



MIMO-OFDM Tabanlı Görünür Işıklı Haberleşme

Program Kodu: COST 2515

Proje No: 113E307

Proje Yürütücüsü:

Prof. Dr. Erdal Panayırıcı

Araştırmacı:

Yrd. Doç. Dr. Ertuğrul Başar

Bursiyer(ler):

Yük. Müh. Anıl Yeşilkaya

Yük. Müh. Hüseyin Fuat Alsan

KASIM 2016
İSTANBU



ÖZET

Optik Kablosuz Haberleşme (Optical Wireless Communications (OWC)) sistemleri ve bunun olası bir uygulaması olan Görünür Işıklı Haberleşme (Visible Light Communications (VLC)), uygulamalarda çok önemli teknik ve operasyonel üstünlükler sağlamaktadır. Sahip olduğu çok yüksek frekans band genişliği, bilgi iletim kapasitesi, elektromanyetik girişimlere karşı yüksek bağışıklığı, uzamsal ortamlarda yüksek oranda güvenli kapanma özelliği ve kapsadığı frekans spektrumunun belli regülasyonlarla düzenlenmemiş olması nedeniyle, gerek OWC ve gerekse VLC sistemleri, çok geniş bir uygulama alanı içinde, radyo tabanlı kablosuz haberleşme sistemlerine bir seçenek olarak veya onların tamamlayıcı niteliğinde karşımıza çıkmaktadır. Ancak, büyük bir potansiyele sahip optik spektrumdan etkin bir biçimde yararlanılabilmesi için yoğun araştırma ve geliştirme çalışmalarına gerek vardır. Bu TÜBİTAK-COST projesi, *Optical Wireless Communications -An Emergency Technology* adlı COST (4159/10) projesinin bir parçasıdır. COST (4159/10), OWC konusunda disiplinler arası araştırma aktivitelerini yürütmekle görevli bir Avrupa Topluluğu bilimsel platformudur. Kapalı ortamlarda saçılmış veya görüş çizgisi yönünde iletim linki oluşturan kızıl ötesi ve görünür ışık haberleşmesi, son yıllarda yeni bir kablosuz haberleşme teknolojisi olarak karşımıza çıkmaktadır. VLC ürünlerinin pazara çıkmasıyla bunların geleceğinin çok ümit verici olduğu anlaşılmaktadır. VLC ile ilgili standartlaşma IEEE 802.15.7 çalışma grubu tarafından yürütülmüştür ve IEEE standartına uygun ilk VLC ürününün pazara sunulması yakın gelecekte beklenmektedir. Bu ürünün potansiyel uygulama alanları şu şekildedir: (a) kablosuz yerel ağlar (WLAN), (b) hava meydanları, tren istasyonları ve diğer halka açık kritik noktalar (c) uçaklar ve hızlı trenler (d) hastahaneler, müzeler ve sanat galerileri, (e) araç içinde ve araç ile altyapısı oluşturulmuş haberleşme ağları. Araştırma sonuçlarına göre optik kablosuz haberleşme teknolojisinin kullanıldığı diğer alanlarda da VLC yararlı olacaktır. Son on yıl içinde, kablosuz haberleşmenin fiziksel katmanı düzeyinde yürütülen araştırmalar sonucunda çok heyecan verici gelişmelere tanık olunmuştur. Bu gelişmelerden bazılarını çok-girişli-çok-çıkışlı (MIMO) haberleşme, dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM), uzaysal modülasyon (SM) ve İndis Modülasyonlu OFDM (OFDM-IM) teknikleri ve düşük hesaplama karmaşıklığına sahip kanal kestirim, kanal denkleştirme ve veri sezim algoritmaları sayılabilir. Bu özgün yaklaşımlardan bazıları günümüzde uluslararası kablosuz haberleşme standartları içinde yerini almış ve ticari ürün olarak kablosuz RF pazarına sunulmuştur.



Bu projenin temel amacı, MIMO, OFDM ve SM gibi fiziksel katman yöntem ve tekniklerini kullanarak, yüksek hızda veri iletimini sağlayan güvenilir, dış etmenlerden etkilenmeyen ve optimal yapıda bir görünür ışıkla haberleşme sistem tasarımını gerçekleştirmektir. Bu kapsamda şu temel araştırma konuları üzerinde yoğunlaşılacaktır:

- Kablosuz RF haberleşmesinde başarı ile kullanılan MIMO-OFDM, MIMO-SM ve OFDM-IM tekniklerini uygulayarak yeni ve özgün VLC sistemleri teklif edilecek ve geliştirilecektir. Bu tekniklerin VLC sistemlerine uygulanmasında, özellikle RF ve VLC haberleşme sistemlerinde karşılaşılan sinyal formatlarındaki farklı yapılardan dolayı, çok ilginç ve zorlu araştırma problemleriyle karşılaşılacaktır;
- Kızılötesi/görünür-ışık kanallarının, fiziksel özelliklerinin de yansıtıldığı, gerçek optik kanal modellerinin matematiksel yöntemlerle geliştirilmesi;
- İleri sinyal işleme tekniklerinden yararlanarak, görüş çizgisi yönünde propagasyon yapmayan (NLOS) VLC sistemleri için, çok yollu kanalın neden olduğu simgelerarası girişimlerin etkisini azaltmak için, yeni ve özgün kanal kestirim ve kanal denkleştirme algoritmalarının geliştirilmesi;
- Geliştirilen kanal kestirim algoritmalarının doğruluğunun VLC başarımına etkilerinin bilgi kuramı yardımı ile belirlenmesi; Bu, kanalda oluşan çeşitli kanal gürültü modelleri (Gauss, Poisson, shot gürültüsü vs. gibi) ve alıcıda farklı kanal durum bilgileri varsayımları altında sistem hata başarımının analitik olarak belirlenmesi süreçlerini içermektedir;

Tasarlanacak sistemlerin başarımları çeşitli gürültü ve kanal modellerini içeren gerçekçi haberleşme senaryoları için ayrıntılı bilgisayar benzetimleri ile belirlenecektir. Bu benzetim çalışmalarında, alıcı duyarlılığı, alıcı/vericilerin doğrusal-olmayan (non-linear) rejimlerde çalışması, anten yayılım hüzmelerindeki sapmalar, ortam koşulları gibi uygulamalarda karşılaşılan türlü sorunların haberleşme sistemin başarımına olası etkileri dikkatle incelenecektir

Anahtar Kelimeler: MIMO, OFDM, görünür ışıkla haberleşme, uzamsal modülasyon, kanal kestirimi, kanal denkleştirme



ABSTRACT

Optical Wireless Communications (OWC) and one of its potential applications, Visible Light Communications (VLC) offer significant technical and operational advantages. With attractive features such as high bandwidth capacity, robustness to electromagnetic interference, high degree of spatial confinement, inherent security and unregulated spectrum, OWC as well as VLC stand out as powerful alternatives and/or complementary technologies to the existing radio frequency (RF) based wireless systems for a wide range of applications. In many respects, OWC research is still in its infancy and calls for extensive research to begin to harness the enormous potential of the optical spectrum. This TUBITAK COST project is part of the COST Action 4159/10 on *Optical Wireless Communications -An Emergency Technology* which is a high-profile consolidated European scientific platform for interdisciplinary OWC research activities.

Indoor infrared in the form of diffuse and line-of-sight (LOS) links and VLC has emerged a new wireless communications technology very recently. With the emergence of VLC products, the market has begun to show future promise. The standardization of VLC has been executed by the study group of IEEE 802.15.7. The first commercial VLC products are expected to appear which are compatible to the IEEE standard. It has potential applications such as (a) wireless LANs (WLANs), (b) “hot-spot” links at airport, railway station and other public places, (c) aircrafts and high-speed trains, and (d) hospitals, museums and art galleries, (e) inter-vehicular and vehicle-to-infrastructure networks. The research results will also benefit other fields in which optical wireless technology can be used.

Within the last decade or so, several exciting developments have been witnessed in the area of physical (PHY) layer research for wireless communications, most notably the introduction of multiple-input-multiple-output (MIMO) communication, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), spatial modulation (SM), OFDM with index modulation (OFDM-IM) techniques, and devising very efficient and low complexity channel estimation, channel equalization and data detection algorithms. Some of these innovative approaches have already been incorporated in international wireless standards and turned into commercial wireless RF products. The main objective of this project is to exploit such PHY layer methods and techniques which have an enormous potential for optimum VLC system design enabling robust and reliable links with higher throughputs, but yet largely unexplored for deployment in optical spectral bands. The major research tasks of the project have been identified as:

- To develop and propose new VLC systems applying the principles of MIMO–OFDM, MIMO-SM and OFDM-IM techniques, originally proposed in the context of wireless



RF systems, to determine their ultimate performance boundaries, as an alternative to low-complexity robust solution in multipath indoor VLC channel. There are quite challenging problems in adapting these techniques to VLC systems mainly due to the differences in signalling formats employed in RF communications and VLC systems;

- To develop comprehensive channel models which capture the physical properties of the underlying infrared/visible light/ultraviolet VLC channel in a realistic yet mathematically tractable manner;
- To develop advanced signal processing algorithms for channel estimation algorithms and equalizers for indoor non-line-of-sight (NLOS) VLC systems to mitigate multipath-induced inter-symbol interference;
- To elaborate a unified information-theoretical framework, relying on the accuracy of the proposed channel estimation algorithms to determine the ultimate performance boundaries of VLC systems; This involves the development of mathematical expressions for trade-off performance and derivation of error rate under various channel state assumptions at receiver side assuming different noise regimes (i.e., Gaussian, Poisson, shot noise etc.);

The proposed systems will be extensively evaluated through computer simulations under various channel and noise regimes for the intended application scenarios. The impact of practical issues such as device imperfections (e.g., non-linearities of off-the-shelf transmitter/receivers, receiver sensitivity, beam divergence, etc.) and environmental conditions (e.g., indoor structures, alignment problems, etc.) on system performance will be carefully investigated.

Keywords: MIMO, OFDM, visible light communications, spatial modulation, channel estimation, channel equalization



İÇİNDEKİLER

1	GİRİŞ	1
1.1	İş Paketi 1	2
1.2	İş Paketi 2	2
1.3	İş Paketi 3	3
1.4	Literatür Özeti	3
1.5	Projenin Özgün Değerleri	5
2	GÖRÜNÜR IŞIKLA HABERLEŞME KANAL MODELLERİN GELİŞTİRİLMESİ VE KARAKTERİZE EDİLMESİ 9	
2.1	Malzeme seçimi	10
2.2	Işık kaynaklarının seçimi.....	13
2.3	Alıcı Komponentlerinin Seçilmesi:.....	14
2.4	Kanalın Dürtü Yanıtı	15
2.5	Sayısal Sonuçlar.....	17
2.6	Görünür Işıkla Haberleşme Kanallar Modellerin Değişik Senaryolar için Karakterize Edilmesi 20	
2.7	Sayısal Sonuçlar ve Tartışma	26
2.8	MIMO VLC Kanalların Modellenmesi	35
2.8.1	Kanal Modeli	35
2.8.2	Kablolama Topolojisi	39
2.9	Mobil VLC Kanalların Modellenmesi	41
2.9.1	MOBİL VLC Kanal Modelleme Yaklaşımı	42
2.9.2	Yol Kaybı ve RMS Gecikme Yayılımı Modeli	44
2.9.3	Sonuçlar.....	50
3	MIMO-SM, OFDM-IM ve MIMO-OFDM tabanlı Görünür Işıkla Haberleşme Sistemlerinin Tasarımı VE TEMEL Başarım Sınırlarının Belirlenmesi	52
3.1	Giriş	52
3.2	Tek Kutuplu OFDM (U-OFDM)	54
3.3	Tek Kutuplu OFDM-IM (U-OFDM-IM)	57
3.4	DCT Tabanlı U-OFDM (U-DCT-OFDM)	60
3.5	MIMO-OFDM Tabanlı VLC Haberleşme Sistemleri.....	62
3.6	Yüksek Hızlı Optik OFDM Sistem Tasarımı ve Temel Başarım Sınırlarının Belirlenmesi.....	66
3.6.1	Giriş	66
3.6.2	HRO-OFDM Sistem Modeli.....	68
3.6.3	HRO-OFDM Sisteminin Koşullu MAP Kestiricisi	73



3.6.4	Bilgisayar Benzetim Sonuçları	77
3.7	OFDM-IM ve MIMO-OFDM tabanlı Görünür Işıklı Haberleşme Sistemlerinin Tasarımı ve Temel Başarım Sınırlarının Belirlenmesi	80
3.7.1	Giriş	80
3.7.2	O-OFDM-IM Sistem Modeli.....	82
3.7.3	O-OFDM-IM Sistemin Alıcı Yapısı	87
3.7.4	O-OFDM-IM için Bilgisayar Benzetim Sonuçları	88
3.7.5	MIMO-eU-OFDM Sisteminin Tasarımı	90
3.8	MIMO-OFDM Sistemlerinin Gerçekçi VLC Kanallar için Başarımı	93
3.8.1	Gerçekçi VLC Kanalların Modellenmesi	95
3.8.2	Alıcılar.....	96
3.8.3	Çoklu Verici Yerleşiminin Etkisi	96
3.8.4	Alıcı/Vericinin Farklı Konum/Yön Durumlarının Etkisi	97
3.8.5	Yabancı Kaynağın Etkisi	97
3.8.6	Yüzey Malzemesinin Etkisi	97
3.8.7	Mobilya Etkisi	97
3.8.8	IR ve VL Kanal Modelleri	98
3.8.9	MIMO VLC Kanalları	98
3.8.10	Bilgisayar Benzetimleri.....	99
4	VLC KANALLAR İÇİN KANAL KESTİRİM ALGORİTMALARININ GELİŞTİRİLMESİ.....	102
4.1	Literatür Araştırması	102
4.2	VLC Kanal Kestirim Tekniği Üzerine Yapılan ilk Çalışmalar.....	103
4.3	VLC Sistemleri için Kanal Kestirimi ve Denkleştirme ile İlgili İlk Çalışmalar	104
4.3.1	Bilgisayar Benzetim Sonuçları:.....	107
4.4	Gauss Olmayan Kırpma (Clipping) Gürültüsü Etkisi Altında DCO-OFDM ve ACO-OFDM Sistemleri için Çok Yollu Seyrek VLC Kanal Kestirimi	109
4.4.1	Kırpma Gürültüsü Etkisi Altında DCO-OFDM Sistemi için Yeni bir Kanal Kestirim Algoritması	116
4.4.2	Bilgisayar Benzetimleri ve Sonuçları:	122
4.5	Pilot Tabanlı VLC Kanal Kestirimi.....	126
4.5.1	ACO-OFDM Sistem Modeli:.....	127
4.5.2	Bilgisayar Benzetimleri ve Sonuçları	131
4.6	DCO-OFDM için Tarak ve Blok Tipi Pilot Dağılımlı Kanal Kestirimi.....	133
4.6.1	DCO-OFDM Sistem Model.....	133



4.6.2	Kanal Kestirimi	137
4.6.3	Benzetimler ve Sonuçlar	138
5	SONUÇLAR	141
6	KAYNAKÇA	144

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2-1 Çıplak Kırmızı Tuğla Yansıtmasının Frekans Spektrumu	10
Şekil 2-2 Çam Kerestesinin Yansıtmasının Frekans Spektrumu	11
Şekil 2-3 Siyah Parlak Boyanın Yansıtmasının Frekans Spektrumu	11
Şekil 2-4 Pencere Camı Tabakasının Yansıtmasının Frekans Spektrumu	12
Şekil 2-5 Sıvanın Yansıtmasının Frekans Spektrumu.....	12
Şekil 2-6 Zemax® ‘Teki Çeşitli Işık Kaynağı Üreticileri	14
Şekil 2-7 Verici Ve Almaçların Geometrisi.....	15
Şekil 2-8 Zemax® Girdi Ve Çıktıları	16
Şekil 2-9 İlgilenilen Seneryolar	17
Şekil 2-10 Farklı Konfigürasyonlar İçin CIR’lar, (A) A Konfigürasyonu İçin CIR (B) B Konfigürasyonu İçin CIR (C) C Konfigürasyonu İçin CIR (D) D Konfigürasyonu İçin CIR (E) E Konfigürasyonu İçin CIR (F) F Konfigürasyonu İçin CIR	19
Şekil 2-11 İncelenen Farklı Kurulumlar	22
Şekil 2-12 VL (A) Ve IR (B) Bandıda Duvar, Tavan Ve Taban İçin Kullanılan Malzemelerin Spektral Yansıması	23
Şekil 2-13 Örnek Işık Kaynaklarının Bağlı Spectral Güç Dağılımları (A) Cree Xlamp® Mc-E White Led (B) Osram® Sfh 4283 Ir 880 Nm	24
Şekil 2-14 Zemax® İle Üretilen Örnek Işık Kaynaklarının Spectral Dağılım Verileri:	25
Şekil 2-15cree Xlamp® Mc-E White Led Kaynağının Emisyon Örüntüsü (A) Işın Sayısı: 106 (B) Işın Sayısı: 10	25
Şekil 2-16 Ele Alınan 15 Kurulum İçin VL Ve IR Kanal Dürtü Yanıtları	30
Şekil 2-17 Kapalı Alan Oda Modeli.....	37
Şekil 2-18 4x4 MIMO Sistem İçin Güç Gecikme Profilleri	38
Şekil 2-19 4x4 MIMO Sistem İçin Kanal Frekans Yanıtlar.....	38
Şekil 2-20 Bağlantı Noktası İle Aydınlatma Elemanı Arası Kablolama Topolojisi	40
Şekil 2-21 Cat-5 Kullanılan Kapalı Alan Kablolama Topolojisi	40
Şekil 2-22 Kablolama Yüzünden Oluşan Gecikmelerle Birlikte Oluşan Kanal Dürtü Yanıtı	41
Şekil 2-23 A) Gözönüne Alınan Çalışma Odası (B) Hareket Eden Nesnelerin İzledikleri Yollar. Sarı Renkli Yuvarlaklar Aydınlatma Elemanlarını Göstermektedir.....	43
Şekil 2-24 1, 2 Ve 3 Yörüngeler Boyunca Yol Kaybının Uzaklığa Göre Değişimi	46
Şekil 2-25 Yürüyen Bir İnsan İçin Farklı Konumlara Yerleştirilmiş Aydınlatma Elemanlarının Kanal Katsayılarına Yüzde Olarak Katkıları (A) P3 (B) P9 (C) P14	47
Şekil 2-26 Efektif Gecikme Yayılmının 1, 2 Ve 3 Nolu Yörüngeler Boyunca Uzaklığa Göre Değişimi	48
Şekil 2-27 Boyutları 9 M × 9 M × 3 M Ve 12 M × 12 M × 3m Olan İki Kapalı Ortam İçin	50
Şekil 2-28 Işık Kaynaklarının Dağılımı İle Aydınlatma Seviyeleri	51
Şekil 3-1 U-OFDM Tabanlı Bir Vlc Sisteminin Verici Yapısı	55
Şekil 3-2 U- OFDM -IM Tabanlı Bir Vlc Sisteminin Verici Yapısı	58
Şekil 3-3 U- OFDM Ve U- OFDM -IM Hata Başarım Karşılaştırmaları.....	60
Şekil 3-4 U- OFDM Ve U-DCT- OFDM Hata Başarım Karşılaştırmaları.....	62
Şekil 3-5 Mimo-Ofdm İlkesine Göre Çalışan Bir Vlc Sistemi.....	64
Şekil 3-6 HRO-OFDM Sisteminin Blok Şeması	68
Şekil 3-7 Göz Önüne Alınan Geometrik Yapı.....	71
Şekil 3-8 HRO-OFDM Sistemi İçin MAP Ve ZF Kestiricilerinin BER Başarımları (2 Bit/Sn/Hz).....	79
Şekil 3-9 Değişik MIMO-OFDM Sistemlerinin 2 Bits/Sn/Hz İçin BER Başarımları	79
Şekil 3-10 Değişik MIMO-OFDM Sistemlerinin 3-4 Bits/Sn/Hz İçin BER Başarımları.....	80
Şekil 3-11 Optik OFDM-IM Sisteminin Verici Alıcı Yapısı	82
Şekil 3-12 A) Vlc Kanal Dürtü Yanıtı B) Benzetim Kurulumu	86
Şekil 3-13 0.3 Bit/Sn/Hz İçin O-OFDM-IM Ve O-OFDM Sistemlerin Başarım	89
Şekil 3-14 0.6 Bit/Sn/Hz İçin O- OFDM-IM Ve O- OFDM Sistemlerin Başarımı	90



Şekil 3-15 A) Çift-Kutuplu OFDM İşaretleri B) Tek-Kutuplu OFDM İşaretler	91
Şekil 3-16 MIMO-eU- OFDM Sisteminin Verici-Alıcı Yapısı	92
Şekil 3-17 MIMO -eU- OFDM Ve Referans Sistemlerin BER Başarımı	93
Şekil 3-18 Kurulum A (Alıcılar Merkezde) Ve B (Alıcılar Köşelerde) İçin Geometrik Yapı.....	94
Şekil 3-19 Kurulum A İçin Tablo 3-6'daki Sistemlerin BER Başarımları (2bit/S/Hz).....	100
Şekil 3-20 Kurulum A İçin Tablo 3-6'daki Sistemlerin BER Başarımları (3bit/S/Hz).....	100
Şekil 3-21 Kurulum B İçin Tablo 3-6'daki Sistemlerin BER Başarımları (2bit/S/Hz).....	101
Şekil 3-22 Kurulum B İçin Tablo 3-6'daki Sistemlerin BER Başarımları (3bit/S/Hz).....	101
Şekil 4-1 Optik Kanalin Dürtü Yanıtı.....	103
Şekil 4-2 Kesilmiş Sinc Ve 0.5 Ve 1 Parametrelili Yükseltilmiş Kosinüs Darbeleri.	106
Şekil 4-3 Farklı Darbe Şekillerinin Kanal Frekans Cevapları	106
Şekil 4-4 Farklı Darbe Şekilleri İçin Kanal Kestirim Tekniklerinin Ortalama Karesel Yanılgıları	108
Şekil 4-5 Rolloff=0: Sinc Darbe Şekillerinin BER Başarımı.	108
Şekil 4-6 Rolloff= 0.5 Parametrelili Yükseltilmiş Kosinüs Darbelerinin BER Başarımları.	109
Şekil 4-7 Rolloff= 1 Parametrelili Yükseltilmiş Kosinüs Darbelerinin BER Başarımları.	109
Şekil 4-8 DCO-OFDM Sisteminin Blok Şeması	111
Şekil 4-9 ACO-OFDM Sisteminin Blok Şeması	114
Şekil 4-10 Kırpma Gürültüsünün Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu	116
Şekil 4-11 Vlc Kanal Kurulumu	123
Şekil 4-12 5 Nsec/M Yayılım Gecikmesine Neden Olan Cat-5 Kablosu	123
Şekil 4-13 Vlc Kanalin Seyrek Yapıda Kanal Dürtü Yanıtı.....	124
Şekil 4-14 Kanal Kestirim Algoritmasının Sembol Hata Oranı Başarımı	125
Şekil 4-15 Kanal Kestirim Algoritmasının Sembol Hata Oranı Başarımı	126
Şekil 4-16 Kullanılan VLC Kanal Modeli.....	129
Şekil 4-17 4-QAM ACO-OFDM Sisteminin Kanal Kestirimi Durumundaki BER Başarımı	131
Şekil 4-18 64-QAM ACO- OFDM Sisteminin Kanal Kestirimi Durumundaki BER Başarımı	132
Şekil 4-19 Kullanılan VLC Kanal Modeli.....	136
Şekil 4-20 Pilot Dağılımı A) Blok Tipi B) Tarak Tipi.....	137
Şekil 4-21 4-QAM DCO-OFDM Sisteminin Kanal Kestirimi Durumundaki BER Başarımı	139
Şekil 4-22 16-QAM DCO-OFDM Sisteminin Kanal Kestirimi Durumundaki BER Başarımı	140



TABLolar LİSTESİ

Tablo 2-1 Çeşitli VLC Uygulamaları İçin Almaçın Pozisyonunun Değiştirilmesi Ve Dönme Açısı Verilmesi	18
Tablo 2-2 VLC'nin Farklı Malzeme Türleriyle Boş Bir Odada Gerçekleştirilmesi	18
Tablo 2-3 Senaryo 1 İçin Kanal Değişkenleri	19
Tablo 2-4 Senaryo 2 İçin Kanal Değişkenleri	20
Tablo 2-5 VL And IR Bandında Farklı Kurulumlar İçin Kanal Parametreleri.....	32
Tablo 2-6 Kurulum Parametreleri	36
Tablo 2-7 Kanal Parametreleri	39
Tablo 2-8 6 m × 6 m × 3 m Oda Büyüklüğü İçin Katsayılar	45
Tablo 2-9 6 m × 6 m × 3 m Boyutlarında Bir Oda İçinde Farklı Konumlara Yerleştirilmiş Aydınlatma Elemanlarının Kanal Katsayılarına Yüzde Olarak Katkıları	47
Tablo 2-10 6 m × 6 m × 3 m Oda Ölçüleri İçin (2.10)'daki Katsayılar	48
Tablo 2-11 9 m × 9 m × 3 m Ve 12 m × 12 m × 3 m Boyutlarındaki Odalar İçin (2.7) İlişkiden Hesaplanan Katsayılar.....	49
Tablo 2-12 9 m × 9 m × 3 m And 12 m × 12 m × 3m Boyutlarındaki Odalar İçin.....	49
Tablo 3-1 Bilgisayar Benzetimlerinde Ele Alınan MIMO-VLC Sistemler	77
Tablo 3-2 N=4 Ve K=2 İçin Referans Tablo	83
Tablo 3-3 N=8 Ve K=4 İçin Eşleme Yöntemi	83
Tablo 3-4 VLC Kanal Parametreleri	85
Tablo 3-5 Kurulum A Ve B İçin Elde Edilen Kanal Parametreleri.....	94
Tablo 3-6 Bilgisayar Benzetimlerinde Ele Alınan MIMO-VLC Sistemler	98
Tablo 4-1 Ayrık Zaman Kanal Tap-Geçikme Katsayıları.....	106
Tablo 4-2 Benzetim Parametreleri.....	125

1 GİRİŞ

Bu projede yüksek hızlı kablosuz optik haberleşmeyi sağlayacak şekilde *çok-girişli çok-çıkışlı* (multiple-input multiple-output, MIMO) ve *dik frekans bölmeli çoğullama* (orthogonal division multiplexing, OFDM) tabanlı *görünür ışıkla haberleşme* (visible light communication, VLC) sistemlerinin geliştirilmesi amaçlanmaktadır. Bu amaç, COST IC1101 Aksiyonu'nun *Working Group 2 (WG2)* ve *VLC Özel İlgi Grubu (Special Interest Group on VLC, SIG-VLC)* hedeflerine paralel olarak seçilmiştir.

Günümüzde radyo frekansı (RF) kablosuz mobil haberleşme standartlarında değişik MIMO-OFDM tabanlı sistemler çok başarılı bir şekilde kullanılmaktadır. Ancak bu tekniklerin VLC sistemlerine uygulanmasıyla ilgili şu andaki literatür son derece kısıtlıdır ve tasarım ile analiz üzerine incelenmeyi bekleyen pek çok araştırma konulardır. VLC sistem mimarisinin, geleneksel radyo frekanslı kablosuz haberleşme sistemleri ile arasındaki temel farklılıklar ve bu haberleşme sistemlerine ilişkin optik kanalların farklı yapıları nedeniyle zor ve ilginç araştırma problemlerle karşılaşmaktadır.

Görünür ışıkla haberleşme ağları, kapalı ortamlarda sabit ve/veya gezgin birimlerin kendi aralarında ve duvarlarla ayrılmış diğer kapalı ortamlarda yer alan merkezi bir birimle çeşitli türdeki sinyallerin (örneğin, ses, konuşma, video işaretleri ve veri) aktarımlarını sağlamak için kullanılır. Sistemin klasik radyo haberleşmesinden en önemli farkı çok geniş frekans bandında bilgi iletimini çok hızlı olarak gerçekleştirme özelliğine sahip olmasıdır. Bu nedenle yüksek bilgi iletim kapasitesine sahip geniş bantlı, MIMO-OFDM ve OFDM alt taşıyıcıları arasında oluşan girişimleri bastırma özelliğine sahip SM tekniklerinin görünür ışıkla haberleşme teknolojisine uygulanması çok uygun gözükmektedir. Bu proje kapsamında, optik yayılım ortamının kendine özgü özellikleri ve VLC sistemlerin klasik RF sistemlerinden farklılık gösteren gereksinimleri dikkate alınarak kapalı ortamlardaki birimlerin arasındaki haberleşme için MIMO-OFDM ve SM tabanlı uygun fiziksel katman çözümlerinin önerilerek, ilgili sistemlerin algoritmik düzeyde tasarlanması ve analizi hedeflenmektedir. Ayrıca yine optik kanallarının kendine özgü özellikleri dikkate alınarak yeni ve özgün kanal kestirim ve denkleştirme algoritmalarının gerçekleştirilmektedir. Son olarak geliştirilen hesaplama karmaşıklığı düşük, hızlı ve farklı gürültülere karşı dayanıklı (robust) kanal kestirim algoritmaların başarımları gerek analitik yöntemlerle gerekse bilgisayar benzetimleri ile incelenmektedir. Sözü edilen bu çalışmalar temel olarak üç İş Paketi kapsamında yapılmış ve her bir iş paketinin amaçları ve erişilecek çıktılar aşağıdaki gibi belirtilmiştir:

1.1 İş Paketi 1

Amaç: Bina içi kapalı ortam VLC kanal modellerinin geliştirilmesi ve karakterize edilmesi.

Erişilecek çıktılar: 2. Bölümde ayrıntılı olarak açıklanacağı gibi, bu iş paketinde ışın izleme teknikleri kullanılarak farklı bina içi ortamları için

- VLC kanal modelleri geliştirilmesi ve
- Çok yönlü VLC kanalların kanal dürtü yanıtı karakterize edilmesi

1.2 İş Paketi 2

Amaç: MIMO-OFDM tabanlı görünür ışıkla haberleşme sistemlerine ilişkin birtakım özgün tasarımların gerçekleştirilmesi ve bu sistemlerin temel başarımlarının incelenerek sistem başarımının eniyelenmesinin yapılması.

Erişilecek çıktılar: 3. Bölümde ayrıntılı olarak açıklanacağı gibi, RF sistemleri için geliştirilen MIMO-OFDM tekniklerinin doğrudan VLC haberleşme sistemlerinde kullanılması olanaksızdır. Bu nedenle,

- MIMO-OFDM tabanlı sistemler ele alınarak bilgi iletim verimliliğinden (bits/sec/Hz) ve hata başarımından (bit error rate, BER) ödün vermeden sistem mimarisinde bir takım özgün modifikasyonlar yapılarak VLC kanalda kullanım için uygun hale getirilmektedir.
- Özellikle, yakın bir geçmişte önerilen ve VLC kanallarda uygulanma potansiyeli yüksek olan, MIMO tekniği *uzaysal modülasyon* (spatial modulation, SM) kullanılarak uzaysal çeşitleme sağlanan VLC sistemlerinde ikili hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) çikartılmakta ve PEP ifadesi kullanılarak OFDM-SM tabanlı VLC sistemleri için uygun iletim teknikleri tasarlanarak oluşacak sistemin başarımı bilgisayar benzetimleri ile farklı optik senaryolar altında ayrıntılı olarak incelenmektedir.
- Tasarlanan haberleşme sisteminin başarımı analitik yöntemlerle ve bilgisayar benzetimleriyle belirlenmekte ve ilgili sistem parametrelerinin eniyileştirilmesi sağlanmaktadır.

1.3 İş Paketi 3

Amaç: VLC sistemlerine ilişkin optik kanallar için kanal kestirimi ve denkleştirme algoritmalarının geliştirilmesi.

Erişilecek çıktılar: 4. Bölümde ayrıntılı olarak açıklanacağı gibi,

- İş Paketi 1 kapsamında geliştirilen kanal modelleri için, ileri istatistiksel sinyal işleme tekniklerinden yararlanarak, hesaplama karmaşıklığı düşük ve hızlı özgün bir takım kanal kestirim ve denkleştirme algoritmaları tasarlanmaktadır
- Bu algoritmalar İş Paketi 2 kapsamında geliştirilen sistemlerle bütünleştirilerek, kanal kestirim hatalarının sistemin hata başarımlarını nasıl etkilediği kuramsal olarak ve bilgisayar benzetimleri aracılığı ile incelenmektedir.

1.4 Literatür Özeti

LED'lerin haberleşme amacıyla kullanılması konusundaki ilk çalışmalar 1990'ların sonlarına dayanmaktadır. İlk çalışmalar genel olarak dar bantlı düşük veri hızlı uygulamaları ele almıştır. VLC'nin geniş bant uygulamalar için kullanılması fikri ise [1.1, 1. 2]'de ortaya atılmış ve en yeni deneysel çalışmalarda 500 Mb/sn'den yüksek veri hızları rapor edilmiştir [1.3]. Bu tür çalışmalar birçok kapalı alan ve dış alan uygulamaları için VLC'nin potansiyelini ve uygulanabilirliğini göstermiştir. Ancak, birçok açıdan VLC'nin gelişme potansiyeli hala vardır ve kanal modelleme, fiziksel katman tasarımı ve üst katman mekanizmaları gibi birçok alanda araştırmaların yapılması gerekmektedir.

Kızılötesi (infrared,IR) kanalların yayılım modellenmesi ve tanımlanması literatürde mevcuttur, bkz. [1,1.4-1.6] ve buradaki referanslar. IR ve görünür ışık (VL) bantların birbirine dalga boyu açısından yakın olması ve nitelik bakımından benzer özellikler göstermeleri dolayısıyla aslında IR bantlar için geliştirilen kanal tanımlama teknikleri temelleri prensip olarak VLC kanallara da uygulanabilir. Bu noktadan yola çıkarak, VLC üzerine yapılmış bazı mevcut çalışmalar daha önceden önerilen analitik IR kanal modellerine dayanmaktadır. Ancak VLC kanal tanımlanması üzerine yapılan yeni çalışmalar göstermiştir ki IR kanal modellerinin doğrudan uygulanması VLC kanal karakteristiklerini tam olarak yansıtamamaktadır. Bu probleme ilişkin [1.7-1.9]'da yapılan çalışmalar VL bandının doğal özelliklerini, örneğin dalga boyuna bağımlı spektral yansıma oranı, nispeten daha fazla arka plan girişimi ve görüş alanı (field of view, FOV) ile piyasada kullanılan

aydınlatma LED'lerin ideal olmayan kısıtlamalarını kanal modellemesi ve tanımlanmasına yansıtma gereğini ortaya koymuştur.

Tipik olarak nanosaniyeler mertebesinde gecikme yayılımına sahip çok yollu bir VLC kanal üzerinden 1 Gb/sn'ye varan veri hızlarının hedeflenmesi bazı durumlarda sayısı onu dahi aşan simgeler arası girişim (inter-symbol interference, ISI) ile başa çıkılmasını gerektirmektedir. Tek taşıyıcılı bir sistemde ISI'nın giderilmesi için geleneksel bir çözüm zaman bölgesi dengelemedir. Bir VLC alıcısının uyarlamalı karar geri beslemeli dengeleştirici (decision feedback equalizer, DFE) ile başarımı [1.10]'da verilmiştir. Bu çalışmada, en küçük ortalama kare (LMS) kanal kestirici kullanılarak kanal değişimleri takip edilmiş ve dengeleyici katsayıları güncellenmiştir. [1.11]'de mavi filtreleme (fosfor bileşenini engellemek için) ile birlikte bir analog birinci derece dengeleyici önerilmiştir. Verici tarafında karmaşıklığın artırılması pahasına bazı ön dengeleme teknikleri de [1.12]'de incelenmiştir.

Tek taşıyıcılı zaman bölgesi dengelemesine güçlü bir alternatif olarak çok taşıyıcılı haberleşme teknikleri gösterilebilir. Çok taşıyıcılı haberleşmenin en yaygın kullanılan şekli günümüzde birçok kablosuz haberleşme standartında da yer alan OFDM tekniğidir [1.13]. Bir OFDM sisteminde, yüksek hızlı veri dizisi ayrıştırılarak birçok sayıda dik alt taşıyıcı üzerinden iletilerek karmaşık dengeleyicilere olan gereksinim ortadan kaldırılır. OFDM ayrıca değişken işaret kümesi boyutlarının ve alt taşıyıcı iletim güçlerinin (dolayısıyla çoklu servis kalitesinin) belirlenmesinde de bir esneklik sağlamaktadır. Dahası OFDM bazı alt taşıyıcıların kapatılabilmesi kolaylığını da sunmaktadır. Bu çekici özellikleri ile OFDM, VLC sistemleri için umut verici bir yaklaşım olmuştur [1.14-1.18]. RF eşdeğerlerinden farklı olarak OFDM'in VLC sistemlerinde gerçekleşmesi genlik (intensity) modülasyonlu optik işaretin negatif olamaması dolayısıyla bazı geliştirmelere gereksinim duyar. Doğru akım (DC) sapma ya da asimetrik kırpma gibi farklı teknikler önerilerek bu problemin giderilmesi amaçlanmıştır [1.14, 1.18].

Tipik bir aydınlatma uygulamasında, birçok LED kullanılarak istenilen aydınlatma seviyesi elde edilir. Dolayısıyla, çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) haberleşme teknikleri VLC sistemlerinin veri hızlarını arttırmak için doğal bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır [1.19-1.22]. Uzaysal çoğullama kullanan bir MIMO VLC sistemde [1.19], her bir LED eş zamanlı olarak bağımsız bir veri dizisinin ileterek veri hızı iletim elemanlarına sayısına göre (iletim elemanlarının sayısının alıcı elemanlarının sayısından büyük ya da eşit olduğu kabul varsayımı altında) verimli bir şekilde arttırılabilir ve uzaysal çoğullamanın katkıları tam ranklı MIMO kanal matrisleri için tamamen elde edilebilir. Farklı bir MIMO gerçekleştirme tekniği olarak SM [1.23] VLC sistemlerine de uygulanmıştır [1.21]. SM'de belli bir zaman aralığında mevcut vericilerden yalnızca biri etkin olarak

kullanılmaktadır. Alıcıda ise etkin vericinin indisi kestirilerek ilişkin bilgi bitlerinin çözülmesinde kullanılmaktadır.

Sadece [1. 28]'de optik haberleşme için basit bir MIMO yapısı önerilmiştir. [1.19]'da ise VLC için uzaysal çoğullamalı (her vericinin kendi bağımsız bit dizisini ilettiği) bir MIMO sistemi önerilmiştir. Literatürde tekrarlı kodlama (repetition coding) kullanan ve uzamsal çeşitleme sağlayan bazı sistemler de sunulmuştur [1.27-1.28]. Diğer taraftan RF MIMO sistemler için ilk olarak [1.23]'te önerilen SM, bilgi bitlerin klasik M li işaret uzaylarıyla birlikte etken anten indisleriyle de taşınması fikrine dayanmaktadır. SM'in daha basit bir şekli olan ve sadece anten indisleriyle bilgi bitlerini ileten uzay kaydırmalı anahtarlama (SSK) isimli bir sistem de önerilmiştir [1.29]. [1.30]'da uzaysal modülasyon ile optik haberleşmeyi birleştiren bir teknik önerilmiştir ve bu sistemin umut verici sonuçlar verdiği belirtilmiştir. Esasında [1.30]'da önerilen sistemde [1.29]'daki teknik kullanılmış ve yalnızca etken LED'lerin indisleri ile bilgi taşınmıştır. Literatürde OFDM'in optik haberleşmeye uygulanmasına ilişkin bazı çalışmalar bulunmaktadır (bkz. [1.38] ve referansları).

OFDM ve MIMO'nun birleşimi yüksek hızlı VLC sistemler için güçlü bir fiziksel katman çözümü olarak görülmektedir. Ancak, [1.24-1.25]'te verilen ilk sonuçlar haricinde kapsamlı bir tasarım çalışması ve performans analizi literatürde mevcut değildir.

1.5 Projenin Özgün Değerleri

VLC, kısa-mesafeli, kapalı-ortam haberleşme (short-range, indoor communication) sistemlerinde, sabit/mobil birimlerin kendi aralarında ya da merkezi bir birimle çeşitli türdeki bilgilerin (örneğin: ses, veri, video, kontrol bilgileri) doğrudan ya da bir kablosuz erişim ağı üzerinden aktarımlarını sağlamak için çok uygun bir teknoloji olarak karşımıza çıkmaktadır. VLC, insanlar tarafından görünebilir ışık kullanılarak gerçekleştirilen haberleşmedir. Optik yayılım ortamının kendine özgü özellikleri ve zorlukları dikkate alınarak kullanıcılar ve birimler arasındaki haberleşmeye uygun sistemlerin alıcılarının algoritmik düzeyde tasarlanması ve analizi büyük önem taşır. LED'ler kullanılarak hem aydınlatma hem de haberleşme sağlanabilmesi fikri görünür ışıkla haberleşme tekniklerini oldukça umut verici kılmaktadır. Görünür ışık, frekans spektrumunda 430 THz ile 790 THz arasına denk düşmektedir. Frekans spektrumunun bu bölgeleri henüz belli bir regülasyonla düzenlenmemiş olup, VLC'nin, pratik uygulamalar için bu band içinde etkili olarak kullanılabileceği anlaşılmaktadır. Verici tarafta bilgi sinyali, LED'lerin ürettiği ışığın *genlik modülasyonu* (intensity modulation, IM) ile kanal ortamına iletilir. Alıcıda ise,

ışığın yoğunluğunu elektriksel akıma dönüştürebilen bir foto sezici aracılığıyla *doğrudan-sezim* (direct-detection, DD) tekniği ile orijinal bilgi sinyaline dönüştürülür. RF haberleşme sistemlerine benzer şekilde direkt-görüş hattı (line-of-sight, LOS) hattının varlığı VLC sistemlerin hata başarımını doğrudan etkilemektedir. LOS hattının olmadığı durumlarda RF kanallarda karşımıza çıkan çok yollu (multi-path) iletim, diğer bir deyişle iletilen işaretin değişik kopyalarının değişik zamanlarda alıcıya ulaşması, VLC sistemler için de geçerlidir. RF kanallar için önerilen MIMO teknikleri hiçbir bant genişliği ya da verici güç artırımını gerektirmeksizin hata başarımında ve veri hızında hatırı sayılır iyileşmeler getirmektedir. Benzer şekilde MIMO tekniklerin VLC sistemlere de uygulanması fikri ortaya atılmıştır. RF MIMO teknikleri son 10 yıl içerisinde araştırmacıların oldukça ilgisini çekmiş ve bu alanda birçok gelişmeler elde edilmiştir ancak optik MIMO henüz gelişim aşamasındadır. Ancak bu yayınlar son derece sınırlı olup VLC sistemlerinin gerek analiz gerek tasarımları yönünden cevaplanmayı bekleyen pek çok soru bulunmaktadır.

Proje grubumuz, son yıllarda uzay-zaman blok kodlama (STBC) ile SM tekniğini başarı ile birleştirerek, uzaysal çoğullama ve STBC ile karşılaştırıldığında, sistem başarımı yönünden çok daha üstün sonuçlara ulaşmıştır. Ayrıca, SM/SSK alanlarında da, proje grubumuzun içinde bulunduğu birçok özgün çalışma yapılmıştır (bkz. [1.31-1.37] ve buradaki referanslar). Proje ekibimizin OFDM ile SM tekniğinin birleştirilmesi ile ilgili yeni bir çalışması da literatürde yer almıştır [1.39]. Bu konularda elde ettiğimiz tecrübeyi kullanarak optik MIMO alanında özgün sonuçlar elde edilmesi hedeflenmektedir. Bölüm 2'de belirtilen iş paketleri çerçevesinde üç temel araştırma problemini inceleme altına alacaktır.

Projenin Birinci İş Paketi, VLC kanal modelinin geliştirilmesi ve karakterizasyonu ile ilgilidir. VLC kanal modeli genel olarak deterministik ve çok yollu bir kanal yapısındadır. Literatür özetinde aktarıldığı üzere bu yapıyı analitik olarak tanımlayan ve kabul görmüş belli bir kanal modeli henüz bulunmamaktadır. Mevcut literatürde VLC kanalların modellenmesinde genellikle kızıl ötesi kanallar için var olan yaklaşımlar kullanılmıştır. Kızıl ötesi kanalların frekans yanıtları genelde düz olup kanalı karakterize eden en önemli etken kanalın doğru-alım (DC) kazancıdır. Ancak sözü edilen bu modelde vericinin tüm yönlerde eşit yoğunlukta yayılım yaptığı ve LOS bileşeninin mevcut olduğu varsayımı yapılmıştır ki bu varsayımlar pratik sistemlerde her zaman geçerli olmayabilir. Bu iş paketinin özgün değeri ışın izleme tabanlı yöntemler kullanılarak farklı bina içi ortamları için gerçekçi VLC kanal modellerinin literatüre kazandırılması olacaktır.

İkinci İş Paketinde, öncelikle SM/MIMO tekniğini VLC sistemlerine uygulayarak hem etkin LED'lerin indisleri ile hem de bu LED'lerden yayılan ışığın şiddeti ile bilgi bitlerinin iletilmesi gözönüne alınmaktadır. Bu yeni oluşturulan sistem mimarisinin, VLC'nin uygulamadaki

kısıtlamaları da göz önüne alınarak, en iyi biçimde tasarlanması ve başarımlarının incelenmesi ele alınmaktadır. Ardından [1.31]'de önerilen uzay-zaman blok kodlamalı uzamsal modülasyon ve genelleştirilmiş SM [1.36] tekniklerinin VLC sistemlere entegre edilmesi olarak dahilindedir. Sözü geçen bu teknikler daha sonra da OFDM ile de birleştirilmektedir. Yakın zamanda yapılan bir çalışmada, [1.39], SM tekniğinden esinlenerek etkin alt taşıyıcı indisleri ile bilgi bitlerinin iletilmesi fikri ortaya atılmıştır. *İndis Modülasyonlu OFDM* (OFDM with Index Modulation, OFDM-IM) adını verilen bu yeni tekniğin RF kanallarda klasik OFDM'e göre sistem hata başarımlarında büyük bir üstünlük sağladığı gösterilmiştir [1.39]. OFDM-IM tekniğinin klasik OFDM tekniğine göre birçok üstünlükleri bulunmaktadır. Bunlardan en önemlileri şöyle sıralanabilir:

- Düşük tepe güç-ortalama güç oranı
- Düşük doğrusal-olmayan distorsiyon
- Düşük güç 'backoff'
- Kapsama alanı, güç verimliliği ve bandgenişliği verimliliği arasında iyi bir denge.

Proje gurubununun RF konusundaki deneyimini VLC problemine uygularken VLC kanal ve sisteminin klasik RF haberleşmesinden farkları dikkatli bir şekilde gözönüne alınmaktadır. Örneğin, RF haberleşmesinde iletilen bilgi simgelerinin, genel olarak, karmaşık düzlemde gerçel ve sanal bileşenleri ayrık ve çok düzeyli bir sinyal kümesinden pozitif ve negatif değerler alabilirken, VLC'de iletilen bilgi, zamanla anlık değişen pozitif değerli bir optik güç sinyalinden oluşmaktadır. Bunun doğal bir sonucu da VLC'de doğrudan sezici çıkışıdaki sinyal-gürültü oranının (SNR), RF haberleşmesinin aksine, alıcıya ulaşan sinyalin gücünün karesiyle orantılı olmasıdır. Diğer taraftan, RF ve VLC kanallarda sisteme giren toplamsal gürültü modellerinde de farklılıklar vardır. Örneğin, optik haberleşme kanallarından sisteme giren toplamsal gürültüler, arka planda oluşan türlü görünür ve kızıl ötesi ışık sinyalleri tarafından oluşur. Bu gürültü sinyallerinin, genellikle güneş ışığı, akkor ve floresan lambaların saçtığı ışıklar tarafından oluşan yoğun ortam (ambient) ışık gürültüsü olup, VLC sistemin başarımlarını sınırlayan en önemli etkenlerden birisidir. Güneş ışığı ve akkor lambaların yaydıkları ortam ışığı, genellikle sistemin çalışma frekans bandını da içine alan, düzgün bir frekans spektrumuna sahip olup band içindeki ortalama gücü iletilen bilgi sinyalinden çok daha büyük değerler alır. Her ne kadar bu türden gürültüler bir takım optik süzgeçleme teknikleri ile en aza indirilmeye çalışılsa bile, bunlar hala VLC sistemde *shot gürültüsü* (shot noise) adı verilen bozucu sinyallerin oluşmasına neden olur. Bu türden bozucu sinyaller ışığın istatistiksel kuantum dalgalanmaları sonucunda oluşur. Çok

yoğun bir yapıya sahip olması nedeniyle, genellikle shot gürültüsü, belli bir yaklaşıklıkla, iletilen bilgi sinyalden bağımsız bir beyaz Gauss gürültüsü biçiminde modellenmektedir [1.54]. Diğer taraftan, floresan lambaların yaydığı kızılötesi ışıkların periyodik bir yapıda olması nedeniyle, iletim ortamında var olmaları durumunda, kanala bir de periyodik durağan (cyclostationary) yapıda rastlantısal bir gürültü bileşeni eklenir. Ortam gürültünün var olmaması veya çok az olması halinde sistemi etkileyen en önemli gürültü kaynağı alıcıların ön katlarında oluşan ısı gürültü olup bu da iletilen sinyalden bağımsız olarak Gauss gürültüsü olarak modellenir.

Bu İş Paketi kapsamında, yukarıdaki hususlar dikkate alınarak literatürde RF sistemleri için önermiş olduğumuz OFDM-IM tekniğinin VLC sistemlerine uygulanması hedeflenmektedir. Bu kapsamda, VLC sistemin gerek kanal gürültüsü ve gerekse iletilen sinyal formatı üzerinde dayattığı kısıtlamalar altında, yeni sistemin nasıl modifiye edileceği gerektiği üzerinde çalışmalar yapılmaktadır. Sözü edilen bu konularda literatürde çok az sayıda çalışma ve/veya sonuç bulunmamakta olup, bu problemlere getirilecek çözümler projenin yenilikçi ve özgün yönlerini oluşturacaktır.

Projenin Üçüncü İş Paketinin konusu görünür ışıkla haberleşme sistemlerinde yeni ve özgün kanal kestirimi ve kanal denkleştiricisi algoritmaların geliştirilmesiyle ilgilidir. Kanal kestirimi, denkleştirme ve veri sezimleme süreçleri, VLC sistemlerin alıcılarının çalışabilmeleri için en kritik fonksiyonları oluşturur. Diğer bir deyişle, bu süreçleri gerçekleştiren algoritmalar, alıcıların olmazsa olmaz alt üniteleridir ve bunların kalitesi sistem başarımını en önemli ölçüde etkileyen bir faktördür. Optik haberleşme kanalında oluşan gürültü, en genel haliyle, Gauss olmayan bir yapıya sahiptir. Dolayısıyla, kanal kestirimi için literatürde var olan optimal kestirim ve denkleştirme yöntem ve tekniklerin, belli bir yaklaşıklık yapılmadığı sürece, görünür ışıkla haberleşme sistemlerine doğrudan uygulaması mümkün değildir. Şu ana kadar, literatürde bu problemin çözümü ile ilgili hemen hemen hiç bir çalışma ve yayına rastlanmamıştır. Bu projede, MIMO-OFDM, MIMO-SM ve OFDM-IM tabanlı görünür ışıkla haberleşme sistemlerinde, bağımlı ve Gauss olmayan toplamsal gürültünün etkisi altında kalan yine Gauss olmayan kızılötesi bandında çalışan optik kanalların ML (Maximum Likelihood) ve MAP (Maximum A Posteriori) gibi optimal tekniklere dayalı ve ileri sinyal işleme yöntemleri yardımıyla hesaplama karmaşıklığı çok düşük ve hızlı kanal kestirim/denkletirme ve veri sezimi algoritmaların tasarlanması gerçekleştirilmektedir.

2 GÖRÜNÜR IŞIKLA HABERLEŞME KANAL MODELLERİN GELİŞTİRİLMESİ VE KARAKTERİZE EDİLMESİ

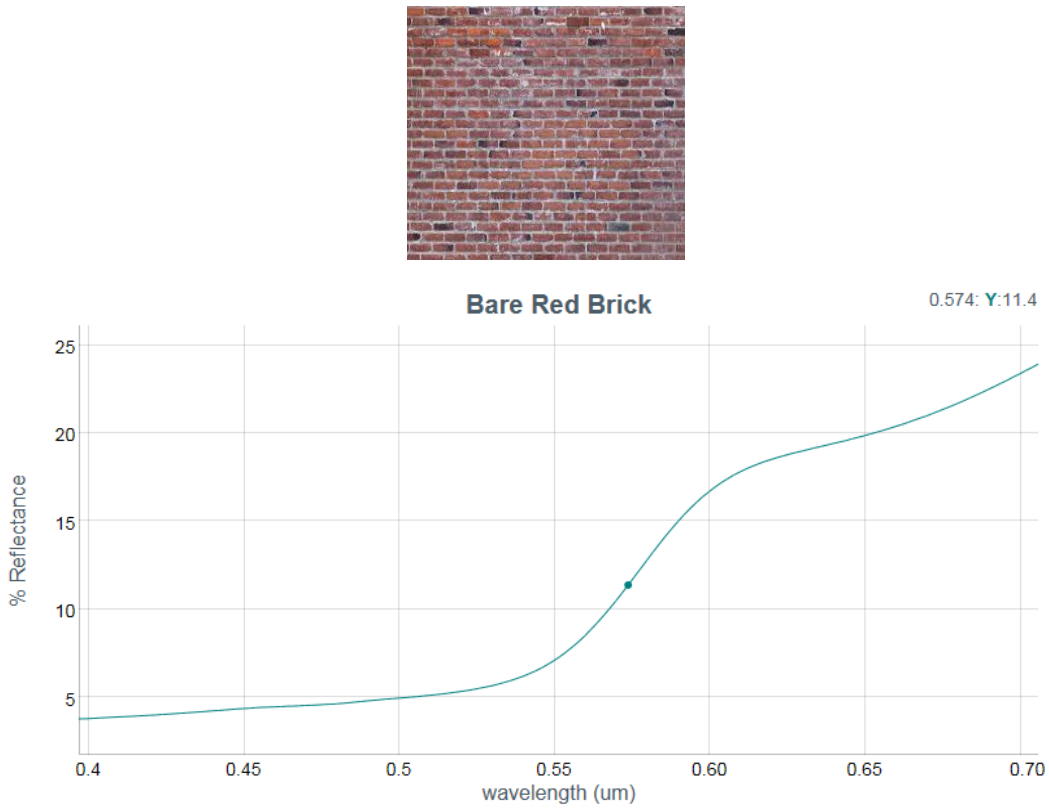
Görünür ışıkla haberleşme (VLC) üzerine endüstriyel ve akademik ilginin, ilgili literatür ile beraber, artmasına rağmen, VLC için uygun bir kanal modeli henüz bulunmamaktadır. Şu anki literatürde görünür ışık kanalları kızılötesi (infrared, IR) kanalla yeterli doğrulama olmadan [2.4]-[2.6] modellenmiş ve performans analizi yapılmıştır. [2.1]-[2.3]. Görünür ışıkla haberleşme 380 nm–700 nm aralığında geniş bir frekans spektrumu içinde gerçekleşmekte olup, geleneksel IR dar bant modellerinin kullanımı için pek uygun gözükmemektedir. Bu nedenle daha gerçekçi görünür ışık kanal modellerine gereksinim bulunmaktadır.

Bu bölümde, kapalı alanlarda görünür ışık kanal modelleri üzerine yaptığımız çalışmalar ve bu çalışmalar sonucunda türlü kapalı alan kanal modelleri için elde ettiğimiz farklı biçimlerdeki ve davranışlardaki kanal dürtü yanıtları (channel impuls response, (CIR)) sunulmaktadır. Çalışmalar, Zemax® yazılımından yararlanılarak gerçekleştirilmiştir. Zemax®, ticari olarak dağıtılan bir optik ve aydınlatma sistemi tasarımı yazılımıdır. Zemax® yazılımının asıl amacı optik aydınlatma tasarımı olmasına rağmen, proje ekibi, yazılımın ışın izleme (ray tracing) özelliklerini kullanarak, belirli bir kapalı alanda (oda, ofis, vb.) bir ışık kaynağı tarafından yayılan ışınların etkileşimlerini hassas biçimde tanımlamış ve söz konusu kanalın dürtü yanıtının çok doğru biçimde elde edilebileceğini göstermiştir. Aşağıda ilk olarak, kanal modellemede kullandığımız genel yöntem ve üç boyutlu kanalların modellemesine ilişkin yöntemler açıklanmaktadır. Daha sonra, boş bir oda için kendi oluşturduğumuz örnek kanal dürtü yanıtları ve elde edilen kanal parametrelerinin nümerik değerleri sunulacaktır.

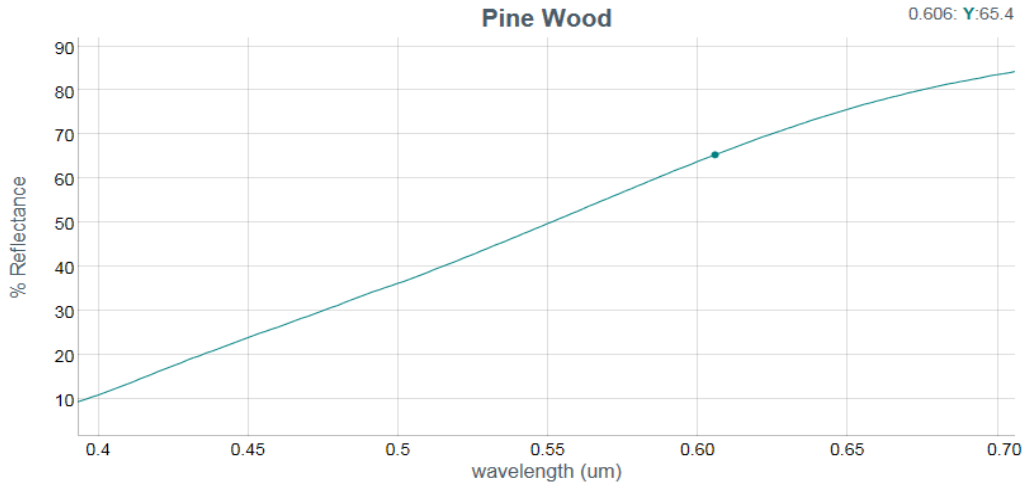
Zemax®, ardışıl (sequential) biçimde veya ardışıl olmadan (non-sequential) ışın izleme yapabilen bir optik ve aydınlatma tasarım yazılımıdır [2.7]. Bu özellik, kullanıcı tarafından tasarlanmış bir kapalı alandaki ışık yayan diyot (LED) ile yayılan ışınların etkileşimini hassas biçimde tanımlayabilmektedir. Ardışıl olmayan versiyonda, ışınlar bir nesneye ulaşana kadar fiziksel olarak tanımlanabilen bir yolda izlenmektedir. Görüş düzeyi, (LOS) yanıtına ve uzaklığa bağlı olarak, basit bir biçimde elde edilmektedir. LOS yanıtının yanı sıra, ortamdaki tavan, duvar, zemin gibi oluşumlardan büyük ölçüde yansımalar oluşmaktadır ve bu yansımalar da alıcıya (receiver) ulaşmaktadır. Zemax®, önceden tasarlanmış ve tanımlanmış bir kapalı ortamın geometrisini, nesnelere, yüzeylerin yansıma katsayılarını, kaynakların (örn: LED) ve almaçların (örn: fotodiyot) özelliklerini belirtmemize olanak sağlamaktadır. Bu nedenle, Zemax® ile bir simulasyon ortamını sağlayabilmek için bir uygulama senaryosu, oda boyutu, alıcı ve vericilerin yeri, alıcı, verici ve materyallerin tipinin belirlenmesi gerekmektedir.

2.1 Malzeme seçimi

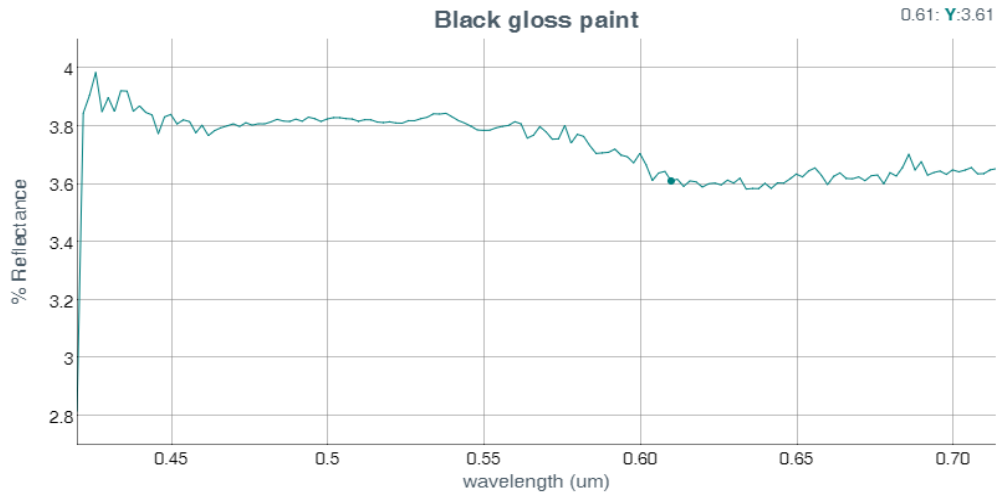
Gerçekçi bir kanal modeli için duvar, tavan ve zemin manzemesinin seçimi önemlidir. NASA Web sitesinden [2.8] gerçekçi malzemeleri seçmek mümkündür. Şekil 2.1-2.5'te çıplak kırmızı tuğla (bare red brick), çam kerestesi (pine wood), siyat parlak boya (black gross paint), plaka pencere camı (plate window glass) ve sıva (plaster) gibi nesnelerin yansıtma değerleri verilmiş olup, grafiklerde VLC bandı odak noktası olarak seçilip incelenmiştir.



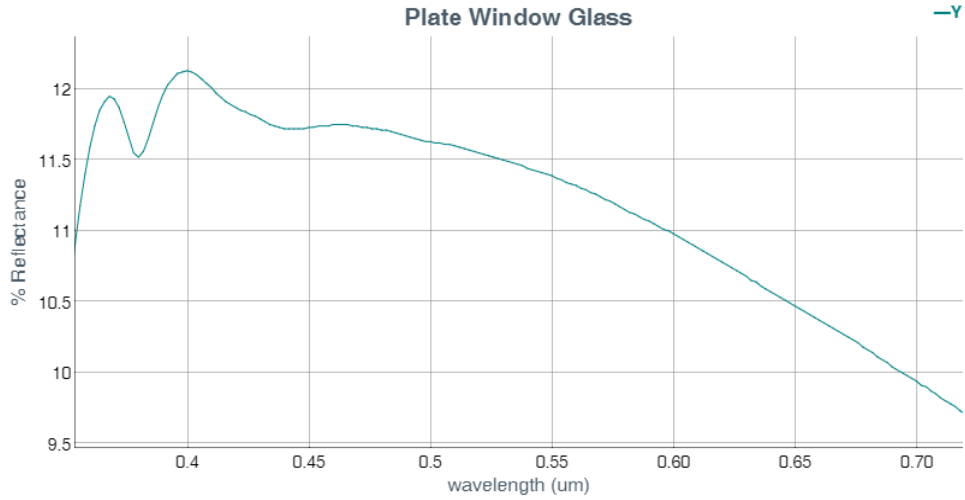
Şekil 2-1 Çıplak kırmızı tuğla yansıtmasının frekans spektrumu



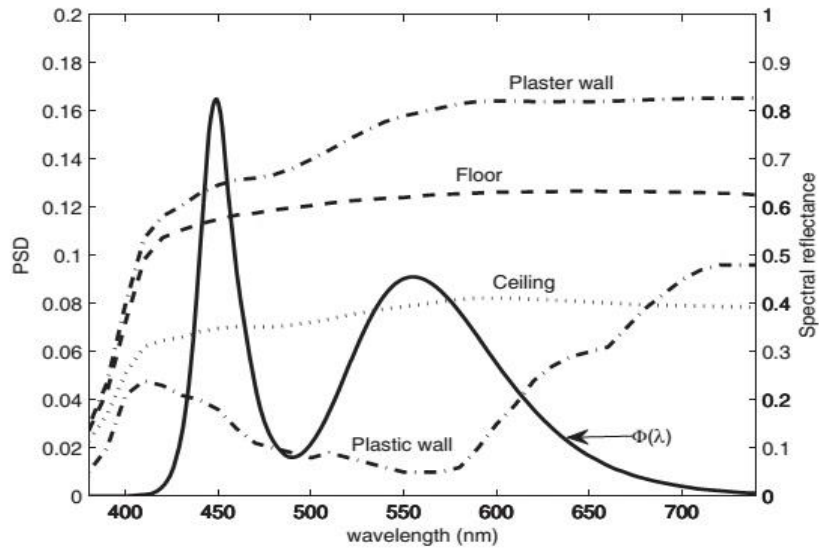
Şekil 2-2 Çam kerestesinin yansıtmasının frekans spektrumu



Şekil 2-3 Siyah parlak boyanın yansıtmasının frekans spektrumu



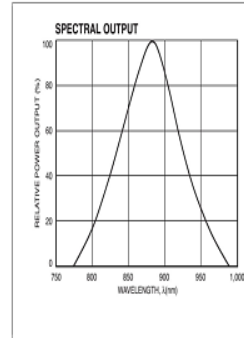
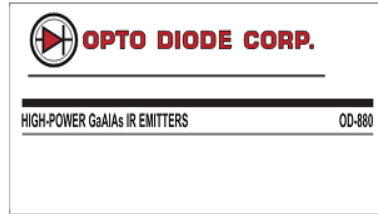
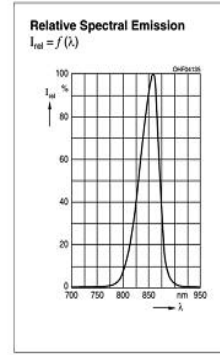
Şekil 2-4 Pencere camı tabakasının yansıtmasının frekans spektrumu

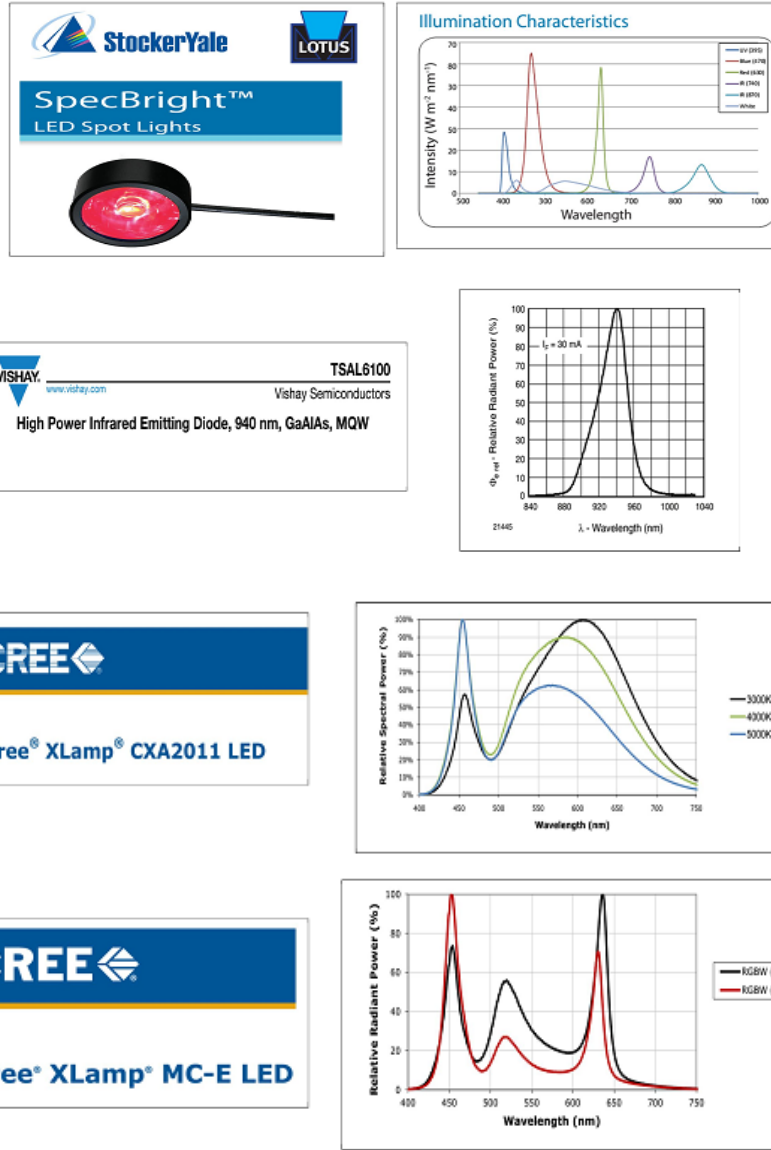


Şekil 2-5 Sivanın yansıtmasının frekans spektrumu

2.2 Işık kaynaklarının seçimi

Zemax® programı aracılığıyla piyasada profesyonel olarak satılmakta olan Cree Inc., OSRAM AG, OPTO Diode Corp., Philips Lighting, Vishay Intertechnology, Panasonic Corporation, StockerYale firmalarının ürünlerini seçmek mümkündür, [2.10] [2.11]. Şekil 2-6'da da görüldüğü üzere bu kaynakların görece ışığa güç bilgileri programın veritabanında bulunmaktadır.

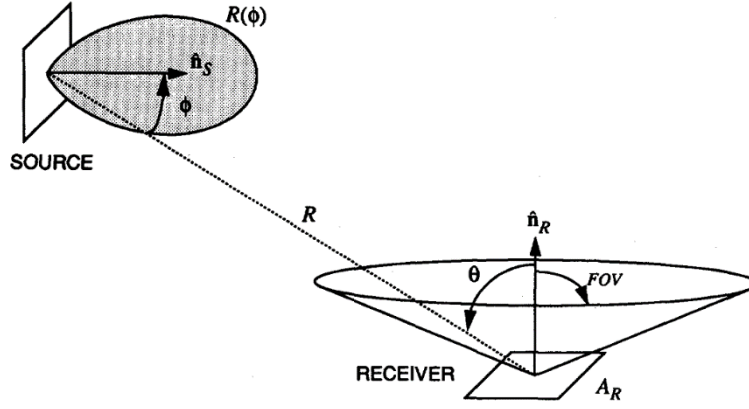




Şekil 2-6 Zemax® 'teki çeşitli ışık kaynağı üreticileri

2.3 Alıcı Komponentlerinin Seçilmesi:

Aıcılarla ilgili alıcı türü, rengi, kutupsal veya dikkörtgensel oluşu, yüzey ve hacmi gibi çeşitli parametreleri Zemax programında tanımlayabilmekteyiz. Şekil 2-7'de verici ve alıcıların birbirlerine bağlı geometrileri gösterilmiştir.



Şekil 2-7 Verici ve almaçların geometrisi

2.4 Kanalin Dürtü Yanıtı

Zemax® içerisinde bulunan ardışıl olmayan ışın izleme aracı, (non-sequential ray-tracing tool) ışık kaynaklarına ilişkin, saptanan güç ve her bir ışının kaynaktan alıcıya kadar izlediği yol uzunlukları gibi bilgileri çıktı olarak vermektedir. Bu bilgiler Zemax® programından MATLAB programına aktarılmış ve kanalın dürtü yanıtı aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır ;

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N_r} P_i \delta(t - \tau_i) \quad \text{2-1}$$

Bu ilişkide, P_i : i'nci ışının gücünü , τ_i : i'nci ışının yayılma süresini , $\delta(t)$: Dirac delta fonksiyonunu ve N_r : alıcıya ulaşan ışığın ışın sayısını göstermektedir. Şekil 2-8'de, uygulanan yöntemin basamakları özetlenmiştir.



Şekil 2-8 Zemax® girdi ve çıktıları

Elde edilen kanal dürtü yanıtlarına göre bir takım temel kanal karakteristikleri ölçülebilmektedir. Örneğin, kanalın doğru akım (direct current (DC)) kazancı, H_0 , görünür ışıkla haberleşmede en önemli özelliklerden biri olup, sabit verici gücü altında ulaşılabilecek sinyal-gürültü (SNR) oranını göstermektedir. Kanalın gecikme profili (channel delay-profile) ise, görüş çizgisi (line-of-sight, LOS) yönünde güçlü ve az sayıda, görüş çizgisi dışında(NLOS) ise zayıf ve çok sayıda yansıma katsayılarının hangi gecikmelerle ve güçlerle alıcıya ulaştıklarını gösterir. Gecikme profilinin anlık saçılımı, kanalın ortalama-artık gecikmesi (mean-excess delay) (τ_0) ile kanalın RMS gecikme yayılımına (delay spread) (τ_{RMS}) bağlıdır, [2.12] ve [2.13]. Bu parametreler aşığıdaki şekilde tanımlanmıştır:

$$\int_0^{\tau_0} h(t) dt = 0.97 \int_0^{\infty} h(t) dt \quad 2-2$$

$$\tau_0 = \frac{\int_0^{\infty} t \times h(t) dt}{\int_0^{\infty} h(t) dt} \quad 2-3$$

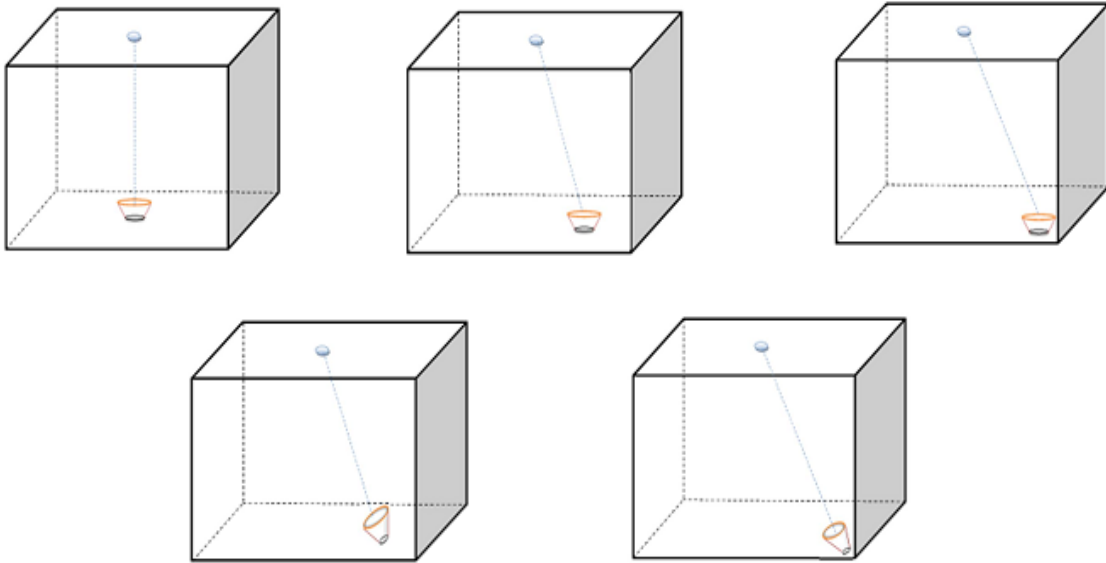
$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (t - \tau_0)^2 h(t) dt}{\int_0^{\infty} h(t) dt}} \quad 2-4$$

$$H_0 = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad 2-5$$

2.5 Sayısal Sonuçlar

Şekil 2-9'da görülebileceği üzere, ilk aşamada modelimiz 3 m x 3 m x 3 m'lik dikdörtgenler prizması Şeklinde boş bir oda üzerine kurulmuŐ ve alıcı konumunun farklı aıllarda yerleŐtirilmeleri durumu incelenmiştir. Tablo 2-1 ve 2-2'de konuyla ilgili tüm benzetim değişkenleri detaylı bir Şekilde verilmiş ve elde edilen CIR'lar Şekil 2-10'da gösterilmiştir. Kanal değişkenleri Tablo 2-3 ve 2-4'teki veriler baz alınarak hesaplanmıştır. Tablo 2-3 ve 2-4 göz önüne alındığında;

- Almaçların ve vericilerin birbirlerine göre konumları CIR'lar üzerinde büyük bir etkiye sahiptir. rnek vermek gerekirse, almaçlar odanın köşelerine yerleŐtirildiđinde RMS gecikmeler, köşe duvarlarından saılıp alma üzerine düşen iŐınlar yüzünden artmaktadır. Bu etkiyi almaçın açılı yerleştirildiği durumda da gözlemleyebilmekteyiz. Ayrıca, almaçın belirli bir eksene göre açılı yerleŐtirilmesi durumunda, alınan iŐıđın gücünü azaltmaktadır. Bunun nedeni, alıcının köŐelerden saçılan iŐınları alamamasından ileri gelmektedir. (iŐınlar alıcının arka tarafına düşmektedir.)
- CIR ve kanal parametrelerinin rettildiği modeled, kanalın kullanılan malzeme cinsine yüksek oranda bağlı olduğu anlaşılmaktadır. Seneryo F'te kullanılan malzemelerin yansıtıcılığı seneryo A'da kullanılan malzemeden daha azdır. Bu durumlarda RMS gecikmesinin, duvarlardan, zeminden ve tavadan yansıyan iŐıđın gücünün daha az olmasından ötürü, azaldığı kolayca görülebilir.



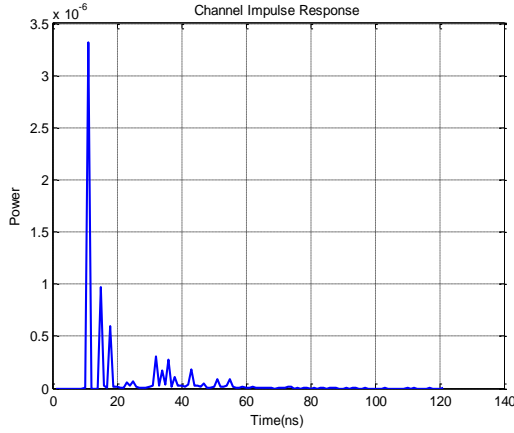
Şekil 2-9 İlgilenilen seneryolar

Tablo 2-1 Çeşitli VLC uygulamaları için almaçın pozisyonunun değiştirilmesi ve dönme açısı verilmesi VLC

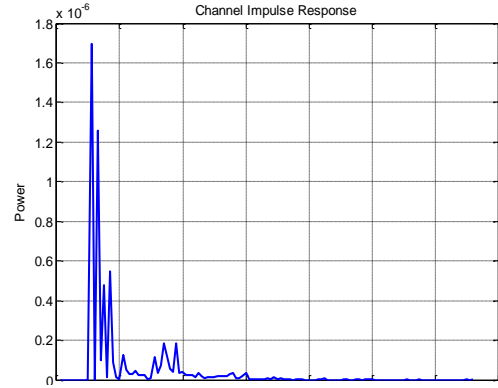
Yapı	Tarif	Oda boyutları (m ³)	Verici Pozisyonları (m)	Almaçların Pozisyonları (m)	Yansıtırlık
A	Boş oda zeminde 1 aydınlatıcı	3×3×3	(0,0,3)	(0,0,0)	Duvar: Sıva Tavan: Sıva Zemin: Çam Kestanesi
B	Boş oda zeminde 1 aydınlatıcı	3×3×3	(0,0,3)	(0.75,0.75,0)	Duvar: Sıva Tavan: Sıva Zemin: Çam Kestanesi
C	Boş oda zeminde 1 aydınlatıcı	3×3×3	(0,0,3)	(1.3,1.3,0)	Duvar: Sıva Tavan: Sıva Zemin: Çam Kestanesi
D	Boş oda zeminde 1 aydınlatıcı (Döndürme uygulandı)	3×3×3	(0,0,3)	(0.75,0.75,0)	Duvar: Sıva Tavan: Sıva Zemin: Çam Kestanesi
E	Boş oda zeminde 1 aydınlatıcı (Döndürme uygulandı)	3×3×3	(0,0,3)	(1.3,1.3,0)	Duvar: Sıva Tavan: Sıva Zemin: Çam Kestanesi

Tablo 2-2 VLC'nin farklı malzeme türleriyle boş bir odada gerçekleştirilmesi

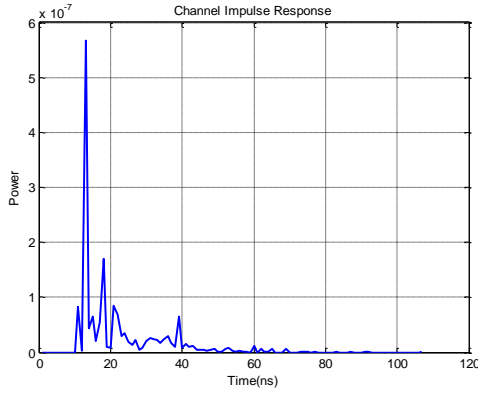
Yapı	Tarif	Oda boyutları (m ³)	Verici Pozisyonları (m)	Almaçların Pozisyonları (m)	Yansıtırlık
A ve F	Farklı malzeme türleri	3×3×3	(0,0,3)	(0,0,0)	Duvar: Sıva Tavan: Sıva Zemin: Çam Kestanesi
					Duvar: Sıva Tavan: Sıva Zemin: Şekil 7 deki gibi



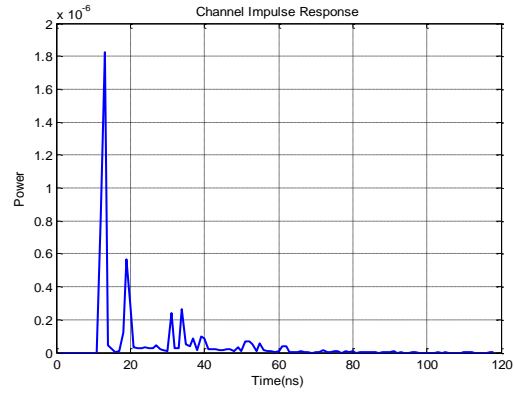
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 2-10 Farklı konfigürasyonlar için CIR'lar, (a) A konfigürasyonu için CIR (b) B konfigürasyonu için CIR (c) C konfigürasyonu için CIR (d) D konfigürasyonu için CIR (e) E konfigürasyonu için CIR (f) F konfigürasyonu için CIR

Tablo 2-3 Senaryo 1 için kanal değişkenleri

Kanal Değişkenleri Yapı	$T_{tr}(ns)$	$\tau_0(ns)$	$\tau_{RMS}(ns)$	H_0	Yorumlar
A	54	20.48	13.98	6.93e-6	Almaçın köşeye kaydırılmasıyla beraber, RMS gecikme yayılımı artmakta ve DC kazanç verici ile almaç arasındaki mesafenin artmasıyla birlikte azalmaktadır. Bununla beraber, almaçın hareket ettirilmesiyle, DC kazanç almaçın dağıtık ışınları alamamasından ötürü düşmektedir.(Işınlar almaçın arkasına düşmektedir.)
B	55	20.34	13.61	5.89e-6	
C	60	23.33	15.19	5.54e-6	
D	52	21.7	11.94	1.69e-6	
E	61	23.51	14.07	1.30e-6	

Tablo 2-4 Senaryo 2 için kanal değişkenleri

Yapı \ Kanal Değişkenleri	$T_{tr}(ns)$	$\tau_0(ns)$	$\tau_{RMS}(ns)$	H_0	Yorumlar
A	54	20.48	13.98	6.93e-6	Farklı malzeme türleri CIR ve kanal değişkenleri üzerinde etkiye sahiptir. Senaryo F'de sahip olduğumuz malzeme senaryo A'ya kıyasla daha az yansıtırlığa sahiptir. Bu nedenle RMS gecikmesi yansıtırlıktaki azalma ve yansıyan ışınların güçlerinin azalmasına bağlı olarak azalmaktadır.

2.6 Görünür Işıklı Haberleşme Kanal Modellerin Değişik Senaryolar için Karakterize Edilmesi

Önceki alt bölümlerde, ışın izleme (ray tracing) yaklaşımı kullanılarak, kapalı ortamlar için bir kaç gerçekçi VLC kanal modeli ve ilgili özellikleri belirlenmişti. Ancak bu bölümlerde, çok az sayıda senaryo ve tek verici kurulumu ile sınırlandırılmıştı.

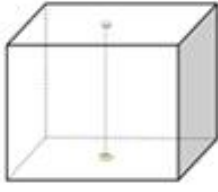
Bu bölümde sunulan çalışmalar ise, geçtiğimiz çalışmalarını birkaç yönden genişletmektedir. Özellikle, çeşitli duvar ve mobilya malzemeleri (sıva, parlak boya, ahşap, alüminyum, metal, cam), verici özellikleri (tek ve birden fazla vericiler, LED dizi tipi) ve alıcı özellikleri (konum, döndürme) göze alınmıştır. Ayrıca, VLC ve kızılötesi (infrared, IR) modelleri arasındaki farkları vurgulamak amacıyla aynı ortamlar için IR kanal modelleri de incelenmekte ve sunulmaktadır.

Bu çalışmada, sıralı ve sıralı olmayan ışın izleme yeteneklerine sahip bir optik ve aydınlatma tasarım yazılımı olan Zemax® kullanılmıştır [2.7]. Bu yazılım, özellikle bir kullanıcı ortamı için LED'lerden yayılan ışınların etkileşimini doğru bir biçimde açıklayabilmektedir. Zemax® ile bir bilgisayar benzetim ortamı yaratılarak, bir taraftan kapalı ortamın geometrisinin belirlenmesi sağlanırken diğer taraftan ortam içindeki nesnelerin, çevre geometrisinin, yüzey malzemelerinin yansımaya özellikleri, ışık kaynakların (LED'ler) ve alıcıların (fotodiyotları) karakteristikleri de belirlenmektedir.

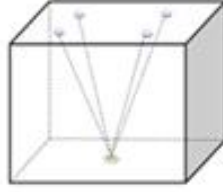
Kapalı Ortam Kurulumları: Bu bölümdeki çalışmalarda, Şekil 2.11'de gösterilen 15 farklı kurulum göze alınmış olup bu kurulumların ana özellikleri aşağıda özetlenmektedir :

- (1) Tek alıcısı zeminin merkezine, tek vericisi tavanın merkezine yerleştirilmiş şekilde boş dikdörtgen oda.
- (2) Tek alıcısı zeminin merkezine, dört vericisi tavanda olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
- (3) Tek alıcısı zeminin bir köşesinden merkeze uzanan köşegenin tam ortasında, tek vericisi tavan merkezinde olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
- (4) Tek alıcısı zeminin bir köşesinde, tek vericisi tavanın merkezinde olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
- (5) Tek alıcı (döndürülebilir) zeminin köşesinden merkeze uzanan köşegenin tam ortasında, tek vericisi tavanın merkezinde olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
- (6) Tek alıcısı (döndürülebilir) zeminin bir köşesinde, tek vericisi tavanın merkezinde olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
- (7) Tek alıcısı odanın tam ortasına yerleştirilen bir masanın üzerinde, dört vericisi de tavanda olacak şekilde dikdörtgen oda.
- (8) Tek alıcısı odanın tam ortasına yerleştirilen bir masanın üzerinde olan ve ayrıca masa üzerine ilave olarak yerleştirilmiş bir lamba (ek verici olarak) ve dört vericisi tavanda bulunan dikdörtgen oda.
- (9) Tek alıcısı zeminin merkezinde, tek vericisi tavanın merkezinde olacak şekilde boş dikdörtgen oda (zemin malzemesinin farklı olması dışında 1. kurulum ile aynıdır.)
- (10) Tek alıcısı zemin merkezinde, iki vericisi tavan merkezinde olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
- (11) Tek alıcısı zemin merkezinde, dört vericisi tavanda olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
(Verici konum koordinatları farklı olduğu için bu kurulum, kurulum 2'den farklıdır.)
- (12) Tek alıcısı zemin merkezinde, sekiz vericisi tavan merkezinde olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
- (13) Tek alıcısı zemin merkezinde, on altı vericisi tavan merkezinde olacak şekilde boş dikdörtgen oda.
- (14) Tek alıcısı zeminin bir köşesinde, dört vericisi tavanda olacak şekilde boş dikdörtgen oda. (Odanın boyutu farklı olduğu için bu kurulum, ikinci kurulumdan farklıdır.)
- (15) Tek alıcısı zeminin bir köşesinde, dört vericisi tavanda olacak şekilde mobilyalı

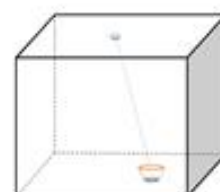
dikdörtgen oda. (Odanın boyutu on dördüncü kurulum ile aynıdır. Bu kurulumda kullanılan mobilyaların CAD dosyaları [2.22]'de bulunabilir.



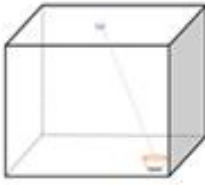
(1)



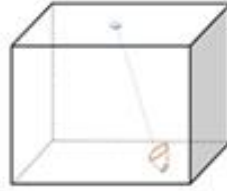
(2)



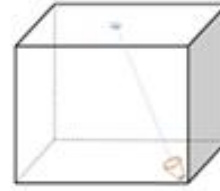
(3)



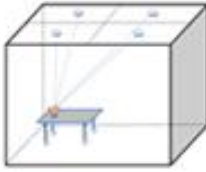
(4)



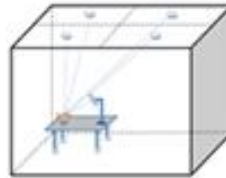
(5)



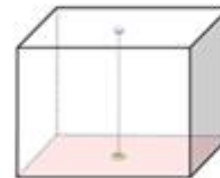
(6)



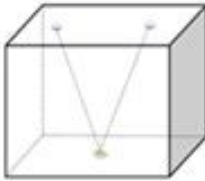
(7)



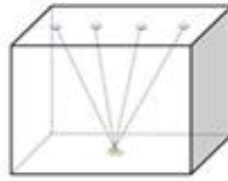
(8)



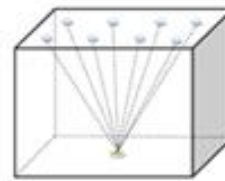
(10)



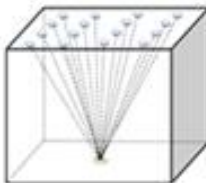
(11)



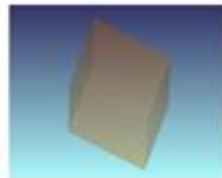
(12)



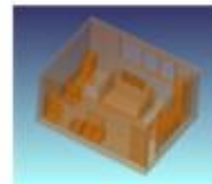
(13)



(14)

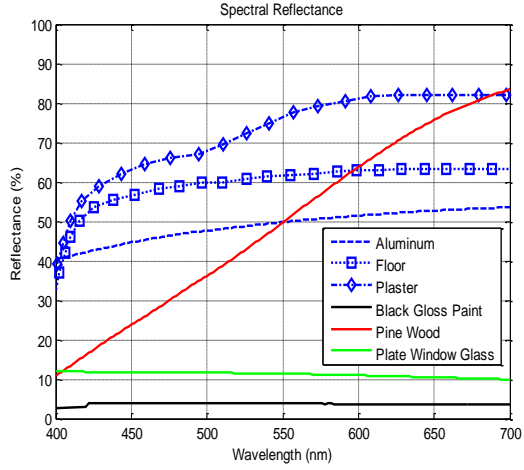
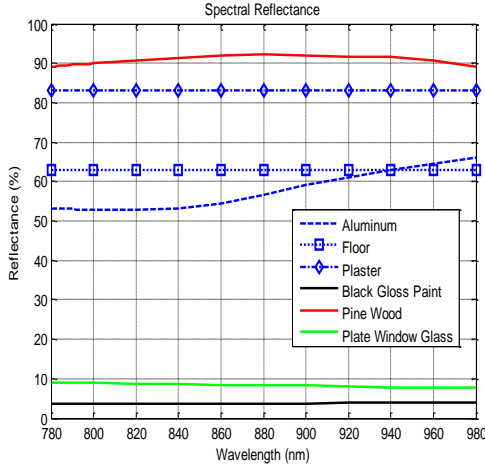


(15)



(16)

Şekil 2-11 İncelenen farklı kurulumlar

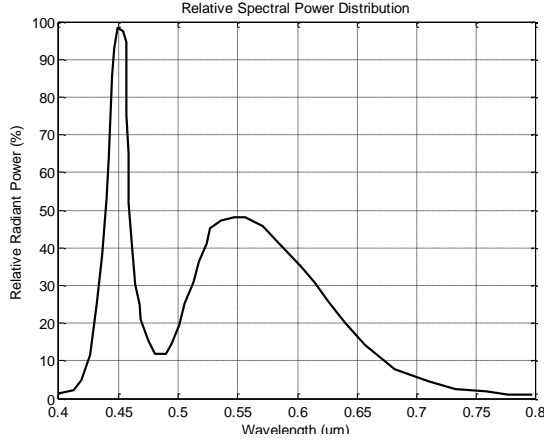


Şekil 2-12 VL (a) ve IR (b) bandında duvar, tavan ve taban için kullanılan malzemelerin spektral yansımaları

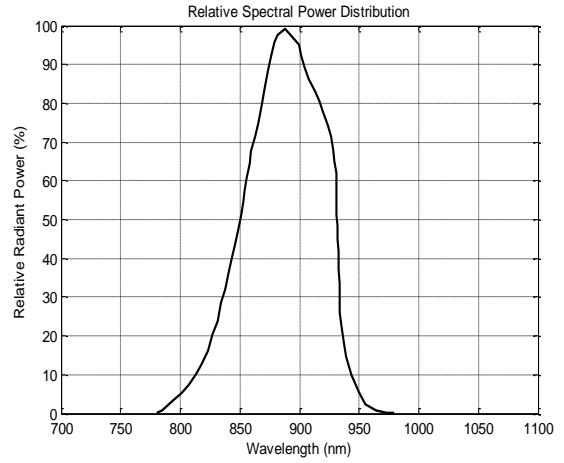
Verici ve alıcının kapalı ortamda yerleştirildikleri pozisyonların koordinatları ile oda boyutları bu bölümün sonundaki tabloda sunulmuştur. Çalışmamızda, tavan ve duvarların *sıva*, zeminin ise *çam kerestesi*, masanın *çam kerestesi*, masa lambasının *siyah parlak boyalı*, pencerenin *cam*, televizyonun siyah parlak boyalı ve radyatörün *alüminyum metal* oldukları varsayılmıştır. Bu değerler [2.8] ve [2.9]'ten alınmıştır ve ayrıca Şekil 2-12'de gösterilmiştir. Bu şekilden açıkça görüleceği gibi, IR bandında bir çok maddenin yansıtırlığı (reflectance) sabit kalırken, VLC bandındaki yansıtırlık dalga boyuna oldukça bağlıdır. Bu durumu göz önünde bulundurarak, yansıtırlığın dalga boyu ile arasındaki ilişkiyi daha açık olarak inceleyebilmek ve ortaya koyabilmek için, Zemax® yazılımında var olan "masa kaplama (Tablo coating)" yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem, yansıtırlığın, kullanılan ışığın dalga boyuna göre değişimini vermektedir.

LED Aydınlatma (Işıklandırma) Kaynaklarının Modellenmesi: Görünür ışıkla haberleşme sistemlerine ilişkin LED aydınlatma kaynaklarının modellenmesiyle ilgili bu dönem yapılan çalışmalar ve benzerimlerde belli bir Lambertian dağılımına ve 120° görüş açısına (viewing angle) sahip [2.10] **Cree Xlamp® MC-E White LED** marka bir aydınlatma elemanı kullanılmıştır. Ayrıca, bir karşılaştırma yapabilme amacıyla, aynı Lambertian dağılıma ve görüş açısına sahip özellikle **OSRAM® SFH 4283 IR 880 nm LED** marka bir kızıl ötesi (infrared (IR)) kaynak göz önüne alınmıştır [2.11]. Bu kaynak modelleri **Radiant Zemax® online source** kütüphanesinde mevcuttur

[2.7]. Sırasıyla, Şekil 2-13.a ve Şekil 2-13.b'de VL ve IR LED ışık kaynaklarının, kendi çalışma dalga boyları kapsamında, bağlı spectral güç dağılımları gösterilmektedir



(a)



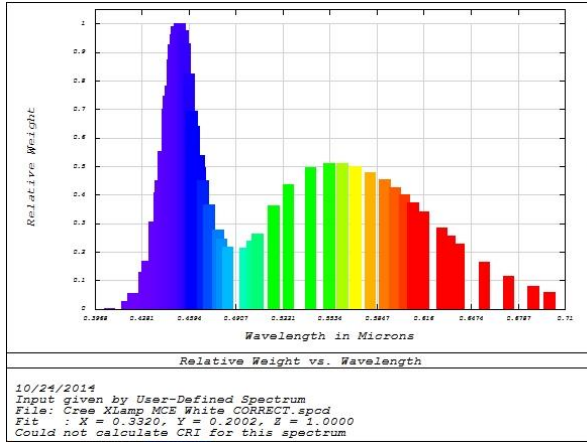
(b)

Şekil 2-13 Örnek ışık kaynaklarının bağlı spectral güç dağılımları (a) Cree Xlamp® MC-E White LED (b) OSRAM® SFH 4283 IR 880 nm

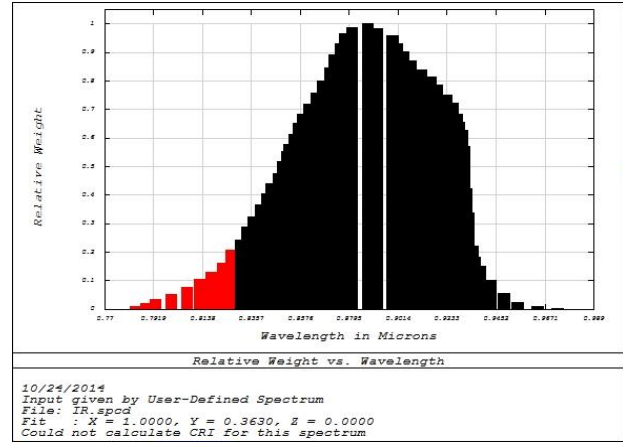
Zemax® içinde tanımlı gerçek ışıklandırma kaynaklarının modellenmesi için üç önemli parametrenin gözönüne alınması gerekmektedir.

- 1) Modellenmesi istenen LED'in spectral güç dağılımı
- 2) LED'in emisyon örüntüsü (pattern)
- 3) LED'in görüş açısı.

LED'in Spektral Güç Dağılımı: Bu çalışmada, LED tasarımı için **Radiant Source model (RMS)** adlı Zemax® veritabanı kullanılmıştır. Bu veritabanı, genellikle piyasada çok tanınmış ve gerçek ölçümleri yapılmış ışık kaynaklarına ilişkin, bilgileri içermektedir. Ancak bu kaynakların, bizim uygulama alanımıza uygun olarak, bir takım niteliklerinin çıkartılarak veritabanına eklenmesi gerekmektedir. Bu niteliklerden en önemlisi LED'in spectral güç dağılımıdır. Görünür ışık frekans bandında tipik bir beyaz LED kaynağın ve IR bandında da bir IR LED kaynağın spectral güç dağılımları sözkonusu veritabanına yerleştirilmiştir. Şekil 2-13.a ve 2-13.b'de sırasıyla Cree Xlamp® MC-E White LED'in ve OSRAM® SFH 4283 IR 880 nm LED'in spectral verileri gösterilmektedir. Bu bilgiler veritabanına girildikten sonra, Şekil 2.14.a ve 2.14.b de verilen ışık kaynağının spektral dağılımının uygunluğu irdelenebilir ve bir takım kriterlere uygun olup olmadığı kontrol edilebilir.



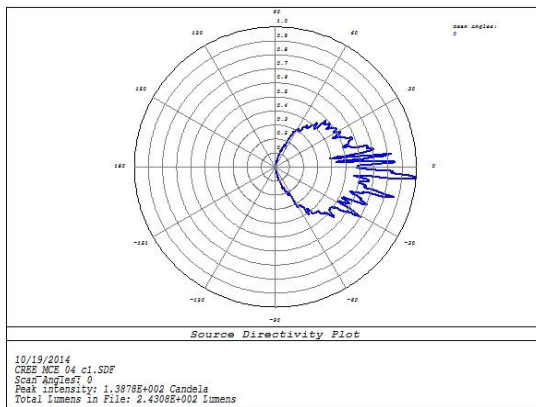
(a)



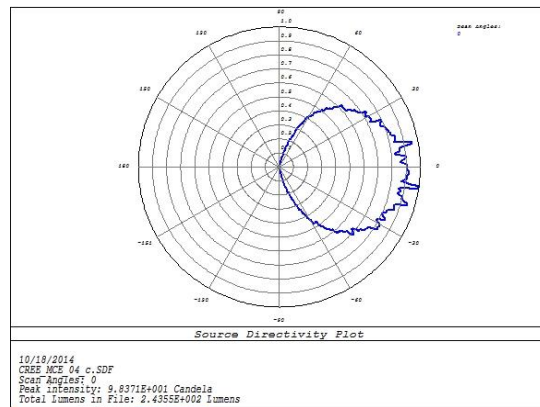
(b)

Şekil 2-14 Zemax® ile üretilen örnek ışık kaynaklarının spectral dağılım verileri:

LED'in Emisyon Örüntüsü: Bir ışık kaynağının yaydığı ışınların üretilmesi esnasında gözönüne alınması gereken ikinci önemli parametre LED'in emisyon örüntüsünün belirlenmesidir. Elde edilmesi gereken gerçek ve ideal emisyon örüntüsü Lambertian örüntüsüdür. Dolayısıyla, bu amacı gerçekleştirmek için LED kaynağından yeterli sayıda ışınların üretilmesi gerekmektedir. Şekil 2-15.a ve 2-15.b'de seçilen Cree XLamp® MC-E White LED ışık kaynağına ilişkin emisyon örüntülerinin, üretilen ışın sayısına bağlı değişimi ve etkisi gösterilmektedir. Işık kaynağı tarafında üretilen ışınların sayısını artırarak kaynağın emisyon örüntüsünün Lambertiana yaklaştığı görülmekte ve dolayısıyla bu yolla daha gerçekçi LED'lerin modelleyebileceği ve bu LED'lerle gerçeğe yakın sonuçlar alınabileceği anlaşılmaktadır.



(a)



(b)

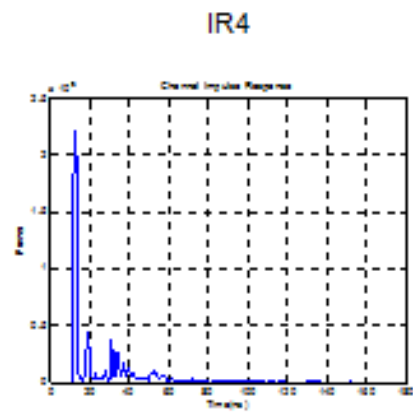
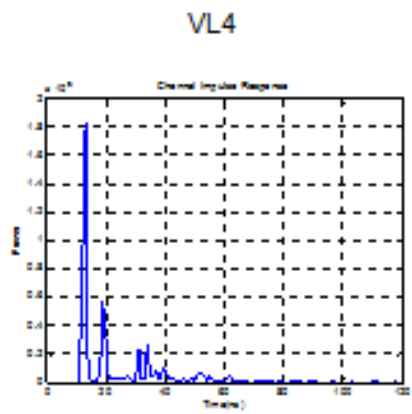
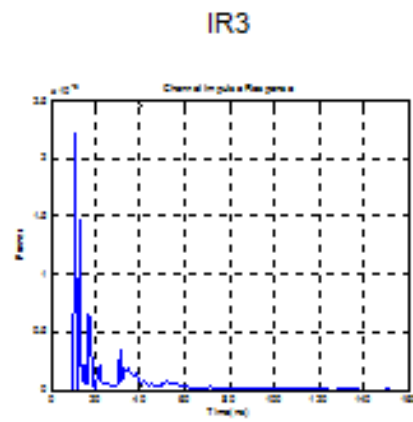
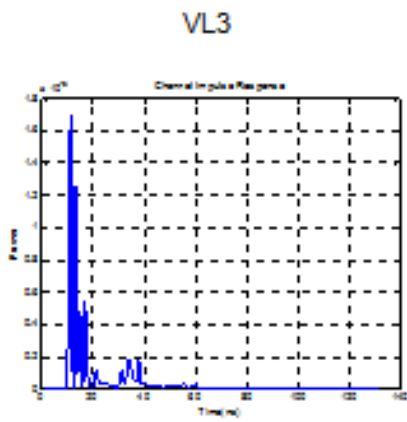
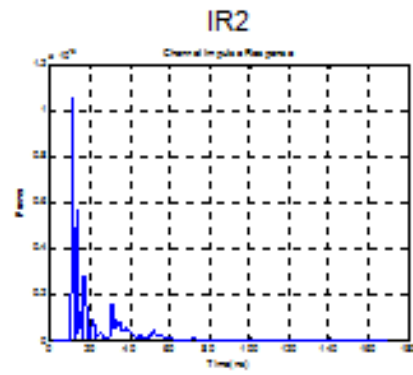
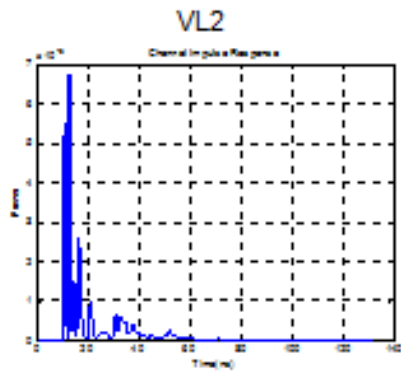
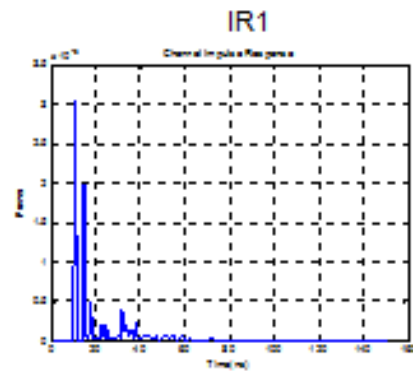
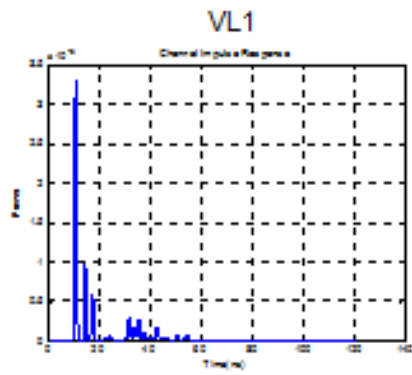
Şekil 2-15 Cree XLamp® MC-E White LED kaynağının emisyon örüntüsü (a) Işın sayısı: 106 (b) Işın sayısı:

LED'in Görüş Açısı : VL ve IR frekans bandlarında çalışan ışık kaynaklarını ve gerçekçi kanal modellerini herhangi yan etkilerden bağımsız olarak birbirleriyle karşılaştırmak için üçüncü önemli faktör kaynakların görüş açılarının gözönüne alınmasıdır. Bu amaçla yaptığımız bilgisayar benzetimlerinde VLC için, görüş açısı 120° olan bir Cree Xlamp® MC-E White LED ışık kaynağı ve IR için yine aynı görüş açısına sahip bir OSRAM® SFH 4283 IR 880 nm LED kaynağı kullanılmıştır. Uygulamaya bağlı olarak, Zemax® yazılımıyla farklı spektral dağılımlar, farklı emisyon örüntüleri ve görüş açıları seçilebilir ve kullanılabilir. Bu da gerçek ışık kaynaklarının modellenmesinde Zemax®'ın RMS veritabanınının güçlü yateneğe sahip olduğu anlaşılmaktadır

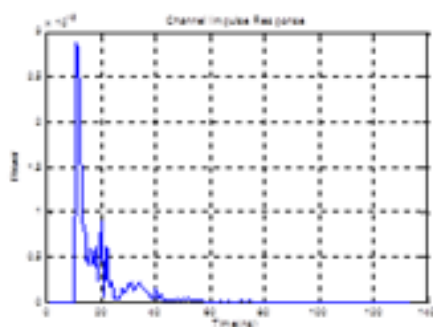
Algılayıcı: Fotoalgılayıcılar, basitçe dikdörtgen algılayıcı yüzeyler olarak modellenmiştir. Bilgisayar benzetimlerinde, görüş alanı 90° ve aygılayıcı yüzeyi 1 cm² olarak seçilmiştir. Zemax® ile bilgisayar benzetim ortamı oluşturduktan sonra, sıralı olmayan ışın izleme özelliğini kullanarak optik kanal modellenmektedir. Işın izleme yaklaşımı kullanılarak, ışınlar fiziksel olarak gerçekleştirilebilir herhangi bir nesneye ulaşana kadar izlenebilir. Kanalın doğrudan görüş hattı (Line-of-sight, LOS) yanıtını, alıcı ve verici arasındaki LOS uzaklığına bağlı olarak, elde etmek oldukça kolaydır. LOS bileşenin yanı sıra, tavan, zemin, duvarlar ve kapalı ortamdaki diğer nesnelere arasında çok sayıda yansımalar ortaya çıkar. Zemax® yazılımı, sahip olduğu sıralı olmayan ışın izleme aracı ile, her ışının kaynaktan alıcıdaki detektöre kadar uzanan iz uzunluğunu, alıcıda sezilen gücü (detected power) belirleyerek bunlar için bir dosya oluşturur. Bu bilgilerden yararlanarak (2.1) de verilen kanalın kanal dürtü yanıtı belirlenebilir.

2.7 Sayısal Sonuçlar ve Tartışma

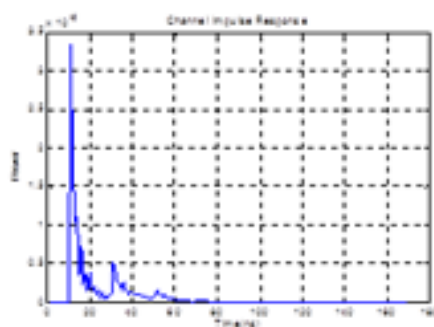
Bu bölümde, göz önünde bulundurduğumuz 15 kurulumun bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiş olup hem VLC ve hem de IR için elde edilen kanal dürtü yanıtları Şekil 2-16'da gösterilmiştir. Tanımlamanın kolay olabilmesi için etiketler VLC_x ve IR_x şeklinde verilmiştir. Burdaki "x", x=1, 2, ..., 15 şeklinde olup, Şekil 2-11'de görselleştirilmiş her bir kurulumu ifade etmektedir.



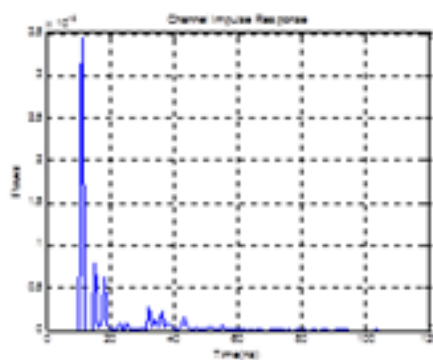
VL9



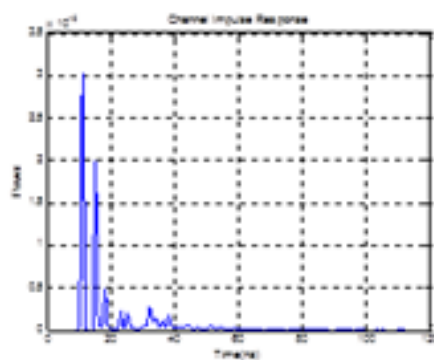
IR9



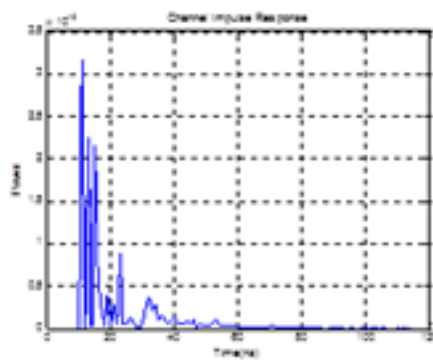
VL10



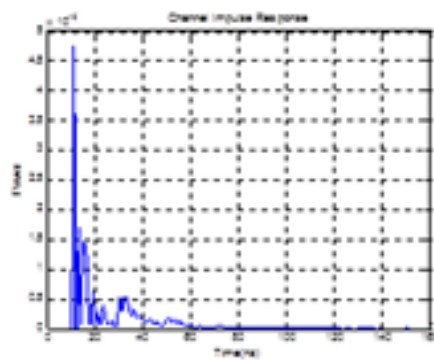
IR10



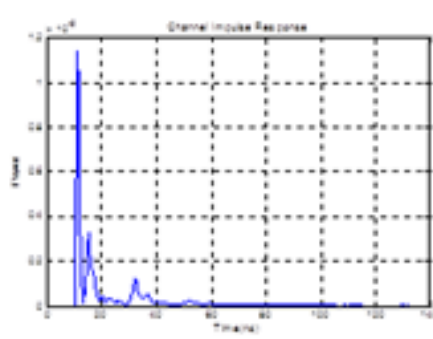
VL11



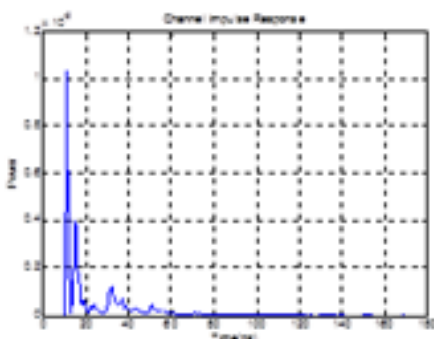
IR11

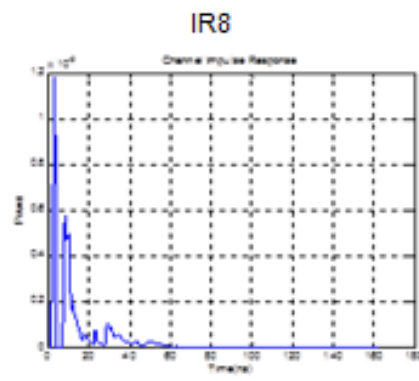
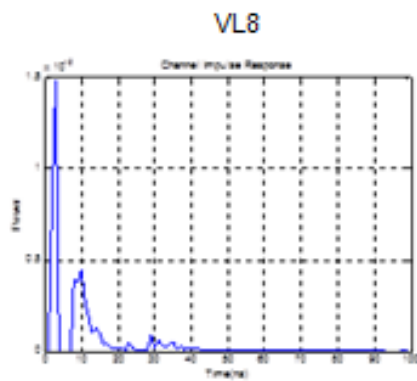
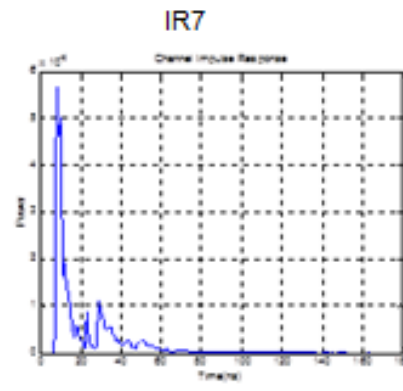
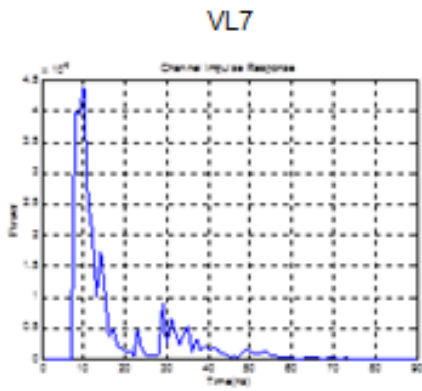
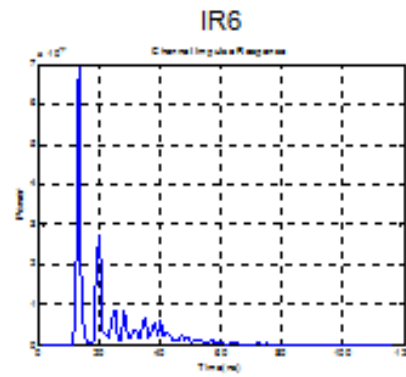
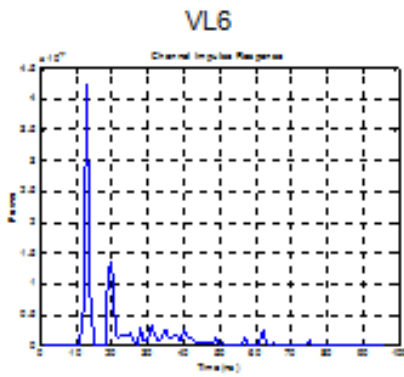
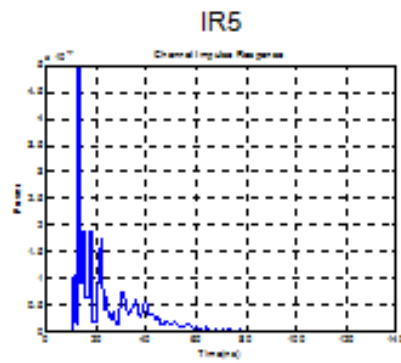
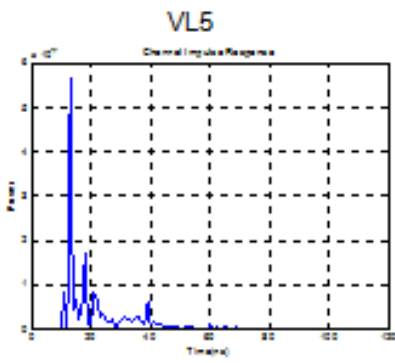


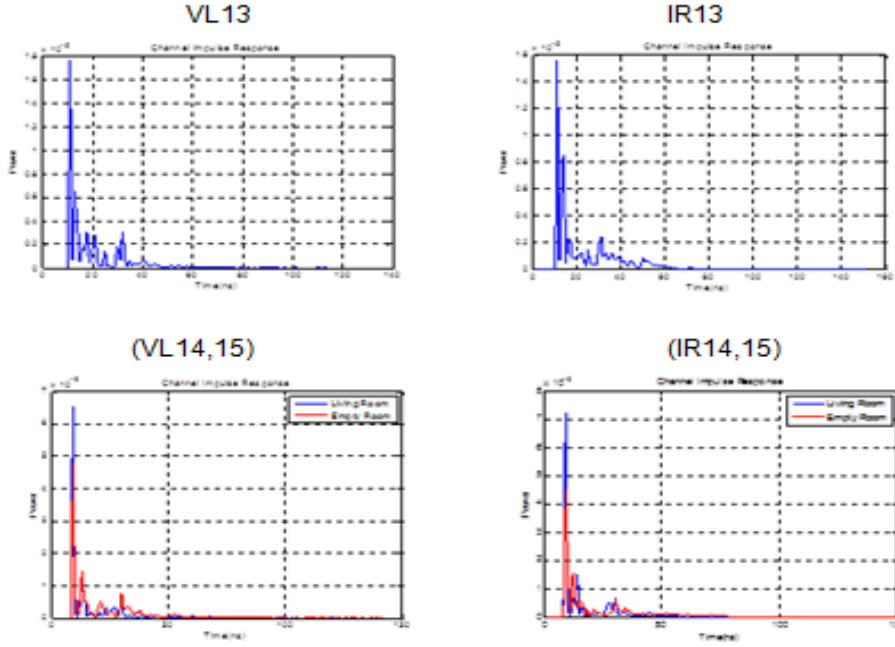
VL12



IR12







Şekil 2-16 Ele alınan 15 kurulum için VL ve IR kanal dürtü yanıtları

Bu çalışmalardan çıkan en önemli sonuçlar şöyle özetlenebilir: Şekil 2-16'da elde edilen kanal dürtü yanıtlarından yola çıkarak temel kanal karakteristiğinin daha net biçimde belirlenebileceği ve ölçülebileceği anlaşılmaktadır. Kanalın DC kazancı (H_0), VLC kanal karakteristiğinin en önemli özelliklerinden biridir ve sabit verici gücü ile elde edilebilecek sinyal-gürültü oranını belirler. Diğer taraftan, kanalın zaman bölgesinde saçılımı, kanalın ortalama gecikmesi (τ_0) ve efektif gecikme yayılımı (τ_{RMS}) ile ifade edilebilir [2.12], [2.13]. Bu kanal parametreleri, Tablo 2-5'te verilen kanal dürtü yanıtları yardımı ile hesaplanmıştır. Bazı önemli gözlemler aşağıda daha ayrıntılı biçimde açıklanmıştır.

Çoklu-verici kurulumunun etkisi: Tek vericili VL1 kurulumunda RMS gecikme yayılımı 13.98 ns iken, dört vericili VL2 kurulumunda 14.4 ns olup, 0.42 ns kadar bir artış göstermektedir. Bu durum, birden fazla verici olmasından kaynaklanan ilave çok yollu yayılımın bir sonucudur. Ayrıca, ışık kaynak sayısının ikiden onaltıya artırılmasının (VL10-VL13), sistemin DC kazancınının 1.35×10^{-5} 'den 1.40×10^{-4} 'de yükselmesine neden olduğu görülmektedir.

Verici / Alıcının konum/çevrim etkisi: Verici ve alıcının birbirilerine göre konumunu kanal parametreleri üzerinde büyük etkiye sahip olduğu anlaşılmaktadır. Örnek olarak, alıcının ortada olduğu kurulumda (VL1) RMS gecikme yayılımı 13.98 ns iken alıcının kenarda olduğu kurulumda (VL4) bu değer 15.19 ns'dir. Alıcıyı kenara taşımakla kenarlardan gelen saçılma RMS gecikmeyi arttırmıştır. Oluşan çevrim de, RMS gecikme yayılımında hafif artışlara neden olmaktadır. Örneğin, kurulum VL6'da RMS gecikmenin 14.07 ns olarak ölçüldüğü görülmektedir. Ayrıca, çevrim olmayan alıcı kurulumlarında (VL3, VL4) DC kazançların 5.89×10^{-6} ve 5.54×10^{-6} mertebelerinde olduğu, çevrim olan alıcılarda ise bu değerlerin düşerek 1.69×10^{-6} and 1.30×10^{-6} civarlarında kaldığı görülmektedir. Bunun nedeninin, alıcının daha az yayılma maruz kalmasından kaynaklandığı anlaşılmaktadır

Masa lambasının etkisi: Masa lambasının olmadığı kurulumda (VL7) RMS gecikme yayılımı 12.92 ns iken masa lambası olan kurulumda (VL8) bu değer 12.17 ns olup, 0.75 ns'lik bir düşüş gözlemlenmiştir. Kurulum VL8'de, masa lambası alıcıya tavandaki dört vericiden daha yakın olduğu için baskın verici masa lambası olmuştur. Ayrıca kurulum VL8'de sadece tek etkin bir verici varken, kurulum VL7'de dört vericinin bulunması bize VL8'de daha küçük bir RMS gecikme yayılımına sahip olması gerektiği sonucunu doğurmaktadır.

Yüzey malzemeleri etkisi: Kurulum VL9'da, [2.7]'de belirtilen zemin özellikleri kullanılmıştır. Bu türden zeminin, kurulum VL1'de kullanılan çam kerestesi zeminden daha düşük yansıtırlığa sahip olduğu bilinmektedir. Dolayısıyla alıcıdaki detektör, saçılan bileşenlerden daha az güç alabildiği için RMS gecikmenin 13.98 ns'den 11.86 ns'e düştüğü gözlemlenmiştir.

Mobilyanın Etkisi: Mobilyanın olduğu kurulumda (VL15), mobilyanın, kanalın DC kazancını ve gecikme yayılmasını düşürdüğü gözlemlenmiştir. Fakat, önceki IR çalışmalarında [2.26] değinildiği gibi, kaynağın, detektör ve mobilyanın bağlı konumlarına bağlı olarak farklı CIR'ler gözlemlenebilir.

IR ve VL Kanal Modelleri: Benzer kurulumlarda VL ve IR için yapılan kanal dürtü yanıtlarının karşılaştırılması sonucunda (bkz. Şekil 2-16), IR kanalın RMS gecikme yayılımı ve DC kazancının VR kanallarında daha büyük olduğunu görülmektedir. Bu durumun, IR bandında yansıtma değerlerinin VL bandındakinden daha büyük olmasında kaynaklandığı anlaşılmaktadır (Şekil 2-12).

Bu çalışmada, VL ve IR kanalların nitelendirilmesi ve modellenmesi için *sıralı olmayan ışın izleme* yaklaşımı kullanılmıştır. İçi boş veya mobilyalı diktögen biçimindeki kapalı ortamlarda, farklı yerlere ve oryantasyonlarla yerleştirilmiş ışık kaynaklarının bulunduğu varsayılarak, ortaya çıkan VLC kanalların kanal dürtü yanıtları elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, çoklu verici kurulumlarında gecikme yayılımının arttığını göstermektedir. Ayrıca, alıcı ve verici konumlarının, kanal parametreleri üzerine büyük ölçüde etkisinin olduğu anlaşılmaktadır. Örneğin, alıcıdaki detektörün kenara konumlandırılması durumunda, gecikme yayılımının artmakta olduğu ve bunun temel nedeninin detektörün odanın kenarlardaki dağılımını daha fazla etkisi altında olmasından kaynaklandığı anlaşılmaktadır. Ayrıca buna benzer bir etkinin, detektörün oryantasyonunda bir değişiklik olduğunda da ortaya çıktığı gözlemlenmektedir. Elde edilen sonuçlar, özellikle, kapalı ortamda kullanılan yüzey malzemelerinin önemini daha da vurgulamaktadır. Yansıtırlığı küçük bir zemin türünün kullanılması durumunda az saçılıma sahip olunması nedeniyle gecikme yayılması önemli ölçüde azalmakta olduğu anlaşılmaktadır. VL ve IR kanallarının aynı kurulum için teke tek karşılaştırılması durumunda, IR kanallarının RMS gecikmesinin VL kanallarından büyük olduğunu göstermektedir.

Tablo 2-5 VL and IR bandında farklı kurulumlar için kanal parametreleri

Kurulum \ Kanal Parametreleri	T_{ir} (ns)	t_0 (ns)	t_{RMS} (ns)	H_0
VL1	54	20.48	13.98	6.93×10^{-6}
VL2	54	21.03	14.4	2.62×10^{-5}
IR1	61	22.94	16.19	8.85×10^{-6}
IR2	60	23.53	16.70	3.70×10^{-5}
VL3	55	20.34	13.61	5.89×10^{-6}
VL4	60	23.33	15.19	5.54×10^{-6}
VL5	52	21.70	11.94	1.69×10^{-6}
VL6	61	23.51	14.07	1.30×10^{-6}
IR3	60	23.64	16.05	8.50×10^{-6}
IR4	62	24.41	16.64	8.18×10^{-6}
IR5	56	25.24	13.75	2.65×10^{-6}
IR6	58	25.12	14.12	2.51×10^{-6}

VL7	50	17.34	12.92	2.94×10^{-5}
VL8	42	10.94	12.17	5.12×10^{-5}
IR7	58	20.47	15.98	3.73×10^{-5}
IR8	54	15.17	15.62	5.30×10^{-5}
VL9	47	18.70	11.86	6.62×10^{-6}
IR9	51	19.61	12.38	7.87×10^{-6}
VL10	54	20.94	13.19	1.35×10^{-5}
VL11	53	20.04	13.08	3.07×10^{-5}
VL12	50	20.13	12.21	5.58×10^{-5}
VL13	49	19.41	11.64	1.40×10^{-4}
IR10	61	24.25	16.20	1.76×10^{-5}
IR11	60	23.35	16.05	3.65×10^{-5}
IR12	61	24.28	16.33	6.88×10^{-5}
IR13	59	23.05	15.82	1.50×10^{-4}
VL14	60	21.03	15.81	1.55×10^{-5}
VL15	45	16.04	11.03	1.25×10^{-5}
IR14	74	25.43	20.67	1.87×10^{-5}
IR15	53	18.91	13.85	1.69×10^{-5}

Kurulum.	Ayrıntılar	Oda Boyutu (m ³)	Vericilerin konumları (m)	Alıcıların konumları (m)	Yansıtırlık (VL)	Yansıtırlık (IR)
VL1 IR1 (1)	Boş Oda 1 Aydınlatıcı	3×3×3	(0,0,3)	(0,0,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL2 IR2 (2)	Boş Oda 4 Aydınlatıcı	3×3×3	(0.75,0.75,3) (0.75,-0.75,3) (-0.75,0.75,3) (-0.75,-0.75,3)	(0,0,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL3 IR3 (3)	Boş Oda 1 Aydınlatıcı (Köşede)	3×3×3	(0,0,3)	(0.75,0.75,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL4 IR4 (4)	Boş Oda 1 Aydınlatıcı (Köşede)	3×3×3	(0,0,3)	(1.3,1.3,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL5 IR5 (5)	Boş Oda 1 Aydınlatıcı (Çevirim)	3×3×3	(0,0,3)	(0.75,0.75,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
					Duvar: Alçı	Duvar: 83%

VL6 IR6 (6)	Boş Oda 1 Aydınlatıcı (Çevirim)	3×3×3	(0,0,3)	(1.3,1.3,0)	Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Tavan: 83% Taban: 91%
VL7 IR7 (7)	Masa Lambasız Boş Oda 4 Aydınlatıcı	3×3×3	(0.75,0.75,3) (0.75,-0.75,3) (-0.75,0.75,3) (-0.75,-0.75,3)	(- 1.02,1.14,0.76)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi Masa: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91% Masa: 91%
VL8 IR8 (8)	Masa Lambasız Boş Oda 1 Aydınlatıcı	3×3×3	(0.75,0.75,3) (0.75,-0.75,3) (-0.75,0.75,3) (-0.75,-0.75,3) (-0.55,1.09,1.04)	(- 1.02,1.14,0.76)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi Masa: Çam Kerestesi Masa Lambası: Siyah Parlak Boya	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91% Desk: 91% Masa Lambası: 3.7%
VL9 IR9 (9)	Farklı Malzem Türleri	3×3×3	(0,0,3)	(0,0,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: [17]den ??	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL10 IR10 (10)	Boş Oda MIMO-VLC	3×3×3	(0.75,0,3) (-0.75,0,3)	(0,0,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL11 IR11 (11)		3×3×3	(0.375,0,3) (-0.375,0,3) (1.125,0,3) (-1.125,0,3)	(0,0,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL12 IR12 (12)		3×3×3	(0.375,0.75,3) (1.125,0.75,3) (0.375,-0.75,3) (1.125,- 0.75,3) (-0.375,0.75,3) (- 1.125,0.75,3) (-0.375,-0.75,3) (- 1.125,-0.75,3)	(0,0,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL13 IR13 (13)		3×3×3	(0.375,0.375,3) (1.125,0.375,3) (0.375,-0.375,3) (1.125,- 0.375,3) (-0.375,0.375,3) (- 1.125,0.375,3) (-0.375,-0.375,3) (- 1.125,-0.375,3) (0.375,1.125,3) (1.125,1.125,3) (0.375,-1.125,3) (1.125,- 1.125,3) (-0.375,1.125,3) (- 1.125,1.125,3) (-0.375,-1.125,3) (- 1.125,-1.125,3)	(0,0,0)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi	Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91%
VL14 IR14 (14)		Boş Oda	4.2×5.5×3	(1.05,1.375,2.9) (1.05,-1.375,2.9) (-1.05,1.375,2.9) (-1.05,-1.375,2.9)	(1.6,1.6,0.75)	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi
VL15 IR15 (15)	Salon	Duvar: Alçı Tavan: Alçı Taban: Çam Kerestesi Mobilya: Çam Kerestesi Pencere: Cam T.V.: Siyah Parlak Boya Radyatör: Aüiminyum Metali		Duvar: 83% Tavan: 83% Taban: 91% Mobilya: 91% Pencere: 8.5% T.V.: 3.7% Radyatör: 53%		

2.8 MIMO VLC Kanalların Modellenmesi

Bu bölümde, önceki çalışmamızda kullanılan düzenin, tavanda 4 LED'den oluşan aydınlatma elemanı ve masa üzerinde 4 detektör (masa üzerinde dizüstü bilgisayar ve USB bağlantılar da olacak şekilde) bulunan bir MIMO yapıya genişletilmesi göz önüne alınmış ve incelenmiştir. Bu çalışmada elde edilen kanal modelinde gerçek uygulamalarda karşılaşılabilecek parametreler de göz önünde bulundurulmuştur (Aydınlatma elemanının içerdiği LED çipi sayısı, oda içerisindeki objeler ve kablolama yapısı). Bu koşullar altında kanal dürtü yanıtının çıkarılmasının ardından ayrıca kapalı alan VLC erişim noktaları ile aydınlatma elemanları arasındaki kablolama yapısının bir sonucu olarak kablolarda oluşacak olan yayılım gecikmesinin kanal dürtü yanıtına eklenmesiyle birlikte seyrek yapıda yeni bir VL kanal dürtü yanıtı elde edilmiştir.

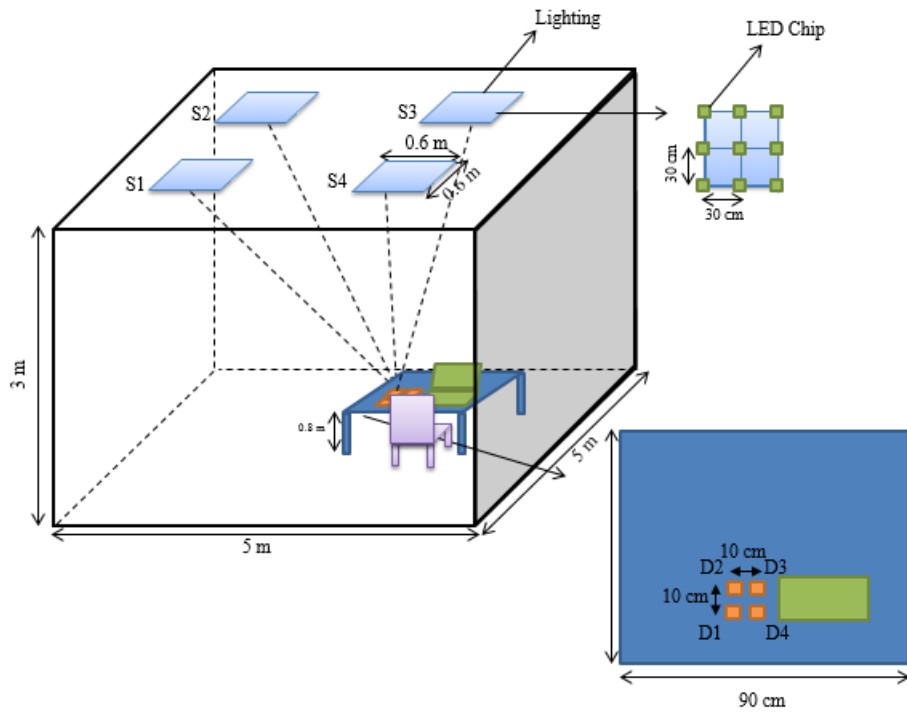
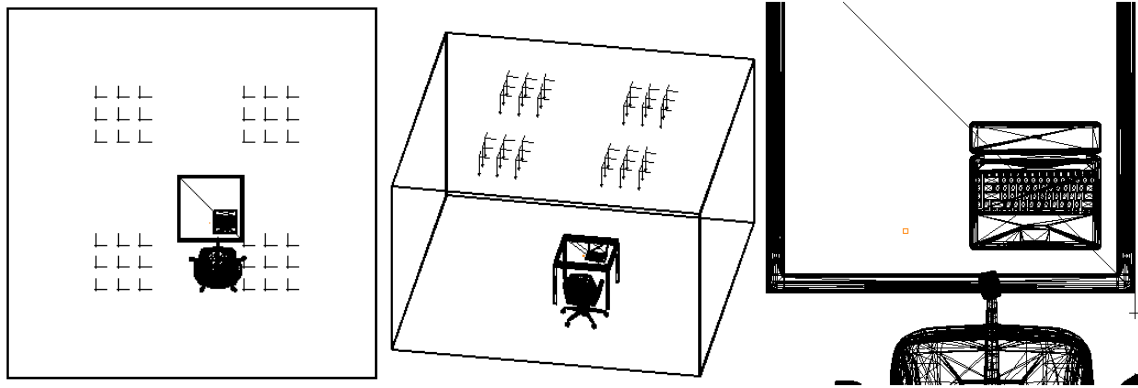
2.8.1 Kanal Modeli

Bu çalışmada MIMO VLC sistemleri için gerçekçi kanal modeli elde edilmiş ve kanal modeli iki farklı açıdan derinlemesine incelenmiştir. İlk olarak, MIMO yapısının VLC sistemlerine uygulanması durumunda pratikte oluşabilecek tüm problemlerin göz önünde alınması ikinci olarak ise, gerçekçi kapalı alan VLC kanalının modellenmesidir. Kapalı alan VLC sistemleri ofis ve ev gibi ortamlarda birden fazla LED aydınlatma elemanı kullanacaktır. Kanalın bu gibi ortamlar için modellenmesinde LED aydınlatıcı içerisindeki çip sayısı ile çipler arasındaki mesafe önem kazanmaktadır. LED aydınlatıcı içerisindeki çip sayısı ile çipler arasındaki mesafe MIMO sistemler için oluşturulan kanalın; DC kazanç, efektif gecikme yayılımı (RMS delay spread) ve ortalamaya ilave gecikmesi (mean excess delay) gibi parametrelerini doğrudan etkilemektedir. Dahası, güncel yayınlardaki [2.14-2.16] MIMO VLC sistemleri için elde edilen kanalların sabit malzeme yansıtırlığı, LED'lerde ideal Lambertian örüntüsü ve boş oda yapısı gibi gerçeklikten uzak özelliklere sahip olduğu açıkça görülmektedir. Aşağıda, MIMO VLC sistemleri için yukarıda belirtilen problemlerin tümünün göz önünde bulundurulduğu 4 alıcı ve 4 verici anteni içeren yapı için gerçekçi bir kanal dürtü yanıtı elde edilmiş ve sunulmuştur. Elde edilen kanal dürtü yanıtları optik aydınlatma ve aydınlanma teknolojileri tasarım yazılımı olan Zemax®'in ışın izlem yöntemi kullanılarak benzetim ortamında modellenen LED'lerden yayılan ışık ışınları ile ortamın etkileşiminden elde edilmiştir. Benzetim ortamı ve koşulları da Zemax® yazılımı aracılığıyla modellenmiş olup ortamın geometrisi, ortamdaki nesnelere yansıtırlık özellikleri, ortam yüzey malzemeleri ile yansıtırlık özellikleri, ortam içerisindeki yansıma yapısı, kaynakların özellikleri (LED'lerin iç özellikleri) ve alıcıların özellikleri (fotodiyotların iç özellikleri) gibi parametreler detaylıca seçilmiş olup [2.13], [2.17], Şekil 2-17'de gösterildiği gibi, 5mx5mx3m boyutlarında ve

literatürde orta ölçekli olarak geçen oda yapısı tek kullanıcının 4 verici ve 4 alıcı anten kullanımı durumu için incelenmiştir. [2.18] ve [2.19]'den görüldüğü üzere ideal durum olarak aydınlatıcı başına 100 LED çipi kullanımı verilmektedirken, sistem tarafımızca basitleştirilerek daha az LED çipi kullanılarak aynı kanal parametreleri elde edilebilmiştir. [2.18] ve [2.19]'a bağlı olarak, 30 cm aralıklı olacak şekilde 9 LED çipinden oluşan 4 aydınlatıcı tavana yerleştirilmiştir. Her bir LED çipi 5W güç ve 120° görüş açısıyla yayını yapmaktadır. Fotodiyotların (PD) görüş açısı (field of view, FOV) ve alıcının yüzey alanı sırasıyla 85° ve 1 cm² alınmıştır. 4 alıcı, 80 cm yüksekliğindeki bir masa üzerine yerleştirilmiş olup alıcılar arasındaki mesafe 10 cm'dir [2.14]. Duvar, tavan, zemin, masa, sandalye ve dizüstü bilgisayar yüzey malzemeleri ise sırasıyla; sıva, sıva, çam kerestesi, siyah parlak boya, siyah parlak boya, siyah parlak boya olacak şekilde seçilmiştir [2.17]. Kullanıcı ise verici antenlerine göre asimetrik bir şekilde konumlanmıştır. Buna ek olarak, masa üzerindeki alıcı anten konumları rastgele seçilmiştir. Tablo 2-6'da MIMO VLC yapısı için elde edilen kanal modelinin çeşitli parametreleri görülmektedir.

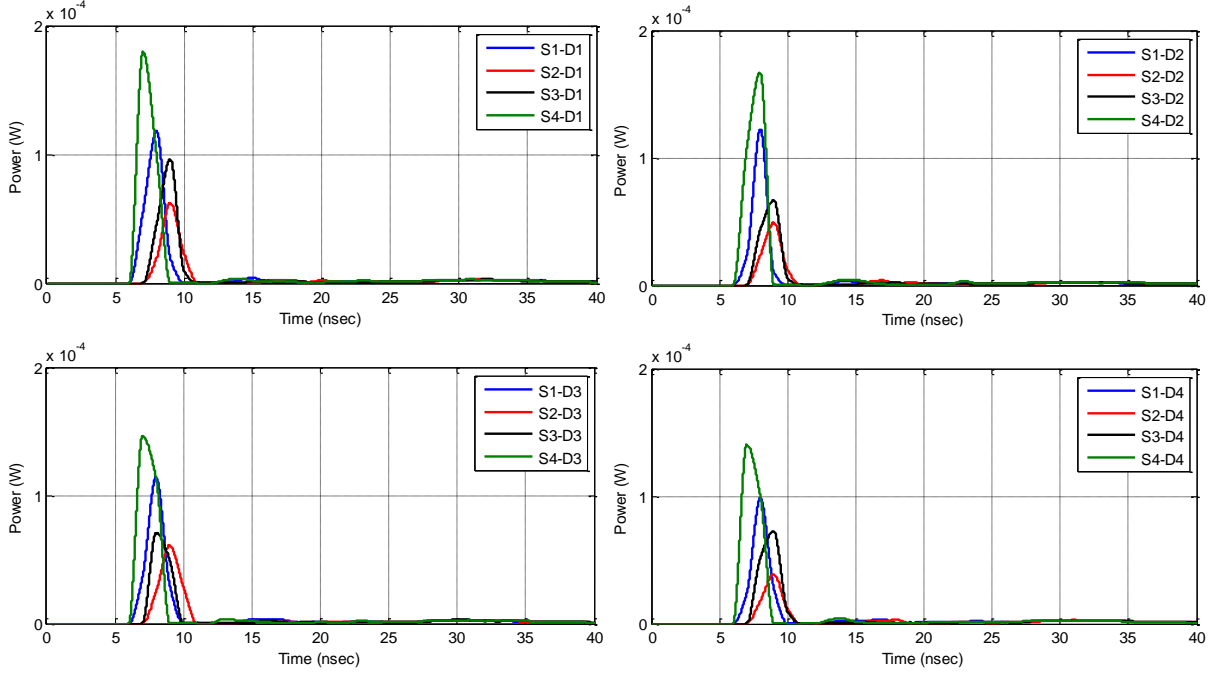
Tablo 2-6 Kurulum Parametreleri

Parametreler	Değerler
Oda boyutları	5×5×3
Aydınlatıcı sayısı	4
Aydınlatıcı başına düşen çip sayısı	9
Çiplerin modeli	Cree Xlamp® MC-E
Herbir çipin gücü	5 W
Aydınlatıcı konumları	(1.3,0.7,3) (1.3,-1.3,3) (-0.7,-1.3,3) (-0.7,0.7,3)
Fotodetektör (PD) konumları	(-0.14,-0.5,0.8) (-0.14,-0.4,0.8) (-0.24,-0.4,0.8) (-0.24,-0.5,0.8)
Aydınlatıcı görüş açısı	120°
PD'nin görüş açısı	85°
PD'nin yüzey alanı	1 cm ²
Malzemeler (Dalga boyu ilişkili yansıtıcılık)	Duvarlar: Plaster Tavan: Sıva Zemin: Çam kerestesi Masa: Çam kerestesi Sandalye: Siyah parlak boya Laptop: Siyah parlak boya

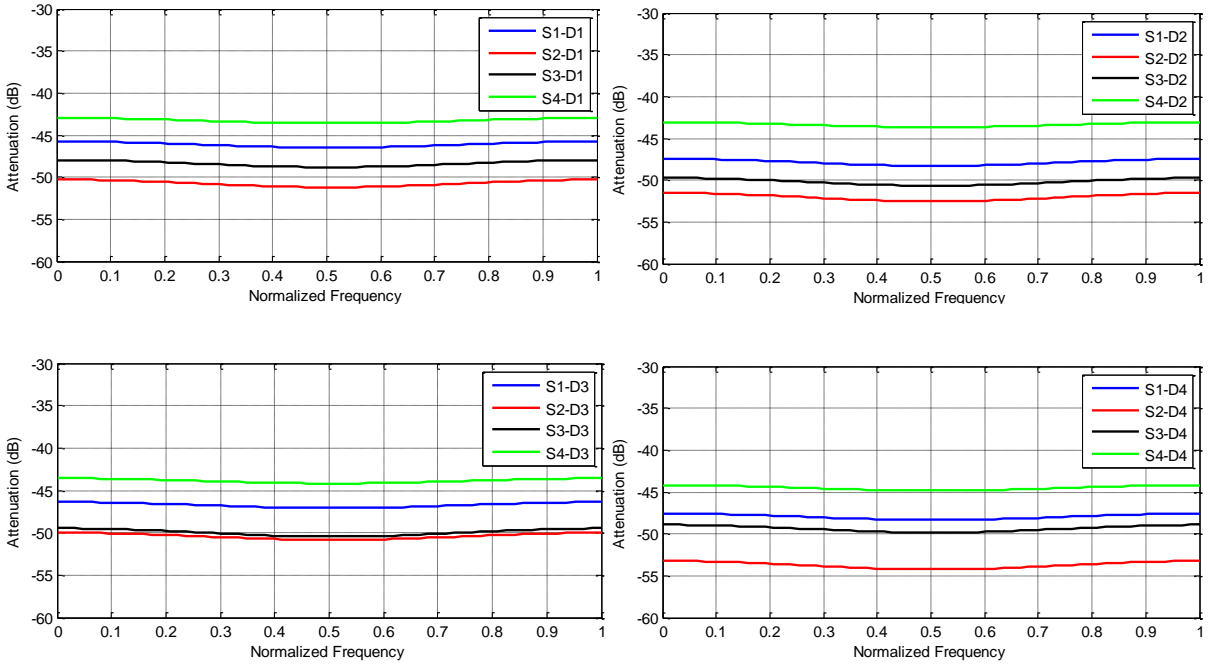


Şekil 2-17 Kapalı alan oda modeli

Her bir kanalın güç gecikme profili ve frekans yanıtları sırasıyla Şekil 2-18 ve 2-19'da gösterilmiştir (toplamda 16 kanal mevcuttur).



Şekil 2-18 4x4 MIMO sistem için güç gecikme profilleri



Şekil 2-19 4x4 MIMO sistem için kanal frekans yanıtları

Tablo 2-7'de her bir aydınlatıcı ile her bir detektör için kanal dürtü yanıtı parametreleri verilmiştir.

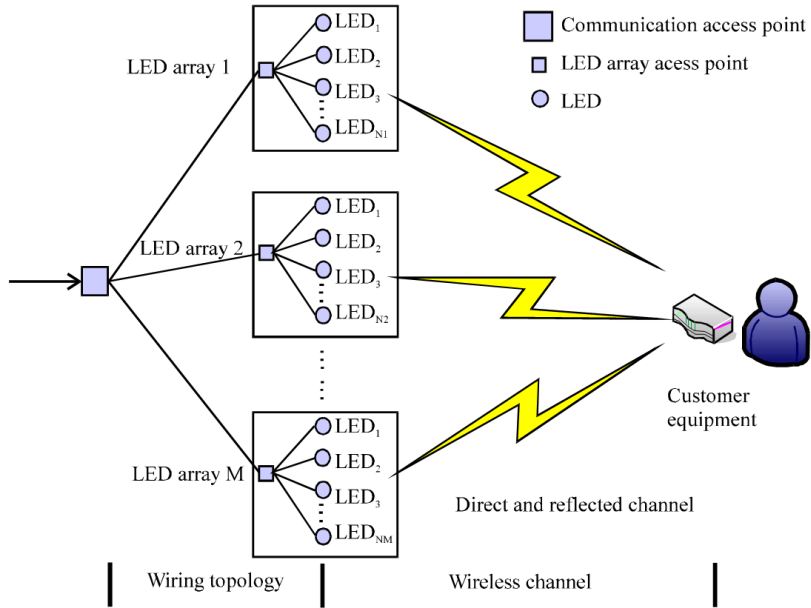
Tablo 2-7 Kanal parametreleri

Kanal	T_{ir} (ns)	t_0 (ns)	t_{RMS} (ns)	H_0
h ₁₁	39	13.27	9.48	2.46×10^{-4}
h ₁₂	40	13.83	9.90	2.04×10^{-4}
h ₁₃	38	13.23	9.27	2.28×10^{-4}
h ₁₄	39	14.07	9.77	2.02×10^{-4}
h ₂₁	41	16.56	10.73	1.52×10^{-4}
h ₂₂	41	17.20	11.04	1.33×10^{-4}
h ₂₃	40	15.67	10.28	1.55×10^{-4}
h ₂₄	42	17.99	11.44	1.12×10^{-4}
h ₃₁	40	14.51	9.96	1.92×10^{-4}
h ₃₂	41	15.64	10.63	1.60×10^{-4}
h ₃₃	40	15.15	10.52	1.64×10^{-4}
h ₃₄	40	14.91	10.25	1.74×10^{-4}
h ₄₁	37	11.73	8.64	3.32×10^{-4}
h ₄₂	37	12.01	8.56	3.29×10^{-4}
h ₄₃	37	11.79	8.56	3.10×10^{-4}
h ₄₄	38	11.99	8.85	2.90×10^{-4}

h_{ij} : i nci kaynak ile j nci alıcı arasındaki kanal katsayısı

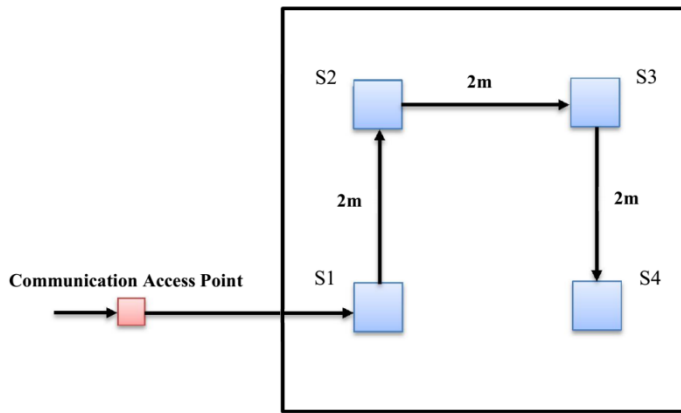
2.8.2 Kablolama Topolojisi

Tüm aydınlatıcıların aynı anda ışık yaydığı kabul edilmiştir. Açıkça görüldüğü gibi, tüm aydınlatıcılar kablolama topolojisindeki farklar dolayısıyla aynı anda ışık yaymaya başlayamayabilir. Bu nedenle, genel bir kanal modeli oluştururken bu problem göz önünde bulundurulmalıdır. Şekil 2-20'de görülebileceği gibi sinyal haberleşme erişim noktasından aydınlatıcıya (LED dizisi) kablo bağlantısı aracılığıyla hareket etmektedir [2.20].



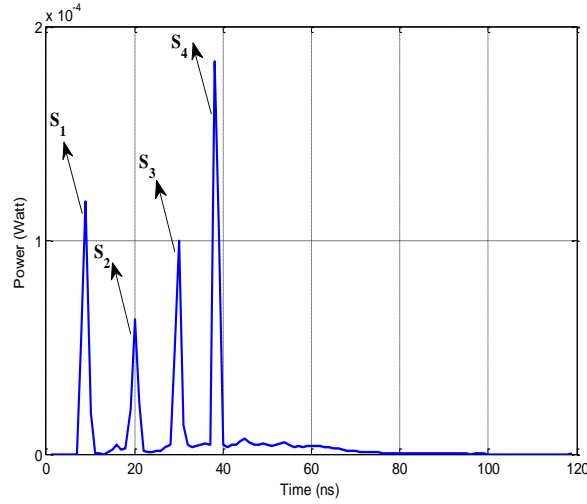
Şekil 2-20 Bağlantı noktası ile aydınlatma elemanı arası kablolama topolojisi

Benzetim sonuçlarına dayanarak, 5 m x 5 m x 3 m'lik odanın tavanında dört aydınlatıcı kullanılmıştır. Şekil 2-21'de kapalı alan ortamında kullanılan kablolama topolojisi görülmektedir. Her bir aydınlatıcı ile erişim noktası arasında 2m uzunluğunda CAT-5 tipi kablo kullanıldığı düşünülmüştür. Bu kablolama yapısı, 5 nano saniye/metre'lik bir gecikme yayılımı oluşturmaktadır [2.21].



Şekil 2-21 CAT-5 kullanılan kapalı alan kablolama topolojisi

Şekil 2-22, alıcıda gözlenen (D1) ve kablolama gecikmelerini (Şekil 2-21’de belirtilen) de göz önüne alan yapay çok-yollu kanal dürtü yanıtını göstermektedir.



Şekil 2-22 Kablolama yüzünden oluşan gecikmelerle birlikte oluşan kanal dürtü yanıtı

Kapalı alan VLC aydınlatıcı kablolaması nedeniyle oluşan ve Şekil 2-22’de belirtilen kanal dürtü yanıtının seyrek kanal yapısında olduğu gözlemlenmiştir. Özetle, elde edilen sonuçlardan kablolama topolojisinin kanal dürtü yanıtı eldesinde kesinlikle dikkate alınması gereken bir değişken oluşu anlaşılmaktadır. Buna ek olarak, gerçek sistemlerdeki kapalı alan VLC kanal dürtü yanıtı, kablolama nedeniyle oluşan gecikmeler sonucu seyrek bir kanal yapısına sahip olduğu görülmektedir.

2.9 Mobil VLC Kanalların Modellenmesi

Bu bölümde mobil kullanıcıları içeren görünür haberleşme sistemleri için gerçekçi bir kanal model teklif edilmektedir. Işın izleme tekniği ile öncelikle kapalı ortamda hareket eden kullanıcının izlediği yol üzerindeki her nokta için kanal dürtü yanıtı elde edilmekte ve daha sonra bir eğri uydurma (curve fitting) yöntemiyle VLC kanalın yol kaybı ve gecikme yayılımı için uzaklığın bir fonksiyonu olarak analitik ifadeler elde edilmektedir. Elde edilen sonuçlar alıcı gücünde büyük ölçülerde değişimler olduğunu göstermektedir

2.9.1 MOBİL VLC Kanal Modelleme Yaklaşımı

Yeni kuşak görünür ışıkla haberleşme sistemlerinde her yerde ve her zaman hazır (omni-present) LED'ler kullanılmaktadır. Bu türden LED'ler insan gözünün fark edemeyeceği kadar çok yüksek hızlara titreşerek çalışmaktadır. Dolayısıyla bu türden LED'lerle donatılmış bir kapalı ortam alt yapısı bir taraftan aydınlanma amacıyla kullanılırken diğer taraftan da ortamda kablosuz erişim noktaları olarak da hizmet verebilmektedir. Bu şekilde gerçekleştirilen telsiz erişim teknolojisi radyo frekanslı haberleşme teknolojisine bir alternatif veya tamamlayıcı olabilmektedir ve VLC konusunda yapılan yoğun araştırma ve yayınlara karşın kanal modelleme ve karakterizasyonu ile ilgili çok az sayıda çalışmaya raslanmaktadır [2.22-2.31]. Daha da ötesi, bu konuda yapılan çalışmaların hemen hemen tümü verici ve alıcının kapalı ortamda belli sabit noktalara yerleştikleri varsayılmaktadır [2.22-2.27] ve VLC kanallarının modellenmesinde mobilite göz önüne alınmaktadır [2.28-2.31]. Ancak bu türden çalışmalar, ideal Lambertian kaynak kullanımı ve tamamen dağılı yansıma etkisi gibi bir takım basitleştirilmiş varsayımlar altında gerçekleştirilmiştir. [2.28, 2.29, 2.31]'de yapılan diğer basitleştirilmiş bir varsayım kapalı ortamın duvar, döşeme, vs. gibi yüzey elemanlarının yansıma katsayılarının değişmediğidir. Bu varsayımın, kızılötesi bandlar için geçerli olmasına karşın, gerçek VLC kanal modellemesinin optik dalga boyuna bağımlılığı göz önüne alınmalıdır. Ayrıca yapılan çalışmaların çoğunda kapalı ortamın tamamen boş olduğunu varsayarak, bu ortamda olması gereken eşya, insan ve diğer neslerin varlığını ihmal etmektedir.

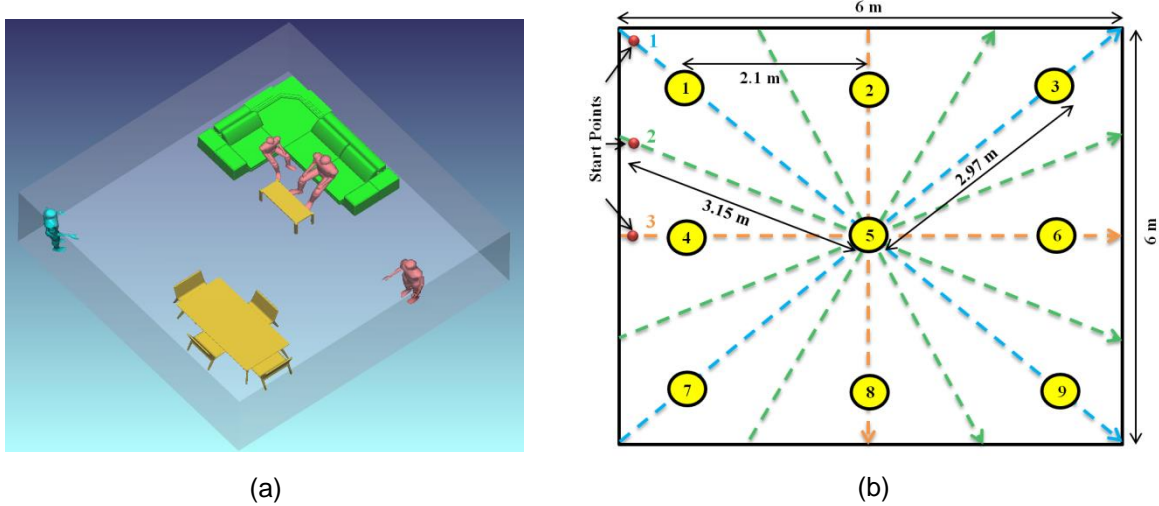
Bu bölümde, önceki çalışmalarda karşılaşılan sınırlamaları ortadan kaldıran, gerçekçi mobil VLC kanallarının modellenmesi üzerinde yaptığımız çalışmaların sonuçları sunulmaktadır [2.27]. Bu çalışmalarımızda önceki statik VLC kanal senaryoları için elde ettiğimiz sonuçlar geliştirilerek, modellemede her türden yansımalar (saçılma, direct ve karıştırılmış) göz önüne alınmaktadır.

Ayrıca bu çalışmalar Lambertian kaynaklarla sınırlı olmayıp herhangi ideal olmayan ışık kaynaklarını da içermektedir. Daha da ötesi, bu çalışmalarda teklif edilen teknik, klasik ışın izleme yöntemlerine kıyasla daha az hesaplama karmaşıklığına sahip olup, dolayısıyla daha iyi modelleme doğruluğuna erişmek için çok daha fazla sayıda yansımaların kullanılmasını olanaklı kılmaktadır [2.27].

Bu çalışmada çoklu aydınlatma araçlarının, eşyaların ve insanların bulunduğu bir kapalı ortam göz önüne alınmaktadır. Bu ortam içindeki kişiler ellerinde tuttıkları cep telefonlarıyla ortam içinde belli bir yörüngede hareket etmektedirler. Çalışmada öncelikle bu yörünge üzerindeki noktalar için kanal dürtü yanıtı ve efektif gecikme yayılımı için uzaklığın bir fonksiyonu olarak kapalı formda analitik

ifadeler elde edilmektedir. Bu çalışmalar alıcı gücünde büyük değişimler olduğunu göstermektedir.

Bu çalışmada, Zemax® yazılımının ışın izleme niteliğinden yararlanarak [2.27]'de geliştirilmiş olan, VLC kanal modelleme yaklaşımı kullanılacaktır. Bu amaçla ilk adım olarak üç boyutlu bir kapalı ortam benzetimi yaratılarak, ortamın geometrisi belirlenecek ve bu ortamda bulunan kişilerin, eşyaların ve diğer nesnelerin CAD modelleriyle entegre edilecektir. Hazırlanan yazılım programının girdilerine ek olarak, ortamın yüzey elemanlarının yansımaya karakteristikleri (döşeme, tavan duvarlar, eşyalar, vs.), kullanılacak ışık kaynaklarının ve detektörlerin özellikleri gibi bilgiler sağlanacaktır.



Şekil 2-23 a) Göz önüne alınan çalışma odası (b) Hareket Eden nesnelerin izledikleri yollar. Sarı renkli yuvarlaklar aydınlatma elemanlarını göstermektedir.

Hazırlanan bilgisayar benzetiminde, Şekil-2.23-a'da gösterildiği gibi, 6m×6m×3m boyutlarında çam döşemeli, duvarları ve tavanı plastik boya ile kaplı bir çalışma odası gözönüne alınmaktadır. Odadaki masa, iskemleler çamdan yapılmış olup, koltuk takımı için pamuk ve kahve masası için ise cam kullanılmıştır. Ortamda bulunan insanlar, CAD nesnelere olarak modellenmiş olup, vücutlarının farklı kısımları farklı yüzey maddelerinden oluşacak biçimde tasarlanmıştır. Özellikle, insanların el ve başlarının yutucu (absorbing) nesnelere olarak modellendiği ve giyeceklerinin pamuklu ve ayakkabılarının da siyah deriden oluştuğu varsayılmaktadır. Aydınlatıcıların, piyasada bulunabilecek LED (Cree® CR6-800L)'lerin tavana eşit aralıklarla ve 40° lik yarım görüş

açısıyla yerleştirildiği varsayılmaktadır. Benzetimde kullanılan aydınlatıcı elemanların her birinin optik gücü 11 Watt olarak seçilmiştir. Bu yaklaşık 153 lux'lük bir aydınlatma düzeyi sağlamakta olup, tipik ev aydınlanmaları için uygun bir aydınlanma düzeyi sağlamaktadır (Ek'te verilen Şekil-2.27-b'ye bakınız).

Kaynaktan alıcıdaki detektöre kadar izlenecek her ışın yolu için yol uzunluğu ve sezilen güç düzeyi Zemax®'in ardışıl olmayan ışın izleme niteliğinden yararlanarak hesaplanmaktadır. Bu bilgiler daha sonra ışık kaynağı ile her detektör arasındaki kanal dürtü yanıtını elde etmede kullanılmaktadır. Detektör, kanal dürtü yanıtının hesaplanmasının istendiği her hangi bir noktaya yerleştirilebilir. Şekil 2.23-b'de gösterildiği gibi, tasarlanan kapalı ortamdaki her insanın farklı bir yol boyunca hareket ettiği varsayılmaktadır. Ayrıca insanların cep telefonlarını ellerinde ve kulaklarına yakın olacak biçimde tuttıkları ve detektörlerin telefonlarının içine yerleştirildikleri varsayılmaktadır. Özellikle, her detektörün 1.8 m yükseklikte ve 45° derece döndürülmüş konumda bulunduğu varsayılmaktadır. Görüş alanı 85° and detektör alanı 1 cm² olarak seçilmiştir.

2.9.2 Yol Kaybı ve RMS Gecikme Yayılmı Modeli

Yukarıda özetlenen yaklaşıma ve hazırlanan benzetim senaryosuna bağlı olarak, 40 cm aralıklarla herbir yol (trajectory) üzerindeki tüm noktalar için $h(t)$ ile gösterilen kanal dürtü yanıtları elde edilmektedir. Yol kaybı ise

$$PL = -10 \log_{10} \int_0^T h(t) dt \quad 2.6$$

ilişkisinden hesaplanmaktadır. Şekil 2.24'de seçilen ve hesap yapılacak 3 farklı yol gösterilmektedir. Eğri uydurma tekniği kullanarak PL için aşağıdaki analitik ifadeyle temsil edilebilir.

$$PL = \sum_{j=1}^n k_j \sin(l_j d + m_j) \quad 2.7$$

(2.7)'de, d ortamdaki bir kişinin başlangıç noktasından uzaklığını ve n ise aşağıdaki ilişkiden hesaplanmalıdır.

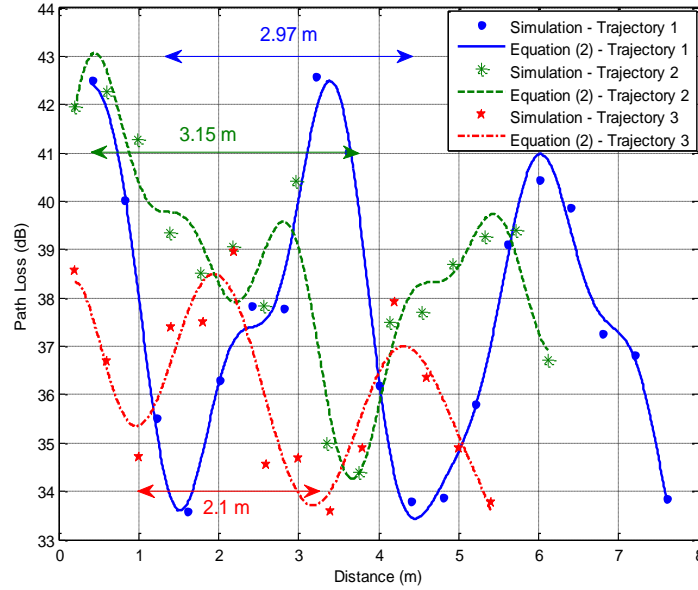
$$n = \begin{cases} 2\sqrt{N_t} & \text{yörünge 1} \\ \sqrt{N_t} + 1 & \text{yörünge 2 ve 3} \end{cases} \quad 2.8$$

Bu ilişkide N_t aydınlanma elemanlarının sayısını göstermekte olup bununla ilgili katsayılar k_j , l_j ve m_j Tablo 2-8'de verilmiştir.

Tablo 2-8 6 m × 6 m × 3 m oda büyüklüğü için katsayılar

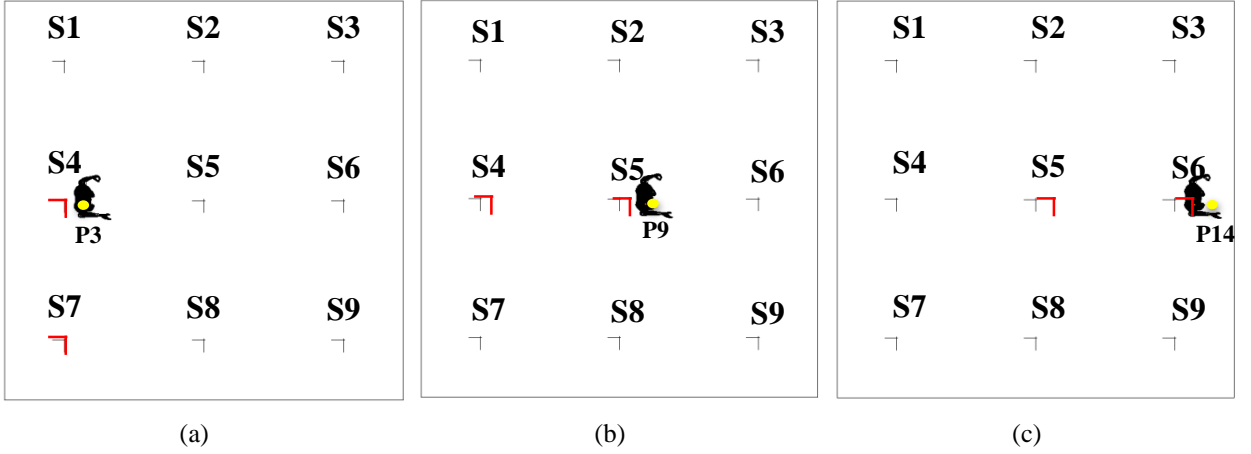
Trajectory 1					
k_1	198.10	l_1	0.26	m_1	1.00
k_2	160.90	l_2	0.30	m_2	4.05
k_3	1.17	l_3	1.33	m_3	3.75
k_4	3.38	l_4	2.19	m_4	0.82
k_5	0.83	l_5	3.70	m_5	0.59
k_6	0.94	l_6	4.83	m_6	-2.43
Trajectory 2					
k_1	92.20	l_1	0.37	m_1	0.29
k_2	55.58	l_2	0.52	m_2	2.90
k_3	1.49	l_3	2.87	m_3	0.07
k_4	0.99	l_4	4.79	m_4	-6.25
Trajectory 3					
k_1	84.44	l_1	0.70	m_1	-0.45
k_2	64.33	l_2	1.13	m_2	1.40
k_3	138.90	l_3	2.02	m_3	1.78
k_4	125.10	l_4	2.08	m_4	4.73

Şekil-2.24'den görüleceği gibi, insan 1 numaralı yol boyunca (şekilde mavi renkle gösterilmiştir) hareket ederken, ışık kaynağında uzaklaşır yönde hareketinde alıcı optik güç azalmakta ve diğer ışık kaynağına yaklaşırken ise artmaktadır. Yol kaybının art arda gelen iki tepe noktası arasındaki uzaklık 2.97 m olup, bu yol üzerindeki komşu iki aydınlatma elemanının arasındaki uzaklığa eşittir. Bu, üç aydınlatma elemanının konumlandırıldığı 3. yol (kırmızı renkle gösterilen yol) için 2.1 m'ye düşmektedir. Tek bir aydınlatma elemanının (5. LED) konumlandırıldığı 2. yol (yeşil renkle gösterilmiştir) üzerinde ise yol kaybı en küçük değeri olan 3.64 m'ye ulaşmaktadır. En küçük ve en büyük yol kaybının olduğu uzaklığın ise 3.15 m olduğu görülmekte olup, bu uzaklık merkez aydınlatma elemanının uzaklığına karşı düşmektedir.



Şekil 2-24 1, 2 ve 3 yörüngeler boyunca yol kaybının uzaklığa göre değişimi

3. yörünge için, en büyük kanal katsayıları arasında bir farkın olduğu görülmektedir. Bu nedenle, her aydınlatma elemanının yüzde olarak alıcıya katkısının incelenmesi gerekir (Şekil 2-25'e bakınız). Tablo 2-9'da hareket eden insanların 3 farklı konumu için oluşan kanal katsayılarına aydınlatma elemanlarının katkılarını göstermektedir. Tabloda verilen sonuçlardan, P3 için kanal katsayılarına ana katkının (S4, S7) den geldiği, P9 ve P14 için ise bu katkıların sırasıyla (S4, S5) ve (S5, S6) dan geldiği görülmektedir. S4 vericisinin duvara yakın olması nedeniyle, P3 deki detektörün duvarlardan yansıyan ışınların katkısı sonucunda, P9 ve P14'dekilere kıyasla enbüyük kanal katsayılarında bir düşmenin olduğu görülmektedir. Detektörün yansımaz ve zayıflamamış ışınları alması nedeniyle en büyük kanal katsayısının erişebileceği en büyük değer in P9 konumunda gerçekleştiği anlaşılmaktadır.



Şekil 2-25 Yürüyen bir insan için farklı konumlara yerleştirilmiş aydınlatma elemanlarının kanal katsayılarına yüzde olarak katkıları (a) P3 (b) P9 (c) P14

Tablo 2-9 6 m × 6 m × 3 m boyutlarında bir oda içinde farklı konumlara yerleştirilmiş aydınlatma elemanlarının kanal katsayılarına yüzde olarak katkıları

	P3 (-80, 2000)		P9 (-80, -400)		P14 (-80, -2400)	
	H_0	Katkı Yüzdesi (%)	H_0	Katkı Yüzdesi (%)	H_0	Katkı Yüzdesi (%)
S1	5.97×10^{-6}	1.76	4.68×10^{-6}	1.07	4.55×10^{-6}	1.08
S2	3.18×10^{-6}	0.94	3.48×10^{-6}	0.80	4.18×10^{-6}	0.99
S3	2.38×10^{-6}	0.70	2.77×10^{-6}	0.63	5.44×10^{-6}	1.29
S4	3.02×10^{-4}	89	2.56×10^{-5}	5.85	4.58×10^{-6}	1.09
S5	5.30×10^{-6}	1.56	3.73×10^{-4}	85.30	1.77×10^{-5}	4.20
S6	3.35×10^{-6}	0.99	4.33×10^{-6}	0.99	3.68×10^{-4}	87.32
S7	9.15×10^{-6}	2.70	1.27×10^{-5}	2.90	5.83×10^{-6}	1.39
S8	5.17×10^{-6}	1.52	7.09×10^{-6}	1.62	5.73×10^{-6}	1.36
S9	2.81×10^{-6}	0.83	3.68×10^{-6}	0.84	5.41×10^{-6}	1.28

Kanalın RMS gecikme yayılımının efektif (RMS) değeri

$$t_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (t - t_0)^2 h(t) dt}{\int_0^{\infty} h(t) dt}} \quad 2.9$$

biçiminde tanımlanır. Burada t_0 ortalama gecikme dağılımını göstermektedir. Bir eğri uydurma tekniğini kullanarak bu şu şekilde ifade edilebilir.

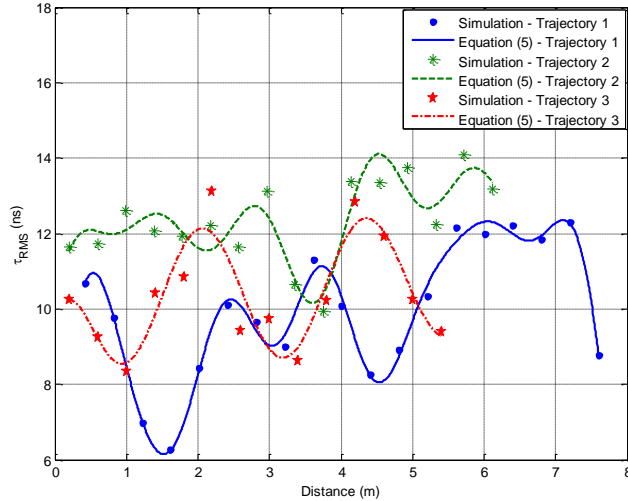
$$t_{RMS} = \sum_{j=1}^n a_j \sin(v_j d + w_j) \quad 2.10$$

Bu ilişki n (2.7)'de verilmiş olup bu gösterimle ilgili katsayılar u_j , v_j and w_j Tablo 2-10'da görülebilir.

Tablo 2-10 6 m × 6 m × 3 m oda ölçüleri için (2.10)'daki katsayılar

Yörünge 1					
u_1	15.81	v_1	0.42	w_1	-0.25
u_2	6.27	v_2	0.79	w_2	1.45
u_3	8.02	v_3	2.64	w_3	-1.71
u_4	10.13	v_4	2.84	w_4	0.49
u_5	3.86	v_5	3.29	w_5	1.64
u_6	0.46	v_6	5.01	w_6	1.70
Yörünge 2					
u_1	18.84	v_1	0.41	w_1	0.17
u_2	7.32	v_2	0.80	w_2	2.04
u_3	0.77	v_3	3.11	w_3	-0.14
u_4	0.74	v_4	4.37	w_4	-5.03
Yörünge 3					
u_1	18.90	v_1	0.59	w_1	-0.30
u_2	10.32	v_2	1.08	w_2	1.30
u_3	185	v_3	2.31	w_3	0.50
u_4	184.90	v_4	2.32	w_4	3.61

İncelenen kanalın üç farklı yörünge için gecikme yayılımının efektif değerleri Şekil 2.26'da gösterilmiştir. İnsanların oda içine yerleştirilmiş aydınlatma elemanlarından uzaklaştığı durumlarda efektif gecikme yayılımının arttığı ve yaklaştığında ise azaldığı gözlemlenmektedir. Bunun temel nedeninin, LED'lerden gelen optik sinyallerin alıcıya varış zamanlarındaki farkın, hareket eden insanın aydınlatma elemanına yakın olduğu zaman daha küçük olmasında kaynaklandığı anlaşılmaktadır.



Şekil 2-26 Efektif gecikme yayılımının 1, 2 ve 3 nolu yörüngeler boyunca uzaklığa göre değişimi

Farklı durumlar için (2.7) ve (2.10)'nun doğru sonuç verdiğini kanıtlamak için, ayrıca boyutları 9 m × 9 m × 3 m ve 12 m × 12 m × 3 m olan iki farklı kapalı ortam örneği göz önüne alınmaktadır. Bu ortama, istenen aydınlanma düzeyini gerçekleştirmek için (örneğin Şekil 2-28 d ve f'de

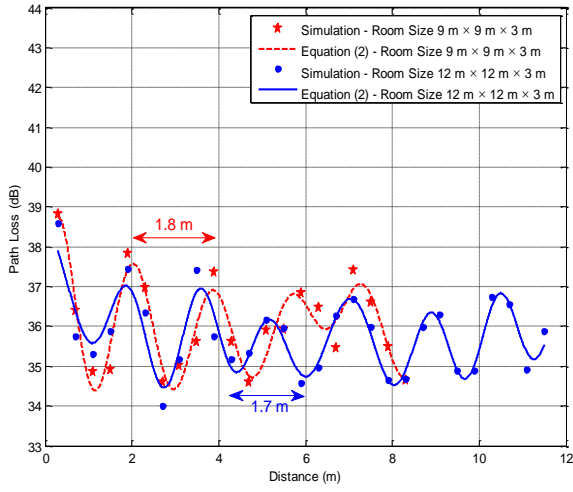
gösterildiği gibi 153 Lüks) eşit aralıklarla 25 ve 49 aydınlatma elemanının yerleştirildiği varsayılmaktadır. Şekil 2-27'de her iki oda için 3. yörünge boyunca efektif gecikme yayılımı ve yol kayıpları gösterilmektedir. Bu değerlerin (2.7) ve (2.10) ilişkilerinde elde edilebileceği kolayca görülebilir. Bunlarla ilgili katsayılar (k_j , l_j , m_j) ve (u_j , v_j , w_j) sırasıyla Tablo 2-11 ve Tablo 2-12'de verilmektedir.

Tablo 2-11 9 m × 9 m × 3 m ve 12 m × 12 m × 3 m boyutlarındaki odalar için (2.7) ilişkisinden hesaplanan katsayılar

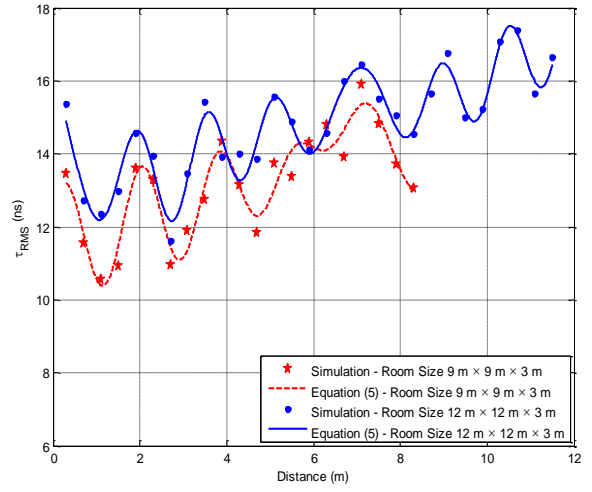
Oda Boyutu 9 m × 9 m × 3 m					
k_1	54.89	l_1	0.31	m_1	0.20
k_2	20.79	l_2	0.62	m_2	2.00
k_3	2.39	l_3	1.46	m_3	1.37
k_4	1.34	l_4	2.13	m_4	1.34
k_5	1.75	l_5	2.95	m_5	0.80
k_6	2.01	l_6	3.32	m_6	1.81
Oda Boyutu 12 m × 12 m × 3 m					
k_1	64.43	l_1	0.18	m_1	0.68
k_2	29.68	l_2	0.30	m_2	3.21
k_3	2.80	l_3	1.07	m_3	2.12
k_4	2.18	l_4	1.26	m_4	4.21
k_5	30.58	l_5	2.10	m_5	2.50
k_6	30.72	l_6	2.10	m_6	5.61
k_7	0.89	l_7	3.62	m_7	1.21
k_8	-0.23	l_8	4.52	m_8	1.38

Tablo 2-12 9 m × 9 m × 3 m and 12 m × 12 m × 3 m boyutlarındaki odalar için

Oda Boyutu 9 m × 9 m × 3 m					
u_1	24.36	v_1	0.26	w_1	1.12
u_2	20.74	v_2	0.55	w_2	3.53
u_3	8.85	v_3	0.74	w_3	6.10
u_4	1.06	v_4	3.63	w_4	-0.02
u_5	0.41	v_5	3.89	w_5	0.93
u_6	-0.40	v_6	2.75	w_6	-6.75
Oda Boyutu 12 m × 12 m × 3 m					
u_1	41.00	v_1	0.12	w_1	1.83
u_2	22.60	v_2	0.26	w_2	4.38
u_3	2.32	v_3	0.85	w_3	3.85
u_4	1.07	v_4	1.16	w_4	5.23
u_5	0.93	v_5	3.60	w_5	1.40
u_6	0.41	v_6	4.49	w_6	-1.69
u_7	1.28	v_7	2.65	w_7	2.06
u_8	0.99	v_8	2.72	w_8	4.79



(a)



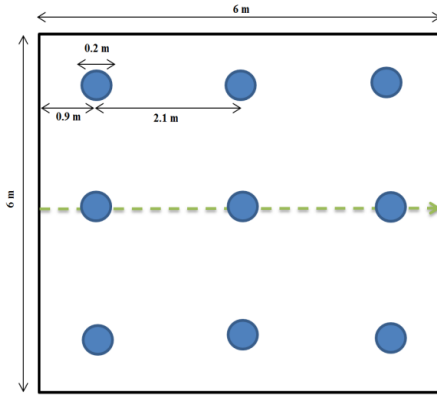
(b)

Şekil 2-27 Boyutları 9 m × 9 m × 3 m ve 12 m × 12 m × 3m olan iki kapalı ortam için

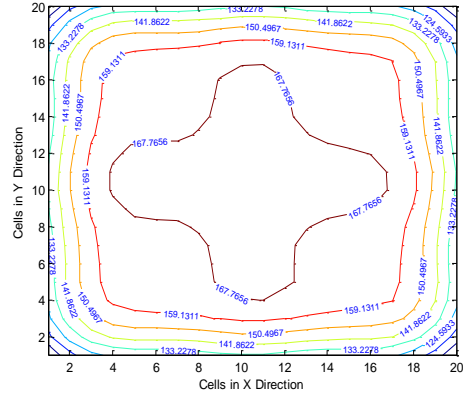
2.9.3 Sonuçlar

Bu bölümde mobil VLC kanallarının modellenmesi için geliştirdiğimiz ardışıl olmayan ışın izleme tekniğine dayanan yeni ve özgün bir teknik sunulmakta ve ayrıntılar açıklanmaktadır. Gerçekçi bir kanal modelleme için farklı yansıma tipleri için dalga boyuna bağımlılık göz önüne alınmaktadır. Halen ticari olarak piyasalarda var olan ışık kaynaklarını, mobilyalı bir kapalı ortamı ve bu ortamda hareket eden insanların CAD modelleri hazırlanan bilgisayar benzetim programında kullanılmıştır. Bu gerçekçi ortamda, kullanıcı belli bir yörüngede hareket ederken kanalın dürtü yanıtı elde edilmekte ve ayrıca yol kaybı ve kanal gecikmesi için kapalı analitik ifadeler çıkarılmaktadır.

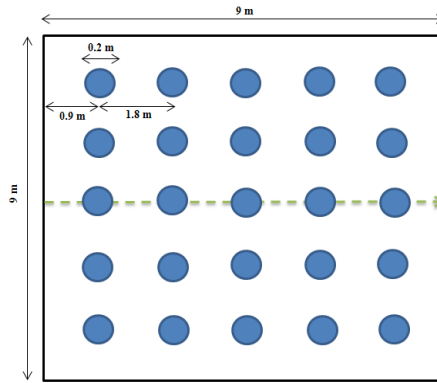
2.9.4 Ekler



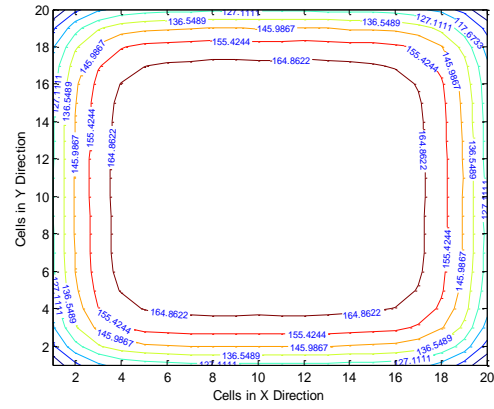
(a)



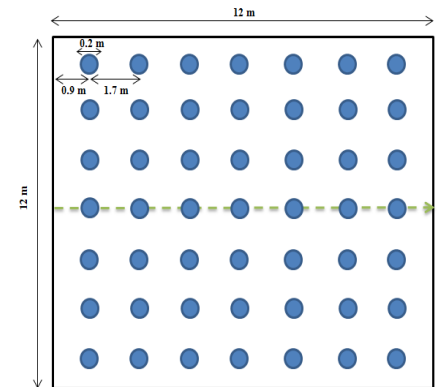
(b)



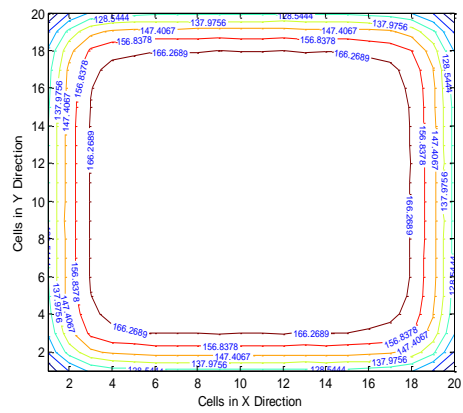
(c)



(d)



(e)



(f)

Şekil 2-28 Işık kaynaklarının dağılımı ile aydınlatma seviyeleri

3 MIMO-SM, OFDM-IM VE MIMO-OFDM TABANLI GÖRÜNÜR IŞIKLA HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN TASARIMI VE TEMEL BAŞARIM SINIRLARININ BELİRLENMESİ

3.1 Giriş

VLC sistemleri için kullanılan LED'lerden elde edilen ışık dalgasının genliğini ya da fazını modüle ederek fotodiyotlar ile bu modülasyonlara ilişkin veriyi sezme olasılığıdır. Dolayısıyla, LED'lerin ve fotodiyotların fiziksel özellikleri göz önüne alındığında, VLC sistemi yoğunluk modülasyonu/doğrudan sezim (intensity modulation/direct detection, IM/DD) gerçekleştiren bir sistem olarak modellenilebilir. Bunun sonucu olarak VLC sistemi için bilgi yalnızca işaretin yoğunluğu ile iletilebilir. Buna ek olarak VLC sistemlerde doğrudan uygulanabilecek olan modülasyon yapıları ise aç-kapa anahtarlama (on-off keying, OOK) ve darbe genlik modülasyonu (pulse amplitude modulation, PAM) gibi tekniklerle sınırlanacaktır. Artan veri hızları ise ortaya simgeler arası girişim (intersymbol interference, ISI) problemlerini çıkarmaktadır. Dik frekans bölmeli çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), telli ve telsiz birçok geniş bantlı iletişim sisteminde ISI'ya karşı oldukça dirençli olmasından dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır. OFDM hem ISI ile etkili bir şekilde başa çıkabilmekte hem de kanal denkleştirme karmaşıklığını hatırı sayılır derecede düşürebilmektedir. OFDM sağladığı bu avantajlarından ötürü optik kanallarda da OOK ve PAM tekniklerine alternatif olarak kullanılmaya başlamıştır [3.1].

Tipik (optik olmayan) OFDM sistemlerinde bilgi elektriksel alanda taşınmakta olup iletilen işaret karmaşık ve çift kutupludur (bipolar). Alıcı tarafında ise lokal osilatör kullanılarak eşzamanlı sezim gerçekleştirilmektedir. Ancak IM/DD ilkesine göre çalışan bir VLC sistem için iletilecek işaretler gerçek ve pozitif değerli (unipolar) olmalıdır. Frekans bölgesinde OFDM çerçevesi oluşturulurken ilerideki kısımlarda ayrıntı bir şekilde ele alınacak olan Hermitian simetri özelliği kullanıldığında ters hızlı Fourier dönüşümü (inverse fast Fourier transform, IFFT) işlemi sonrası gerçek OFDM işaretlerinin elde edilmesi mümkün olmaktadır [3.2]. Ne yazık ki Hermitian simetri neticesinde frekans bölgesindeki taşıyıcıların yarısı ile bilgi iletme mümkün olmamakta ve tipik OFDM'e kıyasla %50'lik bir spektral verimlilik kaybı yaşanmaktadır. Ancak iletilecek işaretlerin hem gerçek hem de pozitif değerli olması zorunluluğu göz önünde bulundurularak IM/DD OFDM sistemleri için ilk aşamada, doğru-akım sapmalı optik OFDM (direct current biased optical OFDM, DCO-

OFDM) [3.3] ve asimetrik kırılmış optik OFDM (asymmetrically clipped optical OFDM, ACO-OFDM) [3.4] olarak adlandırılan iki temel yaklaşım önerilmiştir.

DCO-OFDM'de iletilecek işareti pozitif hale getirmek için IFFT dönüşümü sonrası zaman bölgesindeki çift kutuplu işaretlere uygun genlikte bir DC eklemesi yapılmaktadır. Örneğin

$$s[n]=[-1.5 \ 2 \ 5 \ -3.5 \ -2 \ 1.5 \ 0.5 \ -0.5] \quad 3-1$$

işaretini tek kutuplu (pozitif değerli) şekle getirmek için en yüksek mutlak genliğe sahip negatif değerli işaretin (-3.5) genliği tüm işaretlerin üzerine eklenerek

$$s^{DC}[n]=[2 \ 5.5 \ 8.5 \ 0 \ 1.5 \ 5 \ 4 \ 3] \quad 3-2$$

pozitif işareti elde edilebilir. Ancak $s[n]$ işaretinin iletimi için gereken ortalama güç $E[s[n]^2]=6.3$ W iken bu değer $s_{DC}[n]$ için $E[s[n]^2]=19.8$ W olmaktadır. Dolayısıyla DCO-OFDM tekniği sistemin güç gereksinimini hatırı sayılır derecede arttırmaktadır. DCO-OFDM'de uygulanacak olan DC gerilimin değeri OFDM işaretinin tepe-ortalama güç oranına (peak-to-average power ratio, PAPR) dolaylı olarak bağlı olup, OFDM'in genel olarak yüksek PAPR'a sahip olması nedeniyle bu DC gerilimin değeri genellikle büyük olmaktadır. Bu durum DCO-OFDM'i yukarıdaki örnekten de görüldüğü üzere güç bakımından verimsiz kılmaktadır. Düşük değerli bir DC gerilimin kullanılması ise zaman bölgesindeki işaretin negatif değerlerinin kırılmasına neden olarak taşıyıcılar arası girişime neden olmaktadır.

DCO-OFDM tekniğine alternatif olarak önerilen ACO-OFDM tekniğinde ise FFT dönüşümünün özellikleri kullanılarak yalnızca tek indisli alt taşıyıcılar ile bilgi iletilmektedir. Bu durumda IFFT dönüşümü sonrası zaman bölgesindeki OFDM çerçevesi içerisindeki pozitif ve negatif değerli işaretler simetrik bir yapıya sahip olmakta ve bilgi kaybı olmaksızın negatif değerler atılarak VLC kanal üzerinden iletim gerçekleştirilmektedir. ACO-OFDM, DCO-OFDM'den daha iyi bir güç verimliliğine sahip olmasına karşın bant verimliliği DCO-OFDM'in yarısı kadardır. Örneğin, M - QAM kullanan DCO-OFDM ile aynı bant verimliliğine ulaşmak için ACO-OFDM'de M^2 -QAM modülasyonu kullanılmalıdır.

Literatürde bu iki yaklaşıma alternatif olarak önerilmiş bazı yeni sistemler de bulunmaktadır [3.5-3.7]. Tek kutuplu OFDM (unipolar OFDM, U-OFDM) [3.8] ve eşdeğeri olan Flip-OFDM [3.9]

sistemlerinde DC gerilim ekleme işleminden kaçınmak için çift kutuplu işaretlerden oluşan OFDM çerçevesi, yalnızca pozitif ve yalnızca negatif değerli işaretleri içeren iki ayrı çerçeveye ayrılarak bu çerçevelerin ardı ardına gönderilmesi ilkesine dayanmaktadır. Burada negatif çerçevedeki işaretlerin mutlak değerleri VLC kanaldan gönderilmektedir. Ancak OFDM çerçeve boyutunun iki katına çıkarılması sonucu U-OFDM sisteminin bant verimliliği de ACO-OFDM ile aynı olmaktadır. Buna karşılık hedef bir bit hata olasılığı değeri için U-OFDM'in ACO-OFDM'den 3dB daha düşük elektriksel işaret gürültü oranına gereksinim duyduğu gösterilmiştir. U-OFDM sisteminin bant verimliliğini arttırmak amacıyla geliştirilmiş U-OFDM (enhanced U-OFDM, eU-OFDM) olarak adlandırılan bir sistem de oldukça yakın bir zamanda önerilmiştir [3.7]. Ancak eU-OFDM sisteminin verici ve alıcı karmaşıklığı diğer optik OFDM sistemlerine göre daha yüksektir.

Bu bölümde, projenin 2. İş Paketi kapsamı içinde optik OFDM sistem ayrıntılı bir şekilde ele alınmış, bu sistemlerin avantaj ve dezavantajları incelenerek bilgisayar benzetimleri çok temel optik kanal modelleri için gerçekleştirilmiştir. Daha sonra, İş Paketi 1 altında elde edilmiş olan çok daha gerçekçi kanal modellerinin ilgili sistemler için uygulanması ele alınmış ve gerçekleştirilmiştir. Özellikle araştırma grubu tarafından önceki yıllarda önerilmiş olan ve klasik OFDM'e göre üstünlükleri bulunan indis modüasyonlu OFDM'in [3.8] (OFDM with index modulation) VLC sistemlerine uygulanmasına yönelik çalışmalar yapılmış olup bilgisayar benzetim sonuçları sözü geçen temel optik kanal modelleri için elde edilmiştir. Ayrıca VLC kanal karakteristiklerine uygun ayrık kosinüs dönüşümü (discrete cosine transform, DCT) gibi gerçek dönüşüm tabanlı yeni iletim sistemlerinin tasarlanmasına yönelik araştırmalar da yapılmış ve ilk benzetim sonuçları elde edilmiştir. Bu iş paketi içerisinde son olarak temel bir VLC sisteminin donanımsal prototipi de gerçekleştirilmiş ve laboratuvar ortamında elde edilen deney sonuçları sunulmuştur.

3.2 Tek Kutuplu OFDM (U-OFDM)

U-OFDM tabanlı bir VLC sistemi için verici yapısının blok diyagramı Şekil 3-1'de gösterilmiştir. U-OFDM sisteminin gerçekleştirilmesi için literatürde mevcut FFT tabanlı tüm optik OFDM sistemlerinde olduğu gibi ilk olarak frekans bölgesi OFDM çerçevesi içerisinde Hermitian simetrisinin sağlanması gerekmektedir. OFDM vericisi için alt taşıyıcı sayısının (IFFT boyutunun) N olduğu durumda

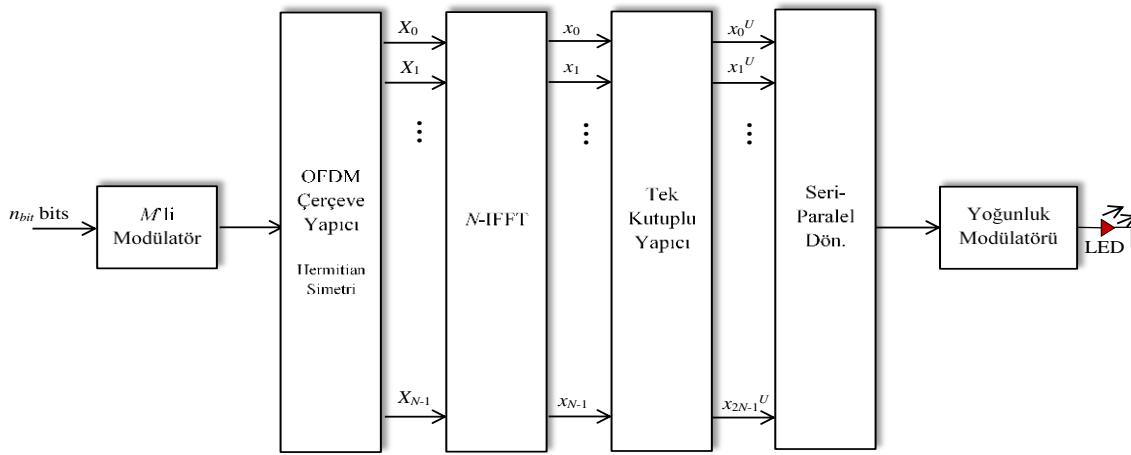
$$[X_0 \ X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{N/2-1} \ X_{N/2} \ X_{N/2+1} \ X_{N/2+2} \ \dots \ X_{N-1}] \quad \mathbf{3-3}$$

şeklindeki tipik OFDM çerçevesi için aşağıdaki iki eşitlik göz önüne alınarak Hermitian simetri özelliği sağlanmış olacaktır:

$$X_0 = X_{N/2} = 0$$

$$X_n = X_{N-n}^*, \quad n=1,2,\dots,N/2-1.$$

3-4



Şekil 3-1 U-OFDM tabanlı bir VLC sisteminin verici yapısı

Hermitian simetri sonrasında IFFT operasyonu sonrası gerçek-değerli bir işaret elde edilmektedir. Hermitian simetri ilkesine göre alt taşıyıcılar ile iletilecek olan OFDM çerçevesi

$$\left[0 \quad X_1 \quad X_2 \quad \dots \quad X_{N/2-1} \quad 0 \quad X_{N/2-1}^* \quad X_{N/2-2}^* \quad \dots \quad X_1^* \right]$$

3-5

biçiminde olmaktadır. Görüldüğü üzere tipik OFDM'in aksine optik OFDM'de yalnızca $N/2-1$ alt taşıyıcı ile bilgi iletilmekte ve bunun sonucunda bir OFDM çerçevesinde taşınan bit sayısı

$$n_{bit} = \log_2(M) \left[\frac{N}{2} - 1 \right]$$

3-6

olmaktadır. IFFT işlemi sonrası elde edilen gerçek ancak çift kutuplu işaretler ise tek kutuplu şekle dönüştürüldükten sonra VLC kanal üzerinden iletilmektedir. Bu dönüştürme işlemi ise OFDM çerçevesinin boyutu iki katına çıkarılmaktadır. $i=0,1,\dots,N-1$ olmak üzere iki kutuplu bir x_i işareti tek kutuplu (x_{2i}^U, x_{2i+1}^U) işaret ikilisine aşağıdaki kurala göre eşlenmektedir:

$$x_{2i}^U = \begin{cases} x_i, & x_i > 0 \\ 0, & x_i < 0 \end{cases} \quad 3-7$$

$$x_{2i+1}^U = \begin{cases} 0, & x_i > 0 \\ -x_i, & x_i < 0. \end{cases}$$

Buna göre zaman bölgesindeki OFDM işareti *pozitif* değerli ise ilgili tek kutuplu işaret ikilisinin ilk elemanı etkin, ikinci elemanı 0 olmakta, *negatif* değerli ise de tam tersi gerçekleşmektedir. Etkin işaretler ise OFDM işaretlerinin mutlak genlik değerlerine sahip olmaktadır. Vericinin son aşamasında ise elde edilen tek kutuplu işaretler yoğunluk modülatörüne verilerek ilgili LED ile VLC kanal üzerinden iletim gerçekleştirilmektedir. [3.5]'te sistem tasarım ve analiz basitliği açısından optik kanal, toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) bir kanal olarak modellenmiştir. Bu iş paketi içerisinde de ilk olarak yapılan benzetimlerde AWGN kanal modeli kullanılmıştır. Şekil 3-1'deki U-OFDM sisteminin alıcısında LED tarafından gönderilen ışık dalgaları fotodiyot aracılığıyla elektriksel işaretlere dönüştürüldükten sonra elde edilen işaret şu şekildedir:

$$y_j = x_j^U + n_j, \quad j = 0, 1, \dots, 2N - 1. \quad 3-8$$

Burada n_j elektriksel devrelerden ve diğer ışık kaynaklarının girişimlerinden kaynaklanan 0 ortalamalı N_0 varyanslı Gauss gürültü terimidir. FFT öncesinde y_j işareti öncelikle çift kutuplu şekle çevrilir. Bunun için her bir tek kutuplu işaret çifti içerisindeki iki işaretin değerleri karşılaştırılır ve daha büyük değerli işaretinin etkin olduğuna karar verilerek ilgili çift kutuplu işaret dizisi ($x_i^{est}, i = 0, 1, \dots, N - 1$) oluşturulur:

$$x_i^{est} = \begin{cases} y_{2i}, & y_{2i} > y_{2i+1} \\ -y_{2i+1}, & y_{2i} < y_{2i+1}. \end{cases} \quad 3-9$$

Ardından x_i^{est} dizisine FFT dönüşümü uygulanır (X_i^{est}) ve elde edilen OFDM çerçevesinin ilk yarısı içerisindeki $N / 2 - 1$ bilgi taşıyan simge için demodülasyon işlemi gerçekleştirilir. $E[x_i^2] = 1$ koşulu altında U-OFDM için bit başına harcanan elektriksel enerji değeri $N \gg 1$ için

$$E_{b,elec} = \frac{E[x_i^2]N}{n_{bits}} \approx \frac{N}{\log_2(M) \frac{N}{2}} = \frac{2}{\log_2(M)} \quad \text{[Joule/bit]} \quad 3-10$$

olarak hesaplanabilir. Elektriksel işaret gürültü oranı ise

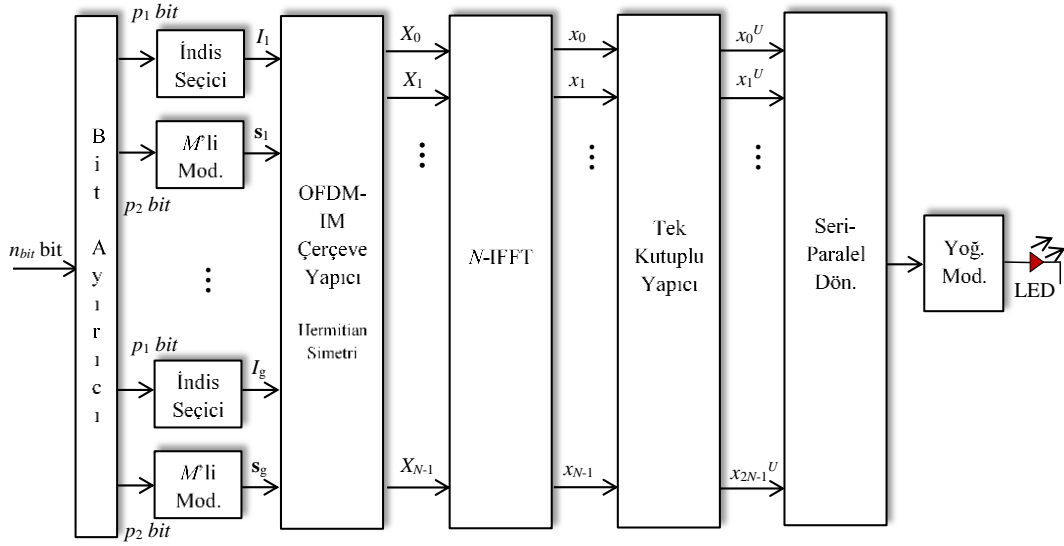
$$SNR_{elec} = \frac{E_{b,elec}}{N_0} \quad 3-11$$

şeklinde tanımlanmıştır.

3.3 Tek Kutuplu OFDM-IM (U-OFDM-IM)

OFDM-IM, araştırma grubumuz tarafından yakın geçmişte klasik OFDM'e alternatif olarak önerilmiş umut verici bir yaklaşımdır [3.8]. OFDM-IM'in klasik OFDM'e göre frekans seçici Rayleigh sönümlmeli kanallarda hata başarımında hatırı sayılır derece iyileşmeler gösterdiği teorik ve benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. OFDM-IM'in klasik OFDM'e göre tipik kanallarda sağladığı üstünlükleri göz önünde bulundurulduğunda VLC kanallar için OFDM-IM'in gerçekleştirilmesi fikri doğal olarak karşımıza çıkmaktadır. OFDM-IM'in VLC kanallarda gerçekleştirilmesinde ilk aşamada U-OFDM yaklaşımı izlenmiş olup diğer tekniklerin hata başarımı ve sistem yapısı üzerine etkilerinin incelenmesi gelecekte hedeflenmektedir. Bu kısımda indis modülasyonu yüzelsel olarak ele alınmış olup OFDM-IM sistemi hakkında ayrıntılı analizler ve açıklamalar için [3.8]'e başvurulabilir.

Hermitian simetri ve U-OFDM ilkesine dayanan tek kutuplu OFDM-IM (U-OFDM-IM) verici yapısının blok diyagramı Şekil 3-2'de gösterilmiştir. Her bir OFDM bloğunun iletimi için vericiye n_{bit} bit gelmektedir. Bu n_{bit} bit, her biri $p = p_1 + p_2$ bit içeren g kümeye ayrılmaktadır ($n_{bit} = pg$). p bitlik her bit dizisi Hermitian simetri dolayısıyla $n = (N/2 - 1)/g$ uzunluklu bir OFDM alt bloğuna eşlenecektir. Klasik U-OFDM'in tersine bu eşleme işlemi sadece modülasyonlu simgeler aracılığıyla değil aynı zamanda alt taşıyıcıların indisleriyle de gerçekleştirilecektir. Her bir alt blok için n alt taşıyıcıdan sadece k tanesi kullanılmakta ve bu etkin alt taşıyıcıların indisleri de p bitlik bilgi dizisinin ilk p_1 biti ile belirlenmektedir. Etkin olmayan alt taşıyıcılara karşılık gelen simgeler ise sıfırlanarak bu alt taşıyıcılardan veri iletilmemektedir. Şekil 3-2'de her bir alt blok için etkin alt taşıyıcıların indis bilgileri $I_i, i = 1, 2, \dots, g$ ile gösterilmiştir. p bitlik dizinin geriye kalan $p_2 = k \log_2 M$ biti ise etkin alt taşıyıcıları modüle edecek veri simgelerin ($s_i, i = 1, 2, \dots, g$) belirlenmesi için kullanılacaktır. Diğer bir deyişle, U-OFDM-IM sisteminde bilgi sadece M 'li işaret uzaylarının simgeleriyle değil bu simgeler tarafından modüle edilen aktif taşıyıcıların indisleri ile de taşınmaktadır.



Şekil 3-2 U-OFDM-IM tabanlı bir VLC sisteminin verici yapısı

U-OFDM-IM vericisinde her bir alt blok için n alt taşıyıcıdan k tanesi etkin olarak seçilmekte, bu seçim işlemi ise birleşimsel yöntemle yapılmaktadır [3.8]. Buna göre bir U-OFDM-IM çerçevesi ile iletilen bit sayısı aşağıdaki formül ile hesaplanabilir:

$$n_{bit} = \frac{1}{n} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \left(\left\lfloor \log_2 \binom{n}{k} \right\rfloor + k \log_2 M \right) = g(p_1 + p_2). \quad 3-12$$

Burada $\binom{n}{k}$ binom katsayısını, $\lfloor \cdot \rfloor$ ise aşağıya yuvarlama işlemini göstermektedir. Hermitian

simetri dolayısıyla tipik OFDM-IM çerçevesi ile iletilen bit sayısı $\frac{N}{n} \left(\left\lfloor \log_2 \binom{n}{k} \right\rfloor + k \log_2 M \right)$ 'e göre

%50'e yakın bir düşüş olmaktadır. U-OFDM'den farklı olarak IFFT işlemi öncesinde elde edilen U-OFDM-IM çerçevesinin $K = 2gk$ elemanı sıfırdan farklı olmaktadır. U-OFDM-IM'in vericisinde N uzunluklu bu çerçeve elde edildikten sonra U-OFDM'le aynı işlemler tekrarlanarak (sırasıyla IFFT, tek kutuplu dönüşüm, S/P dönüşüm, yoğunluk modülasyonu) VLC kanal üzerinden iletim gerçekleştirilebilir.

U-OFDM-IM'in alıcısında ise U-OFDM'dekine benzer şekilde ilk aşamada alınan işaretler $(y_j, j=1,2,\dots,2N)$ (12)'deki kurala göre çift kutuplu hale çevrilir $(x_i^{est}, i=1,2,\dots,N)$ ve ardından FFT dönüşümüne tabi tutulur. FFT dönüşümü sonrası elde edilen ve $X_i^{est}, i=1,2,\dots,N$ elemanlarından oluşan karmaşık vektör, U-OFDM-IM çerçevesinin bir kestirimi olup,

demodülasyon işlemi bu çerçevede içerisindeki her bir işaret için logaritmik olabilirlik oranı (LLR) hesaplanarak bulunur [3.8]. U-OFDM-IM sisteminin LLR sezicisi ise frekans bölgesindeki simgelerin değerlerinin ya sıfır ya da sıfırdan farklı olacağını göz önüne alarak bu simgelerin sonsal olasılıklarının oranının logaritmasını hesaplamaktadır. Her bir indis için aşağıda hesaplanan bu oran, o indisin etkin bir alt taşıyıcıya ait olup olmadığı hakkında bilgi vermektedir:

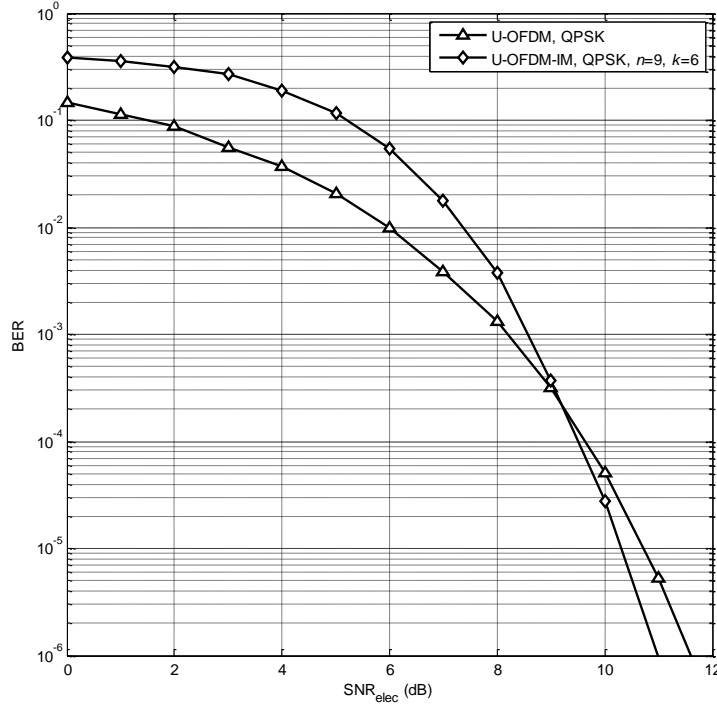
$$\lambda_i = \ln \frac{\sum_{j=1}^M P(X_i = s_j | X_i^{est})}{P(X_i = s_j | X_i^{est})}, \quad i = 2, 3, \dots, N/2 - 1 \quad 3-13$$

Burada s_j , M 'li işaret uzayının elemanlarını göstermektedir. Diğer bir deyişle bir i indisi için λ_i ne kadar büyükse o indisin etkin olma olasılığı o kadar yüksek olacaktır. Bayes formülü ve Jacobian algoritmalarının yardımıyla $N/2 - 1$ tane LLR değerinin hesaplanmasının ardından her bir alt blok için alıcı, n indisten en yüksek LLR değerlerine sahip k indisin aktif olduğuna karar vermektedir. Bu alıcının karmaşıklığı M ile doğrusal artmaktadır ki bu U-OFDM'in karmaşıklık derecesine eşittir. LLR sezici ile etkin indisler bulunduktan sonra ilişkin bilgi simgeleri de rahatlıkla bulunabilir. Ardından hem etkin indisler hem de karmaşık bilgi simgeleri için bit geri eşleyiciler kullanılarak ilişkin bilgi bitleri elde edilmektedir.

Şekil 3-3'te U-OFDM ve U-OFDM-IM sistemlerinin bit hata oranı (BER) başarımları AWGN kanal için elektriksel işaret gürültü (SNR_{elec}) oranının bir işlevi olarak verilmiştir. Burada her iki sistem için FFT boyutu $N = 128$ alınmış, QPSK modülasyonu kullanılmış ($M = 4$) ve çerçeve başına iletilen bit sayıları $n_{bit} = 126$ olarak belirlenmiştir. Böylece her iki sistem için de yaklaşık olarak 1 bit/sn/Hz'lik bir spektral verimlilik elde edilmiştir. U-OFDM'de veri, Hermitian simetri dolayısıyla yalnızca 63 alt taşıyıcı ile iletilmektedir. U-OFDM-IM'de ise $n = 9$ ve $k = 6$ seçilerek $g = 7$ alt bloğun her birinde 6 bit alt taşıyıcı indisleriyle, 12 bit ise QPSK simgeleriyle taşınmaktadır. Şekil 13'ten görüldüğü üzere artan SNR_{elec} 'le birlikte U-OFDM-IM sistemi U-OFDM sisteminden daha iyi hata başarımı sergilemektedir. U-OFDM-IM'in bu davranışı tipik kanallardaki OFDM-IM'in davranışına benzer olup, artan işaret gürültü oranıyla birlikte indis modülasyonu etkisini göstermekte ve U-OFDM-IM klasik OFDM kullanan U-OFDM'e göre üstünlük sağlamaktadır. Örneğin 10^{-5} 'lik bir BER değeri için U-OFDM-IM, U-OFDM'e göre 0.4 dB daha düşük SNR_{elec} değerine gereksinim duymaktadır.

Sonuç olarak bu iş paketinde ilk olarak tasarlanan U-OFDM-IM, U-OFDM'e alternatif olarak önerilmiş yeni bir VLC sistemidir. OFDM-IM'in VLC kanallara uygulanmasına yönelik ilk çalışmamız olan U-OFDM-IM ümit verici sonuçlar vermiştir. Bu iş paketinin ilerleyen zamanlarında

indis modülasyonu tabanlı yeni VLC sistemleri için verici/alıcı yapılarının oluşturulması hedeflenmektedir. Bu sistemlerin İş Paketi 1’de elde edilen gerçekçi VLC kanal modelleri altında incelenmesi de düşünülmektedir. Elde edilen bu sistemlerin hata başarımlarının teorik olarak hesaplanması da hedeflenmektedir.



Şekil 3-3 U-OFDM ve U-OFDM-IM hata başarımları karşılaştırmaları

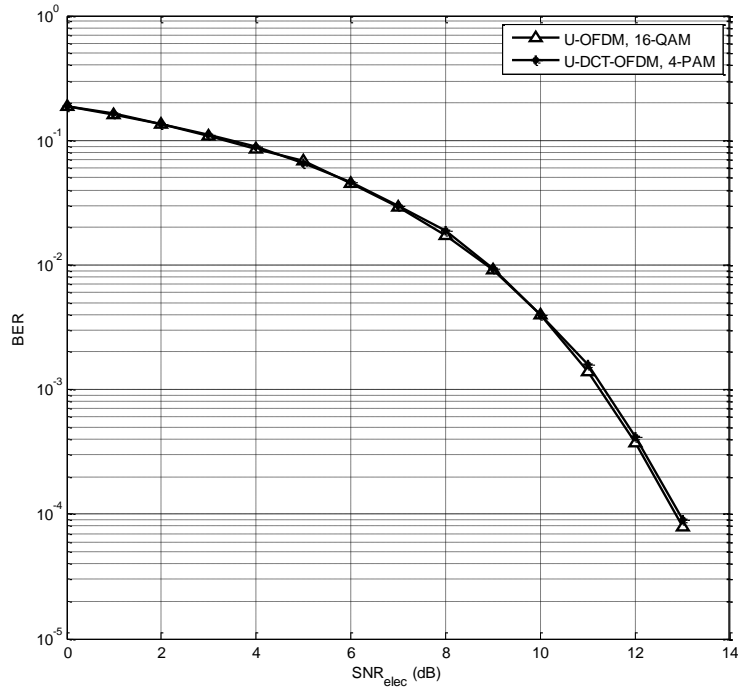
3.4 DCT Tabanlı U-OFDM (U-DCT-OFDM)

Bilindiği üzere geleneksel OFDM’in gerçekleştirilmesinde IFFT ve FFT işlemleri kullanılmaktadır. Tipik kanallar için IFFT işlemi sonrası elde edilen karmaşık işaretler dik taşıyıcılar ile modüle edilmekte ve kanaldan iletilmektedir. Ancak optik kanallar için gerçek işaretlerin elde edilmesi gerektiğinden Hermitian simetriye başvurulmaktadır. Hermitian simetriden kaçınmanın tek yolu ise vericide IFFT dönüşümü yerine gerçek bir dönüşüm kullanmaktır. OFDM’de FFT’nin kullanılmasının nedeni karmaşık üstellerin temel bant çok taşıyıcı işaretleri oluşturmak için dik bir temel işlev seti teşkil etmesidir. Ancak bu dik temel işlev setini oluşturmak için karmaşık üstellerin kullanımı tek yol olmayıp sinüzoidal işlevlerin tek bir seti de yeterli olmaktadır. Böylece DCT kullanılarak da çok taşıyıcılı bir sistemi sentezlemek mümkün olmaktadır [3.9]. DCT-OFDM olarak adlandırılan bu sistem tek boyutlu (gerçek değerli) modülasyonları kullanmaktadır. FFT tabanlı

OFDM sistemleriyle karşılaştırıldığında DCT-OFDM, DCT'nin gerçek bir dönüşüm olmasından dolayı daha düşük karmaşıklıkla gerçekleştirilebilir. Optik haberleşme sistemleri içinse DCT'nin kullanılmasına dair birkaç çalışma literatürde bulunmaktadır [23]-[24]. Ancak bildiğimiz kadarıyla DCT-OFDM'nin VLC kanallarda kullanımına ilişkin bir çalışma literatürde bulunmamaktadır. DCT-OFDM'nin VLC kanallarda FFT tabanlı OFDM'e göre tercih edilebilmesinin en önemli nedeni kuşkusuz Hermitian simetriye olan gereksinimi ortadan kaldırarak FFT tabanlı sistemlere göre daha yüksek bant verimliliğine sahip olmasıdır.

Bu iş paketi içerisinde DCT-OFDM'in VLC kanallar için kullanılmasına yönelik ilk benzetim sonuçları elde edilmiştir. DCT-OFDM'in gerçekleştirilmesi için verici kısmında M -PAM modülasyonu kullanılmış ve Hermitian simetri olmaksızın tüm alt taşıyıcılar ile veri iletilmiştir. Gerçek bir dönüşüm kullanılmasına rağmen dönüşüm sonrası elde edilen çift kutuplu işaretleri tek kutuplu şekle çevirmek için U-OFDM yaklaşımı kullanılmıştır. Dolayısıyla benzetimi yapılan bu sistem U-DCT-OFDM olarak adlandırılmıştır.

Şekil 3-4'te U-OFDM ve U-DCT-OFDM sistemlerinin bit hata oranı (BER) başarımları AWGN kanal için elektriksel işaret gürültü (SNR_{elec}) oranının bir işlevi olarak verilmiştir. Burada her iki sistem için FFT boyutu $N = 128$ alınmış, U-OFDM ve U-DCT-OFDM için sırasıyla 16-QAM ve 4-PAM modülasyonları kullanılarak iki sistem için 2 bit/sn/Hz'lik bir bant verimliliği elde edilmiştir. Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere iki sistem yaklaşık olarak aynı hata başarımına sahiptir. Bunun nedeni olarak iki sisteminin aynı tek kutuplu işaretleşme kuralları ile haberleştiği düşünülmektedir. Ancak U-DCT-OFDM'in verici ve alıcı yapısı DCT'in FFT'e göre basitliği nedeniyle daha düşük karmaşıklığa sahiptir. N -DCT için gerekli gerçek çarpıların sayısı $N \log_2 N - 3N / 2 + 4$ iken bu değer N -FFT için $4N \log_2 N - 6N + 8$ olmaktadır [3.12]. Buna göre DCT'nin FFT'ye göre yaklaşık olarak %75 daha düşük karmaşıklığa sahip olduğu sonucuna varılmaktadır. Ayrıca U-OFDM'de M olan modülasyon boyutu aynı bant verimliliği için U-DCT-OFDM'de gerçek modülasyonlar ile \sqrt{M} olmakta, bu da alıcı devresi karmaşıklığında hatırı sayılır bir düşüğe olanak sağlamaktadır. Dolayısıyla U-DCT-OFDM, çok daha düşük bir verici/alıcı karmaşıklığıyla U-OFDM'le aynı hata başarımını göstermektedir.



Şekil 3-4 U-OFDM ve U-DCT-OFDM hata başarımlarını karşılaştırmaları

3.5 MIMO-OFDM Tabanlı VLC Haberleşme Sistemleri

Bir telsiz haberleşme sisteminin verici ve alıcı taraflarında birden çok verici/alıcı birim kullanılmasıyla elde edilen çok-verici ve çok-alıcılı (multiple-input multiple-output, MIMO) sistemler, RF haberleşme sistemleri için 2000'li yılların başından itibaren araştırmacılar tarafından oldukça ilgi görmüş ve bu alanda hatırı sayılır gelişmeler yaşanmıştır [3.13]. MIMO sistemlerin tek verici ve tek alıcılı (single-input single-output, SISO) sistemlere kıyasla hata başarımlarında ve veri hızlarında gösterdiği kayda değer gelişmeler dolayısıyla günümüzde MIMO sistemler IEEE 802.11n (Wi-Fi), 4G, 3GPP Long Term Evolution (LTE), WiMAX gibi birçok telsiz iletişim standartlarında yerini almıştır. OFDM ise ISI ile etkili bir şekilde baş edebilmesi ve kanalın bozucu etkilerini en aza indirgeyebilmesi nedeniyle sözü geçen bu standartların içerisinde tek taşıyıcılı sistemlere alternatif olarak MIMO teknolojisi ile entegre bir şekilde yer almıştır [3.14]. MIMO ve OFDM tekniklerinin sağladıkları bu avantajları göz önünde bulundurulduğunda gelecekte önerilecek standartlarda bu iki tekniğin yer alması kaçınılmazdır [3.15]. Geliştirmekte olan VLC haberleşme sistemleri için de bu durum farkısızdır. MIMO tekniğinin VLC haberleşme sistemlerinde

uygulanmasıyla özellikle SISO VLC haberleşme sistemlerinde göre veri hızında hatırı sayılır iyileşmeler elde etmek mümkündür [3.16-3.17].

VLC haberleşme sistemleri için MIMO tekniğinin kullanıldığı ilk çalışmalardan biri [3.16]'da yapılmıştır. Bu çalışmada MIMO sistemler için önerilen uzaysal modülasyon (spatial modulation, SM) [3.17] tekniği VLC sistemlerle kullanılarak LED'lerin indisleri aracılığıyla vericiden alıcıya bilgi iletimi sağlanmıştır. Optik SM olarak adlandırılan bu sistemde verici n_T LED'den oluşmakta ve bu sistemin vericisine gelen $\log_2(n_T)$ bitin değerine göre mevcut n_T LED'den yalnızca biri sabit bir yoğunlukta bir ışık dalgası yaymaktadır. Örneğin iki LED'den oluşan bir sistem için verici girişindeki bit 0 ise birinci LED, 1 ise ikinci LED ışık dalgası yaymaktadır. Alıcı ise hangi LED'in etkin olduğunu bilmemekte ve buna göre ilişkin bite karar vermektedir.

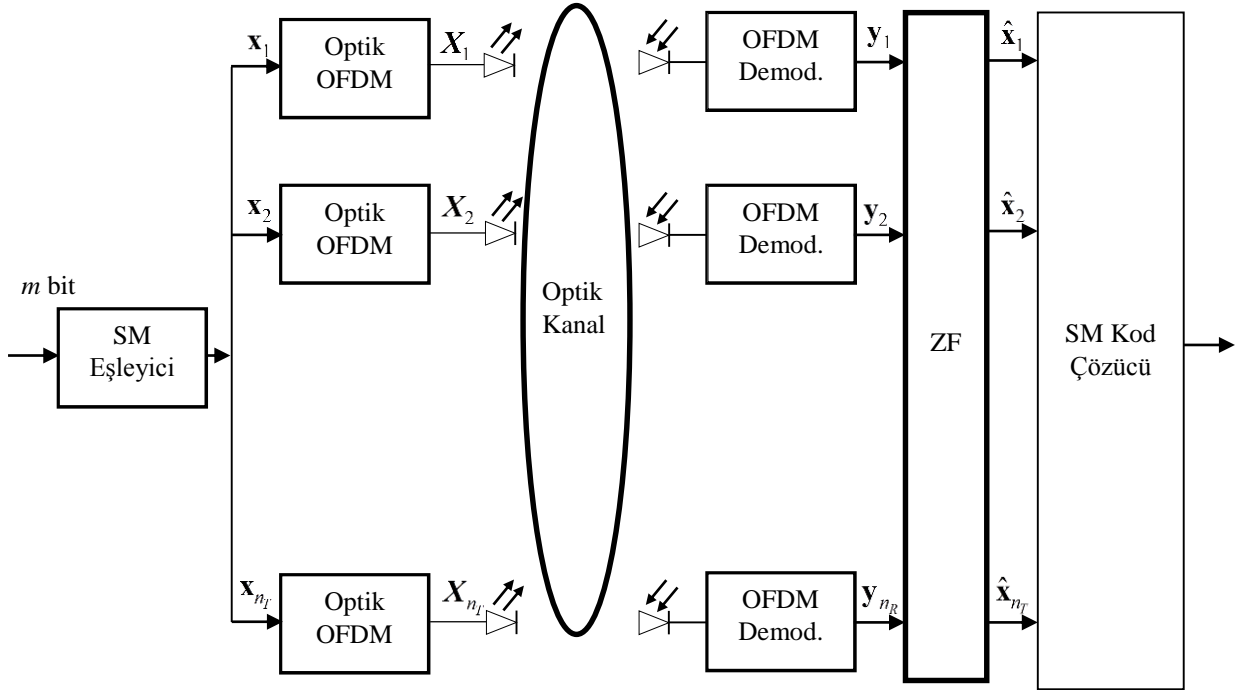
Optik SM ve OFDM ilkesine göre çalışan bir VLC sisteminin [3.18] blok diyagramı Şekil 3.5'te verilmiştir. Bu sistem, Optik SM'e OFDM'in entegre edilmesiyle elde edilmiştir. n_T verici (LED) ile n_R alıcıdan (fotodiyot) oluşan bu sistemin vericisine gelen $m = (N/2) \log_2(Mn_T)$ bit SM ile kodlanır. Burada N , FFT boyutunu göstermek üzere her $\log_2(Mn_T)$ bitlik dizisi için bir LED indisi ile M -QAM işaret uzayından seçilen simge belirlenir. Bu eşlemenin ardından $(N/2)$ boyutlu $\mathbf{x}_j, (j=1,2,\dots,n_T)$ karmaşık vektörleri elde edilecektir. Burada SM ilkesinden dolayı, i ($i=1,2,\dots,N/2$) elemanı sıfırdan farklı olan tek bir $\mathbf{x}_j, (j=1,2,\dots,n_T)$ vektörü olacak, bu vektörün indisini ise SM eşleyiciye gelen $(N/2) \log_2(n_T)$ bitlik indis seçici bit dizisi belirleyecektir. $(N/2)$ boyutlu $\mathbf{x}_j, (j=1,2,\dots,n_T)$ vektörleri ardından optik OFDM bloğuna aktarılacaktır. Optik OFDM bloğunun klasik OFDM'den farkı, girişindeki vektöre IFFT işlemi öncesi Hermitian simetri ilkesini uygulayarak çıkışında gerçek $\mathbf{X}_j, (j=1,2,\dots,n_T)$ vektörlerinin elde edilmesidir. Hermitian simetri dolayısıyla optik OFDM bloğunun girişindeki $\mathbf{x}_j, (j=1,2,\dots,n_T)$ vektörleri öncelikle N boyutlu şekle getirilir ardından N -IFFT işlemi uygulanarak gerçek $\mathbf{X}_j, (j=1,2,\dots,n_T)$ vektörleri elde edilir. Ancak Optik OFDM sonrası elde edilen işaretlerin hem pozitif hem de negatif değerlere sahip (çift kutuplu) olmaları dolayısıyla VLC kanaldan iletilmeden önce bu işaretlerin üzerine bir DC bias eklenmelidir. Diğer bir deyişle, IFFT sonrası elde edilen işaretin üzerine bir DC gerilim eklenmesiyle DCO-OFDM gerçekleştirilmesi yapılmış olacaktır. DCO-OFDM yerine izlenebilecek diğer bir yaklaşım ise ACO-OFDM olabilir. Ancak ACO-OFDM, DCO-OFDM'e göre veri hızında %50 ödün vermekte ve bu nedenle düşük bant verimlilikleri için DCO-OFDM'den daha kötü hata başarımı göstermektedir. DC gerilim eklenmiş ve sıfırdan küçük kalan değerleri sıfırlanmış olan

$X_j, (j=1,2,\dots,n_T)$ dizileri ile VLC kanal üzerinden iletim gerçekleştirilebilir. Şekil 3-5'te gösterilen VLC-MIMO kanal üzerinden iletim

$$Y=HX+N$$

3-14

eşitliği ile modellenebilir. Burada $Y \in \mathbb{R}^{n_R \times N}$ alınan işaret matrisini, $H \in \mathbb{R}^{n_R \times n_T}$ verici ve alıcı



Şekil 3-5 MIMO-OFDM ilkesine göre çalışan bir VLC sistemi

birimler arasındaki kanalı karakterize eden katsayılarından oluşan VLC MIMO kanal matrisini ve $N \in \mathbb{R}^{n_R \times N}$ ise $N(0, \sigma^2)$ dağılımlı Gauss rastlantı değişkenlerinden oluşan ve alıcı devresinde elde edilen elektriksel işaretin üzerine eklenen gürültü matrisidir. İletilen işaret matrisi $X \in \mathbb{R}^{2n_T \times N}$ ise

$$X = \begin{bmatrix} (X_1)^T & (X_2)^T & \dots & (X_{n_T})^T \end{bmatrix}^T$$

3-15

şeklinde tanımlanmıştır. Alınan işaret matrisi Y ise $Y = \begin{bmatrix} y_1^T & y_2^T & \dots & y_{n_R}^T \end{bmatrix}^T$ şeklinde olup her bir fotodiyot tarafından elektriksel işarete dönüştürülmüş işaretleri içermektedir. Alıcı devresinde öncelikle her bir fotodiyota ait elektriksel işaretler FFT dönüşümüne tabi tutularak OFDM demodülasyonu gerçekleştirilir, ardından sıfıra zorlama (zero forcing, ZF) detektör kullanılarak H kanal matrisinin etkisi ortadan kaldırılır. Gürültünün olmadığı durumda ZF çıkışında elde edilen

işaretler için $\hat{\mathbf{x}}_j = \mathbf{x}_j, j = 1, 2, \dots, n_T$ geçerli olacaktır. SM kod çözücü ise elde edilen $\hat{\mathbf{x}}_j, j = 1, 2, \dots, n_T$ işaretleri için toplamda $N/2$ tekrar yapmak üzere SM kod çözme işlemi gerçekleştirerek öncelikle etkin indislerle bu indislere verilen M -QAM simgelerini bulur ardından geri eşleme yaparak girişteki bilgi bitlerine karar verebilir. Daha düşük karmaşıklığa sahip bir alıcı ise kestirilen $\hat{\mathbf{x}}_j, j = 1, 2, \dots, n_T$ işaretleri için $N/2$ adımın her birinde en büyük genliğe sahip indisi etkin LED indisi olarak seçerek ardından ilişkin M -QAM simgesini de belirleyebilir.

Bu iş paketi içerisinde Şekil 3-5'te gösterilen MIMO-OFDM sistemi için özgün modifikasyon ve iyileştirmelerin yapılması düşünülmektedir. Yapılabilecek ilk iyileştirme DC bileşen eklemeyen iletim hızını arttırmak olacaktır. Bunun için Şekil 3-5'te her bir daldaki LED sayısı birden ikiye çıkarılarak (toplamda $2n_T$ LED kullanarak) çift kutuplu işaretlerin pozitif ya da negatif olma durumlarına ilişkin LED'lerden iletim yapılabilir. Diğer bir deyişle iletilecek olacak işaretlerle bir şekilde LED indis kodlama gerçekleştirilebilir. Bu sistemin alıcısında ise iletilen işaretin pozitif mi negatif mi olduğunu bulmak için etkin olan LED'in indisinin bulunması problemi ortaya çıkacaktır. Şekil 3-5'teki sistemde hızı sınırlayan bir diğer neden ise Hermitian simetrisinin kullanılmasıdır. Hermitian simetri kaldırılarak her daldaki LED sayısı dörde çıkarılacak olursa (toplamda $4n_T$ LED kullanarak) karmaşık işaretlerin kanaldan tek kutuplu şekle çevrilerek iletilmesi de mümkün görülmektedir. Örneğin Hermitian simetri kullanılmadığında herhangi bir dal için elde edilen $a = a_R + ja_I$ gibi karmaşık bir işaretin iletimi için dört LED ile şu şekilde iletim gerçekleştirilebilir: $\begin{bmatrix} a_R^+ & a_R^- & a_I^+ & a_I^- \end{bmatrix}^T$. Burada a_R^+ ve a_R^- sırasıyla a 'nın gerçel kısmının pozitif ve negatif bileşenlerini, a_I^+ ve a_I^- ise sırasıyla a 'nın sanal kısmının pozitif ve negatif bileşenlerini göstermektedir. Örneğin karmaşık ve iki-kutuplu $1.2 - j6.3$ işareti $\begin{bmatrix} 1.2 & 0 & 0 & 6.3 \end{bmatrix}^T$ şeklinde VLC kanaldan iletilebilir. Önerilecek olan bu sistemde Hermitian simetrisinin kaldırılmasından dolayı iletilecek olan bit sayısında %100'lük bir artış olabileceği görülmektedir. Şekil 3-5'teki sistemde yapılabilecek bir diğer iyileştirme OFDM yerine OFDM-IM'in kullanımınıdır. MIMO yapısına sahip bir VLC sisteme OFDM-IM entegre edilmesi ilginç bir tasarım problemi olup elde edilecek sistemin klasik OFDM kullanan sisteme göre üstünlüklerin ve dezavantajlarının irdelenmesi gerekmektedir.

3.6 Yüksek Hızlı Optik MIMO-OFDM Sisteminin Tasarımı ve Temel Başarım Sınırlarının Belirlenmesi

3.6.1 Giriş

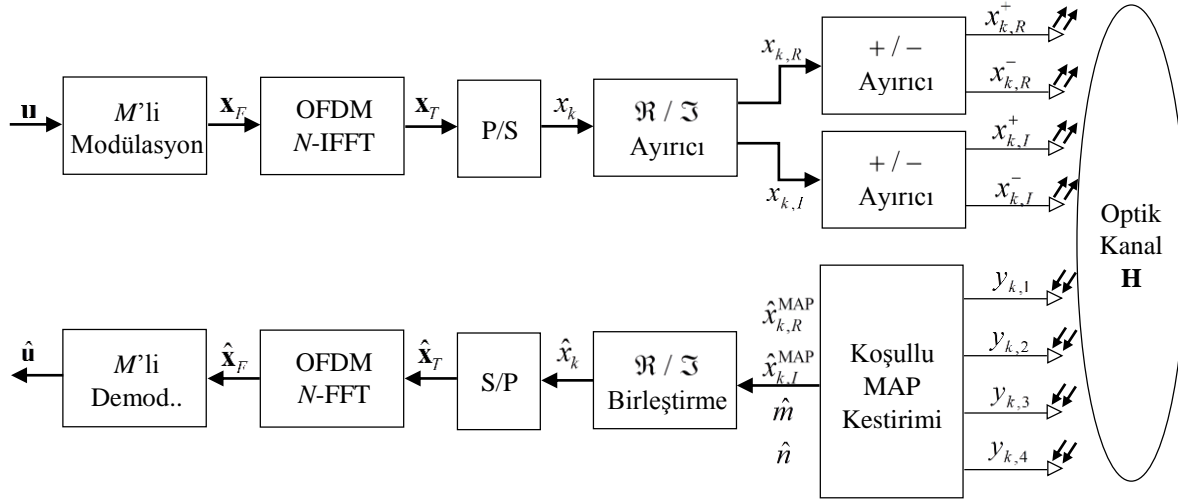
Yeterli aydınlatmanın sağlanabilmesi için birden çok LED'in kullanılması modern iç mekan aydınlatma sistemlerinde oldukça yaygın bir durumdur. Bu nedenle VLC sistemler için çoklu girişli-çoklu çıkışlı (multiple-input multiple output, MIMO) iletim tekniklerin kullanılması doğal olarak karşımıza çıkmaktadır [3.19]. Oldukça verimli bir MIMO iletim tekniği olan uzaysal modülasyonun (spatial modulation, SM) VLC sistemlere uygulanmasına yönelik ilk çalışma [3.20]'de gerçekleştirilmiştir. Dik frekans bölmeli çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) tekniği de güç verimliliği ve simgeler-arası girişim problemlerine sağladığı verimli çözümler neticesinde VLC sistemler için umut verici bir iletim tekniği olarak karşımıza çıkmaktadır [3.21].

Önceden de bahsedildiği üzere RF tabanlı OFDM sistemlerinde iletilecek işaretler karmaşık ve çift kutuplu olabilir iken, yoğunluk modülasyonu/doğrudan sezim (intensity modulation/direct detection, DD) tabanlı VLC sistemleri için iletilecek işaretler gerçel ve pozitif değerli olmalıdır [3.21]. VLC haberleşme sistemlerindeki bu farklılık ciddi bir tasarım problemi olarak karşımıza çıkmakta olup klasik OFDM'in VLC sistemlere uyarlanmasına ilişkin literatürde bazı çalışmalar yapılmıştır. Optik OFDM (O-OFDM) sistemleri için frekans bölgesinde Hermitian simetri özelliği kullanıldığında ters hızlı Fourier dönüşümü (inverse fast Fourier transform, IFFT) işlemi sonrası gerçel OFDM işaretlerinin elde edilmesi mümkün olmaktadır. Ancak iletilecek işaretin pozitif yapılması için ya zaman bölgesindeki çift kutuplu işaretlere uygun genlikte bir DC eklemesi yapılmakta (doğru-akım sapmalı optik OFDM, direct current biased optical OFDM, DCO-OFDM) ya da FFT dönüşümünün simetri özelliğinden yararlanılarak zaman bölgesinde işaretlerin yarısının pozitif diğer yarısının birinci bölgedeki işaretlerin negatif olması sağlanmakta ve veri kaybı olmaksızın semboller geri elde edilebilmektedir. Tek indisli alt-taşıyıcılar bilgi sembollerini taşıırken çift indisli alt-taşıyıcılar zaman bölgesindeki ikinci kısım olan negatif kısmın kırılması sebebiyle oluşan gürültüyü taşır. (asimetrik kırılmış optik OFDM, asymmetrically clipped optical OFDM, ACO-OFDM) [3.1]. Bu iki yaklaşımın birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. DCO-OFDM'de uygulanacak olan DC gerilim değeri OFDM işaretinin tepe-ortalama güç oranına (peak-to-average power ratio, PAPR) dolaylı olarak bağlı olup, OFDM'in

genel olarak yüksek PAPR'a sahip olması nedeniyle bu DC gerilimin değeri genellikle büyük olmaktadır. Bu durum DCO-OFDM'i güç bakımından verimsiz yapmaktadır. ACO-OFDM ise DCO-OFDM'den daha iyi bir güç verimliliğine sahip olmasına karşın bant verimliliği DCO-OFDM'in yarısı kadardır. Örneğin, M -QAM kullanan DCO-OFDM ile aynı bant verimliliğine ulaşmak için ACO-OFDM'de M^2 -QAM modülasyonu kullanılmalıdır.

ACO-OFDM ve DCO-OFDM teknikleri MIMO-VLC sistemleri için güçlü seçenekler olarak karşımıza çıkmaktadır. Ancak DCO-OFDM'in DC ekleme problemini çözmek ve ACO-OFDM'den de daha yüksek bir bant verimliliği elde etmek için literatürde bazı çalışmalar yapılmıştır. DC eklemesiz optik OFDM (non-DC biased OFDM, NDC-OFDM), ACO-OFDM ve DCO-OFDM'in yukarıda sözü geçen dezavantajlarını ortadan kaldıran özgün bir MIMO-VLC sistemi olarak önerilmiştir [3.2]. NDC-OFDM sistemi, [3.22]'de önerilen tek-kutuplu OFDM (unipolar OFDM) sisteminin 2x2 bir MIMO-VLC kanala genelleştirilmesi ile elde edilmiştir. U-OFDM sisteminde DC gerilim ekleme işleminden kaçınmak için çift kutuplu işaretlerden oluşan OFDM çerçevesi, yalnızca pozitif ve yalnızca negatif değerli işaretleri içeren iki ayrı çerçeveye ayrılarak bu çerçevelerin ardı ardına gönderilmesi ilkesine dayanmaktadır. Burada negatif çerçevedeki işaretlerin mutlak değerleri VLC kanaldan gönderilmektedir. Ancak OFDM çerçeve boyutunun iki katına çıkarılması sonucu U-OFDM sisteminin bant verimliliği tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output, SISO) ACO-OFDM ile aynı olmaktadır. NDC-OFDM sisteminde ise bu iki ayrı çerçeve aynı anda iki ayrı LED'den alıcıya gönderilmektedir. Böylece SISO ACO-OFDM'e göre bant verimliliği iki katı çıkartılmış olup, DC eklemenin getirdiği dezavantajlardan da kaçınılmıştır. Ancak NDC-OFDM sisteminde de Hermitian simetri kullanılmasından dolayı elde edilen bant verimliliği klasik OFDM'in %50'si kadar olmaktadır.

MIMO ve OFDM tabanlı özgün iletim tekniklerinin geliştirilmesi üzerine çalışmalarda NDC-OFDM sistemine alternatif olarak yüksek-hızlı optik OFDM (high-rate optical OFDM, HRO-OFDM) olarak adlandırılan yeni bir sistem önerilmiştir. Önerilen bu sistemde MIMO teknolojisi kullanılmış ve karmaşık OFDM işaretleri gerçek-sanal ve pozitif-negatif kısımlarına ayrılarak bu işaretlerin MIMO-VLC kanal üzerinden iletimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen sistemin literatürde var olan sistemlere göre en temel üstünlüğü gerek Hermitian simetri gerekse DC gerilim eklemeyen ya da asimetric kırpmaya gereksinim duymadan yüksek bir bant verimliliği elde etmesidir. Bu alt bölümde HRO-OFDM sistemi ayrıntılı bir şekilde ele alınacaktır.



Şekil 3-6 HRO-OFDM Sisteminin Blok Şeması

3.6.2 HRO-OFDM Sistem Modeli

Önerilen HRO-OFDM sisteminin blok şeması Şekil 3-6'da gösterilmiştir. Her bir OFDM bloğunun iletimi için $N \log_2 M$ bit içeren \mathbf{u} vektörü HRO-OFDM vericisine gelmektedir. Burada N ve M sırasıyla OFDM alt taşıyıcı sayısını (FFT dönüşümünün boyutunu) ve M 'li dik genlik modülasyonu (M -QAM) gibi ele alınan işaret uzayının eleman sayısını göstermektedir. HRO-OFDM sisteminde, modülasyon sonrasında elde edilen $N \times 1$ boyutlu karmaşık frekans bölgesi vektörü \mathbf{x}_F , NDC-OFDM, ACO-OFDM ve DCO-OFDM sistemlerin aksine Hermitian simetri uygulanmadan OFDM (N -IFFT) işlemine tabi tutulmaktadır. Bunun nedeni HRO-OFDM sisteminde iletilecek işaretlerin karmaşık olması problemine özgün bir çözüm bulunmasıdır. N -IFFT işlemi sonrası elde edilen zaman bölgesi OFDM vektörü $\mathbf{x}_T = [x_1 \ \dots \ x_N]^T$ ise karmaşık ve çift kutuplu olması dolayısıyla VLC kanaldan doğrudan iletilemez. HRO-OFDM sisteminde veri hızının düşmesine izin verilmeden bu karmaşık işaretlerin VLC kanaldan iletilmesi için özgün bir yaklaşım izlenmiştir. Paralel-seri (P/S) dönüşümünün ardından her bir karmaşık OFDM işareti $x_k, k=1,2,\dots,N$ öncelikle gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılır: $x_k = x_{k,R} + jx_{k,I}$. Ardından elde edilen gerçel ancak çift kutuplu işaretler $x_{k,R}$ ve $x_{k,I}$ pozitif-negatif (+/-) ayırıcılara verilerek aşağıdaki pozitif değerli işaretler elde edilir.

$$\begin{aligned}
x_{k,R}^+ &= \begin{cases} x_{k,R} & \text{eğer } x_{k,R} > 0 \\ 0 & \text{eğer } x_{k,R} < 0 \end{cases} \\
x_{k,R}^- &= \begin{cases} 0 & \text{eğer } x_{k,R} > 0 \\ -x_{k,R} & \text{eğer } x_{k,R} < 0 \end{cases} \\
x_{k,I}^+ &= \begin{cases} x_{k,I} & \text{eğer } x_{k,I} > 0 \\ 0 & \text{eğer } x_{k,I} < 0 \end{cases} \\
x_{k,I}^- &= \begin{cases} 0 & \text{eğer } x_{k,I} > 0 \\ -x_{k,I} & \text{eğer } x_{k,I} < 0 \end{cases}
\end{aligned}$$

3-16

Elde edilen bu gerçekte ve pozitif (tek kutuplu) işaretler ise $n_R \times n_T$ boyutlu bir MIMO VLC kanal üzerinden iletilir. Burada n_R ve n_T sırasıyla alıcı ve verici birimlerin sayısını göstermektedir. HRO-OFDM sistemi için $n_T = 4$ olmaktadır.

HRO-OFDM sisteminde LED'ler $x_{k,R}$ ve $x_{k,I}$ işaretlerinin mutlak değerlerini yoğunluk modülasyonu ile iletmektedir. İletime katılan LED'lerin indisleri ise NDC-OFDM sistemine benzer şekilde iletilen işaretlerin pozitif/negatif durumu hakkında bilgi vermektedir. Ancak NDC-OFDM sisteminde yalnızca iki LED'den oluşan bir verici yapısı kullanıldığı için yalnızca tek bir gerçekte simgenin indis ve mutlak değeri iletilmektedir. HRO-OFDM sisteminde ise dört LED'in kullanılması dolayısıyla karmaşık bir OFDM işareti olan x_k 'nin iki gerçekte işarete ($x_{k,R}$ ve $x_{k,I}$) ayrıştırılması sonucu VLC kanal üzerinden iletimi gerçekleştirilebilmektedir. Bunun sonucunda HRO-OFDM sisteminin bant verimliliği

$$\eta = \log_2 M \quad [bit / sn / Hz]$$

3-17

olmaktadır ki bu değer klasik RF-OFDM'in bant verimliliği ile aynı olup NDC-OFDM sisteminin bant verimliliğinin iki katıdır. Bunun nedeni, HRO-OFDM'de gerçekte değerli OFDM işaretleri elde etmek için Hermitian simetriye gereksinim duyulmamasıdır.

Pozitif ve gerçekte değerli işaretler $x_{k,R}^+, x_{k,R}^-, x_{k,I}^+$ ve $x_{k,I}^-$, $n_R \times 4$ boyutlu optik MIMO kanaldan k . OFDM zaman bölgesi işareti için şu şekilde iletilmektedir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}.$$

3-18

Burada $\mathbf{y} = [y_{k,1} \ \cdots \ y_{k,n_R}]^T \in \mathbb{R}^{n_R \times 1}$ doğrudan sezim sonrası elde edilen ve üzerine gürültü eklenmiş gerçek değerli elektriksel işaret vektörünü, $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{n_R \times 4}$ boyutlu MIMO kanal matrisini, $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^{n_R \times 1}$ ise ısı ve diğer gürültüleri modelleyen gerçek değerli toplamsal beyaz Gauss gürültü vektörünü göstermektedir. \mathbf{n} 'nin elemanları $N(0, \sigma_n^2)$ dağılımına sahip olup alınan işaretlere elektriksel bölgede eklenmektedir. Burada $N(\mu, \sigma^2)$, ortalaması μ ve varyansı σ^2 olan normal dağılımı temsil etmektedir. İletilen işaret vektörü $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ ise HRO-OFDM sistemi için

$$\mathbf{x} = [x_{k,R}^+ \ x_{k,R}^- \ x_{k,I}^+ \ x_{k,I}^-]^T \quad \text{3-19}$$

şeklindedir. Diğer bir deyişle \mathbf{x} 'in elemanları LED'lerden iletilen işaretleri göstermektedir. (3-16)'ya göre karmaşık bir OFDM işareti için \mathbf{x} 'in dört elemanından yalnızca ikisi sıfırdan farklıdır. Buna göre sistemdeki dört LED'den ikisi ışık yayarken diğer ikisi kapalı kalmaktadır. Örneğin $x_k = -2.1 + j3.8$ için $\mathbf{x} = [0 \ 2.1 \ 3.8 \ 0]^T$ şeklinde olmaktadır. IEEE 802.15.7 standartında bu durumun problem teşkil etmesi durumunda vericide \mathbf{x} 'in üzerine bilgi taşımayan bir işaret eklenebilir alıcıda ise sezim öncesi bu işaret geri çıkartılabilir. Araştırmalarımızda basitlik açısından $n_R = 4$ alınmış olup bu değer kolayca genelleştirilebilir. Ele alınan 4×4 optik MIMO kanalı şu şekilde gösterilebilir:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} & h_{2,4} \\ h_{3,1} & h_{3,2} & h_{3,3} & h_{3,4} \\ h_{4,1} & h_{4,2} & h_{4,3} & h_{4,4} \end{bmatrix}. \quad \text{3-20}$$

Burada $h_{r,t}$, t . verici birim (LED) ile r . alıcı birim (PD) arasındaki optik telsiz kanalın kazancını göstermektedir ($t, r \in \{1, 2, 3, 4\}$). Bu çalışmada basitlik açısından doğrudan-iletim-hatlı (line-of-sight, LOS) karakteristiklerine sahip optik iletim hatları ele alınmıştır. Bu durumda \mathbf{H} matrisinin elemanları şu şekilde hesaplanmaktadır [3.7]:

$$h_{r,t} = \begin{cases} \frac{(m+1)A_r}{2\pi d_{r,t}^2} \cos^m(\phi_t) T_s(\psi_r) \cos(\psi_r), & 0 \leq \psi_r \leq \Psi_c \\ 0, & \psi_r > \Psi_c. \end{cases} \quad \text{3-21}$$

Burada

$m = -\ln 2 / \ln(\cos \Phi_{1/2})$: Lambertian yayılımının mertebesini,

$\Phi_{1/2}$: verici yarım açısını,

A_r : alıcının fiziksel detektör alanını,

$d_{r,t}$: verici birim t ile alıcı birim r arasındaki uzaklığı,

ϕ_i : verici eksenine göre ayrılma açısını,

ψ_r : alıcı eksenine göre geliş açısını,

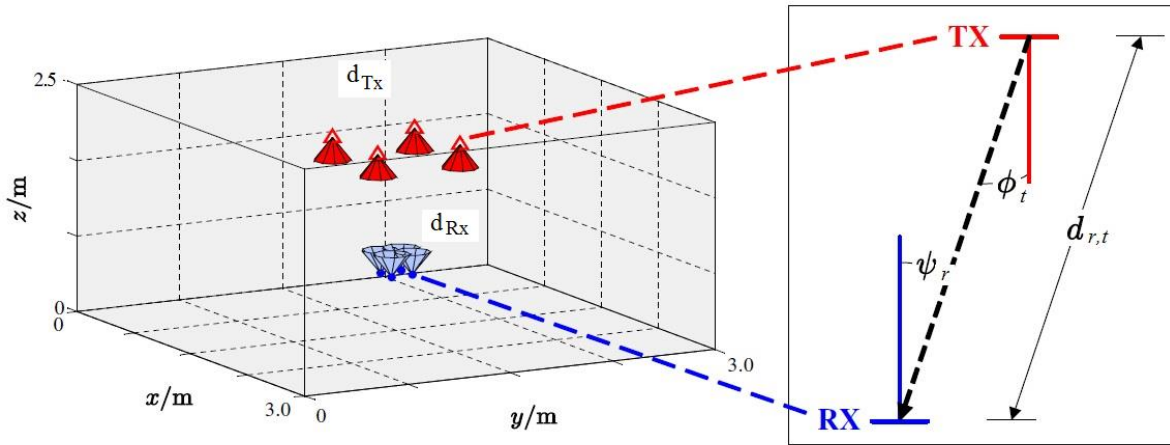
Ψ_c : foto dedektörün görüş alanı (field of view, FOV) yarım açısını,

$T_s(\psi_r)$: optik filtre kazancını

göstermektedir. Bu çalışmada yukarıda belirtilen parametrelerden bazıları için literatürde de yer alan şu kabuller yapılmıştır:

$$T_s(\psi_r) = 1, \Phi_{1/2} = \Psi_c = 15^\circ, A_r = 1 \text{ cm}^2.$$

(3-21)'den görüldüğü üzere verici ve alıcı birimler arasındaki kanal kazanç katsayıları, verici ve alıcı birimlerin konumlarına bağlı olarak belirlenen ϕ_i and ψ_r açılarına doğrudan bağlıdır. Dahası, (3-21)'de verilen modele göre eğer alıcı r , verici t 'nin görüş alanında değil ise $h_{r,t} = 0$ olmaktadır.



Şekil 3-7 Göz önüne alınan geometrik yapı

Kanal katsayılarının hesaplanması için göz önüne alınan geometrik yapı Şekil 3-7'de gösterilmiştir. Bir 4×4 optik MIMO sistemi ele alınmış olup, bu sistemin 3 m x 3 m x 2.5 m (boy-en-yükseklik) boyutlarında bir odada çalıştığı kabul edilmiştir. Verici ve alıcı birimler

sırasıyla 2.25 m ve 0.75 m yüksekliklere yerleştirilmiştir. Dört verici birim ve dört alıcı birim, sırasıyla $d_{Tx} \times d_{Tx}$ ve $d_{Rx} \times d_{Rx}$ boyutlarında olan sanal karelerin köşelerine yerleştirilmiş olup odanın tam merkezinde bulunmaktadır. Verici birimler tam olarak zemine yönlendirilmişken, alıcı birimler ise tam olarak tavana yönlendirilmiştir. d_{Rx} 'in 15cm'ye sabitlendiği kabul edilmiştir ki bu değer dizüstü bilgisayar gibi bir cihaz için normal bir değerdir. Sistemin başarımını değerlendirmek için ise üç farklı d_{Tx} değeri göz önüne alınmıştır ($d_{Tx} \in \{0.3m, 0.45m, 0.6m\}$). Bu değerler için elde edilen kanal matrisleri sırasıyla şu şekildedir.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_{0.3} &= 10^{-3} \times \begin{bmatrix} 0.1403 & 0.1118 & 0.1118 & 0.0895 \\ 0.1118 & 0.1403 & 0.0895 & 0.1118 \\ 0.1118 & 0.0895 & 0.1403 & 0.1118 \\ 0.0895 & 0.1118 & 0.1118 & 0.1403 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{H}_{0.45} &= 10^{-3} \times \begin{bmatrix} 0.1183 & 0.0848 & 0.0848 & 0 \\ 0.0848 & 0.1183 & 0 & 0.0848 \\ 0.0848 & 0 & 0.1183 & 0.0848 \\ 0 & 0.0848 & 0.0848 & 0.1183 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{H}_{0.6} &= 10^{-4} \times \begin{bmatrix} 0.8954 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8954 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8954 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.8954 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3-22}$$

Elde edilen kanal matrislerinden de görüldüğü üzere verici birimler arasındaki uzaklık arttıkça kanal kazançları arasındaki benzerlik azalmaktadır. $d_{Tx} = 0.6m$ değerinde ise MIMO sistem tamamen doğrultulmuş bir şekil alıp her bir LED yalnızca ilişkin foto diyota aktarım yapmaktadır. RF tabanlı iletişim sistemlerinde olduğu gibi VLC sistemlerin başarımının belirlenmesi için işaret-gürültü-oranı (SNR) önemli bir parametredir. Çalışmamızda, her bir alıcıdaki elektriksel SNR şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$\text{SNR} = \frac{P_{RX}^E}{\sigma_n^2} = \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\frac{1}{n_R} \sum_{r=1}^{n_R} P_r^O \right)^2 = \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\frac{1}{n_R} \sum_{r=1}^{n_R} \sum_{t=1}^{n_T} h_{r,t} I \right)^2. \tag{3-23}$$

Burada P_{RX}^E alınan elektriksel gücü göstermektedir. $P_r^O = \sum_{t=1}^{n_T} h_{r,t} I$ ise alıcı birim r 'deki alınan optik güçtür. I ise HRO-OFDM sisteminin her bir LED'in iletilen ortalama optik yoğunluktur.

HRO-OFDM sistemi için bu değerin hesaplanması aşağıdaki şekilde gerçekleştirilmiştir. M - QAM işaret uzayındaki simgelerin birim enerjili olacak şekilde normalize edilmesi sonucu $E\{\mathbf{x}_F^H \mathbf{x}_F\} = N$ olmaktadır. N -IFFT dönüşümünün de işaretlerin enerjisini sabit tuttuğu kabul edilirse, merkezi limit teoremi neticesinde büyük N değerleri için \mathbf{x}_T 'nin elemanları $CN(0,1)$ dağılımına sahip olmaktadır. Burada $CN(0, \sigma^2)$, σ^2 varyanslı dairesel karmaşık Gauss dağılımını göstermektedir. Gerçek-sanal ayırımı sonrası $x_{k,R}$ ve $x_{k,I}$ 'nin $N(0,0.5)$ dağılımına sahip olduğu göz önünde bulundurulacak olursa, simetri dolayısıyla \mathbf{x} 'in dört elemanı da aşağıda verilen olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahip olacaktır:

$$p_{x_{k,R(I)}}^{\pm}(v) = (1/\sqrt{\pi}) \exp(-v^2) u(v) + \frac{1}{2} \delta(v) . \quad 3-24$$

Bu dağılım literatürde kırılmış Gauss dağılımı olarak adlandırılmış olup, burada $u(v)$ ve $\delta(v)$ sırasıyla birim basamak ve Dirac delta fonksiyonlarını göstermektedir. HRO-OFDM sisteminin her bir LED'inden iletilen ortalama optik güç ise

$$I = \int_0^{\infty} v p_{x_{k,R(I)}}^{\pm}(v) dv = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \quad 3-25$$

şeklinde hesaplanmıştır.

3.6.3 HRO-OFDM Sisteminin Koşullu MAP Kestircisi

HRO-OFDM sistemi için (3-18)'de verilen iletim modeli tek-taşıyıcılı MIMO sistemlerin iletim modeline oldukça benzemektedir. Ancak ele alınan bu modelde alıcıda alınan işaretler gerçek olup veri vektörü \mathbf{x} 'in elemanları kırılmış Gauss dağılımına sahiptir. (3-18)'de verilen iletim modeli için OFDM demodülasyon işlemine geçmeden önce hangi LED'lerin etkin olduğuna karar verilerek ilişkin karmaşık işaretlerin geri elde edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla kullanılacak en basit yöntemlerden biri sıfıra zorlama (zero forcing, ZF) kestircisidir. ZF kestircisi iletilen gerçek işaretlerin (\mathbf{x}) kestirimini şu şekilde basitçe gerçekleştirebilir:

$$\hat{\mathbf{x}}^{ZF} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{y} . \quad 3-26$$

Ardından alıcı etkin olan LED'lerin indislerini belirlemek için $\hat{\mathbf{x}}^{ZF} = [\hat{\mathbf{x}}_1^{ZF} \ \hat{\mathbf{x}}_2^{ZF}]^T$ vektörünü ele alır ve $\hat{\mathbf{x}}_1^{ZF}$ ile $\hat{\mathbf{x}}_2^{ZF}$ 'in içerisindeki daha yüksek genlik değerine sahip işaretlere bakarak etkin LED'leri ve ilişkin OFDM işaretlerini elde edebilir. Oldukça basit olmasına karşın ZF kestiricisinin iki temel dezavantajı bulunmaktadır. Bunlardan ilki \mathbf{n} 'in de \mathbf{H}^{-1} ile çarpılmasından dolayı gürültünün gücünün artmasıdır. ZF kestiricinin diğer bir dezavantajı ise \mathbf{x} 'in olasılık dağılımını göz önüne almayarak negatif değerli kestirimler de üretebilmesidir. ZF kestiricisinin yukarıda sözü geçen dezavantajlarını ortadan kaldırmak için bu çalışmamız içerisinde VLC iletişim sistemler için literatürde ilk kez en büyük sonsal olasılık (maximum a posteriori, MAP) kestirimi önerilmiştir. HRO-OFDM sisteminin MAP kestiricisi \mathbf{x} 'in olasılık dağılımını da göz önüne alarak bu vektörün her zaman pozitif değerli kestirimlerini elde etmektedir.

Kanal matrisi \mathbf{H} 'nin sütun vektörleri $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \mathbf{h}_3 \ \mathbf{h}_4]$ şeklinde tanımlanacak olursa, (3-18)'de verilen iletim modeli şu şekilde tekrar yazılabilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_m \bar{x}_{k,R} + \mathbf{h}_n \bar{x}_{k,I} + \mathbf{n} . \quad 3-27$$

Burada, $\bar{x}_{k,R} = |x_{k,R}|$, $\bar{x}_{k,I} = |x_{k,I}|$, $m \in \{1, 2\}$ ve $n \in \{3, 4\}$ olarak tanımlanmıştır. Basitçe gösterilebilir ki $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ aşağıdaki şekilde verilen katlanmış Gauss (yarım-normal) dağılıma sahiptir:

$$p_{\bar{x}_{k,R(I)}}(v) = (2 / \sqrt{\pi}) \exp(-v^2) u(v) . \quad 3-28$$

Dolayısıyla, verilen bir (m, n) çifti için, $\bar{x}_{k,R}$ and $\bar{x}_{k,I}$ 'nin koşullu MAP kestirimleri

$$(\tilde{x}_{k,R}^{(m,n)}, \tilde{x}_{k,I}^{(m,n)}) = \arg \max_{\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}} p(\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I} | \mathbf{y}) \quad 3-29$$

şeklinde hesaplanabilir. Burada, $p(\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I} | \mathbf{y})$, $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ 'nin \mathbf{y} koşulu altındaki olasılık yoğunluk fonksiyonudur. $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ 'nin bağımsız oldukları ve Bayes kuralı göz önüne alınarak (3-28) şu şekilde yazılabilir:

$$(\tilde{x}_{k,R}^{(m,n)}, \tilde{x}_{k,I}^{(m,n)}) = \arg \max_{\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}} p(\mathbf{y} | \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}) p(\bar{x}_{k,R}) p(\bar{x}_{k,I}) \quad 3-30$$

\mathbf{y} 'nin $\bar{x}_{k,R}$, $\bar{x}_{k,I}$ ve (m,n) koşulu altında dağılımı $N(\mathbf{h}_m \bar{x}_{k,R} + \mathbf{h}_n \bar{x}_{k,I}, \sigma_n^2)$ şeklinde olup, (3-30)'daki sabit terimler de atılacak olursa

$$(\tilde{x}_{k,R}^{(m,n)}, \tilde{x}_{k,I}^{(m,n)}) = \arg \max_{\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}} \exp\left(-[\bar{x}_{k,R}^2 + \bar{x}_{k,I}^2]\right) \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{h}_m \bar{x}_{k,R} + \mathbf{h}_n \bar{x}_{k,I}\|^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad 3-31$$

elde edilir. (3-31)'deki ifadenin logaritması alınacak olursa basit cebrik işlemlerin ardından

$$(\tilde{x}_{k,R}^{(m,n)}, \tilde{x}_{k,I}^{(m,n)}) = \arg \min_{\bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}} M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}) \quad 3-32$$

elde edilecektir. Burada $M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I})$, MAP kestirim metriği olup şu şekilde tanımlanmıştır:

$$M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_m \bar{x}_{k,R} + \mathbf{h}_n \bar{x}_{k,I}\|^2 + 2\sigma_n^2 (\bar{x}_{k,R}^2 + \bar{x}_{k,I}^2). \quad 3-33$$

$\|\mathbf{a}\|^2 = \mathbf{a}^T \mathbf{a}$ olduğu göz önüne alınacak olursa, işlemler sonrası (3-31) şu şekli alabilecektir:

$$M^{\text{MAP}}(m, n, \bar{x}_{k,R}, \bar{x}_{k,I}) = A\bar{x}_{k,R}^2 + B\bar{x}_{k,I}^2 + C\bar{x}_{k,R} + D\bar{x}_{k,I} + E\bar{x}_{k,R}\bar{x}_{k,I}. \quad 3-34$$

(3-34)'te verilen ifadenin minimizasyonu problemi literatürde iyi bilinen ikinci dereceden programlama (quadratic programming, QP) problemine özdeş [3.23] olup buradaki katsayılar şu şekilde hesaplanmıştır:

$$\begin{aligned} A &= \mathbf{h}_m^T \mathbf{h}_m + 2\sigma_n^2 \\ B &= \mathbf{h}_n^T \mathbf{h}_n + 2\sigma_n^2 \\ C &= -2\mathbf{y}^T \mathbf{h}_m \\ D &= -2\mathbf{y}^T \mathbf{h}_n \\ E &= 2\mathbf{h}_m^T \mathbf{h}_n. \end{aligned} \quad 3-35$$

QP probleminin matematiksel ifadesinin

$$\min_{\mathbf{q}} \left\{ \frac{1}{2} \mathbf{q}^T \mathbf{Q} \mathbf{q} + \mathbf{c}^T \mathbf{q} \right\} \quad \text{koşul } \mathbf{A} \mathbf{q} \leq \mathbf{b} \quad 3-36$$

olduğu göz önüne alınacak olursa HRO-OFDM sisteminin MAP kestiricisi için bu minimizasyonun parametreleri şu şekilde hesaplanacaktır:

$$\begin{aligned} \mathbf{q} &= [\bar{x}_{k,R} \quad \bar{x}_{k,I}]^T \\ \mathbf{Q} &= \begin{bmatrix} 2A & E \\ E & 2B \end{bmatrix} \\ \mathbf{c} &= [C \quad D]^T \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{b} &= [0 \quad 0]^T \end{aligned} \tag{3-37}$$

(3-36) ve (3-37)'den görüldüğü üzere $\mathbf{A}\mathbf{q} \leq \mathbf{b}$ koşulu HRO-OFDM sistemine özgü olarak $\mathbf{q} = [\bar{x}_{k,R} \quad \bar{x}_{k,I}]^T$ vektörünün elemanlarının pozitif değerli olacağı göz önüne olarak ayarlanmıştır. Böylece \mathbf{q} 'nun kestirimi sonrası $\tilde{x}_{k,R}^{(m,n)} \geq 0$ ve $\tilde{x}_{k,I}^{(m,n)} \geq 0$ olması tüm \mathbf{Q} ve \mathbf{c} değerleri için garanti edilmiş olacaktır.

Etkin olan LED'lerin indislerini (m ve n 'nin kestirimlerini) ve ilişkin $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ kestirimlerini belirlemek için HRO-OFDM sisteminin koşullu MAP kestiricisi tüm olası (m,n) çiftleri için $\tilde{x}_{k,R}^{(m,n)}$ ve $\tilde{x}_{k,I}^{(m,n)}$ kestirimlerini elde etmektedir. Ardından, $\tilde{x}_{k,R}^{(m,n)}$ ve $\tilde{x}_{k,I}^{(m,n)}$ 'nin koşulsuz (gerçek) kestirimlerini ise

$$\begin{aligned} (\hat{m}, \hat{n}) &= \arg \min_{m,n} M^{\text{MAP}}(m, n, \tilde{x}_{k,R}^{(m,n)}, \tilde{x}_{k,I}^{(m,n)}), \\ \hat{x}_{k,R}^{\text{MAP}} &= \tilde{x}_{k,R}^{(\hat{m}, \hat{n})}, \quad \hat{x}_{k,I}^{\text{MAP}} = \tilde{x}_{k,I}^{(\hat{m}, \hat{n})}. \end{aligned} \tag{3-38}$$

aracılığıyla hesaplanmaktadır. Diğer bir deyişle, $\bar{x}_{k,R}$ ve $\bar{x}_{k,I}$ kestirimlerinin tüm olası $(m,n) \in \{(1,3), (1,4), (2,3), (2,4)\}$ çiftleri (aktif LED durumları) için hesaplanmasının ardından HRO-OFDM sisteminin koşullu MAP kestiricisi (3-38)'de verilen MAP metriğini bu dört senaryo için de hesaplayarak minimum metriği veren LED çifti (\hat{m}, \hat{n}) ve ilişkin kestirime $\hat{x}_{k,R}^{\text{MAP}}, \hat{x}_{k,I}^{\text{MAP}}$ karar vermektedir. Ardından gerçel-sanal (\Re/\Im) birleştiricisi, karmaşık x_k işaretinin kestirimini şu şekilde elde edecektir:

$$\hat{x}_{k,R} = \begin{cases} \hat{x}_{k,R}^{\text{MAP}}, & \text{eğer } m=1 \\ -\hat{x}_{k,R}^{\text{MAP}}, & \text{eğer } m=2 \end{cases} \quad \hat{x}_{k,I} = \begin{cases} \hat{x}_{k,I}^{\text{MAP}}, & \text{eğer } n=3 \\ -\hat{x}_{k,I}^{\text{MAP}}, & \text{eğer } n=4. \end{cases} \tag{3-39}$$

Burada x_k işaretinin kestirimi $\hat{x}_k = \hat{x}_{k,R} + j\hat{x}_{k,I}$ şeklinde hesaplanacaktır. Şekil 3-6'dan görüldüğü üzere OFDM işaretinin kestirilmesinin ardından klasik OFDM demodülasyon prosedürleri uygulanarak (N -FFT dönüşümü ve M -QAM demodülasyonu) bilgi bitleri vektörü \mathbf{u} 'nun bir kestirimi olan $\hat{\mathbf{u}}$ elde edilecektir.

3.6.4 Bilgisayar Benzetim Sonuçları

Önerilen HRO-OFDM sisteminin bit hata olasılığı (bit error rate, BER) başarımı Tablo 3.1'de isimleri, bant verimlilikleri ve bilgisayar benzetimlerde kullanılan ortalama optik yoğunluk (I) değerleri verilen referans sistemlerle karşılaştırılmıştır.

Tablo 3-1 Bilgisayar benzetimlerinde ele alınan MIMO-VLC sistemler

Sistem	$n_R \times n_T$	η [bit/sn/Hz]	I
	MIMO		
HRO-OFDM	4×4	$\log_2 M$	$1 / (2\sqrt{\pi})$
NDC-OFDM	2×2	$(1/2)\log_2(M)$	$1 / \sqrt{2\pi}$
OSM-OFDM-ACO	4×4	$(1/4)\log_2(Mn_T)$	$1 / (4\sqrt{\pi})$
OSM-OFDM-DCO	4×4	$(1/2)\log_2(Mn_T)$	$\frac{\sigma_x}{2\pi} \exp(-B_{DC}^2 / (2\sigma_x^2))$ $+ B_{DC}(1 - Q(B_{DC} / \sigma_x))$
V-BLAST-ACO	4×4	$\log_2 M$	$1 / (2\sqrt{\pi})$

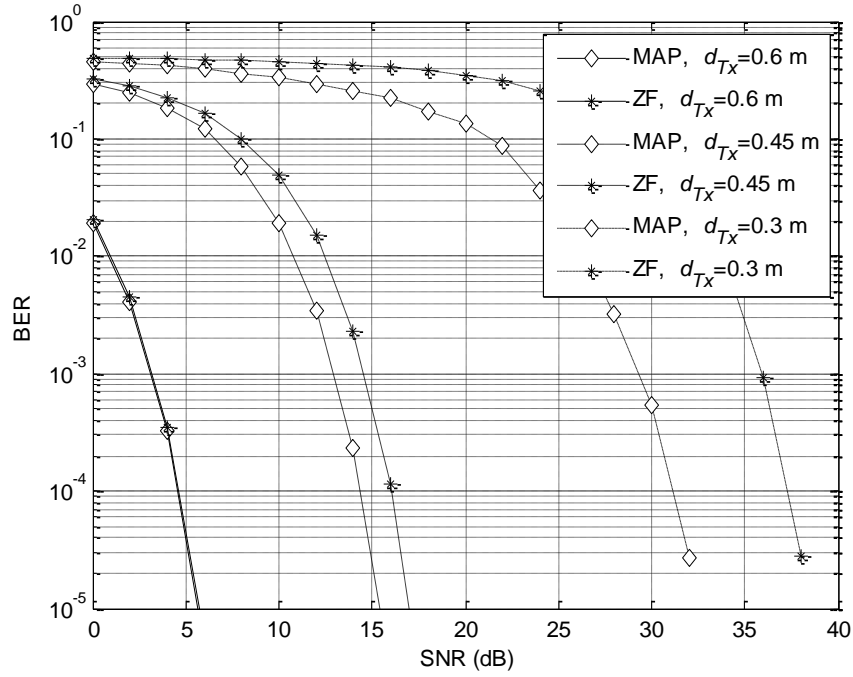
[3.2]'te önerilen NDC-OFDM sistemi 2×2 'lik bir MIMO-VLC sistemde çalışmaktadır. OSM-OFDM-ACO ve OSM-OFDM-DCO sistemleri ise [3.20]'de önerilen optik uzaysal modülasyon (OSM) ile [3.1]'te ele alınan optik OFDM tekniklerini birlikte kullanmaktadır. OSM-OFDM-DCO sistemi için $\sigma_x^2 = 1/n_T$, zaman-bölgesi OFDM işaretinin her bir LED için varyansı olup B_{DC} ise [3.1]'teki gibi tanımlanan ve kırpmaya gürültüsünden kaynaklanan hata katını engellemek için kullanılan DC gerilim değeridir. $Q(\cdot)$ ise standart Gauss dağılımının kuyruk olasılık

fonksiyonudur. V-BLAST-ACO sistemi ise [3.1]'da önerilen optik V-BLAST tekniği ile [3.1]'te ele alınan optik OFDM tekniklerini birlikte kullanmaktadır. Referans alınan bu sistemlerde literatürde olduğu gibi ZF kestiricisi kullanılmıştır [3.2].

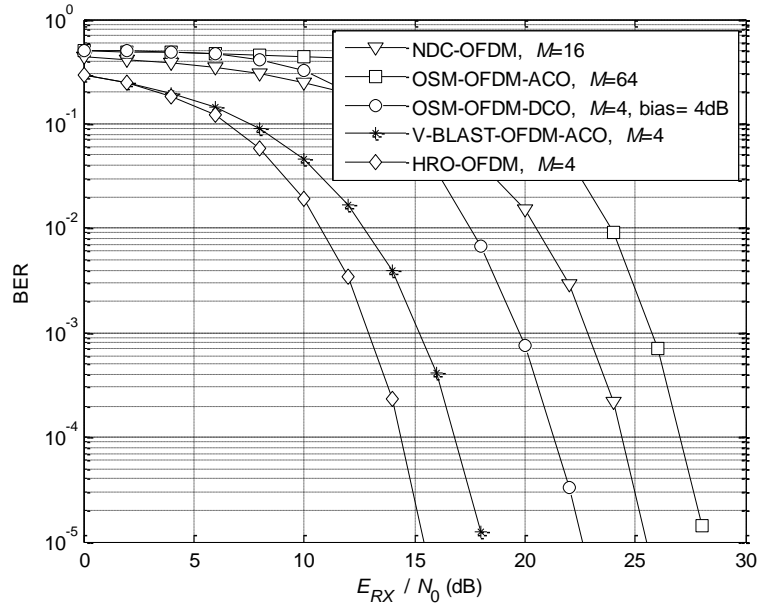
Şekil 3-8'de HRO-OFDM sistemi için MAP ve ZF kestiricilerinin BER başarımları değişik d_{Tx} değerleri için elde edilmiştir. Şekil 3-8'den görüldüğü üzere $d_{Tx} = 0.6m$ için ZF ve MAP teknikleri aynı başarımları sağlamaktadır. Bunun nedeni (3-22)'den görüldüğü üzere $d_{Tx} = 0.6m$ için kanal matrisinin köşegen bir yapıda olması sonucu alıcıda \hat{x}_k 'nın oldukça basit yöntemlerle elde edilebilmesidir. Ancak artan d_{Tx} değerleri ile birlikte \mathbf{H} matrisinin elemanları birbirlerine giderek benzemeye başlamakta ve ZF kestiricinin dezavantajları ortaya çıkmaktadır. Örneğin $d_{Tx} = 0.3m$ için MAP kestiricisi, ZF kestiricisinden yaklaşık olarak 7 dB daha iyi BER başarımları göstermektedir.

Şekil 3-9'da $d_{Tx} = 0.45m$ değeri için 2 bit/sn/Hz'lik bir iletim hızı için HRO-OFDM sisteminin başarımları Tablo 3.1'de verilen referans sistemlerle karşılaştırılmıştır. Şekil 3-9'dan görüldüğü üzere 10^{-4} 'lük bir BER değeri için önerilen sistem V-BLAST-ACO, OSM-OFDM-DCO, NDC-OFDM ve OSM-OFDM-ACO sistemlerinden sırasıyla 3 dB, 7 dB, 10 dB ve 12.5 dB daha iyi BER başarımları göstermektedir. Bunun nedeni, HRO-OFDM sisteminin yüksek veri iletim hızı ve çok daha etkili çalışan alıcı yapısıdır.

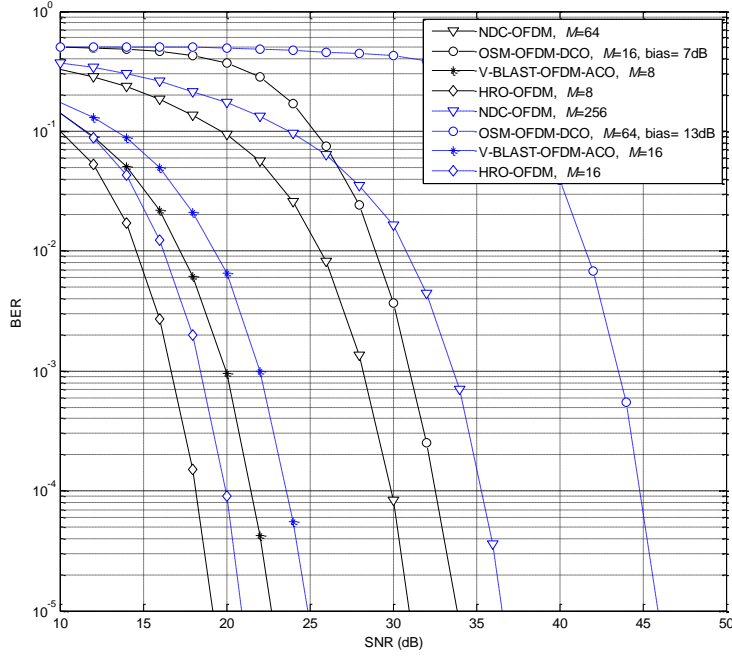
Şekil 3-10'da ise $d_{Tx} = 0.45m$ değeri için 3 ve 4 bit/sn/Hz'lik iletim hızları için HRO-OFDM sisteminin başarımları Tablo 3.1'de verilen referans sistemlerle karşılaştırılmıştır. Şekil 3-10'dan görüldüğü üzere artan veri hızları ile birlikte daha düşük veri hızına sahip olan sistemler ile HRO-OFDM sistemi arasındaki başarımlar farkı giderek artmaktadır. Şekil 3-10'dan görüldüğü gibi HRO-OFDM sisteme en yakın başarımları yine aynı hıza sahip olan V-BLAST-ACO sistemi sağlamaktadır. Ancak HRO-OFDM sisteminde kullanılan MAP kestiricisi sayesinde daha iyi bir BER başarımları elde edilmiştir.



Şekil 3-8 HRO-OFDM sistemi için MAP ve ZF kestiricilerinin BER başarımları (2 bit/sn/Hz)



Şekil 3-9 Değişik MIMO-OFDM Sistemlerinin 2 bits/sn/Hz için BER başarımları



Şekil 3-10 Değişik MIMO-OFDM Sistemlerinin 3-4 bits/sn/Hz için BER başarımları

3.7 OFDM-IM ve MIMO-OFDM tabanlı Görünür Işıklı Haberleşme Sistemlerinin Tasarımı ve Temel Başarım Sınırlarının Belirlenmesi

3.7.1 Giriş

Dik frekans bölmeli çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) tekniği güç verimliliği ve simgeler-arası girişim problemlerine sağladığı verimli çözümler neticesinde RF sistemlerde olduğu gibi VLC sistemler için de umut verici bir iletim tekniği olarak karşımıza çıkmaktadır [3.1].

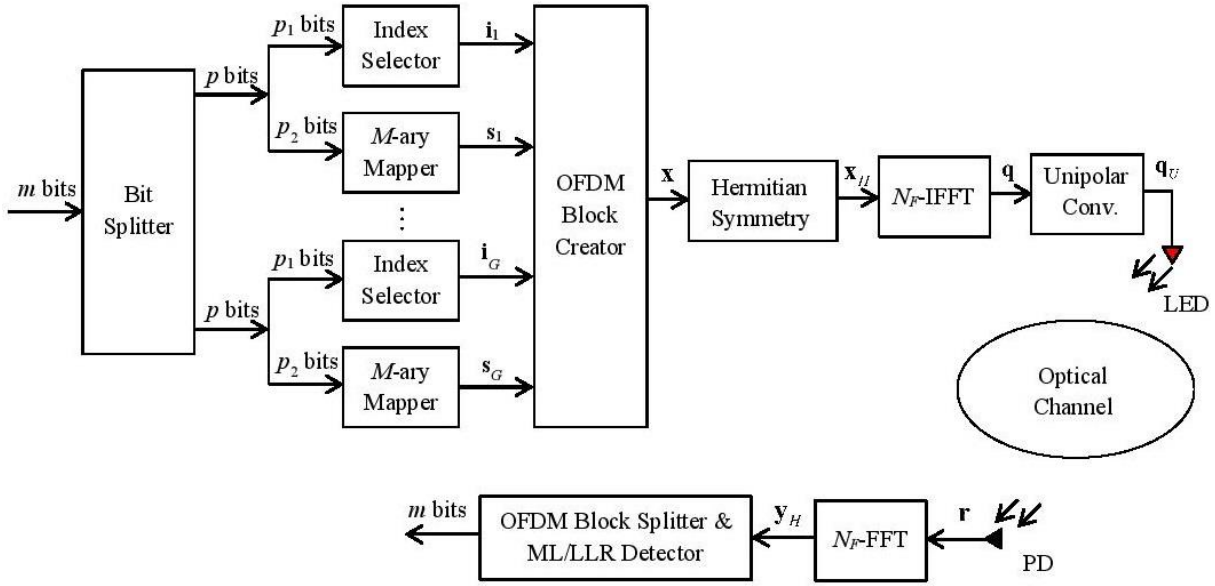
Önceki kısımlarda bahsedildiği üzere RF tabanlı OFDM sistemlerinde iletilecek işaretler karmaşık ve çift kutuplu olabilir iken, yoğunluk modülasyonu/doğrudan sezim (intensity modulation/direct detection, DD) tabanlı VLC sistemleri için iletilecek işaretler gerçek ve pozitif olmalıdır [3.1]. VLC haberleşme sistemlerindeki bu farklılık ciddi bir tasarım problemi olarak karşımıza çıkmakta olup klasik OFDM'in VLC sistemlere uyarlanmasına ilişkin literatürde bazı çalışmalar yapılmıştır. VLC-OFDM sistemleri için frekans bölgesinde Hermitian simetri özelliği kullanıldığında ters hızlı Fourier dönüşümü (inverse fast Fourier transform, IFFT) işlemi sonrası gerçek OFDM

işaretlerinin elde edilmesi mümkün olmaktadır. Ancak iletilecek işaretin pozitif yapılması için ya zaman bölgesindeki çift kutuplu işaretlere uygun genlikte bir DC eklemesi yapılmakta (doğru akım sapmalı optik OFDM, direct current biased optical OFDM, DCO-OFDM) ya da FFT dönüşümünün özellikleri kullanılarak yalnızca tek indisli alt taşıyıcılar ile bilgi iletilmekte ve bilgi kaybı olmaksızın iletilecek işaretler sıfır seviyesinden kırılmaktadır (asimetrik kırılmış optik OFDM, asymmetrically clipped optical OFDM, ACO-OFDM) [3.2]. Bu iki yaklaşımın birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır.

OFDM ile indis modülasyonu tekniğinin birleştirilmesi ile ilgili yeni bir çalışmamız literatürde yer almıştır [3.8]. *İndis modülasyonlu OFDM* (OFDM with index modulation, OFDM-IM) olarak adlandırılan bu yeni ve özgün haberleşme sistem mimarisi, uzaysal modülasyon (SM) tekniğinden esinlenerek etkin alt taşıyıcı indisleri ile bilgi bitlerinin iletilmesi düşüncesine dayanmaktadır. Diğer bir deyişle, OFDM-IM sisteminde bilgi sadece M 'li işaret uzaylarının simgeleriyle değil bu simgeler tarafından modüle edilen etkin taşıyıcıların indisleri ile de taşınmaktadır. OFDM-IM, bant verimliliği ve hata başarımı arasında ilginç ödünleşimler sunmakta olup son yıllarda oldukça ilgi çekmiştir.

Proje kapsamında OFDM-IM tekniğinin VLC sistemlere uygulanmasına yönelik çalışmalar yapılmış olup optik OFDM-IM (O-OFDM-IM) olarak adlandırılan yeni bir iletim tekniği önerilmiştir. Önerilen bu tekniğin tasarımı İş Paketi 1'de elde edilen gerçekçi VLC kanal dürtü yanıtları için yapılmış olup bilgisayar benzetimleri ile bit hata oranı (BER) başarımı elde edilmiştir. Önerilen sistem asimetrik kırma (AC) ya da doğru akım (DC) ekleme ilkelerine göre VLC kanallar üzerinden iletişimi gerçekleştirmektedir. Bu bölümde O-OFDM-IM sistemi ayrıntılı bir şekilde ele alınacaktır.

Proje kapsamında ayrıca VLC standartları için önerilmiş olan geliştirilmiş tek kutuplu OFDM (eU-OFDM) sisteminin [3.27] çok girişli çok çıkışlı (MIMO) VLC sistemlerine geliştirilmesi yapılarak çok-girişli çok-çıkışlı geliştirilmiş tek kutuplu optik OFDM (MIMO-eU-OFDM) olarak adlandırılan özgün sisteminin verici ve alıcı yapıları tasarlanarak bilgisayar benzetimleri ile başarımı elde edilmiştir.



Şekil 3-11 Optik OFDM-IM Sisteminin Verici Alıcı Yapısı

3.7.2 O-OFDM-IM Sistem Modeli

O-OFDM-IM sisteminin blok şeması Şekil 3-11’de gösterilmiştir. Her bir OFDM çerçevesinin iletimi için alıcıya m adet bilgi biti gelmektedir. Bu bitler her biri $p = p_1 + p_2$ bit içeren G gruba ayrılır. Bu ayrıştırma ile her biri N uzunluklu OFDM alt blokları elde edilir. Bu değer ise şu şekilde hesaplanır:

$$N = \begin{cases} (N_F / 4) / G & \text{AC için} \\ (N_F / 2 - 1) / G & \text{DC ekleme için} \end{cases} \quad \text{3-40}$$

Burada N_F , FFT boyutunu göstermektedir. Hermitian simetri dolayısıyla indis seçimi ve modülasyonlu simgelerinin iletimi için AC durumunda $N_F / 4$, DC ekleme durumunda ise $N_F / 2 - 1$ alt taşıyıcı kullanıma hazırdır. Her bir alt blok için N mevcut alt taşıyıcıdan K tanesinin seçimi için indis seçici $p_1 = \lfloor \log_2(C(N, K)) \rfloor$ bit göz önüne almaktadır. Geriye kalan alt taşıyıcılar ise etkin olmayıp sıfırlanmaktadır. Her bir g alt bloğu için seçilen etkin alt taşıyıcı indisleri $\mathbf{i}_g = [i_1 \ i_2 \ \dots \ i_K]^T, g = 1, 2, \dots, G$ olup, $k = 1, 2, \dots, K$ için $i_k \in \{1, 2, \dots, N\}$ ’dir. Etkin indislerin seçimi işlemi küçük N ve K değerleri için bir referans tablo yardımıyla yapılabilirken,

genel durumunda kombinatorik algoritmasını kullanan bir eşleyici ile yapılmaktadır [3.26]. Tablo 3-2'de $N = 4$ ve $K = 2$ için bir referans tablo örneği verilmiştir. Tablo 3-2'den görüldüğü üzere iki bilgi biti ile dört alt taşıyıcıdan ikisi etkin olarak seçilmektedir.

Tablo 3-2 N=4 ve K=2 için referans tablo

Bitler	İndisler (\mathbf{i}_g^T)
[0 0]	[1 3]
[0 1]	[2 4]
[1 0]	[1 4]
[1 1]	[2 3]

Ancak etkin alt taşıyıcı indisleri ile iletilen bitlerin sayısı arttıkça referans tablo yöntemi mümkün değildir. Bu durumda kombinatorik sayı teorisini kullanan bir eşleyici kullanılmaktadır. Tablo 3-3'de $N = 8$ ve $K = 4$ için bu şekilde çalışan bir eşleyici gösterilmiştir. Tablo 3-3'den görüldüğü üzere $p_1 = 6$ bitlik bir dizi ile dört etkin alt taşıyıcının indisleri belirlenmektedir.

Tablo 3-3 N=8 ve K=4 için eşleme yöntemi

Bitler	İkili-Onluk Dönüşümü	İndisler (\mathbf{i}_g^T)
[0 0 0 0 0 0]	0	[1 2 3 4]
[0 0 0 0 0 1]	1	[1 2 3 5]
[0 0 0 0 1 0]	2	[1 2 4 5]
[0 0 0 0 1 1]	3	[1 3 4 5]
⋮	⋮	⋮
[0 1 1 1 1 1]	31	[1 5 6 7]
[1 0 0 0 0 0]	32	[2 5 6 7]
⋮	⋮	⋮

$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0]$	62	$[2 \ 5 \ 7 \ 8]$
$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$	63	$[3 \ 5 \ 7 \ 8]$

Her bir alt blok için geriye kalan $p_2 = K(\log_2(M))$ bit M 'li işaret uzayına eşlenerek etkin alt taşıyıcılar üzerinden iletilecek simgeler belirlenir. Her bir alt blok için M 'li eşleyicinin çıkışındaki K karmaşık veri simgesi $\mathbf{s}_g = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_K]^T$ olup $s_k \in \mathcal{S}$, $k = 1, 2, \dots, K$ şeklinde elde edilir. Tüm alt taşıyıcıların kullanılmaması nedeniyle iletilen toplam bitlerin sayısındaki düşüş etkin indisler ile taşınan bitler ile telafi edilmektedir. DC ekleme durumunda OFDM blok yapıcı her g için \mathbf{i}_g ve \mathbf{c}_g 'yi göz önüne alarak ana OFDM-IM bloğu $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{(N_F/2-1) \times 1}$ 'i şu şekilde oluşturur:

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \ \mathbf{x}_2^T \ \dots \ \mathbf{x}_G^T]^T = [x(1) \ x(2) \ \dots \ x(N_F/2-1)]^T. \quad 3-41$$

Ana OFDM-IM bloğunun oluşturulmasının ardından, Hermitian simetri aşağıdaki şekilde uygulanır:

$$\mathbf{x}_H = [0 \ x(1) \ \dots \ x(N_F/2-1) \ 0 \ x^*(N_F/2-1) \ \dots \ x^*(1)]^T. \quad 3-42$$

Burada $\mathbf{x}_H = [x_H(1) \ x_H(2) \ \dots \ x_H(N_F)]^T \in \mathbb{C}^{N_F \times 1}$ Hermitian simetri uygulanmış olan genişletilmiş OFDM-IM çerçevesidir. Bu işlemin amacı, daha önce de bahsedildiği üzere IFFT işlemi sonrası gerçek OFDM işaretlerinin elde edilmesini sağlamaktadır.

Diğer taraftan AC durumunda, ana OFDM-IM bloğu $\mathbf{x} = [x(1) \ x(2) \ \dots \ x(N_F/4)]^T$ 'in oluşturulmasının ardından, Hermitian simetri çift alt taşıyıcılar sıfırlanarak aşağıdaki şekilde uygulanır:

$$\mathbf{x}_H = \left[0 \ x(1) \ 0 \ x(2) \ \dots \ x\left(\frac{N_F}{4}\right) \ 0 \ x^*\left(\frac{N_F}{4}\right) \ \dots \ x^*(2) \ 0 \ x^*(1) \right]^T. \quad 3-43$$

Çift alt taşıyıcıların sıfırlanmasındaki neden veri kaybı olmaksızın IFFT sonrası negatif değerlerin kırılabilmesidir. Bu kırılma sonucu alıcıda tek alt taşıyıcılardaki simgelere veri kaybı olmadan ulaşılabilmektedir.

Hermitian simetri işleminden sonra elde edilen genişletilmiş OFDM bloğuna ters IFFT işlemi uygulanarak

$$\mathbf{q} = [q(1) \ q(2) \ \dots \ q(N_F)]^T \in \mathbb{C}^{N_F \times 1} \quad 3-44$$

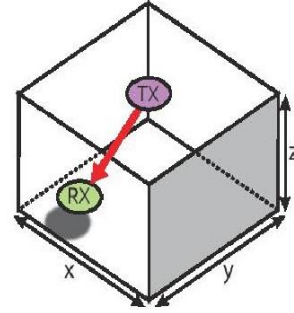
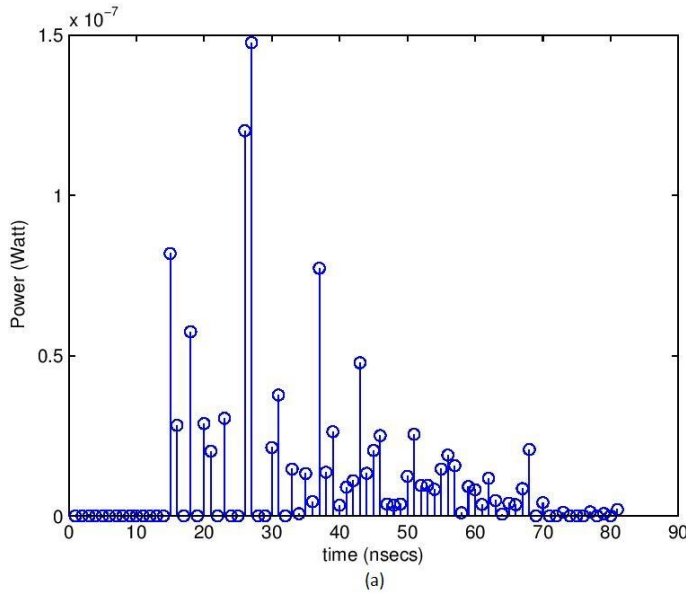
elde edilir. IFFT işleminin $E\{\mathbf{q}^T \mathbf{q}\} = N_F$ normalizasyonunu sağladığı kabul edilmiştir. N_F -IFFT işleminin ardından \mathbf{q} içerisindeki gerçekte ama çift-kutuplu olan işaretlerin optik kanaldan iletimi mümkün değildir. Bu aşamada DC ekleme ya da AC'ye göre tek kutuplu dönüşümü yapılmaktadır. AC için \mathbf{q} 'da negatif örnekler veri kaybı olmaksızın sıfırlanarak \mathbf{q}_U elde edilir. DC ekleme durumunda ise

$$B_{DC} = \mu \sqrt{E\{q(n_f)^2\}} \quad 3-45$$

ile hesaplanan bir DC değeri çift-kutuplu OFDM işaretlerine eklenir. Burada μ bir sabit olup DC ekleme seviyesi $10 \log_{10}(\mu^2 + 1)$ dB olarak hesaplanmaktadır [3.2]. Tek-kutuplu dönüşümünün ardından elde edilen pozitif ve gerçekte işaretler L -dallı VLC kanaldan $\mathbf{h} = [h(1) \ h(2) \ \dots \ h(L)]^T$ iletilebilecek durumdadır. Kanal dürtü yanıtı, $L = 81$ olmak üzere İş Paketi 1 kapsamındaki Zemax yazılımı ile elde edilmiş olup Şekil 3-12(a)'da gösterilmiştir. Şekil 3-12(b)'de ise ele alınan kurulum verilmiştir. İlgili kanal parametreleri ise Tablo 3-4'te gösterilmiştir.

Tablo 3-4 VLC Kanal Parametreleri

Oda Boyutları	$5 \times 5 \times 3 \ (m^3)$
Verici Pozisyonu	$(0, 0, 3)$
Alıcı Pozisyonu	$(1.7, 1.9, 0.7)$
Yansıtıcılık	Duvarlar: 0.8, Tavan: 0.8, Zemin: 0.3



Şekil 3-12 a) VLC Kanal dürtü yanıtı b) benzetim kurulumu

\mathbf{q}_U 'ya C_p uzunluklu çevrimsel önek eklenmesi yapılsa elde edilen $\tilde{\mathbf{q}}_U$ dizisi VLC kanaldan iletebilir. Alınan işaretler fotodetektör tarafından elektriksel işarete geri dönüştürülür ve ilgili dönüşümler yapılsa aşağıda verilen iletişim modeli elde edilecektir:

$$\mathbf{r} = \tilde{\mathbf{q}}_U * \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad 3-46$$

Burada * doğrusal konvolüsyonu, \mathbf{w} ise σ_w^2 varyanslı Gauss gürültü örneklerini içeren vektörü göstermektedir. Konvolüsyon işlemi dolayısıyla oluşan girişim OFDM tekniği sayesinde aşağıda açıklanacağı üzere giderilmektedir.

O-OFDM-IM sistemi için işaret-gürültü-oranı (SNR) şu şekilde tanımlanmıştır:

$$\rho = E_b / \sigma_w^2 \cdot \quad 3-47$$

Burada

$$E_b = \frac{(N_F + C_p)P_e H_0}{m} \quad 3-48$$

bit başına foto-dedektör tarafından alınan elektriksel enerjiyi göstermekte, H_0 ise optik kanalın ortalama gücü olup $E\{h(l)^2\} \approx 8 \times 10^{-6}$ olarak hesaplanmıştır. P_e , O-OFDM-IM'in elektriksel gücünü göstermekte olup AC durumunda $P_e = 0.5$ 'e, DC ekleme durumunda ise

$$P_e = (1 + B_{DC})^2 (1 - Q(B_{DC})) + \left(\frac{B_{DC}}{\sqrt{2\pi}}\right) e^{-\frac{B_{DC}^2}{2}} \quad 3-49$$

değerine eşittir. Diğer taraftan AC durumunda OFDM çerçevesi başına iletilen bitlerin sayısı

$$m = \frac{N_F}{4N} \left(\lfloor \log_2(C(N, K)) \rfloor + K \log_2(M) \right) \quad 3-50$$

iken DC ekleme durumunda ise bu değer yaklaşık iki katı olup

$$m = \frac{N_F / 2 - 1}{N} \left(\lfloor \log_2(C(N, K)) \rfloor + K \log_2(M) \right) \quad 3-51$$

olarak elde edilmektedir. Son olarak O-OFDM-IM sistemin bant verimliliği şu şekilde hesaplanır:

$$\eta = \frac{m}{N_F + C_p} \quad [bits / s / Hz]. \quad 3-52$$

3.7.3 O-OFDM-IM Sistemin Alıcı Yapısı

O-OFDM-IM sisteminin alıcısında $L = C_p$ alınır, çevrimsel ön ekin atılması ve FFT işleminin gerçekleştirilmesinin ardından OFDM, dairesel konvolüsyonu çarpıma çevirerek alıcının işleyişini şu şekilde basitleştirmektedir:

$$y_H(n_f) = x_H(n_f)h_F(n_f) + w(n_f). \quad 3-53$$

Hermitian simetri dolayısıyla, AC durumunda $n_f = 2, 4, \dots, N_F / 2$, DC ekleme durumunda ise $n_f = 2, 3, \dots, N_F / 2$ değerlerinin göz önüne alınması yeterlidir. Burada $h_F(n_f) \in \mathbf{h}_F$, VLC kanalın frekans yanıtı olup, $w(n_f)$ ise frekans bölgesindeki $\sigma_{w,f}^2$ varyanslı gürültü örneklerini göstermektedir. Etkin alt taşıyıcıların indislerinin belirlenmesi için O-OFDM-IM sisteminin logaritmik olabilirlik oranı (log-likelihood ratio, LLR) sezicisi frekans bölgesi simgelerin sifıra eşit

olup olmama durumunu göz önüne alarak ilgili indisin etkin olup olmadığı konusunda fikir veren aşağıda belirtilen hesaplamayı gerçekleştirir:

$$\lambda(n_f) = \ln \frac{\sum_{m=1}^M P(x_H(n_f) = s_m | y_H(n_f))}{P(x_H(n_f) = 0 | y_H(n_f))} \quad 3-54$$

Burada $s_m \in S$ olup AC için $n_f = 2, 4, \dots, N_F / 2$, DC ekleme için $n_f = 2, 3, \dots, N_F / 2$ 'dir. Bayes formülü kullanılır ve sabit terimler atılacak olursa LLR değerleri

$$\lambda(n_f) = \ln \frac{\sum_{m=1}^M P(y_H(n_f) | x_H(n_f) = s_m)}{P(y_H(n_f) | x_H(n_f) = 0)} \quad 3-55$$

şeklini almaktadır. $x_H(n_f)$ koşulu altında $y_H(n_f)$ Gauss dağılımlı olduğu için ilişkin LLR değerleri

$$\lambda(n_f) = \frac{|y_H(n_f)|^2}{\sigma_{w,f}^2} + \ln \left(\sum_{m=1}^M \exp \left(- \frac{|y_H(n_f) - s_m h_F(n_f)|^2}{\sigma_{w,f}^2} \right) \right) \quad 3-56$$

şeklinde hesaplanabilir. AC için $N_F / 4$, DC ekleme için ise $N_F / 2 - 1$ LLR değerinin hesaplanmasının ardından her bir alt blok için alıcı N alt taşıyıcıdan en yüksek LLR değerlerine sahip K tanesine etkin olarak karar vermektedir. Etkin indisler belirlendikten sonra indis geri eşleyici ile ilişkin p_1 bite ulaşılır. Ardından ilişkin etkin indisler üzerindeki karmaşık simgelere demodülasyon işlemi uygulanarak p_2 bit geri elde edilir. Bu işlem her bir alt blok için ayrı ayrı yapılarak OFDM-IM çerçevesinin tümü için iletilen bilgi bitlerine geri ulaşılır.

3.7.4 O-OFDM-IM için Bilgisayar Benzetim Sonuçları

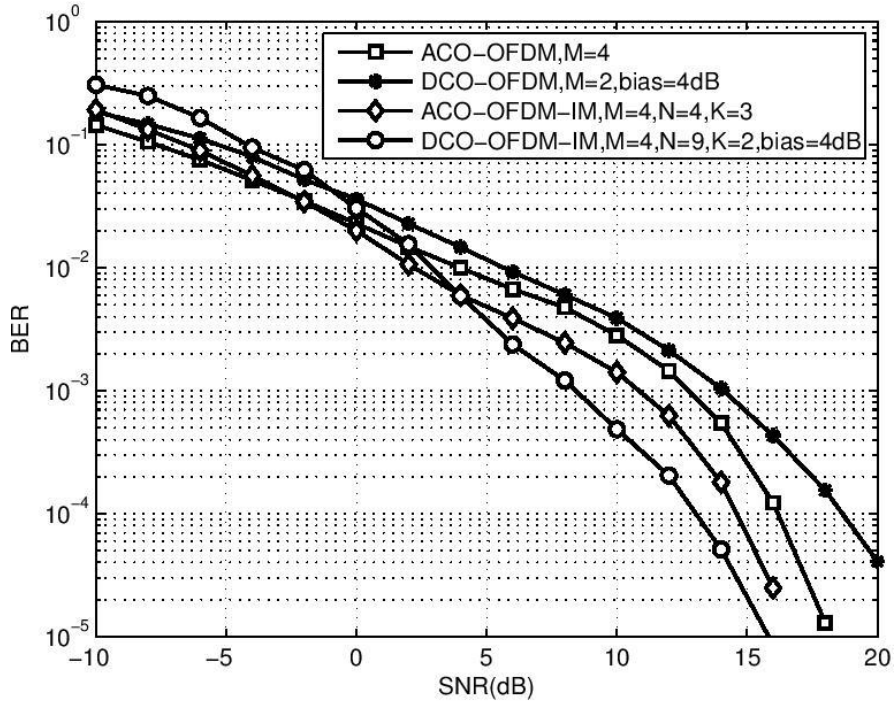
O-OFDM-IM sisteminin BER başarımı Şekil 3-12'de gösterilen gerçekçi VLC kanal dürtü yanıtı için elde edilmiş ve klasik ACO-OFDM ve DCO-OFDM teknikleri ile karşılaştırılmıştır.

Şekil 3-13'te 0.3 bit/sn/Hz bant verimliliği için önerilen O-OFDM-IM ve ACO-OFDM ile DCO-OFDM tekniklerinin BER başarımları elde edilmiştir. AC kullanan O-OFDM-IM (ACO-OFDM-IM) için $M = 4, N = 4, K = 3$ alınırken, DC eklemeli O-OFDM-IM (DCO-OFDM-IM) için $M = 4, N = 9, K = 2$ alınmıştır. DC ekleme seviyesi ise 4 dB olarak belirlenmiştir. Şekil 3-13'ten

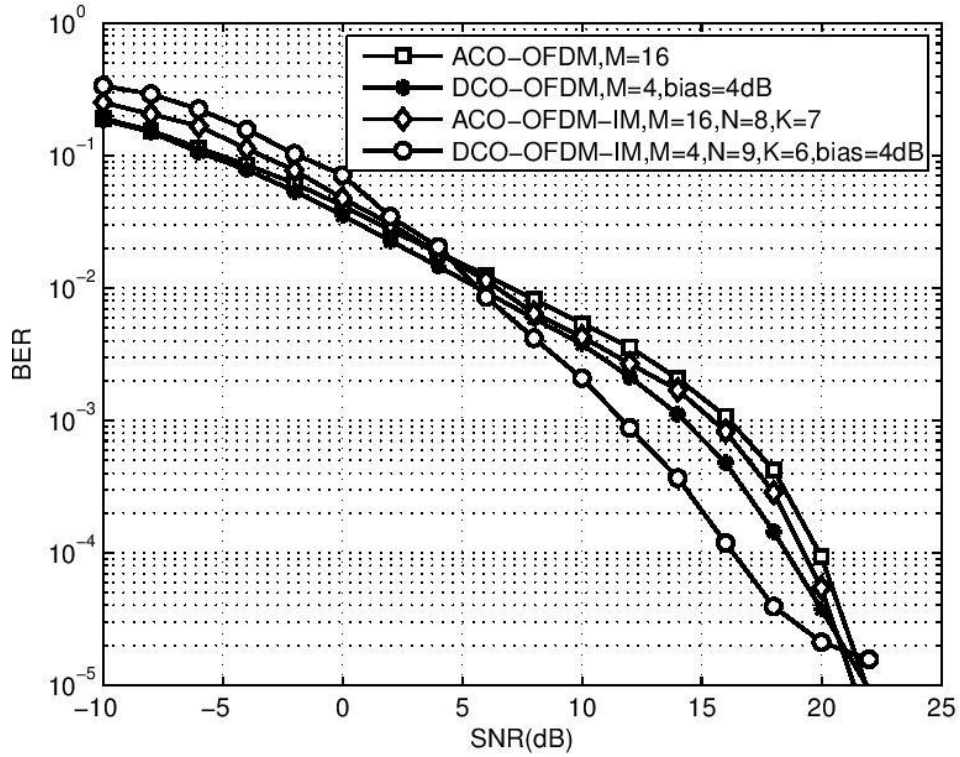
görüldüğü üzere önerilen teknik, klasik optik OFDM sistemlerinden daha iyi bir BER başarımı sergilemektedir. BER başarımındaki bu iyileşmenin nedeni anten indisleriyle iletilen ve gürültüye karşı daha iyi korunan bitlerdir.

Şekil 3-14'te ise 0.6 bit/sn/Hz için benzetimler tekrarlanmıştır. Bu bant verimliğinde ACO-OFDM-IM için $M=16, N=8, K=7$ alınırken, DCO-OFDM-IM için $M=4, N=9, K=6$ alınmıştır. Şekil 3-14'ten görüldüğü üzere artan SNR ile önerilen O-OFDM-IM sistemi klasik optik OFDM sistemlerinden daha iyi başarımlar göstermektedir. DCO-OFDM-IM için görülen hata katının nedeni DC ekleme seviyesinin düşük tutulmasıdır. Bu değerın yükseltilmesi ise sistemin güç verimliliğini düşürecektir. Bu nedenle DC ekleme seviyesi dikkatli bir şekilde belirlenmelidir.

Sonuç olarak indis modülasyonu tekniğinin VLC sistemlere entegre edilmesiyle elde edilen O-OFDM-IM sistemi klasik optik OFDM sistemlerine alternatif olma potansiyeline sahiptir.



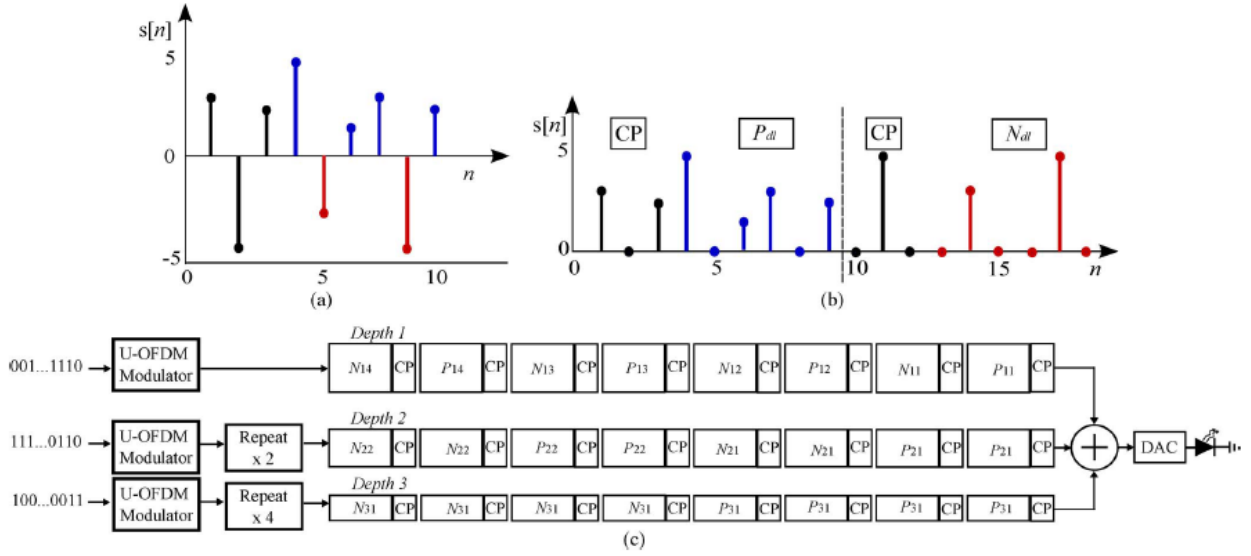
Şekil 3-13 0.3 bit/sn/Hz için O-OFDM-IM ve O-OFDM sistemlerin başarımları



Şekil 3-14 0.6 bit/sn/Hz için O-OFDM-IM ve O-OFDM sistemlerin başarıımı

3.7.5 MIMO-eU-OFDM Sisteminin Tasarımı

Tek kutuplu OFDM (U-OFDM) [3.7], ACO-OFDM ve DCO-OFDM tekniklerine alternatif olarak önerilmiş özgün bir iletim tekniğidir. U-OFDM'in temel ilkesi, çift-kutuplu OFDM çerçevesinin boyutunun iki katına çıkartılarak pozitif ve negatif değerli OFDM işaretlerinin ardışık olarak VLC kanaldan iletilmesidir. Bu nedenle U-OFDM'nin bant verimliliği ACO-OFDM ile aynı olup DCO-OFDM'den %50 düşüktür. Geliştirilmiş U-OFDM (eU-OFDM) ise U-OFDM'in bant verimliliğindeki düşüşü gidermek amacıyla önerilmiştir [3.27]. eU-OFDM sistemi DCO-OFDM ile aynı bant verimliliğini yakalamakta ancak DC ekleme dezavantajından kurtulmaktadır.

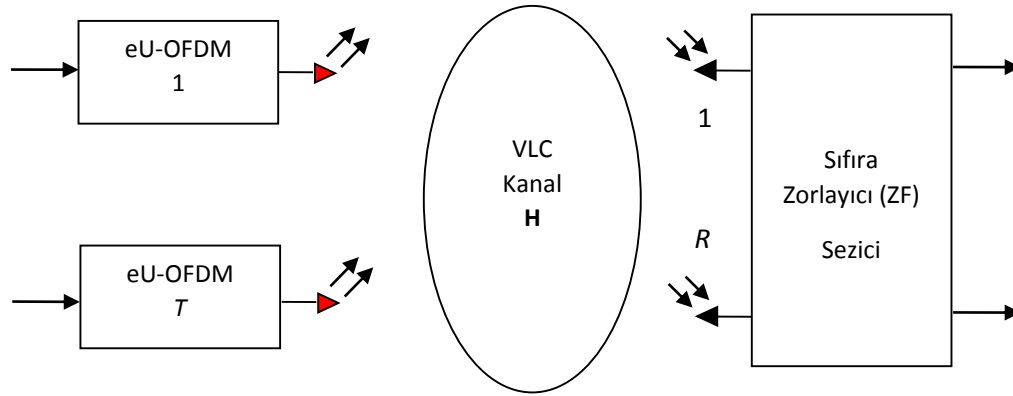


Şekil 3-15 a) Çift-kutuplu OFDM işaretleri b) Tek-kutuplu OFDM işaretler

eU-OFDM sisteminin verici yapısı [3.27]'ten alınan Şekil 3-15'te gösterilmiştir. eU-OFDM, U-OFDM yapısına sahip olup öncelikle çift kutuplu OFDM çerçevesi iki katına uzatılarak tek kutuplu şekle getirilir, ardından Şekil 3-15'te gösterilen özgün bir birleştirme yöntemi ile çok sayıda eU-OFDM çerçevesi birleştirilerek VLC kanaldan iletilir. Burada P pozitif çerçeveleri, N ise negatif çerçeveleri göstermektedir. eU-OFDM sisteminde verici yapısı katmanlı olup, alt katmanlarda iletilen çerçeveler tekrarlı bir şekilde arka arkaya eklenmektedir. Alıcıda ise sırasıyla 1. katmandan başlayarak demodülasyon işlemi uygulanmaktadır. Alt katmanlardaki tekrarlama işlemi sayesinde bir katmana alt katmanlardan girişim olmamaktadır. Üst katmanlarda ise çözülen simgeler tekrar modüle edilerek girişimi gidermek amacıyla alınan işaretlerden çıkartılır. Diğer bir deyişle eU-OFDM sisteminin alıcısı ardışık girişim giderimi (successive interference cancellation, SIC) tekniği ile çalışmaktadır. Şekil 3-15'te gösterilen bu sistemin ayrıntılı açıklaması [3.27]'te verilmiştir. eU-OFDM sistemi Haas vd. tarafından VLC standartları için aday gösterilmektedir.

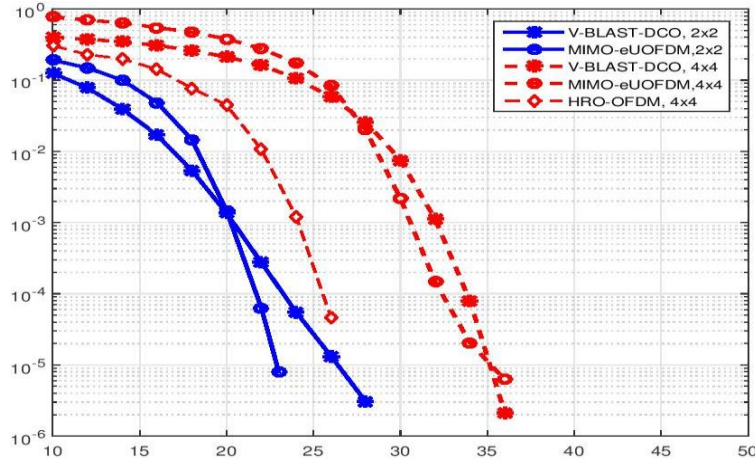
MIMO iletim tekniklerinin RF sistemlerinde olduğu gibi VLC sistemler için de veri hızlarında sağladığı avantajlar göz önüne alındığında eU-OFDM sisteminin MIMO iletişime uyarlanması ilginç bir tasarım problemi olarak karşımıza çıkmıştır. Şekil 3-16'da tasarlanan MIMO-eU-OFDM sisteminin blok şeması gösterilmiştir. Önerilen bu sistemde T adet LED ve R adet foto-dedektör bulunmaktadır. Her bir LED, farklı bir eU-OFDM çerçevesini iletmekte, böylelikle veri iletim hızı

eU-OFDM'e göre T kat artmaktadır. İletilen bu çerçevelerin arasındaki girişimin giderilmesi için ise alıcıda elde edilen elektriksel işaretler için sıfıra zorlayıcı (ZF) detektör kullanılmıştır. Alınan işaretler kanal matrisinin tersi ile çarpılarak farklı LED'ler arasındaki girişim ortadan kaldırılmıştır. Bu noktadan sonra eU-OFDM'in iteratif alıcı yapısı [3.27] her bir eU-OFDM çerçevesi için kullanılmıştır.



Şekil 3-16 MIMO-eU-OFDM Sisteminin Verici-Alıcı Yapısı

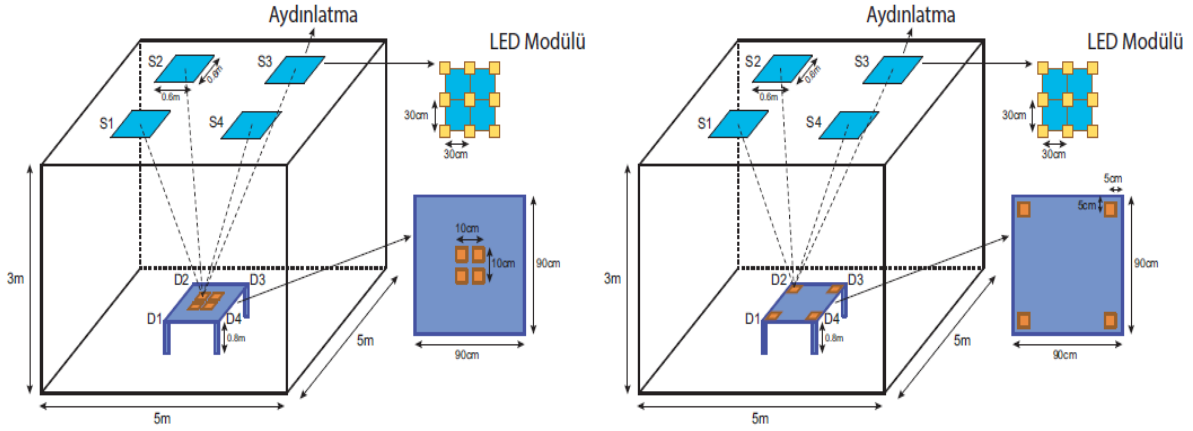
Şekil 3-17'de önerilen MIMO-eU-OFDM sisteminin BER başarımı gösterilmektedir. Karşılaştırma amacıyla DCO-OFDM'in MIMO'ya genelleştirilmesi ile elde edilen V-BLAST-DCO sistemi ile daha önce ele alınan yüksek hızlı optik OFDM (HRO-OFDM) sistemlerin başarımı da bu şekilde gösterilmiştir. V-BLAST-DCO ve MIMO-eU-OFDM için QPSK modülasyonu kullanılırken, HRO-OFDM için 16-QAM kullanılmıştır. VLC kanalın benzetimi için önceki kısımlarda elde edilen deterministik kanal modeli kullanılmıştır. Şekil 3-16'dan görüldüğü üzere 2x2 bir MIMO-VLC sistem için MIMO-eU-OFDM, klasik yöntemden daha iyi bir başarıım göstermektedir. 4x4 bir MIMO-VLC sistem için ise en iyi başarıımı HRO-OFDM sistemi göstermektedir. Ancak elde edilen bu başarıım eğrileri ele alınan \mathbf{H} kanal matrisine doğrudan bağlı olup, \mathbf{H} matrisinin değişmesiyle eğrilerin konumlarında değişiklik olması beklenmektedir.



Şekil 3-17 MIMO-eU-OFDM ve referans sistemlerin BER başarımları

3.8 MIMO-OFDM Sistemlerinin Gerçekçi VLC Kanallar için Başarımı

Proje kapsamında, öncelikle gerçek bir kapalı ortam (indoor) için VLC kanal modelleri elde edilmektedir. Daha sonra, bu gerçek VLC kanallar, 'yüksek-hızlı optik OFDM' (High-Rate Optical OFDM, HRO-OFDM) olarak adlandırılan ve önceki kısımlarda ayrıntılı olarak ele alınan yeni ve özgün bir MIMO-OFDM yapısı kullanılarak kanal parametrelerinde meydana gelen değişimlerin sistem başarımına olan etkileri, bit hata oranı (BER) başarımları eğrileri elde edilerek incelenmiştir. MIMO sistemler, hem yüksek enerji verimliliğiyle yeterli aydınlatmanın sağlanabilmesi hem de yüksek hızlı ve daha güvenilir haberleşme bağlantısının kurulabilmesi açısından görünür ışıkla haberleşmede yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bununla yakından ilgili olarak, yeni ve özgün bir MIMO iletim tekniği olan uzaysal modülasyonun (spatial modulation, SM), VLC sistemlere uygulanmasına yönelik çalışmalar literatürde yoğunlaşmıştır. HRO-OFDM sistemi SM tekniğinin optik OFDM sistemlerine entegre edilmesi ile elde edilmiştir [3.28]. Ele alınan HRO-OFDM sisteminde MIMO yapısı kullanılmış ve karmaşık OFDM sinyalleri gerçel-sanal ve pozitif-negatif kısımlarına ayrıştırılarak, bu bileşenlerin gerçek bir MIMO-VLC kanal üzerinden iletimi gerçekleştirilmiştir. HRO-OFDM sisteminin literatürde var olan sistemlere göre en temel üstünlüğü Hermitian simetri, DC-öngerilim veya asimetrik kırpmaya gereksinim duymadan yüksek bir bant verimliliğini gerçekleştirmesidir. Bu çalışma ise gerçek VLC kanal modellerinin MIMO-OFDM tabanlı bir sistemde kullanıldığı literatürdeki ilk çalışmadır.



Şekil 3-18 Kurulum A (Alicılar Merkezde) ve B (Alicılar Köşelerde) için geometrik yapı

Tablo 3-5 Kurulum A ve B için elde edilen kanal parametreleri

Kanal	Kurulum A (Alicılar Merkezde, $d_{RX} = 0:1m$)				Kurulum B (Alicılar Köşelerde, $d_{RX} = 0:8m$)			
	$T_{tr}(ns)$	$t_0(ns)$	$t_{RMS}(ns)$	H_0	$T_{tr}(ns)$	$t_0(ns)$	$t_{RMS}(ns)$	H_0
h1;1	40	14.22	10.18	$2:17 \cdot 10^4$	37	12.40	8.98	$2:94 \cdot 10^4$
h1;2	40	14.44	9.79	$2:19 \cdot 10^4$	40	15.22	10.40	$1:78 \cdot 10^4$
h1;3	40	14.52	9.84	$2:04 \cdot 10^4$	42	17.28	11.23	$1:38 \cdot 10^4$
h1;4	40	14.44	9.79	$2:19 \cdot 10^4$	40	15.22	10.40	$1:78 \cdot 10^4$
h2;1	40	14.44	9.79	$2:19 \cdot 10^4$	40	15.22	10.40	$1:78 \cdot 10^4$
h2;2	40	14.22	10.18	$2:17 \cdot 10^4$	37	12.40	8.98	$2:94 \cdot 10^4$
h2;3	40	14.44	9.79	$2:19 \cdot 10^4$	40	15.22	10.40	$1:78 \cdot 10^4$
h2;4	40	14.52	9.84	$2:04 \cdot 10^4$	42	17.28	11.23	$1:38 \cdot 10^4$
h3;1	40	14.52	9.84	$2:04 \cdot 10^4$	42	17.28	11.23	$1:38 \cdot 10^4$
h3;2	40	14.44	9.79	$2:19 \cdot 10^4$	40	15.22	10.40	$1:78 \cdot 10^4$
h3;3	40	14.22	10.18	$2:17 \cdot 10^4$	37	12.40	8.98	$2:94 \cdot 10^4$
h3;4	40	14.44	9.79	$2:19 \cdot 10^4$	40	15.22	10.40	$1:78 \cdot 10^4$
h4;1	40	14.44	9.79	$2:19 \cdot 10^4$	40	15.22	10.40	$1:78 \cdot 10^4$
h4;2	40	14.52	9.84	$2:04 \cdot 10^4$	42	17.28	11.23	$1:38 \cdot 10^4$
h4;3	40	14.44	9.79	$2:19 \cdot 10^4$	40	15.22	10.40	$1:78 \cdot 10^4$
h4;4	40	14.22	10.18	$2:17 \cdot 10^4$	37	12.40	8.98	$2:94 \cdot 10^4$

3.8.1 Gerçekçi VLC Kanalların Modellenmesi

VLC sistemlerinin artan popülaritesine rağmen, işlevsel VLC kanal modeli konusunda literatürde büyük bir eksiklik mevcuttur. Kanalin gerçekçi şekilde modellenmesi, verimli, hızlı, güvenilir ve gürbüz VLC sistemleri tasarımının ilk adımını oluşturduğundan, bu konu çözülmesi gereken öncelikli bir araştırma problemi olarak ortaya çıkmaktadır. Mevcut literatürde halen ideal toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanallar veya kızılötesi (infra-red, IR) bandı için geliştirilen kanal modelleri VLC sistemlerin tasarımı ve benzetimleri için kullanılmaktadır. Buradaki en önemli sorun, IR ve VL (görünür ışık, visible light) doğal yapılarının birbirinden neredeyse tamamen farklı olmasıdır. IR kaynaklar monokrom yayınım olarak kabul edilebilirken, beyaz LED kaynaklar, beyaz ışığın doğası gereği geniş-bantlı (380nm-780nm) bir yapıya sahiptir. Bu fark, VLC kanallarının modellenmesinde dalga boyuna bağlı olarak değişken bir yansıtırlık (reflectance) yapısının göz önüne alınmasını zorunlu kılmaktadır. IR haberleşmesinde malzeme yansıtırlığı düz kabul edilmekteyken VL spektrumunda malzeme yansıtırlığının beyaz LED ışığın geniş-bantlı yapısı gereği düz olmayacağı göz önüne alınmalıdır. Kanalin modellenmesi sırasında göz önüne alınmış olduğumuz farklı senaryolar; duvarlar ve mobilyalar için farklı malzeme türlerini (alçı, sıva, boya, tahta, alüminyum, metal, cam vb.), farklı verici yerleşimlerini (tek ve çoklu kaynak dizilimleri) ve farklı alıcı yerleşimlerini (konum, dönme vb.) içermektedir.

Görünür ışıkla haberleşme sistemlerine ilişkin LED aydınlatma kaynaklarının modellenmesiyle ilgili yapılan çalışma ve benzetimlerde Lambertian dağılımına ve 120° görüş açısına (viewing angle) sahip Cree Xlamp MC-E White LED marka bir aydınlatma elemanı kullanılmıştır. Ayrıca, karşılaştırma yapabilmek amacıyla, aynı Lambertian dağılıma ve görüş açısına sahip OSRAM SFH 4283 IR 880 nm LED marka bir kızıl ötesi kaynak göz önüne alınmıştır. Bu kaynak modelleri Radiant Zemax çevrimiçi kütüphanesinde mevcuttur. Zemax içerisinde tanımlı gerçekçi ışıklandırma kaynaklarının modellenmesi için üç önemli parametrenin göz önüne alınması gerekmektedir.

LED tasarımı için "Radiant Source Model" (RSM) adlı Zemax veritabanı kullanılmıştır. Bu veritabanı, genellikle piyasada çok tanınmış ve gerçek ölçümleri yapılmış ışık kaynaklarına ilişkin, bilgileri içermektedir. Ancak bu kaynakların, VLC'ye uygun olarak, bir takım niteliklerinin çıkartılarak veritabanına eklenmesi gerekmektedir. Bu niteliklerden en önemlisi LED'in spektral güç dağılımıdır. Görünür ışık frekans bandında tipik bir beyaz LED kaynağın ve IR bandında da bir IR LED kaynağın spektral güç dağılımları söz konusu veritabanına yerleştirilmiştir.

Bir ışık kaynağının yaydığı ışınların üretilmesi esnasında göz önüne alınması gereken ikinci önemli parametre, LED'in emisyon örüntüsünün belirlenmesidir. Elde edilmesi gereken gerçek ve ideal emisyon örüntüsü Lambertian örüntüsüdür. Dolayısıyla, bu örüntüyü gerçekleştirmek için LED kaynağından yeterli sayıda ışınların üretilmesi gerekmektedir. Seçilen Cree Xlamp MC-E White LED ışık kaynağına ilişkin emisyon örüntülerinin, üretilen ışın sayısına bağlı değişimi ve etkileri çevrimiçi kütüphaneden elde edilmiştir. Işık kaynağı tarafından üretilen ışınların sayısını artırarak kaynağın emisyon örüntüsünün Lambertian'a yaklaştığı görülmekte ve dolayısıyla bu yolla daha gerçekçi LED'lerin modellenebileceği ve bu LED'lerle gerçeğe yakın sonuçlar alınabileceği anlaşılmaktadır.

VL ve IR frekans bantlarında çalışan ışık kaynaklarının ve gerçekçi kanal modellerinin yan etkilerden bağımsız olarak birbirleriyle karşılaştırılması için üçüncü önemli faktör, kaynakların görüş açılarının göz önüne alınmasıdır. Bu amaçla yapılan bilgisayar benzetimlerinde VLC için, görüş açısı 120° olan bir Cree Xlamp MC-E White LED ışık kaynağı ve IR için yine aynı görüş açısına sahip bir OSRAM SFH 4283 IR 880 nm LED kaynağı kullanılmıştır. Uygulamaya bağlı olarak, Zemax yazılımıyla farklı spektral dağılımlar, farklı emisyon örüntüleri ve görüş açıları seçilebilir ve kullanılabilir. Buradan da gerçek ışık kaynaklarının modellenmesinde Zemax'ın RSM veritabanının güçlü yeteneğe sahip olduğu anlaşılmıştır.

3.8.2 Alıcılar

Fotodetektörler, 1 cm^2 alanlı dikdörtgen bir yüzey ile 90° lik görüş açısına sahip olacak şekilde modellenmiştir.

3.8.3 Çoklu Verici Yerleşiminin Etkisi

Kanalın etkin gecikme yayılımı, tek vericinin bulunduğu yapıda 13.98 ns değerinde iken 4 vericili yapıda bu değer 0.42 ns artarak 14.4 ns'ye çıkmıştır. Bunun nedeni, diğer vericilerden gelen ek çokyollu yayımlardır. Bunun yanı sıra, verici sayısı 2'den 4'e çıkarıldığında ise kanalın ortalama DC kazancı 1.35×10^{-5} 'ten 2.62×10^{-5} 'e çıkmaktadır.

3.8.4 Alıcı/Vericinin Farklı Konum/Yön Durumlarının Etkisi

Alıcı ve verici çiftinin birbirlerine göre olan konumları kanal değişkenleri açısından büyük öneme sahiptir. Alıcı zeminin merkezine konumlandığında etkin gecikme yayılımı 13.98 ns iken zeminde ve köşede konumlandığında, 15.19 ns'ye çıkmaktadır. Bu durum, köşeye yakın alıcının köşe yüzlerinden yansıyanlar da dahil olmak üzere daha fazla saçınım alınmasından kaynaklanmaktadır. Alıcının zeminin merkezinden köşelere taşınması sonucunda, DC kazanç alıcı verici arasındaki uzaklığın artmasından dolayı azalmaktadır. Işık kaynaklarının yönlerinin döndürülme etkisi, alıcı verici konumlarına göre farklı özellikler göstermektedir. Köşeye konumlandırılmış alıcı, kaynak doğrultusunda zeminle 45°lik açı yapacak şekilde döndürüldüğünde kanalın DC kazancı 1.09×10^{-6} 'dan 1.35×10^{-6} 'ya çıkarken zemine paralel olacak şekilde döndürüldüğünde bu değer 1.17×10^{-6} olmaktadır. Zemine paralel durumda, zeminin yansıtma katsayısı duvarlarınkinden büyük olduğundan zemine dik duruma göre vericiden daha yüksek enerji alıcıya ulaşmaktadır.

3.8.5 Yabancı Kaynağın Etkisi

Yabancı kaynak olarak tipik masa lambası kullanılması durumunda, masa lambası olmadığında, 12.92 ns olan etkin gecikme yayılımı masa lambası var iken 0.75 ns azalarak 12.17 ns değerine erişmektedir. Masa lambasının mevcut dört kaynaktan alıcıya daha yakın olması, masa lambasının baskın kaynak olmasını sağlamıştır. Bu nedenle, masa lambası olmadığında dört kaynağın olduğu bir yapı varken masa lambası olduğunda tek bir kaynak varmış etkisi oluşmaktadır.

3.8.6 Yüzey Malzemesinin Etkisi

Düşük yansıtma katsayılı ortam, çam kerestesi zemin ile kıyaslandığında etkin gecikme yayılımı, alıcıya daha düşük güç ulaşmasından ötürü 13.98 ns'den 11.86 ns'ye inmiştir.

3.8.7 Mobilya Etkisi

Mobilyanın mevcut olduğu durumda gerek gecikme yayılımı gerekse DC kazanç düşmektedir.

3.8.8 IR ve VL Kanal Modelleri

IR ve VL için elde edilen CIR değerleri aynı yapılar için karşılaştırıldığında, etkin gecikme ve DC kazanç parametreleri IR kanallarda VL kanallara göre daha yüksek değerler almaktadır. Bunun sebebi, IR bandı için yansıtma değerlerinin VL bandından daha yüksek olmasıdır.

3.8.9 MIMO VLC Kanalları

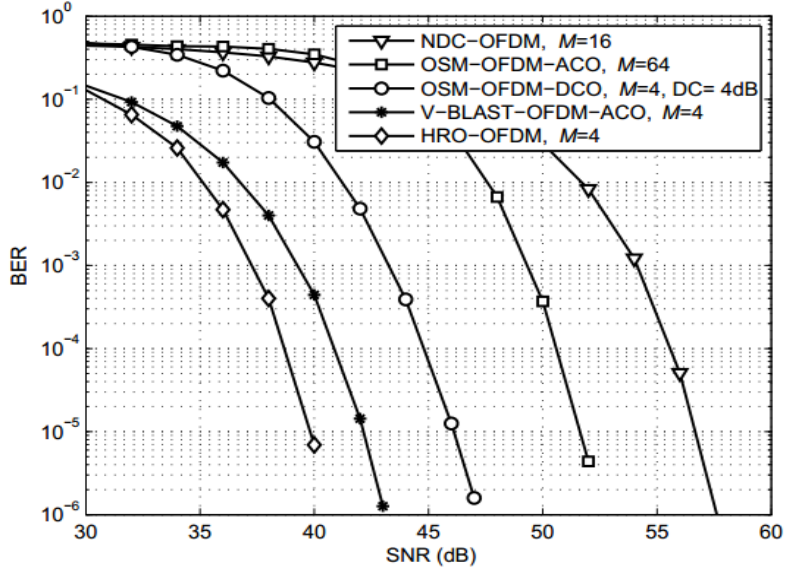
Bu çalışmada, yukarıda anlatılan özellikler kullanılarak optik tasarım ve benzetim yazılımı Zemax yardımıyla 5 m × 5 m × 3 m (en-boy-yükseklik) boyutlarında iki farklı kurulum incelenmiştir. Bu kurulumların genel yapısı Şekil 3-18'de detaylıca verilmiştir. Ele alınan iki kurulum için de alıcı ve verici sayıları, $n_T=n_R=4$ alınmış olup Kurulum A'da, verici olarak yerleştirilen 0.6 m × 0.6 m boyutlu ve 30 cm aralıklarla 3×3 dizi şeklinde yerleştirilen LED aydınlatma modüllerinden 4 adedi tavanın merkezine eşit uzaklıklarla yerleştirilmiştir. Zeminin merkezine ise 0.9 m × 0.9 m × 0.8 m boyutlarında bir masa ve masanın merkezine, 10 cm aralıklarla 4 adet alıcı fotodiyot modülü yerleştirilmiştir. Kurulum B'de ise oda boyutları, verici yapısı ve masa yapısı aynı iken alıcı modülleri masa üzerine 0.8 m aralıklarla yerleştirilerek 4×4 MIMO yapısı için VLC kanalı modellenmiştir. Gerçekçi modelden elde edilen kanal parametreleri Tablo 4'te verilmiştir. Burada $h_{r,t}$, t . verici (LED) ile r . alıcı (fotodiyot-PD) arasındaki optik kablosuz kanalın ortalama DC kazancını göstermektedir, $t, r \in 1, 2, 3, 4$.

Tablo 3-6 Bilgisayar benzetimlerinde ele alınan MIMO-VLC sistemler

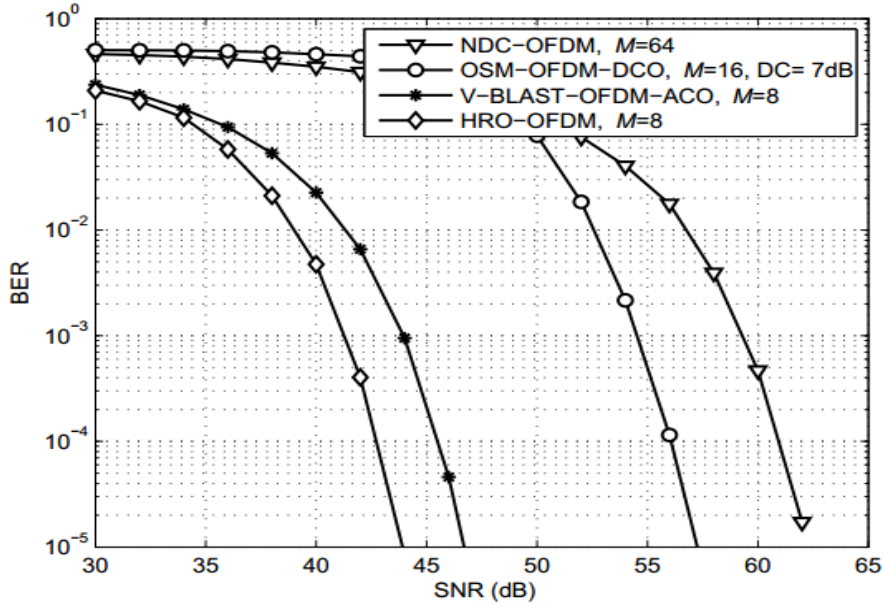
Sistem	$n_R \times n_T$	η [bit/sn/Hz]
HRO-OFDM	MIMO 4 × 4	$\log_2 M$
NDC-OFDM	2 × 2	$(1/2)\log_2(M)$
OSM-OFDM-ACO	4 × 4	$(1/4)\log_2(Mn_T)$
OSM-OFDM-DCO	4 × 4	$(1/2)\log_2(Mn_T)$
V-BLAST-ACO	4 × 4	$\log_2 M$

3.8.10 Bilgisayar Benzetimleri

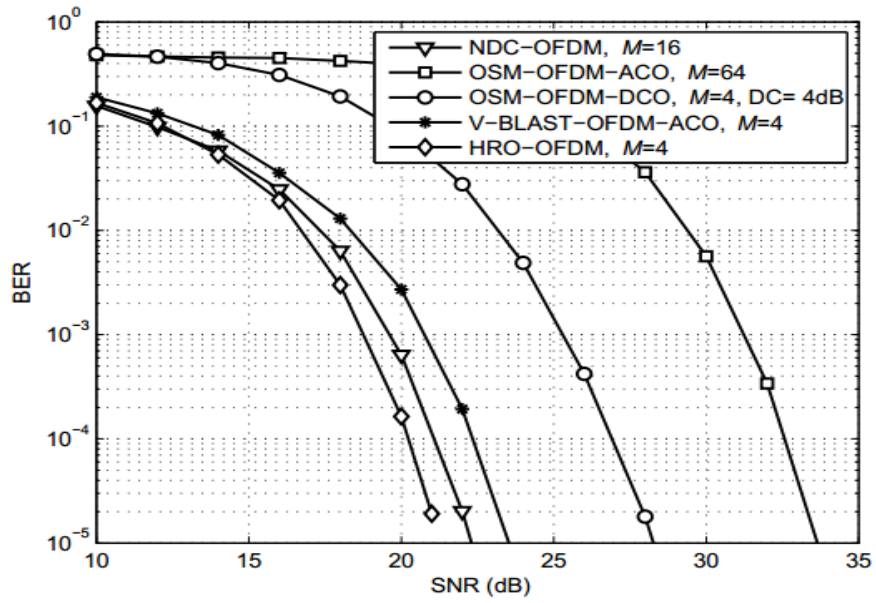
Kurulum A için Tablo 3-6'daki sistemlerin BER başarımları 2 ve 3 bit/s/Hz bant verimlilikleri için elde edilmiştir. Karşılaştırmalarda, literatürde var olan NDC-OFDM sistemi [3.22], 2×2'lik bir MIMO-VLC kanalda çalışmaktadır. OSM-OFDM-ACO ve OSM-OFDM-DCO sistemleri ise [3.16]'da önerilen optik uzaysal modülasyon (optical spatial modulation, OSM) ile [3.2]'de ele alınan optik OFDM tekniklerini birlikte kullanmaktadır. V-BLAST-ACO sistemi ise [3.29]'da önerilen optik V-BLAST tekniği ile [3.2]'de ele alınan optik OFDM tekniklerinin birlikte kullanmaktadır. Referans alınan bu sistemlerde literatürde olduğu gibi ZF kestirimcisi kullanılmıştır. Şekil 3-19'da HRO-OFDM sisteminin Şekil 3.18'de belirtilen gerçekçi kanal modelleri ve Tablo 3-5'teki kanal parametreleri kullanılarak MAP ve ZF kestirimcilerinin BER başarımları değişik d_{RX} değerleri için elde edilmiştir. Şekil 3-19'da 2 bit/s/Hz iletim ve Kurulum A, $d_{RX}=0.1m$ (alıcılar merkezde) için, Tablo 3-6'daki, 4×4 HRO-OFDM sistemi, 4×4 OSM-OFDM-ACO, 4×4 OSM-OFDM-DCO, 4×4 V-BLAST-ACO ve 2×2 NDC-OFDM sistemlerinin BER başarımları verilmiştir. Buna göre, 16-QAM modülasyonu kullanan HRO-OFDM diğer MIMO iletim tekniklerinin tümünden daha iyi BER başarımları elde etmiştir. Şekil 3.20'de ise aynı kurulum ve MIMO sistemlerin 3 bit/s/Hz için BER başarımları verilmiştir. Şekil 3-20'de Tablo 3-6'daki Kurulum B, $d_{RX} =0.8m$ (alıcılar köşede) parametreleri kullanılarak, Tablo 3-6'daki MIMO sistemlerin 2 bit/s/Hz için BER başarımları verilmiştir. 2 bit/s/Hz için Şekil 3-19 ve 3-21'den görüldüğü üzere alıcıların köşelerde olduğu durumda BER başarımları yaklaşık olarak 18 dB daha iyi sonuç vermektedir. Bunun temel sebebi, alıcıların merkezde olduğu Kurulum A'da oluşan kanal matrisi \mathbf{H} 'nin elemanlarının birbirine çok yakın değerlerde olmasının koşullu MAP kestirimcinin kararlarını olumsuz etkilemesidir. Diğer taraftan Kurulum B için kanal matrisine bakılacak olursa değerlerin birbirlerinden farklı oluşunun koşullu MAP kestirimcisinin daha sağlıklı kararlar vermesini sağladığı görülmektedir. Kestirim başarımlarını etkileyen bir diğer sebep ise, \mathbf{H} 'nin köşegen elemanları olan doğrudan LOS bileşenleri h_{11} , h_{22} , h_{33} ve h_{44} 'ün değerlerinin alıcıların köşede olduğu durum için büyük olmasıyla birlikte çapraz LOS değerlerinin daha küçük olması sayesinde daha az kaynaklar-arası giriş etkisinin oluşmasıdır. Tüm bu etkiler 3 bit/s/Hz için elde edilen Şekil 3-20 ve 3-22'de de geçerlidir.



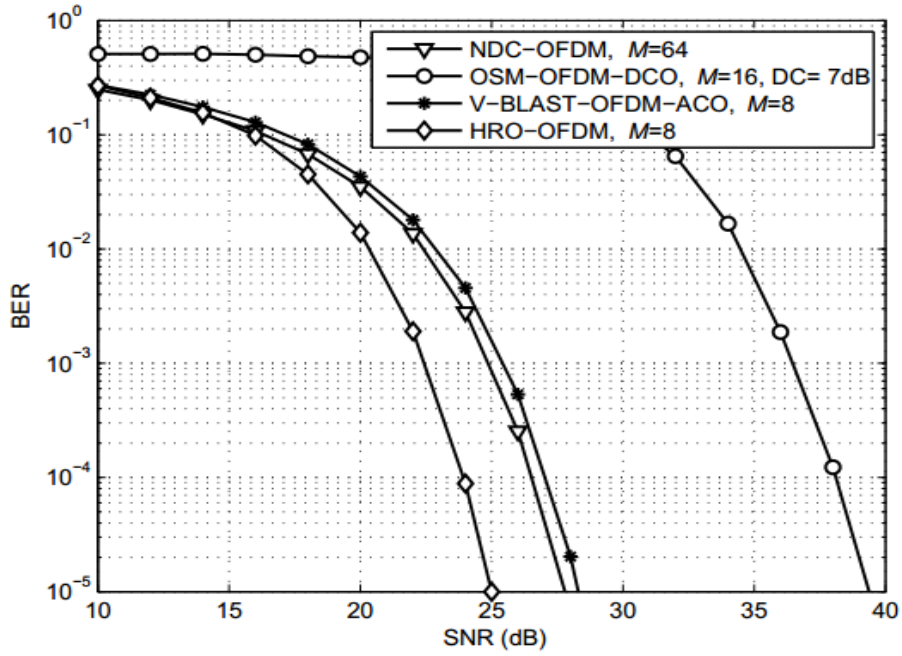
Şekil 3-19 Kurulum A için Tablo 3-6'daki sistemlerin BER başarımları (2bit/s/Hz)



Şekil 3-20 Kurulum A için Tablo 3-6'daki sistemlerin BER başarımları (3bit/s/Hz)



Şekil 3-21 Kurulum B için Tablo 3-6'daki sistemlerin BER başarımları (2bit/s/Hz)



Şekil 3-22 Kurulum B için Tablo 3-6'daki sistemlerin BER başarımları (3bit/s/Hz)

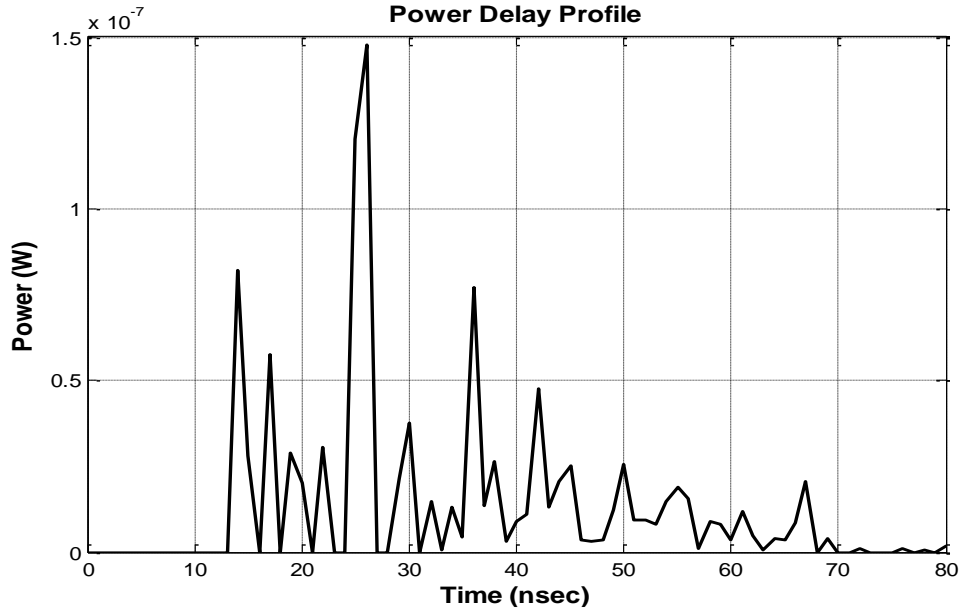
4 VLC KANALLAR İÇİN KANAL KESTİRİM ALGORİTMALARININ GELİŞTİRİLMESİ

4.1 Literatür Araştırması

Görünür ışıkla haberleşme sistemlerinde kanal kestirimi ve kanal denkleştiricisi algoritmaların geliştirilmesini konu alan bu bölümde yapılan literatür araştırılması bu konuda çok az sayıda çalışma olduğunu göstermiştir [4.1], [4.2]. Literatürde çok az sayıda kanal kestirimi ve kanal denkleştiricisi algoritmasının olmasının nedeni şöyle açıklanabilir; Görünür ışıkla haberleşme sistemlerinde elektriksel haber işareti görünür ışık yoğunluğuna dönüştürülerek bir optik kanal üzerinden iletilmektedir. Bu nedenle, ışık yoğunluğuna dönüştürülecek elektriksel haber işareti pozitif ve gerçel değerli olmak durumundadır. Diğer taraftan ışığın bir kapalı ortam (indoor) yayılımında, kapalı ortamın geometrik yapısı ve kapalı ortamı çevreleyen materyallere (mobilyaların türü ve konumu, duvar kaplamasının türü vs.) göre yayılım karakteristiği değişebilmektedir. Gerek pozitif gerçel değerli işaretlerle haberleşmenin yapılması gerekliliği gerekse ışığın radyo dalgasından farklı şekilde yayıma sahip olması nedeniyle görünür ışıkla haberleşme sistemlerine ilişkin optik kanal modeli geleneksel radyo frekanslı kablosuz haberleşme kanal modellerinden farklı olacağı aşikardır. Literatürde, görünür ışıkla haberleşme sistemlerine ilişkin optik kanal modellerinin henüz ortaya konulamamasından dolayı, görünür ışıkla haberleşme sistemlerini üzerine yapılmış çalışmaların hemen hepsinde sabit bir kapalı ortam için optik kanalın deterministik bir kanal yapısında olduğu varsayılmaktadır. Bu nedenle, görünür ışıkla haberleşme sistemlerine ilişkin optik kanalların istatistiksel modellerini ortaya koymadıkça, kanal kestirimi için literatürde var olan optimal kestirim ve denkleştirme yöntem ve tekniklerin görünür ışıkla haberleşme sistemlerine doğrudan uygulaması mümkün değildir. Sabit bir kapalı ortamda aynı alıcı algoritmasını kullanan ve rastlantısal (random) konuma sahip kullanıcıların olduğu varsayıldığında her bir kullanıcının haberleşmesini etkileyen rastlantısal optik kanal olacağı aşikardır. Bu bölümün izleyen alt bölümlerinde kapalı bir ortam için her bir kullanıcıya ait rastlantısal optik kanal modeli ortaya koyarak optimum kanal kestirim ve kanal denkleştirme problemleri üzerinde durulmakta olup, yeni ve özgün kanal kestirim ve denkleştirme algoritmaları üretilmektedir.

4.2 VLC Kanal Kestirim Tekniği Üzerine Yapılan ilk Çalışmalar

VLC kanalları kestirim algoritmalarının geliştirilmesi ile ilgili çalışmaların ilk aşamasında, Şekil 4-1'de gösterilen deterministik optik kanal modeli gözönüne alınarak ve OFDM tabanlı bir VLC sistemin bu kanalın etkisi altıda olduğu varsayılarak, kanalın kestirimi için MATLAB ortamında farklı kanal kestirim tekniklerini içeren bir algoritma hazırlanmıştır. Bu algoritma yardımı ile kestirilen kanalların, kanal kestirim başarımları ve bu kestirimlerle gerçeklenen sistemin BER başarımları grafikleri elde edilmiştir.



Şekil 4-1 Optik kanalın dürtü yanıtı

Kapalı ortamda verici ve alıcıların türlü konfigürasyonlarıyla gerçekteşen VLC kanalların modellenmesi ilgili bu çalışmalarda, bu türden kanalların zamanla değişmeyen durağan bir yapıya sahip olduğu olduğu anlaşılmakta olup klasik kanal kestirim tekniklerinin kullanılabileceği anlaşılmaktadır. Bu nedenle, OFDM tabanlı bir VLC sisteminin bu türden bir VLC kanalın üzerinden iletişim yapması durumunda, OFDM vericisinde ilk OFDM bloğunun tamamının pilot simgelere ayrıldığı varsayılmıştır. Kanalın zamanla değişmediği varsayımı altında, bu pilot simgelerle kanal bir kez kestirildikten sonra artık bunu izleyen OFDM bloklarında sürekli olarak veri iletimi gerçekteştirilmiştir. Gözönüne alınan OFDM tabanlı VLC sistemin yapısının ve geliştirilen kanal kestirim ve kanal denkleştirme algoritmalarının ayrıntıları bunu izleyen bölümlerde sunulmuştur.

4.3 VLC Sistemleri için Kanal Kestirimi ve Denkleştirme ile İlgili İlk Çalışmalar

OFDM Tabanlı Sistemin Yapısı: Frekans bölgesinde üretilen $X[k]$, $k=0,1,\dots,N-1$, karmaşık değerli veri simgeleri, iki boyutlu sinyal uzayında tanımlı M düzeyli QAM veya PSK modülasyonların birisinin oluşturduğu kümeden seçilmektedir. Seriden paralele çeviren bu simgeler, N boyutlu bir vektör oluşturur. Hermitian simetrisi uygulandıktan ve ters ayırık Fourier dönüşümünden (inverse discrete Fourier transform, IDFT) ve DC öngerilim eklendikten sonra, $x[n]$ ile gösterilen bir N -boyutlu zaman bölgesi sinyal vektörü elde edilir. Simgelerarası girişimi önlem için bu sinyal vektörüne kanal dürtü yanıtından kısa olmayan bir **döngüsel önek** (cyclic prefix, CP) eklenir. Diğer bir deyişle, eğer kanalın uzunluğu $L+1$ ise, CP'nin minimum uzunluğu L olarak seçilir ve $x[n]$ vektörünün son L elemanı bloğun başına eklenir. Alıcı tarafta ise, önce, seri halde alıcıya ulaşan ayırık sinyal örneklerinden vericide eklenen CP örnekleri çıkartılarak, geri kalan sinyal örnekleri seri-paralel dönüşümle N -boyutlu bir vektöre dönüştürülür. Daha sonra, bu vektörün ayırık Fourier dönüşümü (discrete Fourier transform, DFT) alınarak, vericiden iletilen sinyal yeniden frekans bölgesinde elde edilir. Yukarıda da belirtildiği gibi, kanal kestirimi eğitim sürecinde verilen pilot simgelerle gerçekleştirilmektedir. Kanal kestiriminden sonra alıcıya gelen sinyal yardımıyla iletilen veri sezilerek geri elde edilir. Alıcıya gelen zaman bölgesinde ayırık sinyal modeli aşağıdaki gibidir.

$$y[n] = x[n] \otimes h[n] + v[n]. \quad 4-1$$

Burada $y[n]$, $x[n]$, $h[n]$ ve $v[n]$, sırasıyla ayırık zamanlı alıcı sinyali, verici sinyali, kanalın dürtü yanıtını ve sisteme giren toplamsal Gauss gürültü örneğini göstermektedir. Alıcı tarafta, DFT bloğunun çıkışında frekans domeninde ayırık sinyal modeli ise şu şekilde elde edilir.

$$Y[k] = X[k]H[k] + V[k]. \quad 4-2$$

Bu ilişkide $Y[k]$, $X[k]$, $H[k]$ ve $V[k]$ ile de frekans bölgesindeki sinyaller gösterilmektedir. Kanal kestirimi yapıldıktan sonra iletilen veri simgesi $X[k]$ 'nin sezimi işlemi aşağıda verilen şekilde gerçekleştirilir.

$$\hat{X}[k] = \frac{Y[k]}{\hat{H}[k]}. \quad 4-3$$

Burda $\hat{H}[k]$ kestirilmiş kanalın frekans yanıtıdır.

Kanal Kestirim teknikleri

(i) **En küçük kareler** (least square, LS) kanal kestirim yönteminde, hata vektörü $e = |Y - X\hat{H}|$ olarak seçilir ve $(Y - X\hat{H})^H(Y - X\hat{H})$ 'yı minimum yapan H değeri LS kanal kestirici olarak tanımlanır. LS için uygun çözüm aşağıdaki gibidir [4.2].

$$\hat{H}_{LS} = D_x^{-1}Y. \quad 4-4$$

Burda D_x , alıcı tarafından bilinen pilot simgelerinden oluşan N -boyutlu bir vektörün köşegen matrisine dönüştürülmüş biçimidir.

(ii) **Minimum ortalama karesel yanılğı** (minimum mean square error, MMSE) kanal kestirimi ise hata vektörü $e = \|\hat{H} - H\|^2$ şeklinde tanımlanır ve $\{E[(\hat{H} - H)(\hat{H} - H)^T]\}$ matrisinin H üzerinden minimize eden değer olarak tanımlanır. En uygun çözüm aşağıdaki gibidir [4.4]

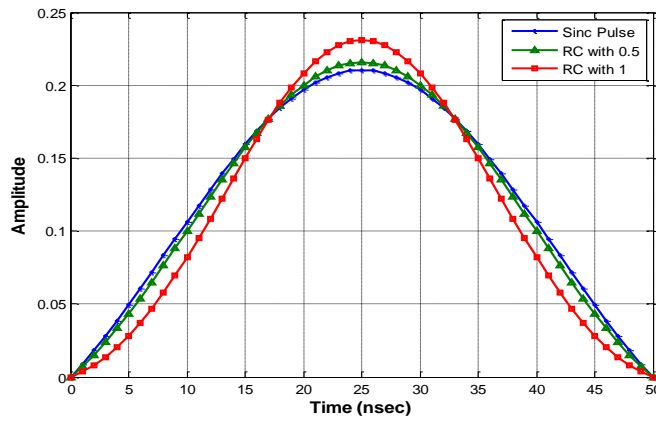
$$\hat{H}_{MMSE} = FQ_{MMSE}F^H X^H Y. \quad 4-5$$

Burda, $Q_{MMSE} = R_{gg} \left[\left((F^H D_x^H D_x F)^{-1} \sigma_n^2 + R_{gg} \right) \right]^{-1} (F^H D_x^H D_x F)^{-1}$, kanalın kovaryans matrisini, $F(n, k) = 1/\sqrt{N} e^{-j2\pi nk/N}$ $n, k \in \{0, \dots, N-1\}$ Fourier matris elemanlarını ve σ_n^2 gürültü varyansını göstermektedir. Ayrıca R_{gg} ve σ_n^2 'nin alıcıda bilindiği varsayılmaktadır.

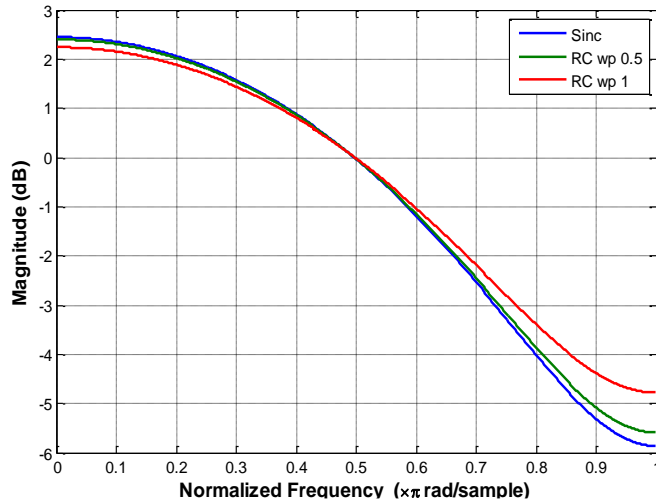
Verici süzgecinin, Kanal K sayısı ve Değerlerinin Belirlenmesi: Şekil 4-1'de gösterildiği gibi, kanal kestirimi için projede üretilen bir görünür ışık kanalının dürtü yanıtı göz önüne alınmıştır. Yaklaşık 80 ns uzunluğundaki bu kanalın dürtü yanıtının kapsadığı band genişliğinde bir sınırlama sağlamak için verici tarafta bir yükseltilmiş kosinüs süzgeci kullanılmıştır. Bu süzgecin farklı düşüş (rolloff) parametreleri için darbe şekilleri Şekil 4-2'de ve seçilen kanalın hesaplanmış tap sayıları ve değerleri de Tablo 4.1'de gösterilmektedir. Şekil 4-3'de ise seçilen verici süzgecin frekans spektrumları farklı rolloff değerlerine göre gösterilmektedir.

Tablo 4-1 Ayırık Zaman Kanal Tap-Geçikme Katsayıları

		n = 1	n = 2	n = 3
Kesilmiş Sinc Darbesi	h[n]	0.3981	0.9173	0.0100
Kesilmiş 0.5 parametrelili Raised Cosine		0.3875	0.9218	0.0089
Kesilmiş 1 parametrelili Raised Cosine		0.3527	0.9357	0.0062



Şekil 4-2 Kesilmiş sinc ve 0.5 ve 1 parametrelili yükseltilmiş kosinüs darbeleri.

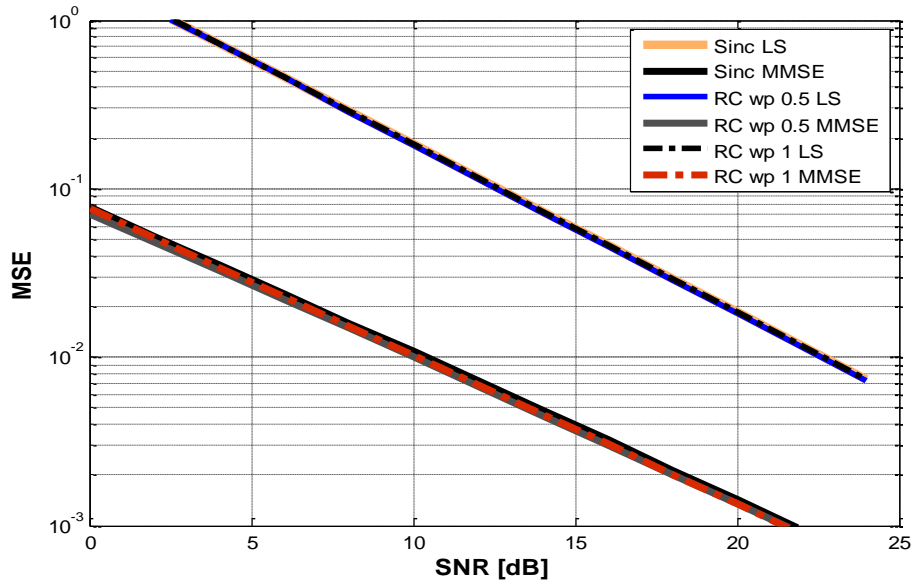


Şekil 4-3 Farklı darbe şekillerinin kanal frekans cevapları

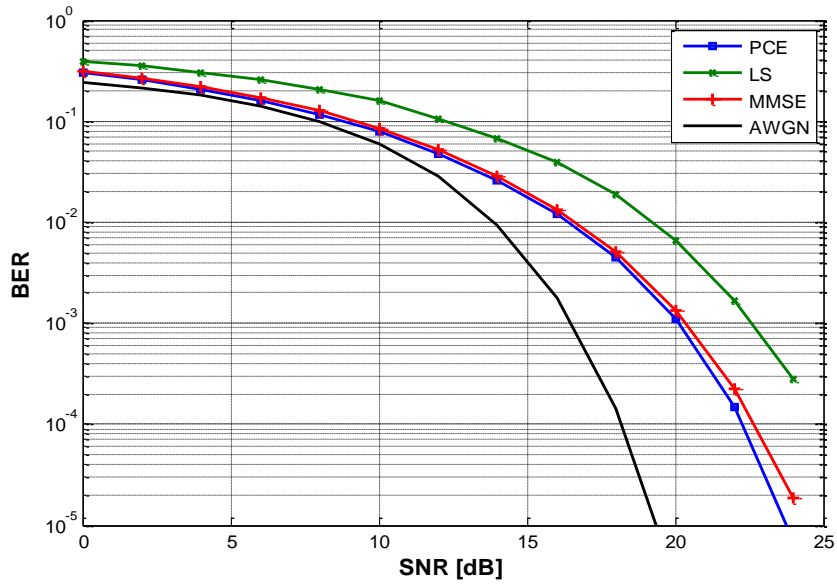
Bilgisayar Benzetim Sonuçları:

Bu bölümde, ortalama karesel yanılğı (Mean Square Error, MSE) Kestirimi ve bit hata başarımı (BER) sonuçları verilmiştir. Yukarıda bir verici süzgeciyle birlikte tanımlanana VLC kanalı, LS ve MMSE kanal kestirim tekniklerine uygun olarak kestirilmiştir. Şekil 4-4'de farklı süzgeç parametre değerlerine ilişkin farklı kanal kestirim tekniklerinin ortalama karesel kanal kestirim hataları gösterilmiştir. Bu şekildeki egrilerden açıkca görüleceği gibi, MMSE kanal kestirim tekniğinin başarım LS'e nazaran daha başarılıdır. Bunun en önemli nedeninin, MMSE kestiriminin kanala ilişkin a priori bilgiyi de kullanmasında ötürü olduğu literatürden bilinmektedir.

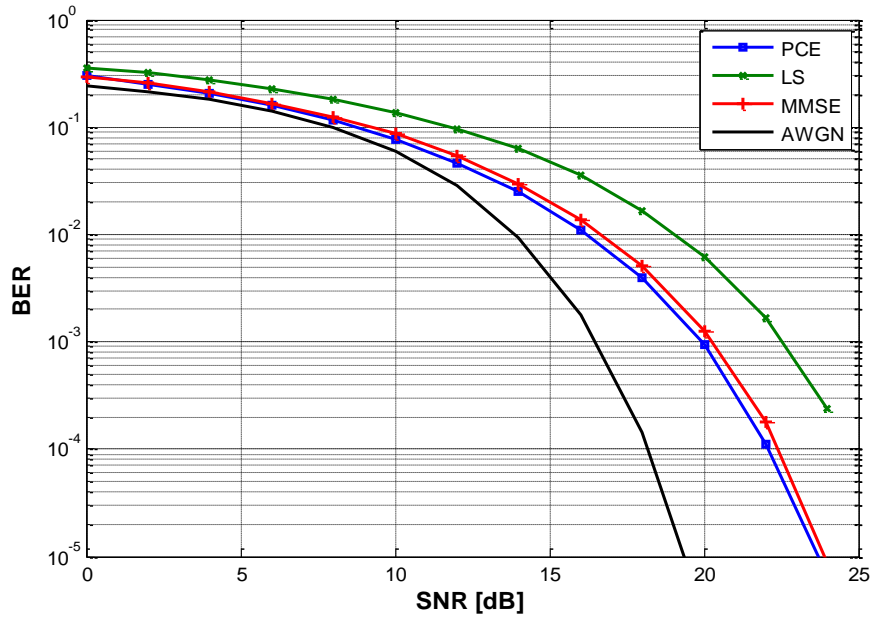
Şekil 4-5, Şekil 4-6 ve Şekil 4-7'de 16 QAM sinyal formatı kullanılarak MSE ve LS kanal kestiricilerinin kullanılması durumunda erişilebilecek alıcı başarımları BER- SNR grafikleri sırasıyla Rolloff=0, Rolloff=0.5 ve Rolloff=1 için verilmiştir. Bu şekillerde ayrıca kanalın sadece toplamsal Gauss gürültüsünden etkilendiği durum ile kanalın alıcıda mükemmel biçimde bilindiği varsayıldığı durum için de BER-SNR grafikleri verilmiş olup ayrıca kullanılan verici süzgecin değişik parametre değerlerine göre değişimleri de elde edilmiştir. Genel olarak verici süzgecin farklı rolloff parametre değerleri için frekans yanıtları gözönüne alındığında, sinc darbesinin frekans seçiciliğinin en yüksek, sonrasında rolloff katsayısı 0.5 yükseltilmiş kosinüs, son olarak da 1 olan yükseltilmiş kosinüs olduğu anlaşılmaktadır. Bu nedenle, MSE kanal kestirimi kullanıldığında VLC sisteminin BER başarımının verici süzgecin rolloff parametesinin 1 olduğunda en iyi olduğu ve 0.5 ve son olarak da 0 (*sinc* pulse shape) değerlerine doğru olarak düşmekte olduğu anlaşılmaktadır.



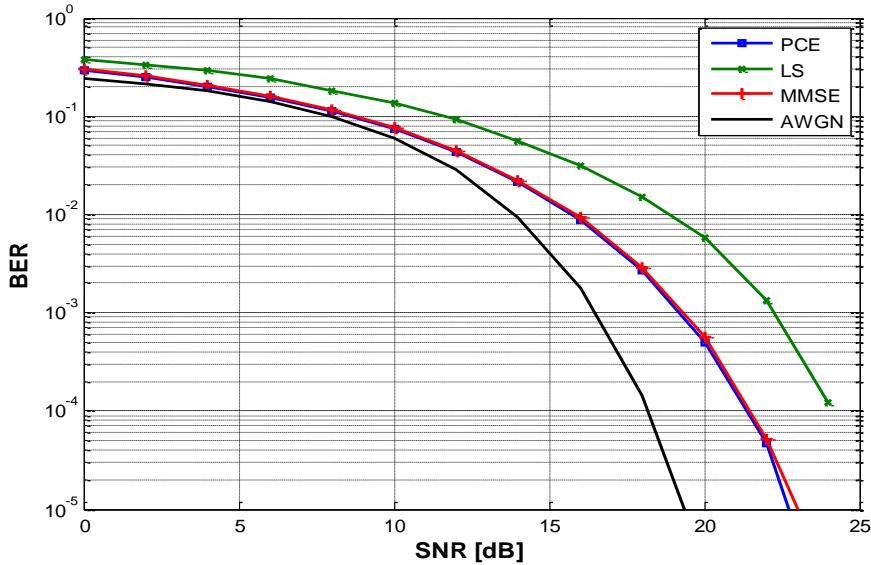
Şekil 4-4 Farklı darbe şekilleri için kanal kestirim tekniklerinin ortalama karesel yanılırları



Şekil 4-5 Rolloff=0: Sinc darbe şekillerinin BER başarımı.



Şekil 4-6 Rolloff= 0.5 parametrelili yükseltilmiş kosinüs darbelerinin BER başarımları.



Şekil 4-7 Rolloff= 1 parametrelili yükseltilmiş kosinüs darbelerinin BER başarımları.

4.4 Gauss Olmayan Kırpma (Clipping) Gürültüsü Etkisi Altında DCO-OFDM ve ACO-OFDM Sistemleri İçin Çok Yollu Seyrek VLC Kanal Kestirimi

Dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM)'in, optik güç verimliliği açısından alışılmadık modülasyon yöntemlerinden daha iyi sonuç vermesi nedeniyle, özellikle görünür ışıkla haberleşme sistemlerde yaygın bir biçimde kullanılmaya başlanmıştır [4.4], [4.5]. OFDM

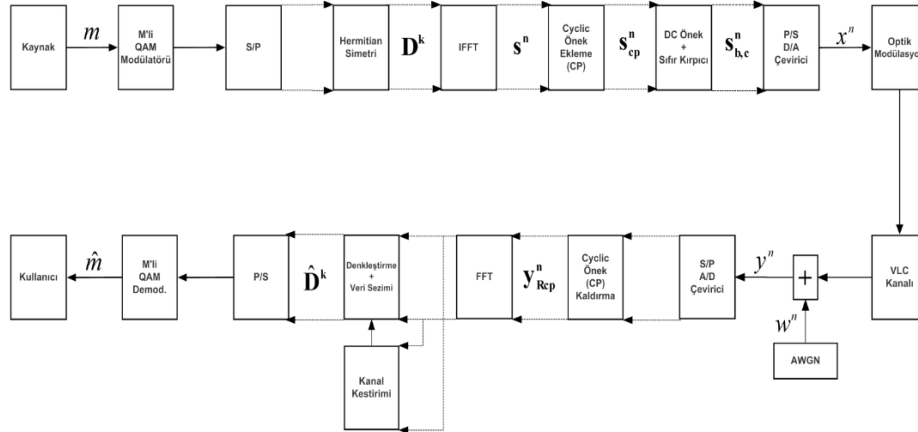
sistemlerinde iletilen işaretler genel olarak çift kutupludur ve karmaşık değerlidir. Ancak, ışık şiddeti (light intensity) negatif değer alamadığından çift kutuplu zaman sinyalleri Işık Şiddeti / Doğrudan Sezim (Intensity Modulation / Direct Detection, IM/DD) tekniğine göre çalışan optik kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılamazlar. Uygulamada en yaygın olarak kullanılan ve üzerlerinde yoğun çalışmalar yapılan OFDM tabanlı iki VLC system yapısı;

1. DCO-OFDM (Doğru akımla bir ön gerilim verilmiş optik OFDM)
2. ACO-OFDM (Asimetrik kırılmış optik OFDM)

olarak bilinmektedir. Bu sistemlerin alıcılarının kabul edilebilir bir BER başarımında çalışabilmesi için kanal kestirimi ve denkleştirme süreçlerinin alıcıda mükemmel bir biçimde gerçekleşmesi gerekmektedir. Aşağıda ayrıntılı olarak açıklanacağı gibi, VLC sistemlerinde optik kanaldan iletilen sinyallerin sadece pozitif değerli olması kısıtlılığından dolayı, RF tabanlı kablosuz haberleşme sistemlerinin aksine, alıcılar kaçınılmaz olarak, toplamsal Gauss gürültüsünün yanında, genel olarak Gauss olasılık dağılımına uymayan bir kırpma gürültüsü'nün (clipping noise) etkisi altında kalacaktır. Bu nedenle alıcıda kullanılacak olan kanal kestirim algoritmasının bu gürültü etkisini de göz önüne alarak tasarlanması gerekir. Aksi halde tasarlanan kanal kestirim algoritması optimal bir yapıdan uzak olup doğuracağı kanal kestirim hatası kabul edilebilir düzeyin çok üstünde olacaktır. Literatürde şu ana kadar VLC sistemlerinin kırpma gürültüsü etkisi altında optik kanal kestirimiyle ilgili pek bir çalışmaya rastlanmamıştır. Proje grubu özellikle kanal kestirimi ve denkleştirme konularında büyük deneyime sahip olup bu konularda yüksek prestijli dergilerde bir çok bilimsel yayınları bulunmaktadır [4.6-4.9]. Bu deneyim ve çalışmalarda da yararlanarak aşağıda önerilen özgün VLC kanal kestirim algoritması bu alanda öncü çalışmalardan biri olacaktır. Tasarlanan kanal kestirim algoritmasının ayrıntılarına geçmeden önce aşağıda, DCO-OFDM ve ACO-OFDM sistemleri kısaca tanıtılmakta ve bu sistemlerde oluşan kırpma gürültüsünün özellikleri açıklanmaktadır.

DCO-OFDM Sistemi : Çift kutupluluk sorununu bir DC öngerilim eklenmesiyle çözen DCO-OFDM sisteminin ACO-OFDM sistemine göre en büyük üstünlüğü çift alt-taşıyıcıların da bilgi taşınması ve bunu sonucunda spektral verimliliğin iki katına çıkmasıdır. DCO-OFDM sisteminde toplam $(N/2)-1$ tane özgün veri simgesi taşınabilmektedir. Şekil 4-8'de, toplam aktif alt taşıyıcı sayısı N olan bir DCO-OFDM sisteminin blok şeması verilmektedir. T_{sym} süreli bloklar halinde rastlantısal olarak üretilen bilgi bitleri, dörtlü veya onaltılı dik genlik modülasyonu (4-QAM / 16-QAM) simgelere izdüşürülmekte ve bu simgelerin oluşturduğu $T_s = T_{sym}/N$ süreli simge

vektörleri, paralel bloklar halinde işlenmektedir. Frekans bölgesinde modüle edilmiş simgeler $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ biçiminde olup Hermitian simetrik bir yapıya sahiptir ve bu yapı 0 (DC) ve $N/2$ indisli alt taşıyıcıları sıfıra eşitleyerek sağlanmaktadır [4.10],



Şekil 4-8 DCO-OFDM sisteminin blok şeması

Tipik bir DCO-OFDM sisteminin frekans bölgesindeki yapısı aşağıda verildiği gibidir.

$$\mathbf{X}[k] = \begin{cases} \mathbf{0}, & k = 0 \\ \mathbf{X}^*[N - k], & k = 1, 2, \dots, N/2 - 1 \\ \mathbf{0}, & k = N/2 \end{cases} \quad 4-6$$

Burada sanal eşlenik operasyonu (*) notasyonu ile, zaman bölgesi sinyalleri küçük harflerle ve frekans bölgesi sinyalleri de büyük harflerle gösterilecektir. Sonuç olarak, zaman bölgesinde (IFFT çıkışı) üretilen sinyal örnekleri gerçel, çift kutuplu ve simetrik olmayan N -boyutlu, $\mathbf{x} = [x[0], x[1], \dots, x[N-1]]^T$ ile gösterilen, bir sinyal vektörü oluşturur. Bu vektörün her elemanı IFFT süreci sonucunda

$$\mathbf{x}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}[k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad 4-7$$

biçiminde ifade edilebilir. Bu ilişkide $\mathbf{X}[k]$, k . alt taşıyıcı ile iletilen veri simgesini göstermektedir. DCO-OFDM sisteminde, Hermitian simetri yapısından ötürü spektral verimlilik açısından klasik OFDM'in yarısı kadar verim elde edilebilmekteyken, yalnızca $N/2-1$ tane özgün bilgi simgesi karşıya gönderilebilmektedir. Ayrık zaman örneklerine, N_{CP} uzunluğunda bir önek (cyclic prefix, (CP)) eklenmiştir. Genel olarak N_{CP} uzunluğu enaz kanalın en büyük gecikme yayılımına eşit olacak şekilde seçilir. Bilgisayar benzetim çalışmalarımızda $N_{CP} = N_{CP} \geq L_h$ biçiminde seçilmiştir. L_h , optik kanalın dürtü yanıtının uzunluğudur. Elde edilen zaman bölgesi sinyal

örnekleri merkezi limit teoremi ele alındığında, sıfır ortalamalı ve $\sigma_x^2 = E\{x^2[n]\}$ varyanslı bir Gauss rastlantısal süreci olarak modellenenmektedir. Hermitian simetri aracılığıyla gerçel ancak çift-kutuplu olarak üretilen ayrık zaman bölgesi sinyallerine, gerekli güven aralığı değeri hesaplandıktan sonra uygun oranda bir DC öngerilim eklenmektedir. Bu noktada, eklenen DC öngerilim için hem PAPR (peak-to-average power ratio) değerini çok yükseltmemesi hem de göz sağlığı değerlerinin aşılmaması gibi iki ölçüt bulunmaktadır. Bu nedenle, uygulama açısından makul bir yaklaşımla DC öngeriliminin $2\sigma_x$ düzeyinde seçilmesi önerilmektedir (%95 güven aralığı) [4.9]. Ayrık zaman bölgesi sinyali $x[n]$ 'ye bir DC öngerilim eklenmesinin ardından arta kalan negatif kısımlar kırıcı tarafından sıfıra kırılır ve $x_{DCO}[n]$ ile gösterilen bir sinyal üretilir. DC öngerilim, kırılan örnek sinyal sayısını azaltırken bir yandan da sinyalin toplam gücünü artırmaktadır. Bu nedenle, bilginin ufak bir kısmının kaybolması pahasına toplam sinyal gücü azaltılmış olur. Kırılan sinyal örnekleri, frekans bölgesinde kırılma gürültüsü oluşturarak alıcı sinyale toplamsal biçimde etki ederken, sistemin BER başarımını ciddi oranda düşürmektedir. V_{DC} olarak adlandırılan öngerilim miktarı, $x[n]$ sinyalinin standart sapmasının belirli bir katı cinsinden aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır [4.10].

$$V_{DC} = \rho \sqrt{E\{x^2[n]\}} \quad 4-8$$

Burada ρ keyfi bir katsayıyı belirtirken, $10 \log(\rho^2 + 1)$ ile de eklenen DC öngerilim değerinin dB cinsinden değeri belirlenmektedir. Alt-taşıyıcı sayısının 64'ten büyük olduğu durumlarda merkezi limit teoreminin uygulanmasıyla beraber kırılma işlemi sonrası zaman bölgesi DCO-OFDM işaretlerinin yarım Gauss olasılık yoğunluk dağılım fonksiyonu aşağıda belirtildiği şekildedir.

$$p_{x,DCO}(x) = Q\left(\frac{V_{DC}}{\sigma_x}\right) \delta(x) + \frac{u(x)}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-V_{DC})^2}{2\sigma_x^2}} \quad 4-9$$

Burada, $u(\cdot)$, birim basamak fonksiyonunu ve $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_t^\infty e^{-(t^2/2)}$, standart Gauss dağılımının kuyruk olasılığını göstermektedir. İletilen ortalama elektriksel güç, $P_{elec,DCO}$, ise aşağıda verildiği şekilde tanımlanmıştır.

$$P_{elec,DCO} = E\{x_{DCO}^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p_{x,DCO}(x) dx = (\sigma_x^2 + V_{DC}^2) \left(1 - Q\left(\frac{V_{DC}}{\sigma_x}\right)\right) + \left(\frac{\sigma_x V_{DC}}{\sqrt{2\pi}}\right) e^{-(V_{DC}^2/\sigma_x^2)}. \quad 4-10$$

Sayısal/Analog (D/A) dönüştürücü ve optik modülatör kusursuz kabul edilmiş ve optik-elektriksel bölge dönüşüm katsayısı ζ ile elektriksel-optik bölge dönüşüm katsayısı R , $\zeta = R = 1$ alınmıştır. Alıcıya ulaşan optik sinyal optik detektör ve Analog/Sayısal (A/D) dönüştürücü yardımıyla elektriksel sinyale geri dönüştürülür. Aşağıdaki ifade edildiği gibi bu sinyal, iletilen veri simegelerini, simgeler-arası girişimi, kırpma (clipping noise) gürültüsünü ve toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü içermektedir,

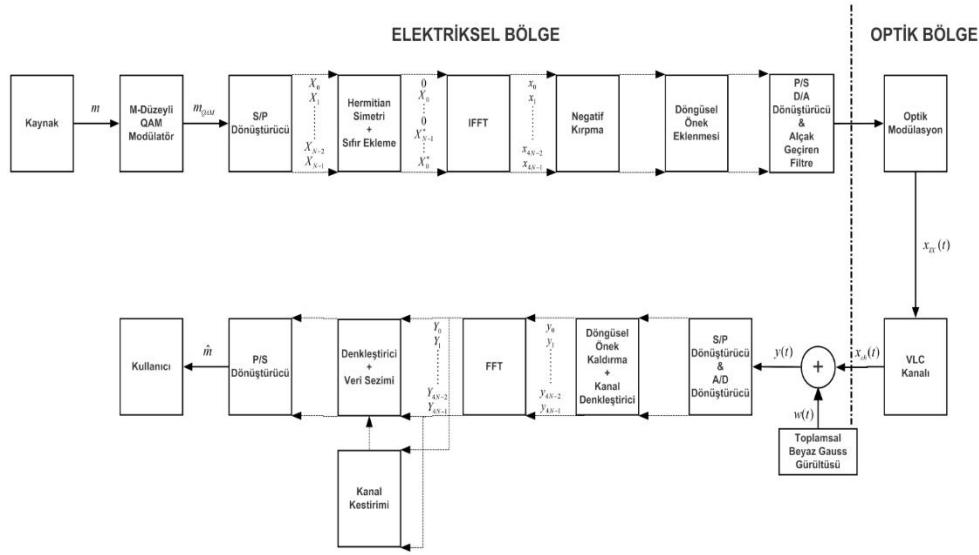
$$\mathbf{y} = \mathbf{x} \circledast \mathbf{h} + \mathbf{w}. \quad 4-11$$

Burada \circledast , dairesel katlamayı (circular convolution) göstermektedir. $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L_{max}-1}]^T$ ise L_{max} ayırık maksimum kanal gecikmesine sahip optik kanalın çok yollu dürtü yanıtını, \mathbf{w} , alıcıdaki ısı ve optik gürültüsüne denk toplam elektriksel gürültüyü göstermekte olup sıfır ortlamalı σ_w^2 varyansına sahiptir. Ayrıca, ortam gürültüsü DC gerilimi olarak modellenip, uygun bir süzgeçle tamamen yok edilebilmektedir. Alıcıda, fotodetektör ve A/D dönüştürücü çıkışında elde edilen sayısal sinyal örneklerinden önce döngüsel önek kaldırılmakta ve N boyuta indirgenmiş \mathbf{y} alınan sinyal vektörü hızlı Fourier dönüşümüyle (fast Fourier transform, FFT) yeniden frekans bölgesine dönüştürülmektedir. Bussang teoremini [4.13] kullanarak frekans bölgesinde alınan sinyal vektör

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{C} + \mathbf{V} \quad 4-12$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada, $\mathbf{H} = \text{diag}[H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]$ frekans bölgesinde kanal matrisini, \mathbf{X} ise N -boyutlu veri simgelerinin oluşturduğu vektörü göstermektedir. \mathbf{C} ve \mathbf{V} vektörleri ise yine frekans bölgesinde kırpma ve toplamsal beyaz Gauss gürültülerini temsil etmektedir.

ACO-OFDM Sistemi: Diğer taraftan, asimetrik kırpılmış optik OFDM (asymmetrically clipped optical OFDM) (ACO OFDM), IM/DD OFDM sistemlerinin yüksek güç verimi sağlayan bir türüdür. Şekil 4-9'da tipik bir ACO-OFDM sisteminin blok şeması verilmiştir.



Şekil 4-9 ACO-OFDM sisteminin blok şeması

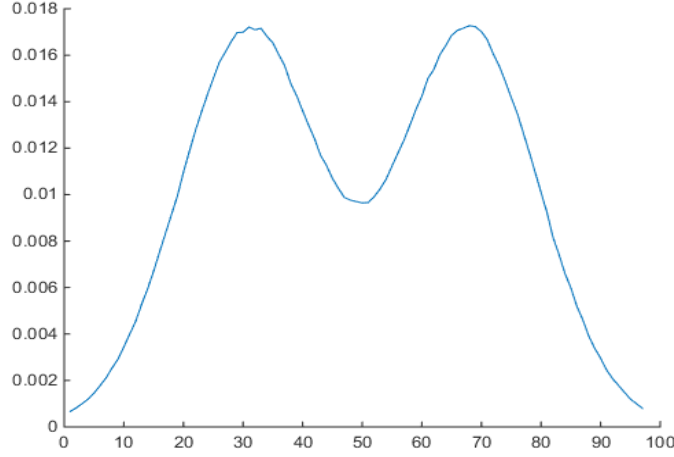
ACO-OFDM'de çift kutuplu OFDM sinyalinin negatif kısmı kırılarak atılmakta ve sadece pozitif kısmı iletilmektedir. Bu nedenle söz konusu teknikte OFDM'in tek indisli alt taşıyıcıları bilgi taşıırken, çift indisli alt taşıyıcılar sıfıra eşitlenmektedir. Bu nedenle de ACO-OFDM sistemlerin spektral verimliliği DCO-OFDM sistemlerinin yarısı kadardır. ACO-OFDM yapısının başarımı birçok çalışmada ele alınmıştır [4.4], [4.5]. Bu çalışmalarda, optik kablosuz haberleşme kanalı olarak tekil katsayılı düz kanal ile birlikte toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) kullanılmıştır.

Elde edilen başarımların sonuçları, kapalı ortamın boyutları, kapalı ortamda kullanılan malzemelerin türleri, alıcı ve vericilerin konumları ve özellikleri de göz önüne alınarak değerlendirilmekte ve iletişim kanalının sadece toplamsal beyaz Gauss gürültüsü etkisi altında olması durumunda elde edilen başarımlarıyla karşılaştırılmaktadır. Ancak gerçek ACO-OFDM sistemlerinde, asimetrik olarak kırılmış OFDM zaman-bölgesi sinyalin P_x ile gösterilen belli bir ortalama optik gücü kullanabilmesi için OFDM alttaşıyıcılar bir α katsayısı ile bir ölçeklendirmeye tabi tutulur. Daha sonra ölçeklenmiş taşıyıcılarda taşınan veri simgeleri bir ters hızlı Fourier dönüşümünden (IFFT) geçirilerek zaman bölgesinde $x[k]$ ile gösterilen gerçel değerli ve çift-kutuplu sinyal örnekleri üretilir. Bu örneklerden negatif değerli sinyal örnekleri sıfır değerine kırılarak (zero-clipping), kırıcı çıkışında $x_{ACO}[m]$ örnekleri elde edilir. Bu örnekler paralel/seri ve A/D dönüşümlerden sonra sistemdeki optik sinyal üretici olan LED'lerin girişine uygulanır. Eğer LED'ler yeterli bir öngerilimle çalıştırılmıyorsa veri sinyal örnekleri ayrıca belli bir $\varepsilon_{TX} > 0$ düzeyinden kırılacaktır (alttan kırılma). Daha sonra bu sinyaller saçılmış (sparse)

yapıdaki VLC kanaldan geçmekte ve bu aşamada üzerine bir de toplamsal ve gerçel değerli Gauss gürültü örnekleri eklenmektedir. Son olarak, kanalın neden olduğu büyük miktarda yol kazanç kaybı (path loss) ve alıcıdaki detektörün duyarlılığının düşük olması nedeniyle iletilen sinyal örnekleri $\varepsilon_{Rx} > 0$ oranında ilave bir kırılmanın etkisi altında kalacaktır. Alıcı tarafta, seri/paralel, A/D dönüştürücü ve hızlı Fourier dönüşüm (FFT) süreçlerinden sonra kanal kestirimi, dekleştirme ve veri sezim işlemleri frekans bölgesinde gerçekleştirilir. Asimetrik kırpma işlemi, frekans bölgesinde tek sayılı alt-taşıyıcılarda iletilen veri simgelerinin genliklerini yarıya indirir. Alıcıda kullanılan denkleştirici, gerek α ön-ölçeklendirme katsayısının ve gerekse genliklerdeki yarı yarıya olan kayıpları gidermekte etkili olacaktır. DCO-OFDM sistemi yapısına benzer olarak, ACO-OFDM'de frekans bölgesinde tüm alt taşıyıcılarda gözlenen sinyaller vektörel biçimde aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}\mathbf{h} + \mathbf{V} . \quad 4-13$$

Burada $\mathbf{A} = \mathbf{X}\mathbf{F} \in \mathcal{C}^{N \times L_{max}}$ olup, $\mathbf{X} = \alpha K \text{diag}[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}] \in \mathcal{C}^{N \times N}$ frekans bölgesinde bir OFDM bloğunu, ve $\mathbf{F} \in \mathcal{C}^{N \times N}$ 'de Fourier dönüşüm matrisini göstermektedir. α , yukarıdaki paragrafta belirtile ön-ölçekleme katsayısını ve K 'da zaman bölgesindeki kırpma sürecinin neden olduğu zayıflama faktörünü belirtmektedir. $\mathbf{h} \in \mathcal{R}^{L_{max}}$ gerçel değerli, seyrek yapıda çok yollu görünür ışık kanalını temsil etmekte olup sıfırdan farklı elemanları h_1, h_2, \dots, h_L ($L < L_{max} \ll N$) ile gösterilmektedir. Yukarıdaki ilişkide \mathbf{V} ile gösterilen toplamsal gürültü, \mathbf{W} ile gösterilen kompleks değerli, sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültüsü ile \mathbf{C} ile gösterilen ve Gauss dağılımına uymayan sıfır ortalamalı kırpma gürültüsünün toplamından oluşmaktadır. Bir örnek olarak Şekil 4-10'da, $N=1024$ alt taşıyıcıya sahip bir ACO-OFDM sisteminin alıcısında bilgisayar benzetimi yardımıyla üretilen kırpma gürültüsünün gerçel bileşenlerinin olasılık yoğunluk fonksiyon gösterilmektedir.



Şekil 4-10 Kırpma gürültüsünün olasılık yoğunluk fonksiyonu

Dolayısıyla, \mathbf{V} 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu \mathbf{C} ve \mathbf{W} 'nin konvolüsyonu sonucunda elde edilip yine sıfır ortalamalı ve Gauss olmayan bir olasılık dağılıma sahip olacaktır.

4.4.1 Kırpma Gürültüsü Etkisi Altında DCO-OFDM Sistemi için Yeni bir Kanal Kestirim Algoritması

(4-13)'te, bilindiği varsayılan, $\mathbf{A} \in \mathcal{C}^{N \times L_{max}}$ matrisi, sütun vektörleri cinsinde $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_{L_{max}}]$ olarak ifade edilebilir. Bu durumda \mathbf{h} , seyrek kanal vektörünün, sıfırdan farklı kanal katsayıları ile bunların rastlantısal konumlarının kestirimi problemini gözönüne alınarak (4-13) denklemi

$$\mathbf{y} = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}_{\eta_l} \mathbf{h}_l + \mathbf{v} \quad 4-14$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_L]^T$, $\forall \eta_1, \eta_2, \dots, \eta_L \in \{1, 2, \dots, N\}$, elemanları sıfırdan farklı kanal katsayılarının rastlantısal konumlarını gösteren bir konum vektörüdür. Bu kestirim probleminde, v_n , $n = 1, 2, \dots, N$ ile gösterilen Gauss olmayan gürültü örneklerini bağımsız ve eş dağılımlı M bileşenden oluşan bir Gauss-karışım (Gaussian mixture) olasılık modeli ile aşağıdaki gibi modelleyebiliriz,

$$\begin{aligned} p(v_n) &= \sum_{m=1}^M p(v_n | u_n = m) p(u = m) \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\lambda_m}{\pi \sigma_m^2} e^{-|v|^2 / \sigma_m^2} . \end{aligned} \quad 4-15$$

Burada $p(v_n|u_n = m) \triangleq \frac{1}{\pi\sigma_m^2} e^{-|v|^2/\sigma_m^2}$, $u_n \in \{1, 2, \dots, M\}$, rastlantısal karışım indeksi olup, v_n toplamsal gürültü örneğinin, (4-15)'teki Gauss-karışım modelinde hangi bileşen tarafından üretildiğini göstermektedir. $p(u_n = m) = \lambda_m$ ise v_n 'ye ilişkin Gauss-karışımının m . bileşeni tarafından üretilme olasılığıdır.

Yukarıda verilen bilgilerin ışığı altında, bunu izleyen paragraflarda, ACO-OFDM sistemlerinde pilot destekli yeni bir kanal kestirim tekniği önerilmektedir. Bu yöndeki çalışmalarımızda konuyla ilgili getirilen yenilikler temel olarak şöyle özetlenebilir. (i) Kanalin seyrek yapısı kestirim algoritması içinde göz önünde alınmaktadır. Böylelikle, çok az sayıda kanal parametresinin kestirilmesi nedeniyle algoritmanın hesaplama karmaşıklığı büyük oranda azalmakta ve bunun sonucu olarak da kestirim hatalarında önemli derecede düşmeler görülmektedir. Çalışma da, kaynak ile hedef arasındaki kanalin seyrek kanal katsayıları ve bunların rastlantısal konumlarının başlangıç değerleri bir uyumlu eşleme (matching pursuit (MP)) algoritması ile belirlenmektedir [11]. Kanalı etkileyen Gauss olmayan toplamsal kırpma (clipping) gürültüsü ise bir Gauss-karışım (Gaussian mixture) olasılık dağılımı ile modellenmektedir. (ii) Literatürde ilk kez VLC kanal kestirimi için Gauss dağılımlı olmayan gerek kompleks kanal katsayılarının ve gerekse sistemi toplamsal biçimde etkileyen gürültünün Gauss-karışım ile modellendiği ve hesaplama karmaşıklığı çok daha düşük, hızlı ve iteratif yapıda yeni bir kanal kestirim algoritması tasarlanmaktadır. Beklenti-enbüyükleme (expectation maximization) adıyla bilinen bir rastlantısal en-iyileme algoritmasının hızlı bir versiyonu olan SAGE (Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm) [12] tekniğine dayanan bu algoritma, kanal parametrelerini kestirmektedir. Göz önüne alınan kestirim probleminde, kestirilecek parametre kümesi aşağıdaki gibidir.

$$\Phi = \{\mathbf{h}, \boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\alpha}\}. \quad 4-16$$

Burada, $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$, $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_N]^T$ ve $\boldsymbol{\alpha} = \{\lambda_1, \dots, \lambda_M, \sigma_1^2, \dots, \sigma_M^2\}$ dir. Uygulanacak SAGE algoritmasında, Φ 'nin aşağıda belirtilen $L + 1$ sayıda altkümeden oluştuğu varsayılmaktadır. İlk L altküme, $\Phi_l \triangleq \{h_l, \eta_l\}$, $l = 1, 2, \dots, L$ ile verilmiştir. Her altküme için $\bar{\Phi}_l \triangleq \Phi/\Phi_l = \{\bar{\mathbf{h}}_l, \bar{\boldsymbol{\eta}}_l, \boldsymbol{\alpha}\}$, $\bar{\mathbf{h}}_l \triangleq \mathbf{h}/h_l$ ve $\bar{\boldsymbol{\eta}}_l \triangleq \boldsymbol{\eta}/\eta_l$ olarak tanımlanır ve $'/'$ küme dışlama operatörünü gösterir. $(L + 1)$. altküme ise; $\bar{\Phi}_{L+1} \triangleq \boldsymbol{\alpha}$ ve $\bar{\Phi}_{L+1} \triangleq \Phi/\Phi_{L+1} = \Phi/\boldsymbol{\alpha} = \{\mathbf{h}, \boldsymbol{\eta}\}$ ile verilir. Yukarıda tanımlanan altküme parametreleri ile SAGE algoritmasının çalışması iki aşamada gerçekleşir.

$\Phi_l = \{h_l, \eta_l\}$, $l = 1, 2, \dots, L$ Parametrelerinin Kestirimi:

SAGE algoritmasının uygulanması için uygun bir yaklaşım, (4-14)'teki vektörel gözlem ilişkisinde

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{x}_n^{(l)} + \bar{\mathbf{x}}_n^{(l)} \quad 4-17$$

ile ifade edilen n . bileşeni göz önüne almaktır. Burada,

$$\mathbf{x}_n^{(l)} = \mathbf{a}_{n,\eta_{\eta_l}} \mathbf{h}_l + \mathbf{w}_n \quad \text{ve} \quad \bar{\mathbf{x}}_n^{(l)} = \sum_{l'=1, l' \neq l}^L \mathbf{a}_{n,\eta_{l'}} \mathbf{h}_{l'} \quad 4-18$$

biçiminde tanımlanmış olup, $\mathbf{a}_{n,\eta_{\eta_l}}, \mathbf{a}_{\eta_l}'$ nin n . elemanını göstermektedir. SAGE algoritmasının 'başvurulabilir saklı verileri' (admissible hidden data) $X_l = \{\mathbf{x}^{(l)}, \mathbf{v}\}$, gibi $\mathbf{x}^{(l)} = [x_1^{(l)}, x_2^{(l)}, \dots, x_N^{(l)}]^T$ ve $\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_N]^T$ şeklinde seçilsinler. Bu bilgilerin ışığı altında SAGE algoritması şöyle ifade edilebilir

(i) Beklenti Adımı (Expectation Step (E-Step)):

SAGE algoritmasında beklenti adımı (E-Step), (4-17) ilişkisinde \mathbf{y} gözlemi verildiğine ve Φ 'nin i . iterasyon adımında kestirim değeri bilindiğine göre X_l üzerinden koşullu beklenti alınarak şu şekilde gerçekleştirilir:

$$Q_l(\Phi_l | \Phi^{(i)}) = E \left\{ \log p \left(X_l | \Phi_l, \bar{\Phi}_l^{(i)} \right) | \mathbf{y}, \Phi^{(i)} \right\}, \quad 4-19$$

$$\log p \left(\mathbf{x}^{(l)}, \mathbf{v} | \mathbf{h}_l, \eta_l, \bar{\mathbf{h}}_l^{(i)}, \bar{\boldsymbol{\eta}}_l^{(i)}, \boldsymbol{\alpha}^{(i)} \right) \sim - \sum_{n=1}^N \frac{1}{(\sigma_{v_n}^2)^{(i)}} \left| \mathbf{x}_n^{(l)} - \mathbf{a}_{n,\eta_l} \mathbf{h}_l \right|^2 \quad 4-20$$

(4-20) denklemini (4-19)'da yerine konulduğunda

$$Q_l(\Phi_l | \Phi^{(i)}) = \sum_{n=1}^N \delta_n^{(i)} \left(2\Re \left\{ \widehat{x}_n^{(l)(i)} \mathbf{a}_{n,\eta_l}^* \mathbf{h}_l \right\} - \left| \mathbf{a}_{n,\eta_l} \mathbf{h}_l \right|^2 \right) \quad 4-21$$

elde edilir. Bu ilişkilerde, $\Re(\cdot)$ ve $(\cdot)^*$ sırasıyla bir kompleks sayının gerçel kısmını ve eşlenik operatörlerini göstermektedir. (4-21) denkleminde, $\widehat{x}_n^{(l)(i)}$

$$\begin{aligned} \widehat{x}_n^{(l)(i)} &\triangleq E \left\{ x_n^{(l)} | v_n, y_n, \mathbf{h}^{(i)}, \boldsymbol{\eta}^{(i)}, \boldsymbol{\alpha}^{(i)} \right\} \\ &= \mathbf{y}_n - \sum_{l'=1, l' \neq l}^L \mathbf{a}_{n,\eta_{l'}} \mathbf{h}_{l'}^{(i)}. \end{aligned} \quad 4-22$$

ilişkisinden hesaplanır ve $\delta_n^{(i)}$ aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned}\delta_n^{(i)} &\triangleq E\{v_n|y_n, \mathbf{h}^{(i)}, \boldsymbol{\eta}^{(i)}, \boldsymbol{\alpha}^{(i)}\} \left\{ \frac{1}{(\sigma_{v_n}^2)^{(i)}} \right\} \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{(\sigma_m^2)^{(i)}} p_{v_n}^{(i)}(m), \quad n = 1, 2, \dots, N.\end{aligned}\quad 4-23$$

i . iterasyon adımında, rastlantısal karışım indisi v_n 'nin sonsal olasılık yoğunluk fonksiyonu, aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\begin{aligned}p_{v_n}^{(i)}(m) &\triangleq p(v_n = m|y_n, \mathbf{h}^{(i)}, \boldsymbol{\eta}^{(i)}, \boldsymbol{\alpha}^{(i)}) \\ &= \frac{\lambda_m^{(i)} e^{-\left|y_n - \sum_{l=1}^L a_{n,\eta_l^{(i)}} h_l^{(i)}\right|^2 / (\sigma_m^2)^{(i)}}}{\sum_{m'=1}^M \lambda_{m'}^{(i)} e^{-\left|y_n - \sum_{l=1}^L a_{n,\eta_l^{(i)}} h_l^{(i)}\right|^2 / (\sigma_{m'}^2)^{(i)}}}.\end{aligned}\quad 4-24$$

(4-21) denklemini vektörel olarak şu şekilde yazılabilir.

$$Q_l(\Phi_l | \Phi^{(i)}) = 2\Re \left\{ \mathbf{a}_{\eta_l}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \widehat{\mathbf{x}}^{(l)(i)} \mathbf{h}_l^* \right\} - \mathbf{a}_{\eta_l}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \mathbf{a}_{\eta_l} |\mathbf{h}_l|^2.\quad 4-25$$

$$\widehat{\mathbf{x}}^{(l)(i)} = y - \sum_{l'=1, l' \neq l}^L a_{n,\eta_{l'}^{(i)}} h_{l'}^{(i)}$$

ise, (4-22) denkleminde ve $\mathbf{D}_\delta^{(i)}$ köşegen matrisi $\delta_1^{(i)}, \delta_2^{(i)}, \dots, \delta_N^{(i)}$ girdileriyle (4-23) denkleminde hesaplanır.

(ii) Enbüyükleme Adımı (Maximization Step (M-Step)):

SAGE algoritmasının $(i + 1)$. iterasyon adımında $\Phi_l = \{h_l, \eta_l\}$

$$\Phi_l^{(i+1)} = \arg \max_{\Phi_l} Q_l(\Phi_l | \Phi^{(i)})\quad 4-26$$

ilişikisine uygun olarak güncellenir. Burada, $Q_l(\Phi_l|\Phi^{(i)})$, (4-25) denkleminde hesaplanır. $Q_l(\Phi_l|\Phi^{(i)})$ ' in h_l^* göre türevi alınarak sıfıra eşitlenirse,

$$\frac{\partial Q_l(\Phi_l|\Phi^{(i)})}{\partial h_l^*} = \mathbf{a}_{\eta_l}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \widehat{\mathbf{x}}^{(i)} - \mathbf{a}_{\eta_l}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \widehat{\mathbf{h}}_l = 0 \quad 4-27$$

elde edilir. (4-27) denkleminin için çözüldüğünde kanal katsayılarının ve konumlarının $(i+1)$. İterasyon adımındaki kestirimleri elde edilir.

$$\eta_l^{(i+1)} = \arg \max_{\eta_l} \frac{\left| \mathbf{a}_{\eta_l}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \widehat{\mathbf{x}}^{(i)} \right|^2}{\mathbf{a}_{\eta_l}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \mathbf{a}_{\eta_l}}, \quad l \in \{1, 2, \dots, N\}$$

$$\mathbf{h}_l^{(i+1)} = \frac{\mathbf{a}_{\eta_l^{(i+1)}}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \widehat{\mathbf{x}}^{(i)}}{\mathbf{a}_{\eta_l^{(i+1)}}^\dagger \mathbf{D}_\delta^{(i)} \mathbf{a}_{\eta_l^{(i+1)}}}. \quad 4-28$$

$\Phi_{L+1} = \alpha$ 'nın Kestirimi:

$\Phi_{L+1} = \alpha$, karışım parametrelerini SAGE algoritması ile kestirebilmek için, $X_{L+1} = \{\mathbf{y}, \mathbf{v}\}$ olarak tanımlansın.

(i) Beklenti Adımı (Expectation Step (E-Step)):

SAGE algoritmasında beklenti adımını (E-Step) aşağıdaki gibi gerçekleştirilir.

$$\begin{aligned} Q_{L+1}(\Phi_{L+1}|\Phi^{(i)}) &= E \left\{ \log p \left(X_{L+1} | \Phi_{L+1}, \bar{\Phi}_{L+1}^{(i)} \right) | \mathbf{y}, \Phi^{(i)} \right\} \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M p_{v_n}^{(i)}(m) \left[\log \left(\frac{\lambda_m}{\sigma_m^2} \right) - \frac{1}{\sigma_m^2} \left| y_n - \sum_{l=1}^L a_{n, \eta_l^{(i)}} h_l^{(i)} \right|^2 \right]. \end{aligned} \quad 4-29$$

(ii) Enbüyükleme Adımı (Maximization Step (M-Step)):

SAGE algoritmasının $(i+1)$. iterasyon adımı, $\Phi_{L+1} = \alpha$ parametresi aşağıdaki kısıtlama enbüyükleme problemine göre güncellenir.

$$\Phi_{L+1}^{(i+1)} = \arg \max_{\Phi_{L+1}} Q_{L+1}(\Phi_{L+1}|\Phi^{(i)})$$

Kısıtlamalar:

$$\sum_{m=1}^M \lambda_m = 1, \quad \lambda_m \geq 0, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad 4-30$$

(4-30) denklemindeki optimizasyon problemi iki enküçükleme problemine ayrıştırılabilir. Birincisi, kısıtlamalı bir dışbükey en küçükleme ve diğer de kısıtlamasız basit bir enküçükleme problemidir. Bu problemler aşağıda gibi formüle edilirler:

$$\min_{\lambda_1, \dots, \lambda_M} - \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M p_{v_n}^{(i)}(m) \log(\lambda_m)$$

Kısıtlamalar:

$$\sum_{m=1}^M \lambda_m = 1, \quad \lambda_m \geq 0, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad 4-31$$

ve

$$\min_{\sigma_1^2, \dots, \sigma_M^2} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M p_{v_n}^{(i)}(m) \left[\log(\sigma_m^2) + \frac{1}{\sigma_m^2} \left| y_n - \sum_{l=1}^L a_{n, \eta_l^{(i)}} h_l^{(i)} \right|^2 \right]. \quad 4-32$$

(4-31) ve (4-32) ile belirtilen optimizasyon problemleri çözümleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\lambda_m^{(i+1)} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N p_{v_n}^{(i)}(m), \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad 4-33$$

$$(\sigma_m^2)^{(i+1)} = \frac{\sum_{n=1}^N p_{v_n}^{(i)}(m) \left| y_n - \sum_{l=1}^L a_{n, \eta_l^{(i)}} h_l^{(i)} \right|^2}{\sum_{n=1}^N p_{v_n}^{(i)}(m)}. \quad 4-33$$

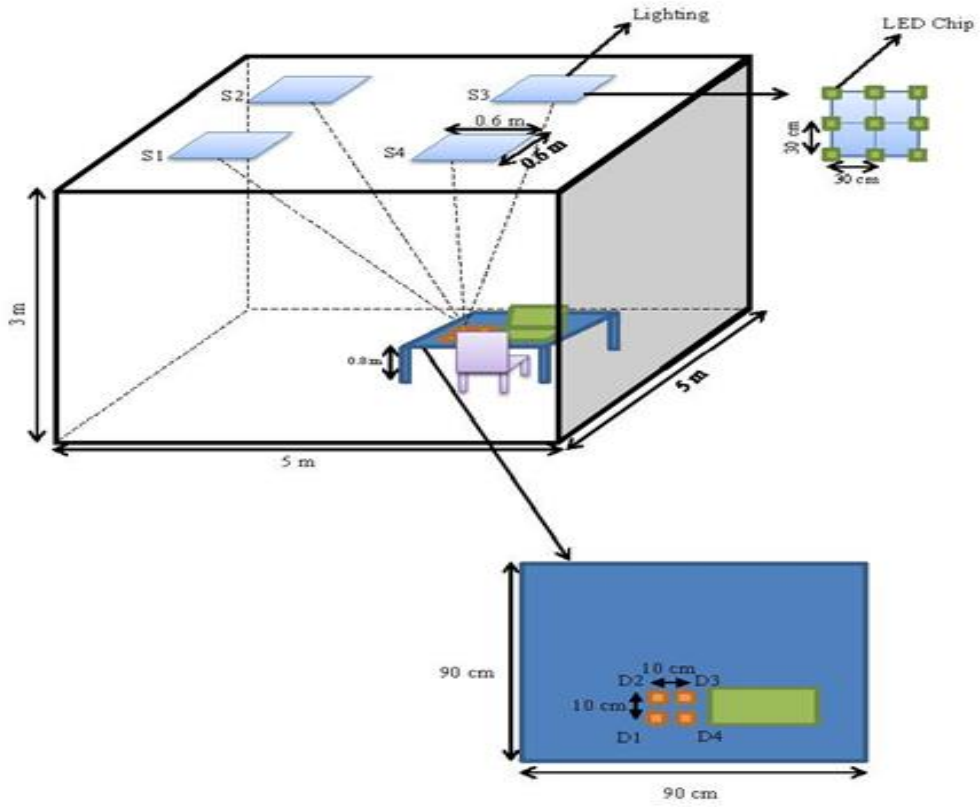
$p_{v_n}^{(i)}(m)$, (4-24) denklemleri ile tanımlanmıştır.

Algoritmanın Başlatılması: Algoritmanın $i=0$ iterasyon adımına karşı düşen başlangıç değerleri bir uyumlu eşleme (matching pursuit (MP)) algoritması yardımı ile belirlenir. MP Algoritmasının çalışmasını açıklamak için (8)'deki gözlem vektörünü göz önüne alalım. MP Algoritmasının temeli, $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}$ sinyal vektörü ile $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_N]$ matrisinin sütunlarından \mathbf{a}_{η_1} ile gösterilen en uyumlu olan satırı bulmaya dayanmaktadır. Bu yaklaşımda, \mathbf{r}_0 vektörünün bu sütun vektörü yönüne doğru izdüşümü bulunarak elde edilen izdüşüm vektörü \mathbf{r}_0 'dan çıkarılır. Bu çıkarımdan elde edilen artık vektör \mathbf{r}_1 ile gösterilir. Bu iterasyon adımlarına belli bir sonlandırma ölçütü sağlanıncaya ve \mathbf{A} matrisinin sütunlarındaki en iyi eşleme sıralı olarak gerçekleştirilerek devam edilir. MP Algoritmasının ayrıntısı ilgili çalışmalarda bulunmaktadır.

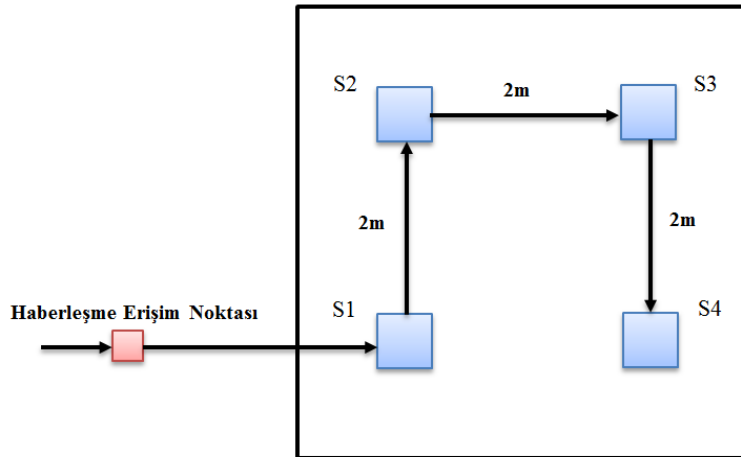
Bilgisayar Benzetimleri ve Sonuçları:

Bu bölümde, önerilen kanal kestirim algoritması ile DCO-OFDM tabanlı VLC iletişim sistemlerinin gerek kanal kestirim başarımı ve gerekse BER başarımı bilgisayar benzetimleriyle incelenmektedir. Bilgisayar benzetimlerinde göz önüne alınan kanal modeli Şekil 4-11'de gösterilmiştir. Bu şekilden görüldüğü gibi, kapalı bir ortamın tavanında belirli kenar uzunluğuna sahip bir karenin köşelerine yerleştirilmiş 4 adet LED'le, ortamın tabanına, yine Şekil 4-12'de gösterildiği gibi, yerleştirilmiş alıcı fotodiyot arasında oluşan optik kanalın kestirimi göz önüne alınmaktadır. Seri biçimde bir kablo ile bağlanmış LED'lerin elektriksel olarak beslenmelerinin belli bir zaman gecikmesiyle gerçekleşmesi nedeniyle, sistemin verici ve alıcı arasında oluşan optik kanal dürtü yanıtı Şekil 4-13'te gösterildiği gibi seyrek (sparse) ve frekans seçici bir yapıda modellenmektedir. Benzetim parametreleri Tablo 4-2'deki gibi seçilmiştir. Seyrek yapıda oluşan çok yollu kanalın katsayılarının ve kademelerinin kestirimleri için önerilen MP-SAGE algoritması kullanılmaktadır. Kanal parametrelerinin başlangıç değerlerinin kestirimi için kullanılan MP algoritmasının karmaşıklığı azalttığı görülmektedir.

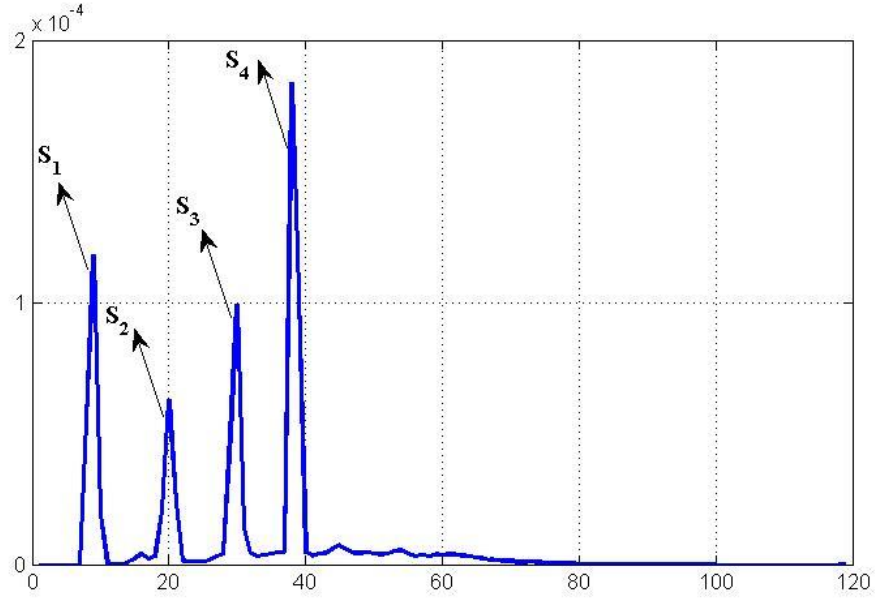
Şekil 4-14 ve Şekil 4-15'te dik faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK) işaretler için MP ve MP-SAGE algoritmalarının sembol hata oranı (SER) ve ortalama karesel hata (MSE) başarımları eğrileri, kırpma gürültüsünün 3 dB ve 5 dB düzeyleri için, ayrı ayrı gösterilmektedir. Bu eğrilerden de görüldüğü gibi, MP-SAGE algoritması mükemmel bir kanal kestirim başarımı göstermekte olup bu algoritmanın SER ve MSE başarımları MP kestirimcisini geride bırakmaktadır. Buradaki eğrilerin verdiği sonuçlar, önerilen MP-SAGE kanal kestirim algoritmasının kanal katsayıları ve durumlarını kestiriminde kırpma gürültüsünü Gauss karışım ile modellemenin çok etkili olduğunu göstermektedir ve bu durumda kestirim algoritmasının üstün başarımları sergilediği görülmektedir.



Şekil 4-11 VLC Kanal kurulumu



Şekil 4-12 5 nsec/m yayılım gecikmesine neden olan CAT-5 kablosu

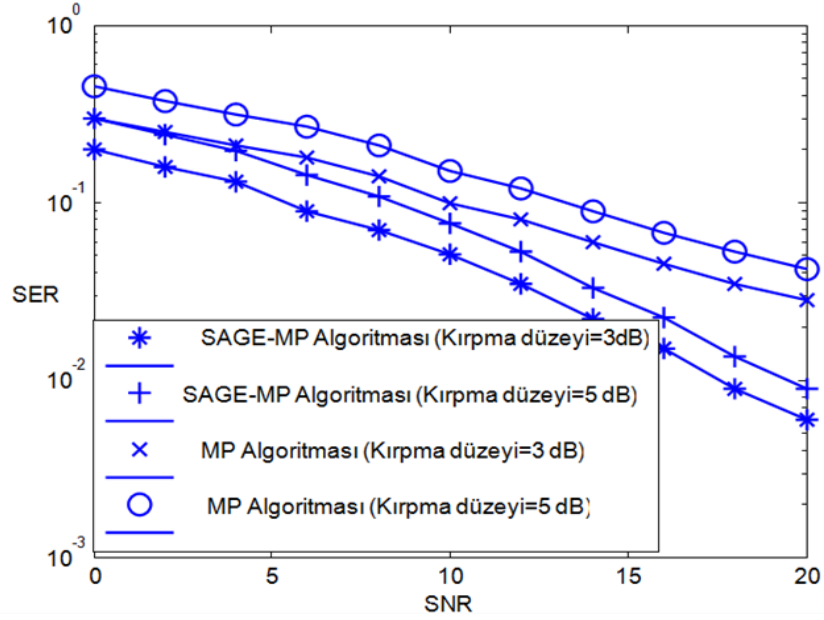


Şekil 4-13 VLC Kanalin seyrek yapıda kanal dürtü yanıtı

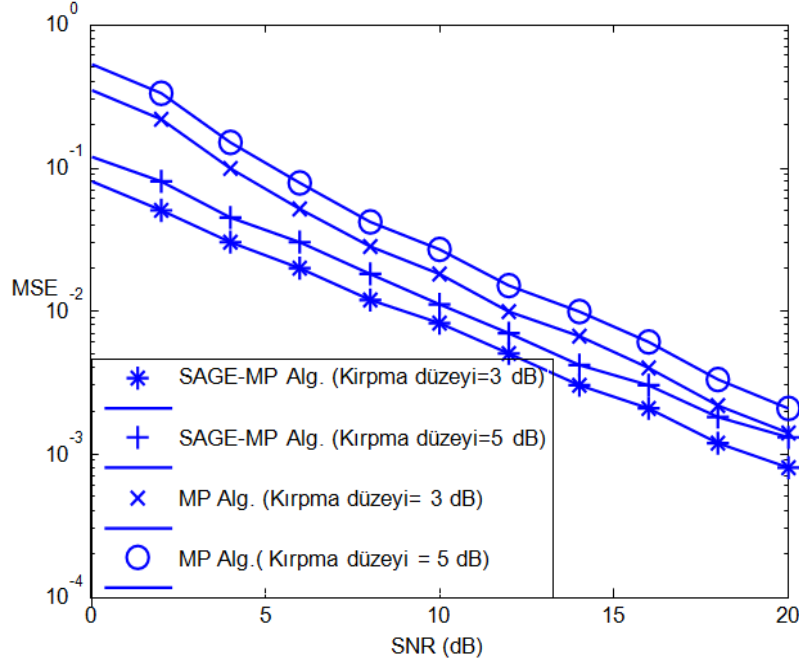
Seyrek (sparse) yapıda modellenmiş kapalı ortam VLC kanalların, kırpma gürültüsü etkisi altında, eniyi kestirimi için yeni ve özgün bir kanal kestirim algoritması teklif edilmiş ve bu algoritmanın gerek ortalama karesel hata (MSE) başarımı ve gerekse DCO-OFDM yapıda bir VLC sistemi üzerinden iletimlerde sistem sembol hata (SER) başarım bilgisayar benzetimleriyle incelenmiştir. Kırpma gürültüsünün sonlu Gauss karışım olasılık yoğunluk fonksiyonu ile modellendiği bu yeni kanal kestirim algoritmasında, etkili bir istatistiksel sinyal işlem yöntemi olan iteratif yapıda SAGE ve MP algoritmalarından yararlanılmıştır. Önerilen kanal kestirim tekniğinin özgünlüğü temel olarak uyumlu eşleme (MP) ve SAGE algoritmalarının ilk kez VLC kanal kestiriminde bir araya getirilmiş olmasında kaynaklanmaktadır. Her SAGE iterasyon adımı, seyrek yapıda kanal katsayıları ve konumları kestirilmekte olup, uyumlu eşleme algoritması ile de kanalın başlangıç değerlerin belirlenmektedir. Yapılan bilgisayar benzetimlerinden SAGE algoritmasının en fazla 3 iterasyon sonunda kanalın bilinmeyen katsayılarını ve konumlarını en iyi biçimde kestirdiği görülmektedir. Son olarak, bilgisayar benzetimleri VLC kanalların çok etkili kestirildiğini ve önerilen algoritmanın sistemin sembol hata oranı ve ortalama karesel kanal kestirim hata oranında son derece başarılı sonuçlar elde edildiği anlaşılmaktadır.

Tablo 4-2 Benzetim Parametreleri

Altkanal Sayısı (N)	1024
Band Genişliği (BW)	2 MHz
Örnekleme Frekansı (f_s)	1 GHz
Pilot simgelerin sıklığı	1/8
Kanal Yol Gecikme Vektörü (nano saniye)	$\eta_\ell = [0 \ 21 \ 34 \ 52]$
Kanal Yol Güçleri (dB)	[S1, S2, S3, S4]= [0.25 0.5 0.15 0.1]
Kullanılan modülasyon formatı	QPSK
Gauss Karışım Adeti (M)	3
Algoritmanın İterasyon Adeti (i_{max})	5



Şekil 4-14 Kanal kestirim algoritmasının sembol hata oranı başarımı



Şekil 4-15 Kanal kestirim algoritmasının sembol hata oranı başarımı

4.5 Pilot Tabanlı VLC Kanal Kestirimi

Görünür ışıkla haberleşme (visible light communication, VLC) hakkındaki araştırmalar görünür ışık spektrumunun denetimli olmaması ve çok daha geniş bant genişliğine sahip olması sonucu muazzam bir şekilde artmıştır [4.15]. Ayrıca, VLC sistemler için iletim gücünü sınırlayan bir sağlık denetimi yoktur ve VLC daha yüksek güvenlik sağlar. Bunun sonucu olarak VLC gelecekteki kablosuz sistemlerde kritik bir rol oynayacaktır [4.16]. Asimetrik kırılmış optiksel OFDM (ACO-OFDM) [4.25]'te güç verimli bir seçenek olarak optiksel haberleşme için önerilmiştir. ACO-OFDM'in verilen bir düzgelenmiş bant genişliği için, DC beslemeli optiksel (DC biased optical, DCO)-OFDM'den daha az güce gereksinim duyduğu gösterilmiştir [4.19].

Pilot sembollere dayalı kanal kestirimi genellikle frekans seçici kanallarda tercih edilir. Ara değerlendirme teknikleriyle birlikte uygulamaları radyo frekansı (radio frequency, RF) tabanlı kablosuz sistemlerde yaygın biçimde kullanılmaktadır [4.26]. Bunun sonucu olarak, VLC sistemler için de kullanılabilir. [4.27]'de periyodik bir biçimde yerleştirilmiş pilot sembol tabanlı kanal kestirimi, VLC sistemleri için önerilmiştir. [4.22]'de ayrık Fourier dönüşümü (discrete Fourier transform, DFT) sonrası kanal kestirimi DCO-OFDM sistemler için kanal tap sayısı bilindiği

varsayılarak en küçük karalar (least squares, LS) kestirim performansını iyileştirmek için önerilmiştir. Ayrıca, en küçük ortalama karesel hata (minimum mean square error, MMSE) yöntemi ortalama karesel hataları küçültmek için kapalı ortam görünür ışık haberleşme sistemlerinde kanal katsayı ortak değişintisinin alıcıda mevcut olduğu kabul edilerek önerilmiştir [4.10].

OFDM tabanlı sistemlerde bir boyutlu (one-dimensional, 1D) kanal kestirimleri karmaşıklık ve doğruluk arasındaki ödünleşimi başarmak için genellikle tercih edilir. Bu çalışmada, bir boyutlu ara değerlemeli LS kanal kestirimleri tarak tipi pilot dağılımı için araştırılmıştır. Periyodik olarak yerleştirilmiş pilot alt taşıyıcıları izgesel ve/veya güç verimliliği kaybı dezavantajına sahiptir. Performansı daha iyi ara değerlendirme teknikleri kullanılarak pilot sembol sayısını azaltmak/optimize etmek istenir. Bu sebeple esnek şerit ve alçak geçiren tabanlı kanal kestirimleri VLC kanallarda ACO-OFDM sistemleri için uygulanmıştır.

ACO-OFDM Sistem Modeli:

ACO-OFDM sisteminin blok diyagramı Şekil-1'de gösterilmiştir. İlk olarak, bilgiler $N/4$ 'lük karmaşık veri sembollerine bölünür. Bu $N/4$ 'lük karmaşık veri sembolleri (4-35)'teki gibi ifade edilir

$$\mathbf{X}_d = [\mathbf{X}_1 \ \mathbf{X}_2 \ \mathbf{X}_3 \ \dots \ \mathbf{X}_{N/4}]^T . \quad 4-34$$

Buradaki semboller M modülasyon derecesine sahip dörtlü genlik modülasyonu (quadrature amplitude modulation, QAM) yıldız diyagramından alınmıştır. Yoğunluk kiplemesi ve doğrudan sezimde (intensity modulation and direct detection, IM/DD) kullanılacak gerçel çıkış sinyalini elde edebilmek için alt taşıyıcılar Hermitsel simetriye sahip olmalıdır. Ayrıca, ACO-OFDM'de sadece tek alt taşıyıcılar veri sembolü taşımaktadır ve çift taşıyıcılar kırpma gürültüsünün sebep olduğu performans bozulmasından kaçınmak için sıfıra eşitlenmiştir. Bunun sonucu olarak karmaşık veri sembolleri $N \times 1$ boyutundaki vektöre şu şekilde eşlenir:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1 \ \mathbf{0} \ \mathbf{X}_2 \ \mathbf{0} \ \dots \ \mathbf{X}_{N/4} \ \mathbf{0} \ \mathbf{X}_{N/4}^* \ \dots \ \mathbf{0} \ \mathbf{X}_2^* \ \mathbf{0} \ \mathbf{X}_1^*]^T \quad 4-35$$

Bundan sonra, zaman bölgesindeki vektör $x[n]$ 'i elde etmek için \mathbf{X} vektörüne N -noktalı ters hızlı Fourier dönüşümü (inverse fast Fourier transform, IFFT) (4-37)'teki gibi uygulanır

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad 4-36$$

Zaman bölgesindeki vektör, semboller arası karışımından (inter symbol interference, ISI) kaçınmak için VLC kanalın beklenen gecikme yayılmasından uzun olacak şekilde N_g numune döngüsel önek (cyclic prefix, CP) kullanılarak genişletilir ve $\tilde{x}[n]$ elde edilir.

Literatürde, sadece tek alt taşıyıcılar yararlı veri taşıdığından negatif değerleri kesmenin veri taşıyan alt taşıyıcıları etkilemediği fakat genliklerini yarıya düşürdüğü kanıtlanmıştır. İletimden önce bütün negatif değerler tek kutuplu iletim sinyali elde etmek için sıfıra eşitlenir. İletilen yoğunluk dalga biçimi $x(t) \geq 0$ olmak üzere (4-38)'teki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{n=0}^{P-1} \tilde{\mathbf{x}}[n] \delta(t - nT_s) \quad 4-37$$

Burada T_s örnekleme aralığı, δ dürtü işlevi fonksiyonu ve $P = N + N_g$ OFDM sembolünün toplam uzunluğudur. Eğer iç mekan optiksel kablosuz kanalın çok yollu yayılımı vuruş tepkisi $h(t)$ ile tanımlanırsa, temel bant kanal modeli için alınan elektriksel sinyal (4-39)'daki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{r}(t) = \alpha \psi(\mathbf{x}(t) \otimes \mathbf{h}(t)) + \mathbf{w}(t). \quad 4-38$$

Burada α ışıl algılayıcının duyarlılığı (A/W), ψ LED'in kazancı (W/A), $w(t)$ saçılma gürültüsü ile ısı gürültüden meydana gelen ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) olarak modellenen toplam gürültüdür. Elektriksel kanalın vuruş tepkisi şu şekilde tanımlanır:

$$\mathbf{h}(t) = \mathbf{p}(t) \otimes \mathbf{c}(t) \otimes \mathbf{p}(-t). \quad 4-39$$

Burada $p(t)$ darbe şekillendirme filtresinin vuruş tepkisi ve $c(t)$ optiksel güç gecikme profilidir (power delay profile, PDP). $h[n] = h(nT_s)$ ve $r[n] = r(nT_s)$ için ayırık zamanlı alınan sinyal şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{r}[\mathbf{n}] = \sum_{l=0}^L \mathbf{h}[l] \mathbf{x}[\mathbf{n} - l] + \mathbf{w}[\mathbf{n}]. \quad 4-40$$

Burada genellemeyi kaybetmeyerek $\alpha\psi = 1$ olarak alınmıştır. Ayrıca, L frekans seçici sönümlü kanalın toplam yol sayısıdır. Alıcıda, ACO-OFDM sembolleri ilk olarak seriden paralele çeviriciden geçer. Alınan sinyal paralelleştirildikten sonra döngüsel önek çıkartılarak hızlı Fourier dönüşümü (fast Fourier transform, FFT) operasyonuna sokulur. Böylelikle kanal FFT tarafından köşegenleştirilir. FFT çıkışındaki k . alt taşıyıcı şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{R}[\mathbf{k}] = \mathbf{X}[\mathbf{k}] \mathbf{H}[\mathbf{k}] + \mathbf{W}[\mathbf{k}] \quad 4-41$$

Burada

$$\mathbf{H}[\mathbf{k}] = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{h}[\mathbf{n}] e^{-j \frac{2\pi k n}{N}} \quad 4-42$$

şeklinde ifade edilebilir. FFT operasyonu vericide tasarlanan ikizlenmiş çerçeve yapısını tekrar üretir. Her çerçevenin üst yarımı ($1-N/2$ elemanlar) geçerli sonuç olarak tespit edilir. Karmaşık veri simgeleri daha sonra QAM demodülatörden geçerek ikili verilere dönüştürülür. FFT çıkışındaki sinyal vektör formunda şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{R} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{W} .$$

4-43

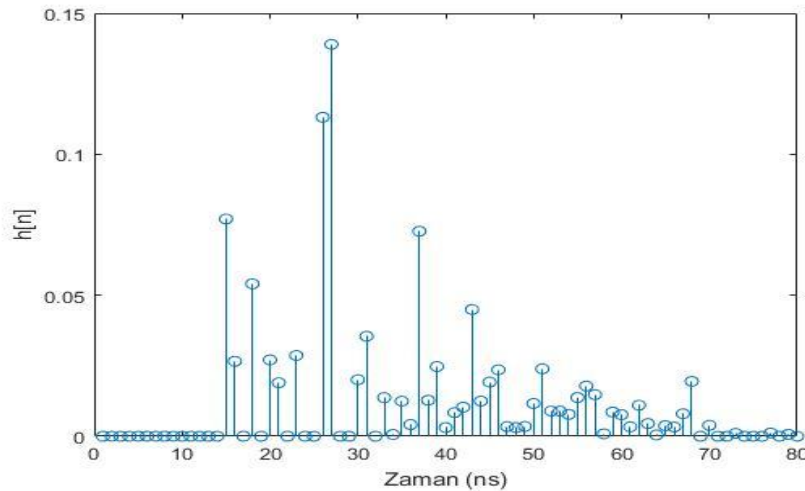
Burada,

$$\mathbf{R} = [R(0) \ R(1) \ R(2) \ \dots \ R(N-1)]^T, \quad \mathbf{H} = [H(0) \ H(1) \ H(2) \ \dots \ H(N-1)]^T,$$

$\mathbf{W} = [W(0) \ W(1) \ W(2) \ \dots \ W(N-1)]^T$, ve \mathbf{X} elemanları $X[k]$ olan $N \times N$ boyutunda bir köşegen matristir.

Kanal Modeli:

Proje kapsamında yapılan bu çalışmada tavanında bir ışık kaynağı olan 5 m x 5 m x 3 m boyutlarında tipik ofis odası düşünülmüştür. Optiksel güç gecikme profili $c(t)$, alınan optiksel güç ve [4.11]'deki gecikmelere karşılık gelen doğrudan/dolaylı ışınlar kullanılarak elde edilir. Güç gecikme profili kullanılarak, verici ve alıcı arasındaki ayırık çok yollu kanalın darbe tepkisi $h[n]$, birim enerji normalleştirilmiş $\sum_{l=0}^{L-1} h[l]^2 = 1$ olarak Şekil 4-16'daki gibi gösterilmiştir.



Şekil 4-16 Kullanılan VLC Kanal Modeli

Aradeğerleme ve Pilot Tabanlı Kanal Kestirimi:

VLC sistemlerinde alıcı kiplenik sembollerin düzgün sezimi için kanal durum bilgilerine ihtiyaç duyar. Bundan dolayı, ACO-OFDM sistemlerinde kanal kestirimi alıcı tasarımının gerekli bir bölümdür. Her ACO-OFDM sembolünün \mathcal{P} alt taşıyıcısının pilot olduğunu varsayalım. Her ACO-OFDM sembolünde k_p pilot alt taşıyıcısındaki alınan sinyal (4-45)'deki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{R}[k_p] = \mathcal{P}\mathbf{H}[k_p] + \mathbf{W}[k_p] \quad 4-44$$

burada \mathcal{P} pilot sembolü ve $\mathbf{W}[k_p]$ bu pilot sembolündeki toplanır beyaz Gauss gürültüsüdür. Bundan sonra, alınan bloklar, bilinen pilot blokları yardımıyla pilot pozisyonlarındaki kanal frekans cevabını kestirmek için seri olarak işletilir. Sistemin pilot sembollerindeki LS yanıtı

$$\hat{\mathbf{H}}[k_p] = \mathbf{R}[k_p]/\mathcal{P} \quad 4-45$$

şekilinde yazılabilir. Pilot sembollerindeki kanalın etkisi kestirildikten sonra, bilgi alt taşıyıcılarındaki kanal parametreleri için ara değerlendirme yöntemleri kullanılır. VLC'de kanal duruğumsu olduğundan ACO-OFDM pilot sembollerindeki kanal katsayıları aynı çerçevedeki diğer OFDM sembollerinde kanal cevabı olarak kullanılabilir. Ara değerlendirme bilgi alt taşıyıcılarındaki kanal değişimlerini kestirmede çok kritiktir.

Bu çalışmada aşağıda verilen farklı ara değerlendiriciler uygulanmıştır;

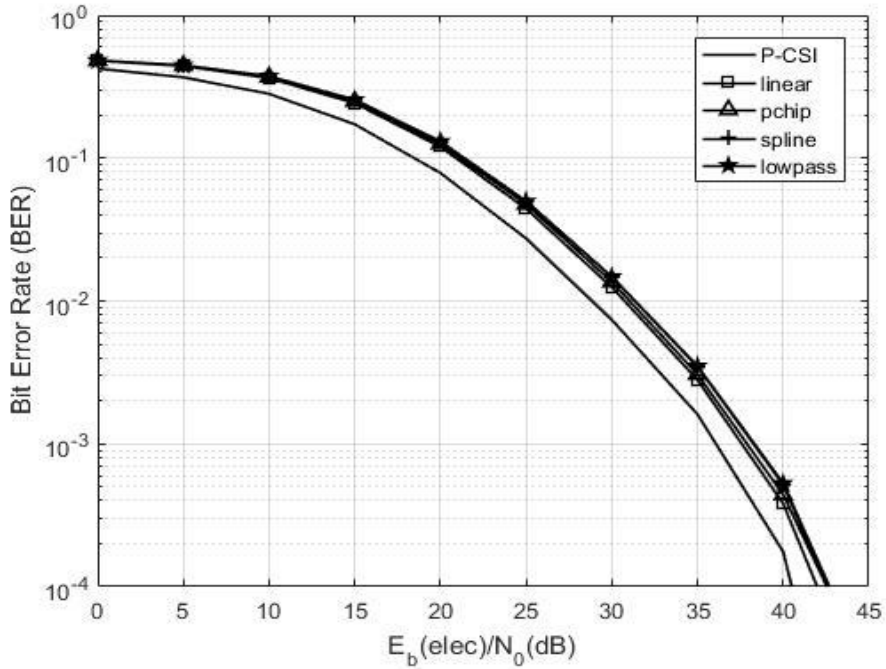
- Doğrusal parçalı ara değerlendirici (piecewise linear interpolation, PLI),
- Kübik esnek şerit ara değerlendirici (cubic spline interpolation),
- Alçak geçiren ara değerlendirici (lowpass interpolation),
- pPchip ara değerlendirici

Doğrusal parçalı ara değerlendirici uygulaması kolay ve basit olmasından dolayı pilot sembollerini yardımcı kanal kestirimlerinde sıklıkla kullanılır. Kanal frekans cevabı pilot alt taşıyıcılarında LS yöntemiyle kestirildikten sonra bilgi alt taşıyıcılarındaki kanal parametreleri hesaplanır. Kısa süre önce, doğrusal parçalı ara değerlendirici, VLC kanallardaki DCO-OFDM sistemleri için de önerilmiştir [4-27]. Buna alternatif olarak, kanal kestirim noktalarına uygun düzgün ve sürekli polinomial ara değerlendirme tekniği kübik esnek şerit ara değerlendirme tekniğidir [4-28]. Diğer alçak geçiren ve pchip ara değerlendirme yöntemleri de literatürde iyi bilinen yöntemlerdir [4-26].

Bilgisayar Benzetimleri ve Sonuçları

Bu bölümde, ACO-OFDM tabanlı VLC sistemler için önerilen pilot tabanlı kanal kestiriminin değişik ara değerlendirme yöntemleriyle BER performanslarının bilgisayar benzetim sonuçları sunulmuştur. 1 GHz bant genişliğine sahip ($T_s = 1$ nsec) 2048 alt taşıyıcılı ACO-OFDM sinyali üretilmiş ve dögüsel önek uzunluğu $N_g = 128$ numune olarak seçilmiştir. Veri sembolleri ilintisiz semboller olarak üretilip 4-QAM ve 64-QAM kipleme formatları seçilmiştir. Şekillerdeki {linear, spline, lowpass, pchip} göstergeleri pilot tabanlı kanal kestirimi için ara değerlendirme yöntemlerini belirtmektedir.

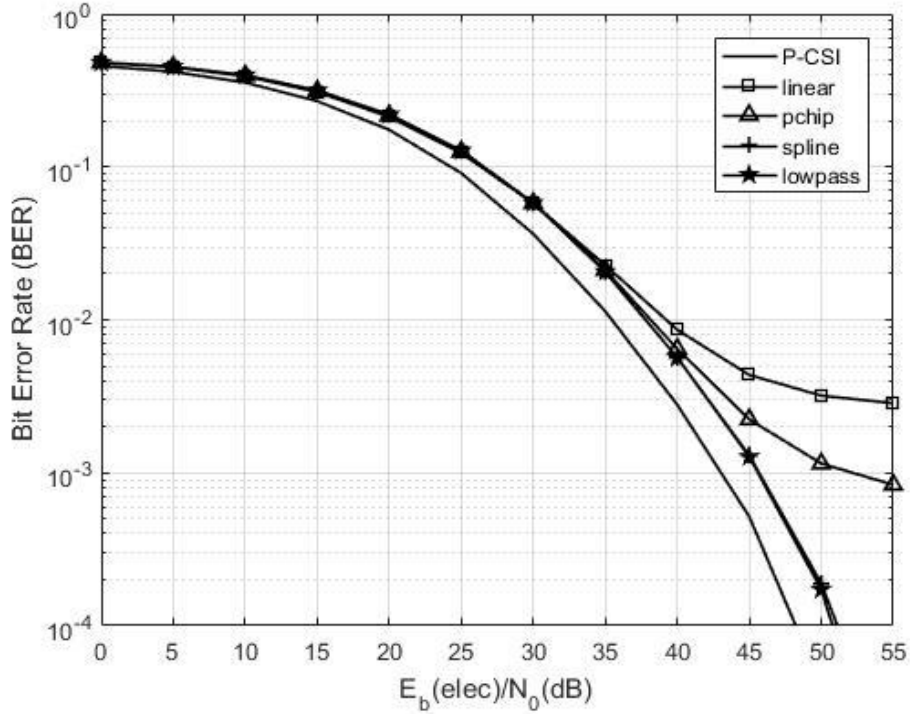
Önerilen bütün ara değerlendirme yönteminin 4-QAM kiplemesi için benzer performans gösterdiği Şekil 4-17'de sunulmuştur. Burada; ayrıca mükemmel kanal durum bilgilerine (perfect channel state information, P-CSI) sahip alıcının performansı, bir alt sınır olarak gösterilmiştir.



Şekil 4-17 4-QAM ACO-OFDM sisteminin kanal kestirimi durumundaki BER başarımı

64-QAM gibi yüksek dereceli kiplemelerinin BER performansı da Şekil 4-18'de gösterilmiştir. Yüksek dereceli QAM kiplemeleri kanal kestirimi hatalarına karşı çok hassastır. Kübik esnek şerit ara değerlendirme ve alçak geçiren ara değerlemelerinin, doğrusal parçalı ve pchip ara değerlemelerinden daha iyi sonuç verdiği gözlenmiştir. Kübik esnek şerit ve alçak geçiren ara değerlendirme metodlarının, yüksek sinyal gürültü oranı (signal noise ratio, SNR) değerlerinde ve

yüksek dereceli kiplmelerde kanal kestirim hatalarına karşı dayanıklı olduğu açıktır. Yüksek SNR bölgesinde, daha iyi performansa sahip olmasının sebebi kanal kestirimının daha az önemli hale gelmesindedir.



Şekil 4-18 64-QAM ACO-OFDM sisteminin kanal kestirimi durumundaki BER başarımı

ACO-OFDM sistemleri için tarak tipi pilot dağılımı tabanlı kanal kestiriminin performansı değişik ara değerlendirme yöntemleri kullanılarak VLC kanallarda incelenmiştir. Değişik ara değerlendirme yöntemleri kullanan kanal kestirimlerinin düşük dereceli kiplmelerde performanslarının benzer olduğu gösterilmiştir. Fakat kübik esnek şerit ve alçak geçiren ara değerlendirme teknikleri yüksek dereceli kiplmelerde daha iyi performans sunmaktadır. Bununla birlikte diğerlerine göre daha yüksek karmaşıklığa sahip olduğu unutulmamalıdır.

4.6 DCO-OFDM için Tarak ve Blok Tipi Pilot Dağılımlı Kanal Kestirimi

VLC gelecekteki kablosuz sistemlerde kritik bir rol oynayacaktır [4.15-4.16]. DC eklemeli optik OFDM (DCO-OFDM) kolay uygulanabilir olmasından dolayı OFDM'in bir uyarlaması olarak VLC sistemler için literatürde önerilmiştir. Pilot sembollere dayalı kanal kestirimi modern haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Pilot sembollerine dayalı kanal kestirimleri (PSE-CE) için tarak tipi ve blok tipi olmak üzere iki ayrı pilot dağılımı vardır. Spektral verimliliğini arttırmak için tarak tipi pilot tabanlı kanal kestirimi çeşitli ara değerlendirme teknikleri ile birlikte mevcut kablosuz haberleşme sistemlerinde yoğun bir şekilde kullanılmaktadır [4.25], [4-19]. Bu nedenle, kolayca VLC sistemleri için kullanılabilir.

Literatürde periyodik bir biçimde yerleştirilmiş pilot sembol tabanlı kanal kestirimi doğrusal ara değerlendirme ile birlikte VLC sistemleri için önerilmiştir [4.20]. Ayrıca ayrık Fourier dönüşümü (discrete Fourier transform, DFT) sonrası kanal kestirimi DCO-OFDM sistemler için kanal tap sayısı bilindiği varsayılarak en küçük kareler (least squares, LS) kestirim performansını iyileştirmek için önerilmiştir [4.21]. Ayrıca, en küçük ortalama karesel hata (minimum mean square error, MMSE) yöntemi ortalama karesel hataları küçültmek için kapalı mekân görünür ışık haberleşme sistemlerinde kanal katsayı ortak değişintisinin alıcıda mevcut olduğu kabul edilerek önerilmiştir [4.22].

Periyodik olarak yerleştirilmiş pilot alt taşıyıcıları izgesel ve/veya güç verimliliği kaybı dezavantajına sahiptir. Toplam pilot sembolü sayısının optimizasyonu performans düşüşü olmadan bu kayıpların bir kısmını giderebilir. OFDM tabanlı sistemlerde tarak tipi ve blok tipi bir boyutlu (one-dimensional, 1D) kanal kestirimleri karmaşıklık ve doğruluk arasındaki ödünleşimi başarmak için genellikle tercih edilir. Proje kapsamında yapılan bu çalışmada, DCO-OFDM sistemleri için tarak tipi ve blok tipi pilot dağılımlı kanal kestirimleri görünür ışık kanallarında uygulanmıştır. Bilgisayar benzetim sonuçları, önerilen blok tipi kanal kestirme tekniğinin tarak tipi kanal kestiriminden daha iyi bir bararıma sahip olduğu sonucuna varılmaktadır.

4.6.1 DCO-OFDM Sistem Modeli

Bu kısımda, Şekil 4-8'de temel blok şeması verilen DCO-OFDM sistemi göz önüne alınmaktadır. Bölüm 4.4'te ayrıntılı olarak açıklandığı gibi, ilk olarak, kaynaktan üretilen ikili formattaki bilgiler, (4-47)'de ifade edildiği gibi, $N/2$ 'lik karmaşık veri sembollerine iz düşürülmektedir.

$$\mathbf{X}_d = [\mathbf{X}_1 \ \mathbf{X}_2 \ \mathbf{X}_3 \ \dots \ \mathbf{X}_{N/2}]^T \quad 4-46$$

İletilen sembollerin M -düzeyli dik genlik modülasyonlu (quadrature amplitude modulation, QAM) olduğu varsayılmaktadır. Yoğunluk modülasyonu ve doğrudan sezimde (intensity modulation and direct detection, IM/DD) kullanılacak gerçek-değerli çıkış sinyalini elde edebilmek için alt taşıyıcılar Hermitian simetriye sahip olmalıdır. Bu nedenle, DCO-OFDM sisteminde alt taşıyıcıların sadece yarısı veri sembollerini taşımaktadır ve diğer alt taşıyıcılar zaman bölgesinde gerçel OFDM çıkış sinyali elde etmek için ilk yarıdaki alt taşıyıcıların ayna eşleniği olarak alınır. Bunun sonucu olarak karmaşık veri sembolleri $N \times 1$ boyutundaki vektöre şu şekilde eşlenir:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{0} \ \mathbf{X}_1 \ \mathbf{X}_2 \ \dots \ \mathbf{X}_{N/2} \ \mathbf{0} \ \mathbf{X}_{N/2}^* \ \dots \ \mathbf{X}_2^* \ \mathbf{X}_1^*]^T \quad 4-47$$

Bundan sonra, zaman bölgesindeki vektör $x[n]$ 'i elde etmek için \mathbf{X} vektörüne N -noktalı ters hızlı Fourier dönüşümü (inverse fast Fourier transform, IFFT) (4-49)'teki gibi uygulanır.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}[k] e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad 4-48$$

Zaman bölgesindeki vektör, semboller arası karışımından (inter symbol interference, ISI) kaçınmak için VLC kanalın beklenen gecikme yayılmasından uzun olacak şekilde N_g numune döngüsel önek (cyclic prefix, CP) kullanılarak genişletilir ve $\tilde{x}[n]$ (4-50)'deki gösterildiği gibi elde edilir.

$$\tilde{x}[n] = x[N - N_g + n] \quad \text{mod}(N) \quad 1 \leq N + N_g - 1 \quad 4-50$$

Bu zaman bölgesindeki iki kutuplu $\tilde{x}[n]$ sürekli bölgede aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{x}_u(\mathbf{t}) = \sum_{n=0}^{N_{tot}-1} \tilde{x}[n] \delta(\mathbf{t} - nT_s) \quad 4-49$$

Burada T_s örnekleme aralığı, δ dürtü işlevi fonksiyonu ve $N_{tot} = N + N_g$ OFDM sembolünün toplam uzunluğudur. Bundan sonra, iki kutuplu OFDM sinyali DC besleme (B_{DC}) ekleyerek tek kutuplu sinyale dönüştürülür. Pratikte OFDM sinyali çok büyük tepe gücü/ortalama güç oranına (peak to average power ratio, PAPR) sahiptir. Bunun sonucu olarak, eğer eklenen DC besleme (B_{DC}) yeterli olmadığında, öncelikle sinyalin negatif kısımlarının tepelerinin kırılması gerekir. Bu işlem sonucunda iletilen sinyale bir kırpma gürültüsü eklenir [4.10]. Kırpılma işleminden ve DC besleme eklendikten sonra iletilen yoğunluk dalga biçimi $x(t) \geq 0$ olmak üzere (4-6)'deki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_u(t) + B_{DC} + n_c(B_{DC}) \quad 4-50$$

Burada B_{DC} DC besleme ve $n_c(B_{DC})$ kırpma gürültüsüdür. Kırpma gürültüsü DC besleme B_{DC} ile ters orantılıdır. Ayrıca, optimum kırpma seviyesi kipleme derecesiyle değişmektedir. 256 ve 64

QAM gibi yüksek dereceli kipler yüksek SNR'a ihtiyaç duyduğundan kırpma gürültüsü $n_c(B_{DC})$ küçük olmalıdır ve buda DC besleme B_{DC} 'nin yüksek seçilmesini zorunlu kılar. Literatürde, B_{DC} genellikle $x_u(t)$ 'nin gücüyle orantılı olacak şekilde (4-53)'deki gibi seçilir.

$$B_{DC} = k \sqrt{E\{x_u^2(t)\}} \quad 4-51$$

Bu DCO-OFDM sinyalinin gücünü $x_u(t)$ göre arttırdığından $10 \log_{10}(k^2 + 1)$ dB besleme olarak tanımlanır [4.11]. Eğer iç ortam optiksel kablosuz kanalın çok yollu yayılımı vuruş tepkisi $h(t)$ ile tanımlanırsa, temel bant kanal modeli için alınan elektriksel sinyal (4-54)'deki gibi ifade edilebilir.

$$r(t) = \alpha \psi(x(t) \otimes h(t)) + w(t) \quad 4-52$$

Burada α ışıl algılayıcının duyarlılığı (A/W), ψ LED'in kazancı (W/A), $w(t)$ saçılma gürültüsü ile ısı gürültüden meydana gelen ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) olarak modellenen toplam gürültüdür. Elektriksel kanalın vuruş tepkisi şu şekilde tanımlanır:

$$h(t) = p(t) \otimes c(t) \otimes p(-t) . \quad 4-53$$

Burada $p(t)$ darbe şekillendirme filtresinin vuruş tepkisi ve $c(t)$ optiksel güç gecikme profilidir (power delay profile, PDP). $h[n] = h(nT_s)$ ve $r[n] = r(nT_s)$ için ayrık zamanlı alınan sinyal şu şekilde yazılabilir:

$$r[n] = \sum_{l=0}^L h[l]x[n-l] + w[n] . \quad 4-54$$

Burada L kanalın toplam yol sayısıdır ve $\alpha \psi = 1$ olarak edilmiştir. Alıcıda, DCO-OFDM sembolleri ilk olarak seriden paralele çeviriciden geçer. Alınan sinyal paralelleştirildikten sonra döngüsel önek çıkartılarak hızlı Fourier dönüşümü (fast Fourier transform, FFT) operasyonuna sokulur. Böylelikle kanal FFT tarafından köşegenleştirilir. FFT çıkışındaki k . alt taşıyıcı şu şekilde ifade edilebilir:

$$R[k] = X[k]H[k] + W[k]. \quad 4-55$$

Burada

$$H[k] = \sum_{n=0}^{N-1} h[n]e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad 4-56$$

şeklinde ifade edilebilir. FFT operasyonu vericide tasarlanan ikizlenmiş çerçeve yapısını tekrar üretir. Her çerçevenin üst yarımı ($1-N/2$ elemanlar) geçerli sonuç olarak tespit edilir. Karmaşık veri

bundan sonra QAM demodülatörden geçerek ikili veri elde edilir. FFT çıkışındaki alınan sinyal vektör formunda şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{R} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{W}$$

4-57

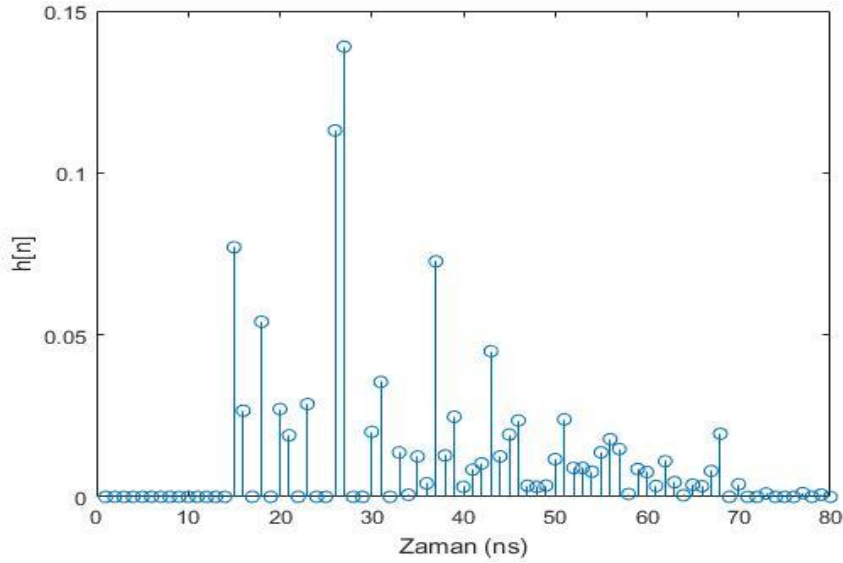
Burada

$$\mathbf{R} = [R(0) R(1) R(2) \dots R(N-1)]^T, \quad \mathbf{H} = [H(0) H(1) H(2) \dots H(N-1)]^T,$$

$\mathbf{W} = [W(0) W(1) W(2) \dots W(N-1)]^T$, ve \mathbf{X} elemanları $X[k]$ olan $N \times N$ boyutunda bir köşegen matristir.

3.5.2 Kanal Modeli

Bu çalışmada tavanında bir ışık kaynağı olan 5 m x 5 m x 3 m boyutlarında tipik ofis odası düşünülmüştür. Optik güç gecikme profili $c(t)$, alınan optiksel güç ve [4.9]'daki gecikmelere karşılık gelen doğrudan/dolaylı ışınlar kullanılarak elde edilir. Güç gecikme profili kullanılarak, verici ve alıcı arasındaki ayırık çok yollu kanalın darbe tepkisi $h[n]$, birim enerji normalleştirilmiş $\sum_{l=0}^{L-1} h[l]^2 = 1$ olarak Şekil 4-19'daki gibi gösterilmiştir.

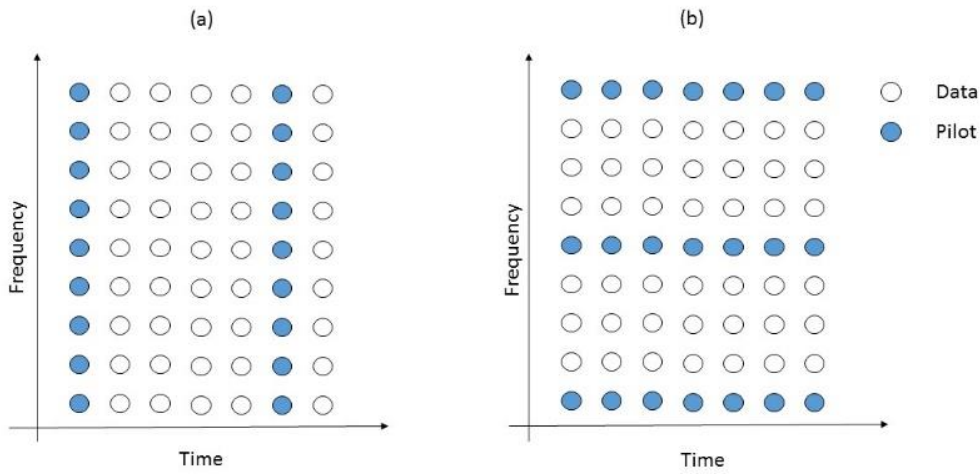


Şekil 4-19 Kullanılan VLC Kanal Modeli

4.6.2 Kanal Kestirimi

VLC sistemlerinde alıcı kiplenik sembollerin düzgün sezimi için kanal durum bilgilerine sahip olmak kritiktir. Bundan dolayı, DCO-OFDM sistemlerinde kanal kestirimi alıcı tasarımının gerekli bir bölümdür.

Pilot sembolere dayalı kanal kestirimi OFDM tabanlı kablosuz haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Pilot sembolere dayalı kanal kestirimleri (PSE-CE) için tarak tipi ve blok tipi olmak üzere iki ayrı pilot dağılımı vardır (bkz. Şekil 4-20).



Şekil 4-20 Pilot Dağılımı a) Blok Tipi b) Tarak Tipi

Her DCO-OFDM sembolün \mathcal{P} alt taşıyıcısının pilot olduğunu varsayalım. Her DCO-OFDM sembolünde k_p pilot alt taşıyıcısındaki alınan sinyal (4-60)'deki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{R}[k_p] = \mathcal{P}\mathbf{H}[k_p] + \mathbf{W}[k_p]. \quad 4-58$$

Burada \mathcal{P} pilot sembolü ve $\mathbf{W}[k_p]$ bu pilot sembolündeki toplanır beyaz Gauss gürültüsüdür. Bundan sonra, alınan bloklar, bilinen pilot blokları yardımıyla pilot pozisyonlarındaki kanal frekans cevabını kestirmek için seri olarak işletilir [4.22].

Tarak Tipi Pilot Dağılımı:

Tarak tipi dağılımda, pilot sembolleri her OFDM sembolünde seçilmiş alt taşıyıcılara yerleştirilir. Pilot sembollerindeki kanalın etkisi en küçük kareler yöntemiyle kestirildikten sonra, bilgi alt taşıyıcılarındaki kanal parametreleri için ara değerlendirme yöntemleri kullanılır [4.20]. Doğrusal parçalı ara değerlendirici uygulaması kolay ve basit olmasından dolayı pilot sembolleri yardımcı kanal kestirimlerinde sıklıkla kullanılır. Bu çalışmada doğrusal parçalı ara değerlendirici kullanılmıştır. Sistemin pilot sembollerindeki LS cevabı şu şekilde yazılabilir.

$$\hat{\mathbf{H}}[k_p] = \mathbf{R}[k_p]/\mathcal{P} \quad 4-59$$

Burada $k_p = 2: \text{PIR}:(N/2)$ ve PIR tarak tipi dağılım için pilot ekleme oranıdır. VLC'de kanal duruğumsu olduğundan DCO-OFDM pilot sembollerindeki kanal katsayıları aynı çerçevedeki diğer OFDM sembollerinde kanal cevabı olarak kullanılabilir. Bundan ötürü blok tipi kanal kestirimi de uygulanmıştır.

Blok Tipi Pilot Dağılımı:

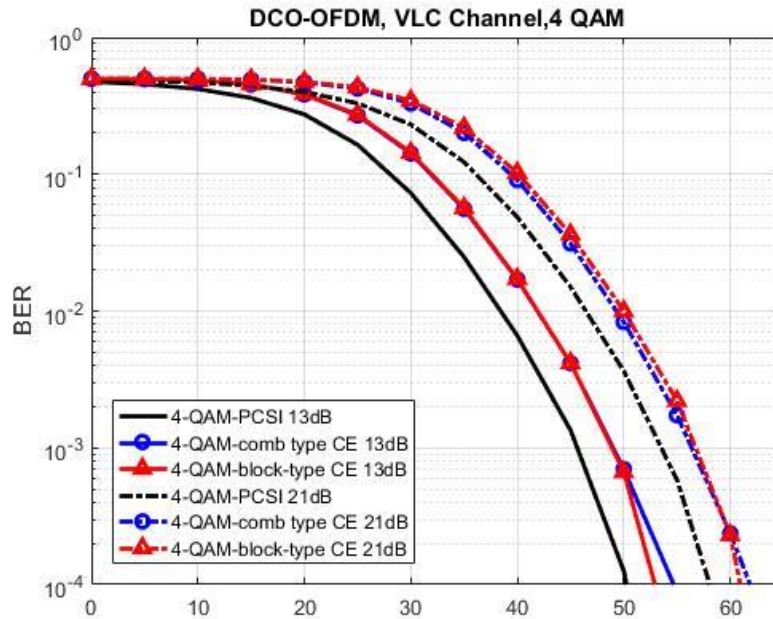
Blok tipinde, pilotlar bloktaki ilk OFDM sembolünün bütün alt taşıyıcılarına yerleştirilir. İlk OFDM sembolünde kestirilen bu kanal frekans cevabı bloktaki diğer OFDM sembolleri için kanal denkleştirmede kullanılır. Blok tipi pilot dağılımı zamanla yavaş değişen kanallarda tercih edilir. Blok tipi dağılımı PIR'ın 1 olarak seçildiği ve ara değerlendirme kullanılmadığı durum olarak düşünülebilir. Özet olarak, alınan sinyal bilinen pilot bloğuyla kanal frekans cevabını belirlemek için işlenir.

4.6.3 Benzetimler ve Sonuçlar

Bu bölümde, DCO-OFDM tabanlı VLC sistemler için önerilen değişik pilot dağılımlarının kanal kestirim performansları bilgisayar benzetimiyle doğrulanmıştır. DCO-OFDM Her iki pilot dağılımı için de, 1 GHz bant genişliğine sahip ($T_s = 1$ nsec) 2048 alt taşıyıcılı DCO-OFDM sinyali üretilmiş, döngüsel önek uzunluğu $N_g = 256$ numune olarak seçilmiş ve pilot ekleme oranı 1/8 olarak alınmıştır. Veri sembolleri ilintisiz semboller olarak üretilip 4-QAM ve 64-QAM kipleme formatları seçilmiştir. Yalnızca kanal kestirme performansını değerlendirebilmek için mükemmel senkronizasyon kabul edilmiştir. Tarak tipi pilot dağılımı için doğrusal ara değerlendirme yöntemi kullanılmıştır. Şekil 4-21 ve Şekil 4-22'de önerilen kanal denkleştiricilerinin BER performansları verilmiştir. Şekillerdeki {block-type, comp type} göstergeleri değişik pilot dağılımlarını temsil etmektedir.

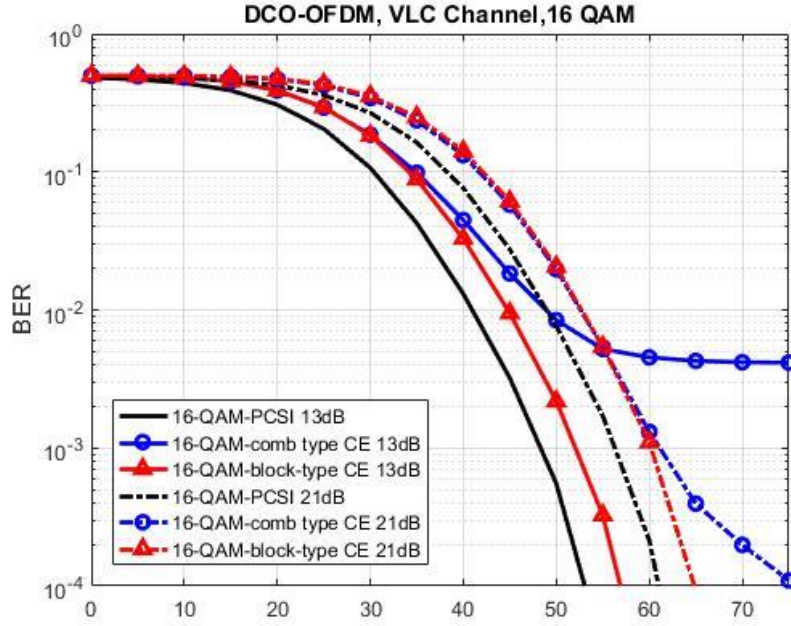
Şekil 4-21, önerilen her iki pilot dağılımı ve değişik DC besleme değerleri için kanal kestirme performansını 4-QAM kiplemesi için göstermektedir. Burada; ayrıca mükemmel kanal durum bilgilerine (perfect channel state information, P-CSI) sahip alıcının performansı, bir alt sınır olarak gösterilmiştir. Bu makalede orta dereceli ve yüksek DC beslemenin etkisini gösterebilmek için 13 dB ve 21 dB besleme kullanılmıştır.

Şekil 4-21'den görüleceği gibi blok tipi pilot dağılımının kanal kestirme BER performansı her iki besleme seviyesi için de tarak tipi pilot dağılımının BER performansı ile neredeyse aynıdır.



Şekil 4-21 4-QAM DCO-OFDM sisteminin kanal kestirimi durumundaki BER başarımı

16-QAM gibi yüksek dereceli kiplemelerinin BER performansı da Şekil 4-22'de araştırılmıştır. Blok tipi dağılımın her iki besleme seviyesi içinde tarak tipi dağılımdan daha iyi sonuç vermiştir. Şekil 4-22'de ayrıca 16-QAM kiplemesi için yüksek SNR'larda tarak tipi dağılımın azaltılamaz hata tabanına sahip olduğu gösterilmiştir. Bunun sebebi iletilen sinyalin negatif kısımlarının kırılmasının pilot sembollerini bozması ve kanal kestirme performansını düşürmesidir. Sonuçlarımız blok tipi pilot dağılımının hem yüksek SNR'larda hem de yüksek dereceli kiplemelerde dayanıklı olduğunu göstermiştir.



Şekil 4-22 16-QAM DCO-OFDM sisteminin kanal kestirimi durumundaki BER başarımı

Sonuç olarak, tarak tipi pilot dağılımı genellikle bir OFDM bloğunda bile değişen kanalların kestiriminde genellikle tercih edilir. Ancak, kırpma gürültüsünden dolayı performansının DCO-OFDM sistemleri için hissedilir şekilde bozulduğunu gösterdik. Bunun sonucu olarak, blok tipi pilot dağılımı VLC kanallarda DCO-OFDM sistemleri için daha uygundur.

5 SONUÇLAR

Bu projenin temel amacı, MIMO, OFDM ve SM gibi fiziksel katman yöntem ve tekniklerini kullanarak, yüksek hızda veri iletimini sağlayan güvenilir, dış etmenlerden etkilenmeyen ve optimal yapıda bir görünür ışıkla haberleşme sistem tasarımını gerçekleştirmektir. Bu kapsamda projede şu temel araştırma konuları üzerinde çalışılmış ve bir takım özgün tasarım teknikleri ve algoritmaları gerçekleştirilmiştir:

- Kızılötesi/görünür-ışık kanalların, fiziksel özelliklerinin de yansıtıldığı, gerçek optik kanal modellerinin matematiksel yöntemlerle geliştirilmesi üzerine yoğun çalışmalar yapılmış, özgün ve yeni VLC kanal modelleri elde edilmiş ve bunlar uluslararası standart toplantılarında model olarak teklif edilerek kabul görmüştür. Literatürdeki temel eksiklik olan VLC kanal modelini elde etme üzere optik tasarım ve benzetim yazılımı olan Zemax kullanılarak bir kapalı alan aydınlatma/aydınlanma modeli üretilmiştir. Üretilen modelde zemin, duvar, tavan ve mevcut mobilya malzeme özellikleri ile yansıtırlık karakteristikleri gerçeğe en yakın şekilde elde edilmiş ve gerçekçi ortam modeli ışın izleme yöntemi kullanılarak kanal parametrelerinin eldesinde kullanılmıştır. Daha sonra çalışmalar MIMO yapıya sahip VLC kanal modelleri genişletilmiş ve gerçek uygulamalarda karşılaşılabilecek parametreler de göz önünde bulundurularak (aydınlatma elemanının içerdiği LED çipi sayısı, oda içerisindeki objeler ve kablolama yapısı) bir takım yeni MIMO kanal modelleri üretilmiştir. Bu koşullar altında kanal dürtü yanıtının çıkarılmış ve bunun ardından, ayrıca, kapalı alan VLC erişim noktaları ile aydınlatma elemanları arasındaki kablolama yapısının bir sonucu olarak kablolarda oluşacak olan yayılım gecikmesinin kanal dürtü yanıtına eklenmesiyle birlikte seyrek yapıda yeni bir VL kanal dürtü yanıtı elde edilmiştir. Son olarak, mobil VLC kanalların modellenmesi için ardışıl olmayan ışın izleme tekniğine dayanan ve gerçekçi bir kanal modelleme için farklı yansıma tipleri için dalga boyuna bağımlılığı da gözönüne alan yeni ve özgün bir teknik geliştirilmiştir. Bu çalışmada, halen ticari olarak piyasalarda var olan ışık kaynaklarının, mobilyalı bir kapalı ortamın ve bu ortamda hareket eden insanların CAD modelleri, hazırlanan bilgisayar benzetim programında kullanılmıştır. Bu gerçekçi ortamda, kullanıcı belli bir yörüngede hareket ederken kanalın dürtü yanıtı elde edilmekte ve ayrıca yol kaybı ve kanal gecikmesi için kapalı analitik ifadeler çıkarılmaktadır.
- Projenin İkinci İş Paketini oluşturan görünür ışıkla haberleşme sistemlerinin tasarımı ve temel başarımlarının belirlenmesiyle ilgili çalışmalarda, kablosuz RF

haberleşmesinde başarı ile kullanılan MIMO-OFDM, MIMO-SM ve OFDM-IM tekniklerini uygulayarak yeni ve özgün VLC sistemleri teklif edilmekte ve geliştirilmektedir. Bu tekniklerin VLC sistemlerine uygulanmasında, özellikle RF ve VLC haberleşme sistemlerinde karşılaşılan sinyal formatlarındaki farklı yapılardan dolayı, çok ilginç ve zorlu araştırma problemlerine ilginç ve özgün çözümler getirilmektedir. Tasarlanan sistemlerin başarımları çeşitli gürültü ve kanal modellerini içeren gerçekçi haberleşme senaryoları için ayrıntılı bilgisayar benzetimleri ile belirlenmektedir. Bu benzetim çalışmalarında, alıcı duyarlılığı, alıcı/vericilerin doğrusal-olmayan (non-linear) rejimlerde çalışması, anten yayılım hüzmelerindeki sapmalar, ortam koşulları gibi uygulamalarda karşılaşılan türlü sorunların haberleşme sistemin başarımına olası etkileri ayrıntılı olarak incelenmektedir. Proje kapsamında elde edilen özgün sistemlerin literatürdeki mevcut sistemlere göre daha iyi spektral verimlilik ve hata başarımı sağladığı kapsamlı bilgisayar benzetimleri ile kanıtlanmıştır.

- Projenin son iş paketini oluşturan VLC kanalları kestirimi ve denkleştirilmesine ilgili çalışmalarda ileri sinyal işleme tekniklerinden yararlanarak, görüş çizgisi yönünde propagasyon yapmayan (NLOS) VLC sistemleri için, çok yollu kanalın neden olduğu simgelerarası girişimlerin etkisini azaltmak için, yeni ve özgün kanal kestirim ve kanal denkleştirme algoritmaları geliştirilmiş ve bu algoritmaların doğruluğunun VLC sisteminin başarımına etkileri incelenmiştir. Bu yöndeki çalışmalar, kanalda oluşan çeşitli kanal gürültü modelleri (Gauss, kırpma, shot gürültüsü vs. gibi) ve alıcıda farklı kanal durum bilgileri varsayımları altında sistem hata başarımının analitik olarak belirlenmesi süreçlerini içermektedir. Pilot sembollerine dayalı kanal kestirimleri için tarak tipi ve blok tipi olmak iki ayrı pilot dağılımı incelenmiş ve sistemin spektral verimliliğini arttırmak için tarak tipi pilot tabanlı kanal kestiriminin çeşitli ara değerlendirme teknikleri ile birlikte VLC sistemleri için çok uygun bir teknik olduğu sonucuna varılmıştır. Diğer taraftan, OFDM tabanlı sistemlerde bir boyutlu (one-dimensional, 1D) kanal kestirimleri karmaşıklık ve doğruluk arasındaki ödünleşimi başarmak için genellikle tercih edilmektedir. Son olarak bu iş paketiyle ilgili çalışmalarda, bir boyutlu ara değerlemeli LS kanal kestirimleri tarak tipi pilot dağılımı için araştırılmıştır. Genellikle, periyodik olarak yerleştirilmiş pilot taşıyıcıları izgesel ve/veya güç verimliliği kaybına neden olmaktadır. Bu nedenle, VLC sistemin başarımını daha iyileştirmek için, ara değerlendirme teknikleri kullanılarak pilot sembol sayısını azaltmak/optimize eden esnek şerit ve alçak geçiren tabanlı kanal

kestirim teknikleri ACO-OFDM sistemler için uygulanmış ve geliştirilen algoritmaların çok başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür.

6 KAYNAKÇA

- [1-1] Tanaka Y., Haruyama S., Nakagawa M., "Wireless Optical Transmissions With White Colored LED For Wireless Home Links," IEEE Int. Sym. on Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. (PIMRC), London-UK, (2000), pp. 1325-29.
- [1-2] Tanaka Y., Komine T., Haruyama S., Nakagawa M., "Indoor Visible Communication Utilizing Plural White Leds As Lighting," IEEE Int. Sym. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), San Diego, California, USA, (2001), pp. F-81-F-85 .
- [1-3] Vučić J., Kottke C., Nerreter S., Langer K., Walewski J., "513 Mbit/S Visible Light Communications Link Based On DMT-Modulation Of A White LED," IEEE/OSA J. of Lightwave Tech., 28, 24, 3512–18, (2010).
- [1-4] Barry J., Kahn J., Krause W., Lee E., Messerschmitt D., "Simulation Of Multipath Impulse Response For Indoor Wireless Optical Channels," IEEE J. Sel. Areas Commun., 11, 3, 367–79, (1993).
- [1-5] Carruthers J., Kahn J., "Modeling Of Nondirected Wireless Infrared Channels," IEEE Trans. Commun., 45, 10, 1260–68, (1997).
- [1-6] Jungnickel V., Pohl V., Nonnig S., And Helmolt C., "A Physical Model Of The Wireless Infrared Communication Channel," IEEE J. Sel. Areas Commun., 20, 3, 631–40, (2002).
- [1-7] Cui K., Chen G., He Q., Xu Z., "Indoor Optical Wireless Communication By Ultraviolet And Visible Light," Proceedings of SPIE, 7464, 74640D, (2009).
- [1-8] Lee K., Park H., And Barry J., "Indoor Channel Characteristics For Visible Light Communications," IEEE Commun. Lett., 15, 2, 217–19, (2011).
- [1-9] Elgala H., Mesleh R., Haas H., "An LED Model For Intensity-Modulated Optical Communication Systems," IEEE Photonics Tech. Lett., 22, 11, 835–37, (2010).
- [1-10] Komine T., Lee J., Haruyama S., Nakagawa M., "Adaptive Equalization System For Visible Light Wireless Communication Utilizing Multiple White LED Lighting Equipment," IEEE Trans. Wireless Commun., 8, 6, 2892–2900, (2009).
- [1-11] Le Minh H., O'brien D., Faulkner G., Zeng L., Lee K., Jung D., Oh Y., Won E., "100-Mb/s NRZ visible light communications using a postequalized white LED," IEEE Photonics Tech. Lett., 21, 15, 1063–65, (2009).
- [1-12] Le Minh H., O'brien D., Faulkner G., Zeng L., Lee K., Jung D., Oh Y., "High-Speed Visible Light Communications Using Multiple-Resonant Equalization," IEEE Photonics Tech. Lett., 20, 14, 1243–45, (2000).

- [1-13] Molisch A., *Wireless Communications*. John Wiley & Sons, (2011).
- [1-14] Dissanayake S. D., Armstrong J., Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems, *J. Lightwave Tech.*, 31, 7, 1063-72, (2013).
- [1-15] Elgala H., Mesleh R., Haas H., Pricope B., OFDM Visible Light Wireless Communication Based On White LEDs, *IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC2007-Spring)*, Dublin-Ireland, (2007).
- [1-16] Hashemi S., Ghassemlooy Z., Chao L., Benhaddou D., Orthogonal Frequency Division Multiplexing For Indoor Optical Wireless Communications Using Visible Light Leds, *6th Int. Sym. on Commun. Systems, Networks and Digital Signal Proc. (CNSDSP)*, Graz, Austria, (2008), pp. 174-178.
- [1-17] Elgala H., Mesleh R., Haas H., Indoor Broadcasting via White Leds and OFDM,” *IEEE Trans. Consumer Electronics*, 55, 3, 1127–34, (2009).
- [1-18] Mesleh R., Elgala H., Haas H., On The Performance Of Different OFDM Based Optical Wireless Communication Systems, *IEEE/OSA J. of Optical Commun. and Netw.*, 3, 8, 620–28, (2011).
- [1-19] Zeng L., O’Brien D., Minh H., Faulkner G., Lee K., Jung D., Oh Y., Won E., High Data Rate Multiple Input Multiple Output (MIMO) Optical Wireless Communications Using White LED Lighting, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 27, 9, 1654–62, (2009).
- [1-20] Dambul K., O’Brien D., Faulkner G., Indoor Optical Wireless MIMO System With An imaging Receiver, *IEEE Photonics Tech. Lett.*, 23, 2, 97–99, (2011).
- [1-21] Mesleh R., Mehmood R., Elgala H., Haas H., Indoor MIMO Optical Wireless Communication Using Spatial Modulation, *IEEE Int. Conf. Commun.(ICC)*, Cape Town-South Africa, (2010).
- [1-22] Park K., Ko Y., Alouini M., On the power and offset allocation for rate adaptation of spatial multiplexing in optical wireless MIMO channels, *Int.Wireless Commun. and Mobile Computing Conf. (IWCMC)*, Istanbul-Turkey, (2011), pp. 141–146.
- [1-23] Mesleh R., Haas H., Sinanovic S., Ahn C., Yun S., Spatial Modulation, *IEEE Tran. on Veh.Tech.*, 57, 4, pp. 2228–41, (2008).
- [1-24] Ghassemlooy, Z., *OLED-Based Visible Light Communications*, 2012 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series, Seattle, WA-USA, (2012).
- [1-25] Azhar, A. H., Tran, T., O’Brien, D., A Gigabit/s Indoor Wireless Transmission Using MIMO-OFDM Visible-Light Communications, *IEEE Photonics Tech.Lett.*, 25, 2, 171-74, (2013).
- [1-26] Garfield M., Chao L., Kurzweg T., Dandekar K., MIMO Space-Time Coding For Diffuse Optical Communication, *Microwave and Optical Technology Lett.*, 48,1108-10, (2006).

- [1-27] Wilson S. G., Brandt-Pearce M., Cao Q., Baedke M., Optical Repetition MIMO Transmission With Multipulse PPM, *IEEE Journal on Sel. Areas Commun.*, 23, 9, 1901–10, (2005).
- [1-28] Navidpour S. M., Uysal M., Kavehrad M., BER Performance of Free-Space Optical Transmission With Spatial Diversity, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6, 8, 2813–19, (2007).
- [1-29] Jeganathan J., Ghayeb S., Zczecinski L., Ceron A., Space-Shift Keying Modulation For MIMO Channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8, 7, 3692-3703, (2009).
- [1-30] Mesleh R., Elgala H., Haas H., Optical Spatial Modulation, *J. Opt. Commun. Netw.*, 3, 3, 234-44 (2011).
- [1-31] Başar E., Aygözü Ü., Panayirci E., Poor H. V., Space-Time Block Coded Spatial Modulation, *IEEE Trans. Commun.*, 59, 3, 823-32, (2011).
- [1-32] Başar E., Aygözü Ü., Panayirci E., Poor H. V., New Trellis Code Design For Spatial Modulation, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 10, 8, 2670-80, (2011).
- [1-33] Başar E., Aygözü Ü., Panayirci E., Poor H. V., Performance Of Spatial Modulation In The Presence of Channel Estimation Errors”, *IEEE Commun. Letters*, 16, 2, 176-79, (2012).
- [1-34] Başar E., Aygözü Ü., Panayirci E., Poor H. V., Super-Orthogonal Trellis Coded Spatial Modulation, *IET Commun.*, 6, 17, 2922-32, (2012).
- [1-35] Renzo M. D., Haas H., Grant P., Spatial Modulation For Multiple-Antenna Wireless Systems: A Survey, *IEEE Commun. Mag.*, 49, 12, 182–91, (2011).
- [1-36] Wang J., Jia S., Song J., Generalised Spatial Modulation System with Multiple Active Transmit Antennas and Low Complexity Detection Scheme, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 11, 4, 1605–15, (2012).
- [1-37] Sugiura S., Chen S., Hanzo L., Coherent and Differential Space-Time Shift Keying: A Dispersion Matrix Approach, *IEEE Trans. Commun.*, 58, 11, 3219 –30, (2010).
- [1-38] Armstrong J., Ofdm for Optical Communications, *J. of Lightwave Tech.*, 27, 3, 189-204, (2009).
- [1-39] Başar E., Aygözü Ü., Panayirci E., Poor, H. V., Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Index Modulation, *IEEE Global Telecommun. Conf.*, Anaheim, CA-US, (2012).
- [1-40] Grubor, J. Randel, S, Langer, K. D., and WALEWSKI J. W., "Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no, 24, pp. 3883-3892 2008.
- [1-41] Doğan H., Panayirci E., Poor H. V., Low Complexity Joint Data Detection and Channel Equalization for Highly Mobile OFDM Systems, *IET Commun.*, 4, 8, 1000-11, (2010).

- [1-42] Panayirci E., Şenol H., Poor H. V., Joint Channel Estimation, Equalization and Data Detection for OFDM Systems In The Presence Of Very High Mobility, *IEEE Trans. Signal Processing*, 58, 8,1-14, (2010).
- [1-43] Panayirci E., Doğan H., Çirpan H., Iterative Joint Data Detection and Channel Estimation for DS-CDMA Systems in the Presence of Time-Varying Channels, *Advances in Elect. and Telecommun.*,1, 1, pp.1-8, (2010).
- [1-44] Kocian A., Panayirci E., Poor H. V., A Monte-Carlo Implementation of the SAGE Algorithm for Joint-Multiuser Decoding, Channel Parameter Estimation and Code Acquisition, *IEEE Trans. Signal Process.*, 58, 11, 1-11, (2010).
- [1-45] Panayirci E., Doğan H., Poor H. V., Low Complexity MAP-Based Successive Data Detection for OFDM over Highly Mobile Wireless Channels, *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, 60, 6, 2849-58, (2011).
- [1-46] Şenol H., Panayirci E., Poor H. V., Non-Data-Aided Joint Channel Estimation and Equalization for OFDM Systems in Very Rapidly Varying Mobile Channels, *IEEE Trans. Signal Process.*, 60, 8, 4236-53, (2012).
- [1-47] Dong Z., Fan P., Panayirci, E., Mathiopoulos, P. T., Effect of Power and Rate Adaptation on the Spectral Efficiency of MQAM/OFDM System Under Very Fast Fading Channels, *EURASIP Journal on Wireless Commun. and Netw. Commun.*, Article ID 570625, (2012).
- [1-48] Panayirci E., Şenol H., Poor, H. V., Low Complexity Joint Data Detection and Channel Equalization for Highly Mobile OFDM Systems, *IEEE ICC 2010, Honolulu, Hawaii-USA*, (2009).
- [1-49] Şenol H., Panayirci E., Poor H. V., Semiblind Joint Channel Estimation and Equalization for OFDM Systems in Rapidly Varying Channels, *IEEE GLOBECOM 2010, Miami, Florida-USA*, (2010).
- [1-50] Şenol H., Panayirci E., Poor H. V., Non-Data-Aided Channel Estimation for OFDM Systems in Rapidly Varying Frequency Selective Channels, *ICT Mobile Summit, Future Network & Mobile Summit 2010, Florence, Italy*, (2010).
- [1-51] Dong Z., Fan P. Zhou W., Panayirci E., Power and Rate Adaptation for MQAM/OFDM Systems Under Fast Fading Channels, *IEEE 75th Vehicular Technology Conference: VTC2012-Spring, Yokohama, Japan*, (2012).
- [1-52] Şenol H., Panayirci E. , Erdoğan M., Uysal M., Channel estimation in underwater cooperative OFDM systems, *IEEE GLOBECOM 2012, Anaheim, CA-USA*, (2012).
- [1-53] Zemax software, <http://www.radiantzemax.com/zemax>.
- [1-54] Kahn, J. M., Barry, J. R., "Wireless infrared communications", *Proceedings of IEEE*, 85, 2, 265- 298, (1998).

- [2-1] Gfeller, F. R. and Bapst, U. H., "Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation," *Proc. IEEE*, vol. 67, no. 11, pp. 1474–1486, Nov. (1979).
- [2-2] Barry, J. R., [Wireless Infrared Communications], Kluwer Academic, (1994).
- [2-3] Kahn, J. M., Krause, W. J. and Carruthers, J. B., "Experimental Characterization of Non directed Indoor Infrared Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 234, pp. 1613–1623, Apr. (1995).
- [2-4] Chun, H., Chiang, C. and O'Brien, D., "Visible Light Communication Using OLEDs: Illumination and Channel Modeling," in *Int. Workshop Opt. Wireless Commun.*, pp. 1–3, Oct. (2012).
- [2-5] Nguyen, H. Q. *et al.*, "A MATLAB-Based Simulation Program for Indoor Visible Light Communication System," *CSNDSP 2010*, pp. 537-540, July (2010).
- [2-6] Komine, T. and Nakagawa, M., "Performance Evaluation on Visible-light Wireless Communication System Using White LED Lightings," in *Proc. Ninth IEEE Symposium on Computers and Communications*, vol. 1, pp. 258-263, (2004).
- [2-7] Zemax 13 Release 2, Radiant Zemax LLC," www.radiantzemax.com/zemax
- [2-8] ASTER Spectral Library - Version 2.0," [Online]. Available at: <http://speclib.jpl.nasa.gov>.
- [2-9] Lee, K., Park, H. and Barry, J. R., "Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 2, Feb (2011).
- [2-10] "CREE LEDs," [Online]. Available at: <http://www.cree.com>.
- [2-11] "OSRAM LEDs," [Online]. Available at: <http://www.osram-os.com>.
- [2-12] Sarbazi, E., Uysal, M., Abdallah, M. and Qaraqe, K., "Ray Tracing Based Channel Modeling for Visible Light Communications," *IEEE 22nd Signal Processing, Communication and Applications Conference (SIU)*, Trabzon, Turkey, April 2014.
- [2-13] Sarbazi, E. and Uysal, M., Abdallah, M. and Qaraqe, K., "Indoor Channel Modeling and Characterization for Visible Light Communications," *Invited Paper, 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Graz, Austria, July 2014.
- [2-14] T. Fath and H. Haas, "Performance Comparison of MIMO Techniques for Optical Wireless Communications in Indoor Environments," *Communications, IEEE Transactions on*, vol.61, no.2, pp.733, 742, February 2013.

- [2-15] T. Ngoc-Anh, D. A. Luong, T. C. Thang and A. T. Pham, "Performance analysis of indoor MIMO visible light communication systems," IEEE Fifth International Conference on Communications and Electronics (ICCE), vol., no., pp.60, 64, July 30 2014-Aug. 1, 2014.
- [2-16] L. Wu, Z. Zhang and H. Liu, "MIMO-OFDM visible light communications system with low complexity," IEEE International Conference on Communications (ICC), vol., no., pp.3933, 3937, 9-13 June 2013.
- [2-17] F. Miramirkhani, M. Uysal, and E. Panayirci, "Novel channel models for visible light communications," SPIE Photonics West, Broadband Access Communication Technologies IX, February 7-12, 2015.
- [2-18] J. Ding, K. Wang and Z. Xu, "Impact of different LED-spacing in arrayed LED transmitter on VLC channel modeling," Sixth International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), vol., no., pp.1, 6, 23-25 Oct. 2014.
- [2-19] Ding, K. Wang and Z. Xu, "Impact of LED array simplification on indoor visible light communication channel modeling," 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), vol., no., pp.1159, 1164, 23-25 July 2014.
- [2-20] G. Ren, S. He and Y. Yang, "An Improved Recursive Channel Model for Indoor Visible Light Communication Systems," Information Technology Journal, 1245-1250, 2013.
- [2-21] R. C. Kizilirmak, and M. Uysal, "Single Color Networks: OFDM-Based Visible Light Broadcasting," International Conference on Computer, Communication, and Control Technology (I4CT), Kuching, Malaysia, April 2015.
- [2-22] H. Chun, C. Chiang, and D. O'Brien, "Visible light communication using OLEDs: illumination and channel modeling," in *Proc. Int. Workshop Opt. Wireless Commun.*, pp. 1-3, Oct. 2012.
- [2-23] H. Q. Nguyen, et al., "A MATLAB-Based simulation program for indoor visible light communication system," in *Proc. CSNDSP*, pp. 537-540, July 2010.
- [2-24] T. Komine, and M. Nakagawa, "Performance evaluation on visible-light wireless communication system using white LED lightings," in *Proc. 9th IEEE Symp. Comput. Commun.*, vol. 1, pp. 258-263, 2004.

- [2-25] S. Long, M. A. Khalighi, M. Wolf, S. Bourennane, Z. Ghassemlooy, "Channel characterization for indoor visible light communications," in *Proc. Opt. Wireless Commun. (IWOW)*, pp.75-79, Sept. 2014.
- [2-26] K. Lee, H. Park, and J. R. Barry, "Indoor channel characteristics for visible light communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 2, Feb 2011.
- [2-27] F. Miramirkhani, M. Uysal, and E. Panayirci, "Novel channel models for visible light communications," SPIE Photonics West, Broadband Access Communication Technologies IX, February 7-12, 2015.
- [2-28] T. Komine and M. Nakagawa, "A study of shadowing on indoor visible-light wireless communication utilizing plural white LED lightings," in *1st Int. Symp. Wireless Commun. Systems*, pp.36-40, 2004.
- [2-29] T. Komine, S. Haruyama and M. Nakagawa, "A study of shadowing on indoor visible-light wireless communication utilizing plural white LED lightings," *Wireless Personal Communications*, 34(1-2), 211-225, 2005.
- [2-30] Y. Xiang, M. Zhang, M. Kavehrad, et al, "Human shadowing effect on indoor visible light communications channel characteristics," *Opt. Eng.*, 53(8), 086113-086113, 2014.
- [2-31] P. Chvojka, S. Zvanovec, P. A. Haigh, Z. Ghassemlooy, "Channel characteristics of visible light communications within dynamic indoor environment," *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no.9, pp. 1719-1725, May, 2015.
- [2-32] "Lighting of indoor work places", International Standard. ISO 8995:2002 CIE S 008/E-2001.
- [2-33] Q. Zhou and H. Dai, "Joint Antenna Selection and Link Adaptation for MIMO Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 55, No. 1, January, 2006.
- [2-34] N. P. Le, F. Safaei and L. C. Tran, "Antenna Selection Strategies for MIMO-OFDM Wireless Systems: An Energy Efficiency Perspective," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 65, No. 4, April, 2016.
- [2-35] D. Tsonev, S. Videv and H. Haas, "Unlocking Spectral Efficiency in Intensity Modulation and Direct Detection Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 33, No. 9, September, 2015.
- [2-36] K. Cho and D. Yoon, "On the general BER expression of one and two dimensional amplitude modulations," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1074–1080, Jul. 2002.

- [3-1] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications", *J. Lightwave Tech.*, cilt 27, sayı 3, s. 189-204, 2009.
- [3-2] S. D. Dissanayake, J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems", *J. Lightwave Tech.*, cilt 31, sayı 7, s. 1063-1072, 2013.
- [3-3] J. M. Kahn and J. R. Barry, "Wireless infrared communications," *Proc. IEEE*, cilt. 85, sayı 2, s. 265–298, 1997.
- [3-4] J. Armstrong, A. J. Lowery, "Power efficient optical OFDM," *Electron. Lett.*, cilt 42, sayı 6, s. 370–372, 2006.
- [3-5] D. Tsonev, S. Sinanovic, H. Haas, "Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for optical wireless", *IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC Spring)*, Yokohama, Japonya, 2012.
- [3-6] N. Fernando, Y. Hong, E. Viterbo, "Flip-OFDM for Unipolar Communication Systems", *IEEE Trans. Commun.*, cilt 60, sayı 12, s. 3726-3733, 2012.
- [3-7] D. Tsonev, H. Haas, "Avoiding spectral efficiency loss in unipolar OFDM for optical wireless communication", *IEEE Conf. Commun*, Sidney, Avustralya, 2014.
- [3-8] E. Başar, Ü. Aygözü, E. Panayırıcı, H. V. Poor, "Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation", *IEEE Trans. Signal Process*, cilt 61, sayı 22, s. 5536-5549, 2013.
- [3-9] P. Tang, N. C. Beaulieu, "A comparison of dct-based ofdm and DFT-based OFDM in frequency offset and fading channels", *IEEE Trans. Commun*, cilt 54, sayı 11, s. 2113-2125, 2006.
- [3-10] C. Yang, F. Yang, Z. Wang, "Phase noise estimation and mitigation for DCT-based coherent optical OFDM systems", *Optics Express*, cilt 17, sayı 19, 2009.
- [3-11] M. Sung, J. Lee, J. Jeong, "DCT-precoding technique in optical fast OFDM for mitigating fiber nonlinearity", *IEEE Photonics Tech. Lett.*, cilt 25, sayı 22, s. 2209-2212, 2013.
- [3-12] W. H. Chen, C. H. Smith, S. C. Fraclick, "A fast computational algorithm for the discrete cosine transform", *IEEE Trans. Commun.*, cilt 25, sayı 9, s. 1004-1009, 1977.
- [3-13] W. Zang, X-G. Xia ve K. B. Letaief, "Space-Time Frequency Coding for MIMO-OFDM in Next Generation Broadband Wireless Systems", *IEEE Wireless Commun.*, cilt 14, sayı 3, s. 32-43, 2007.
- [3-14] H. Bölcskei, "MIMO-OFDM Wireless Systems: Basics, Perspectives, and Challenges", *IEEE Wireless Commun.*, cilt 13, sayı 4, s. 31-47, 2006.
- [3-15] C.-X. Wang et al., "Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks", *IEEE Commun. Mag.*, cilt 52, sayı 2, s. 122-130, 2014.

- [3-16] R. Mesleh, H. Elgala ve H. Haas, "Optical Spatial Modulation", *J. Opt. Commun. Netw.*, cilt 3, sayı 3 s. 234-244, 2011.
- [3-17] H. Burchardt, N. Serafimovski, D. Tsonev, S. Videv ve Harald Haas, "VLC: Beyond Point-
- [3-18] R. Mesleh, H. Haas ve S. Sinanovic, "Spatial Modulation", *IEEE Trans Veh. Tech.*, cilt 57, sayı 4, s. 2228- 2241, 2008.
- [3-19] Abtahi, M. and Hashemi, H., "Simulation of indoor propagation channel at infrared frequencies in furnished office environments," in *IEEE Int. Symp. Personal Indoor and Mobile Radio Commun (PIMRC)*, pp. 306–310, (1995).
- [3-20] T. Fath and H. Haas, "Performance comparison of MIMO techniques for optical wireless communications in indoor environments," *IEEE Trans. Commun.*, cilt 61, sayı 2, s. 733–742, 2013.
- [3-21] R. Mesleh, H. Elgala ve H. Haas, "Optical Spatial Modulation", *J. Opt. Commun. Netw.*, cilt 3, sayı 3 s. 234- 244, 2011.
- [3-22] Y. Li, D. Tsonev, and H. Haas, "Non-DC-biased OFDM with optical spatial modulation," in *IEEE Int. Symp. Personal Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC)*, Sep. 2013, pp. 486–490.
- [3-23] J. Kahn and J. Barry, "Wireless infrared communications," *Proc. IEEE*, cilt 85, sayı 2, s. 265–298, 1997.
- [3-24] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004.
- [3-25] L. Zeng, D. O'Brien, H. Minh, G. Faulkner, K. Lee, D. Jung, Y. Oh, and E. T. Won, "High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white LED lighting," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, cilt 27, sayı 9, s. 1654-1662, 2009.
- [3-26] J. D. McCaffrey, "Generating the mth lexicographical element of a mathematical combination," MSDN Library, Jul. 2004. [Online]. Available: [http://msdn.microsoft.com/en-us/library/aa289166\(VS.71\).aspx](http://msdn.microsoft.com/en-us/library/aa289166(VS.71).aspx)
- [3-27] D. Tsonev, S. Videv, H. Haas, "Unlocking Spectral Efficiency in Intensity Modulation and Direct Detection Systems", *IEEE J Sel Areas Commun*, cilt 33, sayı 9, 2015.
- [3- 28] E. Basar, E. Panayirci, M. Uysal, and H. Haas, "High-rate optical OFDM for MIMO visible light communications systems," *IEEE Int. Conf. Communications, Kuala Lumpur, 2016*.

- [3-29] L. Zeng, D. O'Brien, H. Minh, G. Faulkner, K. Lee, D. Jung, Y. Oh, and E. T. Won, "High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white led lighting," , *IEEE J Sel Areas in Commun*, vol. 27, no. 9, pp. 1654– 1662, December 2009.
- [4-1] S.K. Hashemi, Z. Ghassemlooy, L. Chao, and D. Benhaddou, "Channel estimation for indoor diffuse optical OFDM wireless communications", *IEEE 5th International Conference on Broadband Communications, Networks and Systems*, 8-11 Sept. 2008, London, UK.
- [4-2] D. Wu, Z. Wang, R. Wan, J. He, Q. Zuo, H. Zhao, "Channel estimation for asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing optical wireless communications", *IET Commun.*, 2012, Vol. 6, Iss. 5, pp. 532–540.
- [4-3] Armstrong, J., "OFDM for Optical Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol.27, no.3, pp.189, 2014, Feb. 2009.
- [4-4] Elgala, H.; Mesleh, R.; Haas, H., "Indoor optical wireless communication: Potential and state-of-the-art," *IEEE Commn. Magazine*, vol.49, no.9, pp.56,62, September 2011.
- [4-5] H. Dogan, H. Cirpan and E. Panayirci, " Iterative channel estimation and decoding of turbo coded SFBC-OFDM systems *IEEE Trans. on Wireless Commun*, vol. 6, no.7, July 2007.
- [4-6] E. Panayirci, H. Senol and H.V. Poor, "Joint channel estimation, equalization and data detection for OFDM systems in the presence of very high mobility", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 58, no. 8, pp. 1-14, August 2010.
- [4-7] H. Senol, E. Panayirci and H.V. Poor, " Non-data-aided joint channel estimation and equalization for OFDM systems in very rapidly varying mobilechannels", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 60, no. 8, pp. 4236-4253, Aug. 2012.
- [4-8] E. Panayirci, H. Senol, M. Uysal and H. V, Poor "Channel Estimation in Underwater Cooperative OFDM System with Amplify-and-Forward Relaying", *IEEE Trans. Communications*, IEEE Explore, 2015.
- [4-9] S. K. Wilson, J. Armstrong, "Transmitter and receiver methods for improving asymmetrically-clipped optical OFDM," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.8, no.9, pp.4561,4567, September, 2009.
- [4-10] S. Dimitrov, S. Sinanovic and H. Haas. "Clipping Noise in OFDM-Based Optical Wireless Communication Systems", *IEEE Trans. Commun*, vol.60, no 4, April 2012.
- [4-11] J. Armstrong and B. Schmidt, "Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM

and DC-Biased Optical OFDM in AWGN, *IEEE Communications Letters*, vol.12 no.5, May 2008.

- [4-12] J. Bussgang, "Cross correlation function of amplitude-distorted Gaussian signals, MIT Research Lab for Electronics, *Technical Report 216*, March 1952
- [4-13] S. F. Cotter and B. D. Rao, "Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 3, pp. 374–377, March 2002.
- [4-14] M. Feder and E. Weinstein, "Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 36, no. 4, pp. 477–489, Apr. 1988.
- [4-15] A. Jovicic, J. Li and T. Richardson, "Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market," *IEEE Communications Magazine*, vol. 12, no. 51, pp. 26-32, 2013.
- [4-16] L. Garber, "Turning on the lights for wireless communications," *Computer*, vol. 44, no. 11, pp. 11-14, 2011.
- [4-17] J. Armstrong and A. Lowery, "Power efficient optical ofdm," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 6, pp. 370-372, 2006.
- [4-18] J. Armstrong and B. Schmidt, "Comparison of asymmetrically clipped optical ofdm and dc-biased optical ofdm in awgn," *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 5, pp. 343-345, 2008.
- [4-19] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in ofdm systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 48, no. 3, pp. 223-229, 2002.
- [4-20] S. Hashemi, Z. Ghassemlooy, L. Chao and D. Benhaddou, "Orthogonal division multiplexing for indoor optical wireless communications using visible light leds," in *Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*, 2008.
- [4-21] X. Yang, Z. Min, T. Xiongyan, W. Jian and H. Dahai, "A post-processing channel estimation method for dco-ofdm visible light communication," in *Communication Systems, Networks Digital Signal Processing*, 2012.
- [4-22] J.-b. Wang, Y. Jiao, X.-y. Dang, M. Chen, X.-x. Xie, and L.-l. Cao, "Training sequence based channel estimation for indoor visible light communication system," *Optoelectronics Letters*, vol. 7, pp. 213–216, 2011.

- [4-23] O. Narmanlioglu, R. Kizilirmak and M. Uysal, "Relay-assisted ofdm-based visible light communications over multipath channels," in *17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2015.
- [4-24] S. Dyer and X. He, "Cubic-spline interpolation: Part 2," *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, vol. 4, no. 2, pp. 34-36, 2001.
- [4-25] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Skold, 4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband. Academic press, 2013.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje Yürütücüsü:	Prof. Dr. ERDAL PANAYIRCI
Proje No:	113E307
Proje Başlığı:	MIMO-OFDM Tabanlı Görünür Işıklı Haberleşme
Proje Türü:	Uluslararası
Proje Süresi:	36
Araştırmacılar:	ERTUĞRUL BAŞAR, HAKAN DOĞAN
Danışmanlar:	
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi:	KADİR HAS Ü. MÜHENDİSLİK VE DOĞA BİLİMLERİ F.
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri:	01/11/2013 - 01/11/2016
Onaylanan Bütçe:	274439.0
Harcanan Bütçe:	155814.73

TÜBİTAK

<p>Öz:</p>	<p>ÖZET</p> <p>Optik Kablosuz Haberleşme sistemleri (Optical Wireless Communications (OWC)) ve bunun olası bir uygulaması olan Görünür Işıklı Haberleşme (Visible Light Communications (VLC)), uygulamalarda çok önemli teknik ve operasyonel üstünlükler sağlar. Bu nedenle, kapalı ortamlarda saçılmış veya görüş çizgisi yönünde iletim linki oluşturan kızıl ötesi ve görünür ışık haberleşmesi, son yıllarda yeni bir kablosuz haberleşme teknolojisi olarak karşımıza çıkmaktadır. VLC ile ilgili standartlaşma IEEE 802.17.7 çalışma grubu tarafından yürütülmüş ve 2013’de IEEE standartına uygun ilk VLC ürününün pazara sunulması beklenmektedir. Bu ürünün potansiyel uygulama alanları şu şekildedir: (a) kablosuz yerel ağlar (WLAN), (b) hava meydanları, tren istasyonları ve diğer halka açık kritik noktalar (c) uçaklar ve hızlı trenler (d) hastahaneler, müzeler ve sanat galerileri, (e) araç içinde ve araç ile altyapısı oluşturulmuş haberleşme ağları. Araştırma sonuçlarına göre optik kablosuz haberleşme teknolojisinin kullanıldığı diğer alanlarda da VLC yararlı olacaktır. Bu gelişmelerden bazılarında çok-girişli-çok-çıkışlı (MIMO) haberleşme, dik frekans bölümlü çoğullama (OFDM), uzamsal modülasyon (SM) ve İndis Modülasyonlu OFDM (OFDM-IM) teknikleri ve düşük hesaplama karmaşıklığına sahip kanal kestirim, kanal denkleştirme ve veri sezim algoritmaları sayılabilir. Bu özgün yaklaşımlardan bazıları günümüzde uluslararası kablosuz haberleşme standartları içinde yerini almış ve ticari ürün olarak kablosuz RF pazarına sunulmuştur. Bu projede, MIMO, OFDM ve SM gibi fiziksel katman yöntem ve tekniklerini kullanarak, yüksek hızda veri iletimini sağlayan güvenilir, dış etmenlerden etkilenmeyen ve optimal yapıda bir görünür ışıkla haberleşme sistem tasarımı gerçekleştirmekte ve bu kapsamda şu temel araştırma konuları üzerinde yoğunlaşmaktadır:</p> <p>?Kablosuz RF haberleşmesinde başarı ile kullanılan MIMO-OFDM, MIMO-SM ve OFDM-IM tekniklerini uygulayarak yeni ve özgün VLC sistemleri teklif edilmekte ve geliştirilmektedir. Bu tekniklerin VLC sistemlerine uygulanmasında, özellikle RF ve VLC haberleşme sistemlerinde karşılaşılan sinyal formatlarındaki farklı yapılardan dolayı, çok ilginç ve zorlu araştırma problemleriyle karşılaşmaktadır.</p> <p>?Kızılötesi/görünür-ışık kanalların, fiziksel özelliklerinin de yansıtıldığı, gerçek optik kanal modellerinin gerek benzetim ve gerekse matematiksel yöntemlerle geliştirilmektedir.</p> <p>?İleri sinyal işleme tekniklerinden yararlanarak, görüş çizgisi yönünde propagasyon yapmayan (NLOS) VLC sistemleri için, çok yönlü kanalın neden olduğu simgelerarası girişimlerin etkisini azaltmak için, yeni ve özgün kanal kestirim ve kanal denkleştirme algoritmalarının geliştirilmektedir.</p> <p>?Geliştirilen kanal kestirim algoritmalarının doğruluğunun VLC başarımına etkileri kuramsal ve bilgisayar yöntemlerle incelenmektedir; Bu, kanalda oluşan çeşitli kanal gürültü modelleri (Gauss, Poisson, shot gürültüsü vs. gibi) ve alıcıda farklı kanal durum bilgileri varsayımları altında sistem hata başarımının analitik olarak belirlenmesi süreçlerini içermektedir.</p> <p>?Tasarlanacak sistemlerin başarımları çeşitli gürültü ve kanal modellerini içeren gerçekçi haberleşme senaryoları için ayrıntılı bilgisayar benzetimleri ile belirlenmekte ve alıcı duyarlılığı, alıcı/vericilerin doğrusal-olmayan (non-linear) rejimlerde çalışması, anten yayılım hüzmelerindeki sapmalar, ortam koşulları gibi uygulamalarda karşılaşılan türlü sorunların haberleşme sistemin başarımına olası etkileri incelenmektedir.</p>
<p>Anahtar Kelimeler:</p>	<p>MIMO, OFDM, görünür ışıkla haberleşme, uzamsal modülasyon, kanal kestirimi, kanal denkleştirme</p>
<p>Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu Mu?:</p>	<p>Hayır</p>