini birleştirir ve LED'i sürmek için üst üste getirir. Örneğin, basit bir aç/kapat anahtarlama (On-Off Keying, (OOK)) modülasyonunda, '0' ve '1' veri biti iki ayrı ışık yoğunluğu seviyesi seçilerek iletilebilir. Bu ışık seviyeleri, VLC sistemi için önemli bir tasarım şartı olan aydınlatmanın haberleşme nedeniyle etkilenmemesi için uygun seçilmelidir.

Beyaz ışık, hem iç hem de dış mekan uygulamalarında en yaygın kullanılan aydınlatma şeklidir. Bunun nedeni, beyaz ışık altındaki nesnelerin renklerinin (renk oluşturma) doğal ışığın altındaki aynı nesnelerin renklerine çok benzemesidir. SSL yöntemi ile beyaz ışık genel olarak iki şekilde üretilir [6]:

1. Fosforla Dönüştürülmüş LED (Phosphor-Converted LED, (Pc-LED)): Pc-LED paketlerinde, bir veya daha fazla görünür ışık yayan fosfor, kısa dalga boyu ışık yayan bir LED çipi üzerine kaplanır. Pc-LED ışık kaynakları, kısa dalga boyu ışığı kullanarak fosforlar üzerinden uzun dalga boyu ışığı üretir. Aynı zamanda kısa dalga boylu ışığının geri kalanı dışarı sızdırılır. Bu farklı dalga boyu ışıklarını bir araya getirerek beyaz ışık elde edilir. Bu yöntemde genel olarak beyaz ışık, sarı fosfor kaplamalı mavi bir LED kullanılarak üretilir. Fosfor, mavi ışığın bir kısmını spektrumun yeşil, sarı ve kırmızı kısmına dönüştürürken, mavi ışığın diğer kısmı dışarıya akar ve bu kombinasyon beyaz ışık üretir. Fosfor tabakasının kalınlığı değiştirilerek, sıcak beyaz, nötr beyaz veya soğuk beyaz olarak ışığın farklı varyasyonları (renk sıcaklıkları) elde edilmektedir.
2. Kırmızı-Yeşil-Mavi (Red-Green-Blue, (RGB)) Kombinasyonu: Beyaz ışık; kırmızı,

yeşil ve mavi ışığın uygun şekilde karıştırılmasıyla da üretilebilir. Bu yöntemde, Fosforlu Mavi LED'e kıyasla LED armatürün maliyetini artıran üç ayrı LED yongası kullanılır. Bu yöntem, pratik uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaz, çünkü beyaz ışık oluşturmak için karmaşık bir kontrol devresi gerektirir.

Uygulama kolaylığı ve daha düşük maliyet nedeniyle, mavi LED ve fosfor katkılı beyaz LED tasarımı daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Beyaz LED ışık kaynağının iletişim açısından en büyük dezavantajı, sarı fosforun yavaş yanıt süresi nedeniyle sınırlı bant genişliğidir [18]. Bu sınırlamayı hafifletmek için çeşitli çözümler önerilmiştir. İlk önce beyaz LED ile sıfıra dönüşsüz (Non Return to Zero, (NRZ)) -OOK modülasyon yönteminin birlikte kullanılması önerilmiştir ve bir VLC bağlantısı üzerinden 10 Mb/s veri hızına ulaşılabileceği gösterilmiştir [19]. Performansı daha da artırmak için literatürde *mavi filtreleme* olarak adlandırılan yöntemle yavaş yanıt veren sarı bileşen çıkarılmış ve 40 Mb/s veri hızına ulaşılmıştır [18]. Mavi filtreleme ile LUXEON STAR marka LED ışık kaynağı için bant genişliği, 2.5 MHz (beyaz bileşen)'den 14 MHz (mavi bileşen)'e kadar çıkartılmıştır [20]. Aynı şekilde OSRAM marka LED için ise optik spektrumun yavaş kalan fosfor kısmını ($500 - 700\text{ nm}$) bastırarak, modülasyon bant genişliği 2 MHz 'den yaklaşık 20 MHz 'e kadar yükseltilmiştir [21]. Diğer bir yöntem de ise farklı rezonans frekanslarında sürülen birden fazla LED kaynaktan gelen yanıtlar birleştirilerek daha geniş bant genişliği elde edilmiştir [22]. Bu yaklaşımda da, NRZ-OOK modülasyonu ile 40 Mb/s veri hızına ulaşılmıştır. Daha karmaşık bir yöntem olarak da birden fazla LED ışık kaynağının kullanımını ve her bir kaynağın rezonans frekanslarını ayarlamak önerilmiştir. Bu şekilde NRZ-OOK modülasyonu ile 80 Mb/s hıza ulaşılmıştır [23]. Benzer şekilde, mavi filtrelemeyi alıcıdaki analog eşitleme ile birleştirmeyi öneren yöntemler daha yüksek veri hızları (sırasıyla 100 Mb/s ve 125 Mb/s) elde etmişlerdir [20, 24]. Fakat mavi filtrelemenin yanında NRZ-OOK modülasyon yöntemi dışında ayrık çok tonlu (Discrete Multitone, (DMT)) modülasyon yöntemlerini öneren sistemler çok daha yüksek veri hızlarına ulaşmışlardır [24].

RGB LED ışık kaynaklarının, fosfor bazlı LED ışık kaynakları ile karşılaştırıldığında, daha yüksek modülasyon bant genişliğine, etkili renk kontrol yeteneğine ve veri hızını büyük ölçüde artırabilen dalga boyu bölmeli çoğullama (Wavelength Division Multiplexing, (WDM)) olanağına sahiptir. RGB LED kaynakları uygulama maliyetlerini artırma pahasına daha yüksek veri hızları fırsatı sunmaktadır. RGB LED kaynaklar ve spektral

olarak verimli modülasyonlar kullanılarak, yüksek hızlı VLC iletiminde Gb/s seviyelerinde denemeler yapılmıştır [25] [26]. Ayrıca çok-giriş çok-çıkış (Multiple-Input Multiple-Output, (MIMO)) tekniği RGB LED ışık kaynakları ile uygulandığında çok daha yüksek veri hızlarına ulaşılmıştır [27]. Diğer yandan RGB LED kaynaklar, verileri modüle etmek için üç farklı renk dalga boyunu kullanma fırsatı sunduğundan renk kaydırma anahtarlama (Colour Shift Keying, (CSK)) haberleşme için kullanılabilir [28].

Yukarıda belirtilen LED türleri dışında organik LED (Organic LED, (OLED)) ışık kaynakları ve mikro LED (Micro LED, (μ -LED)) ışık kaynakları da görünür ışık haberleşmesinde denenmiştir. OLED ışık kaynakları pozitif ve negatif taşıyıcılar arasına sıkıştırılmış organik bir tabakayı kullanarak ışık üretir ve çoğunlukla düz panel ekranlarda kullanılır. OLED kaynaklarının modülasyon bant genişliği ($\sim 150\text{ KHz}$) inorganik LED kaynaklardan çok daha düşük olması sebebiyle, OLED kaynaklardan yüksek hızlı uygulamalar için uygun değildir [29]. Analog eşitleme ile OLED kaynaklar ile kesme frekansı 150 KHz 'den $\sim 1\text{ MHz}$ 'e genişletmiş ve NRZ-OOK modülasyonu ile 2.15 Mb/s hızında veri iletimi sağlanmıştır [30]. μ -LED ışık kaynakları ise, paralel iletişime olanak sağlayan ekran panelleri olarak kullanım potansiyeline sahiptir. Bu diziler tipik olarak $370 - 520\text{ nm}$ dalga boyu aralığında ışık yayar ve beyaz ışık üretmek için dalga boyu dönüşümünü kullanma olasılığı vardır. Her bir piksel $14 - 84\text{ }\mu\text{m}$ arasında değişir ve 3 dB bant genişliği 450 MHz 'e kadar ulaşır. NRZ-OOK modülasyonu ile 1.5 Gb/s kadar hızlarda veri iletimini sağlamıştır [31].

1.1.5. Alıcı Olarak Foto-detektör (PD)

Foto-detektör (ya da Foto-diyot), aktif algılama alanına gelen ışığın yoğunluğu ile orantılı bir çıkış akımı veya voltajı üreten yarı iletken bir cihazdır. Foto-detektör, aktif algılama alanı ile orantılı bir optik güç algılamaktadır. Bu alanın genişlemesi sürücü devredeki kapasitans değerinin artması manasına gelmektedir. Bu durum hem seviyeler arasındaki hızlı geçişi azaltır hem de alıcı gürültüsünü artırır. Maliyeti arttıran bu işlem alıcının yani foto-detektörün bant genişliğini azaltır. Bu nedenle, bant genişliğini düşürmeden alınan gücü arttırmak için foto-detektörlerle beraber optik bir yoğunlaştırıcının kullanılması daha uygun bir yöntemdir. Foto-detektörlerin bant genişliği 100 MHz ile 10 GHz arasında değişmektedir [32].

Foto-diyotların performansını belirleyen parametrelerinden birisi de alınan optik gücün

ne kadarının çıkış akımına dönüştürüldüğünü belirten duyarlılıktır. Duyarlılık;

$$R = \frac{I_{PD}}{P_{PD}} \quad (1)$$

şeklinde hesaplanır. I_{PD} , foto-diyotun ürettiği ortalama akımı temsil ederken, P_{PD} , foto-diyot üzerinde toplanan ortalama güçtür. Birimi Watt başına Amper (A/W)'dir. Duyarlılık, kullanılan maddenin cinsine ve dalga boyuna bağlı değişmektedir. Uygulamada, Ge, Si ve InGaAs gibi malzemeler foto-diyot üretimi için yaygın olarak seçilirler. Uzun dalga boyu ışığı (kızılötesi) almak için Ge ve InGaAs tabanlı foto-diyotlar kullanılırken, kısa dalga boyu ışığa (200 – 1600 nm) gelince, Si tercih edilir. Bu nedenle, Si malzemesi kullanan foto-diyotlar VLC sistemlerinde yaygın olarak kullanılır. Sırasıyla Si, Ge, InGaAs elementlerinden yapılan foto-diyotların duyarlılığı dalga boyuna göre 0.4 – 0.6, 0.4 – 0.5, 0.75 – 0.95 değerleri arasında değişmektedir [6]. Bu yüzden görünür ışıkla haberleşme sisteminde alıcı olarak kullanılacak foto-diyota karar verirken ışığın dalga boyuna göre foto-diyotun duyarlılığı göz önüne alınmalıdır.

VLC sistemlerinde genellikle iki tip PD kullanılır; PIN foto-diyot (PIN Photo-Diode, (PIN PD)) ve çığ foto-diyot (Avalanche Photo-Diode, (APD)). PIN foto-diyotları, yüksek sıcaklık toleransı, daha düşük maliyet nedeniyle VLC sistemlerinde yaygın olarak kullanılmışlardır. Alıcının nispeten yüksek yoğunluklu bir ışığa maruz kaldığı senaryolar için idealdir. Çığ foto-diyotlar ise daha yüksek kazançla sahiptir ve zayıf ışık şiddetinde daha kullanışlılardır.

VLC sistemlerinde kullanılan foto-diyotlar, kırmızı ışığa yeşil veya mavi ışıktan daha yüksek duyarlılık gösterirler. RGB LED ışık kaynakları kullanan VLC sistemlerinde, her renk için veri hızlarının ve sistem performansın farklı olduğunu gösterilmiştir. Kırmızı ışık kanalı diğerlerinden daha yüksek bir frekans tepkisine ve daha yüksek veri hızına sahip olmuştur [33].

1.1.6. VLC ve RF Tabanlı İletişimin Karşılaştırılması

Görünür ışıkla haberleşme bilgi iletiminde radyo dalgalarının yerine ışık dalgalarının kullanıldığı kablosuz haberleşme teknolojisidir. Görünür ışıkla haberleşme optik haberleşmenin hızla gelişen alanlarından olup elektromanyetik spektrumun insan gözüyle görünen

kısmına odaklanan teknolojidir. Hâlihazırda kullanılan kablosuz haberleşme metotlarının aksine görünür ışıkla haberleşme bilgi iletimi yaparken elektromanyetik frekans spektrumunun görünür ışık kısmını kullanmaktadır. Radyo frekans aralığının dışında kalan bu kısım lisanslandırılmamış, sınırlandırılmamış ve kullanımı bedava olan frekans aralığıdır.

Elektromanyetik spektrum ele alındığında, radyo frekans bandı ($3\text{ KHz} - 300\text{ GHz}$) kablosuz haberleşme için en yaygın kullanılan bant aralığıdır. Bununla beraber kablosuz trafik talebindeki üstel büyüme, kalabalık, sınırlı ve pahalı RF spektrumundaki ulaşılabilir ağlarda kapasite kısıtlamasına neden olur. Kapasite artırımı için kullanılan gelişmiş tekrar kullanım ve hücreler arası girişim koordinasyonu, bu zorlukla başa çıkmak için geliştirilmiştir. Ayrıca, kapasiteyi artırmak amacıyla yeni iletişim ortamları ve alternatif teknolojiler de kullanılabilir. Bu bağlamda görünür ışıkla haberleşme kullandığı daha geniş bant aralığı ($430\text{ THz} - 790\text{ THz}$) ile en iyi adaylardan birisidir [34].

Kablosuz haberleşme teknikleri ile karşılaştırıldığında VLC gelecek nesil teknolojiler için özel bir öneme sahiptir. Son 20 yılda mobil bilgi trafiğinin çok fazla artması RF bazlı mobil iletişimi sınırlandırmaya başladı ve RF spektrumu artan trafik talebine cevap vermekte yetersiz kalmaya başlamıştır. Haberleşme için spektrum talebi %108 artarken güncel teknolojiler %12 büyüme kat edebiliyorlar [35]. Bu durum daha geniş bir spektrum arayışını ortaya çıkarmıştır. Görünür ışıkla haberleşme teknolojisi, RF bazlı haberleşme teknolojisinden 10000 kat daha fazla spektruma sahiptir. Özellikle kablosuz haberleşmenin %70 den çoğunun kapalı mekanlarda ve sabit ortamlarda yapıldığını düşünürsek VLC yüksek hızlı veri iletimi için etkili bir aday olabilir [36]. Bununla beraber görünür ışık spektrumu haberleşme için daha önce kullanılmamış çok daha geniş bir bant genişliğine sahiptir. Görünür ışıkla haberleşme yüksek kapasiteye sahip mobil haberleşme dizaynında RF bazlı haberleşmenin tamamlayıcısı olabilir.

Yüksek frekansından dolayı görünür ışık çoğu nesneden ve duvardan geçemez. Işığın bu karakteri, LED vericilerin duvarlar arasında küçük bir hücre oluşturmaya ve duvarların arkasında hücreler arası girişim oluşmasına imkan tanımaz. Bu durum kablosuz kanal kapasitesinin ciddi miktarda artmasına sebep olabilir. Ayrıca sinyallerin duvardan geçememesi doğal yollardan kablosuz haberleşme güvenliği sağlar. Görünür ışık doğası gereği uygulandığı bölge dışında gizlice dinleme ve mekânsal olarak izole edilmiş haberleşme sistemleri ile girişim oluşturmaya imkânsızdır. Bu yüzden VLC güvenli veri transferi sağlar. Aynı zamanda mevcut RF haberleşme sinyalleri için de girişim olması söz konusu değildir.

VLC teknolojisi pahalı RF haberleşme ekipmanlarıyla karşılaştırıldığında, çoğu kapalı mekanda aydınlatma altyapısını oluşturan LED ışıklar kaynakları ve PD gibi ucuz elemanlar kullanır ve bu sayede kolay bir şekilde aydınlatmanın yanında haberleşmeye imkan sağlayabilir. Bu yöntemde LED ışık kaynakları verici olarak kullanıldığından haberleşmede için ihtiyaç duyulan enerji minimum seviyededir. LED ışık kaynakları yüksek enerji verimliliğine sahip ve kolayca kontrol edilebilen çevre dostu ışık kaynaklarıdır.

Ayrıca ışık dalgaları hassas elektronik sistemler için elektromanyetik girişim yaratmaz. Bu durum VLC sistemleri elektromanyetik girişimin tehlikeli olduğu uygulamalar ve yerler (uçaklar, maden ocakları, nükleer santraller, hastaneler vb.) için etkili bir haberleşme sistemi yapabilir. Bunun yanında RF haberleşmesinde sinyalin iletim gücü belli bir seviyenin üstüne çıkamaz çünkü insanlar için sağlık riski oluşturur. Fakat VLC de görünür ışık aydınlatma koşullarında kullanıldığında herhangi bir güvenlik ve sağlık endişesine gerek yoktur.

1.1.7. VLC Uygulamalarının Motivasyonu

Cisco'nun 2019 yılında yayınladığı Görsel Ağ Endeksi raporuna göre 2022 yılı küresel veri trafiğinin 2017 yılına göre yedi kat artması ve internet trafiğinin %80'inin Wi-Fi ve Ethernet üzerinden olması beklenmektedir [37]. Diğer yandan 2018'de 3.23 milyar (küresel nüfusun yüzde 51'i) olan internet kullanıcı sayısı, 2023 yılına kadar toplam 5.3 milyara (küresel nüfusun %66'sı) kadar çıkması öngörülmektedir. Ayrıca her geçen yıl kişi başına ortalama ağı bağlı cihaz sayısının artmaktadır. Bu sebeple 2023 yılına IP ağlarına bağlanan toplam cihaz sayısını küresel nüfusun üç katından fazla (29.3 milyar) olacağı düşünülmektedir [38]. Bütün bunların yanında operatörler mobil trafiğin %80'inin kapalı mekanlarda meydana geldiğini ve veri kapasitesini tüketen ana kullanıcı faaliyetlerinin çoğunun iç mekanlarda HD video akışlarını izlemek, görüntülü konuşmak ve bulut tabanlı hizmetlere erişmek olduğunu belirtmektedir [39].

Haberleşme sistemleri içinde görünür ışıkla haberleşmeyi yukarıda sıralanan özellikleri ve aynı zamanda hem aydınlatma hem haberleşme için kullanılması önemli teknolojik gelişmelerden bir tanesi yapmaktadır. VLC, iç mekanlarda yüksek hızlı ve düşük maliyetli kablosuz haberleşme fırsatı sunmaktadır. Bu yüzden hızla artan internet trafik talepleriyle baş edebilecek kablosuz haberleşme teknolojisi olarak VLC düşünülebilir. VLC sistemlerinin RF tabanlı haberleşmenin yerini alması beklenemez fakat heterojen ağların arttığı bu

dönemde, internete bağlanan cihaz ve kullanıcı sayısının ve işlenen veri miktarının artması VLC sistemlerini etkili bir tamamlayıcı yapabilir.

1.1.8. VLC Uygulamalarının Tarihçesi

Kablosuz iletişim ortamı olarak görünür ışığın kullanılması aslında yeni bir şey değildir. Eski zamanlarda insanlar ateş işaretlerini, ayna yansımalarını ve deniz fenerlerini kullanarak uzak mesafelerden iletişim kurdu. M.Ö. 800 civarlarında, antik Romalılar ve Yunanlılar güneş ışığının ve ateş işaretlerinin yansımaları sinyali göndermek için kullanmışlardır. M.Ö. 150'lerde ise Amerikan yerlileri uzun mesafelerle iletişim kurmak için duman kalıplarını kullandı. 18. yüzyılın sonlarına doğru Fransız mucit Claude Chappe, işaret taşıyan anlamında 'semafor' telgrafı olarak da bilinen optik telgrafı icat etti. Elektriksel telgraf bulunana kadar uzak tepeler arasında iletişimi sağladı.

İletişim için doğal ve yapay ışıkları keşfetme çabaları onlarca yıl devam etti. Tarihte görünür ışık kullanılarak yapılan ilk elektronik kablosuz iletişim, Alexander Graham Bell tarafından 1880'de geliştirilen *fototelefon* adlı sistemle yapılmıştır. Bu sistemde güneş ışığı kullanılarak insan sesi 200 m uzaklığa iletilmiştir [40]. Daha sonra bu tasarım, yüksek basınçlı buhar ve cıva ark lambaları kullanılarak geliştirilmeye çalışıldı [41]. Ayrıca floresan lambalar kullanılarak da düşük veri hızlı farklı denemeler yapılmıştır [42]. Bunların yanında kızıl ötesi ışık yayan LED ışıkların kapalı ortam şartlarında optik kablosuz haberleşme için kullanılabileceği gösterilmiştir [43].

LED ışık kaynaklarının hızlı anahtarlama özelliğinin görünür ışığı modüle etmek için ilk kullanıldığı çalışma 1999 yılında Pang ve diğerleri tarafından da yapılmıştır [44]. Bu çalışmada, sesli mesajların yayınlanması için LED trafik ışıkları optik verici olarak kullanan bir kablosuz iletişim sistemini açıklanmaktadır. Görünür ışığın hem haberleşme hem de aydınlatma için kullanılabileceğini 2000'li yılların başında Keio Üniversitesi'ndeki araştırmacılar tarafından ortaya konulmuştur [45, 46]. Bu çalışmalarda, evlerdeki beyaz LED ışık kaynaklarının optik kablosuz haberleşme sisteminde kullanılarak 400 Mb/s veri hızına ulaşılabileceği rapor edilmiştir. 2001 yılında Twibright laboratuvarı tarafından geliştirilen RONJA (Reasonable Optical Near Joint Access) projesi, görünür ışık kullanarak 1.4 km uzaklığa 10 Mb/s hızında veri göndermeyi başarmıştır [47].

Daha sonra araştırma grupları, LED tabanlı VLC sistemlerinde doğru modülasyon ve

hat kodlama şemalarını kullanarak ve alıcı ve vericide denkleştirici kullanımı ile Gb/s seviyelerinde veri hızlarının mümkün olduğunu gösterebilmiştir [26, 48–50]. Özellikle Japonya da elde taşınabilen cihazların ve araçların birbiri ile iletişimde görünür ışığın hızlı haberleşme için kullanılabileceğine dair araştırmalar yapılmıştır. Bu durum 2003 yılında Görünür Işıklı Haberleşme Konsorsiyumunun (VLCC) kurulmasına yardımcı olmuştur [51]. Haberleşme ve aydınlatma alanında birçok büyük firmanın (Casio, Panasonic, NEC, vd.) katıldığı bu konsorsiyum, daha sonra JEITA CP-1221 ve CP-1222 adlarıyla Japon Elektronik ve Bilgi Teknolojiler Endüstrileri Birliği (JEITA) tarafından da kabul edilecek olan ilk görünür ışıklı haberleşme standartlarını yayınlamıştır [52]. 2008 yılında, Avrupa Birliği'nin desteklediği ve üniversiteler (Oxford Üniversitesi, Cambridge Üniversitesi, vd.), araştırma merkezleri ve şirketlerin (Siemens, France Telekom, vd.) de dahil olduğu OMEGA (hOME Gigabit Access) projesi yapılmıştır [53]. Bu proje kapsamında yüksek hızlı ev erişim ağı için RF haberleşme sistemleriyle birlikte optik haberleşme yöntemi olarak görünür ışıklı haberleşme önerilmiştir. Bu ağ için erişim hızı teorik olarak $1.25 Gb/s$ hesaplanırken tavandaki 16 beyaz LED kullanarak gerçek zamanlı $100 Mb/s$ hızında HD kalitesinde video transferi yapılmıştır. Ayrıca Avrupa ülkelerinde görünür ışıklı haberleşme alanında çalışan araştırmacıların katıldığı ve Avrupa Bilim ve Teknoloji İşbirliği (COST) tarafından desteklenen OPTICWISE organizasyonu kurulmuştur. Bu organizasyon birçok başarılı çalışmaya imza atmıştır [54]. Yine aynı tarihlerde ABD Ulusal Bilim Vakfı, esas olarak VLC kablosuz iletişim teknolojisi araştırması için "Akıllı Aydınlatma İletişimi" (SLC) projeleri yürüttü [55]. 2011'de Almanya, Norveç, İsrail ve ABD, Li-Fi birliğini kurdu ve uçarken kablosuz bir ağ ortamı için VLC teknolojisini kullanan havacılık sistemleri üzerine çalışmalar yaptı [56]. Li-Fi kurucularından H. Hass, 2011 yılındaki TED konuşmasında, $1 Gb/s$ iletim hızında HD video akış denemesini başarıyla gerçekleştirdi [57]. 2012 yılında, İngiltere Mühendislik ve Fizik Bilimleri Araştırma Konseyi (EPSRC) tarafından finanse edilen ve İngiltere ve ABD bilim adamları, uzaysal ve mekansal çoğullamanın uygulanmasını araştırmak için bir "ultra paralel görünür ışık iletişimi" (UP-VLC) projesini gerçekleştirdi [58]. Berlin Heinrich Hertz Enstitüsü ve Siemens, 2012 yılında yüksek hızlı VLC teknolojisi araştırması gerçekleştirdi. Ayırık çok tonlu (DMT) modülasyon teknolojisi, RGB-LED vericisi ve PIN tabanlı bir alıcı kullanarak tek bir kanal için $806 Mb/s$ veri hızına ulaşmışlardır.

Çin'de, 2013 yılında görünür ışık iletişimi de dahil olmak üzere optik kablosuz iletişim araştırmalarına odaklanmak için Çin Ulusal Anahtar Temel Araştırma Programı ve Çin Ulusal

Yüksek Teknoloji Ar-Ge Programı tarafından desteklenen iyi üniversitelerden ve araştırma enstitülerinden araştırmacıların bulunduğu iki büyük ekip kuruldu. Her iki proje ekibi de teorik öncü çalışmalar yaparak gerçek zamanlı VLC sistemleri geliştirdi. Multimedya hizmetleri sunmak için tasarlanan sistemde 2.5 m mesafede gerçek zamanlı 1.145 Gb/s veri hızına ulaşmıştır. Ayrıca daha kısa bir mesafede 50 Gb/s veri hızına ulaşılmıştır. VLC teknolojilerinin ortaklaşa ticarileştirilmesini sağlamak için 2014 yılında aydınlatma, telekomünikasyon, enerji, tüketici elektroniği endüstrinden ve üniversitelerden katılımcılarla Çin Görünür Işık İletişim Birliği (CVLCA) kuruldu [59].

2014 yılında VLCC'nin kurucuları tarafından daha geniş standartlar oluşturmak için görünür ışıkla haberleşme birliği kurulmuştur [60]. Bunların yanında, ışıkla her yerde iletişim merkezi (UC-Light), LED ışık kaynaklarının verimli aydınlatma, iletişim ve navigasyon teknolojilerine kullanımına odaklanıp teknolojik yenilikler ve enerji tasarrufu yaratmayı hedeflemektedir [61]. Optik kablosuz uygulamalar merkezi (COWA), iletişim, ağ, görüntüleme, konumlandırma ve uzaktan algılama gibi optik kablosuz uygulamalar üzerine çalışmaktadır [62]. Akıllı aydınlatma mühendisliği araştırma merkezi (ERC), LED iletişim sistemleri ve ağlarına, destekleyici malzemelere ve aydınlatma cihazlarına ve biyolojik ve biyomedikal tehlikelerin tespitine yönelik uygulamalara odaklanmaktadır [55]. Edinburgh Üniversitesi [56] ve Oxford Üniversitesi [63] gibi kurumlarda kurulan araştırma grupları da görünür ışıkla haberleşme konusunda çalışmalar ortaya koymuştur.

İlk uluslararası IEEE görünür ışıkla haberleşme standardı 2011 yılında yayınlanmıştır. Standart, iç ve dış mekan uygulamaları için görünür ışık kullanan kısa mesafeli optik kablosuz iletişim için veri bağlantı katmanının (Medium Access Control, (MAC)) ve fiziksel katmanın (Physical, (PHY)) dizaynı için şartları ortaya konulmuştur. Bu standardın adı IEEE 802.15.7'dir [64]. IEEE 802.15.7 sırasıyla üç farklı PHY katman tipini, yani PHY I, PHY II ve PHY III'ü barındırır. PHY I, düşük hızda (11.6 Kb/s – 266.6 Kb/s) ve uzun mesafeli dış mekan uygulamalarını, PHY II, iç mekan altyapılarında ve noktadan noktaya uygulamalarda çalışan daha yüksek oranlı (1.25 Mb/s - 96 Mb/s) sistemleri destekler ve PHY III, çok renkli ışık kaynakları ve algılamaları ile aynı hızı desteklemek için tasarlanmıştır. Bu standartta, değişken darbe pozisyon modülasyonu (Variable pulse position modulation, (VPPM)) VLC için modülasyon şemalarından biri olarak kabul edildi. VPPM, darbe pozisyon modülasyonu (Pulse-position modulation, (PPM)) ve darbe genişlik modülasyonunun (Pulse width modulation, (PWM)) kombinasyonu olarak ortaya çıkmıştır. Karartma kontrollü iletişim ile aynı

anda aydınlatmayı desteklemek için, bu şema iletişim için ikili PPM ve karartma kontrolü için PWM kullanır [65]. Ayrıca farklı kanal koşullarını karşılamak ve aydınlatma parlaklığını garanti etmek için ileri hata düzeltme (Forward Error Correction, (FEC)) şemaları ve çalışma uzunluğu sınırlı (RLL) kodlar kullanılmıştır. MAC katmanında ise IEEE 802.15.7 yıldız, eşler arası (Peer-to-Peer, (P2P)) ve yayın olmak üzere üç farklı topolojiyi destekler. MAC katmanı ayrıca prosedürlerin başlatılması ve sürdürülmesi, ilişkilendirme ve ayrılma prosedürleri, renk fonksiyonu destek mekanizması, aydınlatma ve karartma destek mekanizması, hareketlilik destek mekanizması, renk stabilizasyonu gibi görevlerden sorumludur.

2014 yılında, ilk standartta revizyon yapmak için yeni bir çalışma grubu, 802.15.7r1 oluşturulmuştur. IEEE 802.15.7r1 olarak adlandırılan yeni standardın çalışmaları devam etmektedir. Bu standart kapsamında onaylanmış referans kanal modelleri sunulmuştur [66]. Çalışma yeri, ikincil ışıklı ofis odası, oturma odası ve imalat hücresi dahil olmak üzere dört farklı referans senaryosu gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada kanal dürtü yanıtlarını tanımlamak için güçlü bir yazılım olan '*Zemax*' kullanılmıştır.

1.1.9. Yapılan Tez Çalışmasının Motivasyonu ve Organizasyonu

VLC, kapalı ortam aydınlatması için kullanılan LED ışık kaynaklarının aynı anda verici olarak kullanılmasına olanak sağlayan kablosuz iletişim teknolojisidir ve bu yöntemde, veri ışığa modüle edilip iletdikten sonra alıcı görevi gören foto-detektörler tarafından yakalanıp geri çözümlenmektedir. Yüksek veri hızları hedeflendiğinde, kanalın frekans seçici hale gelmesiyle ortaya çıkan semboller arası girişim (Inter-Symbol Interference, (ISI)) ile mücadele için en çok tercih edilen yöntem olan optik dikgen frekans bölmeli çoklama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, (OFDM)), VLC sistemlerinde de yaygın olarak kullanılmıştır. IM/DD'nin yapısı gereği iletilmesi planlanan sembollerin gerçel ve pozitif değerli olması, OFDM yönteminin direkt olarak VLC sistemlerinde uygulanmasını engellemiştir. IFFT dönüşümü öncesi Hermitian simetri kullanımı ile elde edilen gerçel değerli semboller, temel olarak iki ayrı OFDM yöntemi (DCO-OFDM ve ACO-OFDM) ile pozitif hale getirilmiştir. Hermitian simetri kullanımının alt taşıyıcıların sadece yarısının bilgi taşımaya izin vermesi, literatürde alternatif yöntemlerin araştırılmasının önünü açmıştır. Bu tez çalışmasında, Hermitian simetri zorunluluğunu ortadan kaldıran ve sistem karmaşıklığını düşüren gerçel tabanlı DTT dönüşümlerinin OFDM yapısında kullanımı incelenmiştir.

Aşağıda, tezin burdan sonraki bölümlerinin kısa bir açıklaması yer almaktadır:

- Bölüm 1.2: Bu bölümde, kapalı ortam için aydınlatma, alınan güç, SNR ve VLC kanal hesaplamaları yapılmıştır. Direkt görüş (LOS) ve yansımaların (NLOS) etkileri bu hesaplamalar için ayrı ayrı gösterilmiştir.
- Bölüm 1.3: Bu bölümde, geleneksel DFT tabanlı OFDM yöntemleri (DCO-OFDM ve ACO-OFDM) detaylı olarak incelenmiştir. Ayrıca, bu yöntemlerin (DCO-OFDM ve ACO-OFDM) DTT (özellikle DCT) tabanlı uygulamaları iki farklı kanal yapısı (Düz sönümleme ve Frekans seçici kanal) için ayrı ayrı incelenmiştir.
- Bölüm 2.1 ve 2.2: Bu bölümlerde, tez çalışmasının temelini oluşturan ve DCT/DST dönüşümlerini aynı anda kullanan yeni yöntemler açıklanmıştır. 2 ve 4 LED uygulamaları, literatürdeki diğer tek-tab denkleştirici kullanan (Frekans seçici kanalı Düz sönümlemeli kanala çeviren) yöntemlerle BER, PAPR ve hesaplama karmaşıklığı açısından karşılaştırılmıştır.
- Bölüm 2.3: Bu bölümde, önceki bölümlerde açıklanan DCT/DST dönüşüm matrislerinin ön-kodlama PAPR azaltma yöntemi olarak uygulanması önerilmiştir ve diğer DCT ön-kodlama yöntemleri ile birleştirilen hibrit yöntemler ile BER, PAPR ve hesaplama karmaşıklığı açısından karşılaştırılması yapılmıştır.
- Bölüm 3: Bu bölümde, tez çalışmasının genel sonuçları, elde edilen bulguların değerlendirilmesi ve gelecekteki çalışmalar için öneriler verilmiştir.

1.2. Oda İçi Aydınlatma ve Kanal Modeli

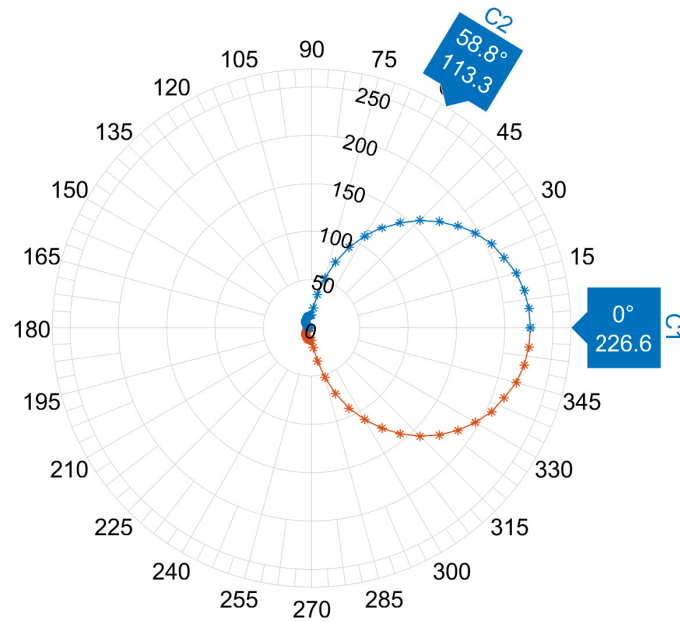
1.2.1. LED Işık Kaynağının Temel Özellikleri

LED ışık kaynağının karakteristiğini tanımlamada kullanılan iki temel özellik; yarı-güç yarı açısı (Half Power Semi-Angle, $\phi_{1/2}$) ve optik eksen üzerindeki ışık yoğunluğudur (Central Luminous Intensity, I_0). Karakteristik özelliklerini incelenmek için kullandığımız LED armatür modeli, RIDI marka LF-LED-414/10000/830 modelidir. Bu model, ev ve ofis aydınlatmalarında kullanılan tavana monte edilebilen bir LED armatürdür ve 2×32 W gücünde iki LED lambadan oluşmaktadır. Bu modele ait teorik fotometrik bilgiler [67] kullanılarak ışık kaynağının yönsel karakter grafiği çizilmiştir ve Şekil 2’de verilmiştir. Grafikten de anlaşılacağı üzere RIDI LED armatürün $\phi_{1/2}$ açısı 58.8° ve optik eksendeki ışık yoğunluğu (0° deki ışık yoğunluğu) 226.6 cd/klm olarak tespit edilmiştir.

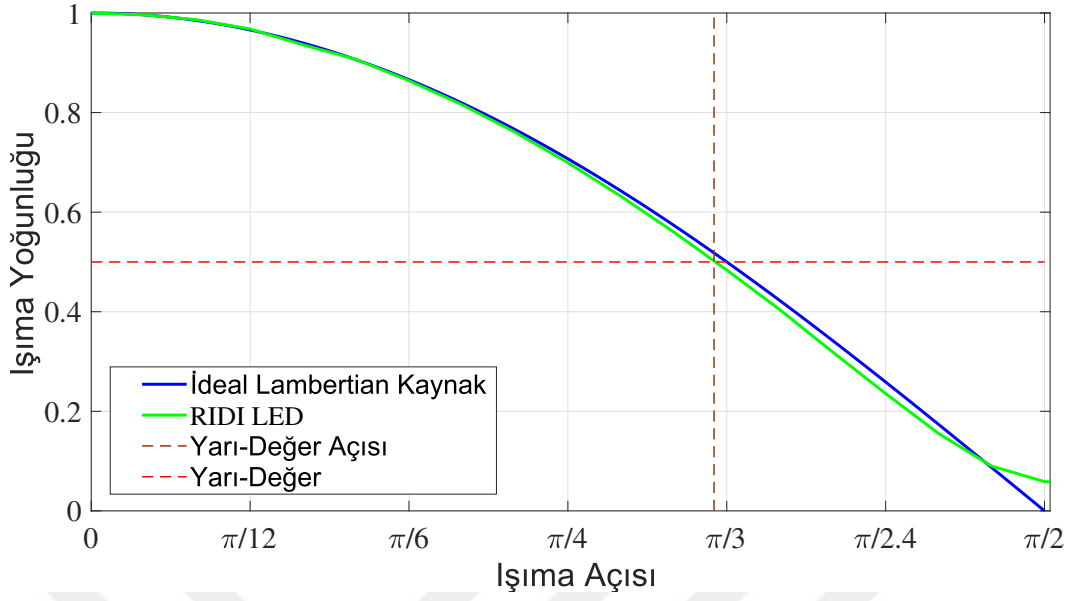
LED ışık kaynağının optik yoğunluğunun α açısına ve I_0 bağlı olarak değişimi;

$$I(\alpha) = I_0 \cos^m(\alpha), \quad (2)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [68]. Burada Lambertian emisyon katsayısını temsil eden m



Şekil 2. RIDI armatür yönsel karakteri



Şekil 3. Normalize ışık yoğunluğu

parametresi ise

$$m = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos(\phi_{1/2}))} \quad (3)$$

şeklinde hesaplanır. Bu bağlamda, $m = 1$ ($\phi_{1/2} = 60^\circ$) durumu, tüm yönlerde eşit yoğunlukta ışık yayılmasını karakterize eden ideal Lambertian emisyonunu temsil etmektedir. Aynı şekilde gelen ışığı tüm yönlerde eşit şekilde yansıtan yüzeyler Lambertian yüzey olarak kabul edilmektedir [69]. Şekil 3’de verilen ışık yoğunluğunun ışıma açısına göre değişimi incelendiğinde, RIDI LED armatürün Lambertian ışık kaynağı olduğu söylenebilir.

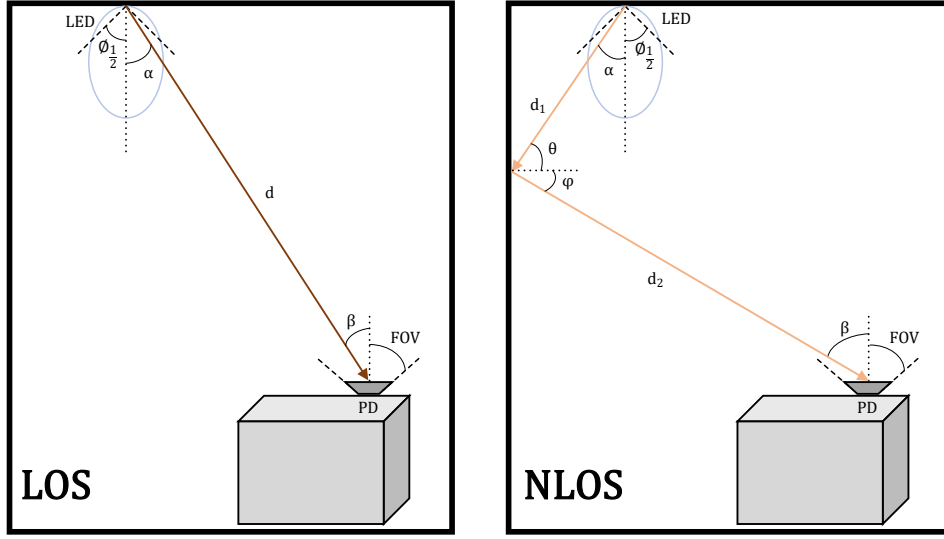
$I(\alpha)$ elde edilmesinin ardından, direkt aydınlatma yüzeyine ulaşan ışınlar (Line of Sight, (LOS)) tarafından oluşturulan yatay aydınlatma;

$$E^{(0)} = \frac{I(\alpha)}{d^2} \cos(\beta), \quad (4)$$

şekilde ifade edilmektedir [70]. Şekil 4’de görüldüğü üzere, α ışıma açısını β ise ışının düştüğü düzlemde normalde yaptığı açıyı temsil etmektedir. Ayrıca, d , ışık kaynağı ile düzlem arasındaki mesafeyi göstermektedir. Denklem (4)’deki eşitlik kullanılarak RIDI armatürün toplam I_0 değeri hesaplanabilir. Optik eksen üzerinde ($\alpha = 0, \beta = 0$) d uzaklıktaki yatay aydınlatma;

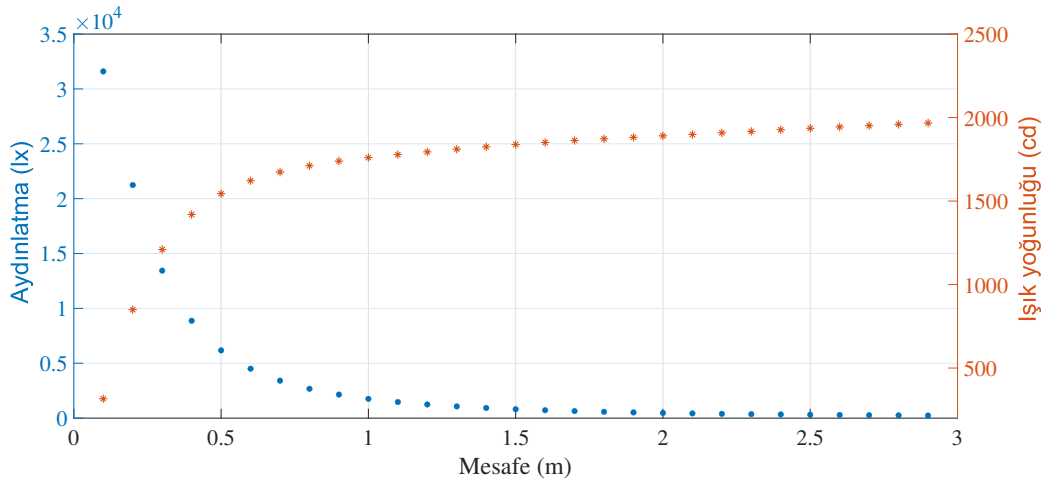
$$E^{(0)} = \frac{I_0}{d^2} \quad (5)$$

şeklinde ifade edilebilir. Kapalı ortam aydınlatma paket programı *DIALux Evo* kul-



Şekil 4. Direkt görüş (LOS) ve direkt olmayan ışınlar (NLOS)

lanılarak optik eksen üzerinde farklı mesafelerdeki yatay aydınlık değerleri hesaplanmıştır [71] ve Şekil 5'de verilmiştir. Sonuç olarak RIDI LED armatürünün (2×1 LED) toplam I_0 değeri 1760 cd olarak bulunmuştur. Bu değer, RIDI LED armatürünün toplam 10000 lm akı sağladığı ve bu akının $\%77.65$ 'ini çıkış aydınlığına dönüştürdüğü bilgisiyle de uyum içerisinde. Ayrıca, belirli bir mesafeden sonra I_0 değerinde önemli bir değişiklik gözlemlenmemiştir. Bu durum, kullanılan ışık kaynağının $d \geq 1$ için bir nokta kaynak olarak kabul edilebilir olduğunu göstermektedir.



Şekil 5. Optik eksen üzerindeki ışık yoğunluğu

1.2.2. Kapalı Ortam Aydınlatması

Kapalı ortamlarda, direkt aydınlatma yüzeyine ulaşmayan ışınlar (Non-Line of Sight, (NLOS)), ortamı oluşturan diğer yüzeylerden yansıyarak aydınlatma yüzeyine ulaşabilmektedir. Kapalı ve birden fazla LED armatürün ($L \geq 1$) bulunduğu ortamda LOS ve NLOS ışınların oluşturduğu toplam yüzey yatay aydınlatması, E_T ;

$$E_T = \sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{\infty} E_l^{(k)}, \quad \forall l \in \{1, 2, \dots, L\}, \quad \forall k \in \{0, 1, 2, \dots, \infty\}. \quad (6)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $E_l^{(k)}$, l numaralı LED armatürün k yansıma sonrası aydınlatma yüzeyinde oluşturduğu aydınlatmayı temsil etmektedir. $k = 0$ (LOS) için oluşan toplam $E^{(0)}$;

$$E^{(0)} = \sum_{l=1}^L E_l^{(0)} = \sum_{l=1}^L \frac{I_l(\alpha_l)}{d_l^2} \cos(\beta_l) = \sum_{l=1}^L \frac{I_{l_0} \cos^{m_l}(\alpha_l)}{d_{l_1}^2} \cos(\beta_l), \quad \forall l \in \{1, 2, \dots, L\}, \quad (7)$$

şeklinde hesaplanabilir. Yansıyan (NLOS) ışınların ($k > 0$) aydınlatma yüzeyinde oluşturduğu yatay aydınlatma hesabı için, öncelikle yansıma yüzeyleri dA kadar küçük alanlara bölünür ve her bir dA alanlardaki toplam $E^{(0)}$,

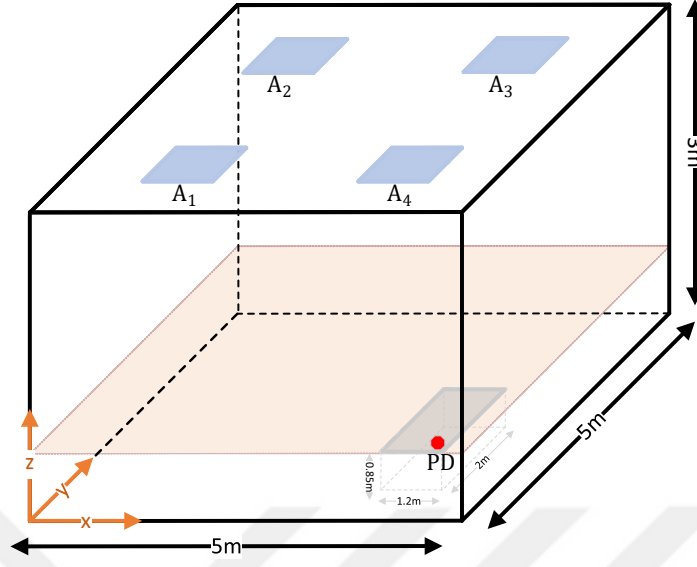
$$dE^{(0)} = \sum_{l=1}^L \frac{I_l(\alpha_l)}{d_{l_1}^2} \cos(\theta_l) = \sum_{l=1}^L \frac{I_{l_0} \cos^{m_l}(\alpha_l)}{d_{l_1}^2} \cos(\theta_l), \quad \forall l \in \{1, 2, \dots, L\}, \quad (8)$$

şeklinde hesaplanır. Bu eşitlikte dA alanlarının Lambertian ($\phi_{1/2} = 60$) davrandığı kabul edilmiştir ve ρ ise yüzey yansıtma katsayısını temsil etmektedir. Kapalı alanı oluşturan tüm yüzeyleri oluşturan her bir dA alanlarındaki $dE^{(0)}$ aydınlatması bulunduktan sonra bu alanlar artık nokta kaynak kabul edilir ve aydınlatma yüzeyindeki yansıma sonucu oluşan yatay aydınlatma;

$$E^{(k)} = \int \frac{(m+1)dE^{(k-1)}}{2\pi d_2^2} \rho \cos(\varphi) \cos(\beta) dA = \int \frac{dE^{(k-1)}}{\pi d_2^2} \rho \cos(\varphi) \cos(\beta) dA, \quad (9)$$

şeklinde hesaplanabilir. Aynı zamanda bu nokta kaynakların diğer tüm yüzeylerdeki etkisi de bir sonraki yansıma için hesaplanır. Bu şekilde kapalı ortamda istenilen aydınlatma yüzeyinde hem LOS hem NLOS ışınların yatay aydınlatmaya etkileri hesaplanabilir.

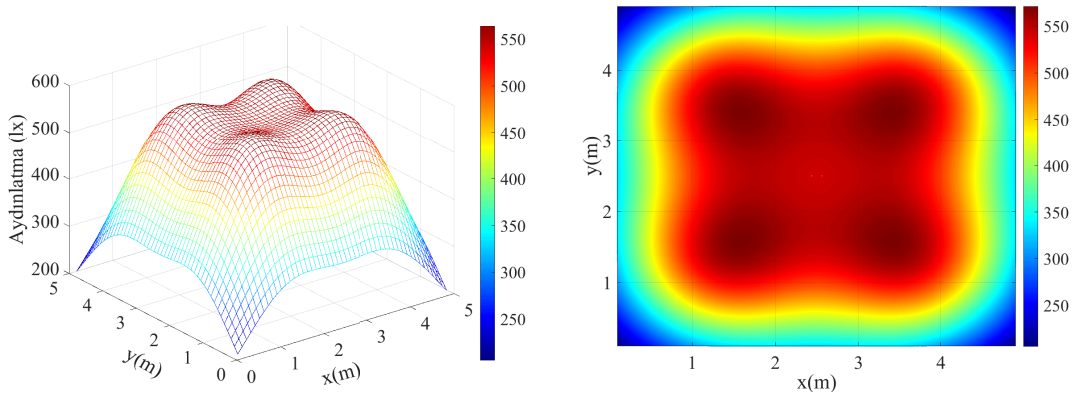
4×1 RIDI LED armatürün (A_1, A_2, A_3, A_4) bulunduğu kapalı $5 \times 5 \times 3$ m model oda Şekil 6'da verilmiştir. Her bir LED armatürü Lambertian ışık kaynağı kabul edilmiş ve optik eksen üzerindeki ışık yoğunluğu 1760 cd olarak alınmıştır. Oda yüzey yansıtma katsayıları

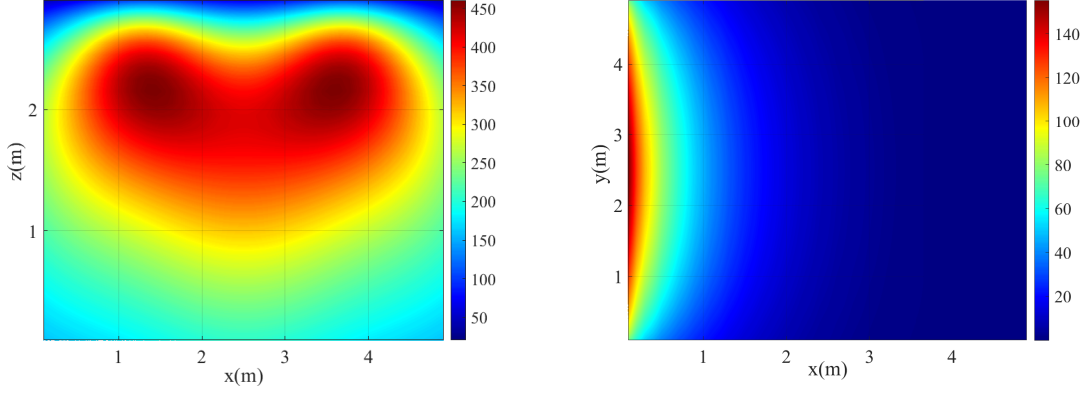


Şekil 6. Model 3-boyutlu oda

tavan, yan duvar ve taban için sırasıyla 0.8, 0.5 ve 0.2 olarak kabul edilmiştir. Ayrıca oda yüzeyleri 0.01 m^2 alanlara bölünerek aydınlatma yüzeyinde 0.01 m^2 alanlarda yatay aydınlatma hesaplanmıştır. Yansıma yüzeylerinde oluşan nokta kaynaklar da Lambertian kabul edilmiştir. 0.85 m yükseklikte bulunan aydınlatma yüzeyi(turuncu alan) ve çalışma alanı(gri alan) için LOS ve NLOS ışınlarının yatay aydınlatmaya olan katkıları irdelenmiştir.

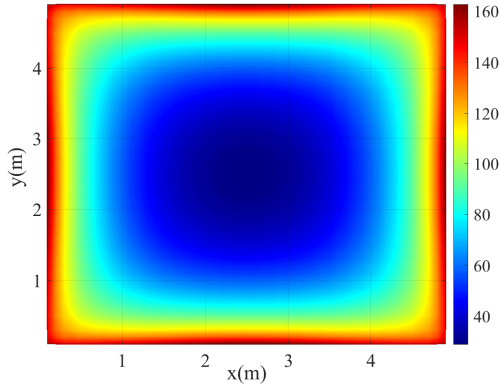
LED armatürlerden direkt aydınlatma yüzeyine giden ışınların (LOS) oluşturduğu yatay aydınlatma Şekil 7’de verilmiştir. Maksimum yatay aydınlatma 571.1 lx , minimum yatay aydınlatma 206.2 lx ve ortalama yatay aydınlatma 455.4 lx bulunmuştur. Aynı zamanda oda yüzeylerinden sol duvar üzerindeki direk yatay aydınlatma ve bu duvardan yansıyan ışınların ($k = 1$) aydınlatma yüzeyinde oluşturduğu yatay aydınlatma Şekil 8’de verilmiştir.

Şekil 7. Aydınlatma yüzeyindeki direk görüş (LOS) için yatay aydınlatma ($E^{(0)}$)



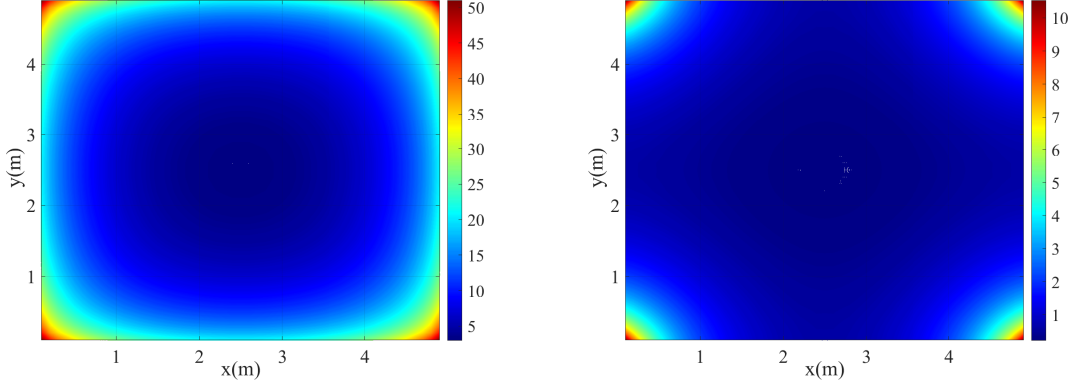
Şekil 8. Sol duvardaki $E^{(0)}$ ve sol duvardan aydınlatma yüzeyine gelen $E^{(1)}$

Aydınlatma yüzeyinde sırasıyla 1., 2., ve 3. yansımanın oluşturduğu yatay aydınlık hesaplanmış ve grafikleri aşağıda verilmiştir. Şekil 9’da verilen 1. yansıma sonucu oluşan maksimum aydınlık 162.2 lx , minimum aydınlık 29.1 lx ve ortalama aydınlık ise 81.1 lx olarak hesaplanmıştır. Ayrıca Şekil 10’da, 2. yansımanın maksimum 50.9 lx , minimum 3 lx ve ortalama 12 lx aydınlık, 3. yansıma da ise maksimum 10.5 lx , minimum 0.2 lx ve ortalama 1.2 lx aydınlık katkı sağladığı görülmüştür. Grafiklerden de anlaşılacağı üzere LOS ışınların aydınlatma yüzeyinde merkezi bölgelerde daha yüksek aydınlatmaya katkı sağlarken NLOS ışınların daha çok oda duvarlarına yakın yerlerde etkili olduğu görülmektedir.

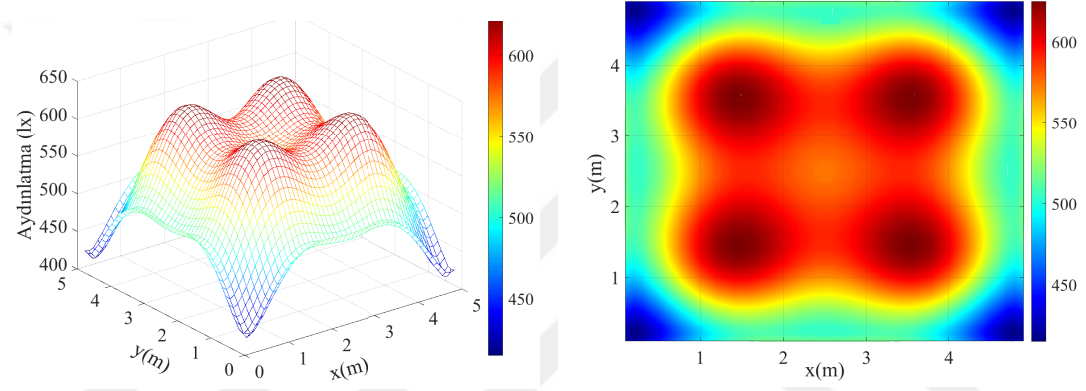


Şekil 9. Aydınlatma yüzeyindeki toplam $E^{(1)}$ (NLOS) yatay aydınlatma

Uluslararası Standartlar Örgütü (International Organization for Standardization, ISO) standartlarına göre, ofis işleri için 300 lx ila 1500 lx aydınlık gereklidir ve çalışma alanındaki minimum aydınlığın ortalama aydınlığa oranı olarak tanımlanan homojen aydınlık oranı 0.7 ’nin üstünde olmalıdır [72]. Türkiye’de de kabul edilen Avrupa EN 12464-1 aydınlatma standardı kapalı çalışma alanları için aydınlatma gereksinimlerini ortaya koymuştur [73]. Bu



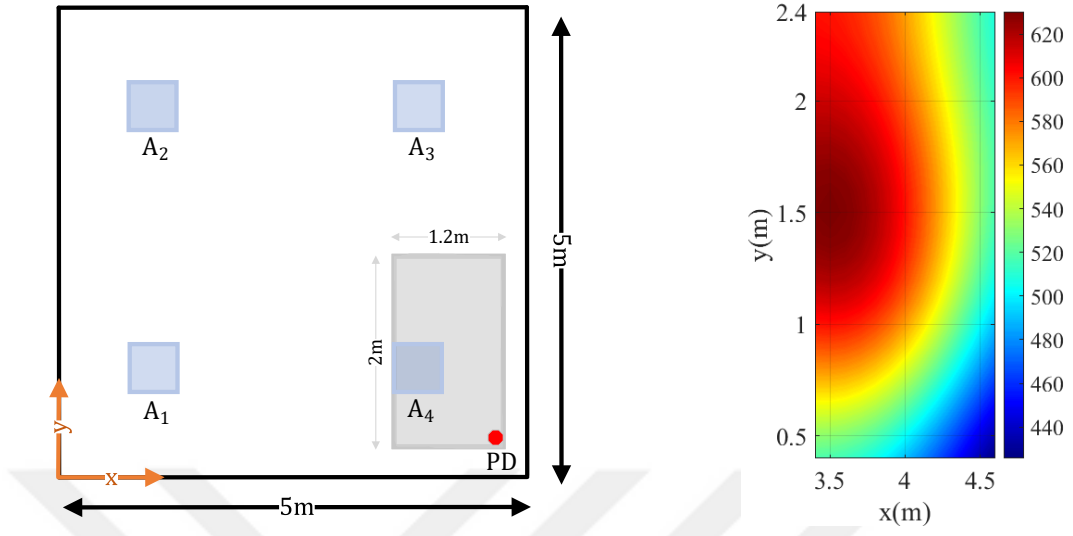
Şekil 10. Aydınlatma yüzeyindeki toplam $E^{(2)} - E^{(3)}$ (NLOS) yatay aydınlatma



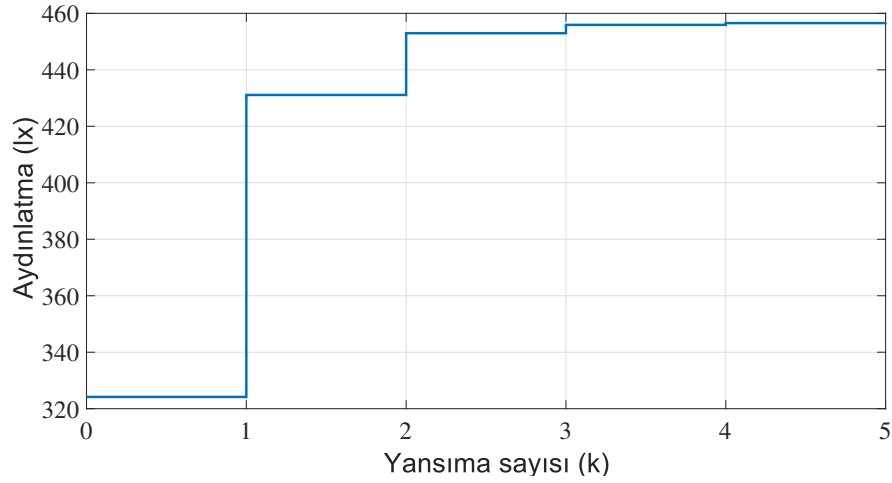
Şekil 11. Aydınlatma yüzeyindeki toplam (LOS+NLOS) aydınlatma (E_T)

standarta göre okuma ve yazma gibi aktivitelerin yapıldığı çalışma ortamlarında en az 500 lx aydınlık gerekirken homojen aydınlık oranı en az 0.6 olmalıdır.

Aydınlatma yüzeyinde (tabandan 0.85 m yükseklikte) oluşan toplam yatay aydınlatma Şekil 11’de verilmiştir. Aydınlatma yüzeyinde LOS ve NLOS ($k = 1, 2, 3, 4, 5$) bileşenleri hesaba katılmış ve maksimum aydınlık 624.9 lx , minimum aydınlık 415.4 lx ve ortalama aydınlık ise 549.7 lx olarak hesaplanmıştır. Homojen aydınlık oranı ise 0.76 olarak hesaplanmıştır. Şekil 12’de ise model odanın üstten görünüşü ve çalışma alanının ($1.2 \times 2\text{ m}$) üstündeki toplam aydınlık grafiği sunulmuştur. Çalışma alanı için yapılan aydınlatma analizi de tüm aydınlatma yüzeyi ile benzer sonuçlar elde edilmiştir. Ayrıca çalışma alanının üstünde bulunan PD ($4.5, 0.5, 0.85\text{ m}$) üzerindeki aydınlatmanın yansımalarla nasıl değiştiği Şekil 13’de verilmiştir. Yansımaların oda içerisindeki noktalar arasındaki aydınlatma değerleri arasındaki farkı azalttığı ve homojenliği arttırdığı görülmektedir.



Şekil 12. Model oda ve çalışma alanı üstüne düşen toplam yatay aydınlık



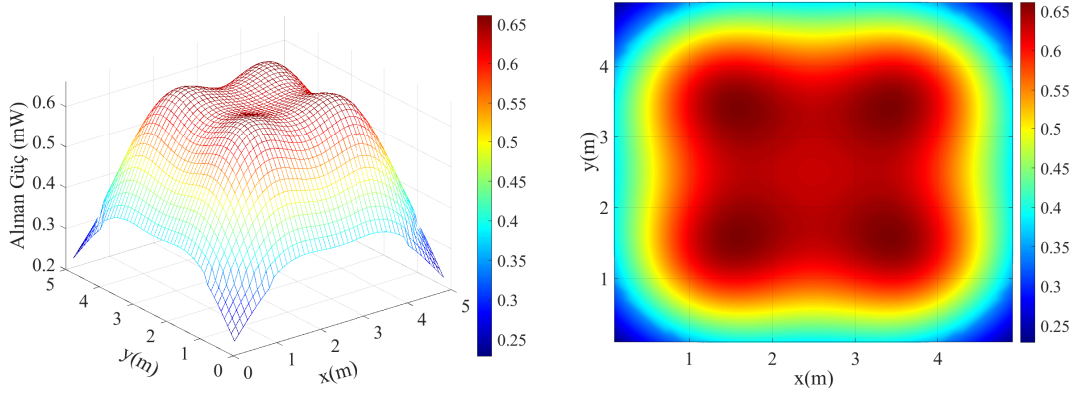
Şekil 13. PD üzerindeki aydınlatma değişimi

1.2.3. Alınan Güç

Kapalı ve birden fazla LED armatürün ($L \geq 1$) bulunduğu ortamda direkt görüş (LOS) için alınan toplam güç, $P^{(0)}$;

$$P^{(0)} = \sum_{l=1}^L H_l(0)P_l, \quad (10)$$

şeklinde ifade edilebilir [74]. Burada, $H_l(0)$ denklem (11)'de verildiği üzere LED armatürlerin optik kanal doğru akım (Direct Current, (DC)) kazancını, P_l ise LED armatürlerden



Şekil 14. Aydınlatma yüzeyindeki direk görüş (LOS) için toplam alınan güç ($P^{(0)}$)

iletilen gücü temsil etmektedir.

$$H_l(0) = \begin{cases} \frac{(m_l+1)A_{PD}}{2\pi d_l^2} \cos^m(\alpha_l) \cos(\beta_l), & 0 \leq \beta_l \leq FOV \\ 0, & \beta_l \geq FOV \end{cases} \quad (11)$$

Burada FOV , Şekil 4’de gösterildiği üzere alıcı PD’nin görüş açısını (Field of View, (FOV)) temsil etmektedir ve yapılan analizler de 85° olarak kabul edilmiştir. PD yüzey alanı, A_{PD} , ise 1 cm^2 olarak alınmıştır. Her bir RIDI LED armatürlerden iletilen toplam güç, P_l , $2 \times 32 \text{ W}$ olarak verilmiştir. Şekil 6’da verilen model odada gösterildiği üzere aydınlatma yüzeyi olarak 0.85 m yükseklikteki alan kabul edilmiştir, Buradan hareketle, LOS için alınan maksimum güç 0.6611 mW , minimum güç 0.2290 mW ve ortalama güç 0.5264 mW olarak bulunmuş ve Şekil 14’de verilmiştir.

Kapalı ve birden fazla LED armatürün ($L \geq 1$) bulunduğu ortamda toplam alınan güç, P_T , ise;

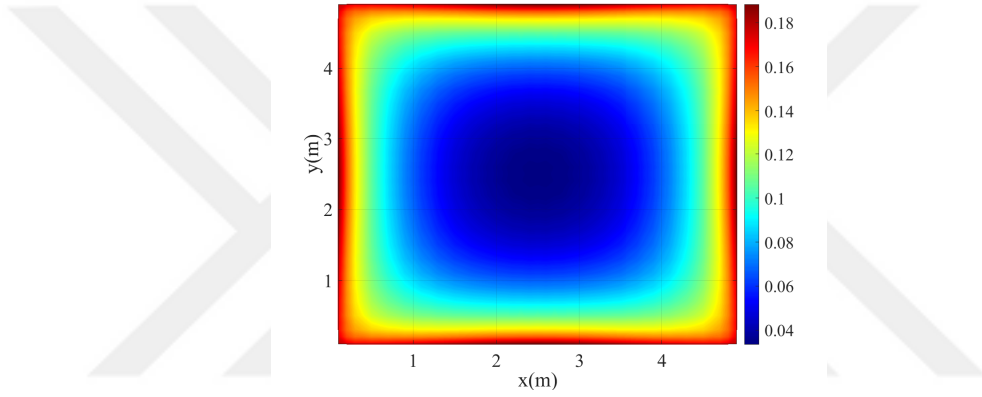
$$P_T = \sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{\infty} P_l^{(k)}, \quad \forall l \in \{1, 2, \dots, L\}, \quad \forall k \in \{0, 1, 2, \dots, \infty\}. \quad (12)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $P_l^{(k)}$, l numaralı LED armatürün k yansıma sonrası aydınlatma yüzeyinde oluşturduğu alınan gücü temsil etmektedir. Aydınlatma yüzeyinde yansıyan (NLOS) ışınların ($k > 0$) oluşturduğu alınan güç, aydınlatma hesabında olduğu gibi yansıma yüzeylerindeki dA kadar küçük alanlar üzerinden yapılır. Kapalı alanı oluşturan tüm yüzeyleri oluşturan her bir dA alanlarındaki $dP^{(0)}$ aydınlatması bulunduktan sonra bu alanlar artık

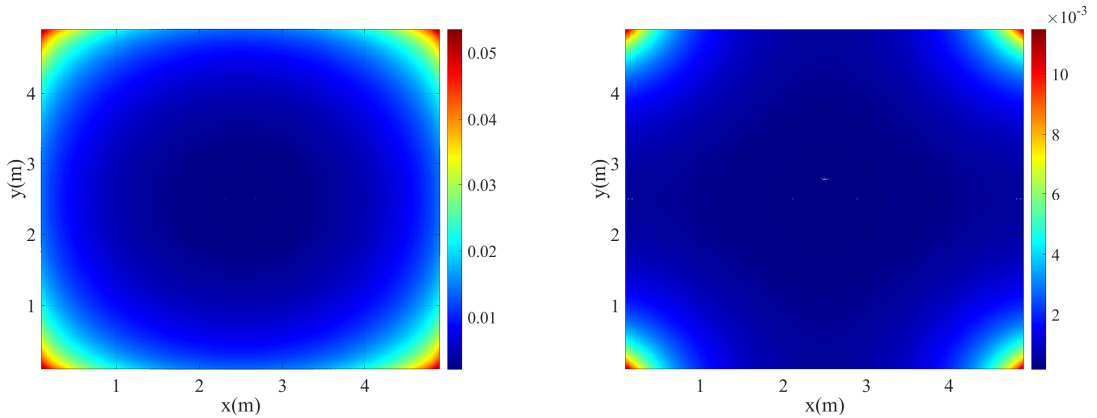
nokta kaynak kabul edilip aydınlatma yüzeyindeki yansıma sonucu alınan güç;

$$P^{(k)} = \int \frac{(m+1)dP^{(k-1)}}{2\pi d_2^2} \rho \cos(\varphi) \cos(\beta) dA = \int \frac{dP^{(k-1)}}{\pi d_2^2} \rho \cos(\varphi) \cos(\beta) dA, \quad (13)$$

şeklinde hesaplanabilir. $k = 1, 2, 3$ yansımalarından elde edilen güç hesaplanmış ve sırasıyla grafikler halinde verilmiştir. 1. yansıma (Şekil 15) için alınan maksimum güç 0.1833 mW , minimum güç 0.0336 mW ve ortalama güç 0.0938 mW olurken 2. yansıma (Şekil 16) için alınan maksimum güç 0.0535 mW , minimum güç 0.002 mW ve ortalama güç 0.0096 mW olmuştur ve son olarak 3. yansıma (Şekil 16) için maksimum güç 0.0114 mW , minimum güç 0.0001 mW ve ortalama güç 0.0009 mW olarak bulunmuştur.

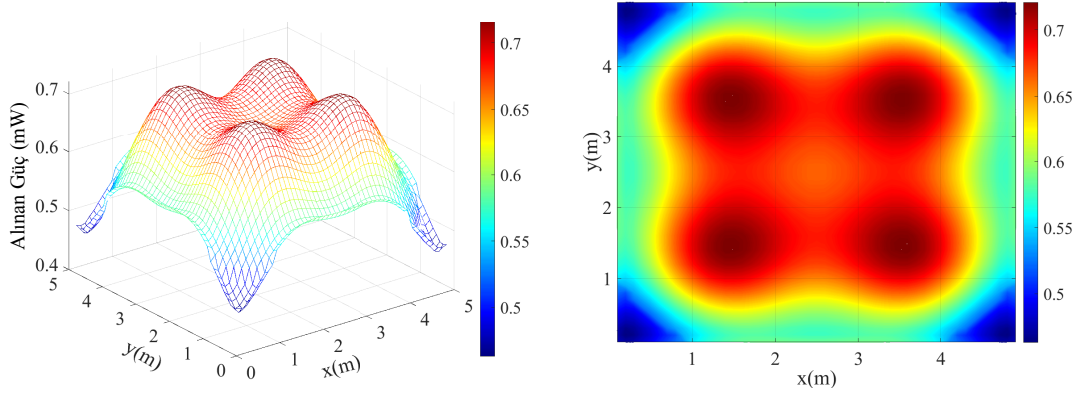


Şekil 15. Aydınlatma yüzeyindeki toplam NLOS ($k = 1$) alınan güç ($P^{(1)}$)



Şekil 16. Aydınlatma yüzeyindeki toplam NLOS ($k = 2, 3$) alınan güç ($P^{(2)}, P^{(3)}$)

Şekil 17’de verildiği üzere, maksimum alınan toplam güç 0.7209 mW , minimum güç 0.4634 mW ve ortalama güç 0.6301 mW olarak hesaplanmıştır. Birden çok vericinin olduğu optik sistemlerde performans bileşenlerinden birisi de homojenlik derecesi, U , olarak tanım-

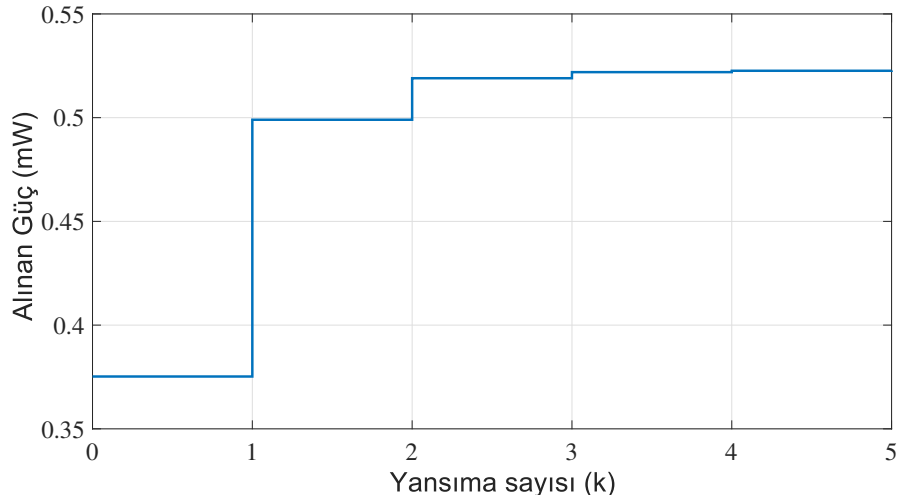


Şekil 17. Aydınlatma yüzeyindeki toplam (LOS+NLOS) alınan güç (P_T)

lanmıştır [75]. Homojenlik derecesi alınan maksimum gücün minimum güce oranı;

$$U = \frac{P_{T,max}}{P_{T,min}} \text{ dB}, \quad (14)$$

şeklinde ifade edilmiştir. Bu oranın 2 dB den küçük olması hedeflenmektedir. Model oda içindeki aydınlatma yüzeyi için homojenlik derecesi yaklaşık 1.91 dB olarak bulunmuştur.



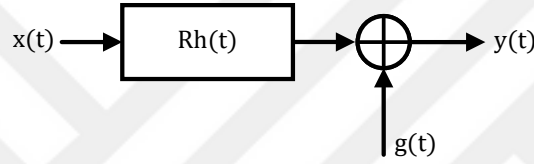
Şekil 18. PD üzerindeki alınan güç değişimi

Aydınlatma için yapılan hesaplamalarda olduğu gibi oda yüzeyleri küçük parçalara bölünmüş ve bu parçalarda elde edilen LOS gücü hesaplanmıştır. Daha sonra bu parçaların her birinden aydınlatma yüzeyine ve diğer parçalara ulaşan güç elde edilmiştir. Bu şekilde yansımaların toplan alınan güce etkisi bulunur. Bu bölümde de oda yüzeylerindeki her bir parça Lambertian nokta kaynak kabul edilmiştir. Bunların yanında PD üzerinde oluşan gücün yansımalar sayısı ile değişimi Şekil 18’de verilmiştir. PD üzerine düşen LOS ışınlar toplam gücün %71.7’sine, 1. yansıma toplam gücün %23.67’sine, 2. yansıma toplam gücün

%3.82'sine, 3. yansıma toplam gücün %0.5'ine, 4. yansıma toplam gücün %0.025'ine ve 5. yansıma ise toplam gücün %0.006'sına katkı sağlamıştır.

1.2.4. Sinyal-Gürültü Oranı (SNR)

Optik kablosuz haberleşme sistemlerinde IM/DD tekniği karmaşıklığı ve maliyeti düşürdüğü için yaygın olarak kullanılan yöntemlerdendir. Şekil 19'de verilen IM/DD yapısının tabanbant eşdeğeri denklem (15)'deki gibi ifade edilebilir.



Şekil 19. IM/DD tabanbant eşdeğeri

$$y(t) = x(t) * Rh(t) + g(t) \quad (15)$$

Burada optik kanal birim vuruş tepkisi, $h(t)$, doğrusal bir filtre olarak yazılabilir. $y(t)$ alınan sinyali, $x(t)$ iletilmek istenen optik sinyali ve R ise alıcı uç elemanının duyarlılığını temsil etmektedir. Toplanır beyaz gürültü, $g(t)$, iletilen sinyalden bağımsız ve Gauss dağılımına sahip olarak kabul edilmiştir. Verilen denklemde $x(t)$, pozitif ve gerçel değerli optik gücü temsil etmektedir. Bu yüzden iletilen güç;

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt \quad (16)$$

şeklinde hesaplanabilir [76]. Ayrıca doğru akım kazancı, $H(0)$, ise birim vuruş tepkisi $h(t)$ kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir [77].

$$H(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt \quad (17)$$

$H(0)$, önemli kanal parametrelerinden birisi olmasının yanında sabit iletilen güç ile elde edilen sinyal-gürültü oranı (Signal-to-Noise Ratio (SNR)) hakkında bilgi verir. Eklenen gürültü elektriksel alanda eklendiğinden elektriksel SNR hesaba katılır. SNR aşağıda da

Tablo 1. Gürültü varyanslarının parametre değerleri

Tanım	Sembol	Değer	Birim
Elektron yükü	q	1.602×10^{-19}	C
PD duyarlılığı	R	0.5	$\frac{A}{W}$
Bant genişliği	B	10^8	Hz
Arkaplan akımı	I_{bg}	5100×10^{-6}	A
Gürültü bant genişliği faktörü	I_2	0.562	—
Boltzmann sabiti	κ	1.38×10^{-23}	$\frac{J}{K}$
Mutlak sıcaklık	T_k	298	K
Açık devre gerilim kazancı	G	10	—
Sabit kapasite	C_p	112×10^{-8}	$\frac{F}{m^2}$
PD yüzey alanı	A	10^{-4}	m^2
FET kanal gürültü faktörü	Γ_F	1.5	—
FET iletkenliği	g_m	3×10^{-2}	S
Gürültü bant genişliği faktörü	I_3	0.0868	—

belirtildiği gibi alınan optik güç, foto-detektörün duyarlılığı ve gürültünün varyansına bağlı olarak hesaplanır [78].

$$SNR = \frac{(RP_r)^2}{\sigma_n^2} \quad (18)$$

Yukarıdaki denklemde σ_n^2 , Gauss dağılımına sahip gürültünün varyansını ifade etmektedir. Gürültü varyansı atış gürültüsünün (shot noise) varyansı ve ısı gürültüsünün (thermal noise) varyansının toplamı şeklinde yazılabilir.

$$\sigma_n^2 = \sigma_{\text{atış}}^2 + \sigma_{\text{ısı}}^2 \quad (19)$$

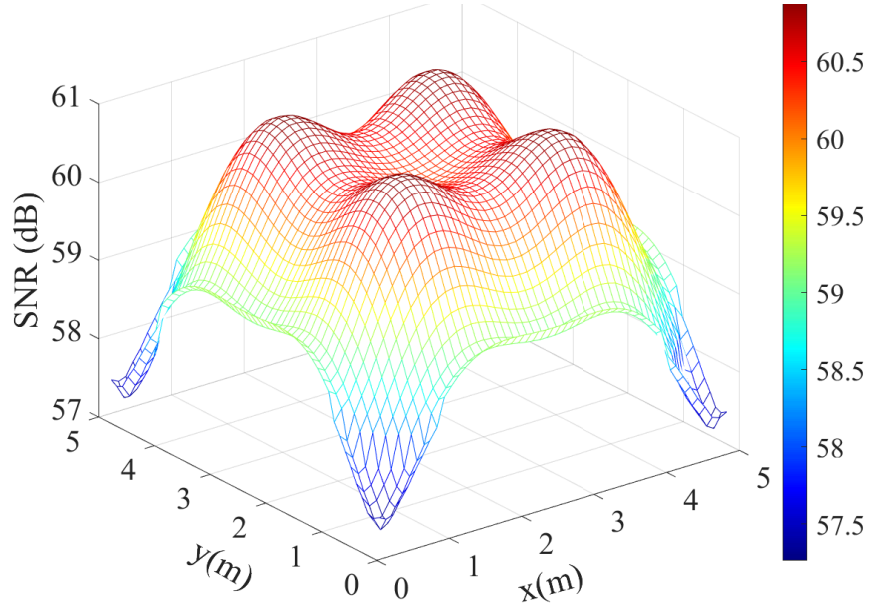
Atış gürültüsü ortamdaki diğer ışık kaynaklarından foto-detektöre ulaşan ışıklardan kaynaklanır ve aşağıdaki gibi hesaplanabilir [79].

$$\sigma_{\text{atış}}^2 = 2qRP_rB + 2qI_{bg}I_2B \quad (20)$$

Isı gürültüye ise alıcıdaki devre elemanları neden olur ve aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\sigma_{\text{ısı}}^2 = \frac{8\pi\kappa T_k}{G} C_p A I_2 B^2 + \frac{16\pi^2\kappa T_k \Gamma_F}{g_m} C_p^2 A^2 I_3 B^3 \quad (21)$$

Şekil 17’de verilen toplam alınan güç değerleri ve Tablo 1’de verilen parametre değerleri kullanılarak aydınlatma yüzeyindeki SNR hesabı yapılmıştır ve Şekil 20’de verilmiştir. Minimum elektriksel SNR 57.2 dB olurken maksimum elektriksel SNR 60.95 dB eşittir.



Şekil 20. Oda içindeki SNR dağılımı

1.2.5. VLC Kanal Modeli

Kanal birim vuruş tepkisi (Channel Impulse Response, (CIR)), literatürde yaygın bir şekilde kullanılan ve Barry modeli olarak bilinen özyinemeli metot yardımı ile bulunmuştur [80]. Bu teknikte oda içindeki her bir LED ışık kaynağı birer VLC verici olarak düşünülür. LOS ve NLOS ışınların alıcı yani PD üzerindeki etkileri ayrı ayrı hesaplanır ve toplanır. Model olarak alınan odanın duvarları çok küçük parçalara bölünür ve bu parçalara ulaşan ışınların gücü hesaplanır. Daha sonra her bir parçanın ışık kaynağı olduğu varsayılarak PD üzerindeki etkisi bulunur. Zamana göre toplanarak toplam CIR aşağıdaki gibi elde edilir;

$$h(t) = \sum_{i=1}^L \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t) \quad (22)$$

$h^{(k)}(t)$, $k = 0$ için LOS ışınların oluşturduğu CIR hesaplanırken, $k \geq 1$ durumunda ise NLOS yani oda yüzeylerinden yansıyıp PD üzerinde oluşan CIR değerleri bulunur. Denklemden de anlaşılacağı üzere her bir LED kaynaktan çıkan hem direk hem de yansıyan ışınların toplam CIR'a etkileri ayrı ayrı hesaplanır ve toplanır. Şekil 4'de verilen iki boyutlu oda modeline göre aşağıdaki formüller türetilmiştir. Tek bir LED kaynak için direk görüş CIR, $h^{(0)}(t)$,

$$h^{(0)}(t) = \gamma_0 \Gamma rect\left(\frac{\beta}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d}{c}\right), \quad (23)$$

şeklinde ifade edilebilir. Denklem (23)'de, γ_0 yol kaybını, Γ ışık kaynağının gücünü, $rect(.)$ dikdörtgen fonksiyonunu ve $\delta(.)$ dirac delta fonksiyonunu ifade etmektedir. LOS durumunda yol kaybı;

$$\gamma_0 = \frac{(m+1)A_{PD}}{2\pi d^2} \cos^m(\alpha) \cos(\beta) \quad (24)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $rect(.)$ dikdörtgen fonksiyonu, $-1 \leq \frac{\beta}{FOV} \leq 1$ arasındaki durumlar için 1 değerini alırken diğer durumlar da ise 0 değeri alır. Yani ışının PD ye ulaşma açısı β , PD görüş açısından büyük ise bu ışının CIR hesabına etkisi yok sayılır. $\delta(.)$ dirac delta fonksiyonu, PD ye ulaşan ışınların sadece ulaştıkları t anında CIR hesabına bir etkilerinin olduğunu ifade etmektedir. Ayrıca c ise ışık hızını temsil etmektedir. Tek bir LED için yansımalar ($k \geq 1$) sonucu elde edilen CIR

$$h^{(k)}(t) = \int \left[\gamma_1 \gamma_2 \gamma_3 \dots \gamma_{k+1} \Gamma rect\left(\frac{\beta}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_1 + d_2 + d_3 + \dots + d_{k+1}}{c}\right) \right] \quad (25)$$

şeklinde bulunabilir. k . yansıma için $k+1$ tane yol kaybı söz konusu olup bu yol kayıpları;

$$\gamma_1 = \frac{(m+1)A_{PD}}{2\pi d_1^2} \cos^m(\alpha) \cos(\theta_1) \rho_1 \quad (26a)$$

$$\gamma_2 = \frac{A_{PD}}{\pi d_2^2} \cos(\varphi_1) \cos(\theta_2) \rho_2 \quad (26b)$$

$$\gamma_3 = \frac{A_{PD}}{\pi d_3^2} \cos(\varphi_2) \cos(\theta_3) \rho_3 \quad (26c)$$

$$\vdots \quad (26d)$$

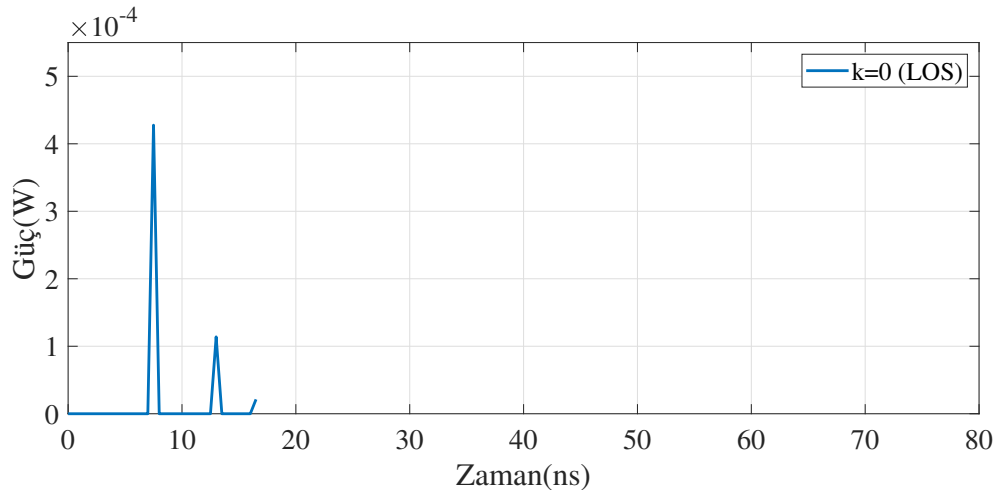
$$\gamma_{k+1} = \frac{A_{PD}}{\pi d_{k+1}^2} \cos(\varphi_k) \cos(\beta) \rho_k \quad (26e)$$

şeklinde hesaplanabilir. ρ_k, θ_k ve φ_k sırasıyla ışınların yansıdığı yüzeylerin yansıtma katsayılarını, yüzeye varış açılarını ve yüzeyden yansıma açılarını göstermektedir ($k \geq 1$). Ayrıca, A_{PD} PD fiziksel yüzey alanını temsil etmektedir.

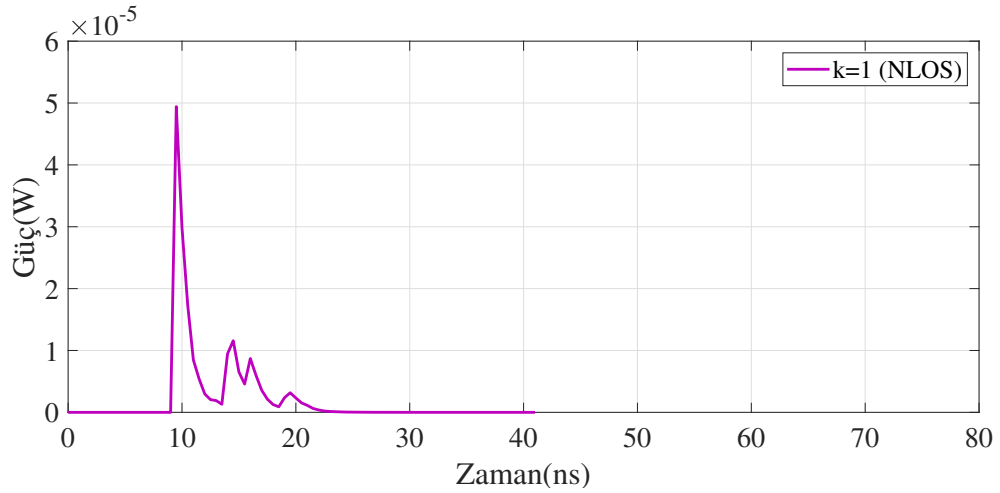
Oda içi aydınlatma ve alınan güç hesabında kullanılan $5 \times 5 \times 3$ m model oda (Şekil 6) CIR hesabı için de kullanılmıştır. Oda içi 4 adet RIDI marka LED armatür kullanılmıştır. Verici olarak kabul edilen LED armatürlerin konumları (1.25, 1.25, 3) m, (1.25, 3.75, 3) m, (3.75, 1.25, 3) m, (3.75, 3.75, 3) m şeklindedir. Alıcı PD ise Şekil 12'de görüldüğü üzere masa üzerinde (0.5, 4.5, 0.85) m konumuna yerleştirilmiştir. Oda yüzeyleri 0.01 m^2 küçük alanlara bölünmüş ve sırasıyla tavan, yan duvarlar, ve taban için yansıtma katsayıları 0.8, 0.5

ve 0.2 olarak kabul edilmiştir. RIDI marka LED armatür içindeki 2×1 LED ışık kaynaklarının her biri 32 W gücünde olup armatürün Lambertian emisyonu sahip oldukları kabul edilmiştir. Bu armatürün yarım-güç yarı-açısı, $\phi_{1/2}$, 60° ve optik eksenindeki ışık yoğunluğu ($\alpha = 0^\circ$) 1760 cd olarak hesaba katılmıştır. Ayrıca yansımalar, Lambertian yansıma olarak kabul edilmiştir. PD fiziksel alanı, A_{PD} , 1 cm^2 ve görüş alanı, FOV ise 85° olarak alınmıştır.

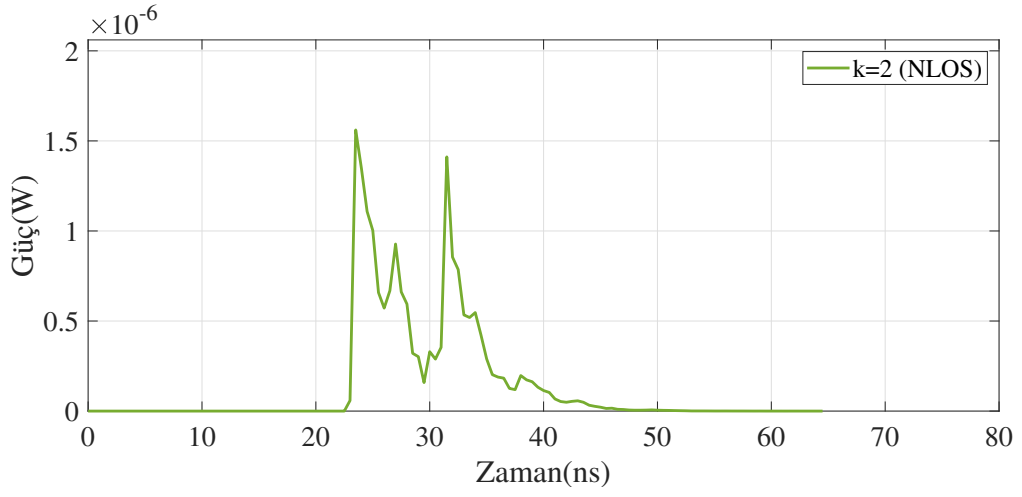
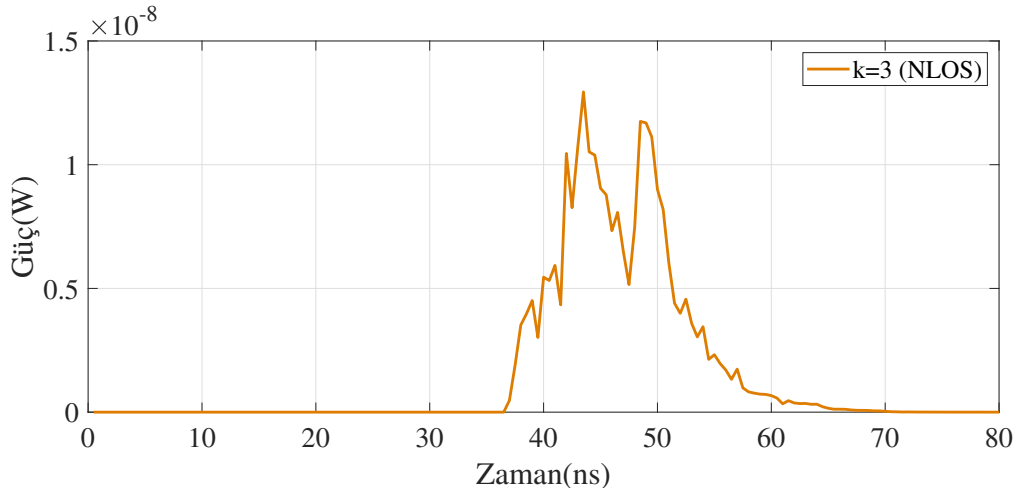
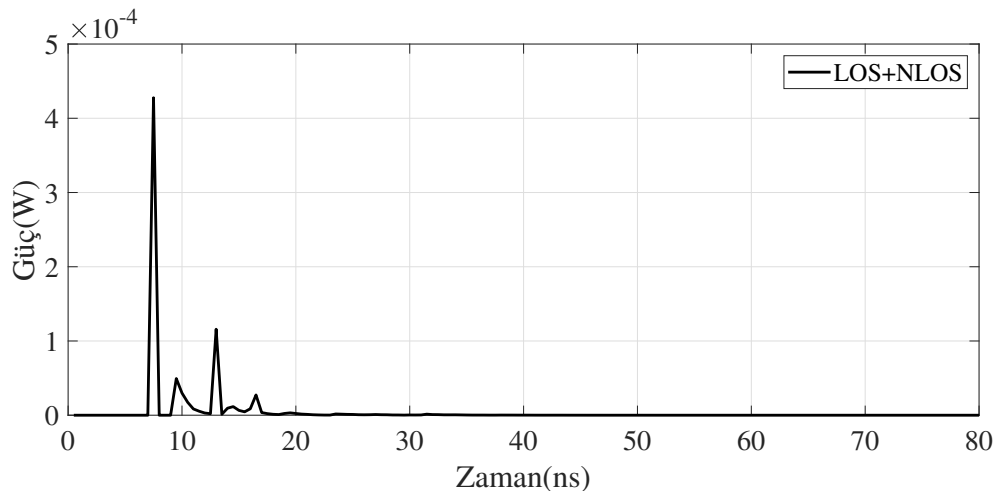
Hem aydınlatma hem de alınan güç analizlerinde 3. yarımdan sonra PD üzerine düşen ışınların etkilerinin çok sınırlı olası sebebiyle CIR hesabında da direk görüş (LOS) ve $k = 1, 2, 3$ (NLOS) yansımaları hesaba katılmıştır ve grafikleri aşağıda sırasıyla verilmiştir.



Şekil 21. LOS ışınlardan elde edilen CIR ($h^{(0)}(t)$)



Şekil 22. NLOS ($k = 1$) ışınlardan elde edilen CIR ($h^{(1)}(t)$)

Şekil 23. NLOS ($k = 2$) ışınlardan elde edilen CIR ($h^{(2)}(t)$)Şekil 24. NLOS ($k = 3$) ışınlardan elde edilen CIR ($h^{(3)}(t)$)Şekil 25. Toplam (LOS+NLOS) CIR ($h(t)$)

1.2.6. VLC Kanal Karakterizasyonunu Etkileyen Faktörler

Kapalı mekânda çalışan bir VLC sisteminde, vericinin yaydığı optik sinyal doğrudan alıcıya ulaşmakla kalmaz, aynı zamanda duvarlar ve diğer nesneler tarafından yansıyan ve zamanla yayılan sinyaller de alıcıya ulaşmaktadır. Temel olarak, frekans seçici (çok taplı) kanal ve düz (tek taplı) sönümlemeli kanal olmak üzere iki tür kanal davranışı mevcuttur. Düz sönümlemeli kanal, genellikle sabit bir sinyal gücüyle tek bir zaman veya frekans bileşeni üzerinde iletilen sinyalin yanıtını temsil eder. Yani, bu kanal tipi, yalnızca tek bir sinyal bileşenini etkileyebilir. VLC sistemlerinde, güçlü doğrusal görüş hattı (LOS) bileşeninin olduğu durumlarda düz sönümlü tek-taplı (h_0) kanal davranışı gözlemlenir. Frekans seçici kanallarda ise farklı frekanslardaki bileşenler üzerinde değişen sinyal güçleri iletilir. Bu nedenle, birden fazla iletilen sinyal bileşeni etkilenir. θ -tab için CIR vektörü $\mathbf{h} = [h_0, h_1, h_2, \dots, h_{\theta-1}]^T$ şeklinde temsil edilebilir.

Frekans seçiciliği temel olarak, kanalın iletişim literatüründe "kanal tablaları" olarak adlandırılan katsayılarla tanımlanan basit bir FIR filtresi gibi davrandığı anlamına gelir. Bu kanal tablaları zayıflamaları ve zaman gecikmelerini ifade etmektedir. Yansımaların ve çoklu ışık kaynaklarının olduğu durumlarda gözlemlenen frekans seçici kanallarda optik yol kaybı, odanın boyutları, tavanın, duvarların ve odadaki nesnelerin yansıtıcılığı, verici ve alıcının konumu ve yönelimi gibi birçok faktöre bağlıdır.

Yaptığımız çalışmalar sonucunda, odanın büyüklüğü arttıkça yansımaların etkisinin azaldığı (alıcının uzaklaşmasıyla zayıflama artar), ancak gecikme yayılımının arttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, duvarların yansıtma özelliği arttıkça yansılardan kaynaklı katkılar artar ve gecikme yayılımı da artar. Yansımaların (NLOS) etkisiyle frekans seçiciliğin oluşabileceği düşünülse de asıl neden, birden fazla verici kullanıldığında her bir LED vericiden alıcıya farklı zamanlarda ulaşan LOS bileşenlerinin etkisiyle kanalın frekans seçici hale gelmesidir. Yüksek anahtarlam hızı ($> 200 \text{ MHz}$) ile çalışabilen LED vericilerin kullanıldığı durumlarda da kanal yayılım süresi sembol süresinden çok daha uzun olacağından, frekans seçici kanal durumu gözlemlenebilir.

1.3. Optik Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama

1.3.1. Temel Bilgiler

Bir giriş sinyali, $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$ ($x[n] = x[0], x[1], \dots, x[N-1]$), doğrusal zamanla değişmeyen ayrık zamanlı bir kanaldan, $\mathbf{h}$, geçirildiğinde, elde edilen çıkış sinyali, $\mathbf{y}$, girişin ve kanalın ayrık zamanlı doğrusal katlaması;

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} \otimes \mathbf{h} = \mathbf{h} \otimes \mathbf{x} = \sum_k h_k x_{(n-k)}, \quad (27)$$

sonucunda elde edilir. Burdaki doğrusal katlama girişin periyodik olması durumunda ise dairesel katlamaya dönüşür ve

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}_N \circledast \mathbf{h} = \mathbf{h} \circledast \mathbf{x}_N = \sum_k h_k x_{(n-k)_N}, \quad (28)$$

şekilde tanımlanır [81]. Burada $x_{(n-k)_N}$, periyodu N olan periyodik $\mathbf{x}_N$ sinyalinin elemanlarını temsil etmektedir ve $\mathbf{y}$ çıkış sinyali de aynı periyoda (N) sahiptir. Zaman uzayında dairesel katlama işlemi gerçekleştirmek yerine, ayrık Fourier dönüşümü (Discrete Fourier Transform, (DFT)) uygulayarak frekans uzayına geçebiliriz. Denklem (29)'da verildiği üzere, zamandaki dairesel katlama işlemi DFT uygulandığında frekans uzayında çarpma işlemine dönüşmektedir [81]. Bu durum, giriş sinyalinin frekans tepkisini, $\mathbf{x}_f$, ve kanalın frekans tepkisini, $\mathbf{h}_f$, çarparak çıkış sinyalinin frekans tepkisini elde etmemizi sağlar.

$$\text{DFT}\{\mathbf{y} = \mathbf{x}_N \circledast \mathbf{h}\} = \mathbf{x}_f \mathbf{h}_f = \mathbf{y}_f, \quad (29)$$

Sonuç olarak, çıkış sinyalinin, $\mathbf{y}$, dairesel katlama ile elde edildiği ve kanal tepkisinin, $\mathbf{h}$, alıcıda bilindiği sistemlerde, iletilen giriş sinyali, $\mathbf{x}_N$, alıcıda ters ayrık Fourier dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform, (IDFT)) uygulanarak geri elde edilebilir,

$$\text{IDFT}\{\mathbf{y}_f / \mathbf{h}_f\} = \mathbf{x}_N. \quad (30)$$

OFDM yapısında, dairesel katlama, giriş sinyalinin döngüsel bir ön-ek (Cyclic Prefix, (CP)) eklenerek periyodik hale getirilmesi ile sağlanmıştır. N uzunluğunda giriş sinyali, $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$, ve ϑ uzunluğundaki kanal, $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{\vartheta}]^T$, için CP, $\mathbf{x}$ sinyalinin son ϑ değerinden oluşur ve $x_{N-\vartheta}, \dots, x_{N-1}$ olarak tanımlanır. Her N uzunluğundaki

giriş sinyali için, bu son ϑ örnek, sinyalin başına eklenir. Böylece $N + \vartheta$ uzunluğuna çıkan yeni giriş sinyali, $\mathbf{x}^{cp}$,

$$\mathbf{x}^{cp} = [x_0^{cp}, x_1^{cp}, \dots, x_{N+\vartheta-1}^{cp}]^T = [x_{N-\vartheta}, \dots, x_{N-1}, x_0, \dots, x_{N-1}]^T \quad (31)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu tanımlama ile $\mathbf{x}^{cp}$, periyodu N olan periyodik $\mathbf{x}_N$ sinyaline eşit ($\mathbf{x}^{cp} = \mathbf{x}_N$) olduğunu söylenebilir.

OFDM yöntemindeki işlemlerin matrisel özeti aşağıda verilmiştir. İletilmek istenen $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$ sinyalinin IDFT dönüşümü, $\mathbf{x}_f$, alındıktan sonra CP eklenir, $\mathbf{x}_f^{cp}$, ve kanaldan, $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{\vartheta}]^T$, geçirilir;

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}_f^{cp} + \mathbf{g}, \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ y_{N-2} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{\vartheta} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & \dots & h_{\vartheta-1} & h_{\vartheta} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & \dots & h_{\vartheta-1} & h_{\vartheta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{f_{N-1}}^{cp} \\ \vdots \\ x_{f_0}^{cp} \\ x_{f_{-1}}^{cp} \\ \vdots \\ x_{f_{-\vartheta}}^{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{N-1} \\ g_{N-2} \\ \vdots \\ g_0 \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Burada, $\mathbf{y}$, alınan sinyal vektörünü, $\mathbf{H}$ kanal matrisini ve $\mathbf{g}$ ise gürültüyü temsil eder. Alınan $y_{-1}, y_{-2} \dots y_{-\mu}$ sembolleri, önceki veri bloğundan kaynaklanan semboller arası girişimden (ISI) etkilendikleri için hesaba katılmaz ve iletilen sinyali geri elde etmek için gerekli değildir. $\mathbf{x}_f^{cp}$ sinyalinin son ϑ sembolü, döngüsel ön-ek kısmından oluşmaktadır ($x_{f_{-1}}^{cp} = x_{f_{N-1}}^{cp}, x_{f_{-2}}^{cp} = x_{f_{N-2}}^{cp}, \dots, x_{f_{-\vartheta}}^{cp} = x_{f_{N-\vartheta}}^{cp}$). Bu durumda, denklem (32)'de verilen eşitliğin eşdeğeri,

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}_f + \mathbf{g}, \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ y_{N-2} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{\vartheta} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & \dots & h_{\vartheta-1} & h_{\vartheta} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & \dots & h_{\vartheta-1} & h_{\vartheta} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_2 & h_3 & \dots & h_{\vartheta-2} & \dots & h_0 & h_1 \\ h_1 & h_2 & \dots & h_{\vartheta-1} & \dots & 0 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{f_{N-1}} \\ x_{f_{N-2}} \\ \vdots \\ x_{f_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{N-1} \\ g_{N-2} \\ \vdots \\ g_0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

şeklinde verilebilir. Bu eşdeğer model ile eklenen CP, kanalın ilgilendiğimiz N örneği üzerinde döngüsel kanal matrisi $\mathbf{C}$ olarak ifade edilmesine izin verir. $N \times N$ boyutlarında olan $\mathbf{C}$ matrisi,

$$\mathbf{C} = \mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^H, \quad (36)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\mathbf{\Lambda}$, $\mathbf{C}$ matrisinin özdeğerlerini içeren bir köşegen matristir ve $\mathbf{M}$ ise, $\mathbf{C}$ matrisinin özvektörlerini içeren bir matristir. $\mathbf{M}^H$ ise $(\mathbf{M}^T)^*$ (transpozunun karmaşık eşleniği) şeklinde tanımlanır. DFT matrisinin, $\mathbf{F}$, satırları $\mathbf{C}$ matrisinin özvektörlerine eşit olduğu için $\mathbf{F} = \mathbf{M}^H$ ve $\mathbf{F}^H = \mathbf{M}$ olduğu gösterilebilir [81]. Alınan $\mathbf{y}$ sinyaline, DFT, $\mathbf{F}$, işlemi uygulandığında;

$$\begin{aligned} \mathbf{F}\mathbf{y} &= \mathbf{F}[\mathbf{C}\mathbf{x}_f + \mathbf{g}] \\ &= \mathbf{F}[\mathbf{C}\mathbf{F}^H\mathbf{x} + \mathbf{g}] \\ &= \mathbf{F}[\mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^H\mathbf{F}^H\mathbf{x} + \mathbf{g}] \\ &= \mathbf{F}\mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^H\mathbf{F}^H\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{g} \\ &= \mathbf{\Lambda}\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{g} \end{aligned} \quad (37)$$

elde edilir. $\mathbf{\Lambda}$ köşegen matris olduğu için tek-tab denkleştirici kullanılarak iletilen sinyal geri elde edilebilir.

1.3.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama (OFDM)

OFDM, farklı frekanslara sahip olan ve birbirleriyle dik alt taşıyıcılar aracılığıyla veri iletimini gerçekleştiren bir çok taşıyıcılı modülasyon (Multi Carrier Modulation, (MCM)) tekniğidir. MCM ilk dönemlerinde, her alt kanal için ayrı modülatörler ve demodülatörler gerektirmesi, o dönemde çoğu sistem uygulaması için oldukça karmaşık bir yapıyı beraberinde getirmiştir. OFDM tekniğinin ilk uygulamalarındaki temel zorluk, iletim kanalının her alt taşıyıcıyı düz bir kanal olarak etkileyebilmesi için birçok alt taşıyıcı gerektirmesi olarak açıklanabilir. Bu durum, hem verici hem de alıcı uçlarında birçok osilatör ve filtre içeren son derece karmaşık bir mimariye yol açmaktadır. OFDM modülasyon/demodülasyonunun IDFT/DFT kullanılarak uygulanabileceğinin ortaya konulmasıyla bu zorluk aşılmıştır [82]. Ayrıca, IDFT/DFT, etkili bir hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform, (FFT)) algoritması kullanılarak hesaplanabilir, bu da sistemin hesaplama karmaşıklığını daha da azaltmaktadır. OFDM yapısında, ardışık alt taşıyıcıların frekansları arasındaki fark, sembol süresinin

tersine eşit olacak şekilde seçilir ($f_{n+1} - f_n = 1/T_s$) ve bu şekilde dikgenlik sağlanmaktadır. Alt taşıyıcının dalga formu, $d_n(t)$,

$$d_n(t) = \Pi(t)e^{j(2\pi f_n)t} \quad (38)$$

şekilde yazılabilir [83] ve burada $\Pi(t)$ ise genellikle dikdörtgen fonksiyon olan temel bant darbe şekillendirme filtresini temsil eder ve

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq T_s \\ 0, & 0 \geq t \text{ \& } t > T_s \end{cases} \quad (39)$$

şekilde tanımlanabilir. Bu durumda, alt taşıyıcıların dalga formların arasındaki korelasyon;

$$\begin{aligned} \sigma &= \int_0^{T_s} d_{(n+1)} d_n^* dt \\ &= \int_0^{T_s} \sqrt{\frac{1}{T_s}} e^{j(2\pi f_{(n+1)})t} \sqrt{\frac{1}{T_s}} e^{-j(2\pi f_n)t} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j(2\pi(f_{(n+1)}-f_n))t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{j(2\pi(f_{(n+1)}-f_n))} e^{j(2\pi(f_{(n+1)}-f_n))t} \right]_0^{T_s} \\ &= \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{j(2\pi(f_{(n+1)}-f_n))} \left(e^{j(2\pi(f_{(n+1)}-f_n))T_s} - 1 \right) \end{aligned} \quad (40)$$

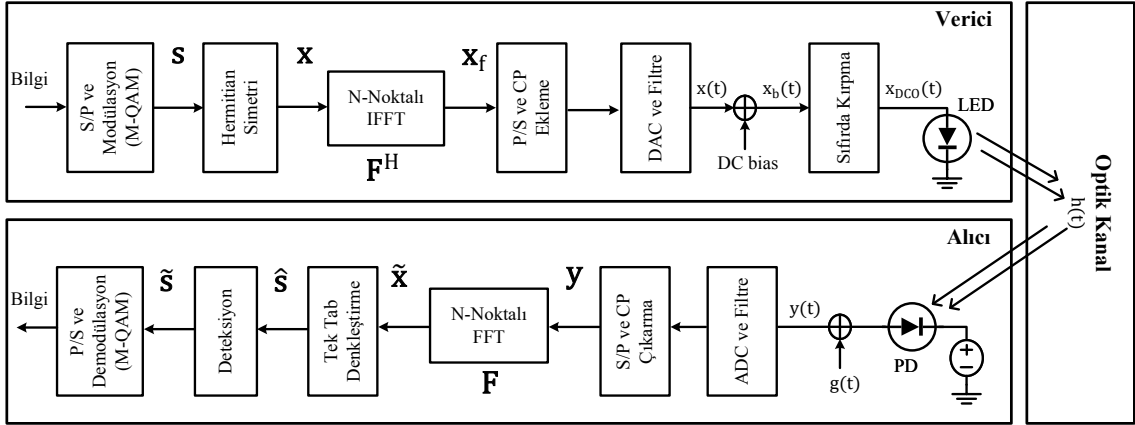
şekilde ifade edilebilir ve alt taşıyıcı frekansları arasındaki fark, $f_{(n+1)} - f_n = \frac{1}{T_s}$, şekilde seçilir ise korelasyon sıfıra eşit ($\sigma = 0$) olur. Bu sayede, alt taşıyıcılar arasındaki korelasyon sıfırlanır ve alt taşıyıcıların birbirini etkilemeleri engellenmektedir. Ayrıca, OFDM tekniğinde dikgen alt taşıyıcılar kullanılması, frekans spektrumunda çakışmaya izin verilerek daha fazla alt taşıyıcı kullanılmasına olanak tanımaktadır; bu da iletim kapasitesini artırmakta ve frekans spektrumunun daha verimli kullanılmasını sağlamaktadır. Bu şekilde, tek bir yüksek hızlı veri iletimi daha düşük veri hızlarına sahip birden fazla akışa bölünür ve farklı alt taşıyıcılarda paralel olarak iletilir. Alt taşıyıcıların sayısı, her alt iletim sembol süresinin iletişim kanalının gecikme yayılımından önemli ölçüde daha uzun olacak (alt iletim bant genişliğinin iletişim kanalının uyum bant genişliğinden daha küçük olacak) şekilde seçilir. Her alt taşıyıcıya karşılık gelen sembol süresi, tek bir taşıyıcılı sisteminkinden çok daha büyük olduğundan, ISI en fazla bir sembolü etkilemektedir [84]. Ayrıca, CP olarak adlandırılan bir koruma aralığı eklenerek, geriye kalan ISI ve taşıyıcılar arası girişim (Inter-Carrier Interference, (ICI)) ortadan kaldırılabilir, böylece alıcıda basit bir kanal tahmini ve denkleştirme yöntemi mümkün hale gelmektedir. İletişim kanalının frekans seçici sönümlü kanaldan düz sönümlü kanala

dönüştürmesiyle hesaplama açısından verimli, basit ve tek boyutlu denkleştirme teknikleri kullanımına olanak sağlanmaktadır. Tüm bu özellikler nedeniyle OFDM, geleneksel kablosuz iletişim sistemlerinde standartlarda yaygın bir şekilde kullanılmıştır.

RF sistemlerinde kullanılan gerçel tabanlı temelbant modülasyon teknikleri; (OOK), darbe pozisyon modülasyonu (PPM) ve darbe genlik modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation, (PAM)), herhangi bir değişikliğe ihtiyaç duymadan VLC sistemlerinde de tercih edilmiştir. Fakat yüksek veri hızları hedeflendiğinde kanalın frekans seçici hale gelmesiyle ortaya çıkan ISI ile mücadele için alıcıda kompleks denkleştirme yöntemlerine ihtiyaç duyulmuştur. RF sistemlerinde ISI'ya karşı kullanılan en etkili yöntemlerden olan OFDM, aynı zamanda verici uç elemanı olan LED ışık kaynaklarının kısıtlı modülasyon bant genişliğini etkili bir şekilde kullanabilmek için VLC teknolojisinde değiştirilerek kullanılmaya başlanmıştır. Geleneksel OFDM tekniği kullanan RF uygulamalarında modüle edilen semboller ters hızlı Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, (IFFT)) işlemine tabi tutulurlar. Bu işlem, karmaşık ve çift kutuplu (pozitif ya da negatif) semboller üretmektedir. Görünür ışıkla iletişimde OFDM tekniğinin kullanılabilmesi için bu aşamanın değiştirilmesi gerekmektedir. Görünür ışıkla iletişimde IM/DD kullanıldığından geleneksel OFDM doğrudan görünür ışıkla iletişimde kullanılamaz. IM/DD tekniğinde iletmek istenen semboller gerçel değerli ve pozitif olmalıdır. Bu nedenle VLC sistemlerinde OFDM kullanılırken IFFT sonucunda gerçel değerli semboller üretmek için giriş sembolleri Hermitian simetriye sahip olacak şekilde düzenlenmelidir. Bu yöntem, OFDM bant genişliğini yarıya indirirse de OFDM tekniğinin VLC sistemlerinde kullanılabilmesinin önünü açmıştır. Ayrıca, elde edilen bu gerçel sembollerin sadece pozitif değerli olması için temel olarak iki önemli teknik sunulmuştur. Bunlar; sembollere pozitif DC ön-gerilim (Direct Current Bias (DC-bias)) ekleyen doğru akım eklemeli optik OFDM (Direct Current Biased Optical OFDM, (DCO-OFDM)) [85] ve negatif sembolleri sıfırda kırpan asimetrik kırpılmış optik OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM, (ACO-OFDM)) [86] yöntemleridir.

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

Bu yöntem IFFT sonucu oluşan gerçel fakat çift kutuplu sembollerin sadece pozitif değerli hale getirilebilmesi için literatürde önerilen ilk optik OFDM yöntemidir [46]. Elde edilen hem pozitif hem negatif değerli gerçel semboller uygun bir DC-bias eklenerek pozitif



Şekil 26. VLC’deki geleneksel FFT tabanlı DCO-OFDM yönteminin blok şeması

değerli hale getirilir. Şekil 26’da bu tekniğin detaylı blok şeması verilmiştir.

N alt taşıyıcılı bir OFDM bloğunun kullanıldığı varsayıldığında, bu teknik ile sadece $(\frac{N}{2} - 1)$ adet alt taşıyıcı bilgi taşımak için kullanılabilir. Öncelikle seri olarak gelen bilgi paralel hale dönüştürülür ve daha sonra genellikle M -QAM (Dörtlül Genlik Modülasyonu - Quadrature Amplitude Modulation, (QAM)) modülasyonu kullanılarak $(\frac{N}{2} - 1)$ adet karmaşık değerli sembol, $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-3)}, s_{(\frac{N}{2}-2)}]^T \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2}-1)}$, elde edilecek şekilde modüle edilir. Gerçek değerli IFFT çıkış sinyali, $\mathbf{x}_f \in \mathbb{R}^N$, elde etmek için bu karmaşık değerli semboller daha sonra N noktalı IFFT giriş sinyalinin, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$, içine Hermitian simetri,

$$x_k = x_{N-k}^*, \quad \frac{N}{2} \leq k \leq N-1, \quad (41)$$

özellği gösterecek şekilde yerleştirilir. Daha açık bir ifadeyle, Hermitian simetri elde etmek için modüle edilmiş sembollerin karmaşık eşlenikleri, $(.)^*$, bu sembollerin ardına eklenir ve IFFT giriş sinyali, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$;

$$\mathbf{x} = \left[0, s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-2)}, 0, s_{(\frac{N}{2}-2)}^*, \dots, s_1^*, s_0^* \right]^T, \quad (42)$$

elde edilir. Ayrıca DC ve karmaşık değerli harmonik bileşenlerden kaçınmak için ilk ve ortanca sembolün boş bırakılması ($x_0 = x_{(\frac{N}{2})} = 0$) gerekmektedir. Bu IFFT giriş sinyali, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$, incelendiğinde, sadece x_1 ile $x_{(\frac{N}{2}-1)}$ arasındaki $(\frac{N}{2} - 1)$ adet sembolün bilgi taşıdığı kolaylıkla görülmektedir. Daha sonra karmaşık değerli bu giriş sinyaline, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$, N noktalı IFFT dönüşümü, $\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$,

$$\mathbf{x}_f = \mathbf{F}^H \mathbf{x}, \quad (43)$$

uygulanır ve gerçel değerli, $\mathbf{x}_f \in \mathbb{R}^N$, sembolleri elde edilir. Burada IFFT matrisi, $\mathbf{F}^H = (\mathbf{F}^T)^*$ şeklinde tanımlanmıştır. FFT matrisi ise $\mathbf{F} = (f_{k,l})_{0 \leq k, l \leq N-1}$ şeklinde ifade edilebilir ve $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ matrisinin her bir elemanı, $f_{k,l}$;

$$f_{k,l} = \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \right) e^{-j \frac{2\pi kl}{N}}, \quad (44)$$

şekilde tanımlanmaktadır. $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ matrisinin ayrıntılı gösterimi ise

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/N} & e^{-j4\pi/N} & \dots & e^{-j2(N-1)\pi/N} \\ 1 & e^{-j4\pi/N} & e^{-j8\pi/N} & \dots & e^{-j4(N-1)\pi/N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2(N-1)\pi/N} & e^{-j4(N-1)\pi/N} & \dots & e^{-j(N-1)^2\pi/N} \end{bmatrix} \quad (45)$$

şeklinde verilebilir. Diğer bir ifadeyle, IFFT çıkışının, $\mathbf{x}_f \in \mathbb{R}^N$, her bir elemanı, x_{f_m} ;

$$x_{f_m} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k}, \quad \forall m \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\} \quad (46)$$

şeklinde ifade edilmektedir [87]. Hermitian simetri sayesinde karmaşık değerli sembollerden oluşan IFFT giriş sinyali, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$, gerçel değerli zaman örneklerine sahip olan $\mathbf{x}_f \in \mathbb{R}^N$, sinyale dönüştürülür. Bu durum denklem (47)'de gösterildiği gibi kanıtlanabilir.

$$\begin{aligned} x_{f_m} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(x_0 e^{j2\pi \frac{m}{N} 0} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} + x_{\frac{N}{2}} e^{j2\pi \frac{m}{N} (\frac{N}{2})} + \sum_{k=\frac{N}{2}+1}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} + \sum_{k=\frac{N}{2}+1}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} + \sum_{k=1}^{N-1-(\frac{N}{2})} x_{(k+\frac{N}{2})} e^{j2\pi \frac{m}{N} (k+\frac{N}{2})} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} x_{(N-k)} e^{j2\pi \frac{m}{N} (N-k)} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} \left(x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} + x_{(N-k)} e^{j2\pi \frac{m}{N} (N-k)} \right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} \left(x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} + x_k^* e^{-j2\pi \frac{m}{N} k} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} \left(x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} + \left(x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} \right)^* \right) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} 2 \left(\text{Re} \left(x_k e^{j2\pi \frac{m}{N} k} \right) \right) \end{aligned} \quad (47)$$

Daha sonra elde edilen sinyale CIR tab sayısından daha az olmamak üzere CP, N_{CP} , eklenmektedir. M -QAM modülasyonu kullanıldığı varsayıldığında, DCO-OFDM için spektral verimlilik;

$$\eta_{DCO} = \frac{(N/2 - 1) \log_2 M}{N + N_{CP}} \text{ bits/s/Hz}, \quad (48)$$

şeklinde ifade edilebilir. Daha sonra semboller seri bir sıraya dönüştürülür ve bir dijital-analog dönüştürücüye (Digital-Analog Converter (DAC)) gönderilir. DCO-OFDM metotunda, işaretin çift kutuplu doğasını ortadan kaldırmak ve IM/DD yöntemini uygulanabilir kılmak için dönüştürülen elektrik sinyalinin, $x(t)$, negatif kısımlarını pozitif yapmak amacıyla uygun bir DC-bias, B_{DC} , eklenir;

$$x_b(t) = x(t) + B_{DC}, \quad (49)$$

ve bu işlemden sonra hâlâ kalan negatif kısımlar var ise sıfırda kırılarak;

$$x_{DCO}(t) = \max \{x_b(t), 0\}, \quad (50)$$

LED tarafından iletmeye hazır, $x_{DCO}(t)$, hâle getirilir. DC-biasın genlik değeri;

$$B_{DC} = b\sqrt{E\{x^2(t)\}}, \quad (51)$$

olarak ifade edilmektedir [85]. Burada, $E\{\cdot\}$ beklenen değeri temsil ederken, b ise gerçel ve pozitif bir katsayıyı ifade etmektedir. DC-biasın dB cinsinden değeri b katsayısının yardımıyla;

$$B_{DC(dB)} = 10 \log_{10}(b^2 + 1), \quad (52)$$

şekilde bulunabilir. OFDM yönteminin önemli dezavantajlarından birisi de, yüksek tepe-ortalama güç oranı (Peak-to-Average Power Ratio, (PAPR)) değerine sahip olmasıdır. Bu durum, $x(t)$ 'nin negatif kısmını ortadan kaldırmak için büyük bir DC-bias değerini gerektirir ve sistem açısından optik güç verimsizliğine yol açmaktadır [87]. Bu nedenle, genellikle orta seviyede bir DC-bias değeri tercih edilir ve arta kalan negatif sinyal bileşenleri sıfır seviyesinde kırılır. Ancak, bu durum kırpma gürültüsü oluşturur ve bu gürültü seviyesine bağlı olarak sistem bit hata oranı (Bit Error Rate, (BER)) performansını etkilenmektedir.

Optik kanaldan, $h(t)$, geçen işaret, $x_{DCO}(t)$, alıcıda PD aracılığıyla analog elektrik

sinyaline, $y(t)$;

$$y(t) = h(t) \otimes R_{x_{DCO}}(t) + g(t), \quad (53)$$

dönüştürülür. Burada, $\otimes$ katlama işlemini, $g(t)$ alıcıdaki toplam gürültüyü ve R ise PD duyarlılığını belirtmektedir. Optik kanaldan geçtikten sonra, iletilen görünür ışık işareti bir PD tarafından yakalanır ve ardından alıcıda bir analog elektrik işaretine dönüştürülür. Daha sonra sırasıyla bir analog-dijital dönüştürücü (Analog-Digital Converter, (ADC)) işareti dijitale dönüştürmek için kullanılır, sinyalden CP çıkarılır ve veri seriden paralele (S/P) dönüştürülür. Sistem, kanal tepkisinin ϑ -tabının da alıcıda doğru bir şekilde karakterize edildiği varsayımı altında çalışmaktadır. ϑ -tab için CIR vektörü;

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, h_2, \dots, h_{\vartheta-1}]^T, \quad (54)$$

şekilde gösterilebilir. Alınan $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$ sinyali ise

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}_f + \mathbf{g}, \quad (55)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada denklem (54)'de verilen CIR kullanılarak oluşturulan daire-sel kanal matrisi, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{N \times N}$,

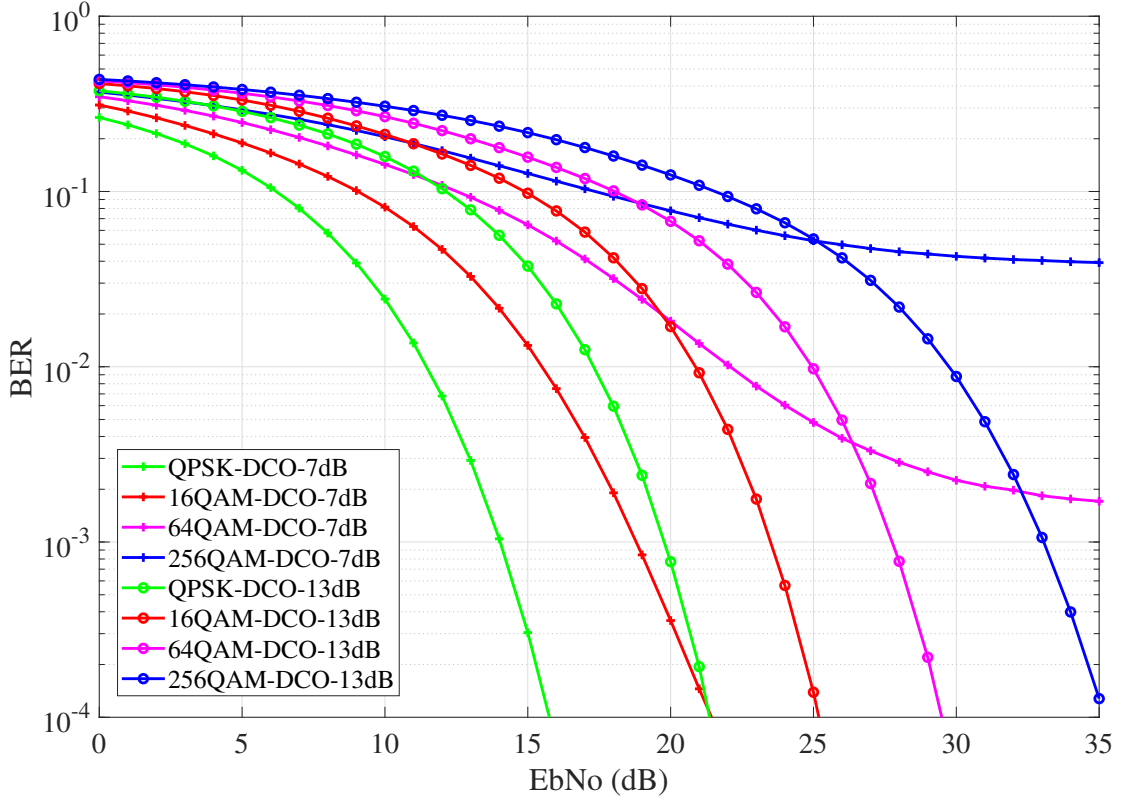
$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{(\vartheta-1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & \dots & h_{(\vartheta-2)} & h_{(\vartheta-1)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & \dots & h_{(\vartheta-2)} & h_{(\vartheta-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_3 & h_4 & \dots & h_{(\vartheta-4)} & \dots & h_1 & h_2 \\ h_2 & h_3 & \dots & h_{(\vartheta-2)} & 0 & \dots & h_1 \end{bmatrix} \quad (56)$$

kullanılmaktadır. $\mathbf{g}$ ise, N adet bağımsız ve aynı dağılıma sahip (independent and identically distributed, i.i.d) gürültü terimlerini içeren toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü (Additive White Gaussian Noise, (AWGN)) temsil eder;

$$\mathbf{g} = [g_0, g_1, g_2, \dots, g_{N-1}]^T, \quad (57)$$

ve bu elemanlar sıfır ortalamaya ve aynı varyansa sahiptir. $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^N \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma_g^2 \mathbf{I}_N)$ ve alıcıdaki ısı ve atış gürültüsünü modellediği kabul edilmektedir. Burada $\mathbf{I}_N$, $N \times N$ birim matrisi temsil etmektedir. Şekil 26'da verilen $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^N$ 'in öğeleri, N noktalı FFT, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times N}$, uygulayarak temin edilir;

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{y} = \mathbf{F}(\mathbf{C}\mathbf{x}_f + \mathbf{g}) = \mathbf{F}(\mathbf{C}(\mathbf{F}^H \mathbf{x}) + \mathbf{g}) = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{g}, \quad (58)$$



Şekil 27. DCO-OFDM'in farklı DC-bias değerleri için BER performansı

ve burada $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ matrisi köşegendir ve şu şekildedir;

$$\mathbf{\Lambda} = \mathbf{F}\mathbf{C}\mathbf{F}^H. \quad (59)$$

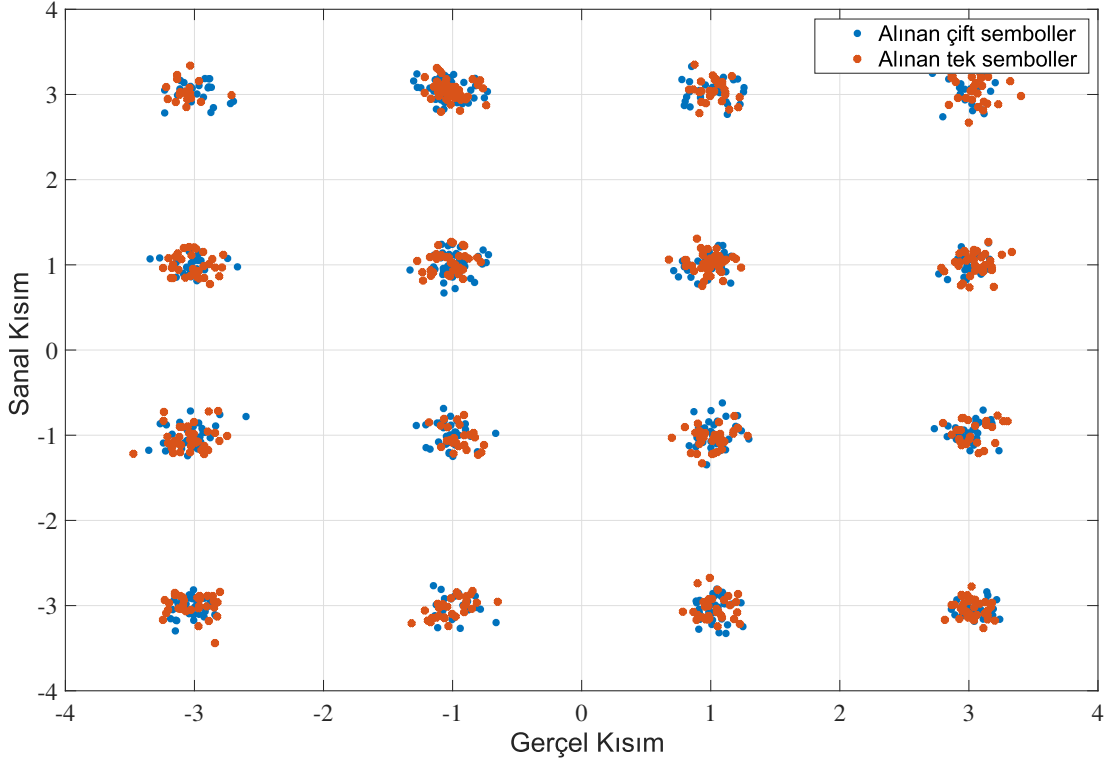
Bu durum tek-tab denkleştirici kullanımına olanak sağlar ve bu işlem sonucunda elde edilen olan semboller, $\hat{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^{\frac{N}{2}-1}$,

$$\hat{s}_n = \frac{\tilde{x}_{n+1}}{\Lambda_{n+1,n+1}}, \quad (60)$$

şekilde hesaplanır. Burada $n \in \{0, 1, 2, \dots, (\frac{N}{2}-2)\}$ ve iletilen $(\frac{N}{2}-1)$ sembolünün kestirimi $\hat{\mathbf{s}}$ dizisinde saklanır. Alıcıda, en büyük olasılık kodlaması (Maximum Likelihood Decoding, (MLD)) kullanarak iletilen n . sembol, s_n ;

$$\tilde{s}_n = \arg \min_{p_i} (|\hat{s}_n - p_i|^2), \quad (61)$$

hakkında karar verebilir. Burada p_i , M -QAM takımı yıldız noktalarından birini temsil eder ($i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$) ve $\hat{s}_n$ ise denklem (60)'da denkleştirme sonucu elde edilen sembollerin n . ögesini belirtir. Son olarak, bu semboller demodüle edilerek iletilen bilgi geri elde edilir.



Şekil 28. DCO-OFDM’de alınan semboller, $\tilde{s}_n$

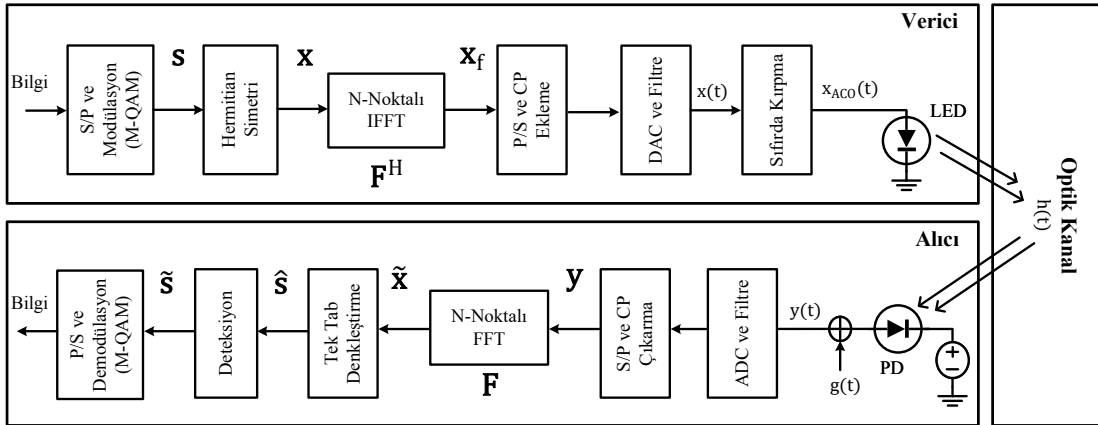
Şekil 27’de verilen BER performans grafiğini incelediğimizde, farklı modülasyon seviyeleri için eklenmesi gereken DC-bias değerinin farklılık gösterdiğini görülmektedir. 7 dB eklenen 64-QAM ve 256-QAM modülasyonları için DC-bias değeri yeterli olmamış ve kırpmadan kaynaklanan gürültü sinyali baskın hale gelmiştir. 13 dB DC-bias değeri ise bütün modülasyon türleri için yeterli olmuş, ancak harcanan güç miktarını artırmıştır. Bu nedenle, DCO-OFDM’in performansının DC-bias değerine bağlı olduğu söylenebilir. Çünkü yüksek DC-bias, gerekli gücü artırırken düşük DC-bias değeri, BER performansı düşürebilir. Modülasyon seviyesi arttıkça gereken DC-bias değeri de artmaktadır. Ayrıca, Şekil 28’den de anlaşılacağı üzere DCO-OFDM tekniğinde bütün alt taşıyıcılar bilgi taşımak için kullanılır ve kırpmadan dolayı oluşan gürültü bütün alt taşıyıcıların üzerine düşmektedir. Eklenecek DC-bias değeri her modülasyon seviyesi için farklılık göstermesi DCO-OFDM yöntemin uygulanabilirliğini düşürmektedir.

1.3.4. Asimetrik Kırılmış Optik OFDM (ACO-OFDM)

Optik OFDM yapısında IFFT sonrası oluşan çift kutuplu gerçel sembolleri tek kutuplu pozitif sembolere dönüştürmek için literatürde önerilen en yaygın yöntemlerden biri olan ACO-OFDM tekniğinin blok şeması Şekil 29’da verilmiştir. N alt taşıyıcılı bir OFDM bloğunun kullanıldığı varsayıldığında, DCO-OFDM tekniğinden farklı olarak paralel hale getirilen bilgi, $\frac{N}{4}$ adet karmaşık değerli M -QAM sembolü elde edilecek şekilde modüle edilir, $\mathbf{s} = \left[s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{4}-2)}, s_{(\frac{N}{4}-1)} \right]^T \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{4})}$. Gerçel değerli IFFT çıkış sinyali, $\mathbf{x}_f \in \mathbb{R}^N$, elde etmek için bu karmaşık değerli semboller daha sonra N noktalı IFFT giriş sinyalinin, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$, içine denklem (62)’de verildiği üzere sadece tek alt taşıyıcılara denk gelecek ve denklem (41)’de tanımlandığı gibi Hermitian simetri özelliği gösterecek şekilde yerleştirilir. Bu yöntemde DCO-OFDM tekniğinin aksine sadece tek alt taşıyıcılar veri iletiminde kullanılırken çift alt taşıyıcılar boş bırakılır. Daha açık bir ifadeyle, karmaşık değerli IFFT giriş sinyali, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$;

$$\mathbf{x} = \left[0, s_0, 0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{4}-2)}, 0, s_{(\frac{N}{4}-1)}, 0, s_{(\frac{N}{4}-1)}^*, \dots, s_1^*, 0, s_0^* \right]^T, \quad (62)$$

şekilde gösterilebilir. $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$ incelendiğinde, sadece x_1 ile $x_{\frac{N}{2}-1}$ arasındaki $\frac{N}{4}$ adet sembolün bilgi taşıdığı kolaylıkla görülebilir. Daha sonra bu sembolere denklem (43)’da verildiği gibi N noktalı IFFT dönüşümü, $\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$, uygulanır. DCO-OFDM yönteminde olduğu gibi IFFT sonucunda oluşan çift kutuplu gerçel zaman sinyali, $\mathbf{x}_f \in \mathbb{R}^N$, seri hale getirildikten sonra CP eklenir. M -QAM modülasyonu kullanıldığı varsayıldığında, ACO-OFDM için



Şekil 29. VLC’deki geleneksel FFT tabanlı ACO-OFDM yönteminin blok şeması

spektral verimlilik;

$$\eta_{ACO} = \frac{(N/4) \log_2 M}{N + N_{CP}} \text{ bits/s/Hz}, \quad (63)$$

şeklinde ifade edilebilir. DAC'den geçirilerek elde edilen zaman sinyalinin, $x(t)$, tek kutuplu hale getirilmesi için negatif olan kısımları;

$$x_{ACO}(t) = \max \{x(t), 0\}, \quad (64)$$

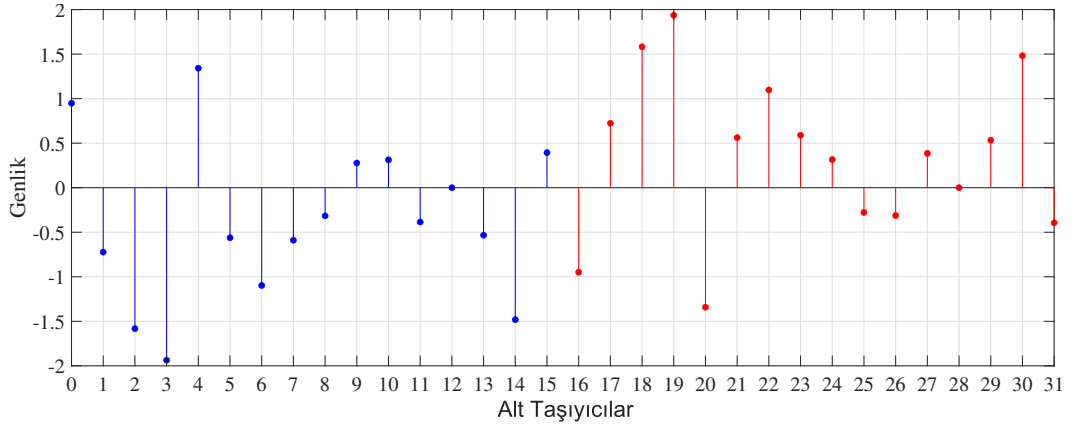
şeklinde sıfırda kırılmaktadır. Bu işlem, her negatif bileşenin sinyal içerisindeki pozitif bir eşinin;

$$x_{f_m} = -x_{f_{(m+\frac{N}{2})}}, \quad \forall m \in \{0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1\}, \quad (65)$$

bulunmasından ötürü herhangi bir veri kaybına yol açmamaktadır. Bu durum Şekil 30'da gösterilmiştir ve denklem (66)'de ifade edildiği gibi kanıtlanabilmektedir.

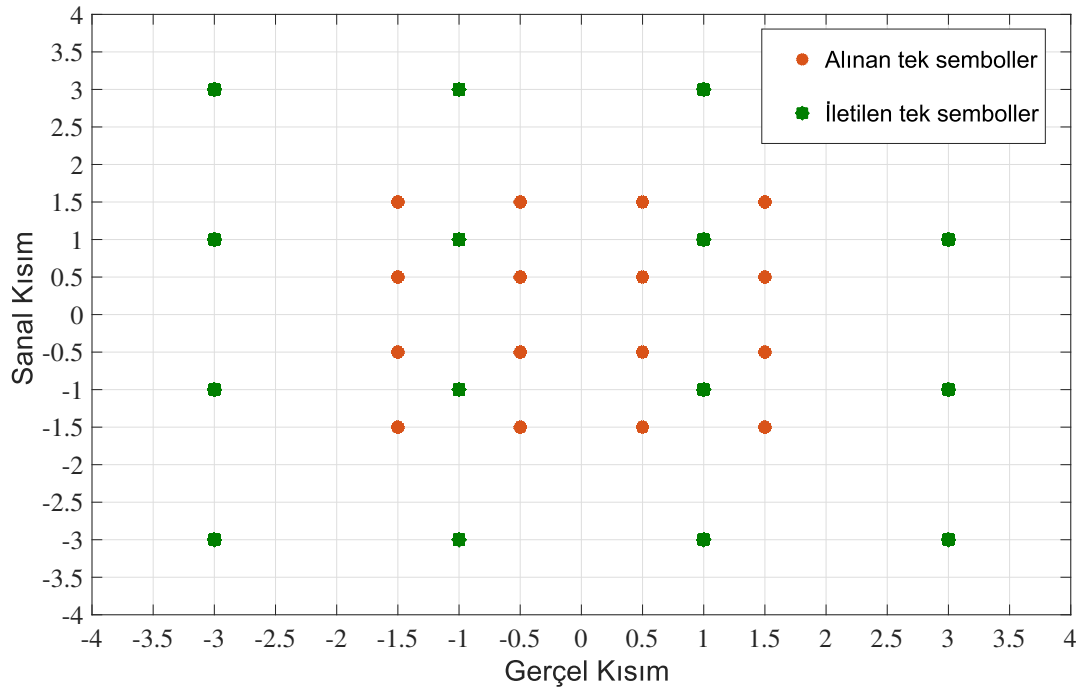
$$\begin{aligned} x_{f_{(m+\frac{N}{2})}} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{(m+\frac{N}{2})}{N} k} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2k+1} e^{j2\pi \frac{(m+\frac{N}{2})}{N} (2k+1)} + \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2k} e^{j2\pi \frac{(m+\frac{N}{2})}{N} 2k} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2k+1} e^{j2\pi \frac{(m+\frac{N}{2})}{N} (2k+1)} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2k+1} e^{j2\pi \frac{m}{N} (2k+1)} e^{j2\pi \frac{N}{N} (2k+1)} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2k+1} e^{j2\pi \frac{m}{N} (2k+1)} e^{j\pi (2k+1)} \right) \\ &= - \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2k+1} e^{j2\pi \frac{m}{N} (2k+1)} \right) = -x_{f_m} \end{aligned} \quad (66)$$

DCO-OFDM yapısında olduğu gibi, alıcıya ulaşan optik sinyal, PD aracılığıyla analog elektrik sinyaline dönüştürülür. Bu dönüşümün ardından, ADC ile sinyal sayısallaştırılır ve ardından CP kısmı çıkarılır. Daha sonra elde edilen sinyale, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$, denklem (58)'de olduğu gibi N noktalı FFT, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times N}$, uygulanır. Bu dönüşüm sonucunda elde edilen sembollerin genlik değeri, denklem (67)'de gösterildiği üzere, orijinal sembol genliklerinin tam yarısı kadar bir değere sahip olmaktadır. Bu durum (elde edilen sembollerin genlik



Şekil 30. (x_{f_m}) sembollerinin dizilimi, $(N = 32)$

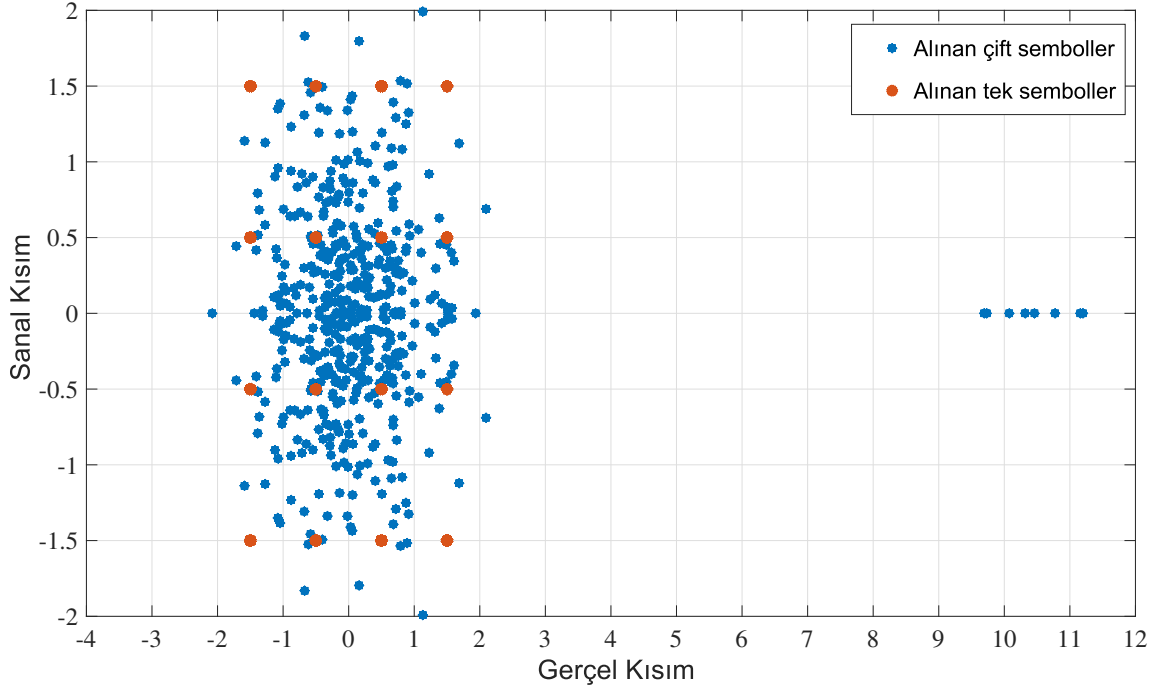
değerlerinin yarıya düştüğü) Şekil 31’de gösterilmiştir. Demodülasyon işlemine başlamadan önce, bu sembollerin genlik değerleri iki katına çıkarılır ve sonrasında demodülasyon işlemi uygulanarak iletilen veri geri elde edilir.



Şekil 31. ACO-OFDM yönteminde tek sembollerin, x_{2k+1} , değerleri, $(N = 32)$

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_{2k+1} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} \tilde{x}_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{x}_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} + \sum_{m=\frac{N}{2}}^{N-1} \tilde{x}_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{x}_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} + \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{x}_{f_{(m+\frac{N}{2})}} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} (m+\frac{N}{2})} \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{x}_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} - \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{x}_{f_{(m+\frac{N}{2})}} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} (\tilde{x}_{f_m} - \tilde{x}_{f_{(m+\frac{N}{2})}}) e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(\frac{x_{f_m} - x_{f_{(m+\frac{N}{2})}}}{2} \right) e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} \right) \\
&= \frac{1}{2\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} - \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{f_{(m+\frac{N}{2})}} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} \right) \\
&= \frac{1}{2\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} + \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{f_{(m+\frac{N}{2})}} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} (m+\frac{N}{2})} \right) \\
&= \frac{1}{2\sqrt{N}} \left(\sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} + \sum_{m=\frac{N}{2}}^{N-1} x_{f_m} e^{-j2\pi \frac{(2k+1)}{N} m} \right) = \frac{x_{2k+1}}{2}
\end{aligned} \tag{67}$$

Şekil 32’de verildiği üzere ACO-OFDM yönteminde IFFT sonucu oluşan negatif sembollerin sıfırda kırılmasından dolayı oluşan kırpma gürültüsü sadece boş bırakılan çift taşıyıcıların üzerine düşerken DCO-OFDM de kırpma gürültüsü veri taşıması için kullanılan taşıyıcıların hepsini etkilemektedir (Şekil 28). ACO-OFDM’de modüle edilmiş veride kırpmadan dolayı bozulma olmasa da elektrik gücün yarısı veri iletimi için kullanılan tek taşıyıcılar tarafından kullanılırken, diğer yarısı ise kırpma gürültüsünden kurtulmak için boş bırakılan çift taşıyıcılar üzerine düşmektedir. Ayrıca, çift taşıyıcıların boş bırakılması spektral verimliliği de negatif etkilemektedir. Veri hızı olarak karşılaştırma yapıldığında ise, DCO-OFDM bilgi taşımak için $\frac{N}{2}$ taşıyıcı kullanırken ACO-OFDM de $\frac{N}{4}$ taşıyıcı kullanılır.



Şekil 32. ACO-OFDM’de alınan semboller, $\tilde{s}_n$

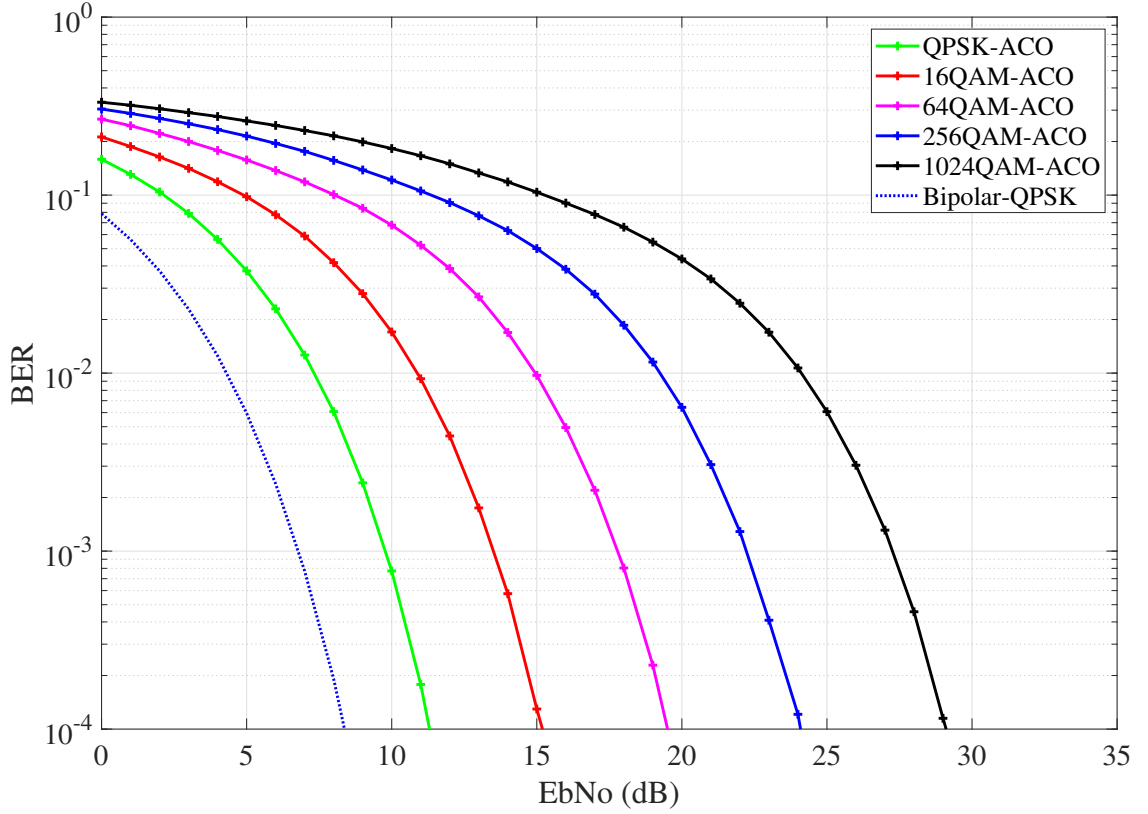
Bu durum aynı modülasyon büyüklükleri için DCO-OFDM tekniğinin iki kat daha fazla bit iletim hızına sahip olması manasına gelmektedir. Bit oranları;

$$R_{DCO-OFDM} = \left(\frac{\frac{N}{2} - 1}{N + N_{cp}} \right) B \log_2 M \frac{bit}{s}, \quad (68)$$

$$R_{ACO-OFDM} = \left(\frac{\frac{N}{4} - 1}{N + N_{cp}} \right) B \log_2 M \frac{bit}{s}, \quad (69)$$

şeklinde formüle edilebilir. Burada, N alt taşıyıcı sayısı, N_{cp} eklenen CP sayısı, B bant genişliği, ve M ise modülasyon büyüklüğünü ifade etmektedir.

Şekil 33’de farklı modülasyon seviyeleri için ACO-OFDM yönteminin BER performansı verilmiştir. Grafikten anlaşılacağı üzere, tek kutuplu QPSK (Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama - Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)), çift kutuplu (bipolar) QPSK modülasyonuna göre 3 dB daha fazla güce ihtiyaç duymaktadır. Bu durum, daha önce belirtildiği gibi, tek kutuplu sinyal elde etmek için boş bırakılan $N/2$ adet çift taşıyıcı ile açıklanabilir. ACO-OFDM yönteminin güç verimliliğinin daha yüksek olduğu, Şekil 27’de verilen DCO-OFDM BER performans grafiği ile karşılaştırıldığında görülmektedir. Ayrıca, belirtilmelidir ki yapılan çalışmalarda modülasyon seviyesi 1024-QAM ve üzerine çıktığında DCO-OFDM yönteminin daha az güce ihtiyaç duyduğu gösterilmiştir [85].



Şekil 33. ACO-OFDM'in farklı modülasyon seviyeleri için BER performansı

1.3.5. Hızlı Optik OFDM (FOFDM)

OFDM tekniğinin spektral verimlilik ve ISI'ya karşı dayanıklılık gibi avantajları, optik kablosuz iletişimde tercih edilmesinde önemli bir rol oynamıştır. Bu avantajlara ek olarak, alt taşıyıcılar arasındaki boşluğu daha da azaltarak bant genişliği verimliliğini artırmak mümkündür. Bu amaçla ve rekabetçi bir çözüm olarak hızlı optik OFDM (Fast OFDM, (FOFDM)) önerilmiştir [88]. FOFDM, genel sistem performansından ödün vermeden gerçel sinyal işleme yöntemlerini kullanarak hesaplama karmaşıklığını azaltır ve alıcı-verici bileşen maliyetini düşürmektedir.

Geleneksel optik OFDM yönteminden farklı olarak, FOFDM yönteminde, OFDM yapısında DFT dönüşümü yerine ayrık Kosinüs dönüşümü (Discrete Cosine Transform, (DCT)) ya da ayrık Sinüs dönüşümü (Discrete Sine Transform, (DST)) gibi gerçel ayrık Trigonometrik dönüşümler (Discrete Trigonometric Transform, (DTT)) kullanılmaktadır. Gerçel dönüşümlerin ve gerçel modülasyon yöntemlerinin kullanımı, geleneksel VLC yapısındaki Hermitian simetri gerekliliğini ortadan kaldırmaktadır. Literatürde FOFDM

olarak da adlandırılan DCT tabanlı optik OFDM, IM/DD optik iletim sistemleri için de araştırılmıştır [89–91]. FOFDM sistemlerinde komşu alt taşıyıcıların aralığı, DFT tabanlı OFDM yönteminin yarısı kadar yani alt taşıyıcı başına sembol oranının yarısı kadardır [92]. DCT dönüşümünün alt taşıyıcıların dalga formları

$$d_n(t) = \Pi(t) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_n t) \quad (70)$$

şeklinde ifade edilebilir [93] ve aralarındaki korelasyon;

$$\begin{aligned} \sigma &= \int_0^{T_s} d_{(n+1)} d_n dt \\ &= \int_0^{T_s} \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_{(n+1)} t) \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_n t) dt \\ &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{1}{2} [\cos(2\pi(f_{(n+1)} - f_n)t) + \cos(2\pi(f_{(n+1)} + f_n)t)] dt \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2\pi(f_{(n+1)} - f_n)} \sin(2\pi(f_{(n+1)} - f_n)t) + \frac{1}{2\pi(f_{(n+1)} + f_n)} \sin(2\pi(f_{(n+1)} + f_n)t) \right]_0^{T_s} \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2\pi(f_{(n+1)} - f_n)} \sin(2\pi(f_{(n+1)} - f_n)T_s) + \frac{1}{2\pi(f_{(n+1)} + f_n)} \sin(2\pi(f_{(n+1)} + f_n)T_s) - 0 \right] \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2\pi(f_{(n+1)} - f_n)} \sin(2\pi(f_{(n+1)} - f_n)T_s) + \frac{1}{2\pi(f_{(n+1)} + f_n)} \sin(2\pi(f_{(n+1)} + f_n)T_s) \right] \quad (71) \end{aligned}$$

şekilde ifade edilebilir ve alt taşıyıcı frekansları arasındaki fark, $f_{(n+1)} - f_n = \frac{1}{2T_s}$, şekilde seçilir ise korelasyon sıfıra eşit ($\sigma = 0$) olur.

FOFDM, kanal tahmininde gelişmiş bir sistem performansı sergiler ve frekans kaymasına karşı sağlamlık göstermektedir [94–96]. Bu durum gelişmiş enerji sıkıştırma özelliğinden kaynaklanmaktadır [97]. Geleneksel optik OFDM ile karşılaştırıldığında, FOFDM yöntemi gerçel bir sinyal elde edilebilmesi için Hermitian simetri gerekliliğine ihtiyaç duymamaktadır. Ayrıca, DCT için yapılan toplama ve çarpma işlemleri sayısı, DFT dönüşümüne kıyasla daha az olduğu için daha düşük hesaplama karmaşıklığı sağlamaktadır. DCT dönüşümünün yanı sıra optik OFDM yönteminde kullanılabilecek başka bir gerçel trigonometrik dönüşüm olan DST, bir dizi dik ayırık sinüs baz fonksiyonu tarafından tanımlanan ve tersi alınabilir bir dönüşüm yöntemidir [98].

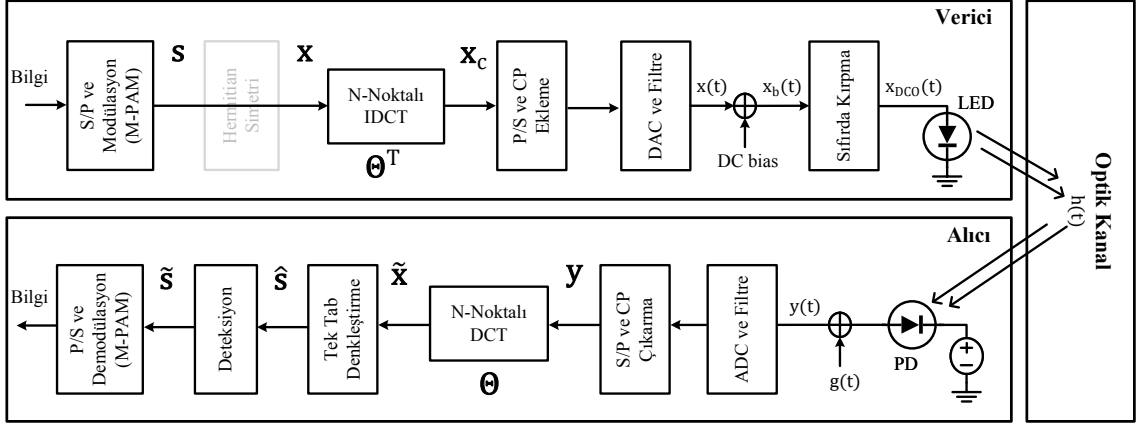
DTT, gerçel değerli elemanlardan oluşan bir matematiksel dönüşüm sınıfını temsil etmektedir ve OFDM yapısında kompleks değerli DFT yerine kullanılması literatürde önerilmiştir [93, 99–104]. VLC sistemlerinde kullanılan OFDM yapısında, DFT yerine DTT

kullanılması ve kompleks tabanlı modülasyon yerine gerçel tabanlı modülasyon kullanılması, gerçel değerli semboller üretmek için uygulanan Hermitian simetri gerekliliğini ortadan kaldırmaktadır. Çünkü DTT dönüşümü giriş verileri gerçel değerli olduğunda gerçel değerli çıktılar üretmektedir. Hermitian simetri zorunluluğunun ortadan kalkmasıyla DTT kullanan OFDM sistemleri, DFT kullanan OFDM kullanan sistemlere göre iki kat daha fazla taşıyıcı kullanabilir. Aynı zamanda karmaşık değerli modülasyon yöntemleri (QAM) yerine daha basit bir yapıya sahip olan gerçel değerli modülasyon teknikleri (PAM) kullanılır ve böylece iletişim sisteminin karmaşıklığı azaltılır. DCT ve DST gibi dönüşüm yöntemleri, DTT tekniklerinin temelini oluşturur ve bu matematiksel dönüşümler, görüntü işleme uygulamalarında [105], bilgi sıkıştırma tekniklerinde [106] ve iletişim sistemlerinde [107] yaygın olarak kullanılır.

Geleneksel DFT tabanlı OFDM sistemlerinde, iletilen dizilerinin periyodik bir uzantısı olan CP kullanımı, iletilen sinyallerinin ve kanalın doğrusal katlama işlemini dairesel katlama işlemine dönüştürür ve her alt taşıyıcı için tek-tab denkleştirici kullanımına olanak sağlamaktadır. DCT dönüşümü kullanılan OFDM sistemlerinde, DFT dönüşüm de olduğu gibi dairesel kaydırma özelliği olmadığından dolayı dairesel katlamanın sağladığı tek-tab denkleştirme özelliği doğrudan kullanılamaz. DCT tabanlı OFDM sistemlerinde dairesel katlama kullanabilmek için iletilen sinyalin simetrisinin eklenmesi, döngüsel ön-ek (CP) kullanılması ve kanalın simetrik olması gerekmektedir [108]. Bu şartlar altında, tek-tab denkleştirici, DCT tabanlı OFDM yapısında kullanılabilir.

1.3.6. Düz Sönümleme Kanal Altında DCO-FOFDM

VLC sistemlerinde, DCT tabanlı OFDM, hızlı OFDM (Fast OFDM, FOFDM) olarak adlandırılmaktadır [91] ve detaylı blok şeması Şekil 34’de verilmiştir. N alt taşıyıcılı bir OFDM bloğunun kullanıldığı varsayıldığında, bu teknik ile $N - 1$ adet alt taşıyıcı bilgi taşımak için kullanılabilir. Öncelikle seri olarak gelen bilgi paralel hale dönüştürülür ve daha sonra gerçel tabanlı modülasyon (M -PAM) kullanılarak $N - 1$ adet gerçel değerli sembol, $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T \in \mathbb{R}^{N-1}$, elde edilecek şekilde modüle edilir. Hermitian simetri gereksinimi olmaksızın, ters ayırık Kosinüs dönüşümü (Inverse Discrete Cosine Transform, (IDCT)), $\mathbf{\Theta}^T \in \mathbb{R}^{N \times N}$, ile gerçel değerli çıkış sinyali, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^N$, elde edilebilir. N noktalı



Şekil 34. Düz sönmüleme kanalı için DCO-FOFDM yönteminin blok şeması

IDCT dönüşümü, tek boyutlu modülasyon sembollerinden oluşan giriş sinyaline, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$,

$$\mathbf{x} = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T, \quad (72)$$

uygulandığında;

$$\mathbf{x}_c = \Theta^T \mathbf{x}, \quad (73)$$

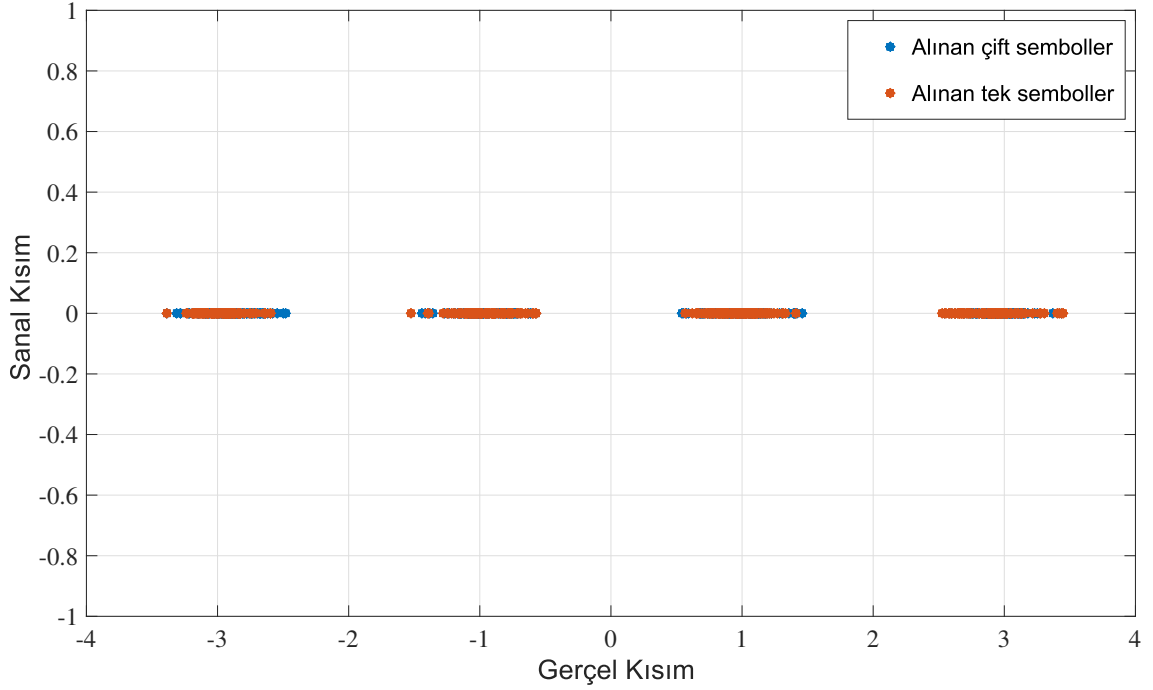
VLC sistemlerindeki gerçel değerli sinyal gereksinimi karşılanmış olunur. Ayrıca ilk alt taşıyıcıda DC ön-görelim toplandığından, boş bırakılması ($x_0 = 0$) gerekmektedir. Burada, DCT matrisi, $\Theta = (\theta_{k,l})_{0 \leq k,l \leq N-1}$ olarak tanımlanır ve $\theta_{k,l}$, $\Theta \in \mathbb{R}^{N \times N}$ matrisindeki her bir (k, l) elemanı;

$$\theta_{k,l} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}}, & k = 0 \\ \sqrt{\frac{1}{N}} \cos \left[\frac{\pi(2l+1)k}{2N} \right], & k = 1, \dots, N-1, \end{cases} \quad (74)$$

şekilde ifade edilir. Ayrıca $\Theta \in \mathbb{R}^{N \times N}$ matrisinin ayrıntılı gösterimi aşağıda verilmiştir:

$$\Theta = \sqrt{\frac{1}{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \cos\left(\frac{\pi}{2N}\right) & \cos\left(\frac{3\pi}{2N}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(2N-1)\pi}{2N}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{2N}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{2N}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(4N-2)\pi}{2N}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos\left(\frac{(N-1)\pi}{2N}\right) & \cos\left(\frac{3(N-1)\pi}{2N}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(2N-1)(N-1)\pi}{2N}\right) \end{bmatrix}. \quad (75)$$

Daha sonra, IDCT dönüşümü sonucunda elde edilen sinyale, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^N$, CIR tap sayısından daha az olmamak üzere ayarlanan CP, N_{CP} , eklendiği varsayılmaktadır. M-PAM mod-



Şekil 35. DCO-FOFDM’de alınan semboller, $\tilde{s}_n$

ülasyonu kullanıldığı varsayıldığında, DCO-FOFDM için spektral verimlilik;

$$\eta_{DCO-FOFDM} = \frac{(N-1) \log_2 M}{N + N_{CP}} \text{ bits/s/Hz}, \quad (76)$$

şeklinde ifade edilebilir. Daha sonra semboller seri bir sıraya dönüştürülür ve DAC’e gönderilir. DFT tabanlı DCO-OFDM yönteminde olduğu gibi elde edilen gerçel işaretin negatif bileşenlerini ortadan kaldırmak için dönüştürülen elektrik sinyaline, $x(t)$, denklem 49’de gösterildiği gibi bir DC-bias, B_{DC} , eklenir. Bu işlem sonucunda kalan negatif bileşenler, denklem (50)’de belirtildiği gibi sıfır seviyesinde kırılır. Ayrıca, Şekil 35’den de anlaşılacağı üzere DCO-FOFDM tekniğinde bütün alt taşıyıcılar bilgi taşımak için kullanılır ve kırpmadan dolayı oluşan gürültü bütün alt taşıyıcıların üzerine düşmektedir. Daha sonra optik kanaldan, $h(t)$, geçen işaret, $x_{DCO}(t)$, alıcıda PD aracılığıyla analog elektrik sinyaline, $y(t)$;

$$y(t) = h(t) \otimes Rx_{DCO}(t) + g(t), \quad (77)$$

dönüştürülür.

Optik kanaldan geçtikten sonra, iletilen görünür ışık işareti bir PD tarafından yakalanır ve ardından alıcıda bir analog elektrik işareline dönüştürülür; ve daha sonra sırasıyla bir ADC işareti dijitale dönüştürmek için kullanılır, sinyalden CP çıkarılır ve veri seriden paralele

(S/P) dönüştürülür. Bu yöntem, yalnızca kanalın düz sönümlü olduğu varsayımı altında çalışmaktadır. Alınan $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$ sinyali;

$$\mathbf{y} = h\mathbf{x}_c + \mathbf{g}, \quad (78)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada, h düz sönümlü (tek-tablı) kanalı temsil etmektedir. $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^N \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma_g^2 \mathbf{I}_N)$, alıcıdaki ısı ve atış gürültüsünü modellediği kabul edilmektedir. $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^N$ öğeleri, N noktalı DCT, $\Theta \in \mathbb{R}^{N \times N}$ uygulayarak temin edilebilir;

$$\tilde{\mathbf{x}} = \Theta \mathbf{y} = \Theta (h\mathbf{x}_c + \mathbf{g}) = \Theta \left(h \left(\Theta^T \mathbf{x} \right) + \mathbf{g} \right) = \Lambda_h \mathbf{x} + \Theta \mathbf{g}. \quad (79)$$

Burada $\Lambda_h \in \mathbb{C}^{N \times N} = h\mathbf{I}_N$ şekilde ifade edilebilir. Tek-tab denkleştirici kullanılarak elde edilen olan semboller, $\hat{\mathbf{s}} \in \mathbb{R}^{N-1}$,

$$\hat{s}_n = \frac{\tilde{x}_{n+1}}{\Lambda_{n+1, n+1}}, \quad (80)$$

şekilde hesaplanır. Burada $n \in \{0, 1, 2, \dots, (N-1)\}$ ve iletilen $N-1$ sembolünün kestirimi $\hat{\mathbf{s}}$ dizisinde saklanır. Alıcı, en büyük olasılık kodlaması (MLD) kullanarak iletilen n . sembol, s_n ;

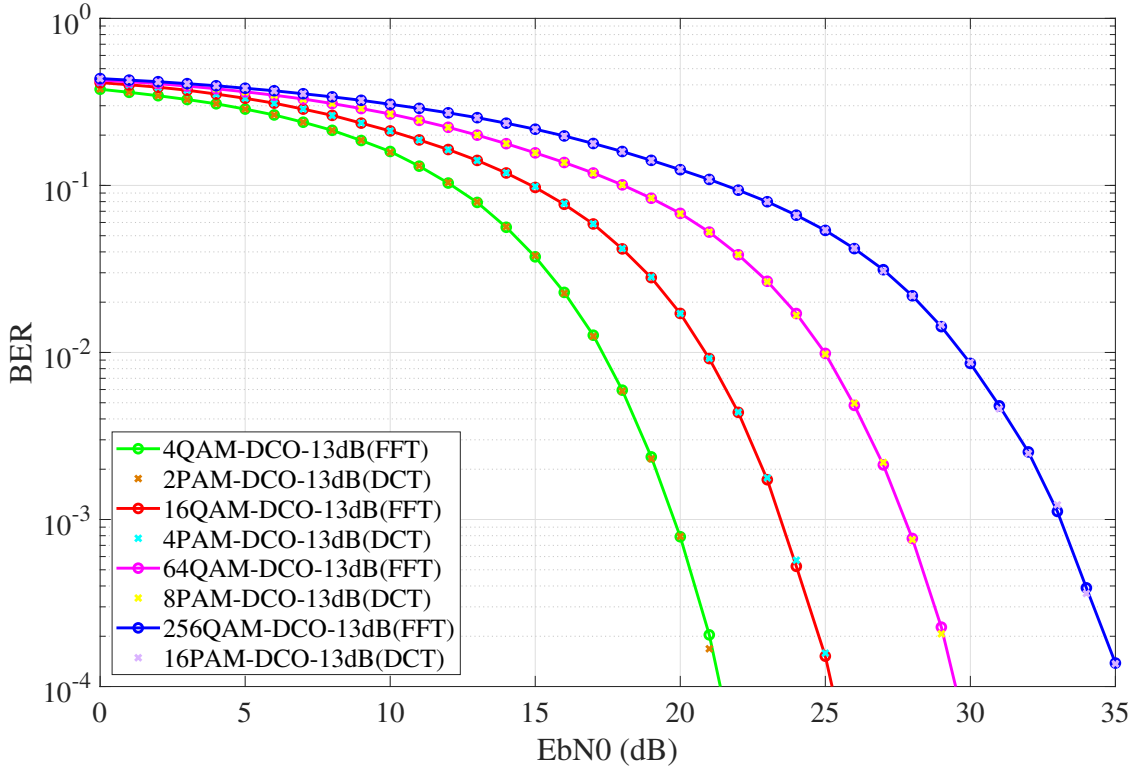
$$\tilde{s}_n = \arg \min_{p_i} (|\hat{s}_n - p_i|^2), \quad (81)$$

hakkında karar verebilir. Burada p_i , P -PAM takımyıldız noktalarından birini temsil eder ($i \in \{0, 1, \dots, P-1\}$) ve $\hat{s}_n$ tespit edilen sembollerin n . ögesini belirtir. Son olarak, bu semboller demodüle edilerek iletilen bilgi geri elde edilir.

Şekil 36'da verilen BER performans grafiklerini incelediğimizde, geleneksel DFT tabanlı DCO-OFDM ile DCT tabanlı DCO-FOFDM karşılaştırıldığında, DFT tabanlı M -QAM DCO-OFDM yönteminin BER performansı, DCT tabanlı $\sqrt{M}$ -PAM DCO-FOFDM kullanılarak sağlanmıştır. Bu simulasyon için 13 dB, DC-bias değeri olarak seçilmiştir.

Bu yöntemde denklem (74)'de verilen DCT matrisi yerine denklem (82)'de tanımlanan DST matrisi de kullanılabilir. DST matrisi, $\Phi = (\phi_{k,l})_{0 \leq k, l \leq N-1}$ olarak tanımlanır ve $\phi_{(k,l)}$, $\Phi \in \mathbb{R}^{N \times N}$ matrisinin her bir (k, l) elemanını ifade eder ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\phi_{(k,l)} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}}, & k = N-1 \\ \sqrt{\frac{1}{N}} \sin \left[\frac{\pi(2l+1)(k+1)}{2N} \right], & k = 0, \dots, N-2. \end{cases} \quad (82)$$



Şekil 36. DCO-OFDM ve DCO-FOFDM yöntemlerinin BER performansı

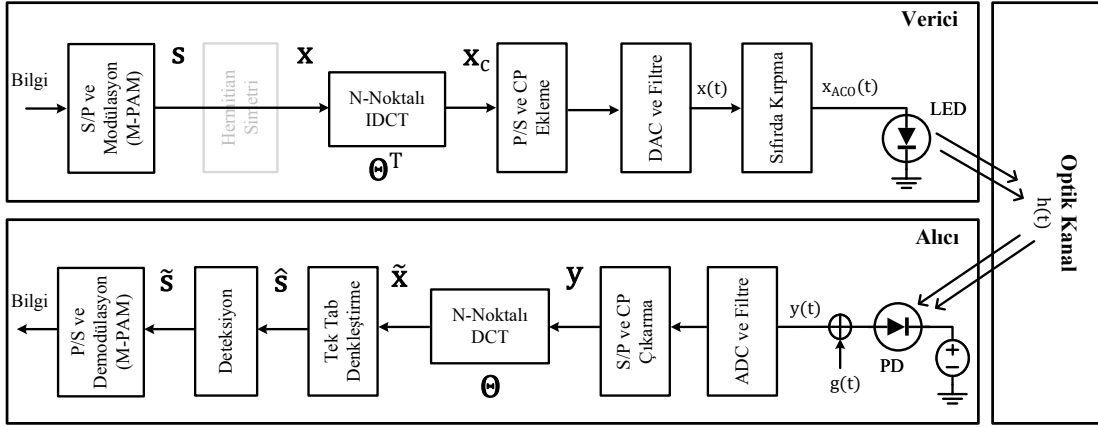
Ayrıca $\Phi \in \mathbb{R}^{N \times N}$ matrisinin ayrıntılı gösterimi aşağıda verilmiştir:

$$\Phi = \sqrt{\frac{1}{N}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) & \sin\left(\frac{3\pi}{2N}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(2N-1)\pi}{2N}\right) \\ \sin\left(\frac{2\pi}{2N}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{2N}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(4N-2)\pi}{2N}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin\left(\frac{(N-1)\pi}{2N}\right) & \sin\left(\frac{(3N-3)\pi}{2N}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(2N-1)(N-1)\pi}{2N}\right) \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (83)$$

Ek olarak, ters ayrık Sinüs dönüşümü (Inverse Discrete Sine Transform, (IDST)) ise $\Phi^T \in \mathbb{R}^{N \times N}$ şeklinde ifade edilebilir.

1.3.7. Düz Sönümleme Kanal Altında ACO-FOFDM

Şekil 37’de verilen ACO-FOFDM blok şeması incelendiğinde, Şekil 29’da verilen geleneksel DFT tabanlı ACO-OFDM yapısından farklı olarak, verici tarafında Hermitian simetri gereksiniminin ortadan kalktığı görülmektedir. N alt taşıyıcılı bir OFDM bloğunun kullanıldığı varsayıldığında, iletilmek istenen seri haldeki bilgi paralel hale getirildikten



Şekil 37. Düz sönmleme kanalı için ACO-FOFDM yönteminin blok şeması

sonra, $\frac{N}{2}$ adet gerçel değerli M -PAM sembolüne, $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-2)}, s_{(\frac{N}{2}-1)}]^T \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2})}$, modüle edilir. DCO-FOFDM yönteminde olduğu gibi, denklem (84)'de verilen giriş sinyali, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$, IDCT dönüşümü, $\Theta^T \in \mathbb{R}^{N \times N}$, uygulandıktan sonra gerçel değerli çıkış sinyali, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^N$, elde edilir. ACO-FOFDM tekniğinde sadece tek alt taşıyıcılar veri iletiminde kullanıldığından IDCT giriş sinyali, $\mathbf{x}$;

$$\mathbf{x} = \left[0, s_0, 0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-2)}, 0, s_{(\frac{N}{2}-1)} \right]^T, \quad (84)$$

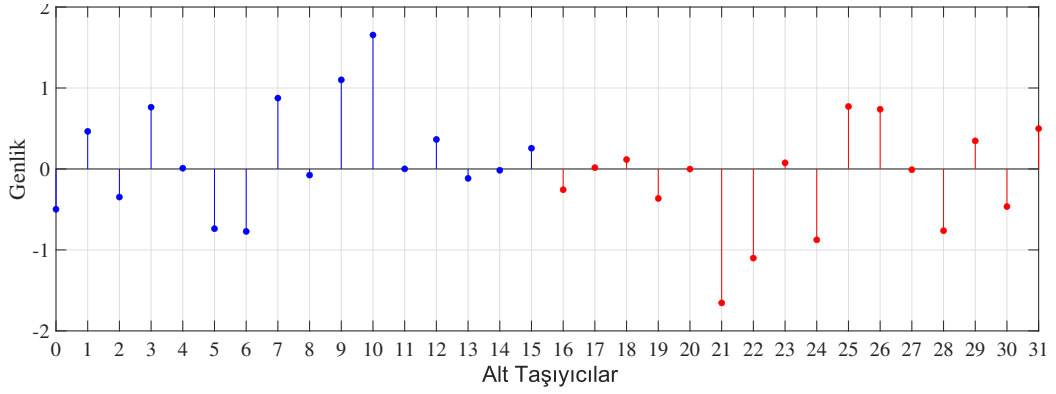
şekilde ifade edilir. Daha sonra bu sembollere denklem (73)'de verildiği gibi N noktalı IDCT dönüşümü, $\Theta^T \in \mathbb{R}^{N \times N}$, uygulanır. Elde edilen gerçel zaman sinyali, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^N$, seri hale getirildikten sonra CP eklenir. M seviye PAM modülasyonu kullanıldığı varsayıldığında, ACO-FOFDM için spektral verimlilik;

$$\eta_{ACO-FOFDM} = \frac{(N/2) \log_2 M}{N + N_{CP}} \text{ bits/s/Hz}, \quad (85)$$

şeklinde ifade edilebilir. DAC'den geçirilerek elde edilen zaman sinyalinin, $x(t)$, tek kutuplu hale getirilmesi için negatif olan kısımları denklem (64)'de gösterildiği gibi sıfırda kırılır. Bu işlem sonucunda da geleneksel ACO-OFDM yönteminde olduğu gibi, her negatif bileşenin sinyal içerisindeki pozitif eşinin;

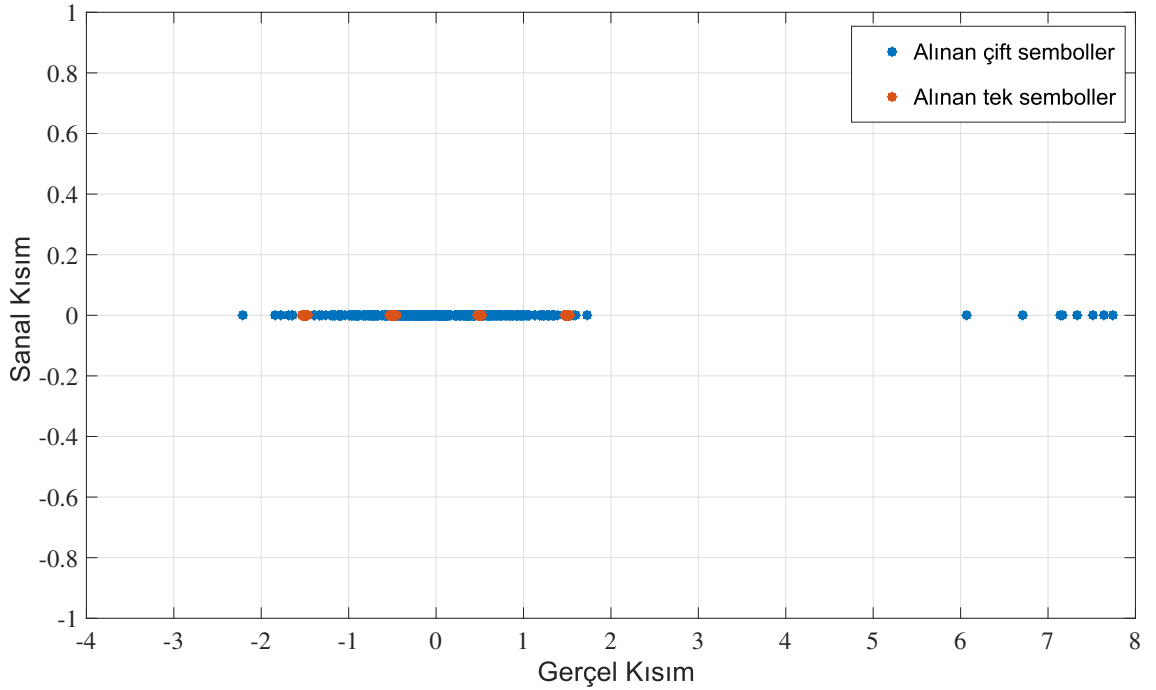
$$x_{cm} = -x_{c(N-1-m)}, \quad \forall m \in \{0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1\}, \quad (86)$$

bulunmasından ötürü herhangi bir veri kaybına yol açmamaktadır. Bu durum Şekil 38'de gösterilmiştir.



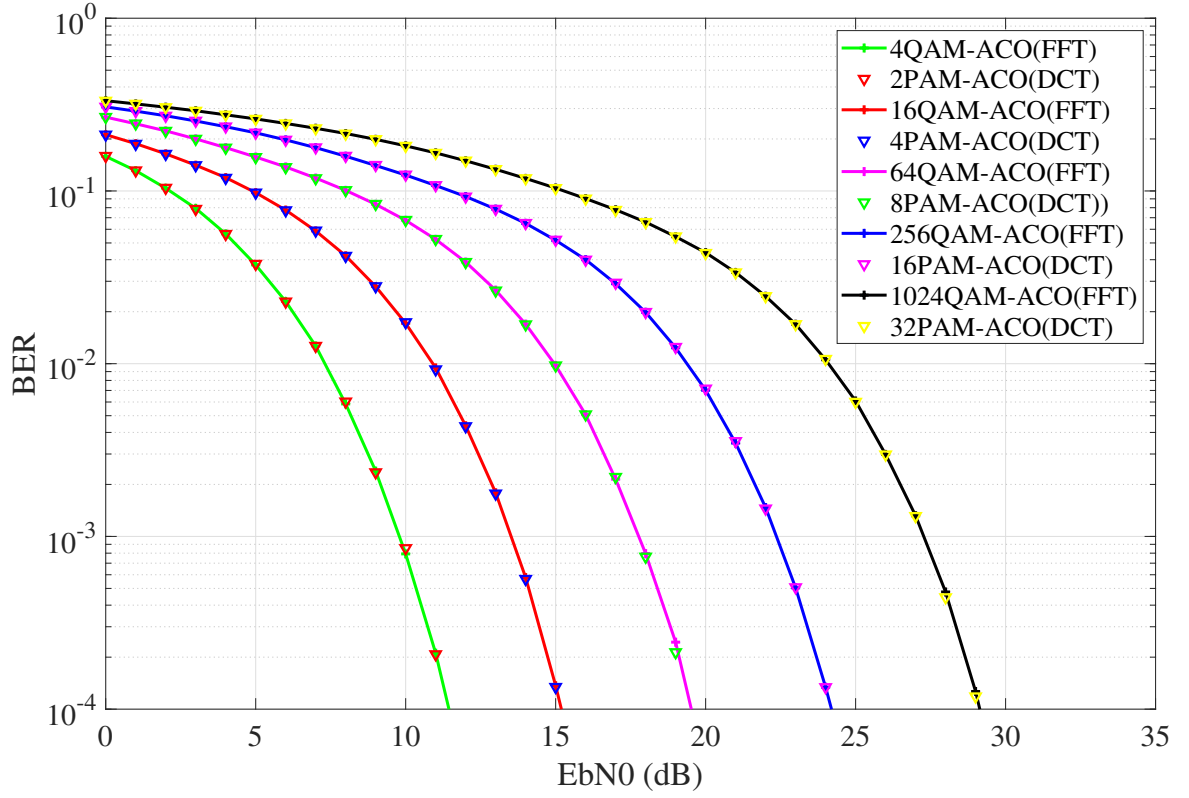
Şekil 38. (x_{cm}) sembollerinin dizilimi, $(N = 32)$

Alıcıya ulaşan optik sinyal, PD aracılığıyla analog elektrik sinyaline dönüştürülür. Bu dönüşümün ardından, ADC ile sinyal sayısallaştırılır ve ardından CP kısmı çıkarılır. Daha sonra elde edilen sinyal, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$, denklem (78)'de olduğu gibi ifade edilebilir. Bu yöntem sonucunda da elde edilen tek sembollerin genlik değeri, orijinal sembollerin genlik değerlerinin tam yarısı kadar olacaktır ve Şekil 39'da gösterildiği üzere kırpma gürültüsü geleneksel ACO-OFDM'de olduğu gibi sadece çift taşıyıcıların üzerine düşmektedir.



Şekil 39. ACO-FOFDM'de alınan semboller, $\tilde{s}_n$

Şekil 40'da sunulan BER performans grafiklerini incelediğimizde, geleneksel ACO-OFDM ile ACO-FOFDM karşılaştırıldığında, DFT tabanlı M -QAM ACO-OFDM yönteminin



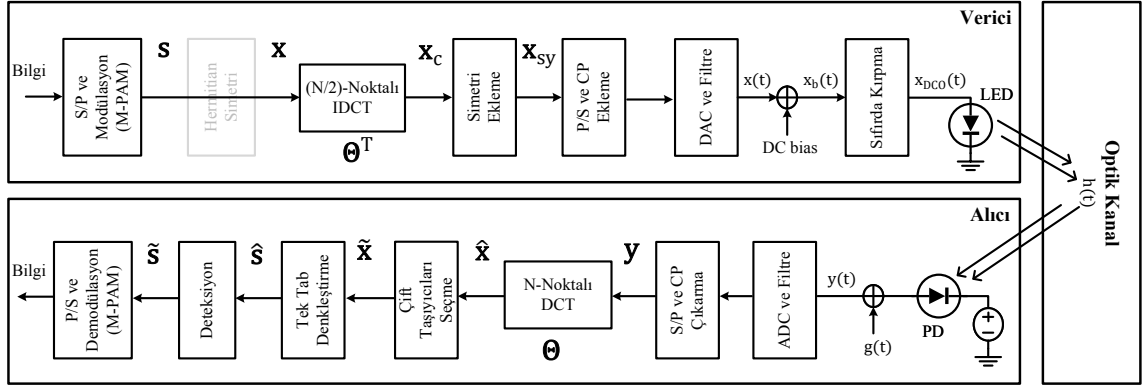
Şekil 40. ACO-OFDM ve ACO-FOFDM yöntemlerinin BER performansı

BER performansı, DCT tabanlı $\sqrt{M}$ -PAM ACO-FOFDM kullanılarak sağlanmıştır.

1.3.8. Frekans Seçici Kanal Altında DCO-FOFDM Yöntemleri

Frekans seçici kanal altında, DCT tabanlı dönüşümlerin kullanılamamasının temel sebebi, DCT dönüşümünün DFT dönüşümünde olduğu gibi dairesel katlama özelliğine sahip olmamasıdır. Bu durum, denkleştirme işlemini karmaşıktır ve kanalın simetrik olması gerekliliğini ortaya koymaktadır [109]. Bu duruma karşı literatürde önerilen iki temel yöntem bulunmaktadır: simetrik eklemeli FOFDM (Symmetrically Extended FOFDM, (SE-FOFDM)) [110] ve sıfır dolgulu FOFDM (Zero-Padded FOFDM, (ZP-FOFDM)) [108].

SE-FOFDM metodunun blok şeması Şekil 41’de verilmiştir. N alt taşıyıcılı bir OFDM bloğunun kullanıldığı varsayıldığında, bu teknik ile M -PAM modülasyon ile modüle edilmiş $(\frac{N}{2} - 1)$ adet sembol, $\mathbf{s} = \left[s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-3)}, s_{(\frac{N}{2}-2)} \right]^T \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2}-1}$, taşınabilir. IDCT giriş



Şekil 41. Frekans seçici kanal için SE-DCO-FOFDM blok şeması

sinyaline, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2}}$,

$$\mathbf{x} = \left[0, s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-3)}, s_{(\frac{N}{2}-2)} \right]^T, \quad (87)$$

$\frac{N}{2}$ noktalı IDCT dönüşümü, $\Theta^T \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}}$, uygulanır ve gerçel değerli çıkış sinyali, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2}}$,

$$\mathbf{x}_c = \Theta^T \mathbf{x}, \quad (88)$$

üretebilir. Düz sönümlemeli kanal için tasarlanan DCT tabanlı DCO-OFDM sisteminden farklı olarak, DC-bias eklenip LED ışık kaynağına iletilmeden önce $\mathbf{x}_c$ vektörünün sonuna, simetrik eşi eklenir. Böylece, iletme giden sinyal, $\mathbf{x}_{sy} \in \mathbb{R}^N$;

$$\mathbf{x}_{sy} = [x_{c0}, x_{c1}, \dots, x_{c(N-1)}, x_{c(N-1)}, \dots, x_{c0}, x_{c1}]^T \quad (89)$$

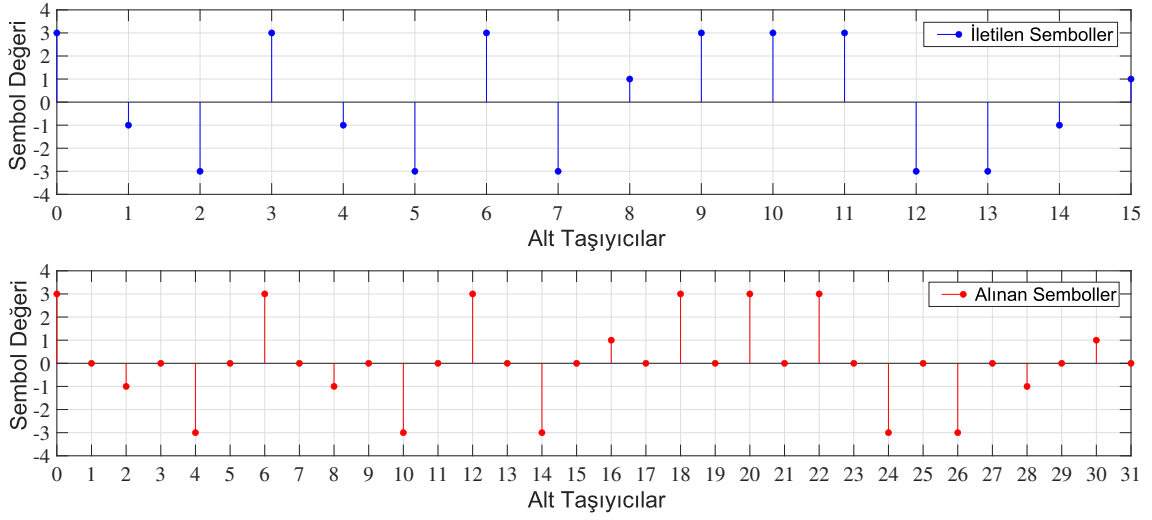
şeklinde ifade edilebilir.

Alıcıda N noktalı DCT, $\Theta \in \mathbb{R}^{N \times N}$, uygulanarak elde edilen sembollerin $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^N$, yalnızca çift sembollerinin bilgi taşıdığı ve tek sembollerinin ise sıfır olduğu, Şekil 42’de gösterilmiştir. Elde edilen sinyale;

$$\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^N = [\hat{x}_0, \hat{x}_2, \hat{x}_4, \dots, \hat{x}_{N-2}], \quad (90)$$

tek-tab denkleştirici uygulandıktan sonra kestirim ve demodülasyon işlemleri gerçekleştirilir.

Ayrıca, bu yöntemi IDCT/DCT çifti yerine diğer DTT yöntemi olan IDST/DST çifti kullanarak da uygulamak mümkündür. Denklem (87)’de verilen giriş sinyaline, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2}}$,



Şekil 42. IDCT/DCT tabanlı SE-FOFDM’de iletilen, $\mathbf{x}$ ve alınan semboller, $\hat{\mathbf{x}}$

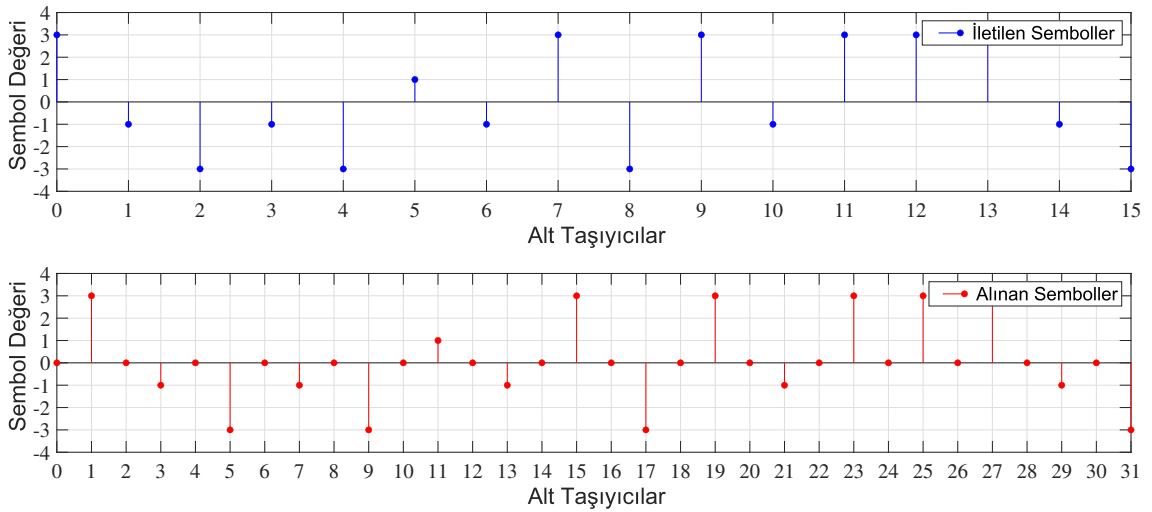
IDST dönüşümü, $\Phi^T \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}}$, uygulanır ve gerçel değerli çıkış sinyali, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2}}$,

$$\mathbf{x}_c = \Phi^T \mathbf{x}, \quad (91)$$

üretebilir. Daha sonra IDCT/DCT tabanlı SE-FOFDM yönteminden farklı olarak çıkış sinyali, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2}}$, negatif simetrik eşi eklenir. Böylece DC-bias eklenip LED ışık kaynağına iletimine giden sinyal, $\mathbf{x}_{sy} \in \mathbb{R}^N$;

$$\mathbf{x}_{sy} = [x_{c0}, x_{c1}, \dots, x_{c(N-1)}, -x_{c(N-1)}, \dots, -x_{c0}, -x_{c1}]^T \quad (92)$$

şeklinde ifade edilebilir. Alıcıda N noktalı DST, $\Phi \in \mathbb{R}^{N \times N}$, uygulanarak elde edilen



Şekil 43. IDST/DST tabanlı SE-FOFDM’de iletilen, $\mathbf{x}$ ve alınan semboller, $\hat{\mathbf{x}}$

sembollerin $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^N$, IDCT/DCT tabanlı SE-FOFDM yönteminden farklı olarak yalnızca tek sembollerinin bilgi taşıdığı ve çift sembollerinin ise sıfır olduğu, Şekil 43’de gösterilmiştir. Bu yöntemde, frekans seçici bir kanal ortamında tek-tab denkleştirici kullanmak için alt taşıyıcıların yarısının dairesel katlama özelliğini elde etmek için feda edildiği görülmektedir. Bu durumda, veri hızının yarıya düşmesi göze alınmıştır.

Literatürde bu duruma karşı önerilen yöntem, ZP-FOFDM yönteminin basitleştirilmiş blok şeması Şekil 44’de verilmiştir. N alt taşıyıcılı bir OFDM bloğunun kullanıldığı varsayıldığında, bu teknik ile M -PAM modülasyon ile modüle edilmiş $(N - 1)$ adet sembol taşınabilir. $(N - 1)$ adet gerçel değerli sembol, $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T \in \mathbb{R}^{N-1}$, IDCT giriş sinyali, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$,

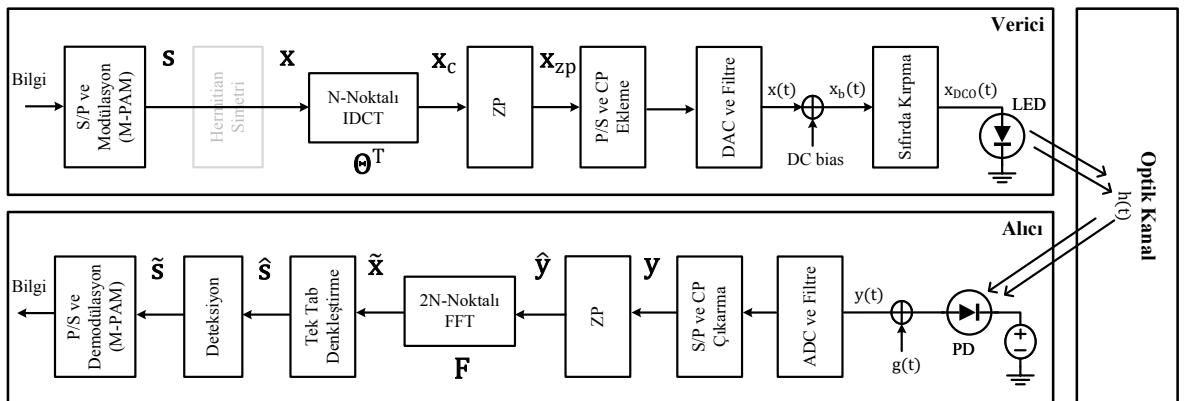
$$\mathbf{x} = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T, \quad (93)$$

olarak düzenlenir ve IDCT dönüşümü, $\Theta^T \in \mathbb{R}^{N \times N}$, ile denklem (88)’de verildiği gibi gerçel değerli çıkış sinyali, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^N$, üretebilir. Düz sönümlmeli kanal için tasarlanan DCT tabanlı DCO-OFDM sisteminden farklı olarak, DC-bias eklenip LED ışık kaynağına iletilmeden önce $\mathbf{x}_c$ vektörünün sonuna, kanal taban sayısından az olmamak kaydıyla sıfır eklenir. Frekans seçici kanalın ϑ -tablı olduğu varsayıldığında;

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, h_2, \dots, h_{\vartheta-1}]^T, \quad (94)$$

iletme giden sinyal;

$$\mathbf{x}_{zp} \in \mathbb{R}^{N+\vartheta} = [\mathbf{x}_c, \mathbf{0}_{\vartheta}]^T, \quad (95)$$



Şekil 44. Frekans seçici kanal için ZP-DCO-FOFDM blok şeması

şeklinde ifade edilir ve burada, $\mathbf{0}_\vartheta$, ϑ uzunluğundaki bir sıfır vektörünü temsil etmektedir.

Alınan $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{N+\vartheta}$ sinyalinin sonuna, $2N$ noktalı FFT, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{2N \times 2N}$, uygulanmadan önce $\mathbf{y}$ sinyalinin uzunluğunu $2N$ 'e tamamlamak için sonuna $(N - \vartheta)$ adet sıfır eklenir ve FFT giriş sinyali, $\hat{\mathbf{y}} \in \mathbb{R}^{2N}$, elde edilir;

$$\hat{\mathbf{y}} \in \mathbb{R}^{2N} = [\mathbf{y}, \mathbf{0}_{(N-\vartheta)}]^T. \quad (96)$$

Daha sonra FFT dönüşümü uygulanarak elde edilen sembollerin

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{y}}, \quad (97)$$

gerçel kısımlarının ilk ($\tilde{\mathbf{x}}_{0 \leq n \leq (N-1)}$) ya da ikinci ($\tilde{\mathbf{x}}_{N \leq n \leq (2N-1)}$) yarısı kullanılarak tek-tab denkleştirici ile semboller geri elde edilmektedir. Bu yöntemde, frekans seçici bir kanal ortamında her ne kadar alt taşıyıcıların tamamını kullanarak veri kaybının önüne geçilmiş olsa da, alıcıda $2N$ noktalı FFT kullanılması zorunluluğu sistemini karmaşık hale getirmiştir.

Bu yöntemin performans analizi, bir sonraki bölümde önerilen ve frekans seçici kanal koşullarında uygulanabilen FOFDM yöntemleri ile karşılaştırmalı olarak sunulacaktır.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

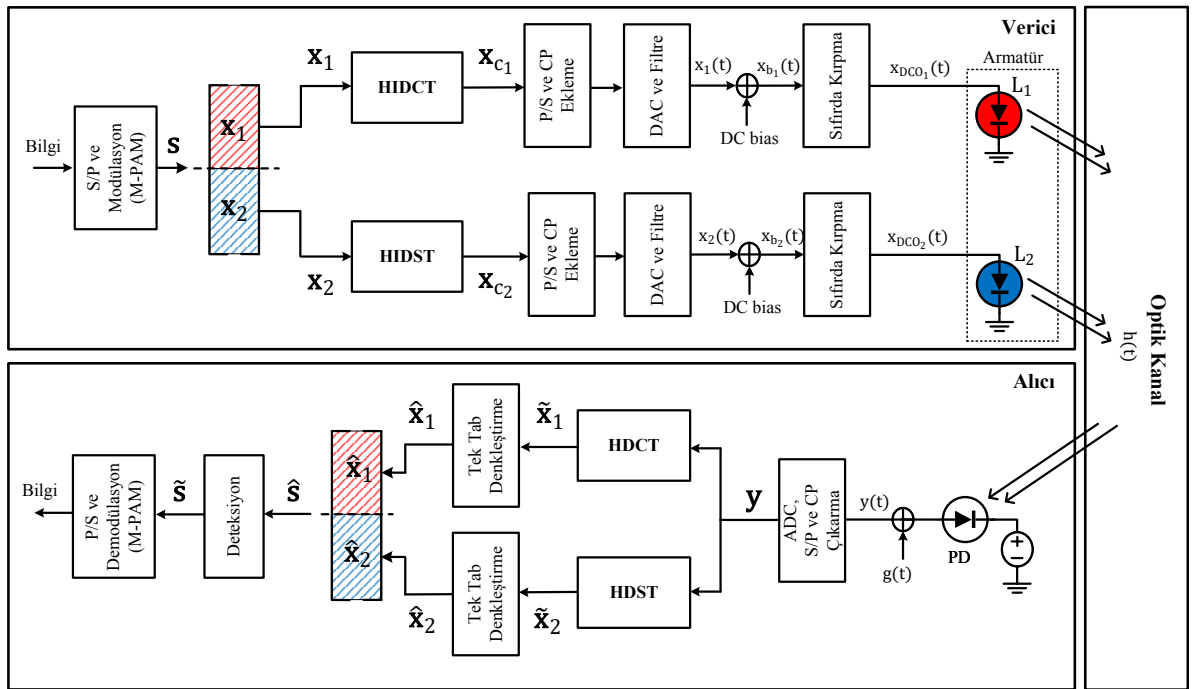
Optik haberleşmede yaygın olarak kullanılan IM/DD sistemleri iletilen sembollerin gerçel değerli olmasını gerektirir. FOFDM, Hermitian simetri gereksinimini ortadan kaldıran ve dönüşüm sonucunda gerçel değerli semboller üreten çok taşıyıcılı bir iletişim yöntemidir. Ancak, FOFDM yapısında yaygın olarak kullanılan IDCT/DCT dönüşümlerinin dairesel katlama özelliğinin olmaması, bu yöntemin frekans seçici kanal ortamlarında semboller arası girişimleri telafi etmesini zorlaştırmaktadır.

Geleneksel OFDM yapısında DFT dönüşümü yerine gerçel değerli dönüşümler (DST ve DCT) uygulandığında, spektral verimliliği yarıya indiren Hermitian simetri kullanımı gerekli değildir [91]. Ek olarak, OFDM yapısında hesaplama karmaşıklığını da azaltan DCT veya DST dönüşümlerinin uygulanmasıyla gerçel değerli ve tek boyutlu modülasyonlar (PAM) benimsenebilir [89]. FOFDM yönteminin belirtilen tüm avantajlarının yanında, taşıyıcı frekans ofsetinin sağlamlığını artırdığı [94], enerji yoğunlaştırma özelliği nedeniyle kanal tahminindeki performansı artırdığı [93], alt taşıyıcı aralığını yarıya indirdiği ve optik tam alan algılamada gelişmiş alıcı hassasiyeti gösterdiği [111] belirtilmiştir. Bununla birlikte, FOFDM geleneksel OFDM yapısında tek-tab denkleştirme sağlayan dairesel konvolüsyon özelliğine sahip değildir. FOFDM yapısında, çok tablı kanalı tek-tablı kanala dönüştürmek için bir koruma aralığı (Guard Interval, (GI)) olarak simetrik ön-ek ve son-ek uzantısı ve simetrik kanal dürtü yanıtı (CIR) (örneğin tek modlu fiberler (Single-Mode Optical Fiber, (SMF))) gerektirir [109]. Literatürde bu sorunu çözmek için iki önemli girişim önceki bölümde verilmiştir. [112]'de verilen yöntemde (SE-FOFDM), veri hızının yarısını feda ederek, kanal simetri problemini çözmek için N uzunluğundaki sinyal simetrik olarak $2N$ uzunluğuna genişletilir. [108]'de önerilen yöntemde ise, herhangi bir veri hızı kaybına neden olmayan sıfır eklemeli bir FOFDM (ZP-FOFDM) yöntemi önerilmiştir. ISI sorununu ortadan kaldırmak için GI olarak sıfır eklenmiştir, ancak genel sistemin performansı taşıyıcılar arası girişim (ICI) nedeniyle etkilenmiştir. Ayrıca, [113]'de simetrik CIR elde etmek için minimum ortalama kare hatasından (Minimum Mean Square Error, (MMSE)) yararlanan karmaşık sonlu dürtü yanıtı (Finite Impulse Response, (FIR)) filtre kullanır ve veri hızında azalmaya neden olmamaktadır. Ancak, bu yöntem sistemin karmaşıklığını aşırı derecede arttırmaktadır.

Bu bölümde, tek-tab denkleştirici kullanımına olanak sağlayan IDCT/DCT ve IDST/DST çiftlerini birlikte kullanan yeni bir FOFDM yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem, çok tablı frekans seçici kanalı tek-tablı düz sönümlmeli kanala dönüştürürken geleneksel FOFDM sistemlerinin tüm avantajlarına sahiptir. Bu yöntemin ana katkısı, aynı ortamda bulunan (aynı iletişim kanalı tecrübe eden) birden fazla alıcıya ayrı ayrı bilgi gönderilmesine olanak sağlamaktadır. Ayrıca, bu yöntem BER performansından ödün vermeden PAPR verimliliğini artırmaktır ve literatürdeki diğer yöntemlere kıyasla daha düşük hesaplama karmaşıklığına sahiptir. Bu bölümde yapılacak karşılaştırmalar için DCO-OFDM yapısı kullanılmıştır.

2.1. DCT/DST Tabanlı 2-LED DCO-FOFDM Uygulaması

IDCT/DCT ve IDST/DST dönüşümlerini eşzamanlı kullanan ve 2 ayrı LED ışık kaynağının kullanımına olanak sağlayan yöntemin (DCT/DST(2) FOFDM) blok şeması Şekil 45’de gösterilmektedir. Bu yöntemle toplam N alt taşıyıcının kullanılacağı düşünüldüğünde, ilk alt taşıyıcıda DC-bias toplanacağından dolayı, ilk indekse sıfır atanır ve böylece $(N - 1)$ adet alt taşıyıcı bilgi taşınması için kullanılır. İlk olarak, seri olarak gelen bilgi paralel bir



Şekil 45. Frekans seçici kanal için DCT/DST(2) DCO-FOFDM yapısı

yapıya dönüştürülür. Daha sonra, gerçel tabanlı modülasyon (M -PAM) kullanılarak elde edilen $(N - 1)$ adet gerçel değerli sembol, $\mathbf{s} = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T \in \mathbb{R}^N$ şeklinde yerleştirilir. Bu semboller, denklem (98)'de belirtildiği gibi iki eşit parçaya, $\mathbf{x}_1 \in \mathbb{R}^{(N/2)}$ ve $\mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^{(N/2)}$ ayrılır;

$$\mathbf{x}_1 = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N/2-2)}]^T, \quad (98a)$$

$$\mathbf{x}_2 = [s_{(N/2-1)}, s_{(N/2)}, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T. \quad (98b)$$

Daha sonra, bu sembollerin geleneksel OFDM alıcı yapısında IFFT dönüşümün yerine önerilen ve denklem (99) ve (100)'de tanımlanan yeni ters dönüşüm matrisleri;

$$\mathbf{HIDCT} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Theta}^T \\ \mathbf{K}\mathbf{\Theta}^T \end{bmatrix}, \quad (99) \quad \mathbf{HIDST} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}^T \\ -\mathbf{K}\mathbf{\Phi}^T \end{bmatrix}, \quad (100)$$

kullanılarak dönüşümü yapılır. Burada verilen DCT matrisi, $\mathbf{\Theta} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times (N/2)}$ ve DST matrisi, $\mathbf{\Phi} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times (N/2)}$ sırasıyla denklem (74) ve (82)'de tanımlanmıştır. Denklem (101)'de verilen $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times (N/2)}$ matrisi ise bir değiştirme matrisidir; bu matrisin ters köşegenindeki elemanlar 1, diğer elemanlar ise 0'dır.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (101)$$

Elde edilen $\mathbf{HIDCT} \in \mathbb{R}^{N \times (N/2)}$ ve $\mathbf{HIDST} \in \mathbb{R}^{N \times (N/2)}$ dönüşümleri iki parçaya bölünen sembollere, $\mathbf{x}_1 \in \mathbb{R}^{(N/2)}$ ve $\mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^{(N/2)}$, uygulanır;

$$\mathbf{x}_{c1} = \mathbf{HIDCT} \times \mathbf{x}_1, \quad (102) \quad \mathbf{x}_{c2} = \mathbf{HIDST} \times \mathbf{x}_2. \quad (103)$$

Daha sonra Şekil 45'de gösterildiği üzere elde edilen $\mathbf{x}_{c1} \in \mathbb{R}^N$ ve $\mathbf{x}_{c2} \in \mathbb{R}^N$ ayrı ayrı LED ışık kaynaklarından iletilmek üzere önce seri hale dönüştürülüp CP eklenir ve ardından analog hale dönüştükten sonra DC-bias eklenerek sıfırda kırpılır. Optik kanaldan, $h(t)$, geçen işaretler, $x_{DCO1}(t)$ ve $x_{DCO2}(t)$, alıcıda PD aracılığıyla analog elektrik sinyaline, $y(t)$;

$$y(t) = h(t) \otimes R(x_{DCO1}(t) + x_{DCO2}(t)) + g(t), \quad (104)$$

dönüştürülür. Optik kanaldan geçen sinyaller PD tarafından yakalanır ve daha sonra sırasıyla ADC işareti dijitalle dönüştürür, sinyalden CP çıkarılır ve veri seriden paralel hale dönüştürülür. ϑ -tab frekans seçici kanalın tam olarak alıcıda karakterize edildiği varsayıldığında, elde edilen gürültülü semboller, denklem (56)'de verilen dairesel kanal matrisinin transpozunu, $\mathbf{C}^T$, ile çarpılır;

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{x}_{c_2}) + \mathbf{g}). \quad (105)$$

Burada $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^N \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma_g^2 \mathbf{I}_N)$ ise, alıcıdaki toplam beyaz gürültüyü temsil edilmektedir. Elde edilen $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$ sinyali, daha sonra $\mathbf{HDCT} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times N}$ ve $\mathbf{HDST} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times N}$ dönüşüm matrisleri ile;

$$\mathbf{HDCT} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Theta}, \mathbf{K}\mathbf{\Theta} \end{bmatrix}, \quad (106) \quad \mathbf{HDST} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}, -\mathbf{K}\mathbf{\Phi} \end{bmatrix}, \quad (107)$$

çarpılır ve $\tilde{\mathbf{x}}_1 \in \mathbb{R}^N$ ve $\tilde{\mathbf{x}}_2 \in \mathbb{R}^N$ hesaplanır;

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{HDCT} \times \mathbf{y} \\ &= \mathbf{HDCT} \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{x}_{c_2}) + \mathbf{g}) \right) \\ &= \mathbf{HDCT} \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{HDCT} \times \mathbf{x}_1 + \mathbf{HDST} \times \mathbf{x}_2) + \mathbf{g}) \right) \\ &= \underbrace{\left(\mathbf{HDCT} (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{HDCT} \right)}_{\mathbf{CCT}} \times \mathbf{x}_1 + \underbrace{\left(\mathbf{HDCT} (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{HDST} \right)}_0 \times \mathbf{x}_2 + \mathbf{g}, \end{aligned} \quad (108)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{HDST} \times \mathbf{y} \\ &= \mathbf{HDST} \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{x}_{c_2}) + \mathbf{g}) \right) \\ &= \mathbf{HDST} \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{HDCT} \times \mathbf{x}_1 + \mathbf{HDST} \times \mathbf{x}_2) + \mathbf{g}) \right) \\ &= \underbrace{\left(\mathbf{HDST} (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{HDCT} \right)}_0 \times \mathbf{x}_1 + \underbrace{\left(\mathbf{HDST} (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{HDST} \right)}_{\mathbf{CST}} \times \mathbf{x}_2 + \mathbf{g}. \end{aligned} \quad (109)$$

Burada $\mathbf{CCT} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times (N/2)}$ ve $\mathbf{CST} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times (N/2)}$ köşegen matrisler olduğu için tek-tab denkleştirici kullanılarak, $\hat{\mathbf{x}}_1 \in \mathbb{R}^{(N/2)}$ ve $\hat{\mathbf{x}}_2 \in \mathbb{R}^{(N/2)}$,

$$\hat{x}_{1_n} = \frac{\tilde{x}_{1_n}}{CCT_{(n+1,n+1)}}, \quad (110)$$

$$\hat{x}_{2_n} = \frac{\tilde{x}_{2_n}}{CST_{(n+1,n+1)}}, \quad (111)$$

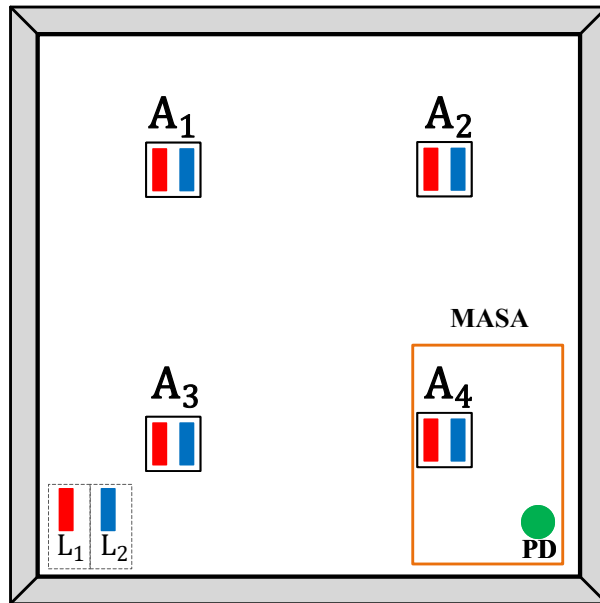
şekilde hesaplanabilir. Daha sonra bu semboller;

$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{\mathbf{x}}_1^T, \hat{\mathbf{x}}_2^T]^T, \quad (112)$$

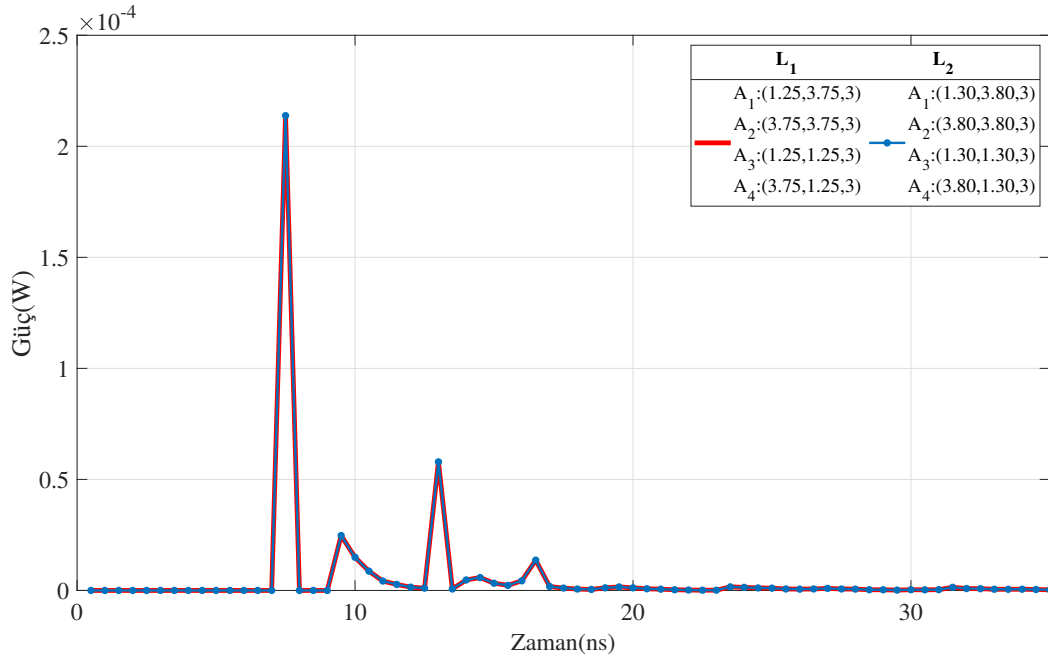
şekilde dizilir ve denklem (81)'de verildiği üzere MLD kullanılarak demodülasyona hazır hale getirilir. Son olarak, bu semboller M -PAM seviyesine uygun olarak demodüle edilerek iletilen bilgi geri elde edilir.

2.1.1. Performans Sonuçları

Simülasyonlar için $5 \times 5 \times 3$ m boyutlarında RIDI model dört armatürle (A_1, A_2, A_3, A_4) aydınlatılan boş bir model oda düşünülmüştür. Şekil 46'da üst görünümü verilen model oda da armatürlerin 2×1 LED ışık kaynağından oluştuğu gösterilmiştir. Armatürlerin içindeki kırmızı grup LED kaynakların (L_1) koordinatları (1.25, 3.75, 3 m), (3.75, 3.75, 3 m), (1.25, 1.25, 3 m) ve (3.75, 1.25, 3 m) şeklinde olup mavi grup LED kaynaklar (L_2) ile aralarındaki fiziksel uzaklık 5 cm olarak kabul edilmiştir. Yan duvarların, tavanın ve zeminin yansımaya katsayıları sırasıyla 0.8, 0.5 ve 0.2'dir. Alıcı PD görüş alanı 85° ve fiziksel alanı 10^{-4} m^2 'dir. Masanın üzerindeki PD'nin koordinatları ise (4.5, 0.5, 0.85 m) şeklindedir.



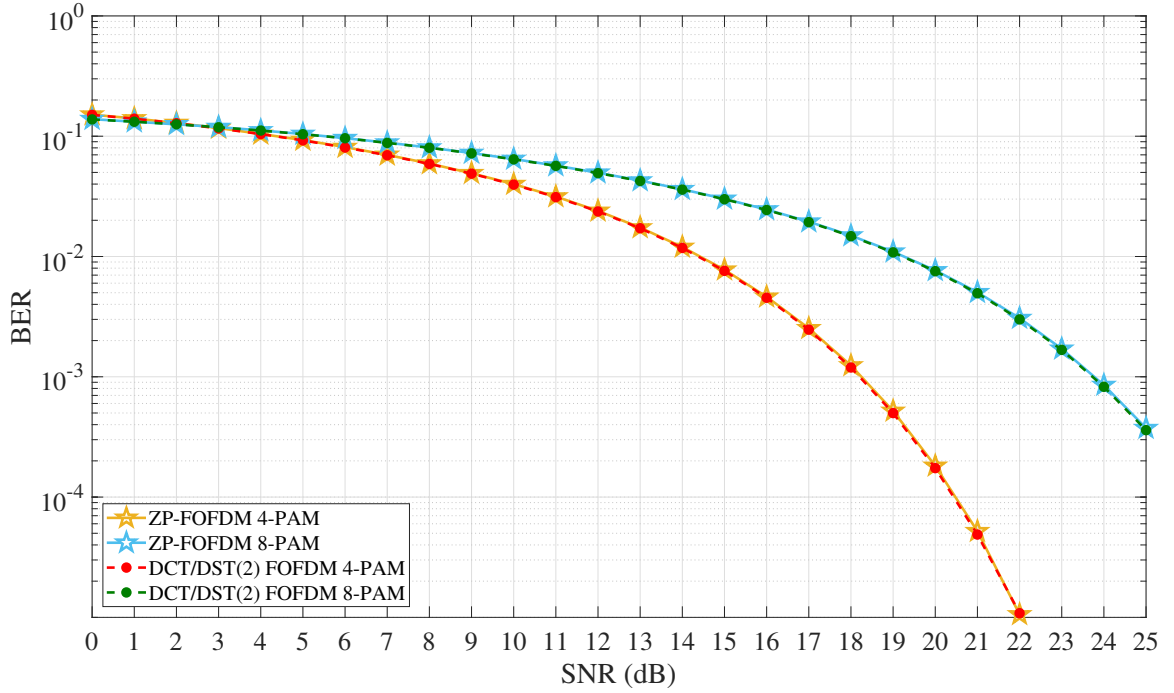
Şekil 46. 4 adet RIDI armatürün (2×1 LED) bulunduğu model oda



Şekil 47. L_1 ve L_2 grup LED kaynakların alıcıdaki kanal darbe yanıtları

Bölüm 1.2.5’de açıklanan ışın izleme yöntemine göre her bir LED grubu için CIR, direkt görüş (LOS) ve üç yansıma (NLOS) göz önüne alınarak analiz edilmiştir. LED ışık kaynakların Lambertian ışınma modeline ve yansıyan yüzeylerin basitleştirilmiş Lambertian yansıtıcı modeline sahip olduğu varsayılmıştır. Her bir LED grubu (L_1 ve L_2) için yapılan simülasyonlarda elde edilen CIR grafikleri Şekil 47’te verilmiştir. Daha önce Şekil 45’de verilen sistem modelinde olduğu gibi x_1 sembollerinin L_1 grup LED ışık kaynakları tarafından x_2 sembollerin ise L_2 grup LED ışık kaynakları tarafından iletildiği varsayılmıştır. Şekil 47’ten de anlaşılacağı üzere, bu iki LED grubu aynı kanalı tecrübe etmişlerdir. Önceden Şekil 5’de belirtildiği gibi, belirli bir mesafeden sonra aynı armatür içindeki LED kaynaklar nokta kaynak olarak kabul edilebilir. Ayrıca, literatürde, 4 cm mesafeye sahip 30×30 LED grubunun nokta kaynak olarak kabul edilebileceği gösterilmiştir [114]. Buna ek olarak, 3×3 LED grubundan oluşan armatürde aralarında maksimum 60 cm olan LED kaynakların aynı kanal parametrelerine sahip oldukları gösterilmiştir [115].

Önerilen yöntemin BER performansı, ZP-FOFDM yöntemi ile karşılaştırıldığında herhangi bir performans bozulmasına neden olmadığı Şekil 48’de gösterilmiştir. OFDM sistemlerinde önemli bir performans ölçütü de, PAPR karşılaştırmasıdır. Yüksek PAPR değeri, OFDM yapısının başlıca sorunlardan biridir. Yüksek PAPR değerinin iletişim sistemlerinin performansını düşürmesi nedeniyle, PAPR dikkate alınması gereken önemli bir araçtır. IFFT



Şekil 48. DCT/DST(2)-FOFDM ve ZP-FOFDM yöntemlerinin BER performansı

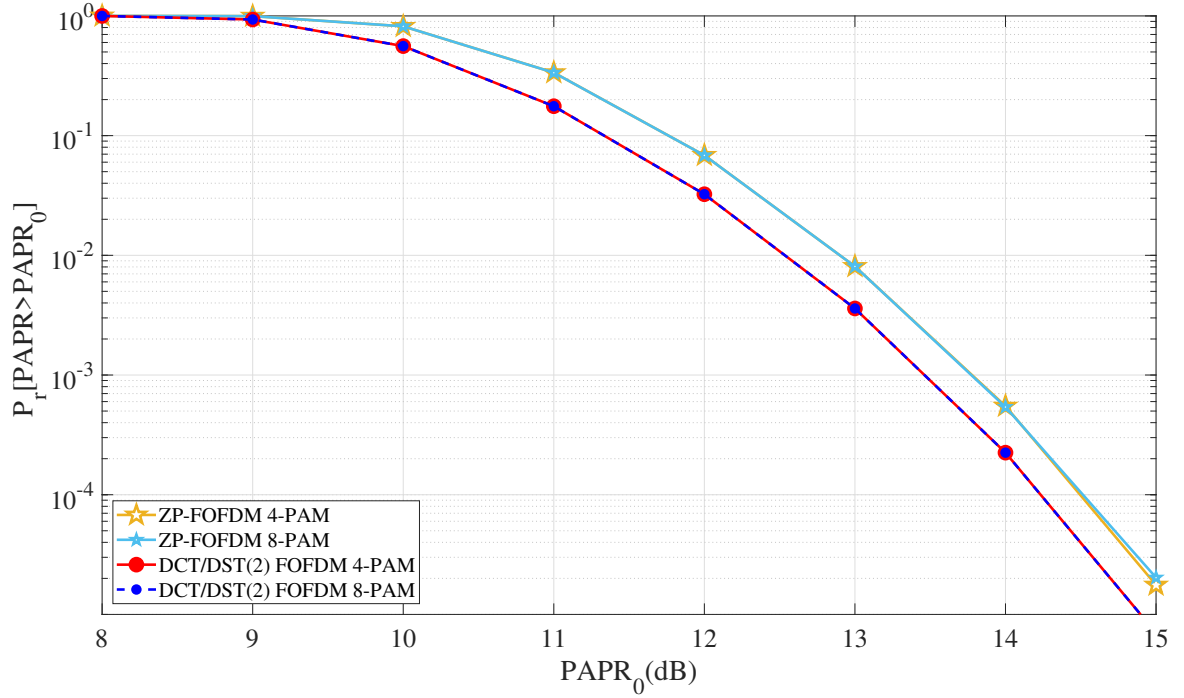
işlemi tarafından vericide üretilen birbirine dik alt taşıyıcıların toplamından kaynaklanan PAPR, denklem (113)'de verildiği üzere maksimum gücün ortalama güce oranıdır.

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\max [x_{DCO}^2(t)]}{E [x_{DCO}^2(t)]} \right) \quad (113)$$

N alt taşıyıcılı OFDM bloğu için teorik olarak, maksimum PAPR değeri $10 \log_{10}(N)$ şeklindedir [83]. OFDM sinyali, vericideki uç eleman olan LED ışık kaynağının doğrusal olmayan özellikleri nedeniyle belirli bir aralık içinde değer almalıdır. Aksi takdirde, sinyalin vericide kırılmasından dolayı oluşacak gürültü, düşük bir BER performansına neden olabilir. Genellikle PAPR performansını değerlendirmek için tümleyici kümülatif dağılım fonksiyonu (Complementary Cumulative Distribution Function, (CCDF)) eğrisi kullanılır. Denklem (114)'de verildiği üzere CCDF, belirli bir referans seviyesini ($PAPR_0$) aşma olasılığıdır (P_r) ve alt taşıyıcı sayısına bağlıdır [116].

$$CCDF(PAPR_0) = P_r (PAPR > PAPR_0) \quad (114)$$

Her bir LED grubu (L_1 ve L_2) için PAPR değeri simülasyonlarla hesaplanmıştır ve Şekil 49'da verilmiştir. Aynı armatürdeki içindeki her iki LED ışık kaynağının aynı PAPR



Şekil 49. DCT/DST(2) FOFDM ve ZP-FOFDM yöntemlerinin PAPR performansı

değerine sahip olduğu bilinmektedir. Ayrıca, önerilen yöntem, Şekil 49’da görüldüğü gibi ZP-FOFDM yönteminden daha iyi PAPR performansı sergilemiştir. Önerilen şemanın alt taşıyıcı sayısını azalttığı için daha düşük bir PAPR değerine sahip olması beklenmektedir. Ayrıca $\mathbf{x}_{c1}$ ve $\mathbf{x}_{c2}$ birleştirilerek tek bir LED kaynağını beslemek de mümkündür, ancak alt taşıyıcı sayısını artırmak PAPR avantajından kaybolmasına neden olmaktadır.

2.1.2. Hesaplama Karmaşıklığı Karşılaştırması

Aşağıda hesaplama karmaşıklığı ile ilgili temel bilgiler verilmiştir;

1. Bir N uzunluğundaki gerçel değerli vektörün (yani, $\mathbb{R}^N$) ve bir $N \times N$ gerçel değerli matrisin (yani, $\mathbb{R}^{N \times N}$) çarpımı, N^2 adet gerçel çarpım ve $N(N - 1)$ adet gerçel toplama gerektirmektedir [117],
2. İki karmaşık sayının $a = x + jy$ ve $b = w + jz$ çarpımı, gerçel kısmın, $xw - yz$, ve sanal kısmın, $j(yw + xz)$, hesaplanmasını gerektirir. Bu işlem, dört gerçel çarpma ve iki gerçel toplama içermektedir [118].

Bu bilgilerden yola çıkarak matris çarpımlarıyla ilgili hesaplama karmaşıklığı hakkında aşağıdaki bilgiler türetilir;

1. Bir N uzunluğundaki karmaşık değerli vektörün (yani, $\mathbb{C}^N$) ve bir $N \times N$ gerçel değerli matrisin (yani, $\mathbb{R}^{N \times N}$) çarpımı, $2N^2$ gerçel çarpım ve $2N(N - 1)$ gerçel toplama gerektirir. Çarpımlar ve toplamalar sırasında karmaşık elemanların gerçel ve sanal kısımları bağımsız olarak işlenmesi hesaplama karmaşıklığının iki katına çıkmasına neden olmaktadır.
2. Bir N uzunluğundaki gerçel değerli vektörün (yani, $\mathbb{R}^N$) ve bir $N \times N$ karmaşık değerli matrisin (yani, $\mathbb{C}^{N \times N}$) çarpımı, $2N^2$ gerçel çarpım ve $2N(N - 1)$ gerçel toplama gerektirir.
3. Bir N uzunluğundaki karmaşık değerli vektörün (yani, $\mathbb{C}^N$) ve bir $N \times N$ karmaşık değerli matrisin (yani, $\mathbb{C}^{N \times N}$) çarpımı, $4N^2$ gerçel çarpım ve $2N^2(2N - 2)$ gerçel toplama gerektirir.

Tablo 2. DCT/DST(2) FOFDM ve ZP-FOFDM hesaplama karmaşıklığı

Yöntemler	Dönüşüm Matrisi & Giriş Vektörü	Çarpma	Toplama
DCT/DST(2) FOFDM	Verici $\mathbf{HIDCT}, \mathbf{HIDCT} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}} \& \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2}}$	$2(\frac{N}{2})^2$	$2(\frac{N}{2})(\frac{N}{2} - 1)$
	Alıcı $\mathbf{HDCT}, \mathbf{HDST} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2} \times N} \& \mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$	$2(\frac{N}{2})(N)$	$2(\frac{N}{2})(N - 1)$
ZP-FOFDM	Verici $\mathbf{\Theta}^T \in \mathbb{R}^{N \times N} \& \mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$	N^2	$(N)(N - 1)$
	Alıcı $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{2N \times 2N} \& \mathbf{\hat{y}} \in \mathbb{R}^{2N}$	$2(2N)^2$	$2(2N)(2(2N) - 1)$

Bu çıkarımlar sonucunda, önerilen DCT/DST(2) FOFDM yöntemi ile ZP-FOFDM yöntemi için yapılan hesaplama karmaşıklık karşılaştırması Tablo 2’de sunulmuştur. ZP-FOFDM, verici tarafında, N noktalı IDCT, $\mathbf{\Theta}^T \in \mathbb{R}^{N \times N}$, kullanırken alıcı tarafında, $2N$ noktalı FFT, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{2N \times 2N}$, kullanmaktadır. Önerilen DCT/DST(2) FOFDM yöntemi detaylı incelendiğinde **HIDCT** ve **HIDST** matrislerinin ilk $\frac{N}{2}$ satırında, ikinci $\frac{N}{2}$ satırda tekrar

edildiği görülmektedir. Bu içsel özellik, aynı zamanda $\mathbf{x}_{c_1}$ ve $\mathbf{x}_{c_2}$ dizilerinde de görülmektedir. Bu vektörler, ilk $\frac{N}{2}$ satırlardan yeniden oluşturulabilir, bu durum da **HIDCT** ve **HIDCT** matrislerinin $\mathbb{R}^{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}}$ olarak ifade edilmesine izin vermektedir. Önerilen DCT/DST(2) FOFDM yönteminin her iki tarafta da çarpma ve toplama işlemi açısından ZP-FOFDM yönteminden daha avantajlı olduğu görülmektedir.

Tablo 3. N -Noktalı hızlı DFT ve DCT şemalarının hesaplama karmaşıklığı

Metod	Giriş Sembolleri	Çarpma	Toplama
FFT	Karmaşık	$N (\log_2 (N) - 3) + 4$	$3N (\log_2 (N) - 1) + 4$
	Gerçek	$\frac{N}{2} (\log_2 (N) - 3) + 2$	$\frac{N}{2} (3\log_2 (N) - 5) + 4$
DCT	Karmaşık	$N (\log_2 (N))$	$N (3\log_2 (N) - 2) + 2$
	Gerçek	$\frac{N}{2} (\log_2 (N))$	$\frac{N}{2} (3\log_2 (N) - 2) + 1$

Ayrıca, N noktalı hızlı DFT (FFT) ve hızlı DCT algoritmaları için gereken hesaplama karmaşıklığı Tablo 3’de sunulmuştur [89]. Verilen tablo incelendiğinde, OFDM şemasındaki FFT algoritması, FOFDM yapısındaki hızlı DCT algoritmasından daha fazla çarpma ve toplama işlemi gerektirdiği görülmektedir. Hızlı DCT algoritması, hızlı DST algoritması ile aynı hesaplama karmaşıklığına sahiptir. Yukarıda Tablo 2’de yapılan hesaplama karmaşıklığı karşılaştırması, FFT ve hızlı DCT algoritmaları göz önüne alınarak tekrar yapılabilir. Bu karşılaştırma Tablo 4’de sunulmuştur.

DCT/DST(2) FOFDM yönteminde hızlı DCT algoritmaları kullanıldığı varsayıldığında; vericide iki adet $\frac{N}{2}$ noktalı hızlı DCT $\Theta \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}}$ algoritmasına ihtiyaç duyulurken, alıcıda dört adet $\frac{N}{2}$ noktalı hızlı DCT $\Theta \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}}$ algoritması gereklidir [119].

Tablo 4. DCT/DST(2) FOFDM ve ZP-FOFDM hızlı hesaplama karmaşıklığı

Yöntemler		Çarpma	Toplama
DCT/DST(2) FOFDM	Verici	$(N/2)\log_2(N/2)$	$(N/2)(3\log_2(N/2) - 2) + 2$
	Alıcı	$N\log_2(N/2)$	$N(3\log_2(N/2) - 2) + 1$
ZP-FOFDM	Verici	$(N/2)\log_2(N)$	$(N/2)(3\log_2(N) - 2) + 1$
	Alıcı	$2N(\log_2(2N) - 3) + 4$	$6N(\log_2(2N) - 1) + 4$

2.2. DCT/DST Tabanlı 4-LED DCO-FOFDM Uygulaması

Bu yöntemi açıklamadan önce, iki temel konuyu hatırlatmak gerekir. İlk olarak, eğer bir $N \times N$ boyutundaki $\mathbf{A}$ matrisi N adet doğrusal bağımsız özvektör içeriyorsa, o zaman $\mathbf{A}$ matrisi, üç matrisin çarpımı olarak,

$$\mathbf{A} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^T, \quad (115)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\mathbf{Q}$, $N \times N$ boyutuna sahip kare bir matris olup $\mathbf{A}$ matrisinin özvektörlerini içeren bir matristir ve $\mathbf{\Lambda}$, ise özdeğerleri içeren bir köşegen matristir.

Diğer konu ise alıcıda uygulanan dönüşüm sonrasında tek-tab denkleştirici kullanılabilmesi için elde edilmesi gereken köşegen matrisidir. Modüle edilmiş sembollerin, $\mathbf{s} = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T \in \mathbb{R}^N$, ters dönüşümü için $\mathbf{D}$ matrisi kullanıldığı varsayıldığında, iletilen sinyal

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{D}\mathbf{s}, \quad (116)$$

şekilde ifade edilebilir. Burada $\mathbf{C}$ döngüsel kanal matrisini temsil etmektedir. Alıcıda kanalın tam olarak elde edildiği varsayıldığında, sinyale dönüşüm uygulandıktan sonra sinyal

$$\mathbf{r} = \mathbf{D}^T \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{D} \mathbf{s}, \quad (117)$$

şekilde ifade edilebilir. Burada, tek-tab denkleştirici kullanabilmek için $\mathbf{D}^T \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{D}$ matrisinin köşegen olması hedeflenmektedir. Bu ifade de, $\mathbf{D}$ dönüşüm matrisinin iki ayrı matrisin

çarpımı, $\mathbf{D} = \mathbf{E}\mathbf{F}$, ile elde edildiği varsayıldığında, $\mathbf{F}^T \mathbf{E}^T \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{E} \mathbf{F}$ şeklinde tekrar yazılabilir. Daha sonra eğer $\mathbf{F} = \mathbf{Q}$ ve $\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q}^{-1}$ ise,

$$\mathbf{D}^T \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{D} = \mathbf{F}^T \underbrace{\mathbf{E}^T \mathbf{C}^T \mathbf{C} \mathbf{E}}_{\mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^{-1}} \mathbf{F} = \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{Q} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{Q} = \mathbf{\Lambda} \quad (118)$$

şekilde gösterilebilir ve köşegen matris elde edilebilir. Bu özellik, bu bölümde açıklanacak olan DCT/DST(4) FOFDM yönteminin çıkış noktasıdır.

4 farklı LED ışık kaynağı kullanılarak eş zamanlı olarak 4 farklı bilgi akışını sağlayan yöntemin (DCT/DST(4) FOFDM) blok şeması Şekil 50’de gösterilmektedir. Bu yöntemde de 2 LED uygulamasında (DCT/DST(2) FOFDM) olduğu gibi toplam N alt taşıyıcının $(N - 1)$ tanesi bilgi taşımak için kullanılır. Paralel hale getirilen bilgi, gerçel tabanlı modülasyon (M -PAM) kullanılarak $(N - 1)$ adet gerçel değerli sembol elde edilecek şekilde modüle edilir ve $\mathbf{s} = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T \in \mathbb{R}^N$ şeklinde yerleştirilir. Daha sonra bu semboller, denklem (119)’de belirtildiği gibi 4 eşit parçaya ayrılır;

$$\mathbf{x}_1 = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N/4-2)}]^T, \quad (119a)$$

$$\mathbf{x}_2 = [s_{(N/4-1)}, s_{(N/4)}, \dots, s_{(N/2-3)}, s_{(N/2-2)}]^T, \quad (119b)$$

$$\mathbf{x}_3 = [s_{(N/2-1)}, s_{(N/2)}, \dots, s_{(3N/2-2)}]^T, \quad (119c)$$

$$\mathbf{x}_4 = [s_{(3N/2-1)}, s_{(3N/2)}, \dots, s_{(N-3)}, s_{(N-2)}]^T \quad (119d)$$

ve denklem (120)’da tanımlanan yeni ters dönüşüm matrisleri ile çarpılır. Dört LED uygulaması için önerilen ters dönüşüm matrisleri, $\mathbf{H}_\nu \in \mathbb{R}^{N \times \frac{N}{4}}$ ($\nu = 1, 2, 3, 4$), aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\mathbf{H}_\nu = \mathbf{\Gamma}_\nu \mathbf{E}_{\mathbf{\Omega}_\nu}. \quad (120)$$

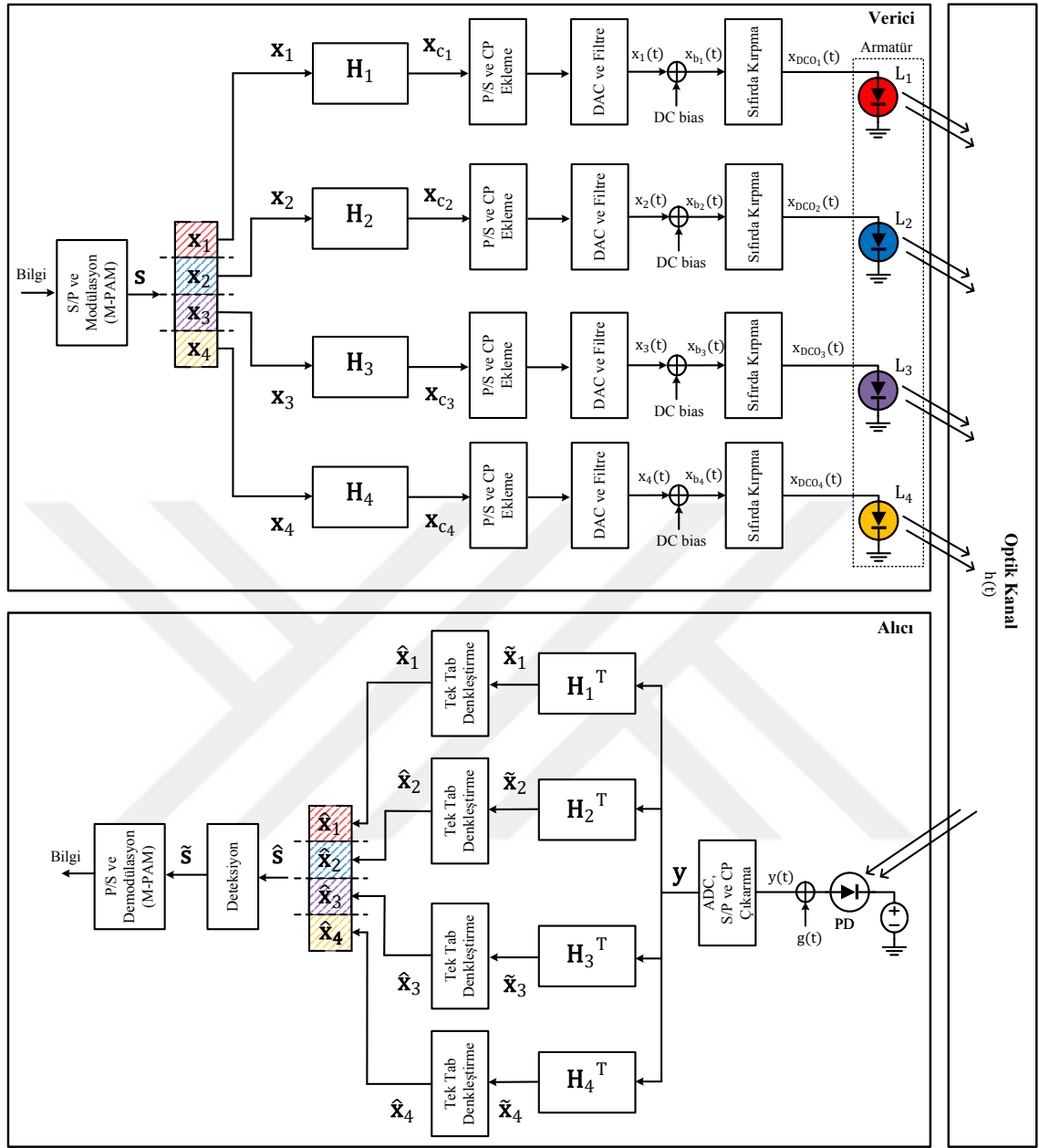
Burada $\mathbf{\Gamma}_\nu \in \mathbb{R}^{N \times \frac{N}{4}}$, denklem (121)’de verildiği üzere DCT, $\mathbf{\Theta} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times \frac{N}{4}}$, DST, $\mathbf{\Theta} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times \frac{N}{4}}$, ve değişirme, $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times \frac{N}{4}}$, matrislerinden elde edilirken,

$$\mathbf{\Gamma}_1 = [\mathbf{\Theta}, \mathbf{K}\mathbf{\Theta}, \mathbf{\Theta}, \mathbf{K}\mathbf{\Theta}]^T \quad (121a)$$

$$\mathbf{\Gamma}_2 = [\mathbf{\Phi}, -\mathbf{K}\mathbf{\Phi}, \mathbf{\Phi}, -\mathbf{K}\mathbf{\Phi}]^T \quad (121b)$$

$$\mathbf{\Gamma}_3 = [\mathbf{\Theta}, \mathbf{K}\mathbf{\Theta}, -\mathbf{\Theta}, -\mathbf{K}\mathbf{\Theta}]^T \quad (121c)$$

$$\mathbf{\Gamma}_4 = [\mathbf{\Phi}, -\mathbf{K}\mathbf{\Phi}, -\mathbf{\Phi}, \mathbf{K}\mathbf{\Phi}]^T \quad (121d)$$



Şekil 50. Frekans seçici kanal için DCT/DST(4) DCO-OFDM yapısı

$\mathbf{E}_{\Omega_v} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times \frac{N}{4}}$, denklem (122)'de belirtilen $\Omega_v \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times \frac{N}{4}}$ matrislerinin özdeğerlerini temsil etmektedir;

$$\Omega_v = \Gamma_v^T \mathbf{C}_r^T \mathbf{C}_r \Gamma_v. \quad (122)$$

Burada $\mathbf{C}_r \in \mathbb{C}^{N \times N}$ rastgele tipik bir iç mekan VLC kanalının dairesel matrisini temsil etmektedir. Elde edilen $\mathbf{H}_v \in \mathbb{R}^{N \times \frac{N}{4}}$ ($v = 1, 2, 3, 4$) dönüşümleri 4 parçaya bölünen sembollere

$(\mathbf{x}_1 \in \mathbb{R}^{(N/4)}, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^{(N/4)}, \mathbf{x}_3 \in \mathbb{R}^{(N/4)}, \text{ ve } \mathbf{x}_4 \in \mathbb{R}^{(N/4)})$ uygulanır;

$$\mathbf{x}_{c_1} = \mathbf{H}_1 \times \mathbf{x}_1, \quad (123a) \quad \mathbf{x}_{c_3} = \mathbf{H}_3 \times \mathbf{x}_3, \quad (123c)$$

$$\mathbf{x}_{c_2} = \mathbf{H}_2 \times \mathbf{x}_2, \quad (123b) \quad \mathbf{x}_{c_4} = \mathbf{H}_4 \times \mathbf{x}_4. \quad (123d)$$

Daha sonra Şekil 50’de gösterildiği üzere elde edilen $\mathbf{x}_{c_1}, \mathbf{x}_{c_2}, \mathbf{x}_{c_3}$, ve $\mathbf{x}_{c_4} \in \mathbb{R}^N$ ayrı ayrı LED ışık kaynaklarından iletilmek üzere CP eklenir ve ardından analog hale dönüştürülür. Daha sonra bu sinyallere DC bias eklenerek sıfırda kırılır. Optik kanaldan, $h(t)$, geçen işaretler, $x_{DCO_\nu}(t)$ ($\nu = 1, 2, 3, 4$), alıcıda PD aracılığıyla analog elektrik sinyaline, $y(t)$;

$$y(t) = h(t) \otimes R(x_{DCO_1}(t) + x_{DCO_2}(t) + x_{DCO_3}(t) + x_{DCO_4}(t)) + g(t), \quad (124)$$

dönüştürülür. Optik kanaldan geçen sinyaller bir PD tarafından yakalandıktan sonra sırasıyla dijital işarete dönüştürür, sinyalden CP çıkarılır ve veri paralel hale getirilir. ϑ -tab kanalın tam olarak alıcıda karakterize edildiği varsayıldığında, elde edilen gürültülü semboller, dairesel kanal matrisinin transpozu ile çarpılır;

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{x}_{c_2} + \mathbf{x}_{c_3} + \mathbf{x}_{c_4}) + \mathbf{g}). \quad (125)$$

Burada $\mathbf{C}$, denklem (54)’da verilen ϑ -tab kanalın dairesel kanal matrisini ve $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^N \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma_g^2 \mathbf{I}_N)$ ise, alıcıdaki toplam beyaz gürültüyü temsil edilmektedir. Elde edilen $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$ sinyali, $\mathbf{H}_\nu^T \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{4} \times N)}$ ($\nu = 1, 2, 3, 4$) dönüşüm matrisleriyle çarpılır ve $\tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2, \tilde{\mathbf{x}}_3$ ve $\tilde{\mathbf{x}}_4 \in \mathbb{R}^{(N/4)}$ hesaplanır;

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{H}_1^T \times \mathbf{y} \\ &= \mathbf{H}_1^T \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{x}_{c_2} + \mathbf{x}_{c_3} + \mathbf{x}_{c_4}) + \mathbf{g}) \right) \\ &= \mathbf{H}_1^T \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{H}_1 \times \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \times \mathbf{x}_2 + \mathbf{H}_3 \times \mathbf{x}_3 + \mathbf{H}_4 \times \mathbf{x}_4) + \mathbf{g}) \right) \\ &= \underbrace{\left(\mathbf{H}_1^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_1 \right)}_{\Lambda_1} \times \mathbf{x}_1 + \underbrace{\left(\mathbf{H}_1^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_2 \right)}_0 \times \mathbf{x}_2 \\ &\quad + \underbrace{\left(\mathbf{H}_1^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_3 \right)}_0 \times \mathbf{x}_3 + \underbrace{\left(\mathbf{H}_1^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_4 \right)}_0 \times \mathbf{x}_4 + \mathbf{g}, \end{aligned} \quad (126)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{H}_2^T \times \mathbf{y} \\
&= \mathbf{H}_2^T \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{x}_{c_2} + \mathbf{x}_{c_3} + \mathbf{x}_{c_4}) + \mathbf{g}) \right) \\
&= \mathbf{H}_2^T \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{H}_1 \times \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \times \mathbf{x}_2 + \mathbf{H}_3 \times \mathbf{x}_3 + \mathbf{H}_4 \times \mathbf{x}_4) + \mathbf{g}) \right) \\
&= \underbrace{\left(\mathbf{H}_2^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_1 \right)}_0 \times \mathbf{x}_1 + \underbrace{\left(\mathbf{H}_2^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_2 \right)}_{\Lambda_2} \times \mathbf{x}_2 \\
&\quad + \underbrace{\left(\mathbf{H}_2^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_3 \right)}_0 \times \mathbf{x}_3 + \underbrace{\left(\mathbf{H}_2^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_4 \right)}_0 \times \mathbf{x}_4 + \mathbf{g},
\end{aligned} \tag{127}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{x}}_3 &= \mathbf{H}_3^T \times \mathbf{y} \\
&= \mathbf{H}_3^T \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{x}_{c_2} + \mathbf{x}_{c_3} + \mathbf{x}_{c_4}) + \mathbf{g}) \right) \\
&= \mathbf{H}_3^T \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{H}_1 \times \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \times \mathbf{x}_2 + \mathbf{H}_3 \times \mathbf{x}_3 + \mathbf{H}_4 \times \mathbf{x}_4) + \mathbf{g}) \right) \\
&= \underbrace{\left(\mathbf{H}_3^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_1 \right)}_0 \times \mathbf{x}_1 + \underbrace{\left(\mathbf{H}_3^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_2 \right)}_0 \times \mathbf{x}_2 \\
&\quad + \underbrace{\left(\mathbf{H}_3^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_3 \right)}_{\Lambda_3} \times \mathbf{x}_3 + \underbrace{\left(\mathbf{H}_3^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_4 \right)}_0 \times \mathbf{x}_4 + \mathbf{g},
\end{aligned} \tag{128}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{x}}_4 &= \mathbf{H}_4^T \times \mathbf{y} \\
&= \mathbf{H}_4^T \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{x}_{c_2} + \mathbf{x}_{c_3} + \mathbf{x}_{c_4}) + \mathbf{g}) \right) \\
&= \mathbf{H}_4^T \left(\mathbf{C}^T (\mathbf{C} (\mathbf{H}_1 \times \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \times \mathbf{x}_2 + \mathbf{H}_3 \times \mathbf{x}_3 + \mathbf{H}_4 \times \mathbf{x}_4) + \mathbf{g}) \right) \\
&= \underbrace{\left(\mathbf{H}_4^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_1 \right)}_0 \times \mathbf{x}_1 + \underbrace{\left(\mathbf{H}_4^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_2 \right)}_0 \times \mathbf{x}_2 \\
&\quad + \underbrace{\left(\mathbf{H}_4^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_3 \right)}_0 \times \mathbf{x}_3 + \underbrace{\left(\mathbf{H}_4^T (\mathbf{C}^T \times \mathbf{C}) \mathbf{H}_4 \right)}_{\Lambda_4} \times \mathbf{x}_4 + \mathbf{g},
\end{aligned} \tag{129}$$

Burada $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3, \Lambda_4 \in \mathbb{R}^{(N/4) \times (N/4)}$ köşegen matrisler olduğu için tek-tab denkleştirici

kullanılarak, $\hat{\mathbf{x}}_1, \hat{\mathbf{x}}_2, \hat{\mathbf{x}}_3$ ve $\hat{\mathbf{x}}_4 \in \mathbb{R}^{(N/4)}$,

$$\hat{x}_{1_n} = \frac{\tilde{x}_{1_n}}{\Lambda_{1(n+1,n+1)}}, \quad (130a) \quad \hat{x}_{3_n} = \frac{\tilde{x}_{3_n}}{\Lambda_{3(n+1,n+1)}}, \quad (130c)$$

$$\hat{x}_{2_n} = \frac{\tilde{x}_{2_n}}{\Lambda_{2(n+1,n+1)}}, \quad (130b) \quad \hat{x}_{4_n} = \frac{\tilde{x}_{4_n}}{\Lambda_{4(n+1,n+1)}}, \quad (130d)$$

şekilde hesaplanır. Daha sonra bu semboller;

$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{\mathbf{x}}_1^T, \hat{\mathbf{x}}_2^T, \hat{\mathbf{x}}_3^T, \hat{\mathbf{x}}_4^T]^T, \quad (131)$$

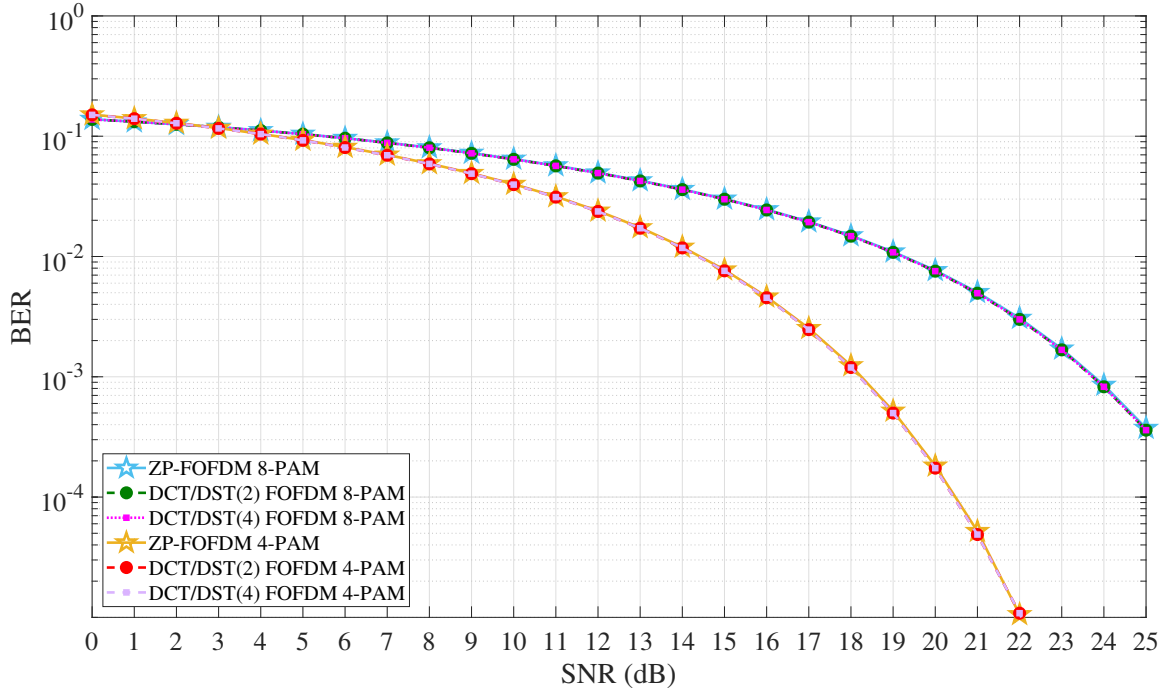
şekilde dizilir ve denklem (81)'de verildiği üzere MLD kullanılarak semboller demodülasyona hazır hale getirilir. Son olarak, bu semboller M -PAM seviyesine uygun olarak demodüle edilerek iletilen bilgi geri elde edilir.

2.2.1. Performans Sonuçları

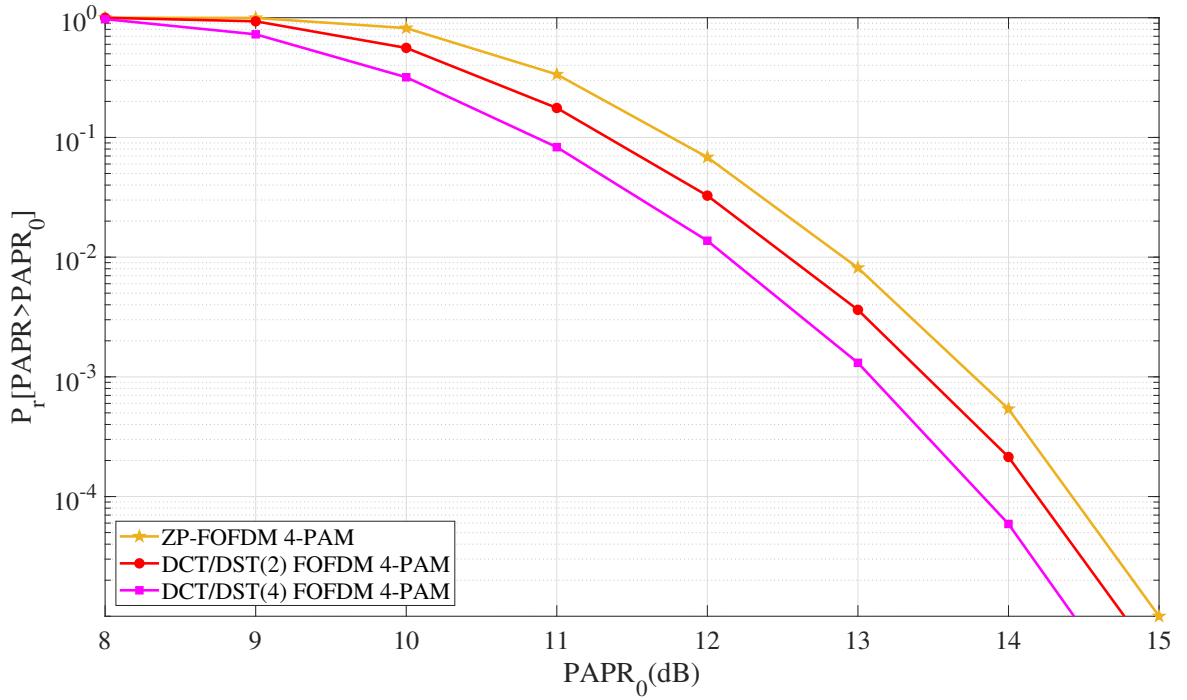
Performans karşılaştırması için Şekil 46'da verilen model odadaki armatürlerin 4 LED ışık kaynağından oluştuğu varsayılmıştır ve aynı PD pozisyonu için CIR hesabı yapılmıştır. Ayrıca, tipik bir iç mekan kanalının güçlü bir LOS bileşeni (yani h_0 , alınan gücün %70–85'ini içerir) ve zayıf iki NLOS bileşeni (yani h_1 , alınan gücün %15–25'ini içerir ve h_2 , alınan gücün %5 – 10'ini içerir) olduğu varsayılmıştır. Bu varsayıma dayanarak dönüşüm matrislerinin türetilmesinde kullanılan rastgele dairesel kanal $\mathbf{C}_r$ matrisi oluşturulmuştur. Şekil 51'de görüldüğü üzere BER performansında herhangi bir kayıp yaşanmazken, Şekil 52'de verildiği üzere, DCT/DST(4) FOFDM yöntemi ile ZP-FOFDM ve DCT/DST(2) yöntemlerine göre PAPR performansında iyileşme sağlanmıştır.

2.2.2. Hesaplama Karmaşıklığı Karşılaştırması

Önerilen DCT/DST(4) FOFDM yöntemi ile ZP-FOFDM yöntemi için hesaplama karmaşıklık karşılaştırması Tablo 5'de sunulmuştur. ZP-FOFDM, verici tarafında, N noktalı IDCT algoritmasını kullanırken alıcı tarafında, $2N$ noktalı FFT algoritmasını kullanmaktadır. Önerilen DCT/DST(4) FOFDM yöntemi, DCT/DST(2) FOFDM metodunda olduğu gibi detaylı incelendiğinde $\mathbf{H}_v \in \mathbb{R}^{N \times \frac{N}{4}}$ ($v = 1, 2, 3, 4$) matrislerinin ilk $\frac{N}{4}$ satırının, diğer $\frac{N}{4}$ satırlarda tekrar edildiği görülmektedir. Bu içsel özellik, aynı zamanda $\mathbf{x}_{c1}, \mathbf{x}_{c2}, \mathbf{x}_{c3}$ ve



Şekil 51. BER performans karşılaştırması



Şekil 52. PAPR performans karşılaştırması

$\mathbf{x}_{c_4}$ dizilerinde de görülmektedir. Bu vektörler, ilk $\frac{N}{4}$ satırlardan yeniden oluşturulabilir, bu durum da $\mathbf{H}_v \in \mathbb{R}^{N \times \frac{N}{4}}$ ($v = 1, 2, 3, 4$) matrislerinin $\mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times \frac{N}{4}}$ olarak ifade edilmesine izin vermektedir. Önerilen DCT/DST(4) FOFDM yönteminin her iki tarafta da çarpma ve toplama

işlemi açısından ZP-FOFDM'den daha avantajlı olduğu görülmektedir. Tablo 5'de yapılan hesaplama karmaşıklığı karşılaştırması, hızlı DFT ve DCT algoritmaları göz önüne alınarak tekrar yapılabilir. Bu karşılaştırma da Tablo 6'da sunulmuştur.

Tablo 5. DCT/DST(4) FOFDM ve ZP-FOFDM hesaplama karmaşıklığı

Yöntemler	Dönüşüm Matrisi & Giriş Vektörü	Çarpma	Toplama
DCT/DST(4) FOFDM	Verici $\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \mathbf{H}_3, \mathbf{H}_4 \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times \frac{N}{4}} \& \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4 \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4}}$	$4(\frac{N}{4})^2$	$4(\frac{N}{4})(\frac{N}{4} - 1)$
	Alıcı $\mathbf{H}_1^T, \mathbf{H}_2^T, \mathbf{H}_3^T, \mathbf{H}_4^T \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times N} \& \mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$	$4(\frac{N}{4})(N)$	$4(\frac{N}{4})(N - 1)$
ZP-FOFDM	Verici $\mathbf{\Theta}^T \in \mathbb{R}^{N \times N} \& \mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$	N^2	$(N)(N - 1)$
	Alıcı $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{2N \times 2N} \& \hat{\mathbf{y}} \in \mathbb{R}^{2N}$	$2(2N)^2$	$2(2N)(2(2N) - 1)$

Tablo 6. DCT/DST(4) FOFDM ve ZP-FOFDM hızlı hesaplama karmaşıklığı

Yöntemler	Çarpma	Toplama
DCT/DST(4) FOFDM	Verici $(N/2)\log_2(N/4)$	$(N/2)(3\log_2(N/4) - 2) + 2$
	Alıcı $N\log_2(N/4)$	$N(3\log_2(N/4) - 2) + 1$
ZP-FOFDM	Verici $(N/2)\log_2(N)$	$(N/2)(3\log_2(N) - 2) + 1$
	Alıcı $2N(\log_2(2N) - 3) + 4$	$6N(\log_2(2N) - 1) + 4$

Sonuç olarak, önerilen DCT/DST(2) FOFDM ve DCT/DST(4) FOFDM yöntemleri, herhangi bir BER performans kaybına neden olmadan PAPR performansında iyileştirme sağlamışlardır. Ayrıca, bu yöntemler hesaplama karmaşıklığı açısından FOFDM teknikleri arasında avantaj sağlamışlardır. Tüm bunların yanında, bu yöntemler aynı kanal üzerinden 2 ya da 4 farklı veri akışının birbirine karışmadan iletilmesine olanak sağlamışlardır.

2.3. Önerilen DCT/DST Matrislerinin Ön-Kodlama Matrisi Olarak Kullanılması

Kablosuz iletişimde OFDM kullanmanın önemli bir dezavantajı, farklı dik alt taşıyıcıların bir araya gelmesinden kaynaklanan yüksek PAPR değerine sahip olmasıdır [120, 121]. VLC’de yüksek bir PAPR değeri, LED ışık kaynağının tasarlanan güç seviyelerinin ötesinde çalışmasına (yani doğrusal olmayan bir bölgede) neden olabilir. Bu durum, enerji verimliliğini düşürerek LED’in ömrünü kısaltabilir ve iletilen sinyalin bozulmasıyla kötüleşmiş bir BER performansına yol açabilmektedir [122]. Bu nedenle, PAPR azaltma yöntemleri, VLC sistemlerinde sinyal kalitesini korumak ve enerji verimliliğini artırmak için önemlidir.

Optik OFDM için PAPR azaltma stratejileri; genellikle çoklu işaretleme teknikleri (multiple signalling techniques), sinyal bozulması temelli yöntemler (signal distortion-based methods) ve ön-kodlama şemaları (pre-coding schemes) olarak üç farklı sınıfa ayrılabilir. Çoklu işaretleme yaklaşımlarında, eşdeğer bilgiye sahip birkaç aday sinyal oluşturulur ve en düşük PAPR değerine sahip sinyal seçilerek iletim için kullanılmaktadır. Seçmeli haritalama (Selective Mapping, (SLM)) [123], kısmi iletim dizisi (Partial Transmit Sequence, (PTS)) [124], pilot destekli (Pilot-Assisted, (PA)) [125] ve ton rezervi (Tone Reservation, (TR)) [126], çoklu işaretleme yöntemlerine örnek olarak verilebilir. Bu yöntemler genellikle gerçek veri ile birlikte ek bilgi gerektirir, bu durum da bant genişliği verimliliğinin azalmasına ve hesaplama karmaşıklığının artmasına yol açmaktadır.

Sinyal bozulması temelli yöntemler, yüksek sinyal tepe noktalarını kırpma [127], yüksek tepe noktalarını doğrusal olmayan sıkıştırma (companding) kullanarak daraltma [128] ve konstellasyonu genişletme [129] gibi teknikleri kullanarak PAPR değerini azaltmaya çalışmaktadır. Bu çözümlerin uygulanması kolaydır ancak sistem performansını olumsuz etkileyebilecek kırpma gürültüsüne neden olurlar. Çoklu işaretleme yaklaşımları frekans uzay teknikleri iken, sinyal bozulma yöntemleri PAPR değerini azaltmak için IFFT dönüşümünden sonra uygulanan zaman uzay teknikleridir.

Ön-kodlama PAPR azaltma şemaları, çoklu işaretleme teknikleri ile karşılaştırıldığında daha düşük karmaşıklığa sahip olan frekans uzayı teknikleridir. Bu yaklaşımda modüle edilmiş veri, OFDM yapısındaki verici tarafındaki IFFT bloğundan önce bir ön-kodlama matrisi ile çarpılır ve daha sonra alıcı tarafında FFT bloğundan sonra modülasyon verisini elde etmek için ters ön-kodlama matrisi ile çarpılmaktadır. PAPR değerini azaltmak için

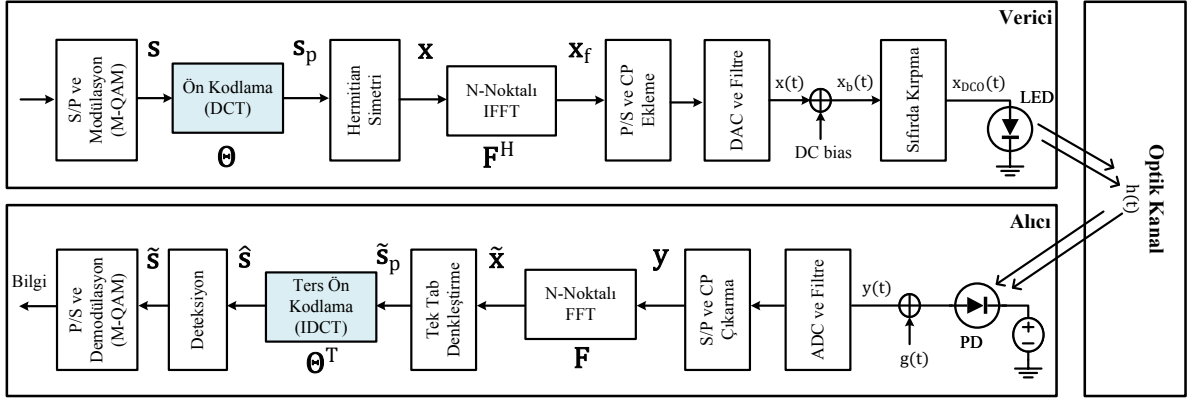
çeşitli dönüşümler ön-kodlama matrisleri olarak kullanılmıştır, bunlar arasında DCT, DFT, zadoff-chu dönüşümü (Zadoff-Chu Transform, (ZCT)) [130], walsh-hadamard dönüşümü (Walsh-Hadamard Transfor, (WHT)) [131], ayrık Hartley dönüşümü (Discrete Hartley Transform, (DHT)) [132] ve vandermonde benzeri matris (Vandermonde-Like Matrix, (VLM)) dönüşümü [133] yer almaktadır. Ön-kodlamanın iletilecek bilgiden bağımsız uygulanabilir olması, sinyale herhangi bir ek bilgi eklememesi ve BER performansı üzerinde önemli bir negatif etkisinin olmaması ön-kodlama PAPR yöntemlerinin avantajları olarak sıralanabilir.

DCT dönüşümünün doğasındaki enerji sıkıştırma özelliği, onu ön-kodlama için önemli bir teknik yapar, çünkü bu özellik, görüntü işleme ve video sıkıştırma gibi çeşitli sinyal işleme uygulamalarında başarılı bir şekilde kullanılmıştır [134]. Literatürde, DCT ön-kodlama ile PAPR performansını daha da artırmak için çeşitli denemeler yapılmıştır. [135]'deki çalışmada, DCO-OFDM yapısında DCT ön-kodlama yanı sıra Gauss matrisi ile IFFT çıkışındaki sinyali çarpmayı içeren bir hibrit PAPR azaltma sistemi önerilmektedir. Bu yöntem, sadece DCT ön-kodlama uygulamasına göre BER performansına zarar vermeden yaklaşık olarak 1 dB'lik bir PAPR iyileştirmesi sağlamaktadır. [131]'deki çalışmada ise, DCO-OFDM yapısında DCT ön-kodlama şeması, kırpma yöntemi ile birleştirilerek PAPR performansında yaklaşık olarak 2 dB'lik bir iyileşme sağlamıştır.

Aynı anda birden fazla DCT ön-kodlama tekniğini bir IM/DD sistemi üzerine uygulayan çalışma [136], alt taşıyıcıları grupta yöntemiyle yaklaşımını benimsemektedir. Bu yöntemle 2 DCT ön-kodlama matrisi kullanılarak hesaplama karmaşıklığı %15 oranında azaltılmış fakat PAPR değeri 1 dB'den az olacak şekilde artmıştır. [137] çalışmasında, DCO-OFDM'de PAPR performans iyileşmesi sağlamak için, DCT ön-kodlamayı iki farklı sıkıştırma yaklaşımı (μ -yasa (μ -law) veya A-yasa (A-law)) ile birleştirmeyi önermektedir. Her iki yöntem de BER performansında önemli bir kayıba neden olmadan yaklaşık olarak 3 dB'lik bir PAPR azalması sağlamaktadır.

2.3.1. Geleneksel DCT Ön-Kodlama ve Gruplama Uygulaması

Şekil 53'de verildiği üzere, geleneksel DCT ön-kodlama yapısında, verici tarafında M-QAM ile modüle edilen semboller, $\mathbf{s} = \left[0, s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-3)}, s_{(\frac{N}{2}-2)} \right]^T \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2})}$, denklem (74)'de tanımlanan DCT matrisi, $\mathbf{\Theta} \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2}) \times (\frac{N}{2})}$, kullanılarak ön-kodlamaya tabi tutulur.



Şekil 53. DCT ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM yapısı

Elde edilen semboller, $\mathbf{s}_p \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2})}$,

$$\mathbf{s}_p = \Theta \mathbf{s}, \quad (132)$$

IFFT giriş vektörüne, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$,

$$\mathbf{x} = \left[\mathbf{s}_p^T, \left(\mathbf{K} \mathbf{s}_p^* \right)^T \right]^T, \quad (133)$$

şekilde yerleştirilir. Burada $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2}) \times (\frac{N}{2})}$ denklem 101’de verilen değişim matrisidir. IFFT, $\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$, dönüşümü uygulamasından,

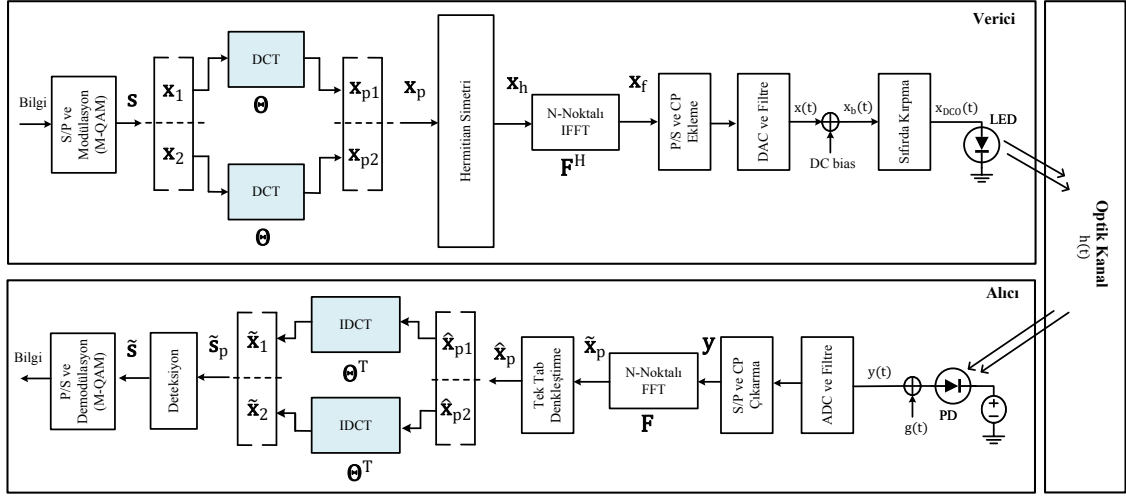
$$\mathbf{x}_f = \mathbf{F}^H \mathbf{x}, \quad (134)$$

sonra, Bölüm 1.3.3’de açıklanan ön-kodlama uygulanmayan DCO-OFDM ile aynı prosedürü takip etmektedir. Alıcı tarafında ise denklem (60)’da verildiği üzere yapılan denkleştirme sonrası, IDCT matrisi, $\Theta^T \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2}) \times (\frac{N}{2})}$, kullanılarak ters ön-kodlama gerçekleştirilir,

$$\hat{\mathbf{s}} = \Theta^T \tilde{\mathbf{s}}_p. \quad (135)$$

Ters ön-kodlama sonrasında, denklem (61)’de verildiği üzere deteksiyon yapılır ve elde edilen semboller demodüle edilerek bilgi geri elde edilmiş olunur.

Şekil 54’de verilen ikili gruplama (DCT(2)) yönteminde ise, verici tarafında iletmek istenen semboller modüle edilip, $\mathbf{s} = \left[0, s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-3)}, s_{(\frac{N}{2}-2)} \right]^T \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2})}$, vektörüne depolandıktan sonra, bu semboller iki gruba ayrılır ($\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{4})}$) ve her bir gruba ayrı ayrı



Şekil 54. 2 gruba ayrılmış DCT(2) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM

DCT, $\Theta \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{4}) \times (\frac{N}{4})}$, ön-kodlama matrisi uygulanır;

$$\mathbf{x}_{p1} = \Theta \mathbf{x}_1, \quad (136a)$$

$$\mathbf{x}_{p2} = \Theta \mathbf{x}_2. \quad (136b)$$

Ardından, birleştirilen ön-kodlanmış sembollere, $\mathbf{x}_p \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2})} = [\mathbf{x}_{p1}^T, \mathbf{x}_{p2}^T]^T$, Hermitian simetri uygulandıktan sonra elde edilen sembollere, $\mathbf{x}_h \in \mathbb{C}^N$;

$$\mathbf{x}_h = \left[\mathbf{x}_p^T, (\mathbf{K} \mathbf{x}_p^*)^T \right]^T, \quad (137)$$

IFFT, $\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$, dönüşümü uygulanır;

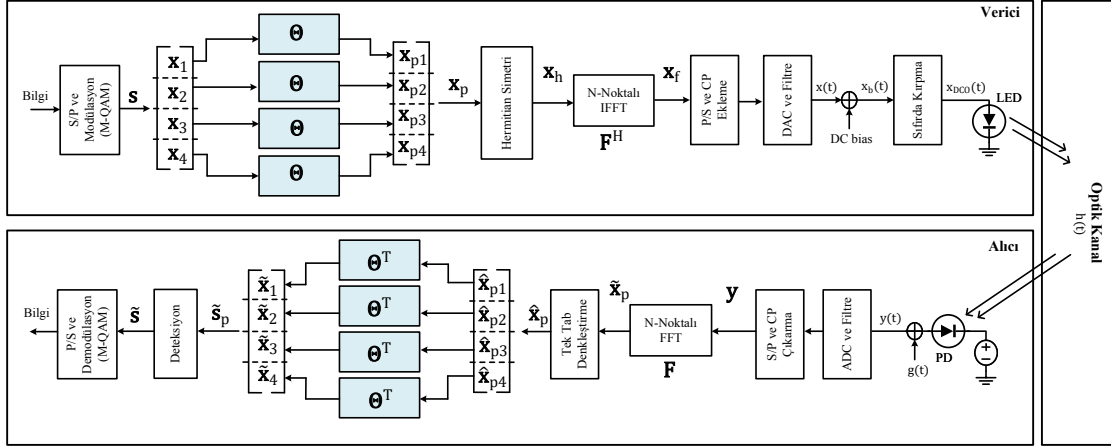
$$\mathbf{x}_f = \mathbf{F}^H \mathbf{x}_h. \quad (138)$$

Alıcıda ise, denklem (60)'da verildiği üzere yapılan denkleştirme sonrası, tekrar iki gruba ayrılan sembollere ayrı ayrı IDCT matrisi, $\Theta^T \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{4}) \times (\frac{N}{4})}$, ile ters ön-kodlama uygulanır;

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = \Theta^T \hat{\mathbf{x}}_{p1}, \quad (139a)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_2 = \Theta^T \hat{\mathbf{x}}_{p2}. \quad (139b)$$

Ters ön-kodlama sonrasında, birleştirilen semboller denklem (61)'de verildiği üzere $\hat{s}_n$ yerine $\tilde{s}_{pn}$ yerleştirilerek deteksiyon yapılır ve elde edilen semboller demodüle edilerek bilgi geri elde edilmiş olunur. Şekil 55'de verilen yöntemde ise modüle edilmiş sembollerin 4



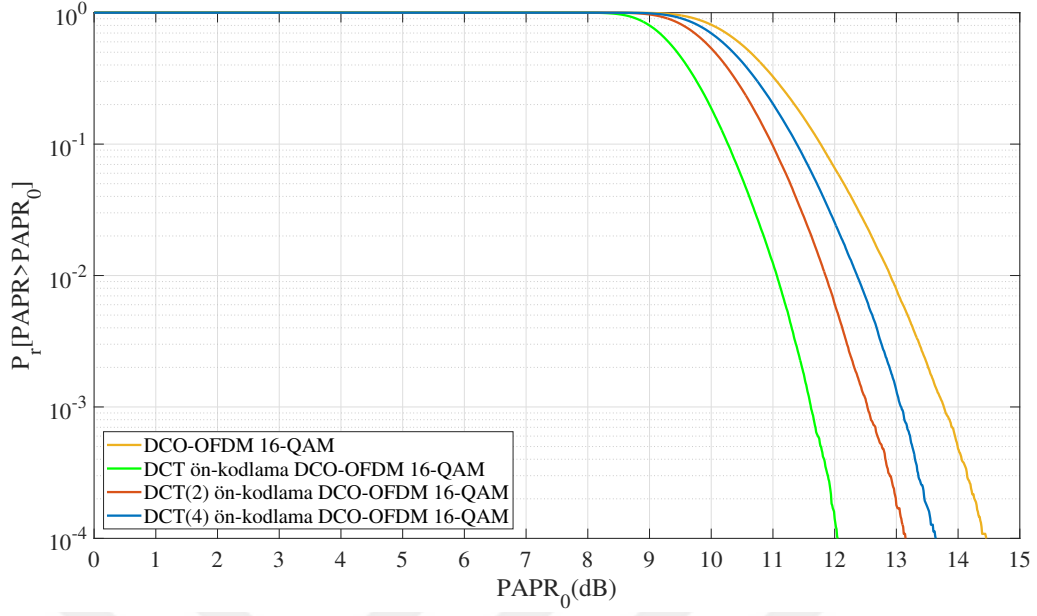
Şekil 55. 4 gruba ayrılmış DCT(4) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM

gruba (DCT(4)) ayrılarak gruplama stratejisi tekrarlanmıştır.

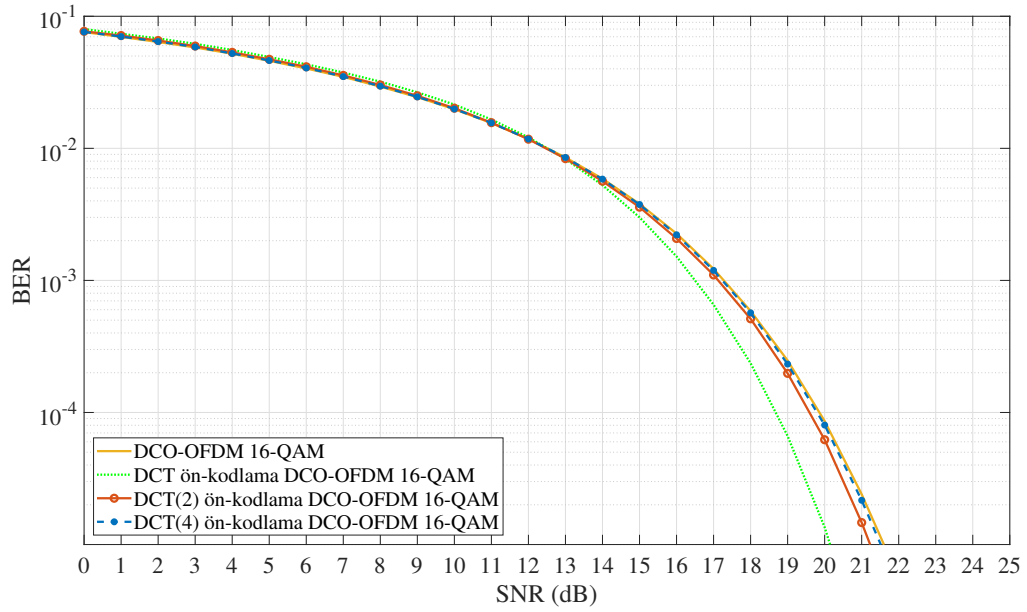
Gruplama yöntemi ile oluşturulan DCT tabanlı ön-kodlama yöntemlerinin geleneksel DCT tabanlı ön-kodlama yöntemi ile performans karşılaştırması yapılmıştır. Gruplamanın PAPR üzerindeki negatif etkisi, Şekil 56’da verildiği üzere gibi açıkça görülmektedir. Şekil 57’de BER performansı karşılaştırması da verilmiştir. Diğer yandan, hesaplama karmaşıklığı açısından gruplama yönteminin önemli bir avantaj sağladığı Tablo 7’de ortaya konulmuştur. DCT(2) ön-kodlama yöntemi, hesaplama karmaşıklığı açısından geleneksel DCT tabanlı ön-kodlama yönteminin yarısı kadardır. Benzer şekilde, DCT(4) ön-kodlama yöntemi, hesaplama karmaşıklığı açısından DCT(2) ön-kodlama yönteminin yarısı kadardır.

Tablo 7. Gruplanmış DCT ön-kodlamalarının hesaplama karmaşıklığı

Ön-Kodlama Methodu	Dönüşüm Matrisi & Giriş Vektörü	Çarpma	Toplama
DCT	$\Theta \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2}) \times (\frac{N}{2})} \text{ \& } s \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2})}$	$2(\frac{N}{2})^2$	$2(\frac{N}{2})(\frac{N}{2} - 1)$
	$F^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \text{ \& } x \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N - 2)$
DCT(2)	$\Theta, \Theta \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{4}) \times (\frac{N}{4})} \text{ \& } x_1, x_2 \in \mathbb{C}^{\frac{N}{4}}$	$4(\frac{N}{4})^2$	$4(\frac{N}{4})(\frac{N}{4} - 1)$
	$F^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \text{ \& } x \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N - 2)$
DCT(4)	$\Theta, \Theta, \Theta, \Theta \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{8}) \times (\frac{N}{8})} \text{ \& } x_1, x_2, x_3, x_4 \in \mathbb{C}^{\frac{N}{8}}$	$8(\frac{N}{8})^2$	$8(\frac{N}{8})(\frac{N}{8} - 1)$
	$F^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \text{ \& } x \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N - 2)$



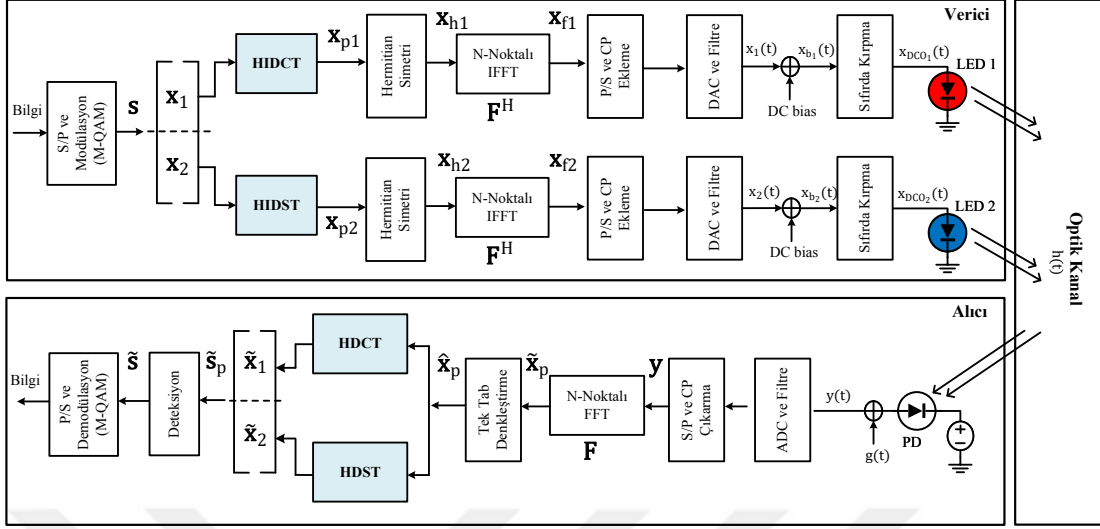
Şekil 56. Gruplanmış DCT ön-kodlama metotlarının PAPR performansları



Şekil 57. Gruplanmış DCT ön-kodlama metotlarının BER performansları

2.3.2. DCT/DST Ön-Kodlama Matrislerinin Grup LED Uygulaması

Şekil 58’de verildiği üzere, DCT/DST(2) ön-kodlama yönteminde vericide modüle edilmiş semboller, $s \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2}-2)}$, önceki bölümden farklı olarak ön-kodlama için denklem (99) ve (100)’de tanımlanan **HIDCT** $\in \mathbb{R}^{(N/2) \times (N/4)}$ ve **HIDST** $\in \mathbb{R}^{((N/2) \times (N/4))}$ matrisler ile



Şekil 58. DCT/DST(2) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM

çarpılır. $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{\left(\frac{N}{2}\right)}$ vektörüne depolanan semboller, iki gruba ayrılır ($\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{C}^{\left(\frac{N}{4}\right)}$)

$$\mathbf{x}_1 = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N/4-2)}]^T \quad (140a)$$

$$\mathbf{x}_2 = [0, s_{(N/4-1)}, s_{(N/4)}, \dots, s_{(N/2-4)}, s_{(N/2-3)}]^T \quad (140b)$$

ve

$$\mathbf{x}_{p1} = \mathbf{HDCT} \times \mathbf{x}_1, \quad (141a)$$

$$\mathbf{x}_{p2} = \mathbf{HDST} \times \mathbf{x}_2, \quad (141b)$$

şeklinde kodlanır. Daha sonra, elde edilen bu sembollerin, ($\mathbf{x}_{p1}, \mathbf{x}_{p2} \in \mathbb{C}^{\left(\frac{N}{2}\right)}$), Hermitian simetrisi;

$$\mathbf{x}_{h1} = \left[\mathbf{x}_{p1}^T, \left(\mathbf{K} \mathbf{x}_{p1}^* \right)^T \right]^T, \quad (142a)$$

$$\mathbf{x}_{h2} = \left[\mathbf{x}_{p2}^T, \left(\mathbf{K} \mathbf{x}_{p2}^* \right)^T \right]^T. \quad (142b)$$

alındıktan sonra IFFT, $\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$, dönüşümü uygulanır;

$$\mathbf{x}_{f1} = \mathbf{F}^H \mathbf{x}_{h1}, \quad (143a)$$

$$\mathbf{x}_{f2} = \mathbf{F}^H \mathbf{x}_{h2}. \quad (143b)$$

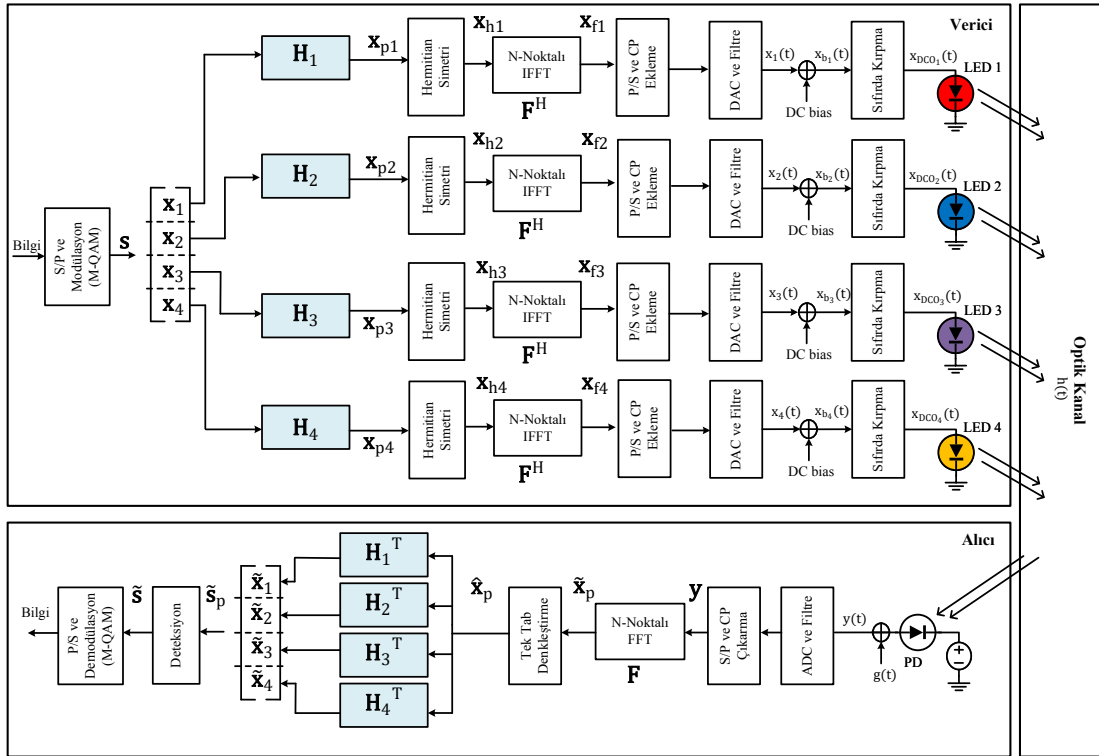
Alıcıda ise, denkleştirme sonrası elde edilen semboller ters ön-kodlama için denklem (106) ve (107)'da tanımlanan $\mathbf{HDCT} \in \mathbb{R}^{(N/4) \times (N/2)}$ ve $\mathbf{HDST} \in \mathbb{R}^{((N/4) \times (N/2))}$ matrisleri ile çarpılır;

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{HDCT} \times \hat{\mathbf{x}}_p, \quad (144a)$$

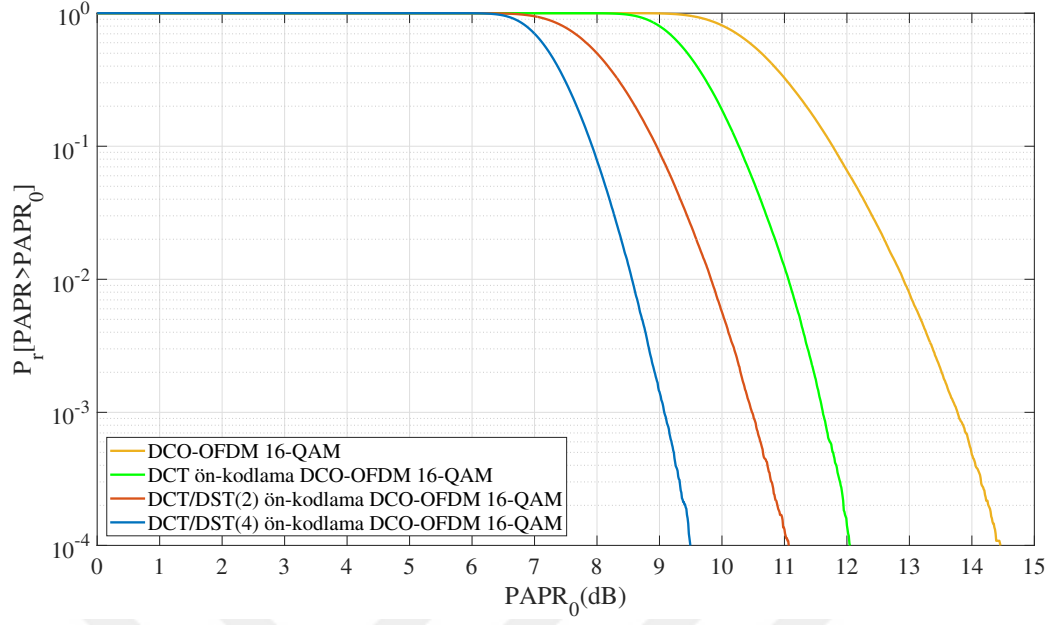
$$\tilde{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{HDST} \times \hat{\mathbf{x}}_p. \quad (144b)$$

Ters ön-kodlama sonrasında, birleştirilen semboller denklem (61)'de verildiği üzere $\hat{s}_n$ yerine $\tilde{s}_{p_n}$ yerleştirilerek deteksiyon yapılır ve elde edilen semboller demodüle edilerek bilgi geri elde edilmiş olunur. Şekil 59'da ise modüle edilmiş semboller 4 gruba ayrılarak aynı yöntem tekrarlanmıştır.

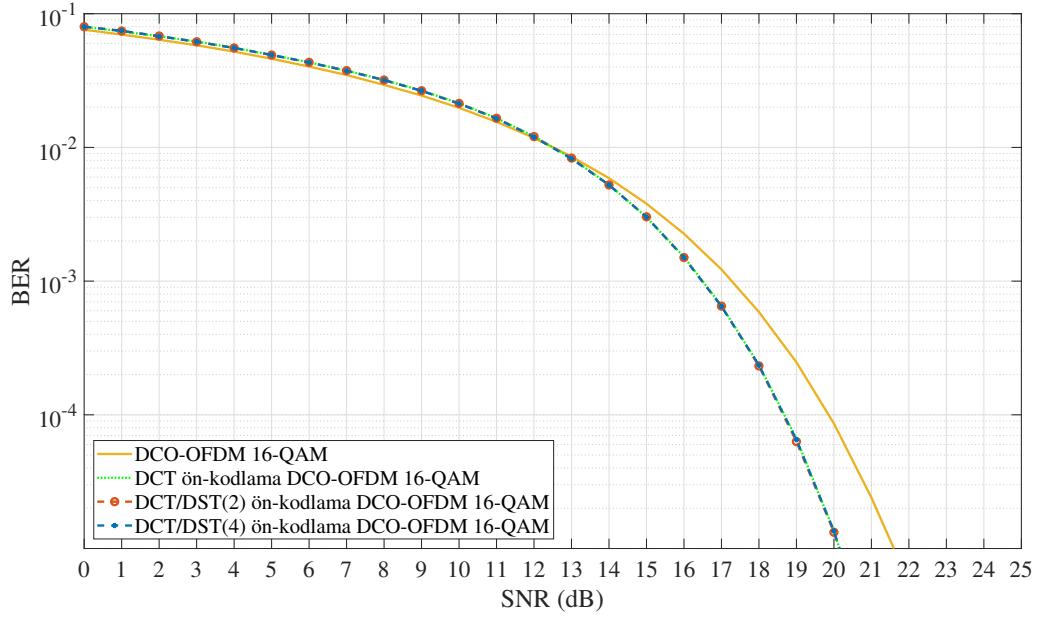
Gruplama yöntemi ile Bölüm 2'de tanımlanan DCT/DST tabanlı matrislerin ön-kodlama yöntemi olarak önerilmiş ve performans karşılaştırması aşağıda sunulmuştur. DCT/DST tabanlı matrislerin ayrı LED kaynakları kullanımına olanak sağlaması, PAPR üzerinde olumlu bir etki yapmış ve Şekil 60'da görüldüğü üzere geleneksel DCT ön-kodlama yönteminden daha iyi performans göstermiştir. Geleneksel DCT ön-kodlama ile karşılaştırıldığında BER performansının etkilendiği de Şekil 61'de gösterilmiştir. Ayrıca,



Şekil 59. DCT/DST(4) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM



Şekil 60. Gruplanmış DCT/DST ön-kodlama metodlarının PAPR performansları



Şekil 61. Gruplanmış DCT/DST ön-kodlama metodlarının BER performansları

geleneksel DCT ön-kodlamaya karşı hesaplama karmaşıklığı avantajını koruduğu Tablo 8’de ortaya konmuştur.

Tablo 8. Gruplanmış DCT/DST ön-kodlamalarının hesaplama karmaşıklığı

Ön-Kodlama Methodu	Dönüşüm Matrisi & Giriş Vektörü	Çarpma	Toplama
DCT	$\mathbf{\Theta} \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2}-1) \times (\frac{N}{2}-1)} \& \mathbf{s} \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2}-1)}$	$2(\frac{N}{2}-1)^2$	$2(\frac{N}{2}-1)(\frac{N}{2}-2)$
	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \& \mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N-2)$
DCT/DST(2)	$\mathbf{HIDCT}, \mathbf{HIDST} \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{4}) \times (\frac{N}{4})} \& \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{C}^{\frac{N}{4}}$	$2(2(\frac{N}{4})^2)$	$2(2(\frac{N}{4})(\frac{N}{4}-1))$
	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \& \mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N-2)$
DCT/DST(4)	$\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \mathbf{H}_3, \mathbf{H}_4 \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{8}) \times (\frac{N}{8})} \& \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4 \in \mathbb{C}^{\frac{N}{8}}$	$4(2(\frac{N}{8})^2)$	$4(2(\frac{N}{8})(\frac{N}{8}-1))$
	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \& \mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N-2)$

2.3.3. DCT/DST Ön-Kodlama Matrislerinin Tek LED Uygulaması

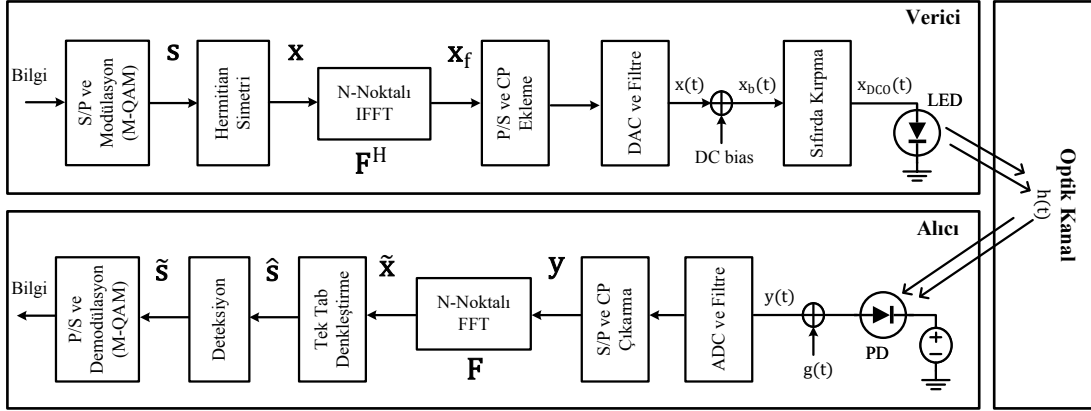
Bu bölümde DCT/DST ön-kodlama matrislerinin tek LED ışık kaynağı ile uygulanmasını sağlamak için [138]'de önerilen yöntem Hermitian simetri yerine kullanılmıştır. Temel olarak, IFFT dönüşümü öncesinde Hermitian simetri kullanılmayan bu yöntemde, IFFT dönüşümü sonrasında oluşan karmaşık değerli sembollerin gerçel ve sanal bileşenleri toplanarak gerçel değerli semboller üretilmektedir. Daha sonra, alıcı tarafında da FFT dönüşümünden sonra oluşan karmaşık değerli sembollerin gerçel ve sanal bileşenleri birbirinden çıkartılmaktadır.

Geleneksel FFT tabanlı OFDM, IFFT işleminden sonra gerçel değerli sembollerin gerekliliği, literatürde yaygın olarak kullanılan Hermitian simetri kullanımını zorunlu kılmaktadır. Şekil 62'de verildiği üzere veri başlangıçta kompleks değerli semboller üreten modülasyon şemasına (örneğin, PSK veya QAM) dayalı olarak modüle edilir ($\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2}-1)}$). Daha sonra, bu semboller Hermitian simetriye sahip olacak şekilde, N uzunluğundaki bir diziye, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$, yerleştirilir:

$$\mathbf{x} = \left[0, s_0, s_1, \dots, s_{(\frac{N}{2}-2)}, 0, s_{(\frac{N}{2}-2)}^*, \dots, s_1^*, s_0^* \right]^T. \quad (145)$$

Bu $\mathbf{x}$ dizisini giriş olarak kabul eden IFFT, $\mathbf{F}^H$, gerçel bir çıktı üretir;

$$\mathbf{x}_f = \mathbf{F}^H \mathbf{x}. \quad (146)$$

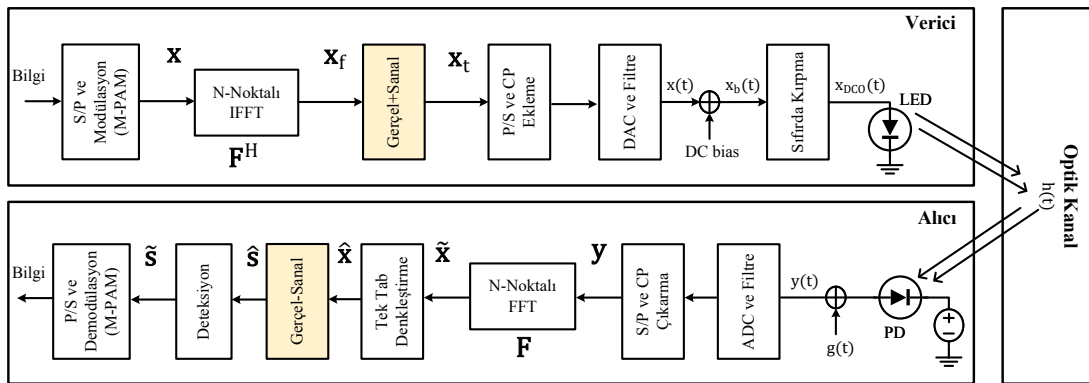


Şekil 62. Geleneksel Hermitian simetrlili DCO-OFDM blok şeması

Bu duruma alternatif olarak [138]'de önerilen yöntem de, IFFT dönüşümü öncesinde Hermitian simetriye ihtiyaç duymadan, IFFT sonucunda elde edilen kompleks değerli sembollerin gerçel ve sanal bileşenlerini toplayarak gerçel semboller elde etmek mümkündür. Bu bileşenler daha sonra alıcı tarafında FFT işleminden sonra birbirinden çıkarılır. Şekil 63'de gösterildiği üzere, Hermitian simetri olmadan, veri belirli bir modülasyon şemasına (M -PAM) göre N adet gerçel değerli sembole dönüştürülür ($\mathbf{s} \in \mathbb{R}^N$), ve bu semboller IFFT dönüşümünün giriş dizisine $\mathbf{x} = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]^T$ yerleştirilir. IFFT dönüşümü gerçekleştirildikten sonra çıkış sembolleri karmaşık değerli olur, $\mathbf{x}_f \in \mathbb{C}^N$;

$$\mathbf{x}_f = \mathbf{F}^H \mathbf{x}. \quad (147)$$

Burada $\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ IFFT dönüşüm matrisidir. Gerçel değerli semboller elde etmek için, bu



Şekil 63. Hermitian simetri kullanılmadan DCO-OFDM blok şeması

karmaşık değerli sembollerin gerçel ve sanal kısımları toplanır;

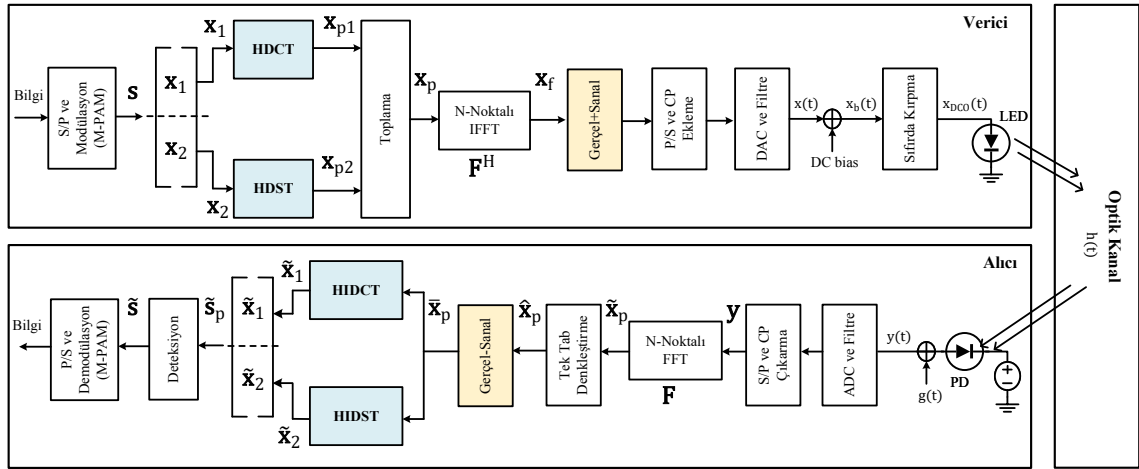
$$\mathbf{x}_t = \text{gerçel}(\mathbf{x}_f) + \text{sanal}(\mathbf{x}_f). \quad (148)$$

Bu işlem, gerçel semboller üretme önkoşulunu karşılamaktadır. Bu gerçel sembolere DC bias ekledikten sonra, tek LED ışık kaynağı aracılığıyla iletim yapılır. Hermitian simetri yerine önerilen bu tekniğin önemli bir faydası da hesaplama karmaşıklığını azaltmasıdır. Yöntemlerin hesaplama karmaşıklık karşılaştırması Tablo 9’da verilmiştir.

Tablo 9. Geleneksel ve Şekil 63’de verilen yöntemlerin hesaplama karmaşıklığı

Methodlar	Dönüşüm Matrisi & Giriş Vektörü	Çarpma İşlemleri	Toplama İşlemleri
Geleneksel OFDM (Şekil 62)	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ & $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N - 2)$
	Hızlı Algoritma	$N(\log_2(N) - 3) + 4$	$N(3\log_2(N) - 1) + 4$
[138]’de Önerilen (Şekil 63)	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ & $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$ ve Gerçel+Sanal ($\mathbf{x}_f \in \mathbb{C}^N$)	$2N^2$	$2N(N - 1) + N$
	Hızlı Algoritma ve Gerçel+Sanal ($\mathbf{x}_f \in \mathbb{C}^N$)	$\frac{N}{2}(\log_2(N) - 3) + 2$	$\frac{N}{2}(3\log_2(N) - 5) + 4 + N$

Önerilen DCT/DST ön-kodlama şemaları, Şekil 64 ve 65’de gösterilmiştir. Bu şemalar, DCT ve DST dönüşümlerini birleştirerek yeni ön-kodlama matrisleri oluşturur ve Hermitian simetri yerine, [138]’de önerilen yöntemi kullanır. DCT/DST(2) ön-kodlama yön-



Şekil 64. DCT/DST(2) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM

teminde ikiye bölünen M -PAM modüleli semboller, denklem (106) ve (107)’de tanımlanan

matrislerle çarpılır ve elde edilen ön-kodlanmış semboller toplanarak IFFT dönüşümünün girişine gönderilir. IFFT dönüşümü alınan sembollerin sonucunda elde edilen kompleks sembollerin gerçel ve sanal kısımları toplanarak, IM/DD iletimi için gereken gerçel değerli semboller elde edilir. Alıcıda ise FFT dönüşümü sonrası elde edilen kompleks sembollerin gerçel ve sanal bileşenleri birbirinden çıkartılır. Bu bileşenler ayrı ayrı denklem (99) ve (100)'de tanımlanan matrislerle çarpılarak elde edilen semboller birleştirilir. Daha sonra bu semboller, deteksiyon ve demodülasyon işlemleri sonucunda iletilen bilgi geri elde edilmiş olunur.

Şekil 64'de verildiği üzere, vericide modüle edilmiş semboller, $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^{(N-1)}$, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$ vektörüne

$$\mathbf{x} = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N-1)}]^T \quad (149)$$

şeklinde depolanır ve iki gruba ayrılır;

$$\mathbf{x}_1 = [0, s_0, s_1, \dots, s_{(N/2-1)}]^T, \quad (150a)$$

$$\mathbf{x}_2 = [s_{(N/2)}, s_{(N/2+1)}, \dots, s_{(N-2)}, s_{(N-1)}]^T. \quad (150b)$$

2 eşit parçaya, ($\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2})}$), bölünen sembollerin ön-kodlaması için denklem (99) ve (100)'de tanımlanan $\mathbf{HIDCT} \in \mathbb{R}^{N \times (N/2)}$ ve $\mathbf{HIDST} \in \mathbb{R}^{(N \times (N/2))}$ matrisler kullanılır;

$$\mathbf{x}_{p1} = \mathbf{HIDCT} \times \mathbf{x}_1, \quad (151a)$$

$$\mathbf{x}_{p2} = \mathbf{HIDST} \times \mathbf{x}_2. \quad (151b)$$

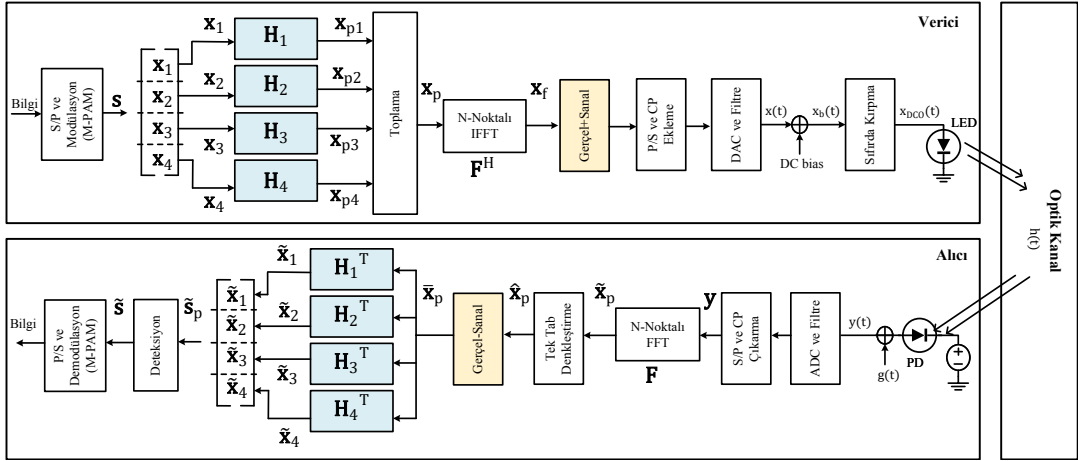
Kodlanan semboller, $\mathbf{x}_{p1}$ ve $\mathbf{x}_{p2} \in \mathbb{R}^N$, daha sonra toplanır ve IFFT dönüşümüne, $\mathbf{F}^H$, tabi tutulur;

$$\mathbf{x}_f = \mathbf{F}^H(\mathbf{x}_{p1} + \mathbf{x}_{p2}). \quad (152)$$

Elde edilen karmaşık değerli sembollerin, $\mathbf{x}_f \in \mathbb{R}^N$, denklem (148) verildiği üzere, gerçel ve sanal kısımları toplanarak gerçel değerli semboller elde edilir. Daha sonra DC bias eklenerek pozitif değerli hale getirilen sinyal, tek LED kullanılarak iletilir.

Alıcıda ise FFT dönüşümü uygulanan semboller;

$$\tilde{\mathbf{x}}_p = \mathbf{F}\mathbf{y}, \quad (153)$$



Şekil 65. DCT/DST(4) ön-kodlama yapılan geleneksel DCO-OFDM

denklem (60) verildiği üzere, tek-tab denkleştirici yardımıyla kestirilir. Daha sonra elde edilen karmaşık sembollerin, $\hat{\mathbf{x}}_p \in \mathbb{C}^N$, gerçel ve sanal kısımları birbirinden çıkarılır;

$$\bar{\mathbf{x}}_p = \text{gerçel}(\hat{\mathbf{x}}_p) - \text{sanal}(\hat{\mathbf{x}}_p). \quad (154)$$

ve gerçel değerli semboller, $\bar{\mathbf{x}}_p \in \mathbb{R}^N$, elde edilir. Daha sonra bu semboller, ters ön-kodlama için denklem (106) ve (107)'da tanımlanan $\mathbf{HDCT} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times N}$ ve $\mathbf{HDST} \in \mathbb{R}^{(N/2) \times N}$ matrisler ile çarpılır;

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{HDCT} \times \bar{\mathbf{x}}_p, \quad (155a)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{HDST} \times \bar{\mathbf{x}}_p. \quad (155b)$$

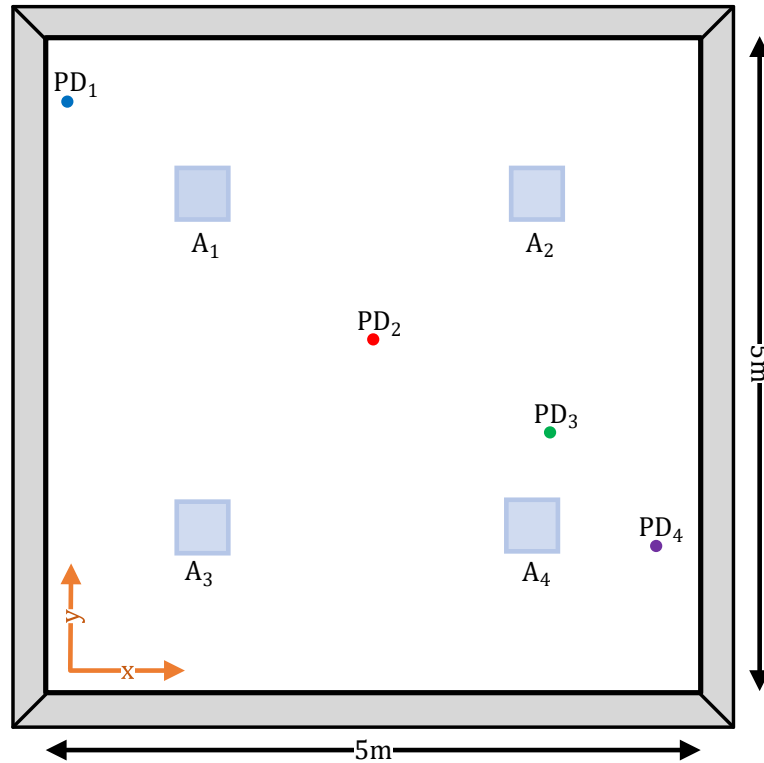
Ters ön-kodlama sonrasında, birleştirilen semboller hakkında denklem (61)'de $\hat{s}_n$ yerine $\tilde{s}_{p_n}$ yerleştirilerek MLD yardımı ile karar verilir ve elde edilen semboller demodüle edilerek bilgi geri elde edilmiş olunur.

DCT/DST(2) ön-kodlama yöntemi ile farklı olarak, DCT/DST(4) ön-kodlama yönteminde denklem (149)'de verilen modüleli semboller 4 eşit parçaya, $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3$, ve $\mathbf{x}_4 \in \mathbb{R}^{(N/4)}$ bölünür ve denklem (120)'da tanımlanmış matrisler ($\mathbf{H}_v \in \mathbb{R}^{N \times \frac{N}{4}}$ ($v = 1, 2, 3, 4$)) ile çarpılarak ön-kodlama işlemi yapılır. Ardından elde edilen semboller, $\mathbf{x}_{p1}, \mathbf{x}_{p2}, \mathbf{x}_{p3}$, ve $\mathbf{x}_{p4} \in \mathbb{R}^N$, toplanır. Alıcıda ise denkleştirme sonrası elde edilen semboller ters ön-kodlama matrisleri ($\mathbf{H}_v^T \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times N}$) ile çarpılıp birleştirilir.

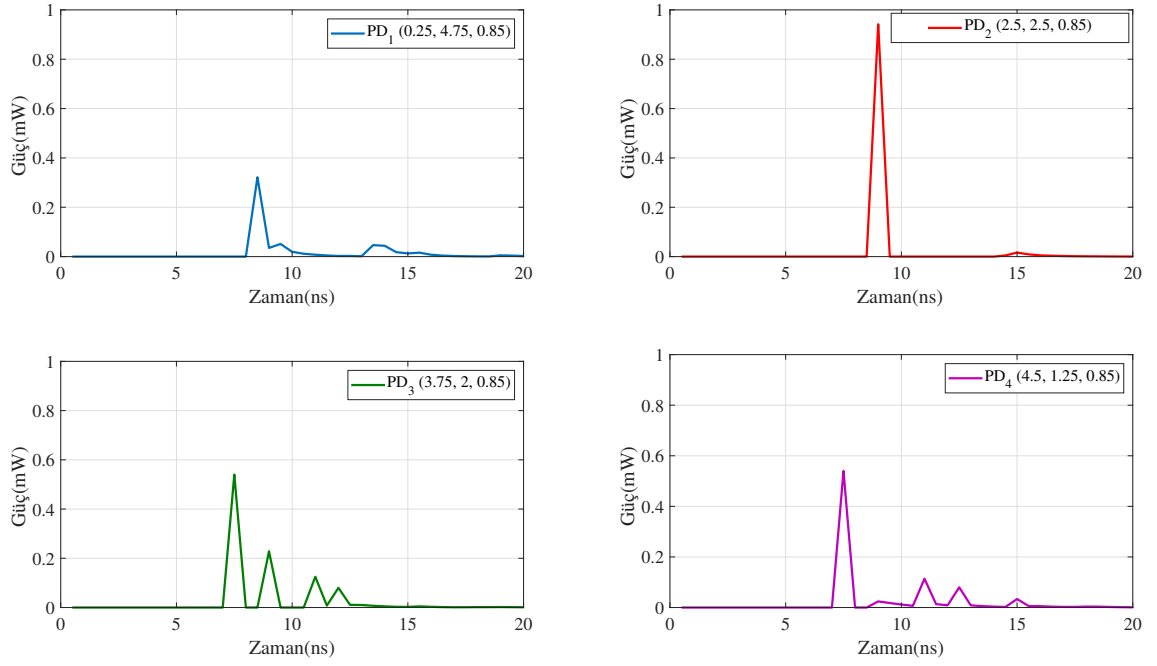
2.3.4. Performans Sonuçları ve Hesaplama Karmaşıklığı Karşılaştırması

4 adet LED armatür ile aydınlatılan $5 \times 5 \times 3$ m model odanın üst görünümü Şekil 66’da gösterilmiştir. Aydınlatma elemanlarının koordinatları ve diğer parametreler Bölüm 2.1.1’de verilen değerler ile aynı kabul edilmiştir. Çeşitli konumlardaki alıcılar (PD_1, PD_2, PD_3, PD_4) için hesaplanan kanal birim vuruş tepkileri, Şekil 67’de verilmiştir. Hesaplama da bir LOS ve iki NLOS bileşen dikkate alınmıştır. Ayrıca, DCT/DST(4) ön-kodlama matrislerinin türetilmesinde rastgele oluşturulan C_r matrisi için tipik bir CIR, bir LOS bileşeni (yani h_0 , alınan gücün 70 – 85%’ini içerir) ve iki NLOS bileşenine (yani h_1 , alınan gücün 15 – 25%’ini içerir ve h_2 , alınan gücün 5 – 10%’ini içerir) sahip olduğu varsayılmıştır.

Bu kısımda, DCO-OFDM yapısı için DCT ön-kodlama ile DCT ile hibridleştirilmiş üç farklı ön-kodlama yönteminin (DCT & Gauss, DCT & μ ve önerilen DCT/DST) BER, PAPR ve hesaplama karmaşıklığı açısından performans karşılaştırması sunulmaktadır. Hesaplamalar, frekans seçici kanala sahip olan PD_4 konumuna yerleştirilen PD için yapılmıştır. Şekil 68’de görüldüğü üzere, yöntemlerin BER performansları oldukça benzerdir fakat, Şekil



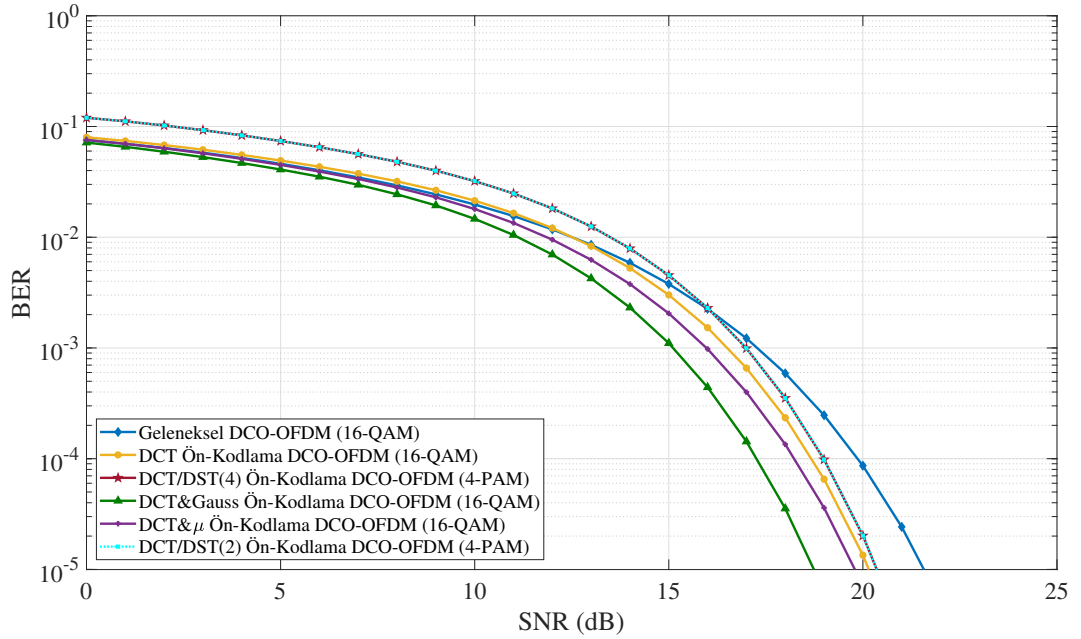
Şekil 66. Model oda



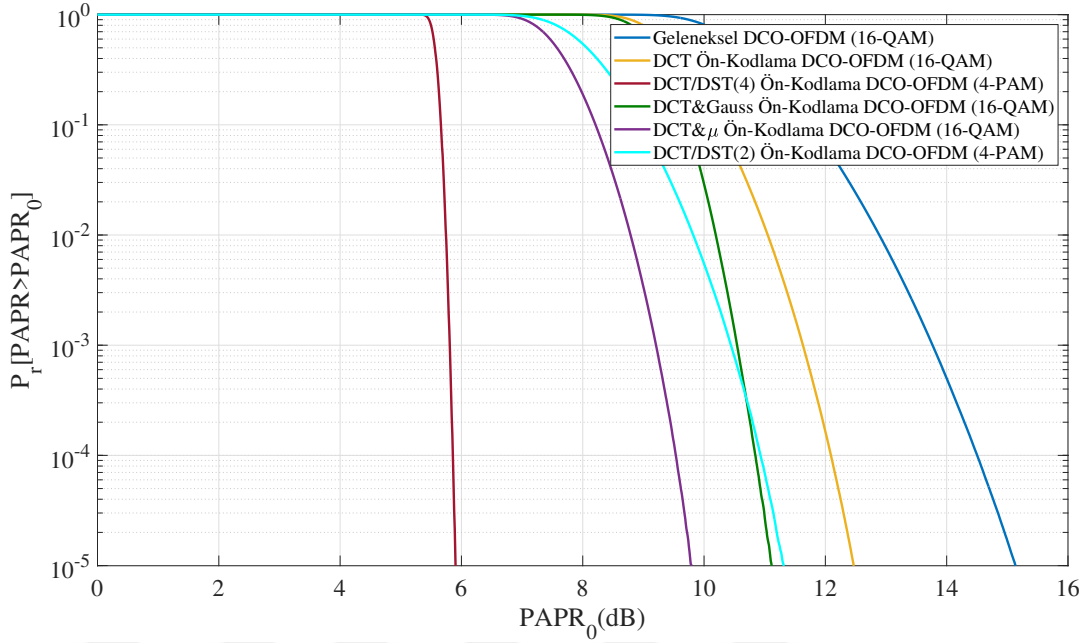
Şekil 67. (PD_1, PD_2, PD_3, PD_4) konumlarıdaki alıcılar için CIR

69’da gösterildiği gibi, önerilen DCT/DST(4) yöntemi, DCT ön-kodlama yöntemine kıyasla PAPR değerinde 6 dB’yi aşan bir azalma sağlamıştır. Gaussian matris ile DCT [135] ve μ -yasa ($\mu = 3$) ile DCT [137] ise sırasıyla yaklaşık 1 dB ve 2 dB azalma sunmaktadır.

Tablo 10’da, önerilen DCT/DST(4) yöntemin, $\frac{9N^2}{4}$ gerçel çarpım ve $\frac{9N^2}{4} + N$ gerçel



Şekil 68. Ön-kodlama methodlarının DCO-OFDM BER performansları



Şekil 69. Ön-kodlama metodlarının DCO-OFDM PAPR performansları

toplama işlemi gerçekleştirdiği, buna karşın DCT ön-kodlamanın $\frac{9N^2}{2}$ gerçel çarpım ve $4N^3 - \frac{7N^2}{2} - 5N$ gerçel toplama gerektirdiğini görülmektedir. Buradaki temel neden, daha öncede Bölüm 2.2.2’de de açıklanan önerilen kodlama matrislerindeki tekrarlanan desen olarak açıklanabilir. Bu durum sayesinde, önerilen DCT/DST yöntemlerinin, diğer hibrit yaklaşımlarla karşılaştırıldığında daha düşük karmaşıklığa sahip olduğu görülmektedir. Aynı zamanda, DCT ile Gauss [135] karmaşıklığı, PAPR minimizasyonu için denenen Gauss matrislerinin sayısı arttıkça orantılı olarak artmaktadır. Son olarak, DCT ile μ -yasa sıkıştırmaya tabi tutulan semboller, s_p ,

$$s_{p_n} = \frac{\max(\mathbf{s})}{\log(1 + \mu)} \log \left(1 + \frac{\mu}{\max(\mathbf{s})} |s_n| \right) \text{sgn}(s_n); \quad \forall n \in [0, 1, \dots, (\frac{N}{2} - 2)] \quad (156)$$

şeklinde gösterilir ve burada μ , sıkıştırmanın düzeyini temsil edtmektedir. Tablo 10’da verilen DCT ile μ -yasa sıkıştırma yönteminin hesaplama karmaşıklığına ek olarak, denklem (156)’de verildiği üzere her bir eleman için logaritma ve sgn işleminin yapılması gerekmektedir.

Tablo 10. Ön-kodlama metotlarının hesaplama karmaşıklığı karşılaştırması

Ön-Kodlama Methodu	Dönüşüm Matrisi & Giriş Vektörü	Çarpma	Toplama
DCT	$\Theta \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2}) \times (\frac{N}{2})} \text{ \& } \mathbf{s} \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2})}$	$2(\frac{N}{2})^2$	$2(\frac{N}{2})(\frac{N}{2} - 1)$
	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \text{ \& } \mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N - 2)$
Önerilen DCT/DST(2)	$\mathbf{HDCT}, \mathbf{HDST} \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}} \text{ \& } \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^{\frac{N}{2}}$	$2(\frac{N}{2})^2$	$2(\frac{N}{2})(\frac{N}{2} - 1)$
	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \text{ \& } \mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$	$2N^2$	$2N(N - 1)$
	Toplam ($\mathbf{x}_{p1}, \mathbf{x}_{p2} \in \mathbb{R}^N$) ve Gerçek+Sanal ($\mathbf{x}_f \in \mathbb{C}^N$)	–	N ve N
Önerilen DCT/DST(4)	$\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \mathbf{H}_3, \mathbf{H}_4 \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4} \times \frac{N}{4}} \text{ \& } \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4 \in \mathbb{R}^{\frac{N}{4}}$	$4(\frac{N}{4})^2$	$4(\frac{N}{4})(\frac{N}{4} - 1)$
	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \text{ \& } \mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$	$2N^2$	$2N(N - 1)$
	Toplam ($\mathbf{x}_{p1}, \mathbf{x}_{p2}, \mathbf{x}_{p3}, \mathbf{x}_{p4} \in \mathbb{R}^N$) ve Gerçek+Sanal ($\mathbf{x}_f \in \mathbb{C}^N$)	–	$3N$ ve N
DCT/Gauss [135]	$\Theta \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2}) \times (\frac{N}{2})} \text{ \& } \mathbf{s} \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2})}$	$2(\frac{N}{2})^2$	$2(\frac{N}{2})(\frac{N}{2} - 1)$
	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \text{ \& } \mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N - 2)$
	$\alpha \times \Psi \in \mathbb{R}^{N \times N} \text{ \& } \mathbf{x}_f \in \mathbb{R}^N$	αN^2	$\alpha N(N - 1)$
DCT/ μ -yasa [137]	$\Theta \in \mathbb{R}^{(\frac{N}{2}) \times (\frac{N}{2})} \text{ \& } \mathbf{s} \in \mathbb{C}^{(\frac{N}{2})}$	$2(\frac{N}{2})^2$	$2(\frac{N}{2})(\frac{N}{2} - 1)$
	$\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N} \text{ \& } \mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$	$4N^2$	$2N^2(2N - 2)$

3. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında esasen, OFDM yapısında kullanılan gerçel tabanlı DTT dönüşümleri incelenmiştir. Bu dönüşümler (DCT ve DST), geleneksel DFT tabanlı OFDM yapısındaki Hermitian simetri zorunluluğunu ortadan kaldırarak sistem karmaşıklığını azaltmaktadır. Ayrıca, DTT dönüşümlerin bir arada kullanılmasıyla elde edilen ve bu çalışmada önerilen yeni yöntemler (DCT/DST(2) ve DCT/DST(4)), aynı frekans seçici kanal üzerinden ayrı ayrı LED ışık kaynakları kullanarak farklı bilgilerin aynı anda iletilmesinin mümkün olduğunu göstermektedir. Ek olarak, hesaplama karmaşıklığı açısından geleneksel DFT tabanlı OFDM ve FOFDM tekniklerinden daha verimli olan bu yöntemler, BER performansında bir kayıp yaşamadan PAPR performansını artırmaktadır.

Önerilen yöntemlerin analizi için öncelikle model bir kapalı ortamda belirlenen yüzeyler için aydınlatma, alınan güç ve SNR hesabı yapılmıştır. Daha sonra literatürde yaygın olarak kullanılan ışın izleme (Barry) yöntemi ile LOS ve NLOS ışınlarının oda içindeki bir alıcı PD üzerindeki kanal birim vuruş tepkisi (CIR) hesaplanmıştır. Geleneksel DFT tabanlı OFDM yapısında, Hermitian simetri kullanımı ile elde edilen gerçel değerli sembollerin sadece pozitif değerli olması için literatürde önerilen iki temel yöntem olan DCO-OFDM ve ACO-OFDM teknikleri detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Son olarak literatürdeki düz sönümlemeli kanal ve frekans seçici kanal için önerilen DCT tabanlı FOFDM yöntemleri incelenmiştir.

Özellikle frekans seçici kanal şartları altında tek tab denkleştirme sağlayabilen FOFDM yöntemleri ile aynı anda DTT dönüşümlerini kullanabilen DCT/DST(2) ve DCT/DST(4) yöntemleri karşılaştırılmıştır. Tek tab denkleştireci kullanmak için spektral verimliliği düşüren veya karmaşık filtreleme yöntemleri ile sistemi karmaşık hale getiren yöntemlere karşı, önerilen yöntemler çok daha az hesaplama karmaşıklığı sunmaktadır. Ayrıca, BER performansını etkilemeden 2 veya 4 ayrı LED ışık kaynağını aynı anda kullanarak taşıyıcı sayısını azalttığı için daha iyi PAPR performansı sağlamaktadır. Bu çalışmada önerilen yöntemlerin önemli bir avantajı da, aynı kanal koşulları altında aynı armatür içindeki farklı LED ışık kaynaklarını kullanarak farklı bilgi iletimini bilgileri karıştırmadan sağlayabilmeleridir.

Ayrıca, önerilen DCT/DST(2) ve DCT/DST(4) yöntemlerinde kullanılan dönüşüm

matrislerinin ön-kodlama PAPR azaltma için de kullanılabileceği ve geleneksel DCT ön-kodlama ile literatürdeki diğer DCT ön-kodlama ile hibritleştirilmiş yöntemlere kıyasla çok daha iyi PAPR performansı sağladığı gösterilmiştir. İlk olarak hesaplama karmaşıklığını düşürmek için literatürde önerilen grublama DCT ön-kodlama yöntemi incelenmiş ve 2 ve 4 gruba ayrılan sembollere ayrı ayrı DCT ön-kodlama uygulandığında PAPR değerinin geleneksel DCT ön-kodlamadan daha kötü hale geldiği, ancak hesaplama karmaşıklığının azaldığı görülmüştür. Bu çalışmada önerilen DCT/DST(2) ve DCT/DST(4) dönüşüm matrislerinin ön-kodlama için uygulandığında ise hem PAPR değerini azalttığı hem de hesaplama karmaşıklığını düşürdüğü gösterilmiştir.

Son olarak, literatürde geleneksel DFT-OFDM yapısında gerçel değerli sembol üretmek için kullanılan Hermitian simetri yerine önerilen bir yöntem ele alınmıştır. Bu yöntemde, Hermitian simetri olmaksızın uygulanan IFFT sonrası elde edilen karmaşık sembollerin gerçel ve sanal kısımlarının toplanması ile gerçel değerli semboller elde edilmektedir. Bu yöntemin uygulandığı geleneksel DFT yapısı için DCT/DST(2) ve DCT/DST(4) ön-kodlama yöntemleri, DCT ön-kodlama ve DCT ön-kodlama ile hibritlenmiş ön-kodlama yöntemleri ile karşılaştırılmıştır. DCT/DST(4) ön-kodlama yöntemi, diğer yöntemlere kıyasla BER performansında önemli bir değişikliğe neden olmadan daha az hesaplama karmaşıklığı ile çok daha iyi PAPR performansı sağladığı gösterilmiştir.

Gelecekte yapılacak çalışmalar için öneriler ise üç ana başlık altında toplanabilir:

- **Renkli LED Işık Kaynaklarının Kullanımı:** Bu tez çalışmasında, önerilen yöntemlerin analizi için gereken ve verici olarak kullanılan 2 veya 4 ayrı LED ışık kaynağı için, ya armatürü oluşturan küçük LED ışık kaynakları gruplara ayrılmakta ya da LED sayısına uygun bir armatür seçilmektedir. Bunun yerine, aynı anda beyaz ışık üretmek için kullanılabilen farklı renk LED ışık kaynakları (RGB veya QLED (BCYR)) kullanılabilir ve bu kaynakların etkileri araştırılabilir.
- **LED Sayısının Artırılması ile OFDMA Kullanımı:** Bu zamana kadar yapılan çalışmalarda, önerilen DCT/DST(2) ve DCT/DST(4) yöntemleri ile 2 ve 4 LED ışık kaynağı kullanılarak ayrı ayrı bilgi iletiminin yapılabileceği gösterilmiştir. Gelecekteki çalışmalarda, LED sayısının artırılması (8, 16, 32, 64) ile dikey frekans bölmeli çoklu erişim (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access, OFDMA) kullanımının etkisi ve performansı daha detaylı bir şekilde incelenebilir.

- Önerilen Ön-kodlama Matrislerinin RF İletişiminde Kullanımı: Önerilen DCT/DST(2) ve DCT/DST(4) dönüşüm matrisleri, RF iletişimde kullanılan yöntemlerde (MIMO-OFDM) PAPR ön-kodlama tekniği olarak mevcut yöntemlerle karşılaştırılabilir.



4. KAYNAKLAR

1. Kubba, S. (2016). *Handbook of Green Building Design and Construction: LEED, BREEAM, and Green Globes*. Elsevier Inc.
2. Xie, R.-J., Li, Y. Q., Hirosaki, N., & Yamamoto, H. (2016). *Nitride Phosphors and Solid-State Lighting*. CRC Press.
3. Pattison, M., Hansen, M., Bardsley, N., & Elliott, C. (2020). *2019 Lighting R&D Opportunities*. U.S. Department of Energy. <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2020/01/f70/ssl-rd-opportunities2-jan2020.pdf>
4. James R., B. (2014). *Energy Savings Forecast of Solid-State Lighting in General Illumination Applications*. Navigant Consulting Inc. <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2015/05/f22/energysavingsforecast14.pdf>
5. Emodi, N. V. (2018). *Energy Policies for Sustainable Development Strategies: The Case of Nigeria*. Springer.
6. Chi, N. (2018). *LED-Based Visible Light Communications*. Springer.
7. Yamada, M., Penning, J., Schober, S., Lee, K., & Clay, E. (2019). *Energy Savings Forecast of Solid-State Lighting in General Illumination Applications*. Navigant Consulting Inc. https://www.energy.gov/sites/prod/files/2019/12/f69/2019_ssl-energy-savings-forecast.pdf
8. Kooroshy, J., Ibbotson, A., Lee, B., Bingham, D. R., & Simons, W. (2015). *The Low Carbon Economy: GS SUSTAIN equity investor's guide to a low carbon world*. Goldman Sachs.
9. 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.
10. Medina, C., Zambrano Nuñez, M., 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), 482–495.
11. Rea, M. S. (2000). *The IESNA Lighting Handbook: Reference & Application*. Illuminating Engineering Society of North America.
12. Zafar, F., Karunatilaka, D., & Parthiban, R. (2015). Dimming schemes for visible light communication: The state of research. *IEEE Wireless Communications*, 22(2), 29–35.
13. Rajagopal, S., Roberts, R., & Lim, S.-K. (2012). Ieee 802.15.7 visible light communication: Modulation schemes and dimming support. *IEEE Communications Magazine*, 50(3), 72–82.
14. Villalba, N., Melo, C., Ayala, S., Mancilla, C., Valenzuela, W., Figueroa, M., Baradit, E., Lin, R., Tang, M., Walborn, S. P., vd. (2023). Transmission of optical communication signals through ring core fiber using perfect vortex beams. *Optics Express*, 31(24), 40113–40123.

15. Tarı, E. (2010). *Optik modülatörlerde performans analizi*. Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
16. Kavehrad, M., Chowdhury, M. I. S., & Zhou, Z. (2015). *Short range optical wireless: Theory and applications*. Wiley.
17. Ghassemlooy, Z., Popoola, W., & Rajbhandari, S. (2019). *Optical wireless communications: System and channel modelling with matlab®*. CRC press.
18. Grubor, J., Lee, S. C. J., Langer, K.-D., Koonen, T., & Walewski, J. W. (2007). Wireless high-speed data transmission with phosphorescent white-light leds. *33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication*, s. 1–2. Berlin.
19. Park, S., Jung, D., Shin, H., Shin, D., Hyun, Y., Lee, K., Oh, Y., Park, B., Shin, H., & Lee, K. (2007). Information broadcasting system based on visible light signboard. *7th IASTED International Conference on Wireless and Optical Communications*, s. 1–8. Montreal.
20. Le Minh, H., O'Brien, D., Faulkner, G., Zeng, L., Lee, K., Jung, D., Oh, Y., & Won, E. T. (2009). 100-Mb/s NRZ Visible Light Communications Using a Postequalized White LED. *IEEE Photonics Technology Letters*, 21(15), 1063–1065.
21. Grubor, J., Randel, S., Langer, K. D., & Walewski, J. W. (2008). Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting. *Journal of Lightwave Technology*, 26(24), 3883–3892.
22. 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.
23. Le Minh, H., O'Brien, D., Faulkner, G., Zeng, L., Lee, K., Jung, D., & Oh, Y. J. (2008). 80 mbit/s visible light communications using pre-equalized white led. *34th European Conference on Optical Communication*, s. 223–224. Brussels.
24. Vucic, J., Kottke, C., Nerreter, S., Habel, K., Buttner, A., Langer, K.-D., & Walewski, J. W. (2008). 125 mbit/s over 5 m wireless distance by use of oof-modulated phosphorescent white leds. *35th European Conference on Optical Communication*, s. 1–2. Vienna.
25. Kottke, C., Hilt, J., Habel, K., Vučić, J., & Langer, K. D. (2012). 1.25 gbit/s visible light wdm link based on dmt modulation of a single rgb led luminary. *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, s. 1–3. Amsterdam.
26. Cossu, G., Khalid, A. M., Choudhury, P., Corsini, R., & Ciaramella, E. (2012). 3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED. *Optics Express*, 20(26), 501–506.
27. Lu, C., Lai, C.-H., Yeh, C.-H., & Chen, J. (2007). 6.36 gbit/s rgb led-based wdm mimo visible light communication system employing ofdm modulation. *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, s. 1–3. Los Angeles.
28. Chen, S. H., & Chow, C. W. (2014). Color-Shift Keying and Code-Division Multiple-Access Transmission for RGB-LED Visible Light Communications Using Mobile Phone Camera. *IEEE Photonics Journal*, 6(6), 1–6.
29. Ghassemlooy, Z. (2012). Oled-based visible light communications. *IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series*, s. 102–103. Seattle.

30. Le Minh, H., Ghassemlooy, Z., Burton, A., & Haigh, P. A. (2011). Equalization for organic light emitting diodes in visible light communications. *IEEE GLOBECOM Workshops*, s. 828–832. Houston.
31. Cogman, A., Kelly, A. E., Massoubre, D., Gu, E., McKendry, J. J. D., Dawson, M. D., Henderson, R. K., Watson, S., & Zhang, S. (2013). 1.5 Gbit/s Multi-Channel Visible Light Communications Using CMOS-Controlled GaN-Based LEDs. *Journal of Lightwave Technology*, 31(8), 1211–1216.
32. Schinke, D. P., Smith, R. G., & Hartman, A. R. (1980). *Photodetectors*. Springer.
33. Vučić, J., Kottke, C., Habel, K., & Langer, K.-D. (2011). 803 mbit/s visible light wdm link based on dmt modulation of a single rgb led luminary. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, s. 1–3. Los Angeles.
34. Parikh, H., Chokshi, J., Gala, N., & Biradar, T. (2013). Wirelessly transmitting a grayscale image using visible light. *International Conference on Advances in Technology and Engineering*, s. 1–6. Mumbai.
35. Rajagopal, S., Lim, S.-k., Bae, T., Kim, D. H., Son, J., Jang, I. S., Kim, D., Han, D. W., Li, Y., Yokoi, A., Jung, D. K., Shin, H. S., Park, S. B., Lee, K. W., Surra, S. A., Khan, F., Kang, T. G., & Won, E. T. (2009). IEEE 802.15 Wireless Personal Area Networks, 1–121.
36. Chandrasekhar, V., Andrews, J. G., & Gatherer, A. (2008). Femtocell networks: A survey. *IEEE Communications Magazine*, 46(9), 59–67.
37. Cisco. (2019). *Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022*. <http://media.mediapost.com/uploads/CiscoForecast.pdf>
38. Cisco. (2020). *The Cisco Annual Internet Report*. <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internet-report/white-paper-c11-741490.pdf>
39. Ayyash, M., Elgala, H., Khreishah, A., Jungnickel, V., Little, T., Shao, S., Rahaim, M., Schulz, D., Hilt, J., & Freund, R. (2016). Coexistence of WiFi and LiFi toward 5G: Concepts, opportunities, and challenges. *IEEE Communications Magazine*, 54(2), 64–71.
40. Bell, A. G., Adams, W., Tyndall, & Preece, W. (1880). Discussion on “The photophone and the conversion of radiant energy into sound”. *Journal of the Society of Telegraph Engineers*, 9(34), 375–383.
41. Groth, M. (1987). Photophones Revisted. *Amateur Radio Magazine*, 12–17.
42. Jackson, D. K., Buffaloe, T. K., & Leeb, S. B. (1998). Fiat lux: A fluorescent lamp digital transceiver. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(3), 625–630.
43. Gfeller, F. R., & Bapst, U. (1979). Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation. *Proceedings of the IEEE*, 67(11), 1474–1486.
44. Pang, G., Kwan, T., Chan, C., & Liu, H. (1999). Led traffic light as a communications device. *IEEE/IEEEJ/ISAI International Conference on Intelligent Transportation Systems*, s. 788–793. Tokyo.

45. Tanaka, Y., Haruyama, S., & Nakagawa, M. (2000). Wireless optical transmissions with white colored led for wireless home links. *11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, s. 1325–1329. London.
46. Tanaka, Y., Komine, T., Haruyama, S., & Nakagawa, M. (2001). Indoor visible communication utilizing plural white leds as lighting. *12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, s. 81–85. San Diego.
47. Kulhavy, K. (2001). RONJA. <http://ronja.twibright.com/>
48. Vucic, J., Kottke, C., Nerreter, S., Langer, K. D., & Walewski, J. W. (2010). 513 Mbit/s visible light communications link based on DMT-modulation of a white LED. *Journal of Lightwave Technology*, 28(24), 3512–3518.
49. Khalid, A. M., Cossu, G., Corsini, R., Choudhury, P., & Ciaramella, E. (2012). 1-Gb/s transmission over a phosphorescent white LED by using rate-adaptive discrete multitone modulation. *IEEE Photonics Journal*, 4(5), 1465–1473.
50. Tsonev, D., Chun, H., Rajbhandari, S., McKendry, J. J., Videv, S., Gu, E., Haji, M., Watson, S., Kelly, A. E., Faulkner, G., Dawson, M. D., Haas, H., & O'Brien, D. (2014). A 3-Gb/s single-LED OFDM-based wireless VLC link using a gallium nitride μ LED. *IEEE Photonics Technology Letters*, 26(7), 637–640.
51. <http://www.vlcc.net/>. (2023, Aralık 31).
52. <https://www.jeita.or.jp/japanese/>. (2023, Aralık 31).
53. <https://www.crat.eu/projects/fp7-and-related-national-projects/omega>. (2023, Aralık 31).
54. Jungnickel, V., Uysal, M., Serafimovski, N., Baykas, T., O'Brien, D., Ciaramella, E., Ghassemlooy, Z., Green, R., Haas, H., Haigh, P. A., Jimenez, V. P., Miramirkhani, F., Wolf, M., & Zvánovec, S. (2016). A european view on the next generation optical wireless communication standard. *IEEE Conference on Standards for Communications and Networking*, s. 106–111. Tokyo.
55. <http://www.bu.edu/smartlighting/>. (2023, Aralık 31).
56. <https://www.eng.ed.ac.uk/research/activity/li-fi-research-and-development-centre>. (2023, Aralık 31).
57. Wu, S., Wang, H., & Youn, C. H. (2014). Visible light communications for 5G wireless networking systems: From fixed to mobile communications. *IEEE Network*, 28(6), 41–45.
58. <https://www.eng.ed.ac.uk/research/projects/vlc-ultra-parallel-visible-light-communications>. (2023, Aralık 31).
59. Wang, Z., Wang, Q., Huang, W., & Xu, Z. (2017). *Visible light communications: Modulation and signal processing*. John Wiley & Sons.
60. <https://j-photonics.org/vlca/en/>. (2023, Aralık 31).
61. <http://www.uclight.ucr.edu>. (2023, Aralık 31).
62. <https://news.psu.edu/tag/center-optical-wireless-applications>. (2023, Aralık 31).
63. <http://www2.eng.ox.ac.uk/communications/research/optical-communications/current-projects-1/visible-light-communications>. (2023, Aralık 31).

64. IEEE. (2011). *802.15.7-2011 - IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks—Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light* (technical report September).
65. Yoo, J. H., & Jung, S. Y. (2013). Modeling and analysis of variable PPM for visible light communications. *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, 2013(1), 134.
66. Uysal, M., Miramirkhani, F., Narmanlioglu, O., Baykas, T., & Panayirci, E. (2017). IEEE 802.15.7r1 reference channel models for visible light communications. *IEEE Communications Magazine*, 55(1), 212–217.
67. Lf-led-414/10000/830, (2023, Aralık 31).
68. Komine, T., Haruyama, S., & Nakagawa, M. (2005). A study of shadowing on indoor visible-light wireless communication utilizing plural white led lightings. *Wireless Personal Communications*, 34, 211–225.
69. Qiu, Y., Chen, H.-H., & Meng, W.-X. (2016). Channel modeling for visible light communications—a survey. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 16(14), 2016–2034.
70. Komine, T., & Nakagawa, M. (2004). Fundamental analysis for visible light communication system using led light. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 50, 100–107.
71. <https://www.dialux.com/en-GB/dialux-pro>. (2023, Aralık 31).
72. Ding, J. P., & Ji, Y. F. (2012). Evolutionary algorithm-based optimisation of the signal-to-noise ratio for indoor visible-light communication utilising white light-emitting diode. *IET Optoelectronics*, 6(6), 307–317.
73. *BSI Standards Publication Light and lighting-Lighting of work places*. (2011).
74. Mamus, A., Yesilkaya, A., & Panayirci, E. (2016). Modeling and equalization of indoor visible light channels. *24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU)*, s. 1077–1080. Zonguldak.
75. Bakalidis, G. N., Lavas, E. G., & Tsalides, P. (1996). Optical power distribution in wireless infrared LANs. *IEE Proceedings: Communications*, 143(2), 93–97.
76. Mesleh, R., Elgala, H., & Haas, H. (2011). Optical spatial modulation. *Journal of Optical Communications and Networking*, 3(3), 234–244.
77. Yesilkaya, A., Alsan, H. F., Miramirkhani, F., Panayirci, E., Senol, H., & Uysal, M. (2015). Modeling of visible light channels and performance analysis of aco-ofdm. *23rd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, s. 2102–2105. Malatya.
78. Rahaim, M., & Little, T. D. C. (2017). Reconciling approaches to snr analysis in optical wireless communications. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, s. 1–6. San Francisco.
79. Wilson, S. K., & Armstrong, J. (2009). Transmitter and receiver methods for improving asymmetrically-clipped optical ofdm. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(9), 4561–4567.

80. Lee, K., Park, H., & Barry, J. R. (2011). Indoor channel characteristics for visible light communications. *IEEE Communications Letters*, 15(2), 217–219.
81. Goldsmith, A. (2005). *Wireless communications*. Cambridge university press.
82. Weinstein, B., & Ebert, P. M. (1971). Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, 19, 628–634.
83. Shieh, W., & Djordjevic, I. B. (2009). *Ofdm for optical communications*. Academic press.
84. Armstrong, J. (2009). Ofdm for optical communications. *Journal of Lightwave Technology*, 27(3), 189–204.
85. 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.
86. Armstrong, J., & Lowery, A. J. (2006). Power efficient optical ofdm. *Electronics letters*, 42(6), 1.
87. 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.
88. Zhao, J., & Ellis, A. D. (2010). Discrete-fourier transform based implementation for optical fast ofdm. *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, s. 1–3. Torino.
89. 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.
90. Giacomidis, E., Tsokanos, A., Mouchos, C., Zardas, G., Alves, C., Wei, J., Tang, J., Gosset, C., Jaouën, Y., & Tomkos, I. (2012). Extensive comparisons of optical fast-ofdm and conventional optical ofdm for local and access networks. *Journal of Optical Communications and Networking*, 4(10), 724–733.
91. Zhou, J., Qiao, Y., Zhang, T., Sun, E., Guo, M., Zhang, Z., Tang, X., & Xu, F. (2016). Fofdm based on discrete cosine transform for intensity-modulated and direct-detected systems. *Journal of lightwave technology*, 34(16), 3717–3725.
92. Rodrigues, M., & Darwazeh, I. (2002). Fast ofdm: A proposal for doubling the data rate of ofdm schemes. *Proceedings of the International Conference on Telecommunications*, s. 484–487. Beijing.
93. Tan, P., & Beaulieu, N. C. (2006). A comparison of dct-based ofdm and dft-based ofdm in frequency offset and fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 54(11), 2113–2125.
94. 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.
95. Yang, Z., Yu, S., Chen, L., Zhou, J., Qiao, Y., & Gu, W. (2013). Qam accommodated double-side band fast ofdm based on idct. *Optics Express*, 21(26), 32441–32449.

96. Zhao, J., & Ellis, A. (2010). A novel optical fast ofdm with reduced channel spacing equal to half of the symbol rate per carrier. *Optical Fiber Communication Conference*, s. 1–3. San Diego.
97. Britanak, V., Yip, P. C., & Rao, K. R. (2010). *Discrete cosine and sine transforms: General properties, fast algorithms and integer approximations*. Elsevier.
98. Rao, K. R., & Yip, P. C. (2018). *The transform and data compression handbook*. CRC press.
99. Chafii, M., Coon, J. P., & Hedges, D. A. (2017). Dct-ofdm with index modulation. *IEEE Communications Letters*, 21(7), 1489–1492.
100. Gi, H. K., Honey, D. T., Chan, M. K., Yong, B. C., & Kwon, Y. (2008). Implementation of dct based ofdm system. *International SoC Design Conference*, s. 41–44. Busan.
101. Tan, P., & Beaulieu, N. (2005). An improved dct-based ofdm data transmission scheme. *16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, s. 745–749. Berlin.
102. Al-Ashwal, N. H., Al Soufy, K. A., Al-Kamali, F. S., & Swillam, M. (2023). Performance analysis of wireless compressed-image transmission over dst-based ofdma systems. *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, 2023(1), 76.
103. Vappangi, S., & Mani, V. (2018a). Performance analysis of dst-based intensity modulated/direct detection (im/dd) systems for vlc. *IEEE Sensors Journal*, 19(4), 1320–1337.
104. Vappangi, S., & Mani, V. (2018b). A power efficient dst-based multicarrier and multiple access systems for vlc. *IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems (ANTS)*, s. 1–6. Indore.
105. Pourazad, M. T., Doutre, C., Azimi, M., & Nasiopoulos, P. (2012). Hvc: The new gold standard for video compression: How does hvc compare with h. 264/avc? *IEEE consumer electronics magazine*, 1(3), 36–46.
106. Wallace, G. K. (1991). The jpeg still picture compression standard. *Communications of the ACM*, 34(4), 30–44.
107. Cruz-Roldan, F., Dominguez-Jimenez, M. E., Sansigre-Vidal, G., Luengo, D., & Moonen, M. (2016). Dct-based channel estimation for single-and multicarrier communications. *Signal Processing*, 128, 332–339.
108. Ouyang, X., & Zhao, J. (2014). Single-tap equalization for fast ofdm signals under generic linear channels. *IEEE communications letters*, 18(8), 1319–1322.
109. He, C., Zhang, L., Mao, J., Cao, A., Xiao, P., & Imran, M. A. (2018). Performance analysis and optimization of dct-based multicarrier system on frequency-selective fading channels. *IEEE Access*, 6, 13075–13089.
110. Mandyam, G. (2003). On the discrete cosine transform and ofdm systems. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, s. 544–547. Hong Kong.
111. Zhao, J. (2013). Intensity-modulation full-field detection optical fast ofdm. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 5(5), 465–474.

112. Mandyam, G. D. (2004). Sinusoidal transforms in ofdm systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 50(2), 172–184.
113. Al-Dhahir, N., Minn, H., & Satish, S. (2006). Optimum dct-based multicarrier transceivers for frequency-selective channels. *IEEE Transactions on Communications*, 54(5), 911–921.
114. Ding, J., Xu, Z., & Hanzo, L. (2015). Accuracy of the point-source model of a multi-led array in high-speed visible light communication channel characterization. *IEEE Photonics Journal*, 7(4), 1–14.
115. Yesilkaya, A., Basar, E., Miramirkhani, F., Panayirci, E., Uysal, M., & Haas, H. (2017). Optical mimo-ofdm with generalized led index modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 65(8), 3429–3441.
116. 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.
117. Gentleman, W. M. (1968). Matrix multiplication and fast fourier transforms. *The Bell System Technical Journal*, 47(6), 1099–1103.
118. Fam, A. (1988). Efficient complex matrix multiplication. *IEEE Transactions on Computers*, 37(7), 877–879.
119. Cinemre, I., & Hacıoglu, G. (2021). A dct/dst based fast ofdm method in im/dd systems. *IEEE Communications Letters*, 25(9), 3013–3016.
120. Jiang, T., & Wu, Y. (2008). An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 54(2), 257–268.
121. 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.
122. Inan, B., Lee, S. J., Randel, S., Neokosmidis, I., Koonen, A. M., & Walewski, J. W. (2009). Impact of LED nonlinearity on discrete multitone modulation. *J. Opt. Commun. Netw.* 1(5), 439–451.
123. 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.
124. 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.
125. Popoola, W. O., Ghassemlooy, Z., & Stewart, B. G. (2014). Pilot-Assisted PAPR Reduction Technique for Optical OFDM Communication Systems. *J. of Lightwave Technology*, 32(7), 1374–1382.
126. 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.
127. 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.

128. Zhang, H., Yang, L.-L., & Hanzo, L. (2017). Piecewise Companding Transform Assisted Optical-OFDM Systems for Indoor Visible Light Communications. *IEEE Access*, 5, 295–311.
129. 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. *J. of Lightwave Technology*, 33(10), 1971–1978.
130. Ranjha, B., & Kavehrad, M. (2013). Precoding techniques for papr reduction in asymmetrically clipped ofdm based optical wireless system. *Broadband Access Comm. Tech. VII*, s. 183–191. San Francisco.
131. Salama, G. M., Abdalla, H. F., Mohamed, A. A., Hassan, E. S., Dessouky, M. I., Khalaf, A. A., El-Emary, A., & Elsafrawy, A. S. (2022). PAPR reduction technique for FBMC based visible light communication systems. *IET Communications*, 16(15), 1807–1814.
132. Zhou, J., & Qiao, Y. (2015). Low-PAPR Asymmetrically Clipped Optical OFDM for Intensity-Modulation/Direct-Detection Systems. *IEEE Photonics Journal*, 7(3), 1–8.
133. Sharifi, A. A. (2019). PAPR reduction of optical OFDM signals in visible light communications. *ICT Express*, 5(3), 202–205.
134. Li, N., Zhang, Y., Zhang, Y., & Kuo, C.-C. J. (2019). On energy compaction of 2d saab image transforms. *Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference*, s. 466–375. Lanzhou.
135. 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.
136. Wang, Z.-p., & Zhang, S.-z. (2013). Grouped DCT precoding for PAPR reduction in optical direct detection OFDM systems. *Optoelectronics Letters*, 9(3), 213–216.
137. 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*, e141951–e141951.
138. Hacioglu, G., Albayrak, C., & Turk, K. (2023). Optical ofdm waveform construction by combining complex symbols' component of ifft. *Physical Communication*, 60, 102137.

ÖZGEÇMİŞ

Lise eğitimini 2005 yılında Trabzon Lisesi'nde tamamladıktan sonra, 2006 yılında Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne kabul edildi. 2011 yılında bu bölümden Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2012 yılında Türkiye Cumhuriyeti Milli Eğitim Bakanlığı tarafından sağlanan YLSY (Yüksek Lisans ve Doktora Yurtdışı Eğitim Bursu) bursu ile İngiltere'de yüksek lisans eğitimine devam etti. 2012 yılında King's College London'da Mobil ve Kişisel İletişim alanında yüksek lisans programına kabul edilen Cinemre, 2013 yılında bu programı "distinction" derecesi ile başarıyla tamamlayarak mezun oldu. 2014 yılında zorunlu görevini tamamlamak üzere Iğdır Üniversitesi Elektrik-Elektronik bölümünde Araştırma Görevlisi olarak göreve başlayan Cinemre, aynı yıl içerisinde Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda doktora eğitimine başlamıştır. Ayrıca, doktora eğitimi sırasında, 2016 yılında Ostrava VŠB-Teknik Üniversitesi'nde Erasmus öğrenci değişim programı kapsamında bir dönem boyunca eğitim almıştır.

Uluslararası hakemli dergilerde yayınlanan makaleler (SCI/SCI-E):

1. Cinemre, I., & Hacıoglu, G. (2021). A dct/dst based fast ofdm method in im/dd systems. IEEE Communications Letters, 25(9), 3013-3016.
<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2021.3083672>.
2. Cinemre, I., & Mahmoodi, T. (2022). Learning-Based Multi-Attribute Network Selection in Heterogeneous Wireless Access. Wireless Personal Communications, 125(1), 351-366. <https://doi.org/10.1007/s11277-022-09553-w>.

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler:

1. Cinemre, İ., & Hacıoglu, G., (2018). PAPR Reduction Technique by Using DCT and DST in Visible Light Communication. 7th International Conference on Advanced Technologies (pp.196-199). Antalya, Turkey

2. Hacıoglu, G., & Cinemre, İ., (2018). Görünür Işıkla Haberleşme Sistemlerinde Doğrusal Ölçekleme . IX. URSİ-TÜRKİYE BİLİMSEL KONGRESİ ULUSAL GENEL KURUL TOPLANTISI (pp.51-53). Konya, Turkey

