T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KABLOSUZ HABERLEŞME AĞLARI İÇİN FİZİKSEL KATMAN ALICI-VERİCİ TASARIMI

Sezer Can TOKGÖZ

DANIŞMAN
Prof. Dr. Fırat KAÇAR

II. DANIŞMAN
Doç. Dr. Serhan YARKAN

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
PROGRAMI

İSTANBUL-2019

T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KABLOSUZ HABERLEŞME AĞLARI İÇİN FİZİKSEL KATMAN ALICI-VERİCİ TASARIMI

Sezer Can TOKGÖZ

DANIŞMAN
Prof. Dr. Fırat KAÇAR

II. DANIŞMAN
Doç. Dr. Serhan YARKAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

İSTANBUL-2019

2601170106 Öğrenci numaralı Sezer Can Tokgöz tarafından hazırlanan bu çalışma 02.01.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

Prof. Dr. Fırat Kaçar (Danışman)
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Mühendislik Fakültesi

Doç. Dr. Yasin Özçelep
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Mühendislik Fakültesi

Dr. Öğr. Üyesi Ali Boyacı
İstanbul Ticaret Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

20.04.2016 tarihli resmi gazetede yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; Bu Lisansüstü teze, İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa′nın abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Lisansüstü Eğitim Enstitüsü′nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun rapor alınmıştır.

ÖNSÖZ

Öncelikle danışman hocalarıma, İstanbul Ticaret Üniversitesi'nden Doç. Dr. Serhan Yarkan'a ve İstanbul Üniversite'sinden Prof. Dr. Fırat Kaçar'a, yaptığım çalışma süresince değerli zamanlarını, desteklerini, denetimlerini ve rehberliklerini benden eksik etmedikleri için çok teşekkür ederim.

Bireysel olarak ise Dr. Öğr. Üyesi Ali Boyacı hocama yardımı, geri bildirimleri ve önerileri için teşekkür etmek isterim. Ötesinde Dr. Öğr. Üyesi Muhammed Ali Aydın hocama değerli zamanı ve rehberliği için teşekkür ederim.

Son olarak ise hayatım boyunca desteklerini benden esirgemeyen aileme şükranlarımı iletmek isterim.

Ocak, 2019 Sezer Can Tokgöz

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ ..... **iv**
İÇİNDEKİLER ..... **v**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **vii**
TABLO LİSTESİ ..... **viii**
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ ..... **xi**
ÖZET ..... **xiii**
SUMMARY ..... **xiii**
1. GİRİŞ **1**
2. İLGİLİ ARAŞTIRMALAR **4**
3. YÖNTEM **7**
3.1. VLC ÇERÇEVE YAPISI 7
3.2. SİNYAL MODELİ 10
3.3. İLK SENKRONİZASYON VE ZAMAN TAKİBİ 13
3.4. KANAL KESTİRİMİ 15
3.5. ÖLÇME İŞLEMİ 16
3.5.1. Kanal Dürtü Yanıtı 17
3.5.2. Alınan Sinyalin Gürültüye Oranı 17
4. DENEY DÜZENEĞİ **19**
5. BULGULAR VE TARTIŞMA **22**
6. SONUÇ **28**
KAYNAKLAR **29**
ÖZGEÇMİŞ **33**

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

1.1 Görünür ışık spektrumu, elektromanyetik spectrumun 430 THz ve 790 THz frekansları denk gelen bir bölümdür. Bu frekanslar sırası ile 750 nm ve 380 nm dalga boylarına denk gelmektedir. 2

3.1 Tasarlanan VLC sistem mimarisisinin blok diyagramları ile gösterimi. 7

3.2 OFDM iletimi için tasarlanan VLC çerçeve yapısı. 8

3.3 OFDM iletimi için VLC zaman-frekans kafesi (lattice). 9

3.4 Deneysel çalışma kapsamında zaman alanında tanımlanmış VLC çerçeve senkronizasyonu. 14

3.5 Farklı sembol zamanlaması sapmaları için VLC senkronizasyon sinyali korelasyonu. 15

3.6 VLC kanal kestirimi blok şeması. 15

3.7 VLC kanal kestirimi işlem şeması. 17

3.8 15.36 MHz bant genişliği için VLC kanalı dürtü yanıtı. Maksimum gecikme $\tau_m =$ 139 ns ve ortalama gecikme $\mu_\tau = 69$ ns. 18

4.1 Deneysel kurulum. 19

4.2 Deneysel kurulumun blok diagramları ile gösterimi. 20

5.1 LED sürücü akımının bir fonksiyonu olan SNR değerleri. 22

5.2 VLC sisteminin farklı veri hızları için farklı LED iletim güçleri karşısında SNR davranışı. 23

5.3 VLC sisteminin farklı veri hızları için farklı LED iletim güçleri karşısında BER davranışı. 23

5.4 SFO etkisi ile R_x takımyıldızı diyagramı. 24

5.5 Sistemin BER-SNR davranışının farkı örnekleme hızları için QPSK modulasyon tekniği kullanılarak 6 m kanal uzunluğu üzerinden gözlemlenmesi. 25

5.6 6 m'lik haberleşme kanalı üzerinden 1.92 Mbps veri hızı ile QPSK modülasyon şemasını kullananılarak alınan takımyıldızı grafikleri: (a) Koruma pediyotları ile, (b) Koruma pediyotları olmadan. 26

5.7 Koruma aralıklarının etkinleştirilmesinin, sistemin BER-SNR performansına olan katkıları. 26

5.8 Farklı modülasyon tekniklerinin, sistemin BER-SNR davranışına etkileri. 27

5.9 Şekil 5.8'ın takımyıldızı grafikleri: (a) QPSK, (b) 16-QAM..... 27

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

3.1 VLC sisteminin fiziksel katman parametreleri. 10

4.1 Tasarlanan VLC sistem komponentleri. 21

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler **Açıklama**

BW : Kanalın Bant Genişliği (Channel Bandwidth)

Δf : Alt-Taşıyıcı Aralığı (Sub-carrier Spacing)

f_s : Örnekleme Oranı (Sampling Rate)

N_{RB} : Kaynak Blokların Sayısı (Number of Resource Blocks)

N_{SC} : Kullanılan Alt-Taşıyıcıların Sayısı (Number of Occupied Sub-carriers)

N : FFT Boyutu (FFT Size)

N_{sf} : Alt-Çerçeve Başına Örnek Sayısı (Number of Samples per Subframe)

P_d : Pilotların Frekans Aralığı (Pilots Frequency Spacing)

P_{k_0} : Pilotların Frekans Ofseti (Pilot Frequency Offset)

N_{sync} : Park Dizisinin Uzunluğu (Park's Sequence Length)

W_{sync} : Çoklu Senkronizasyon Pencereleri (Multiple Synchronization Windows)

X_s : Park'ın Dizisi (Park's Sequence)

S_{period} : Senkronizasyon Modeli Periyodu (Synchronization Pattern Periodicity)

F_T : Işık Akısı (Luminous Flux)

$V(\lambda)$: Işıldama (Luminosity)

$S_T(\lambda)$: Spektral Güç Dağılımı (Spectral Power Distribution)

I_0 : Eksenel Yoğunluk (Axial Intensity)

θ_{max} : Yarım Işın Açısı (Half Beam Angle)

Ω_{max} : Tüm Işın Açısı (Entire Beam Angle)

$g_t(\theta)$: Normalize Edilmiş Mekansal Işık Şiddeti Dağılımı (Normalized Spatial Luminous Intensity Distribution)

T_s : İdeal Örnekleme Periyodu (Ideal Sampling Period)

N_G : CP Boyutu (CP Size)

Δf_s : Örnekleme Frekans Kayması (Sampling Frequency Offset)

ε_{SFO} : Normalize Edilmiş SFO Hatası (Normalized SFO Error)

$H(k)$: Kanalın Frekans Cevabı (Frequency Response of the Channel)

$W(k)$: Örneklenen Alınan Gürültü (Sampled Received Noise Term)

T_x : Verici Taraf (Transmitter Side)

R_x : Alıcı Taraf (Receiver Side)

n_0 : OFDM Sembol Başlangıç Noktası (Initial OFDM Symbol Point)

τ_d : Tahmin Edilen Zaman Kayması (Estimated Time Drift)

τ_m : Maksimum Gecikme Süresi (Maximum Excess Delay)

μ_τ : Çoklu Yolun Ortalama Gecikmesi (Average Delay of the Multipath)

N_{tap} : Filterenin Tap Sayısı (Tap Number of the Filter)

P_{RSRP} : Alınan Referans Siyalinin Gücü (Reference Signal Received Power)

M_{sf} : Alt-Çerçevelerin Sayısı (Number of Subframes)

σ_n : Gürültünün Varyansı (Noise Variance)

I_f : İleri Akımı (Forward Current)

P_{opt} : Yayılan Optik Güç (Radiated Optical Power)

Kısaltmalar **Açıklama**

16-QAM : 16-Dörtlü Genlik Modülasyonu (16-Quadrature Amplitude Modulation)

64-QAM : 64-Dörtlü Genlik Modülasyonu (64-Quadrature Amplitude Modulation)

ACO-OFDM : Asimetrik Olarak Kesilmiş Optik-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical-OFDM)

APD : Çığ Işık Diyotu (Avalanche Photodiode)

BER : Bit-Hata-Oranı (Bit-Error-Rate)

CIR : Kanal Dürtü Yanıtı (Channel Impulse Response)

CP : Döngüsel Önek (Cyclic Prefix)

DAC : Dijital-Analog-Dönüştürücünün (Digital-to-Analog Converter)

DCO-OFDM : DC Ön Gerilimli Optik-OFDM (DC Biased Optical-OFDM)

FD : Frekans-Alanı (frequency-Domain)

FDD : Frekans Bölmeli Dupleksleme (Frequency Division Duplexing)

FEC : İleri Hata Düzeltme (Forward Error Correction,)

FFT : Hızlı Fourier Transformu (Fast Fourier Transform)

GaN : Galyum Nitrit (Gallium Nitride)

ICI : Taşıyıcılararası Karışma (Inter-Carrier Interference)

IFFT : Evrik Hızlı Fourier Transformu (Inverse Fast Fourier Transform)

IM/DD : Yoğunluk Modülasyonlu/Doğrudan Algılama (Intensity Modulated/Direct Detection)

IR : Kızılötesi (Infrared)

ISI : Simgelerarası Karışma (Intersymbol Interference)

LD : Lazer Diyot (Laser Diodes)

LED : Işık Yayan Diyot (Light Emitting Diode)

LS : Küçük Kareler (Least Square)

MIMO : Çok-Girdili Çok-Çıktılı (Multiple-Input Multiple-Output)

OFDM : Dikey Frekans Bölmeli Çoklama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

OOK : Açık-Kapalı Anahtarlama (On-Off Keying)

OWC : Optik Kablosuz Haberleşme (Optical Wireless Communication)

PN : Sahte Gürültü (Pseudo Noise)

PPM : Milyonda Birlik Kısımda (Part-Per-Million)

PSS : Birincil Senkronizasyon Sinyaller (Primary Synchronization Signal)

QPSK : Dörtlü Faz Kaymalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying)

RE : Kaynak Elemanı (Resource Element)

RF : Radyo Frekansı (Radio Frequency)

RGB : Kırmızı-Yeşil-Mavi (Red-Green-Blue)

SFO : Örnekleme Frekans Kayması (Sampling Frequency Offset)

SNR : Sinyal-Gürültü Oranı (Signal-to-Noise Ratio)

SSS : İkincil Senkronizasyon Sinyaller (Secondary Synchronization Signal)

TD : Zaman-Alanı (Time-Domain)

UHD : Ultra-Yüksek-Duyarlıklı (Ultra-High-Fidelity)

UV : Morötesi (Ultraviolet)

UVLC : Sualtı Görünür Işık Haberleşmesi (Underwater Visible Light Communication)

VLC : Görünür Işık Haberleşmesi (Visible Light Communication)

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KABLOSUZ HABERLEŞME AĞLARI İÇİN FİZİKSEL KATMAN ALICI-VERİCİ TASARIMI

Sezer Can Tokgöz

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Fırat Kaçar

II. Danışman: Doç. Dr. Serhan Yarkan

Yüksek hızlı, güvenilir, esnek tasarımlı ve düşük maliyetli kablosuz iletişim sistemleri, bilimsel, sivil ve ticari alanlarda çok çeşitli kullanımlara sahiptir. Görünür ışık iletişimi (visible light communication, VLC), yukarıda listelenen gereksinimlerin büyük bir kısmını sağlamada umut veren bir aday gibi görünmektedir. Bu nedenle, bu çalışmada, VLC sistemleri için uyarlanmış bir LTE çerçeve yapısı uygulanmaktadır. Asimetrik olarak kesilmiş optik-dikey frekans bölmeli çoklama (asymmetrically clipped optical-orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) modülasyon tekniğini kullanan VLC sisteminin performansı, kanal kestirimi ve senkronizasyon dikkate alınarak test edilmiştir. Ayrıca, değişken OFDM parametrelerinin sistemin sinyal-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) ve bit-hata oranı (bit-error-rate, BER) performansları üzerindeki etkileri incelenmiştir. Uygulama, sırasıyla, 1.92, 3.84 ve 15.36 Mbps veri hızlarına karşılık gelen 128-, 256- ve 1024-noktalı hızlı Fourier dönüşümü (fast Fourier transform, FFT) konfigürasyonlarını destekleyen dörtlü faz kaymalı anahtarlama (quadrature phase shift keying, QPSK) ve 16-dörtlü genlik modülasyonu (16-quadrature amplitude modulation, 16-QAM) modülasyon teknikleri için test edilmiştir. Deneysel sonuçlar, BER'in 10^{-6} seviyesinde bir seviyeye indirilebileceğini göstermektedir.

Ocak 2019, 44 sayfa.

Anahtar kelimeler: Optik kablosuz iletişim, görünür ışık iletişimi, OFDM, 3GPP LTE Standart, performans değerlendirmesi, ışık yayan diyot.

SUMMARY

M.Sc. THESIS

PHYSICAL LAYER TRANSCEIVER DESIGN FOR WIRELESS COMMUNICATION NETWORKS

Sezer Can Tokgöz

İstanbul University-Cerrahpasa

Institute of Graduate Studies

Department of Electrical-Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Fırat Kaçar

Co-Supervisor: Doç. Dr. Serhan Yarkan

High-speed, reliable, flexible, and cost-effective underwater wireless communication systems have a wide variety of use in scientific, civilian, and commercial domains. Visible light communication (VLC) seems to be a promising candidate in satisfying majority of the requirements listed above. From this perspective, VLC could easily be deployed in heterogeneous wireless networking scenarios with high quality of service. Therefore, in this paper, an adapted LTE frame structure is implemented for VLC systems. The performance of VLC system employing asymmetrically clipped optical-orthogonal frequency division multiplexing (ACO-OFDM) modulation technique is practically tested by taking channel estimation and synchronization into account. Also, the effects of varying OFDM parameters on the system's signal-to-noise ratio (SNR) and the bit-error-rate (BER) performances are studied. The implementation is tested for quadrature phase shift keying (QPSK) and 16-quadrature amplitude modulation (16-QAM) modulation techniques supporting both 128-, 256- and 1024-points fast Fourier transform (FFT) configurations, which correspond to data rates of 1.92, 3.84 and 15.36 Mbps, respectively. Experimental results show that BER could be reduced down to a level on the order of 10^{-6}.

January 2019, 44 pages.

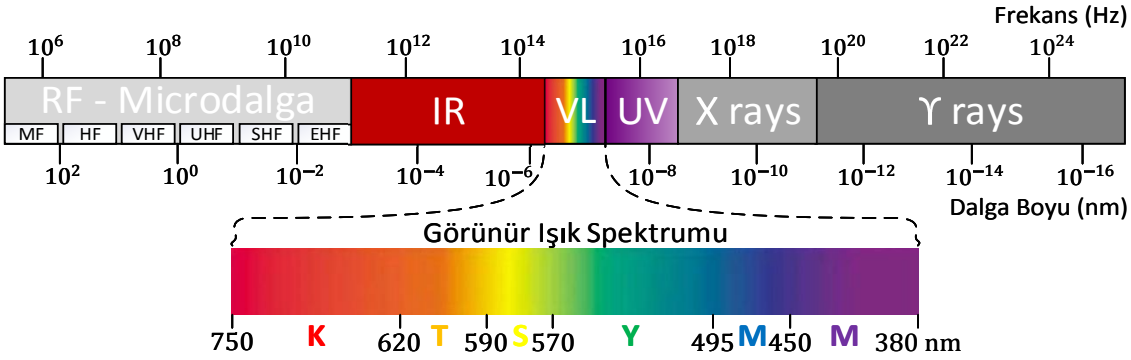
Keywords: Optical wireless communication, visible light communication, OFDM, 3GPP LTE Standard, performance evaluation, light emitting diode.

1. GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemlerinde alıcı-verici tasarımlarının fiziksel katmanı, sistemin bütününün inşasında oldukça önemli bir yer tutmaktadır. Ancak her yeni çıkan kablosuz haberleşme teknolojisi, hem alıcı-verici tasarımlarının hem de bu tasarıma ait donanımın yenilenmesini zorunlu kılmaktadır [1]. Bunun yanında, sayıları hızla artan kablosuz haberleşme sistemleri, sınırlı ve oldukça değerli bir kaynak sayılan radyo spektrumunun da verimli kullanılması konusunu gündeme getirmektedir. Öte yandan kullanıcı sayısındaki artışın eğilimi göz önünde bulundurulduğunda, 2020 yılında yedi milyar kişiye yedi trilyon kablosuz cihazın hizmet vereceği öngörülmektedir [2]. Sözü edilen artış, yalnızca kullanıcı sayısıyla sınırlı kalmayıp, kablosuz haberleşme kullanılarak taşınan veri hacmini de ciddi bir ölçüde arttıracaktır. Radyo frekansı (RF) tabanlı kablosuz sistemlerin bu gibi kısıtlamalar karşısında bu sistemleri destekleyebilecek yeni kablosuz haberleşme teknolojileri ortaya çıkmaktadır.

Optik kablosuz haberleşme (optical wireless communication, OWC) sistemleri son yıllarda RF tabanlı kablosuz haberleşme sistemlerine bir alternatif olarak kullanılmaya başlanmıştır. OWC, optik taşıyıcıların, yani görünür (visible), kızılötesi (infrared, IR) ve kızılötesi (ultraviolet, UV) alt-bantlarının kullanımı yoluyla, güdümsüz/rehbersiz yayılma ortamındaki iletime karşılık gelir. OWC, 300 GHz'den 30 PHz'e kadar olan geniş bir bant aralığını kapsamaktadır [3]. Bu çalışmada ise visible altbantta işlem gören, aynı anda hem haberleşme hem de aydınlanma uygulamaları için kullanılabilen görünür ışık haberleşmesi (visible light communication, VLC) teknolojisine yoğunlaşılmıştır.

VLC teknolojisi, geleneksel RF iletişimini desteklemek ve bu teknoloji ile benzersiz bir şekilde eşleşebilen yeni kablosuz cihaz kullanım durumlarını sağlamak için alternatif bir teknoloji olarak hızla gelişmektedir. Şekil 1.1'de gösterildiği üzere görünür alt-bant elektromanyetik spectrumun 430 THz ve 790 THz frekansları denk gelen bir bölümdür. Bu frekanslar sırası ile 750 nm ve 380 nm dalga boylarına denk gelmektedir. VLC'nin en önemli özelliklerinden biri aynı anda hem aydınlanmayı hem de haberleşmeyi desteklerken birbirlerinin işlevselliğine engel olmamasıdır. Yani VLC'yi etkinleştiren ışık yayan diyotların (light emitting diodes, LEDs) temel özelliği, LED'lerin birincil



Şekil 1.1: Görünür ışık spektrumu, elektromanyetik spectrumun 430 THz ve 790 THz frekansları denk gelen bir bölümdür. Bu frekanslar sırası ile 750 nm ve 380 nm dalga boylarına denk gelmektedir.

aydınlatma işlevini etkilemeden anlamlı veri hızları elde etmek için yeterince yüksek frekanslarda genlik modülasyonuna olan duyarlılıklarıdır [4]. Haberleşme, ışığın birincil aydınlatma işlevselliği etkilemez çünkü insan gözü, ışığın genlik modülasyonunu titreşimsiz füzyon eşiği (flicker fusion threshold) olarak adlandırılan modülasyon frekansının üstünde olduğu sürece algılayamaz [5].

Günümüzde LED'ler aydınlanma uygulamarı için bir çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Buna ek olarak, LED'lerin, on yıl içerisinde genel aydınlatma pazarına hakim olması bekleniyor ve bu pazar segmentinin LED'ler tarafından sunulan maliyet avantajlarına duyarlılığı nedeniyle özellikle ticari aydınlatmalarda da yaygınca kullanılacağı öngörülmektedir [6]. Farklı LED teknolojileri, fosfor kaplı mavi (phosphor-coated blue) LED'ler, kırmızı-yeşil-mavi (red-green-blue, RGB) LED'ler, galyum nitrit (gallium nitride, GaN) mikro LED'ler ve RGB lazer diyotları (laser diodes, LDs) dahil olmak üzere beyaz ışık aydınlatma hizmeti sunarlar. Her teknoloji, sırasıyla 0.1, 5, 10 ve 100 Gbps maksimum veri hızını destekler. Fosfor kaplı LED'ler en düşük veri oranlarını desteklemesine rağmen, sıcaklık değişimleri, daha düşük maliyetleri ve daha az donanım karmaşıklığı ile ışık stabiliteleri nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır [7]. Fosfor kaplı LED'lerde karşılaşılan bir zorluk ise, sınırlı bant genişliğini tamamen yararlı bir şekilde kullanmak ve simgelerarası karışma (intersymbol interference, ISI) ile mücadele etmektir. Önerilen bir çözüm, çok-yollu yansıma (multipath reflection) etkisinden kaynaklanan frekans seçici sönümlemenin (frequency selective fading) üstesinden gelmek için yüksek seri veri hızı sinyalini dikey (orthogonal) alt-kanallara dönüştüren dikey frekans bölmeli çoklama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) gibi yüksek spektral verimlilikli modülasyon teknikleri kullanmaktadır [4, 7].

OFDM, iletişim sistemlerinin çoğunda, spektral verimliliği artırmak, ISI ve taşıyıcılararası karışmaya (inter-carrier interference, ICI) karşı sağlamlığı yükseltmek için yaygın olarak kullanılan bir tekniktir. Bununla birlikte, yoğunluk modülasyonlu/doğrudan algılama (intensity modulated/direct detection, IM/DD) optik sistemlerinin negatif olamama gerekliliği nedeniyle, geleneksel OFDM, VLC'de kullanılamaz. Asimetrik olarak kesilmiş optik-OFDM (asymmetrically clipped optical-OFDM, ACO-OFDM) ve DC ön gerilimli optik-OFDM (DC biased optical-OFDM, DCO-OFDM), bu gereksinimleri karşılamak için tasarlanmış OFDM varyasyonlarıdır. ACO-OFDM, 64-dörtlü genlik modülasyonu (64-quadrature amplitude modulation, 64-QAM)'a kadar düşük modülasyon düzenleri için ortalama optik güç açısından DCO-OFDM'den daha verimlidir. Çünkü performansı DC sapmaya bağlı olan DCO-OFDM'den daha az güç gerektirir [8]. ACO-OFDM'de, iletilen sinyalin negatif kısımları, orijinal bipolar OFDM'nin sıfır olarak kırpılmasıyla giderilir. Böylece, sadece sinyalin pozitif kısımları iletilir [9–11].

Literatürde yer alan deneysel çalışmaların çoğunluğu, yüksek veri oranının elde edilmesine ve iletişim mesafesinin artırılmasına odaklanmaktadır. Ancak, bu çalışmaların ana bölümleri takip eden noktalardan yoksundur: Her şeyden önce, yazarların en iyi bilgilerine saygıyla, örnekleme oranı, modülasyon tekniği ve düzeni, kodlama gibi temel sistem parametreleri olan kapsamlı ve tamamen uyarlanabilir deney düzeneği ile standart-uyumlu OFDM sisteminin bir fiziksel katman uygulaması hala eksiktir. Bu nedenle, bu çalışmada, 3GPP LTE rel. 8 Standart [12], OFDM tabanlı VLC sistemi için uyarlanmış ve uygulanmıştır. ACO-OFDM modülasyon tekniği ve yaygın olarak kullanılan 440 nm dalga boyunda ticari beyaz LED'lerin kullanıldığı VLC sisteminin uygulanabilirliği pratik olarak test edilmiştir. Değişen OFDM parametrelerinin sistemin sinyal-gürültü oranı (signal-to-noise ratio SNR) ve bit-hata-oranı (bit-error-rate, BER) performansları üzerindeki etkileri gözlenmiştir. Uygulama, sırasıyla, 1.92 Mbps, 7.68 Mbps ve 15.36 Mbps veri hızlarına karşılık gelen 3GPP LTE rel. 8 Standardının 128, 256 ve 1024 noktalı hızlı Fourier transformu (fast Fourier transform) konfigürasyonlarını destekleyen hem QPSK ve hemde 16-QAM modülasyon teknikleri için test edilmiştir. Ayrıca, zamanlama senkronizasyonu ve pilot tabanlı pratik kanal kestirim teknikleri kullanmanın sisteme olan etkileri de tartışılmıştır.

2. İLGİLİ ARAŞTIRMALAR

Literatürde mevcut olan VLC ile ilgili çalışmalarının büyük bir kısmı, bant genişliğinin ve iletişim mesafesinin arttırılmasına odaklanmaktadır. VLC sistemleri, verici tarafında LD'lerin veya LED'lerin kullanılması olarak iki ana kategoriye ayrılabilir. Örneğin, RGB LD'ler tarafından üretilen beyaz bir ışık kaynağı, kromatiklik teorisine (chromaticity theory) dayanarak RGB LD'lerin hesaplanan güç oranına göre sentezlenmiştir [13]. Çalışma [14]'da InGaN/GaN (mavi/yeşil) ve InGaP/AlGaInP (kırmızı) görünür ışık LD'lerinde kendinden enjeksiyonlu kilitleme (self-injection locking) metodu kullanılarak açık-alan (free-space) optik geri besleme yolu bir dış ayna ile gerçeklenmiştir. Enjeksiyon akımının, optik güç enjeksiyon oranına etkisi ve dış boşluk uzunluğunun, lazerlerin spektral verimliliği ve modülasyon bant genişliği üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Çalışma [15]'de sıfır-dönüşümsüz (non-return-to-zero) açık-kapalı anahtarlama (on-off keying, OOK) modülasyonu tekniği kullanılarak 12 m kanal uzunluğunda ve çeşme suyu ile doldurulmuş bir su tankı üzerinden 2.2 Gbps hızında sualtı VLC (underwater VLC, UVLC) sistemi bir LD kullanılarak gerçeklenmiştir. Çalışma [16]'de, çift-yönlü (bi-directional) sualtı optik sistemi 4.5 m kanal uzunluğu üzerinden 520 nm yeşil LD kullanılarak OFDM tabanlı ultra-yüksek-duyarlıklı (ultra-high-fidelity, UHD) video iletimi dörtlü faz kaymalı anahtarlama (quadrature phase shift keying, QPSK) modülasyonu için 15 Mbps veri hızı ve 16-dörtlü genlik modülasyonu (16-quadrature amplitude modulation, 16-QAM) ve 64-QAM için de 30 Mbps hızı ile gerçeklenmiştir. Çalışma [17]'teki yazarlar, 16-QAM modülasyon tekniği ile iki-aşamalı (two-stage) enjeksiyon-kilitli (injection-locked) 405 nm mavi LD kullanılarak 8 m/9.6 Gbps OWC sistemi önermiş ve 10^{-4}'lük bir BER elde etmişlerdir. [18]'teki yazarlar ise hem teorik hem de deneysel olarak tüm polarizasyona sahip bir Fabry-Perot boşluğunun pasif mod-kilitli fiber lazerin kısa ve uzun süreli stabilizasyon çalışmasını yapmışlardır. Yüksek hızlı kablosuz VLC için 1 Gbps modülasyon bant genişliğine sahip, enerji tasarruflu ve düşük maliyetli 682 nm dikey boşluklu yüzey yayıcı bir lazer kullanımı 1.2 m açık-alan kanalı üzerinden 11.1 Gbps örnekleme hızı ile çalışma [19]'te önerilmiştir. [20]'da ise VLC'ye özgü kısıtlamalar altında, hem geleneksel tekil değerler ayrışımı şeması hem de minimum ortalama kare hata şeması tartışılmıştır. Ek olarak, maksimum olabilirlik tespiti

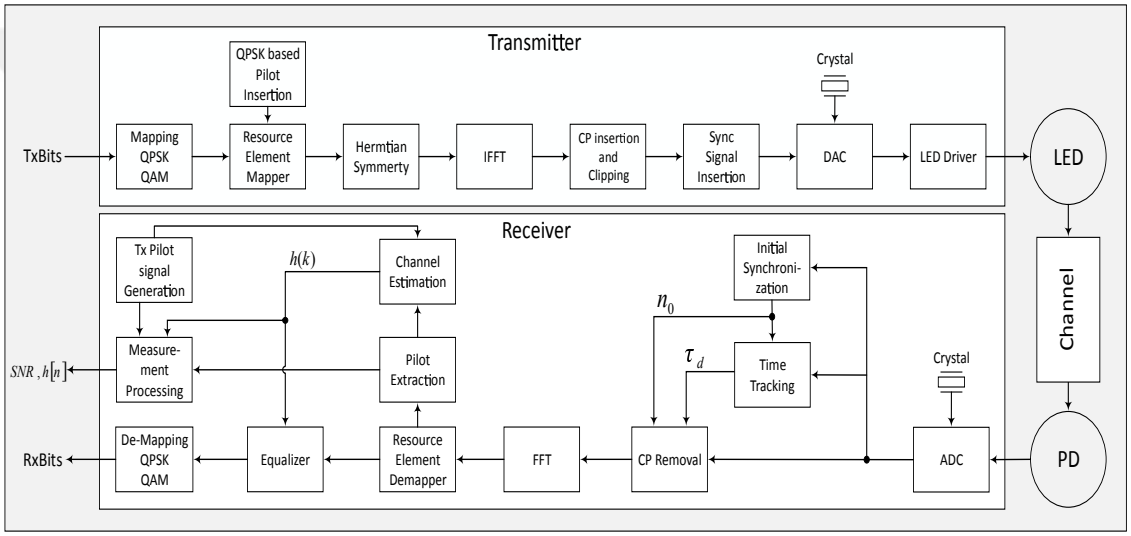
ve eşitleme temelli tespiti karşılaştırılmıştır ve bulgular dahilinde karartma (dimming) kontrolü ve dinamik aralık kısıtlamalarının MIMO alıcı vericisinin tasarımı üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Çalışma [21]'de, LD-tabanlı VLC sistemlerinin prensiplerine odaklanarak operasyonel özellikleri ve bağlantı yapılandırmalarını tartışılmıştır. Bunlara ek olarak LD'lerin LED'lere kıyaslaması, LD-VLC'nin farklı sınıflandırmalarının iletişim ve aydınlatma yönleriyle birlikte pratik uygulama ve bu iletişim teknolojisinden doğabilecek potansiyel uygulamalar açısından zorluklar da tartışılmaktadır. LD'ler aydınlatma uygulamaları için kullanılamazken kullanıldıkları çevredeki canlılar için de zararlı olarak kabul edilebilirler.

LED tabanlı OWC sistemleri, LD'ler ile karşılaştırıldığında daha kısa haberleşme mesafelerine ve daha düşük bant genişliklerine sahiptir, fakat halihazırda kullanılmakta olan mevcut cihazlara/altyapılara entegre olmaları LED'lere kıyasla daha kolaydır. LED tabanlı VLC performansınlarının arttırılması için literatürde çoklu LED'ler ve çoklu taşıyıcılı modülasyon şemaları çalışılmıştır. Bir VLC modem, 10 m iletişim hattı üzerinden 10 Mbps veri hızı ile Manchester-kodlu (Manchester-coded) sinyali destekleyen yedi yongadan (chips) oluşan 440 nm mavi LED dizisi kullanılarak çalışma [22]'de gerçeklenmiştir. [23]'daki çalışmada ise, OOK modülasyon tekniği kullanılarak bir uzun mesafeli VLC sistemi geliştirilmiştir ve bu çalışmada LED'nin yarı-güç açısı bir vericinin optik yoğunluğunu arttırmak için daraltılmıştır (narrowed) ve tek bir foton çığ diyotu (single photon avalanche diode, SPAD) bir alıcı olarak kullanılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre 10^{-6}'lık bir BER 10 W güç tüketimi için 110 m'lik bir haberleşme kanalı üzerinden 100 Mbps veri hızı ile elde edilebilmiştir. Çalışma [24]'de, 6 m mesafeden 650 nm kırmızı LED gerçekleştirilen OOK-VLC linki raporlanmıştır ve 150 Mbps optik kablosuz iletim, 3.8×10^{-3}'lük ileri hata düzeltme sınırının altına düşen 1.3×10^{-6} BER ölçülmüştür. [25]'de, beyaz fosforlu LED'ler kullanılarak VLC'de gelişmiş modülasyon şemalarının, darbe genlik modülasyonu, taşıyıcısız genlik fazı ve ayrık çoklu ton, iletimi için teorik bir model sunulmuştur. [26]'deki yazarlar -3 dB yanıt frekansı, akım yoğunluğu ve cihaz difüzyon kapasitesi arasındaki mikro LED bir cihazda benzer bir doğrusal ilişki olduğunu deneysel olarak göstermişlerdir. Sonuçlar dahilinde cihazın tek ışık yayan ünite boyutunun 60-120 μm arasında seçilerek, LED akım yoğunluğunun arttırıldığı, cihazın ömrünün, cihazın ışık yayma işlemi süresince büyük ölçüde azaldığı ve cihazın kapasitansının de azaltıldığı sonucuna ulaşılmıştır. [27]'te ise deneysel olarak, 10^{-6}'lık BER ile toplam 19 Mbps bit

hızında çalışan 350 kHz polimer LED kullanan VLC sistemini gösterilmiştir. [28]'teki yazarlar, elektromanyetik dalgasız iç mekan sağlık kontrolü için VLC'ye sahip tek kanallı bir LED ile çok kanallı iletim sistemi önermişlerdir ve seyrek kod çoklu erişim, gerçek zamanlı olarak daha yüksek bant genişliği verimliliğine sahip çoklu tıbbi verilerin aktarılması için kullanmışlardır. Çalışma [29]'te, veri modülasyonunun fosfor dönüştürülmüş beyaz LED'lerin yayılan ışık kalitesi üzerindeki etkisi raporlanmıştır. Sonuçlar, LED'lerin beklenen ortalama akım süresinin değişmemesini sağladıktan sonra yayılan ışık kalitesinin aynı kalacağını göstermiştir. Çalışma [30]'da VLC sisteminin performans oranını artırmak için çoklu LED faz kaydırmalı süperpozisyon aktarım tekniği önerilmiştir ve çoklu LED faz kaydırmalı puls genlik modülasyon tabanlı çoklu girişli tekli çıkışlı iç mekan VLC sistemleri için en uygun güç dağıtım şemasını sunulmuştur. Çalışma [31] ve [32]'da, birden fazla LED kullanılarak VLC sistemlerine çok-girdili çok-çıktılı (multiple-input multiple-output, MIMO) yöntemi uygulanmıştır, ancak zayıf performanslar ve çok düşük veri hızları ile 1 m'den az iletişim mesafeleri için elde edilmiştir. Çalışma [33] ve [34]'deki yazarlar, tasarladıkları VLC sistemlerinde OFDM tekniğini kullanmışlardır. [33]'da, DCO-OFDM tabanlı VLC sistemi 16-QAM kullanılarak 10^{-4}'lük bir BER ile önerilmiştir. Çalışma [34]'deki VLC sistemi ise kısa mesafeli haberleşme kanalları üzerinden kodlanmış-OFDM (coded-OFDM) yöntemi ile en fazla 1 Mbps'lik veri hızını 10^{-4}'lük bir BER ile desteklemektedir.

3. YÖNTEM

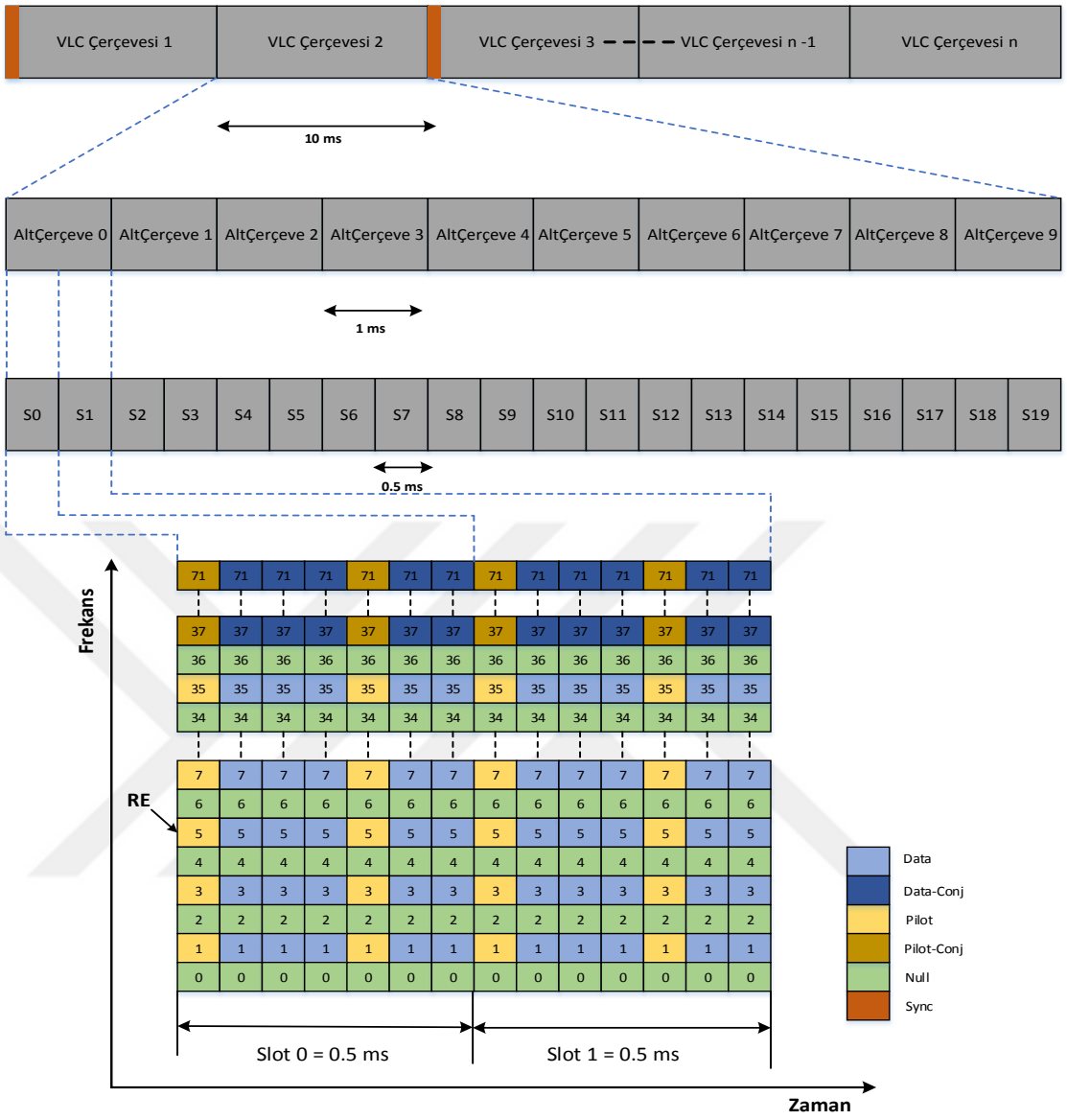
Bu bölümde, VLC çerçeve yapısı (VLC frame structure), sinyal modeli (signal model), ilk senkronizasyon ve zaman izleme (initial synchronization and time tracking), kanal kestirim algoritması (channel estimation algorithm) ve ölçüm işleme (measurement processing) dahil olmak üzere sistem modelini temsil edilmektedir. Bu çalışmada tasarlanan VLC sistem mimarisi, Şekil 3.1'de ayrıntılı bir şekilde gösterilmiştir.



Şekil 3.1: Tasarlanan VLC sistem mimarisisinin blok diyagramları ile gösterimi.

3.1. VLC ÇERÇEVE YAPISI

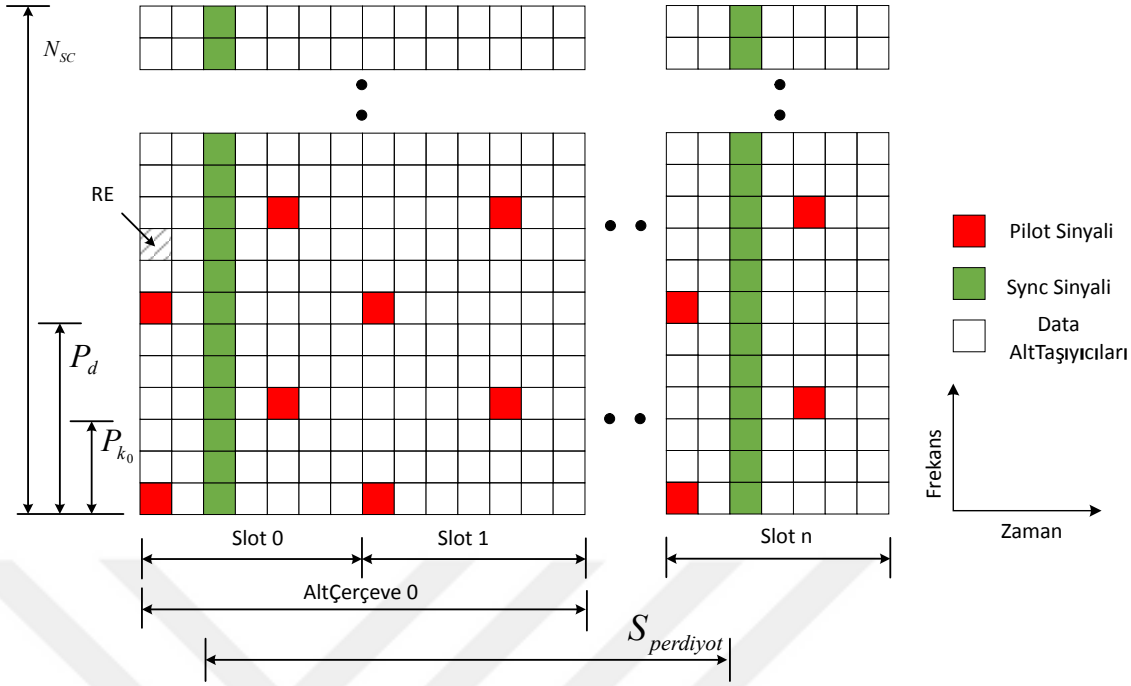
Bu çalışmada, [12]'deki LTE frekans bölmeli dupleksleme (frequency division duplexing, FDD) çerçeve yapısı VLC sistemi için Şekil 3.2'de gösterildiği gibi adapte edilmiştir. Her VLC çerçevesi (frame) 10 ms tüketir ve her biri 1 ms olmak üzere on alt-çerçeveye (subframe) bölünür. Normal döngüsel önek (cyclic prefix, CP) OFDM sinyali için VLC zaman-frekans kaynak kılavuzunun (resource grid) bir çizimi Şekil 3.3'de gösterilmektedir. Her alt-çerçevede 14 sembol bulunur ve daha sonra mantıksal olarak (logically) her biri 0.5 ms olan iki yuvaya (slot) bölünür. Bir kaynak elemanı (resource element, RE), bir OFDM alt-taşıyıcıdan (sub-carrier) oluşan en küçük modülasyon birimidir. Alıcı tarafında kanal kestiriminin yapılabilmesi için, QPSK modüle



Şekil 3.2: OFDM iletimi için tasarlanan VLC çerçeve yapısı.

edilmiş pilot sembolleri, OFDM zaman-frekansı kılavuzuna, her bir yuvanın birinci ve üçüncü son OFDM sembolleri içinde, alt-taşıyıcılarının frekans alanı aralığı P_d ile yerleştirilir. Dahası, pilot sembolleri arasında, bir çok pilot sembolü kullanılarak kanal kestirimi interpolasyonuna izin vermek için frekans alanı kayması P_{k_0} söz konusudur. Ayrıca bu çalışmada, N_{sync} uzunluğunda uyarlanmış bir X_s Park dizisi [35] başlangıç senkronizasyonu ve zaman taraması için seçilmiştir. Park'ın yöntemine göre, eğitim dizisi şu şekildedir,

$$P_{\text{PARK}} = \begin{bmatrix} a_{L/4} & b_{L/4} & a^*{}_{L/4} & b^*{}_{L/4} \end{bmatrix} \tag{3.1}$$



Şekil 3.3: OFDM iletimi için VLC zaman-frekans kafesi (lattice).

burada $a_{L/4}$, bir sahte gürültü (pseudo noise, PN) dizisinin L-noktalı evrik hızlı Fourier transformu (inverse fast Fourier transform, IFFT) tarafından üretilen $L/4$ örnek uzunluğunda bir bloğunu temsil eder, $b_{L/4}$, $a_{L/4}$ ile simetrik olacak şekilde tasarlanmıştır ve ${a^*}_{L/4}$ ve ${b^*}_{L/4}$ sırasıyla $a_{L/4}$ ve $b_{L/4}$'ün kompleks konjugatlarını temsil eder. Bu sembol paterni, çift frekanslarda gerçek değerli bir PN dizisi oluşturularak kolayca elde edilebilirken, sıfır alt taşıyıcılarda sıfırlar kullanılır. Bu sayede, paterni, denklem 3.1 ile aynı olan bir IFFT çıktısı verir. Park'ın alıcıdaki zamanlama metriği (timing metric) aşağıdaki gibi ifade edilir [36],

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(P(d))^2} \tag{3.2}$$

burada,

$$P(d) = \sum_{L/2}^{k=0} r(d-k) \cdot r(d+k) \tag{3.3}$$

$$R(d) = \sum_{L/2}^{k=0} |r(d+k)|^2 \tag{3.4}$$

Bu çalışmada, iletişim için ışık kullanıldığı için gönderilen sinyal gerçek değerli

(real-valued) olmalıdır, ${a^*}_{L/4} = a_{L/4}$ ve ${b^*}_{L/4} = b_{L/4}$ olur. Böylece yeni giriş (new preamble) formu aşağıdaki gibi ifade edilebilir,

$$P_{\text{PARK}} = \begin{bmatrix} a_{L/4} & b_{L/4} & a_{L/4} & b_{L/4} \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

Senkronizasyon sinyali, kaynak kılavuzunda S_{period} periyodikliği ile iletilir. Tablo 3.1, önerilen VLC sistem modeli tarafından desteklenen temel fiziksel katman parametrelerini özetlemektedir.

Tablo 3.1: VLC sisteminin fiziksel katman parametreleri.

Parametre	**Değerler**			**Açıklama**
BW	1.4	2	10	Kanalın Bant Genişliği (MHz)
Δf	15			Alt-Taşıyıcı Aralığı (kHz)
f_s	1.92	3.84	15.36	Örnekleme Oranı (MHz)
N_{RB}	6	15	50	Kaynak Blokların Sayısı
N_{SC}	72	180	600	Kullanılan Alt-Taşıyıcıların Sayısı
N	128	256	1024	FFT Boyutu
N_{sf}	1920	7680	15360	Alt-Çerçeve Başına Örnek Sayısı
CP	Normal			CP Tipi
N_G	10/9	40/36	74/73	CP Boyutu (ilk sembol/altıncı takip eden sembol)
P_d	6	8	12	Pilotların Frekans Aralığı
P_{k_0}	3	5	6	Pilotların Frekans Offseti
N_{sync}	72			Park Dizisinin Uzunluğu
S_{period}	20			Senkronizasyon Modeli Periyodu (ms)

3.2. SİNYAL MODELİ

Işık akısı, LED tarafından yayılan algılanan gücü hesaplamak için parlaklık fonksiyonunu ve spektral güç dağılımını birleştirir. Verici LED'inin ışık akısı F_T lümen cinsinden ölçülür ve aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$F_T = 683\,\text{lumens/watt} \int_{380\,\text{nm}}^{750\,\text{nm}} S_T(\lambda) V(\lambda) d\lambda \tag{3.6}$$

Sabit 683 lumens/watt katsayısı maksimum ışık verimidir [4]. $V(\lambda)$, ışıldama (luminosity) fonksiyonudur, insan gözünün fototopik görmesi (photopic vision), insanların farklı renkleri ayırt edebilmelerini sağlayarak, aydınlatma teknolojisini tasarlamada hayati bir etken haline getirmektedir. $S_T(\lambda)$ ise spektral güç dağılımıdır. Bir LED'nin $S_T(\lambda)$'sı, görünür ışık spektrumundaki tüm dalga boylarında LED'in gücünü temsil eden bir fonsiyondur ve watt/nm cinsinden ölçülen bir radyometrik parametredir. Yoğunluk dağılımından türetilecek iki önemli parametre vardır.

Eksenel yoğunluk (axial intensity, I_0), sıfır tam/katı açıda kandeladaki (candela) ışık şiddeti olarak tanımlanır. Tipik olarak, sağlayıcılar tarafından sağlanan ışık şiddeti dağılımı eksenel yoğunluk ile normalize edilir.

Yarım ışın açısı (half beam angle, θ_{max}), ışık yoğunluğunun eksenel yoğunluğun yarısına düştüğü açıdır. LED'ler gibi Lambertian kaynakları için, yarım ışın açısı, tüm ışın açısından (entire beam angle, Ω_{max}) aşağıdaki şekilde hesaplanır,

$$\Omega_{max} = 2\pi(1 - \cos\theta_{max}) \tag{3.7}$$

Işık akısı artık tüm ışın katı açısı Ω_{max} boyunca ışık şiddeti fonksiyonunun bütünleştirilmesiyle hesaplanabilir. Spektral bir integral olan denklem 3.6'dan farklı olarak, burada akış (flux) aşağıdaki gibi uzaysal integral (spatial integral) kullanılarak hesaplanır,

$$F_T = \int_0^{\Omega_{max}} I_0 g_t(\theta) d\Omega \tag{3.8}$$

burada $g_t(\theta)$ normalize edilmiş mekansal ışık şiddeti dağılımıdır (normalized spatial luminous intensity distribution). Denklem 3.7 ve 3.8'in kombinasyonu sonucu,

$$F_T = I_0 \int_0^{\Omega_{max}} I_0 g_t(\theta)\sin(\theta) d\Omega \tag{3.9}$$

elde edilir.

Bilgi bitleri, belirtilen modülasyon tekniğine bağlı olarak karmaşık sembollere eşlenir. Daha sonra, QPSK pilot sembolleri, kaynak elemanı eşleştiricisi kullanılarak

VLC zaman-frekans kılavuzuna sokulur. OFDM sinyali, aşağıdaki gibi IFFT işlemi uygulanarak üretilir,

$$x(t) = \mathbf{IFFT}\Big\{X(k)\Big\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{\frac{j2\pi kt}{NT_s}} \tag{3.10}$$

burada T_s, vericideki dijital-analog-dönüştürücünün (digital-to-analog converter, DAC) ideal örnekleme periyodudur. ACO-OFDM'de, modüle edilmiş sinyal $X(k)$, LED'in yoğunluğunu doğrudan modüle edebilen IFFT bloğunun çıkışında gerçek değerli bir sinyal elde etmek için Hermitian simetrisini karşılamak üzere sınırlandırılmıştır. Bu nedenle $X(k)$ aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$X(k) = \Big[0, \quad X_0, \quad X_1, \quad \ldots, \quad X_{\frac{N}{2}-1}, \quad 0, \quad X^*_{\frac{N}{2}-1}, \quad \ldots, \quad X^*_1, \quad X^*_0\Big] \tag{3.11}$$

ISI'yi azaltmak için bir CP ek olarak eklenir,

$$x(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_G,\ -N_G+1,\ \ldots,\ N-1 \\ x(n), & n = 0,\ 1,\ \ldots,\ N-1 \end{cases} \tag{3.12}$$

burada, N_G, birinci ve son kanal yolları arasındaki zaman aralığına bağlı olarak CP sayısını belirtir. Daha sonra, gerçek değerli sembolün negatif kısımları sıfır olarak kırpılır. DAC bloğu öncesinde, zamanlama senkronizasyonu için bir senkronizasyon sinyali eklenir. Yoğunluk modülasyonlu sinyal VLC kanalından geçer. Alınan sürekli zaman dalga formu, verici ve alıcı osilatörleri arasındaki uyumsuzluktan dolayı, T_s yerine T_r yerine bir aralıkta örneklenir. Örnekleme frekans kayması (sampling frequency offset, SFO), $\Delta f_s = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_s}$ olarak tanımlanabilir ve bu şekilde ifade edilebilir $T_r = \frac{T_s}{1+T_s\Delta f_s} = \frac{T_s}{1+\varepsilon_{\text{SFO}}}$, burada, ε_{SFO}, genellikle milyonda birlik kısımda (part-per-million, ppm) tanımlanmış normalize edilmiş SFO hatasıdır. Daha sonra, SFO'nun etkisi altında, alınan temel-bant sinyali aşağıdaki gibi elde edilir,

$$Y(m) = \mathbf{FFT}\Big\{y(n)\Big\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{\frac{-j2\pi nm}{N}} \tag{3.13}$$

burada,

$$y(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) H(k) e^{\frac{j2\pi knT_r}{NT_s}} \tag{3.14}$$

ve denklem 3.14, denklem 3.13 ile birleştirildiğinde,

$$Y(m) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\left[\sum_{k=0}^{N-1} X(k)H(k)e^{\frac{j2\pi knT_r}{NT_s}}\right]e^{\frac{-j2\pi nm}{N}} + W(k) \tag{3.15}$$

olur, ve burada, $H(k)$ kanalın frekans tepkisi (frequency response of the channel) ve $W(k)$ örneklenen alınan gürültü terimidir (sampled received noise term). SFO'nun etkisini görmek için $Y(m)$ aşağıdaki gibi temsil edilebilir,

$$Y(m) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X(k)H(k)\left[\sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi n}{N}\left(\frac{kT_r}{T_s}-m\right)}\right] + W(k) \tag{3.16}$$

Gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra ve $\sum_{n=0}^{N-1} r^n = \frac{1-r^N}{1-r}$, $Y(m)$ kullanılarak, $Y(m)$ aşağıdaki gibi yazılır,

$$Y(m) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X(k)H(k)\left[\frac{\sin\left(\pi\left(m-\frac{kT_r}{T_s}\right)\right)}{\sin\left(\pi\left(m-\frac{kT_r}{T_s}\right)\frac{1}{N}\right)}e^{\frac{j2\pi}{N}\left(m-\frac{kT_r}{T_s}\right)(N-1)}\right] + W(k) \tag{3.17}$$

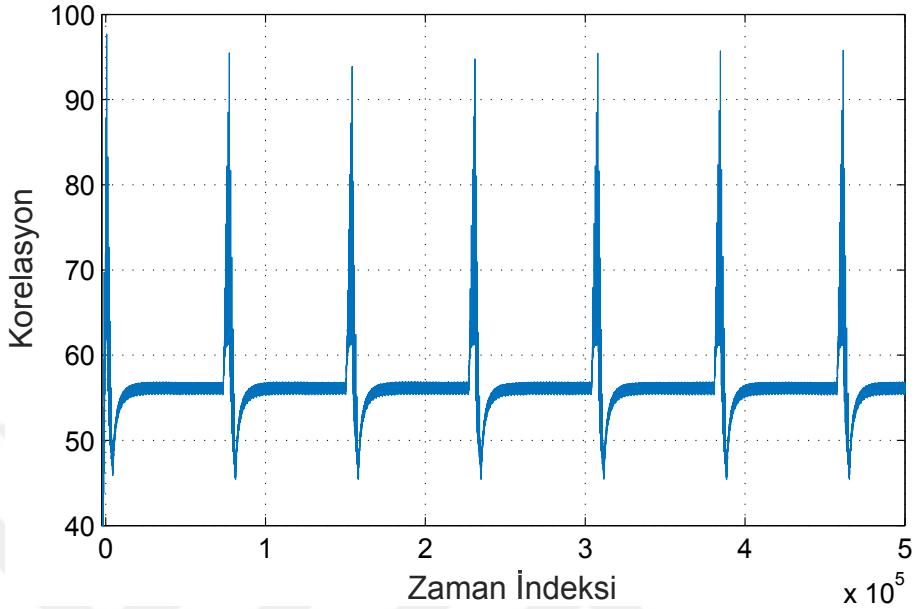
Denklem 3.17'den görüldüğü gibi, $m = k$ koşulu sağlandığında, T_x tarafındaki frekans bileşeni ve karşılık gelen R_x tarafı arasındaki ilişkiyi elde etmek için, alınan sembolün ölçeklendirildiği ve faz döndürüldüğü (scaled and phase rotated) açıktır. Ayrıca, komşu alt taşıyıcılardan k^{th} alt taşıyıcısına doğru oluşan bir ICI vardır.

3.3. İLK SENKRONİZASYON VE ZAMAN TAKİBİ

VLC senkronizasyon sinyali, OFDM sembol başlangıç noktasını, n_0, gelen ön-senkronizasyon dizisi, X_s, ile PD ön-ucundan gelen örnekleri, $y(n)$, çapraz-korelasyon (cross-correlation) uygulayarak tespit etmek için kullanılır. Senkronizasyon sinyal dizisi, zaman alanındaki (time domain) her S_{period} için tekrarlanır. Korelasyon bloğunun amacı, alınan senkronizasyon sinyali ile iletilen sinyal arasındaki korelasyonu maksimize eden sembol başlangıç değerini belirlemektir. Korelasyon fonksiyonu aşağıdaki gibi temsil edilir [37],

$$R(k) = \sum_{n=k}^{k+N_{sync}-1} y(n)X_s\left(n+S_{period}\right) \tag{3.18}$$

Şekil 3.4, deneysel çalışma kapsamında alınan sinyaldeki zaman alanında tanımlanmış senkronizasyon sinyallerini göstermektedir.

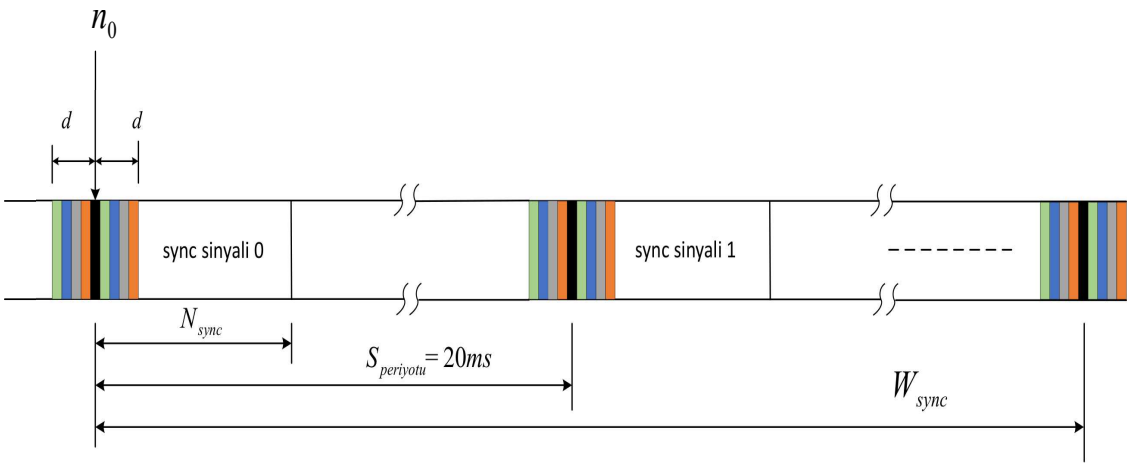


Şekil 3.4: Deneysel çalışma kapsamında zaman alanında tanımlanmış VLC çerçeve senkronizasyonu.

İlk senkronizasyon sağlandığında, zaman izleme modülü SFO'ya bağlı olarak sürüklenen τ_d tam sayı örneklerini takip etmeyi amaçlamaktadır. Bu zaman izleme işleminde, kesirli zamanlama, kanal kestirimine bırakıldığı için kesirli zamanlama dikkate alınmaz. Tasarlanan alıcıda maksimum zaman kayması marjı (time drift margin) 15 örneğe ayarlanmıştır. Ayrıca, zaman izleme korelasyon sonucunun, doğru bir karar istatistiği R oluşturması için birden çok senkronizasyon penceresi, W_{sync}, üzerinde ortalaması alınır. Burada W_{sync}, S_{period}'un çoklu tamsayılarıdır. Karar istatistiği tahmini zaman kaymasını, τ_d, sağlamak için maksimize edilmiştir. Daha sonra, korelasyon işlemi aşağıdaki gibi temsil edilebilir,

$$R(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{\substack{n=k \\ k \in [n_0-\tau_d, n_0+\tau_d]}}^{k+N_{sync}-1} y(n+mW_{sync}) X_s^*(n-k) \right| \tag{3.19}$$

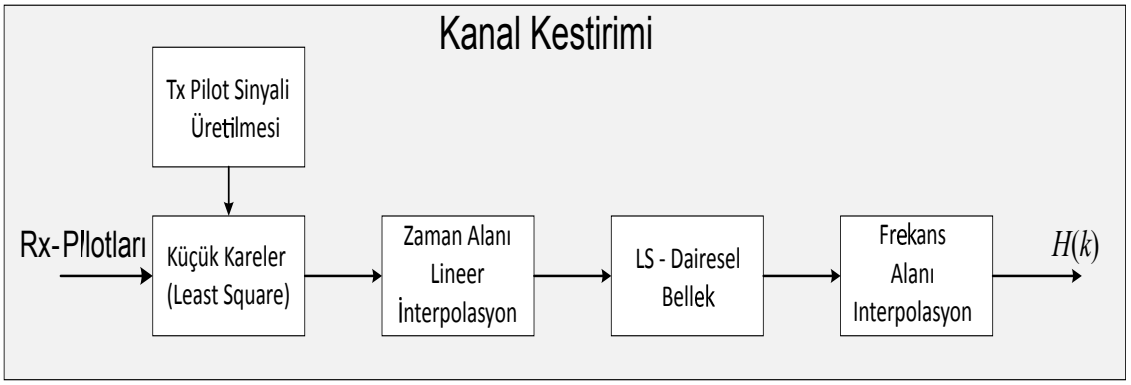
Zaman izleme işlemi, Şekil 3.5'te gösterildiği gibi basitleştirilebilir. CP çıkarma modülü, örnekleri ekleyerek veya bırakarak tahmini zaman kaymasını, τ_d, düzeltmek için kullanılır.



Şekil 3.5: Farklı sembol zamanlaması sapmaları için VLC senkronizasyon sinyali korelasyonu.

3.4. KANAL KESTİRİMİ

OFDM sembolü sınırları tanımlandığında, CP tamamen belirlenir ve kaldırılır. Bu nedenle, her OFDM sembolü için frekans alanı hesaplaması FFT işlemi kullanılarak yapılır. FFT işleminden sonra, pilot sembolleri kanal kestirimi süreci için kaynak elemanı ters-eşleyicisi (demapper) kullanılarak çıkarılır. 2D kanal kestirimi, frekans alanında 1D filtrelemeye ve zaman alanında doğrusal enterpolasyona (linear interpolation) yaklaşır. Algoritma, Şekil 3.6'te gösterildiği gibi tek bir alt çerçeveye uygulanır. En küçük kareler



Şekil 3.6: VLC kanal kestirimi blok şeması.

(least square, LS) bloğu, alınan pilot alt taşıyıcılar üzerinden kanal kestirimi gerçekleştirir. LS tahmincisi, $(\hat{Y} - X\hat{H})^H(\hat{Y} - X\hat{H})$ parametresini en aza indirir, burada $(\cdot)^H$, konjüge tranzpoz operasyonunu temsil eder. $\hat{H}$'nin tahmin edicisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir,

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1}\hat{H} = [X_k/Y_k]^T \qquad k = 0,1,\ldots,N-1 \tag{3.20}$$

Bu kanal kestirimleri, aşağıdaki gibi LS kriterlerine göre değerlendirilir,

$$H(k_p) = \frac{Y(k_p)}{X(k_p)}, \qquad p = 0, 1, \ldots, \left\lfloor \frac{N_{SC}}{P_d} \right\rfloor \tag{3.21}$$

burada, k_p= $P_{k_0}(1 + pP_d)$ kanal tahmin pilotları için kaynak eleman endeksidir, değişken P_{k_0}, VLC zaman-frekansı kaynak kılavuzunda farklı OFDM sembolleri için frekans alanındaki pilot başlatma pozisyonunu tanımlar. LS pilot tahmininden sonra, zaman-alanı (time-domain, TD) interpolasyon bloğu, her bir sembol çifti arasında pilot tabanlı kanal kestirimleri için yarı-yönlü $P_d/2$ üretmek üzere OFDM sembolleri arasındaki pilot-bazlı kanal kestirimlerini enterpolasyon yapar. Enterpolasyon işlemi, $\hat{H}^P_{LS}(k)$ ve $\hat{H}^P_{LS}(k+1)$ pilot sinyalleri için aşağıdaki gibi gösterilebilir,

$$\hat{H}(kS+t) = \hat{H}^P_{LS}(k) + (\hat{H}^P_{LS}(k+1) - \hat{H}^P_{LS}(k))(t/S) \qquad 0 \leq t \leq S \tag{3.22}$$

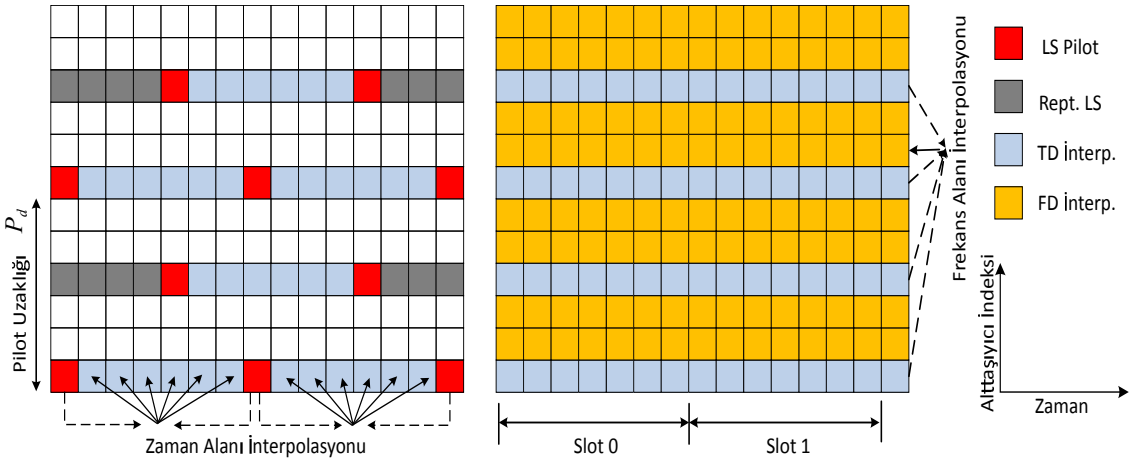
Frekans-alanı (frequency-domain, FD) enterpolasyon bloğu, tüm OFDM sembollerinin kanal kestirimini elde etmek için alt-taşıyıcılar üzerinde mevcut kanal kestirimlerini filtreler. İşlenen OFDM sembolündeki k^{th} alt-taşıyıcısı için filtreleme işlemi kanal kestirimi $H(k)$'yı, N_{tap} uzunluğu ile N_{tap} en yakın pilotlar kanal kestiriminin, $H(k_{pj})$, vektörün iç çarpımı ile üretir,

$$H(k) = \sum_{j=0}^{N_{\text{tap}}-1} H(k_{pj}).c[j] \qquad k = 0, 1, \ldots, N_{SC} - 1 \tag{3.23}$$

burada, N_{tap}, önerilen tasarımda 11'e eşit olan filtrenin tap sayısıdır. Filtre katsayıları, $c(j)$, basit hareketli ortalama filtre (simple moving average filter) olarak tasarlanmıştır ve böyle ifade edilebilir: $c(j) = 1/N_{\text{tap}}$). Şekil 3.7, VLC zaman-frekans kılavuzu üzerinde kanal kestirimi işleminin aşamalarını göstermektedir. Kalan alt-taşıyıcıların (Şekil 3.7'da gri renkle gösterilen) kanal kestiriminin, pilotların eksikliği nedeniyle sabit olduğu ve en yakın LS'den kopyalanacağı varsayılmıştır.

3.5. ÖLÇME İŞLEMİ

VLC ölçüm bloğu, alıcı PD ve verici LED arasındaki kapalı çevrim iletimini korumak için iki göstergenin hesaplanmasından sorumludur. Ayrıca, röle-destekli (relay-assisted)



Şekil 3.7: VLC kanal kestirimi işlem şeması.

VLC sistemlerinde kullanılması durumunda bir veya daha fazla LED terminali için alınan sinyal gücünü izlemek ve her röle yolunun değerlendirilen performans değerine göre potansiyel röle yolunu seçmek için kullanılabilir.

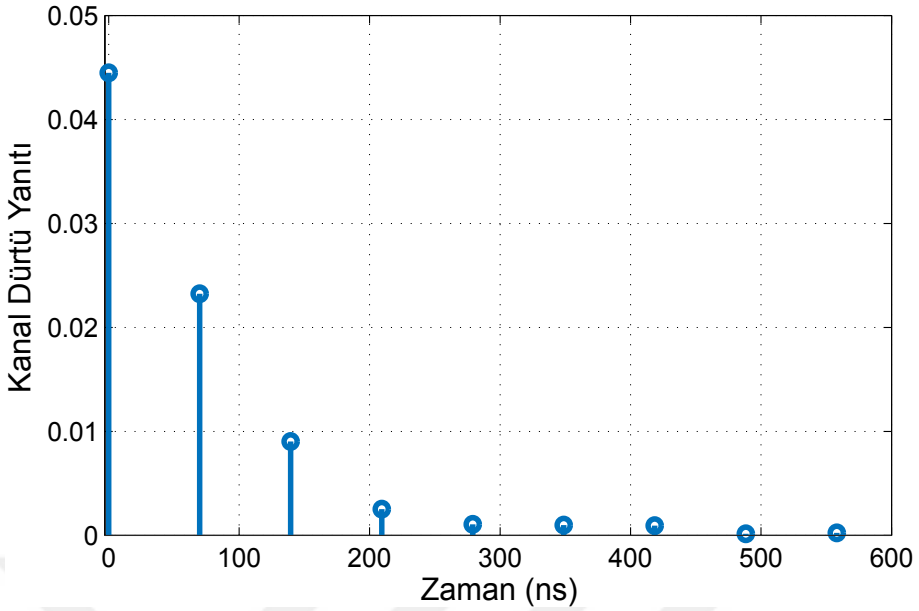
3.5.1. Kanal Dürtü Yanıtı

Kanal dürtü yanıtı (channel impulse response, CIR), buna karşılık gelen maksimum gecikme süresi τ_m ve çoklu yolun ortalama gecikmesi μ_τ, tahmin edilen kanal frekans yanıtı $H(k)$'nın zaman alanı dizisine dönüştürülmesiyle elde edilir, $h(n) = \textbf{IFFT}\{H(k)\}$. Ardından, CIR içindeki gürültü gücünü azaltmak için $h(n)$'nin çoklu OFDM sembollerinden ortalaması alınır. Tahmin edilen CIR, PD ile LED arasındaki kapalı döngüyü sürdürmek için ilk senkronizasyon ve zaman takibi sırasında düzeltilmesi gereken mevcut örnekleme ofset sapmasının bir göstergesini sağlar. Şekil 7, 15.36 MHz bant genişliği için tahmini CIR'nin mutlak değerini göstermektedir.

3.5.2. Alınan Sinyalin Gürültüye Oranı

Frekans spektrumu üzerinden alınan SNR, iki ölçüm metriği elde ederek referans pilot sinyalleri yardımı ile tahmin edilir: (a) Alınan referans sinyalinin gücü, P_{RSRP}, alınan pilot sinyallerdeki gücü ölçer [38],

$$P_{\text{RSRP}} = \frac{1}{M_{sf}} \sum_{n=0}^{M_{sf}-1} \sum_{k_p=0}^{\left\lfloor \frac{N_{SC}}{P_d} \right\rfloor - 1} H(k_p) H^*(k_p) \tag{3.24}$$



Şekil 3.8: 15.36 MHz bant genişliği için VLC kanalı dürtü yanıtı. Maksimum gecikme $\tau_m = 139\,\text{ns}$ ve ortalama gecikme $\mu_\tau = 69\,\text{ns}$.

burada, M_{sf}, zaman içinde ölçüm sonuçlarının ortalaması için kullanılan alt-çerçevelerin sayısıdır. (b) Gürültü varyansı, σ_n, alınan pilot sembollerin üzerindeki ortalama gürültü gücünü ölçer [38],

$$\sigma_n = \frac{1}{M_{sf}} \sum_{n=0}^{M_{sf}-1} \frac{1}{\lfloor N_{SC}/P_d \rfloor} \sum_{k_p=0}^{\left\lfloor \frac{N_{SC}}{P_d} \right\rfloor - 1} \left| Y(k_p) - H(k_p) X(k_p) \right|^2 \tag{3.25}$$

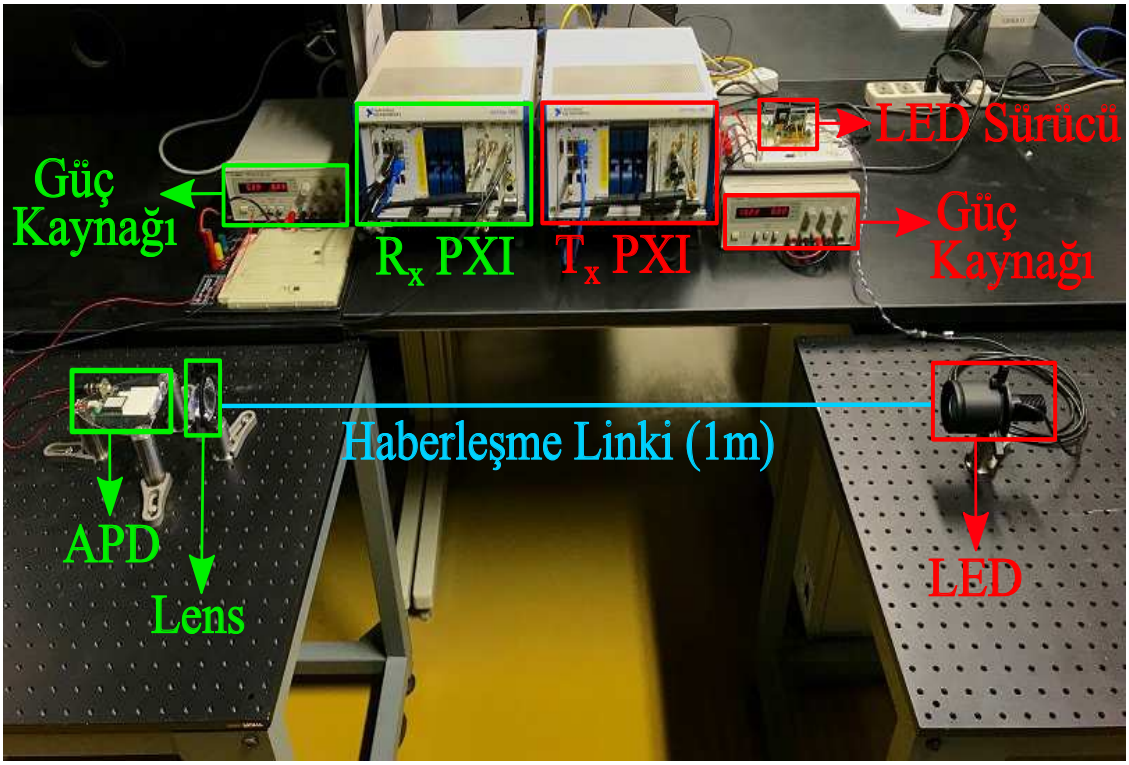
Daha sonra, alınan SNR, denklem 3.24 ve 3.25'e göre aşağıdaki gibi elde edilebilir,

$$\mathbf{SNR}_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{RSRP}}}{\sigma_n} \right) \tag{3.26}$$

Alınan SNR metriği, aşağıdaki Bölüm 5.'te gerçekleştirilen her bir deney için VLC link performans değerlendirmesi için kullanılır. Ayrıca, röle destekli VLC sistemindeki potansiyel röle yolunu tanımlamak için bir performans değeri olarak kullanılabilir.

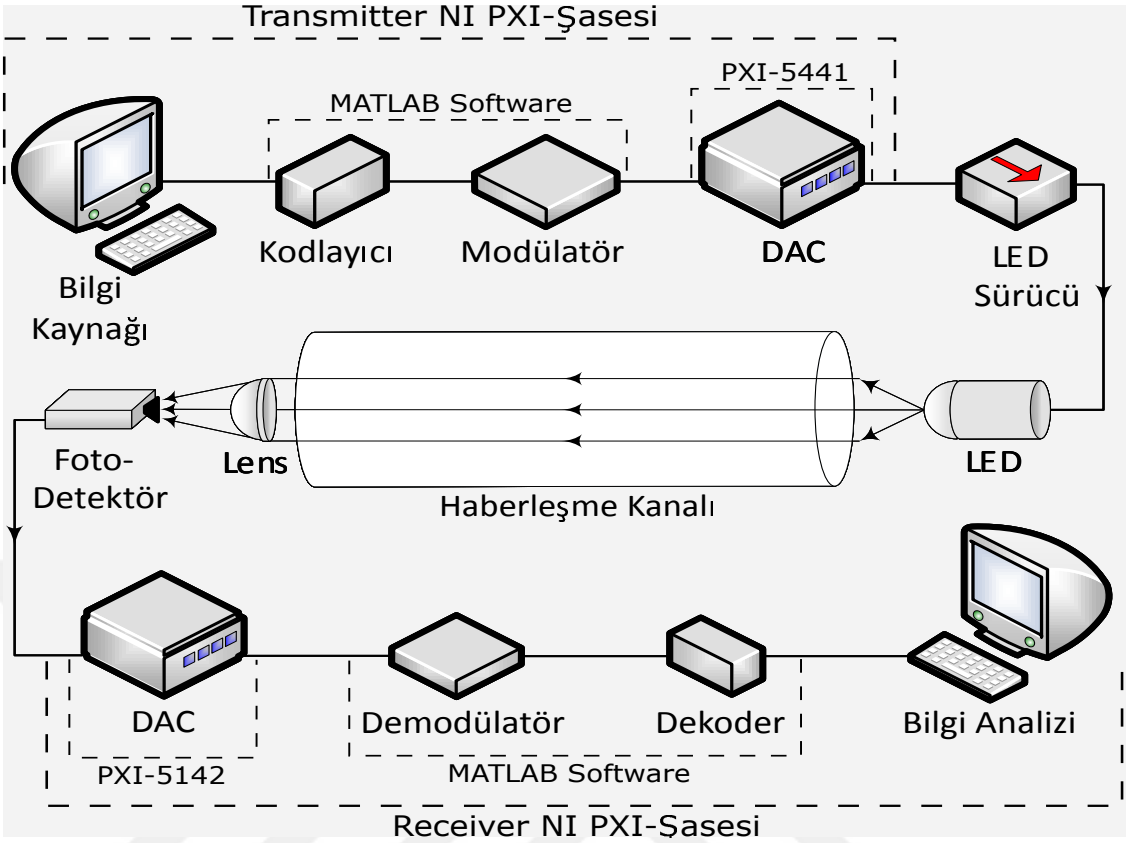
4. DENEY DÜZENEĞİ

Tüm deneyler normal oda aydınlatması altında yapılmıştır ve ortam ışığını ortadan kaldırmak için herhangi bir optik filtre kullanılmamıştır. Bu çalışma altındaki deney düzeneğinin çalışır haldeki bir fotoğrafı Şekil 4.1'de gösterilmiş olup, blok şeması Şekil 4.2'te gösterilmektedir. Deney düzeneği üç ana bölümden oluşur: verici, iletişim



Şekil 4.1: Deneysel kurulum.

kanalı ve alıcı. Verici kısmında, PXIe-8880 gömülü denetleyici ve NI PXI-5441 16-bit 100 MS/s rastgele dalga üreteci modülleri dahil olan sekiz çekirdekli NI PXIe-1082 şasesi, bir LED sürücüsü ve merkezi nominal dalga boyu 440 nm olan Thorlabs soğuk beyaz (collimated white) LED'i kullanılmıştır. Haberleşme kanalı olarak açık-alan kullanılmışır. Alıcı kısım ise, ışığa duyarlı alanı 3 mm olan 620 nm tepe hassasiyetindeki Hamamatsu C12702-12 kısa dalga boylu çığ ışık diyotu (avalanche photodiode, APD), PXIe-8880 gömülü denetleyici ve NI PXI-5142 14-bit sayısallaştırıcı modülleri dahil olan sekiz çekirdekli NI PXIe-1082 şasesinden oluşmaktadır. Ayrıca, LED'den gelen ışığı APD'nin ışığa duyarlı alanına yaklaştırmak için APD'nin önüne bir asferik kondenser



Şekil 4.2: Deneysel kurulumun blok diagramları ile gösterimi.

mercek yerleştirilmiştir. Bu cihazlara ek olarak, MSO8104A Infiniium 1 GHz bant genişliği olan karışık sinyal osiloskopu, alıcı-verici çiftinin konumlandırması ve görüş hattı (line-of-sight, LOS) hizalanmasının test edilmesi için kullanılmıştır. Bu çalışmada kullanılan komponentler Table 4.1'de listelenmiştir.

Deney, ön-işleme (pre-processing), iletim (transmission), alım (reception) ve işleme-sonrası (post-processing) dahil olmak üzere dört temel bölümden oluşur.

Ön-İşleme: Şekil 3.1'deki verici modeli, önceden tanımlanmış bir tohum (seed) ile rasgele sayı üreteci kullanılarak rasgele bitlerin oluşturulduğu MATLAB® yazılımı kullanılarak gerçekleştirilir. Üretilen veriler, QPSK veya 16-QAM gibi farklı modülasyon teknikleriyle kodlanır. Modüle edilen kompleks veriler daha sonra paralel akışlara dönüştürülür ve önceden oluşturulmuş pilot diziler kanal kestirimi için eklenir. IFFT operasyonundan sonra, CP ve senkronizasyon sinyali de sinyale eklenir. Sonuçlar tekrar bir seri akışa dönüştürülür ve aktarım için bir ikili (binary) dosyaya kaydedilir.

Tablo 4.1: Tasarlanan VLC sistem komponentleri.

VLC Sistem Komponentleri		
İsim	**Marka**	**Model**
Si APD	Hamamatsu	C12702-04 [39]
Alıcı NI PXI Şaşesi	NI	PXIe-1082 [40]
Gömülü Denetleyici	NI	PXIe-8880 [41]
Rastgele Dalga Üreteci	NI	PXI-5441 [42]
White LED	Thorlabs	MCWHL5-C1 [43]
Verici NI PXI Şaşesi	NI	PXIe-1082 [40]
Gömülü Denetleyici	NI	PXIe-8880 [41]
Sayısallaştırıcı	NI	PXI-5142 [44]

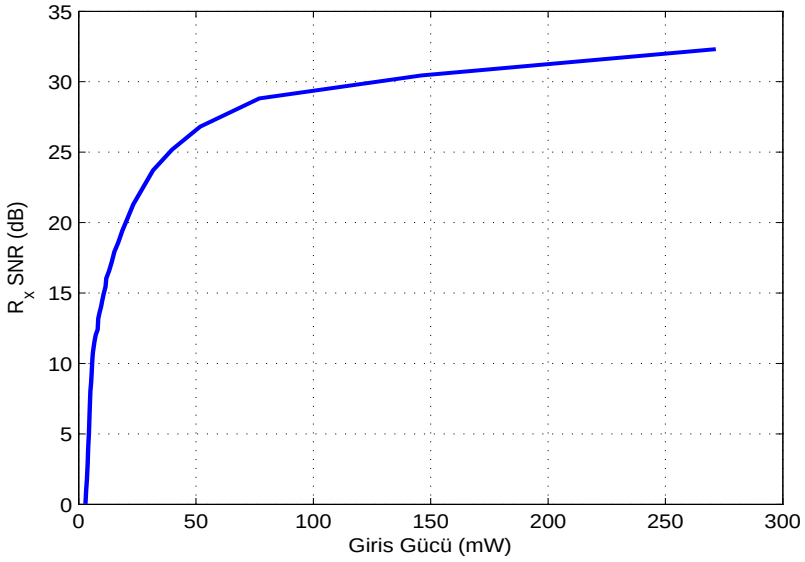
İletim: Oluşturulan veriler NI PXIe-1082 cihazına aktarılır, sabit sürücüden okunur ve NI LabVIEW® kullanılarak NI PXI-5441 DAC modülüne gönderilir. Çıkış, daha sonra konfigürasyona bağlı olarak 1.92 Mbps, 3.84 Mbps veya 15.36 Mbps veri hızı ile iletişim kanalından geçen yoğunluk modülasyonlu sinyal oluşturmak için tasarlanan LED sürücüsüne gönderilir.

Alım: Aktarılan yoğunluk modülasyonlu sinyal, Hamamatsu C12702-12 APD tarafından yakalanır. APD'nin çıkışı NI PXI-5541 sayısallaştırıcı tarafından işlenir. Dijital sonuçlar, işleme-sonrası için sabit sürücüye kaydedilir.

İşlem-Sonrası: Şekil 3.1'deki alıcı modeli de, alınan verilerin işlenmesi için MATLAB® yazılımı kullanılarak gerçekleştirilir. Öncelikle, senkronizasyon sinyali tanımlanır, daha sonra CP çıkarılır ve veriler paralel akışlara dönüştürülür. FFT işleminden sonra, kanal kestirimi ve eşitleme yapılır. Elde edilen çıktı tekrar seri akışa dönüştürülür. Son olarak, veriler demodüle edilir ve kodu çözülür.

5. BULGULAR VE TARTIŞMA

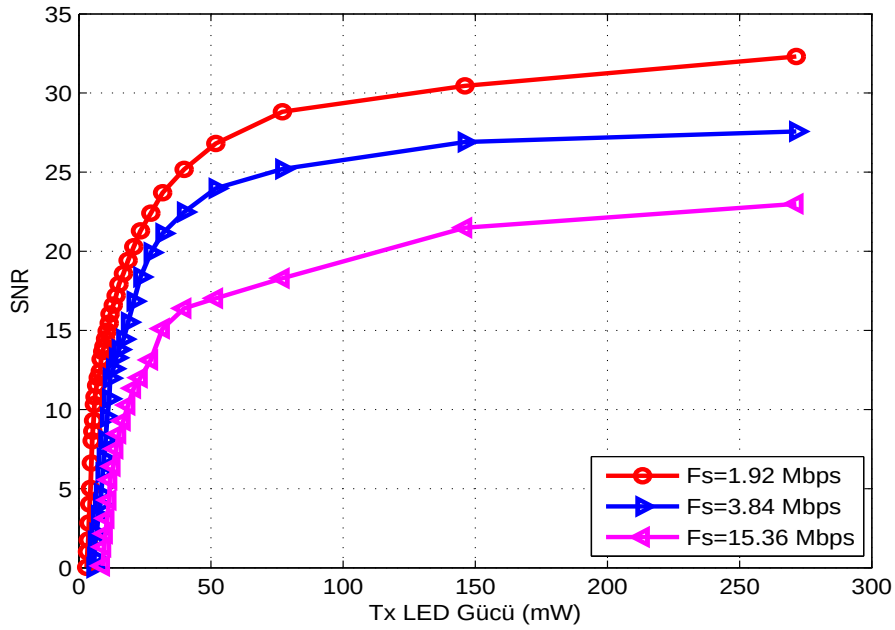
Bu çalışmada, daha önce gösterildiği gibi bir VLC sistemi inşa edilmiştir. Sistem performansı, farklı uzunluklardaki açık-alan kanalları için test edilmiştir. Ayrıca, sistem performansı, değişen OFDM koruma periyodu ve FFT boyutları gibi farklı fiziksel katman parametreleri altında BER-SNR davranışları ile gözlemlenmiştir. Frekans spektrumu üzerinden alınan SNR, LED'nin çektiği akımı kontrol etmek için LED sürücüsünün akım sınırlayıcı direnci ayarlanarak değiştirilir. Şekil 5.1, alınan SNR ve LED ileri akımı (forward current) I_f arasındaki ilişkiyi göstermektedir. SNR, önce LED akımı ile



Şekil 5.1: LED sürücü akımının bir fonksiyonu olan SNR değerleri.

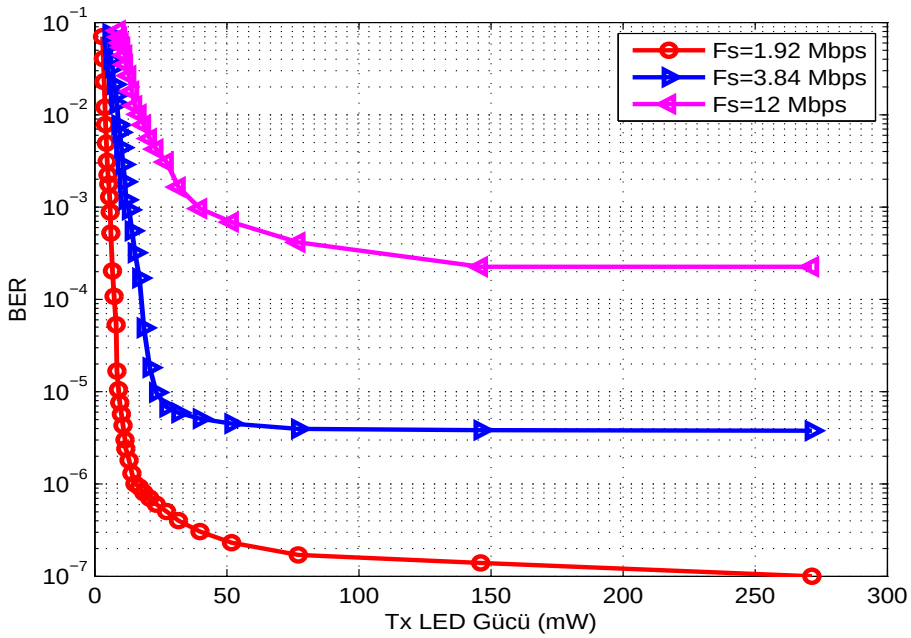
doğrusal olarak artar ve daha sonra doymuş olma eğilimi gösterir. Bu ilişki, LED akımının doğrusal olmayan transfer özelliği ve karşılık gelen yayılan optik güç (radiated optical power) P_{opt} ile tutarlıdır [45].

Şekil 5.2'de, beyaz LED ile iletilen gücün değişmesine bağlı olarak SNR'deki değişiklik, 6 m'lik bir kanal uzunluğunda QPSK modülasyon tekniği için farklı veri hızları altında test edilmiştir. İletilen gücün artması, SNR'deki önemli bir artış göstermiştir. Bu davranış, Şekil 5.1'den de görüldüğü gibi 50 mW'nin altındaki bir aktarım gücü için geçerlidir. Bu değerin ötesinde, iletim gücündeki artış SNR'ye yavaş bir artış olarak katkıda bulunur.



Şekil 5.2: VLC sisteminin farklı veri hızları için farklı LED iletim güçleri karşısında SNR davranışı.

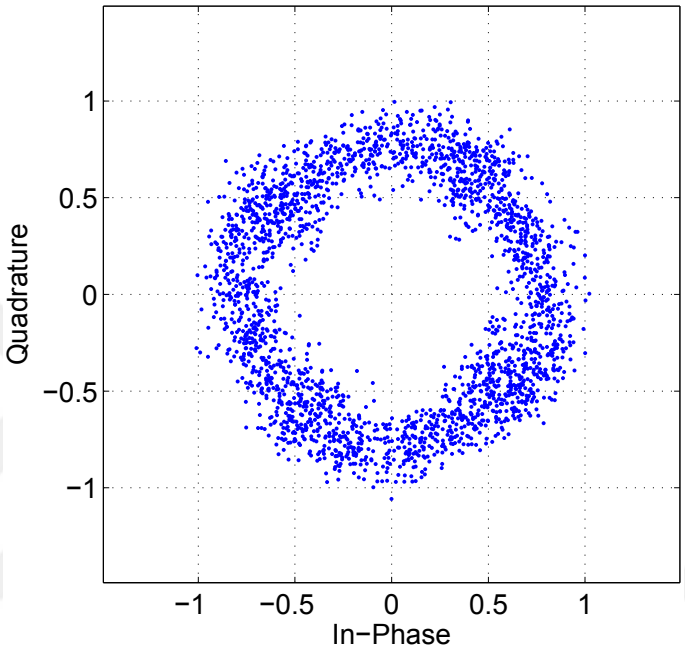
Şekil 5.2'den görüldüğü gibi yüksek veri hızlarında belli bir hedef SNR'yi karşılamak için düşük veri hızlarına göre daha yüksek bir iletim gücü gerektiği açıktır. Şekil 5.3'te, Şekil 5.2'deki eşdeğer BER değerleri gösterilmektedir. 50 mW'nin ötesindeki iletim



Şekil 5.3: VLC sisteminin farklı veri hızları için farklı LED iletim güçleri karşısında BER davranışı.

gücü değerlerinde, BER eğrileri doymuş bir davranış sergilerler. İleri hata düzeltme (forward error correction, FEC) sınırının 10^{-3} olduğu varsayılır ise, minimum iletim gücü değerleri sırasıyla 1.92 Mbps ve 15.36 Mbps veri hızları için 6 mW ile 40 mW arasındadır.

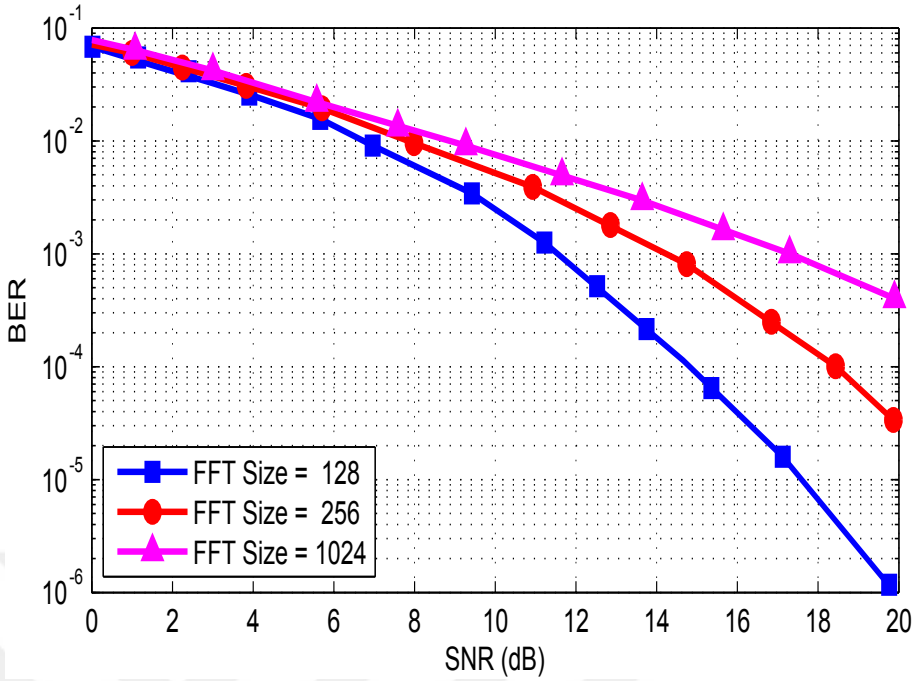
Şekil 5.4, SFO'nun alınan takımyıldızı (constellation) diyagramı üzerindeki etkisini göstermektedir. Denklem 3.17'den beklendiği gibi, alınan temel-bant sinyalinin genliği



Şekil 5.4: SFO etkisi ile R_x takımyıldızı diyagramı.

ve fazı, yukarıdaki modellerde belirtildiği gibi bozulmuştur. SFO, senkronizasyon sinyali kullanılarak tahmin edilir ve düzeltilir.

Şekil 5.5'te gösterildiği gibi tasarlanan VLC sistemi farklı örnekleme oranları bakımından QPSK modülasyon tekniği kullanılarak 6 m'lik kanal uzunluğu üzerinden test edilmiştir. Maksimum gecikme, τ_m, ve OFDM sembol süresi arasındaki ilişki kanalın sistem performansı üzerindeki etkisini belirler. Alınan çok-yollu bileşenler, ISI oluşturarak alt-taşıyıcı dikliğini yok edebilir. Daha yüksek örnekleme oranlarında, önerilen sistem, kanalın frekans seçiciliğinden dolayı çok-yollu gecikmelere daha duyarlıdır. Başka bir deyişle, örnekleme oranlarının farklı çok-yollu gecikmelerde kanal varyasyonlarına karşı verimliliğinin bir göstergesidir. Yoğunluk modülasyonlu sistemlerin doğası gereği, OFDM'nin bir yan-bandı (sideband) bastırılır. Aksi takdirde, her OFDM yan bandını temsil etmek için ayrı bir optik frekans gereklidir. Bastırma işlemi, lineer olmayan yoğunluk modülasyonu ve kanaldaki saçılma etkisinin kombinasyonu, alınan



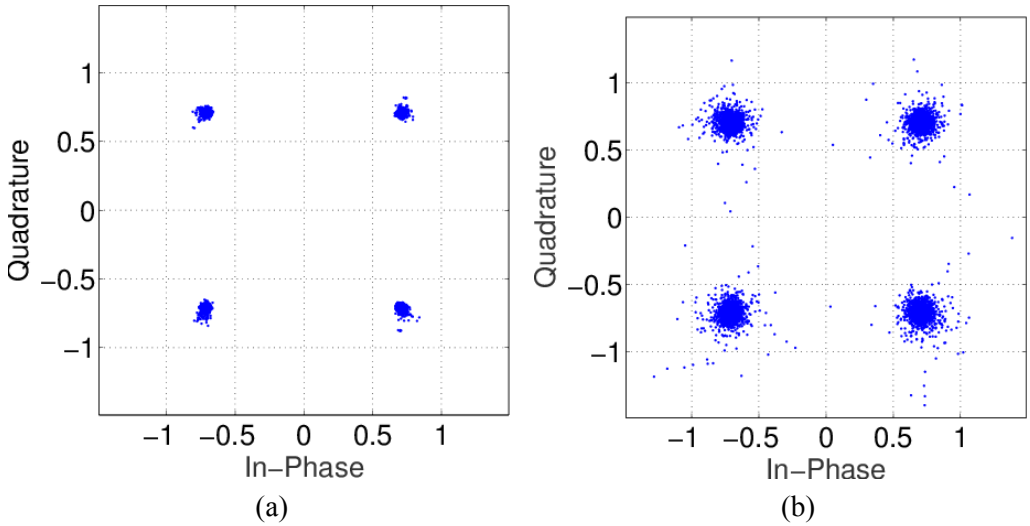
Şekil 5.5: Sistemin BER-SNR davranışının farkı örnekleme hızları için QPSK modulasyon tekniği kullanılarak 6 m kanal uzunluğu üzerinden gözlemlenmesi.

sinyaldeki ISI ve ICI'ya yol açar. Bu bozukluğu telafi etmek için gelişmiş dengeleme ve karar algoritmaları ve uyarlamalı modülasyon teknikleri kullanılabilir, ancak sistem performansının iyileştirilmesiyle beraber alıcı-verici tasarımının karmaşıklığı da artacaktır.

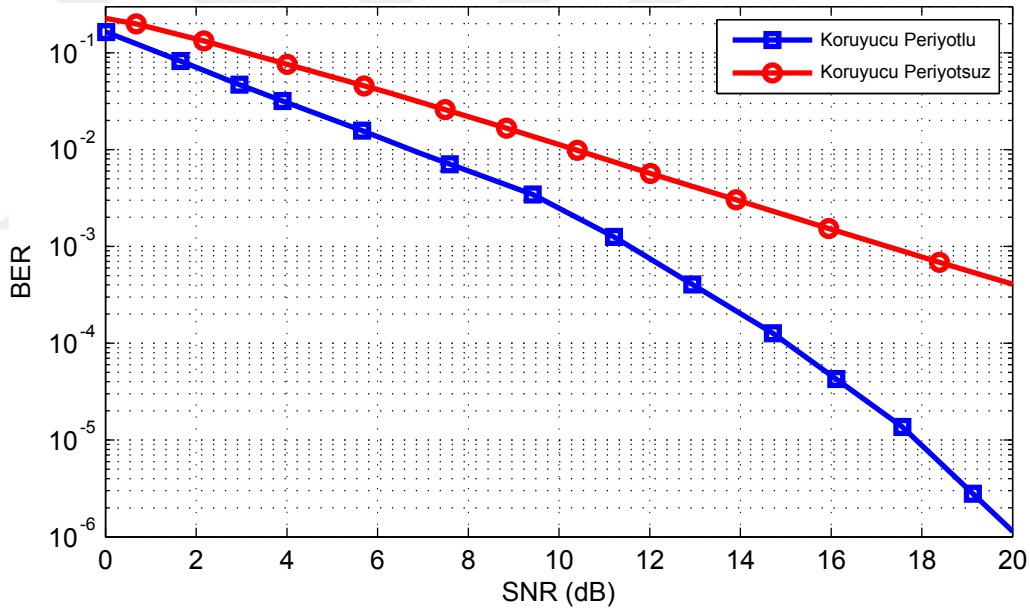
Şekil 5.6'te ise 6 m'lik haberleşme kanalı üzerinden QPSK modülasyon şeması ve 1.92 Mbps örnekleme hızı kullanılarak alınan takımyıldızı grafikleri, koruma aralıklarının (guard intervals) etkisini göstermektedir. Koruma aralıklarının kullanımı, Şekil 5.7'te de gösterildiği gibi BER performansı üzerinde belirgin bir etkiye sahiptir. Ayrıca, VLC sisteminin BER'inin, koruma aralıkları yardımıyla 10^{-6} seviyesine indirilebileceği açıktır. Koruma aralıklarının etkinleştirilmesi sistem performansını artırır, ancak aktif alt-taşıyıcıların sayısının OFDM konfigürasyonuna bağlı olarak azaltılması sistem çıkışında (throughput), Tablo 3.1'de belirtildiği gibi, bir düşüşe neden olur.

Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'de, QPSK ve 16-QAM modülasyon tekniklerinin performansları, etkin koruma periyotları ile 1.92 Mbps'lik veri hızı için karşılaştırılmıştır.

QPSK ve 16-QAM modülasyon teknikleri karşılaştırıldıklarında, beklenildiği üzere, 16-QAM'nin performansı QPSK'ye oranla kanaldan büyük ölçüde etkilenir. OFDM'nin

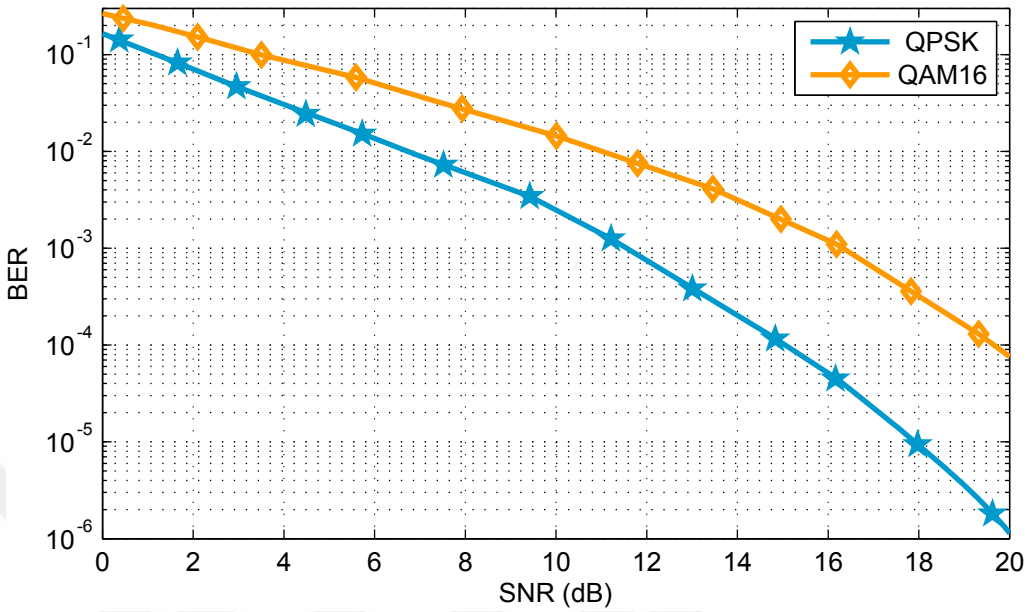


Şekil 5.6: 6 m'lik haberleşme kanalı üzerinden 1.92 Mbps veri hızı ile QPSK modülasyon şemasını kullananılarak alınan takımyıldızı grafikleri: (a) Koruma pediyotları ile, (b) Koruma pediyotları olmadan.

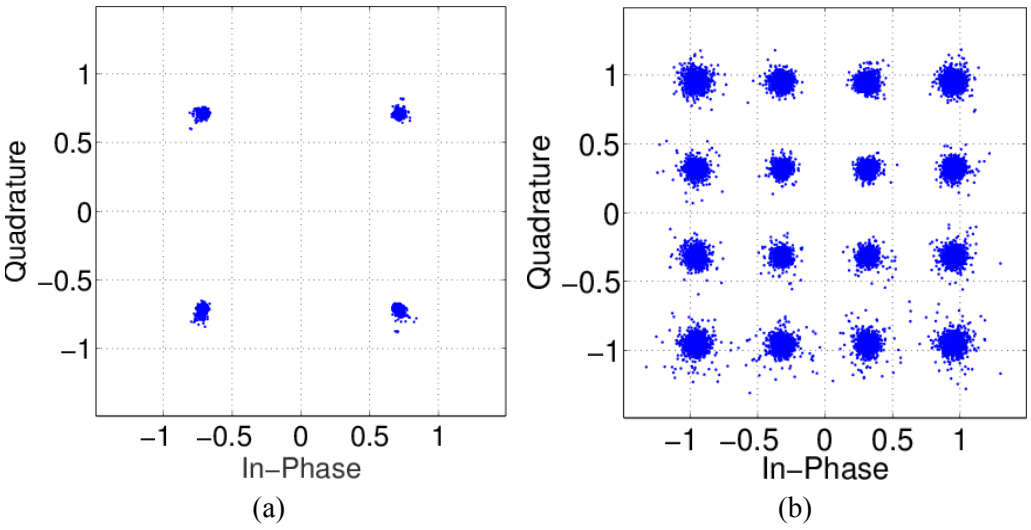


Şekil 5.7: Koruma aralıklarının etkinleştirilmesinin, sistemin BER-SNR performansına olan katkıları.

16-QAM gibi daha yüksek modülasyon şemaları ile kullanılması, sembol başına düşen bant genişliğinin artırılmasını sağlarken, gürültülü bir iletişim ortamında alt-taşıyıcıların seçiciliğini çok daha zor hale getirir.



Şekil 5.8: Farklı modülasyon tekniklerinin, sistemin BER-SNR davranışına etkileri.



Şekil 5.9: Şekil 5.8'ın takımyıldızı grafikleri: (a) QPSK, (b) 16-QAM.

6. SONUÇ

Bu çalışmada, 3GPP LTE fiziksel katman standardı VLC sistemleri için uyarlanmış ve uygulanmıştır. ACO-OFDM modülasyon tekniğini kullanan VLC'nin uygulanabilirliği, yaygın olarak kullanılan ticari beyaz LED'ler ve APD'ler için pratik olarak test edilmiştir. Ayrıca, uygulama, sırasıyla 1.92 Mbps, 3.84 Mbps ve 15.36 Mbps veri hızlarına karşılık gelen, 3GPP LTE standardının 128, 256 ve 1024 nokta FFT konfigürasyonlarını destekleyen QPSK ve 16-QAM modülasyon teknikleri için ayrı ayrı değerlendirilmiştir. Sonuçlar, yüksek bant genişlikli VLC sisteminin, görüntü veya video iletimi gibi yüksek bant genişliği gerektiren uygulamaları için uygun olan 10^{-6} değerinde bir BER değeri elde edilebileceğini göstermektedir. Ayrıca, zamanlama senkronizasyonu ve pilot tabanlı kanal kestirim teknikleri kullanmanın pratik sonuçları da ayrıntılı olarak tartışılmaktadır. Park dizisi, VLC başlangıç senkronizasyonu ve zaman takibinin başarılması için birincil (primary synchronization signal, PSS)/ikincil (secondary synchronization signal, SSS) LTE senkronizasyon sinyalleri yerine kullanılmıştır. Senkronizasyon sinyal periyodikliği, bant genişliği yükünü azaltmak için bu çalışmadaki modelde 20 ms'ye uzatılmıştır.

VLC teknolojisi nispeten basit bir verici-alıcı tasarımı ile çeşitli alanlarda kullanılmak üzere uygulanabilir. Bununla birlikte, doğrudan LOS gereksinimi ve ışığın negatif olmayan doğası gibi doğal kusurları sistem performansını sınırlandırmaktadır. Bu sınırlamaların üstesinden gelmek için gelişmiş işleme teknikleri kullanılabilir, fakat bu teknikler verici-alıcı tasarımının karmaşıklığını arttırmaktadır.

KAYNAKLAR

[1] Liang, Y., Chen, K., Li, G. Y., and Mahonen, P., 2011, "Cognitive radio networking and communications: An overview", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 7, pp. 3386–3407.

[2] W. W. R. Forum, 2013, "Visions and research directions for the wireless world", *Wireless World Research Forum*, White Paper, v2.0, Zurich, Switzerland.

[3] Khalighi, M. A., and Uysal, M., 2014, "Survey on free space optical communication: A communication theory perspective", *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, no. 4, pp. 2231–2258.

[4] Pathak, P. H., Feng, X., Hu, P., and Mohapatra, P., 2015, "Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges", *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2047–2077.

[5] Roufs, J. A. J., and Blommaizt, F. J. J., 1981, "Temporal impulse and step responses of the human eye obtained psychophysically by means of a drift-correction perturbation technique", *Vision Research*, vol. 21, no. 8, pp. 1203–1221.

[6] Jovicic, A., Li, J., and Richardson, T., 2013, "Visible light communication: Opportunities, challenges and the path to market", *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 12, pp. 26–32.

[7] Hongda, C., Chunhui, W., Honglei, L., Xiongbin, C., Zongyu, G., Shigang, C., and Qin, W., 2016, "Advances and prospects in visible light communications", *Journal of Semiconductors*, vol. 37, no. 1, pp. 1–11.

[8] Armstrong, J., and Schmidt, B. J. C., 2008, "Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN", *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 5, pp. 343–345.

[9] Dissanayake, S. D., and Armstrong, J., 2013, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 7, pp. 1063–1072.

[10] Armstrong, J., 2009, "OFDM for Optical Communications", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 189–204.

[11] Wilson, S. K., and Armstrong, J., 2009, "Transmitter and receiver methods for improving asymmetrically-clipped optical OFDM", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 9, pp. 4561–4567.

[12] LTE, 2011 "Physical Channels and Modulation (3GPP TS 36.211 Version 10.0.0 Release 10)", *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)*, ETSI TS 136 211 V10.0.0.

[13] Yang, J., Liu, Z., Xue, B., Liao, Z., Feng, L., Zhang, N., Wang, J., and Li, J., 2018, "Highly Uniform White Light-Based Visible Light Communication Using Red, Green, and Blue Laser Diodes", *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 1–8.

[14] Shamim, M. H. M., Shemis, M. A., Shen, C., Oubei, H. M., Ng, T. K., Ooi, B. S., and Khan, M. Z. M., 2018, "Investigation of Self-Injection Locked Visible Laser Diodes for High Bit-Rate Visible Light Communication", *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, no. 4, pp. 1–11.

[15] Shen, C., Guo, Y., Sun, X., Liu, G., Ho, K., Ng, T. K., Alouini, M., and Ooi, B. S., 2017, "Going beyond 10-meter, Gbit/s underwater optical wireless communication links based on visible lasers", *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC) and Photonics Global Conference (PGC)*, Singapore, pp. 1–3.

[16] Al-Halafi, A., and Shihada, B., 2018, "UHD Video Transmission Over Bidirectional Underwater Wireless Optical Communication", *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 1–14.

[17] Lu, H., Li, C., Lin, H., Tsai, W., Chu, C., Chen, B., and Wu, C., 2016, "An 8 m/9.6 Gbps Underwater Wireless Optical Communication System", *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 5, pp. 1–7.

[18] Brotons-Gisbert, M., Villanueva, G. E., Abreu-Afonso, J., Serafino, G., Bogoni, A, Andrés, M. V., and Perez-Millan, P., 2015, "Comprehensive Theoretical and Experimental Study of Short- and Long-Term Stability in a Passively Mode-Locked Solitonic Fiber Laser", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 19, pp. 4039–4049.

[19] Lu, I., Yeh, C., Hsu, D., and Chow, C., 2016, "Utilization of 1-GHz VCSEL for 11.1-Gbps OFDM VLC Wireless Communication", *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 3, pp. 1–6.

[20] Ying, K., Qian,H., Baxley, R. J., and Zhou, G. T., 2016, "MIMO Transceiver Design in Dynamic-Range-Limited VLC Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 22, pp. 2593–2596.

[21] Zafar, F., Bakaul, M., and Parthiban, R., 2017, "Laser-Diode-Based Visible Light Communication: Toward Gigabit Class Communication", *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 144–151.

[22] Cossu, G., Sturniolo, A., Messa, A., Scaradozzi, D., and Ciaramella, E., 2018, "Full-Fledged 10Base-T Ethernet Underwater Optical Wireless Communication System", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 36, no. 1, pp. 194–202.

[23] Wang, C., Yu, H., and Zhu, Y., 2016, "A Long Distance Underwater Visible Light Communication System With Single Photon Avalanche Diode", *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 5, pp. 1–11.

[24] Fahs, B., Chellis, J., Senneca, M. J., Chowdhury, A., Ray, S., Mirvakili, A., Mazzara, B., Zhang Y., Ghasemi J., Miao Y., Zarkesh-Ha, P., Koomson, V. J., Hella, M. M.,

2016, “A 6-m OOK VLC Link Using CMOS-Compatible p-n Photodiode and Red LED”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 24, pp. 2846–2849.

[25] Stepniak, G., Schüppert M., and Bunge, C., 2015, “Advanced Modulation Formats in Phosphorous LED VLC Links and the Impact of Blue Filtering”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 21, pp. 4413–4423.

[26] Huang, Y., Guo, Z., Huang, H., Sun, H., 2018, “Influence of Current Density and Capacitance on the Bandwidth of VLC LED”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 30, no. 9, pp. 773–776.

[27] Haigh, P. A., Bausi, F., Kanesan, T., Le, S. T., Rajbhandari, S., Ghassemlooy, Z., Papakonstantinou, I., Popoola, W., Burton, A., Minh H. L., Ellis, A. D., and Cacialli, F., 2014, “A 20-Mb/s VLC Link With a Polymer LED and a Multilayer Perceptron Equalizer”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 19, pp. 1975–1978.

[28] An, J., and Chung, W., 2018, “Single-LED Multichannel Optical Transmission With SCMA for Long Range Health Information Monitoring”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 23, pp. 5470–5480.

[29] Popoola, W. O., 2016, “Impact of VLC on Light Emission Quality of White LEDs”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 10, pp. 2526–2532.

[30] Wang, W., Zhu, Y., Zhang, Y., and Zhang, J., 2015, “An Optimal Power Allocation for Multi-LED Phase-Shifted-Based MISO VLC Systems”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 22, pp. 2391–2394.

[31] Akram, M. S. M., Aravinda, L. G. D., Munaweera, M. K. P. D., Godaliyadda, G. M. R. I., and Ekanayake, M. P. B., 2017, “Camera based visible light communication system for underwater applications”, *IEEE International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, Peradeniya, pp. 1–6.

[32] Munaweera, P. D., Akram, M., Aravinda, D., Godaliyadda, R. I., and Ekanayake, P. B., 2017, “Design and analysis of an under water visible light MIMO communication system with a camera receiver”, *Seventeenth International Conference on Advances in ICT for Emerging Regions (ICTer)*, Colombo, pp. 1–7.

[33] Zang, Y., Zhang, J., and Si-Ma, L., 2018, “Anscombe Root DCO-OFDM for SPAD-Based Visible Light Communication”, *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 1–9.

[34] Alkhasraji, J., and Tsimenidis, C., 2017 “Coded OFDM over short range underwater optical wireless channels using LED”, *OCEANS 2017-Aberdeen*, Aberdeen, pp. 1–7.

[35] Medina, M. F. G., Gonzalez, O., and Rodriguez, S., and Martin, I. R., 2016 “Timing synchronization for OFDM-based visible light communication system”, *Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*, London, pp. 1–4.

[36] Park, B., Cheon, H., Kang, C., and Hong, D., 2003, "A novel timing estimation method for OFDM systems", *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 5, pp. 239–241.

[37] Tian, S., Panta, K., Suraweera, H. A., Schmidt, B. J. C. S. J. C., McLaughlin, S., and Armstrong, J., 2008, "A novel timing synchronization method for ACO-OFDM-based optical wireless communications", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 12, pp. 4958–4967.

[38] LTE, 2011 "Physical layer Measurements (3GPP TS 36.214 Version 10.1.0 Release 10)", *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)*, ETSI TS 136 211 V10.0.0.

[39] Hamamatsu, 2018 "C12702-04 Avalanche Photodiode, https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/c12702serieskacc1214e.pdf", *Hamamatsu*.

[40] National Instruments, 2018 "NI PXIe-1082 Chassis, http://www.ni.com/pdf/manuals/372752c.pdf", *National Instruments*.

[41] National Instruments, 2018 "NI PXIe-8880 Embedded Controller, http://www.ni.com/pdf/manuals/374684c.pdf", *National Instruments*.

[42] National Instruments, 2018 "NI PXI-5441 Arbitrary Waveform Generator, http://www.ni.- com/pdf/manuals/373846d.pdf", *National Instruments*.

[43] Thorlabs, 2018 "MCWHL5 Collimated White LED, https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfmpartnumber=MCWHL5", *Thorlabs*.

[44] National Instruments, 2018 "NI PXI-5142 Digitizer, http://www.ni.com/pdf/manuals/374287a.pdf", *National Instruments*.

[45] Dimitrov, S., and Haas, H., 2013, "Information rate of OFDM-based optical wireless communication systems with nonlinear distortion", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 6, pp. 918–929.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler	
Adı Soyadı	Sezer Can Tokgöz
Doğum Yeri	Kadıköy, İstanbul, Türkiye
Doğum Tarihi	21.01.1994
Uyruğu	[X] T.C. [ ] Diğer:
Telefon	+90 537 591 84 78
E-Posta Adresi	tokgozsezercan@gmail.com
Web Adresi	-



Eğitim Bilgileri	
Lisans	
Üniversite	İstanbul Ticaret Üniversitesi
Fakülte	Mühendislik Fakültesi
Bölümü	Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
Mezuniyet Yılı	2017

Yüksek Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Enstitü Adı	Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Anabilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı
Mezuniyet Tarihi	02.01.2019

Yüksek Lisans (tezsiz)	
Üniversite	İstanbul Ticaret Üniversitesi
Enstitü Adı	Fen Bilimleri Enstitüsü
Anabilim Dalı	Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Ana Bilim Dalı
Programı	Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Programı
Mezuniyet Tarihi	2019