

GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE KIRPMA GÜRÜLTÜSÜNÜN ANALİZİ

ANALYSIS OF CLIPPING NOISE IN VISIBLE LIGHT COMMUNICATION

ALPARSLAN FİŞNE

Doç. Dr. Cenk Toker
Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

2015

ALPARSLAN FİŞNE'nin hazırladığı "**Görünür Işık Haberleşmesinde Kırpma Gü-rültüsünün Analizi**" adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK ve ELEKT-RONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ali Özgür Yılmaz

Başkan

.....

Doç. Dr. Cenk Toker

Danışman

.....

Doç. Dr. Emre Aktaş

Üye

.....

Yrd. Doç. Dr. Umut Sezen

Üye

.....

Yrd. Doç. Dr. Berkan Dülek

Üye

.....

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Fatma SEVİN DÜZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

... / ... / 20...

Alparslan FİŞNE

ÖZET

GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE KIRPMA GÜRÜLTÜSÜNÜN ANALİZİ

ALPARSLAN FİŞNE

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Cenk Toker

Ocak 2015, 80 sayfa

Bu yüksek lisans tezi, görünür ışık haberleşmesinde, Dikgen Frekans Bölmeli Çok-ğullama (OFDM) tekniği kullanımında kırpma işlemi nedeniyle oluşan alt taşıyıcılar arasındaki girişimin hesaplanmasını ve bu girişimin dağılımının incelenmesini amaçlamaktadır. Önerilen hesaplama yöntemi, asimetrik kırpılmış optiksel OFDM (ACO-OFDM) tekniğindeki spektrum verimliliğini artırıcı yöntemler için ön çalışma olarak sunulmaktadır. Kırpma nedeniyle oluşan girişim sinyali Taylor Serisi Açılımı kullanılarak hesaplanmaktadır. Taylor Serisi Açılımı'nda kullanılan terim sayısının girişim sinyalinin hesaplanmasına olan etkisi, benzetim sonuçları ile analiz edilmektedir. Bu tezde, ACO-OFDM tekniğinin DC beslemeli optiksel OFDM (DCO-OFDM) tekniğine göre avantajları ve dezavantajları hem teorik yaklaşımlarla hem de benzetim sonuçları ile sunulmaktadır. Kapalı ortamlardaki görünür ışık haberleşmesi için kanalın karakteristikleri tanımlanmaktadır. Benzetimlerin sonucunda kırpma gürültüsü modelinin Gauss dağılımı olduğu gösterilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Görünür Işık Haberleşmesi, ACO-OFDM, DCO-OFDM, Doğrusal Olmayan Bozulma, Kırpma Gürültüsü, Kablosuz Optik Haberleşme

ABSTRACT

ANALYSIS OF CLIPPING NOISE IN VISIBLE LIGHT COMMUNICATION

ALPARSLAN FİŞNE

**Master of Science, Department of
Electrical and Electronics Engineering**

Supervisor: Doç. Dr. Cenk Toker

January 2015, 80 pages

The purpose of this master's thesis is to calculate the inter-carrier interference in visible light communications due to clipping of the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signal and also to examine the distribution of these interferences. The proposed method is presented as pre-study for the methods which increase the spectrum efficiency in Asymmetrically Clipping Optical OFDM (ACO-OFDM) technique. Taylor Series Expansion is used to express the interference signal caused by the clipping process. The effect of the number of terms used in Taylor Series Expansion is analysed with the simulation results. In this thesis, the strengths and weaknesses of ACO-OFDM technique are additionally presented with both theoretical approaches and simulation results as compared to DC biased Optical OFDM (DCO-OFDM) technique. Moreover, channel characteristics are defined for indoor visible light communication. It is pointed out that the clipping noise model is a Gaussian distribution with respect to the simulations.

Keywords: Visible Light Communication, ACO-OFDM, DCO-OFDM, Nonlinear Distortion, Clipping Noise, Optical Wireless Communication

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması boyunca bilgi ve deneyimleri ile bana daima yol gösteren ve motivasyonumu bir an bile kaybetmememi sağlayan tez danıőmanım Sayın Doç. Dr. Cenk Toker'e teşekkür ederim.

Lisans ve lisansüstü öğrenim hayatım boyunca almıő olduğum elektronik haberleşme dersleri ile elektronik haberleşme alanına ilgi duymamı sağlayan Sayın Prof. Dr. Mehmet Şafak'a teşekkür ederim.

Lisansüstü çalıőmalarımı destekleyen Őirketim ASELSAN'a ve anlayıőlarından dolayı mesai arkadaőlarıma teşekkür ederim.

Tez çalıőmam boyunca maddi desteklerinden dolayı TÜBİTAK-BİDEB'e teşekkür ederim.

Okul ve akademik hayatım boyunca sevgi ve destekleriyle bana güç veren anneme, babama ve kardeőlerime teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİLLER	vi
ÇİZELGELER	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR	x
SÖZLÜK DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
1.1. Görünür Işık Haberleşmesi	1
1.2. Görünür Işık Haberleşmesi Uygulamaları	4
1.3. Tezin Yapısı	7
2. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDEKİ KANAL KARAKTERİSTİĞİ	8
2.1. Temel Kanal Özellikleri	8
2.1.1. IM/DD Kanallar	8
2.1.2. LED Karakterizasyonu	9
2.1.2.1. RGB LED Kaynaklar	9
2.1.2.2. Fosfor Tabanlı LED Kaynaklar	9
2.1.3. Beyaz LED'lerin Aydınlatma Amaçlı Kullanımı	10
2.1.4. Foto Diyotlar	13
2.2. Kanal Modeli	14
2.2.1. Kanal Dürtü Tepkisi	16
2.2.1.1. LOS Bileşen	16
2.2.1.2. NLOS Bileşenler	17
2.2.2. RMS Kanal Gecikmesi	18
2.2.3. Kanal Gürültüsü	20
3. OPTİKSEL DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA MODÜLASYONU	22

3.1. Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT) - OFDM İlişkisi	24
3.2. DC beslemeli Optiksel OFDM (DCO-OFDM)	27
3.3. Asimetrik Kırılmış Optiksel OFDM (ACO-OFDM)	29
3.3.1. ACO-OFDM Tekniğinde Kırma Gürültüsünün İstatiksel Özellikleri	33
4. ALT TAŞIYICILAR ARASINDA OLUŞAN GİRİŞİMİN MODELLENMESİ	36
4.1. Kırma İşlemi Sonrası Alıcı Çıkışındaki Sinyal	36
4.2. Kırma İşleminde Dolaylı Oluşan Girişimin Modellenmesi	39
4.3. Sadece Tek Sayılı Alt Taşıyıcıların Kullanımında Girişim Sinyallerinin Sadece Çift Sayılı Alt Taşıyıcılarda Oluşmasının İspatı	43
5. BENZETİMLER	45
5.1. Kanal Modellemeleri	45
5.2. Optiksel OFDM Tekniklerinin AWGN Kanalda Bit Hata Oranı Başarımları	53
5.2.1. DCO-OFDM Tekniğindeki Bit Hata Oranı	53
5.2.2. ACO-OFDM Tekniğindeki Bit Hata Oranı	57
5.3. ACO-OFDM ve DCO-OFDM Tekniklerinin Farklı Kanal Modellerinde Karşılaştırılması	61
5.4. DCO-OFDM ve ACO-OFDM Girdi Sinyallerinin Dağılım Modelleri	62
5.5. Alt Taşıyıcılar Arasındaki Girişim İçin Yapılan Modellemenin Başarım Gösterimi	65
6. SONUÇLAR	71
KAYNAKLAR	74
ÖZGEÇMİŞ	80

ŞEKİLLER

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1. Elektromanyetik spektrumda görünür dalgaların gösterimi [3].....	2
Şekil 1.2. Kapalı ortamlardaki VLC örneği (sadece yayın durumu).	3
Şekil 1.3. Akıllı lambaların akıllı evlerde kullanımı [13].....	6
Şekil 1.4. Dalgıçların su altı iletişim senaryosu [18].	6
Şekil 2.1. Yoğunluk kiplenimli doğrudan sezimli kanalın blok şeması.	8
Şekil 2.2. RGB beyaz LED'in yapısı [21].....	9
Şekil 2.3. InGaN, AlInGaP , AlGaAs (RGB) Bileşenli Beyaz LED	10
Şekil 2.4. Fosfor tabanlı beyaz LED'in yapısı [21]	10
Şekil 2.5. Sarı P (fosfor) Katmanlı InGaN Mavi Bileşenli Beyaz LED	11
Şekil 2.6. Aydınlatma verimi eğrisi.	12
Şekil 2.7. Kapalı ortamlardaki VLC aydınlatma uygulaması [27].	13
Şekil 2.8. Görünür ışık haberleşmesi kanal modeli	14
Şekil 2.9. Alıcı ve verici arasındaki geometri yapısı	15
Şekil 2.10. LED'in güç yoğunluğunun farklı yüzeylerin yansımaya katsayılarına göre karşılaştırımı [31].	16
Şekil 2.11. VLC kanal dürtü tepkisi.	19
Şekil 2.12. Arka plan gürültüsünün dalga boyuna göre değişimi [48].....	21
Şekil 3.1. FDM ve OFDM sistemlerinin izge gösterimi.	22
Şekil 3.2. OFDM blok şeması	23
Şekil 3.3. DFT ve IDFT blok şeması.	24
Şekil 3.4. OFDM tekniğinde DFT işleminin dairesel simetrik özelliği.	25
Şekil 3.5. OFDM alt taşıyıcı ve sembollerin frekans-zaman uzamında yerleşimi [65].	27
Şekil 3.6. DCO-OFDM blok şeması.	28
Şekil 3.7. ACO-OFDM blok şeması.	29
Şekil 3.8. Optiksel OFDM kiplenmiş girdi sinyali, $X[k]$ a) Gerçek bileşenler b) Sanal bileşenler.	31
Şekil 3.9. IFFT sonrası oluşan gerçek zaman uzam sinyali, $x[n]$	31

Şekil 3.10. DC ofset ekleme sonrası oluşan DCO-OFDM sinyali, $x_{DCO}[n]$	32
Şekil 3.11. Kırpma sonrası oluşan ACO-OFDM sinyali, $x_{ACO}[n]$	32
Şekil 3.12. a) IFFT işlemine giren frekans uzamındaki sinyalin gerçel bileşenleri b) IFFT işlemine giren frekans uzamındaki sinyalin sanal bileşenleri c) IFFT işlemi sonucu zaman uzamındaki sinyal, $x[n]$	33
Şekil 5.1. Kütüphane ortamındaki Görünür Işık Haberleşmesi geometrisi	46
Şekil 5.2. Oda ortamındaki Görünür Işık Haberleşmesi geometrisi	46
Şekil 5.3. Kütüphane ortamındaki kanalın dürtü tepkisi	48
Şekil 5.4. Oda ortamındaki kanalın dürtü tepkisi	49
Şekil 5.5. Oda ortamında LED aydınlatmanın güç dağılımı, dBm	50
Şekil 5.6. Oda ortamında 4 adet LED aydınlatmanın güç dağılımı, dBm	51
Şekil 5.7. Kütüphane ortamında LED aydınlatmanın güç dağılımı, dBm	51
Şekil 5.8. Kütüphane ortamında 4 adet LED aydınlatmanın güç dağılımı, dBm	51
Şekil 5.9. Oda ortamındaki kanalın RMS (kök ortalama kare) gecikme süresi, ns	52
Şekil 5.10. Oda ortamındaki kanalın ortalama gecikme süresi, ns	52
Şekil 5.11. Kütüphane ortamındaki kanalın RMS gecikme süresi, ns	53
Şekil 5.12. DCO-OFDM’de 32 adet alt taşıyıcı ile yapılan iletişimdeki bit hata oranı.	54
Şekil 5.13. DCO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün gerçel bileşenleri	55
Şekil 5.14. DCO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün sanal bileşenleri	55
Şekil 5.15. DCO-OFDM tekniğinde DC ofset ekleme öncesindeki sinyal	56
Şekil 5.16. DCO-OFDM tekniğinde DC ofset ekleme sonrasındaki sinyal	56
Şekil 5.17. ACO-OFDM’de 32 adet alt taşıyıcıyla yapılan iletişimdeki bit hata oranı	57
Şekil 5.18. ACO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün gerçel bileşenleri.	58
Şekil 5.19. ACO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün sanal bileşenleri.	59
Şekil 5.20. ACO-OFDM tekniğinde kırpma işlemi öncesindeki sinyal.	59
Şekil 5.21. ACO-OFDM tekniğinde kırpılmış zaman uzamındaki sinyal.	60

Şekil 5.22. ACO-OFDM tekniğinde alt taşıyıcılarının kullanımının bit hata oranına etkisinin gözlemlenmesi.	60
Şekil 5.23. ACO-OFDM ile DCO-OFDM tekniklerinin 8-QAM kullanılan bir iletişimde bit hata oranlarının karşılaştırılması.	61
Şekil 5.24. IFFT sonrası zaman uzamında oluşan örnek sinyal	63
Şekil 5.25. Zaman uzamındaki OFDM sinyalinin olasılık yoğunluk fonksiyonu grafiği.	63
Şekil 5.26. Zaman uzamındaki DCO-OFDM sinyalinin olasılık yoğunluk fonksiyonu grafiği.	64
Şekil 5.27. Zaman uzamındaki ACO-OFDM sinyalinin olasılık yoğunluk fonksiyonu grafiği.	64
Şekil 5.28. Hesaplanan girişim sinyallerin teorik sonuca göre mutlak hata oranlarının gösterimi, $N=64$	66
Şekil 5.29. Hesaplanan girişim sinyallerinin teorik sonuca göre mutlak hata oranlarının gösterimi, $N=32$	66
Şekil 5.30. Hesaplanan girişim sinyallerinin teorik sonuca göre genlik değerlerinin karşılaştırılması.	67
Şekil 5.31. ACO-OFDM tekniğinde sadece tek sayılı alt taşıyıcıları kullanınca çift sayılı alt taşıyıcılarda oluşan kırpma gürültüsü sinyalleri.	67
Şekil 5.32. Teorik yaklaşım ile benzetim sonuçlarının olasılık dağılımlarının karşılaştırılması.	68
Şekil 5.33. Teorik yaklaşım ile benzetim sonuçlarının gerçel değerler için olasılık yoğunluklarının karşılaştırılması.	70
Şekil 5.34. Teorik yaklaşım ile benzetim sonuçlarının sanal değerler için olasılık yoğunluklarının karşılaştırılması.	70

ÇİZELGELER

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 1.1. VLC, IR ve RF iletişim teknolojilerinin karşılaştırılması.	4
Çizelge 5.1. Kütüphane ortamındaki VLC parametreleri.	47
Çizelge 5.2. Oda ortamındaki VLC parametreleri	48
Çizelge 5.3. OFDM tekniklerinde benzetimler için sabit alınan parametreler. ..	53
Çizelge 5.4. Teorik hesaplanmış kırpma gürültüsü dağılımı ile benzetim sonucu hesaplanmış kırpma gürültüsü dağılımının arasındaki uzaklık değerleri.	69

SİMGELER VE KISALTMALAR

ACO	Asymmetrically Clipped Optical
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
CLT	Central Limit Theorem
DCO	DC-biased Optical
DMT	Discrete Multi-Tone
FDM	Frequency Division Multiplexing
FOV	Field of View
ICI	Inter-carrier Interference
IM-DD	Intensity Modulated-Direct Detection
IR	InfraRed
KLD	Kullback Leibler Divergence
LD	Laser Diode
LED	Light Emitting Diode
LOS	Line-of-sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
NLOS	Non-line-of-sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OWC	Optical Wireless Communication
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
QoS	Quality-of-Service
RF	Radio Frequency
RGB	Red-Green-Blue
RMS	Root Mean Square
SIMO	Single Input Multiple Output

SIR	Signal-to-Interference-Ratio
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-to-Noise-Ratio
VDSL	Very High-bit-rate Digital Subscriber Line
VLC	Visible Light Communication

SÖZLÜK DİZİNİ

Algılama	: Sensing
Alt-kanal	: Sub-channel
Alt-taşıyıcı	: Sub-carrier
Atış gürültüsü	: Shot noise
Birimdik	: Orthonormal
Çığ	: Avalanche
Çıkış yolu	: Uplink
Çokyol	: Multipath
Dairesel	: Circular
Dikgen	: Orthogonal
Döngülü Önek	: Cyclic prefix
Düzcün	: Flat
Enbüyük	: Maximum
Enbüyültme	: Maximize
Eniyi	: Optimum
Enküçük	: Minimum
Enküçültme	: Minimize
Eşitleme	: Equalization
Evreuyumlu	: Coherent
Evrişim	: Convolution
Gecikme yayılımı	: Delay spread
Görünür	: Visible
İkil	: Dual
İkili	: Binary
İniş yolu	: Downlink
Işın demeti	: Ray tracing
İşlev	: Function
Kesikli	: Discrete
Kestirim	: Estimation
Kırpma	: Clipping
Kısıt	: Constraint

Kipçözücü	:	Demodulator
Kipleme	:	Modulation
Maliyet	:	Cost
Olurlu	:	Feasible
Ödünleşim	:	Tradeoff
Sezim	:	Detection
Tekdüze	:	Uniform
Tekil	:	Single
Tutarlılık bant genişliği	:	Coherence bandwidth
Uyarlamalı	:	Adaptive
Uyumlu filtreleme	:	Matched filtering
Yinelemeli	:	Iterative
Yıldızkümesi	:	Constellation

1. GİRİŞ

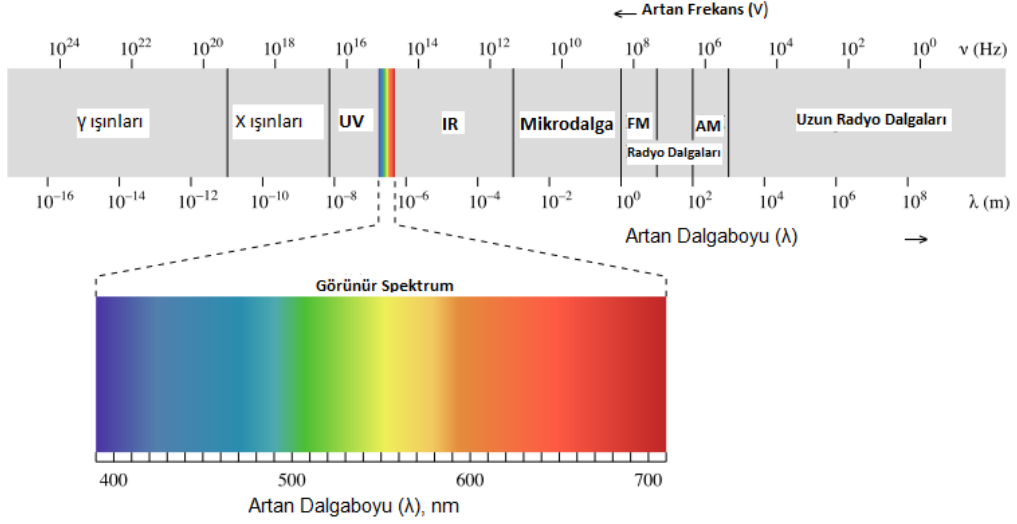
Kızılötesi ışık ve lazer sistemleri ile kablosuz optik haberleşme alanındaki çalışmalar günümüze kadar yürütülmektedir. Ancak genel olarak, kullanılan malzemelerin temini ve maliyeti, ortamın elverişliliği gibi unsurlardaki sınırlamalar nedeniyle son kullanıcı tarafından veri aktarımı için yaygın kullanılmaları mümkün olmamıştır. Elektromanyetik spektrumun görünür bandında yer alan dalga boyları kullanılarak yapılan kablosuz optik iletişim bu problemlere çözüm bulmaktadır. Görünür bantta yer alan dalga boylarının kullanıldığı optik haberleşme türü Görünür Işık Haberleşmesi olarak adlandırılmaktadır. Görünür Işık Haberleşmesi (VLC) için kullanılan alıcı ve verici kaynakların temininin kolay ve maliyetlerinin az olması, aydınlatma için kullanımı ve gerçekleştirilen haberleşme teknikleri ile yüksek veri hızlarına ulaşılması gibi nedenler kablosuz optik haberleşme için VLC sistemlerinin yaygın kullanımını mümkün kılmaktadır.

VLC teknolojisi için kullanılan LED'lerin özellikleri bu teknolojiyi kullanan sistemleri popüler kılmaktadır. LED'lerin uzun ömürlü olması ve düşük güç tüketmeleri diğer ışık kaynaklarına oranla avantaj sağlamaktadır. Aydınlatma ve iletişim fonksiyonlarının birlikte gerçekleştirilmesi VLC sistemlerinin geniş kullanım alanına sahip olmasına neden olmaktadır. Ofis içi aydınlatmada kullanılan LED'ler ofis içi kablosuz iletişimde de kullanılmaktadır. Görünür Işık Haberleşmesi trafikte araçlar arasındaki iletişimde kullanılmasının yanı sıra uçak ve tren içi iletişim için de kullanıldığı bilinmektedir [1].

VLC ile kapalı ortamlarda haberleşme yüksek veri hızlarında yapılabilmektedir. Bu iyileşme için veri hızını artıran bazı sinyal işleme teknikleri uygulanmaktadır. Bu yöntemlerden bir tanesi de Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) tekniğidir. OFDM yönteminin bir alt metodu olan Ayrık Çok-Tonlu (DMT) modülasyon sayesinde VLC'de Gbit/s seviyesinde veri hızlarına ulaşılabilir [2].

1.1 Görünür Işık Haberleşmesi

Görünür Işık Haberleşmesi 375 nm ile 780 nm arasındaki görünür ışık dalga boylarında aydınlatma için kullanılan LED'lerle yapılır. Bant genişliği açısından bakıldığında yaklaşık 400 THz genişliğinde iletişim bandına sahiptir. Görünür ışık dalga boylarının elektromanyetik spektrumdaki yeri Şekil 1.1'de gösterilmektedir.



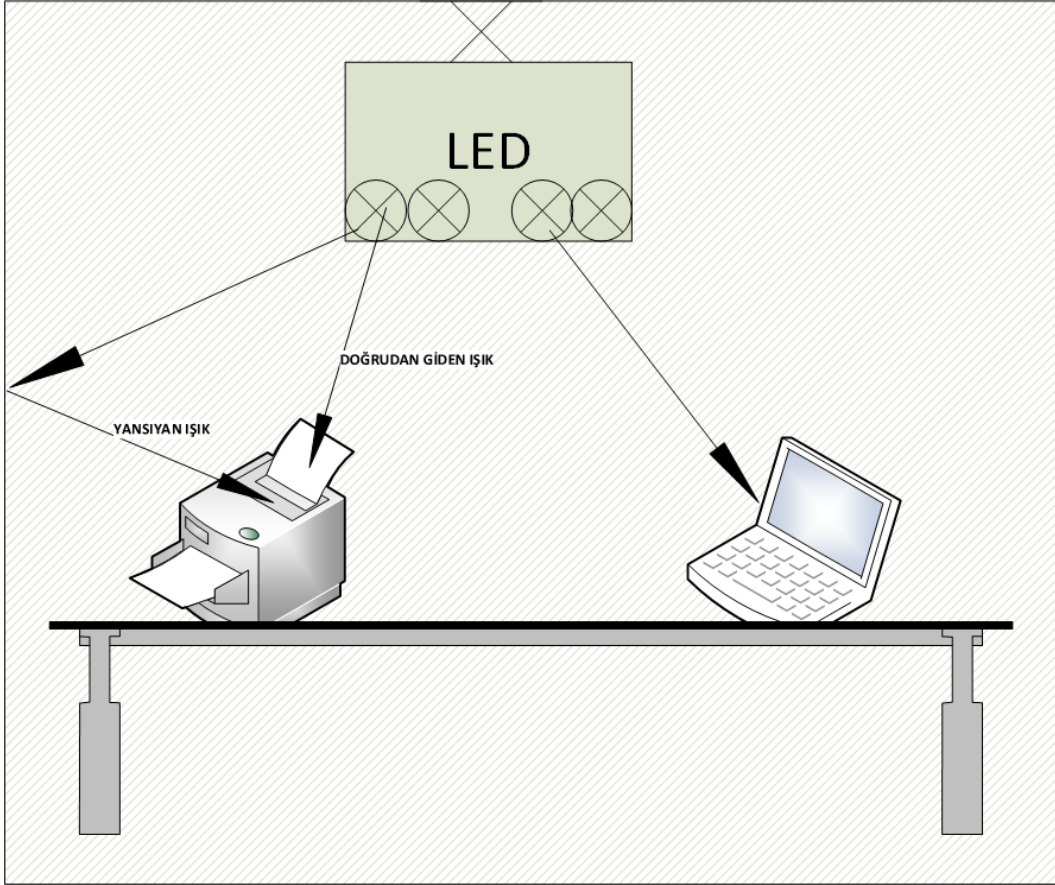
Şekil 1.1. Elektromanyetik spektrumda görünür dalgaların gösterimi [3].

Görünür spektrumu renkler açısından ayırdığımızda

- **Mor** renk 380 - 450 nm
- **Mavi** renk 450 - 495 nm
- **Yeşil** renk 495 - 570 nm
- **Sarı** renk 570 - 590 nm
- **Turuncu** renk 590 - 620 nm
- **Kırmızı** renk 620 - 750 nm

aralıklarında bir ayrışım görülmektedir. Bu bilgiler kullanılarak LED'in yaydığı ışığın rengi ile ilgili olarak bir iletim bant aralığının kullanılması mümkündür. LED'ler, görünür spektrumdaki renklerin kullanımına göre farklılaşmaktadır. RGB (red, green, blue (kırmızı, yeşil, mavi)), fosfor tabanlı beyaz LED'ler olmak üzere çeşitlenmiştir.

LED'lerin yanısıra fotodetektörler alıcı kaynak olarak kullanıldığı için önem arz etmektedir. LED'lerden çıkan ışık doğrudan ya da yansıyarak fotodetektörlere gelmektedir. Bu senaryoların teknik ayrıntısı kanal modeli incelenirken aktarılacaktır. Fakat öncesinde tipik bir VLC iletişimde yer alan bileşenlerin olduğu örnek uygulama incelendiğinde ofis ve ev ortamında aydınlatma için kullanılan LED paneller aynı zamanda iletişimimiz için gerekli olan yayınların oluşmasını da sağlamaktadır.



Şekil 1.2. Kapalı ortamlardaki VLC örneği (sadece yayın durumu).

Işığın belli bir açıyla yayıldığını düşündüğümüzde alıcıya doğrudan ya da yansiyarak sinyal iletilmektedir. Ofis içinde Internet iletişimi sağladığımız dizüstü bilgisayarlara bağlanabilecek fotodetektörler ile ışık yayınıyla gelen sinyaller alınabilir. Ayrıca doğrudan yazıcıya çalışma talimatı verilerek çıktı ihtiyacı karşılanabilir. Şekil 1.2'deki örnekte sadece iniş yolu iletişimi sağlanmaktadır. Çift yönlü bir iletişim için veri iletimi yapılacak bütün kaynakların yayın yapacak LED kaynaklara sahip olması gerekir.

VLC için doğrudan giden ışığın yanı sıra yansımalar sonucu toplanan ışık da dikkate değerdir. Çünkü yansıyan sinyaller semboller arası girişime (ISI) neden olmaktadır. Bu yüzden kanalın gecikme yayılmasının (delay spread) kanalın karakteristiğinin belirlenmesi açısından bilinmesi gerekmektedir. Kanala ait incelemeler ikinci bölümde yapılacak olup detaylı şekilde değerlendirilecektir. Görünür Işık Haberleşmesi, RF ve IR Haberleşmesi'ne göre avantajlar ve dezavantajlar içermektedir. Temel özelliklere bağlı bir karşılaştırma Çizelge 1.1'de verilmektedir.

Nitelikler	VLC	IR	RF
Bant Genişliği	~400 THz	~200 THz	Az
Elektromanyetik Girişimler	Hayır	Hayır	Evet
LOS	Evet	Evet	Hayır
Hizmet	Aydınlatma ve İletişim	İletişim	İletişim
Kapsama	Dar	Dar	Geniş
Hareketli Kullanım	Sınırlı	Sınırlı	İyi
Güç Tüketimi	Az	Az	Orta

Çizelge 1.1. VLC, IR ve RF iletişim teknolojilerinin karşılaştırılması.

VLC iletişimi IR ve RF iletişime nazaran hizmet ve bant genişliği bağlamında daha avantajlıdır. Fakat kapsama ve hareketli kullanım açısından RF iletişime göre dezavantajlar barındırır. Yapılacak iyileştirmelerle aydınlatmanın olduğu kapalı mekanlarda kullanılması daha cazip hale getirilmesi mümkündür. Bu açıdan düşünöldüğünde çok sayıda kullanım alanı mevcuttur.

Görünür Işık Haberleşmesi'nin gelişimi hızla devam etmekte olup kapalı mekanlarda RF teknolojisinin yerini almaya başlamıştır. Güç tüketiminin az ve kaynakların kolayca temini açısından kendini avantajlı kılmaktadır.

1.2 Görünür Işık Haberleşmesi Uygulamaları

Görünür Işık Haberleşmesi'nin gün geçtikçe kullanımı ve kullanım alanları artmaktadır. Alıcı ve verici kaynakların ucuzluğu, aydınlatma ile birlikte kullanımı ve az güç tüketimi gibi sağladığı özellikler nedeniyle birçok mecrada kullanımı yaygınlaşmıştır. VLC uygulamaları sadece kapalı mekanlarla sınırlanmamıştır. Dış ortamlarda VLC kullanımı için uygulamalar geliştirilmiştir [1]. Aşağıda örnek uygulama alanları sırasıyla belirtilmektedir.

• Taşıma ve Ulaşım

Beyaz LED'ler ulaşım esnasında araçlar arasında sayısal verinin iletiminde kullanılmaktadır [4]. Bu çalışmalar sayesinde ayrıca trafik işaretçileri ile sürücü arasında bağlantı kurulmakta olup trafik yoğunluğu, kaza durumu ve yol ile ilgili bilgiler aktarılmaktadır. Bunun yanı sıra araçlar arasındaki takip mesafesinin korunması için sürücüyü bilgilendirme işlevini de gerçekleştirmektedir [5].

- **Hastaneler ve Sağlık Hizmeti**

Hastanelerde özellikle elektromanyetik girişime maruz kalacak MRI tarayıcıların olduğu yerlerde cep telefonları ve kablosuz internet (Wi-Fi) uygulamaları istenmemektedir. Bu duruma alternatif olarak VLC teknolojisi kullanıldığında elektromanyetik girişim oluşturmayacağından MRI tarayıcıları olumsuz etkilenmemektedir. Hastanın odasından alınacak her bilgi hemşire ve doktor bilgisayarlarına hızlı bir şekilde gönderilip hastane içindeki iletişimin hızlı ve kesintisiz bir şekilde yapılması sağlanmaktadır [6].

- **Kapalı Ortamlarda Yer Belirleme**

Kapalı ortamlarda konum belirleme için GPS sinyalleri kullanılamamaktadır. Gelişen mimarilerde büyük bir alana sahip olan alışveriş merkezleri, konferans sergi salonları ve müzelerde insanların birbirlerini veya başka bir nesneyi bulmaları için VLC teknolojisi kullanılmaktadır. Bu sayede en yakın baz istasyonu ile yer belirleme mantığına dayanan en yakın LED kaynağını ile yer belirleme işlemi yapılabilmektedir [7], [8].

- **Savunma ve Güvenlik Uygulamaları**

Askeri haberleşmede veri iletim hızı ve güvenli bilgi iletimi önem kazanmaktadır. Işığın kapalı bir mekandan dışarı çıkamadığını bildiğimizden kapalı bir ortam içindeki iletişimin dinlenmesi, dış mekanlardan dinleme yapmak isteyen birimler açısından imkansız hale gelmektedir [9].

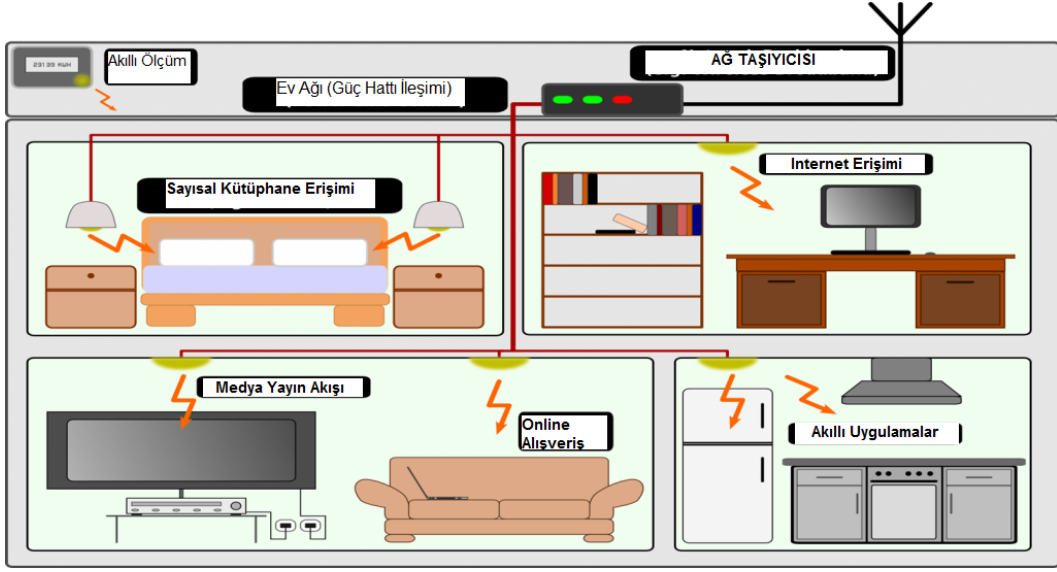
- **Havacılık**

Her yolcu koltuğunun üstünde bulunan lambalar ile sadece aydınlatma yerine VLC teknolojisi kullanılarak hem aydınlatma hem de iletişim hizmeti verilebilmektedir. Bu durumda yolcular kendilerine ait akıllı telefonları, dizüstü bilgisayarları, vb. araçları ile koltuklarının üstündeki LED lambayı açtıklarında istedikleri medya hizmetini alabilmektedir [10]. Fakat burada uğraşılması gereken ciddi bir problem oluşmaktadır. Yan yana oturan yolcular lambalarını kullanmaya başladıkları zaman birbirlerine karşı girişim yayınları oluşturmakta ve bu durum hizmetin kalitesini azaltmaktadır [11].

- **Akıllı Aydınlatma**

VLC ile kapalı ortamlarda akıllı aydınlatma yapılarak iletişim, kontrol ve aydınlatma için altyapı sağlanmaktadır. Dolayısıyla kablo ve güç tüketiminden

tasarruf edilmektedir [12].



Şekil 1.3. Akıllı lambaların akıllı evlerde kullanımı [13].

• Su Altı İletişimi

Radyo dalgaları yoğun elektrik iletkenliği olan su ortamında kullanılamayacağı için görünür ışık bu duruma alternatif olarak karşımıza çıkmaktadır. Görünür ışık izgesinde yeşil ışık kullanıldığı zaman 30 m menzilde iletişim sağlanmıştır [14]. Ayrıca VLC, su altı akustiği uygulamaları için de kullanılmaktadır [15], [16], [17].



Şekil 1.4. Dalgıçların su altı iletişim senaryosu [18].

1.3 Tezin Yapısı

Bu tez beş ana bölümden oluşmaktadır. Giriş bölümünden sonraki bölüm olan Bölüm 2’de VLC sistemindeki birimlerin ayrıntılı analizi ve kanalın karakteristikleri aktarılmaktadır. Verici kaynak olan LED’in yapısı, iletişim üzerindeki kısıtlamaları ve aydınlatma ile iletişimin birlikte kullanımı analiz edilmektedir. Kapalı ortamlardaki VLC sistemleri için kanalın modeli ve dürtü tepkisi üzerinde çalışılmaktadır. Ofis ortamında sıkça kullanılan LED aydınlatma iletişim için de kullanılıncaya ortaya çıkan yansıma ve gürültü sinyallerinin kanalın dürtü tepkisine etkisi ayrıntılı biçimde belirtilmektedir.

Bölüm 3’te görünür ışık haberleşmesinde semboller arası girişimin engellenmesi ve veri hızının artırılması amacıyla OFDM tekniğinin kullanılması anlatılmaktadır. Bu bölümde kablosuz optik haberleşme için özelleşmiş DC beslemeli optiksel OFDM ve asimetrik kırpılmış optiksel OFDM incelenmektedir. OFDM tekniğinin temeli olan Ayırık Fourier Dönüşümü (DFT) işleminin kullanımı ayrıntılı bir şekilde aktarılmaktadır. ACO-OFDM tekniğinde gerçekleşen kırpma işlemi sonrası oluşan gürültü sinyalinin istatistik analizleri yapılmaktadır.

Bölüm 4’te tezin ana fikrini oluşturan ACO-OFDM tekniğinde alt taşıyıcılar arasındaki girişimlerin (ICI) modellenmesi incelenmektedir. ACO-OFDM kullanıldığında negatif sinyallerin kırılması işlemi, doğrusal olmayan bir bozulmaya neden olmaktadır. Alıcıda bu bozulma alt-taşıyıcılar arasında girişim olarak gözlenmektedir. Kırpma işleminin çıktısı sinyalini nasıl etkilediği ispatlarla vurgulanmış olup beşinci bölümde yapılacak benzetimler için ön bilgiler sunulmaktadır.

Bölüm 5’te ise alt-taşıyıcılar arasındaki girişimin modellenmesi ve kanalın dürtü tepkisini anlatan senaryo kurgulanmaktadır. Bu oluşturulan senaryo kapalı bir mekanda gerçek verilere dayanılarak hazırlanmış olup çalışılan girişim modelinin ve kanal dürtü tepkisinin benzetimleri verilmektedir. Ayrıca kanalın zaman dağılım özellikleri incelenmektedir. Sunulan modelin teorik sonuçlarla karşılaştırması yapılmakta olup başarıyı analiz edilmektedir.

Son bölümde Bölüm 5’teki benzetimlerin bulguları değerlendirilmektedir. Ayrıca değerlendirmeler ışığında gelecekte planlanan çalışmalar hakkında bilgi verilmektedir.

2. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDEKİ KANAL KARAKTERİSTİĞİ

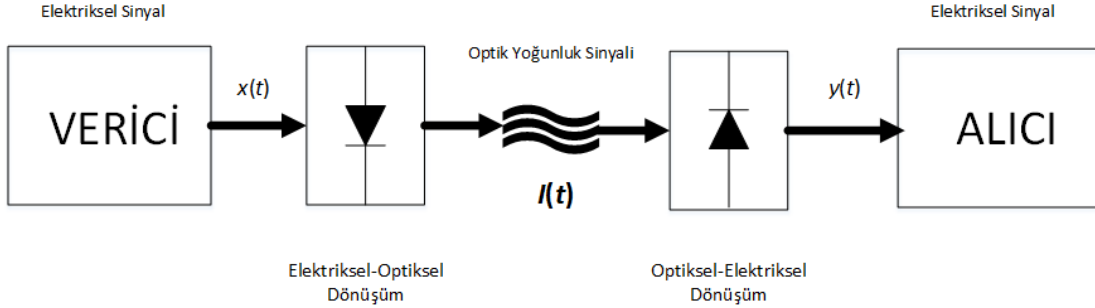
Görünür Işık Haberleşmesi'nde iletişim teknikleri uygulamak için kullanılan kanalın özelliklerinin bilinmesi gerekir. İletişimdeki alıcı ve verici kaynakların kısıtlamaları, iletişimin kalitesini etkilediğinden dikkate alınmalıdır. Kanalın dürtü tepkisi bilindiğinde alıcıya ulaşan sinyal doğru bir şekilde yorumlanabilmektedir.

2.1 Temel Kanal Özellikleri

Temel kanal özellikleri, alıcı ve verici kaynakların limitleri ile kanalın dürtü tepkisi şeklinde iki ana başlıkta incelenmektedir.

2.1.1 IM/DD Kanallar

VLC diğer kablosuz optik haberleşmelerine benzer şekilde yoğunluk kiplenimli doğrudan sezimli (IM/DD) kanalları esas alır. Yoğunluk kiplenimli doğrudan sezimli bir haberleşmeden bahsedildiğinde Şekil 2.1'de gösterilen elektriksel-optiksel dönüşümlerin olduğu devrelerden de söz edilmektedir.



Şekil 2.1. Yoğunluk kiplenimli doğrudan sezimli kanalın blok şeması.

Anlık optik yoğunluk, $I(t)$, girdi sinyali, $x(t)$, ile doğru orantılı olarak kiplenmektedir. Bu yoğunluk kiplenimi görünür ışık haberleşmesinde LED lambalar sayesinde yapılmaktadır. Veri kiplenim sonrasında yoğunluk sinyali kanaldan iletilmektedir. Alıcıdaki foto algılayıcı olan foto diyot gelen optik yoğunluklu sinyali algıladıktan sonra elektriksel akıma, $y(t)$, çevirir.

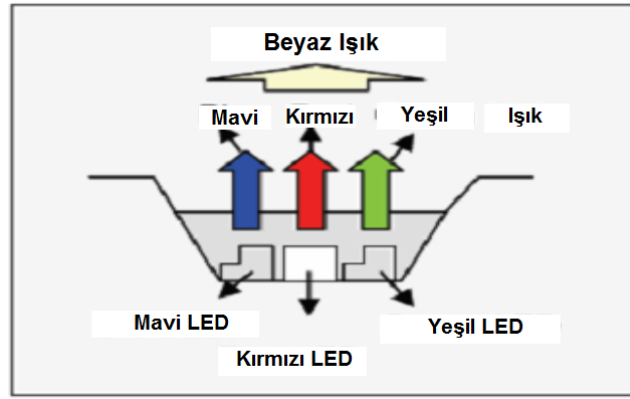
Optiksel verici olan LED'lerin temel özellikleri Bölüm 2.1.2'de incelenmektedir.

2.1.2 LED Karakterizasyonu

LED'ler yaydıkları ışığın rengi bakımından farklılaşmaktadır. Işık rengine bağlı olarak iletim bant genişliği de değişmektedir [19].

2.1.2.1 RGB LED Kaynaklar

RGB LED'ler farklı renkleri içermekte olup ilgili doyuma göre farklı renkte ışık yaymakta ve fosfor tabanlı LED'lere göre daha yüksek ($<90 \text{ lm/watt}$ [20]) aydınlık verimliliği sağlar. Beyaz renkli ışık yayan bir RGB LED'i incelediğimizde Şekil 2.2'de görüldüğü gibi farklı renklerdeki LED'lerin belli bir ölçütle bir araya gelmesiyle beyaz ışık yayan LED oluşmaktadır.

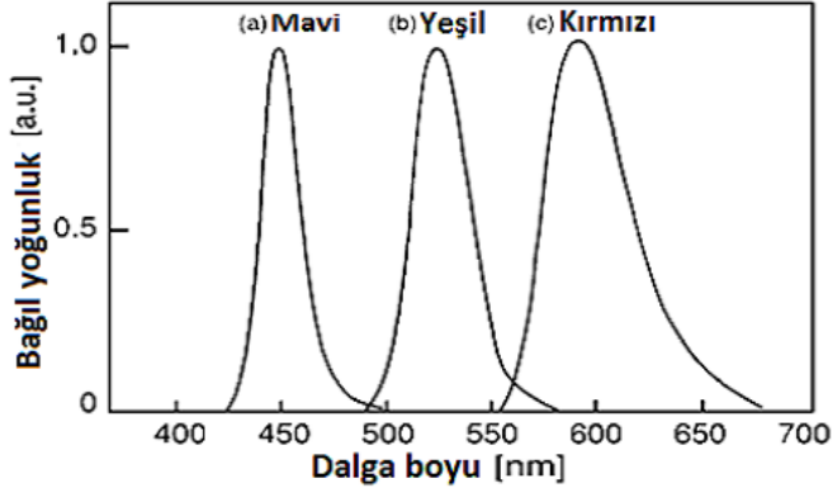


Şekil 2.2. RGB beyaz LED'in yapısı [21].

Kırmızı, yeşil ve mavi renkli ışıklar görünür izgede farklı dalga boylarına sahiptir. Fakat Şekil 2.3'te görüldüğü üzere yüksek yoğunluklu ışık dar bir bant genişliğinde yayılabilmektedir. Bu durum 400 THz bant genişliğine sahip görünür ışık haberleşmesinde, yalnızca MHz'ler mertebesinde bant genişliğinin kullanılabileceğini göstermektedir. Şekil 2.2'de kırmızı, yeşil ve mavi renkli LED'lerin bir araya gelerek oluşturduğu RGB LED için elde edilen iletim bant genişliği yaklaşık 20 MHz olmaktadır. "Mavi filtreleme" yöntemi ile iletim bant genişliği artırılmaktadır [19]. Ayrıca yapılan eşitleme işlemleri ile 25 MHz seviyesinde bant genişliği oluşturduğu bilinmektedir [22].

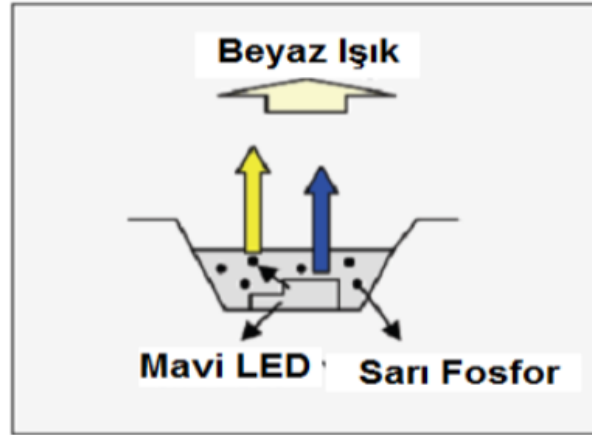
2.1.2.2 Fosfor Tabanlı LED Kaynaklar

Fosfor tabanlı LED'ler RGB LED'lere göre daha az ($<80 \text{ lm/watt}$ [20]) aydınlatma verimi ile ışık yaymaktadır. Fakat tek renkten yapılabilmesi, RGB LED'lere göre daha ucuza temin edilebilmesi ve daha az kompleks olması gibi avantajlara sahiptir.



Şekil 2.3. InGaN, AlInGaP , AlGaAs (RGB) Bileşenli Beyaz LED

Optik teknik olan "mavi filtreleme" yöntemi ile iletim bant genişliği 20 MHz seviyesine çıkarılmıştır [19]. Fosfor tabanlı beyaz LED'in yapısını incelediğimizde Şekil 2.4'te görüldüğü gibi yalnız bir renk LED kullanılmaktadır.

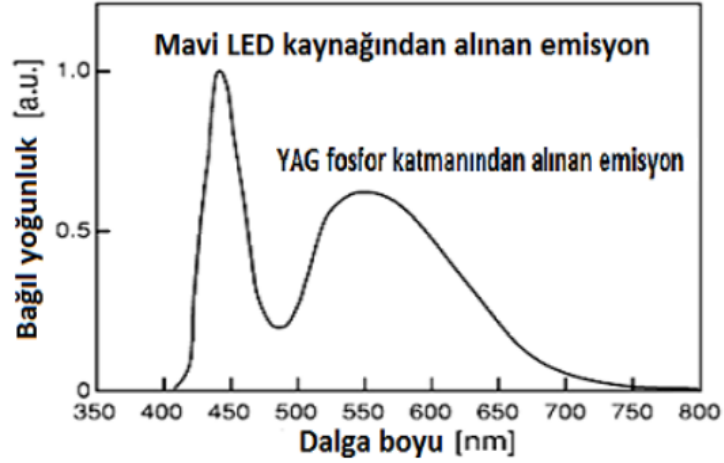


Şekil 2.4. Fosfor tabanlı beyaz LED'in yapısı [21]

Fosfor tabanlı beyaz LED'lerin aydınlatma yoğunluğunun RGB LED'lere göre daha az olduğu bilinmektedir. Fosfor tabanlı beyaz LED'lerin dalga boylarına karşılık aydınlatma yoğunluğu incelendiğinde Şekil 2.5'te de görüleceği üzere mavi ışığın daha yoğun bir aydınlatma yaptığı gözükmemektedir.

2.1.3 Beyaz LED'lerin Aydınlatma Amaçlı Kullanımı

Görünür ışık haberleşmesi aynı zamanda aydınlatma için de kullanılan elemanları içermektedir. Aydınlatma yapıldığında iletişim yüzünden meydana gelecek anahtar-



Şekil 2.5. Sarı P (fosfor) Katmanlı InGaN Mavi Bileşenli Beyaz LED

lama işlemleri yani açma kapamalar çok hızlı gerçekleşmelidir. Çünkü insan gözünün değişimi algıladığı frekans yaklaşık 200 Hz civarındadır [23]. Dolayısıyla insanın gözünün algılayamayacağı değişim 5 milisaniyenin altında olmaktadır [24]. Doğru bir aydınlatma yapmak için aydınlatma elemanlarının özellikleri ve konumları doğru belirlenmelidir. Aydınlatma büyüklüğü E , lüks birimi lx ile ifade edilmektedir. Aydınlatma akısı olan Φ ise lümen birimi lm ile tanımlanmaktadır. Birim alana düşen aydınlatma akısı

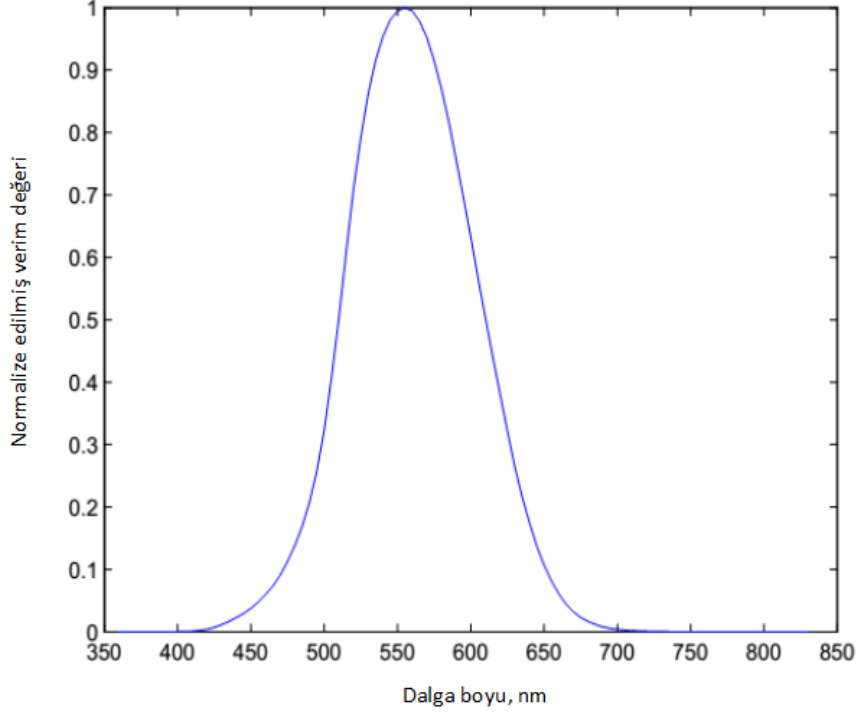
$$\Phi = \left(\int_{\lambda_{min}}^{\lambda_{max}} 683 V(\lambda) P(\lambda) d\lambda \right), \quad (2.1)$$

şeklinde gösterilmektedir [25]. λ dalga boyunu ifade etmektedir. $V(\lambda)$ göz duyarlılık fonksiyonudur [26]. $P(\lambda)$ ise LED'in emisyon spektrumudur. Şekil 2.6'da belirtilen göz duyarlılık fonksiyonu diğer adıyla aydınlatma verimi eğrisi incelendiğinde 555 nm dalga boyunda maksimum verim alınmaktadır.

Aydınlatma büyüklüğü E ise,

$$E = \frac{d\Phi}{dA} = \frac{1}{r^2} \frac{d\Phi}{d\Omega} = \frac{I(\theta)}{r^2}, \quad (2.2)$$

şeklinde gösterilmektedir. Ω tam açığı temsil etmektedir. $I(\theta)$, kaynaktan θ açısı yönündeki aydınlatmanın yoğunluğunu ifade etmekte olup, birimi kandeladır (cd). Aydınlatma şiddeti, alıcının vericiye olan uzaklığını ifade eden r değerinin artmasıyla azalmaktadır.



Şekil 2.6. Aydınlatma verimi eğrisi.

Lambert'in emisyon kanuna göre $I(\theta) = I_0 \cos^m(\theta)$ eşitliği vardır. Yatay aydınlatma yoğunluğu E_h ,

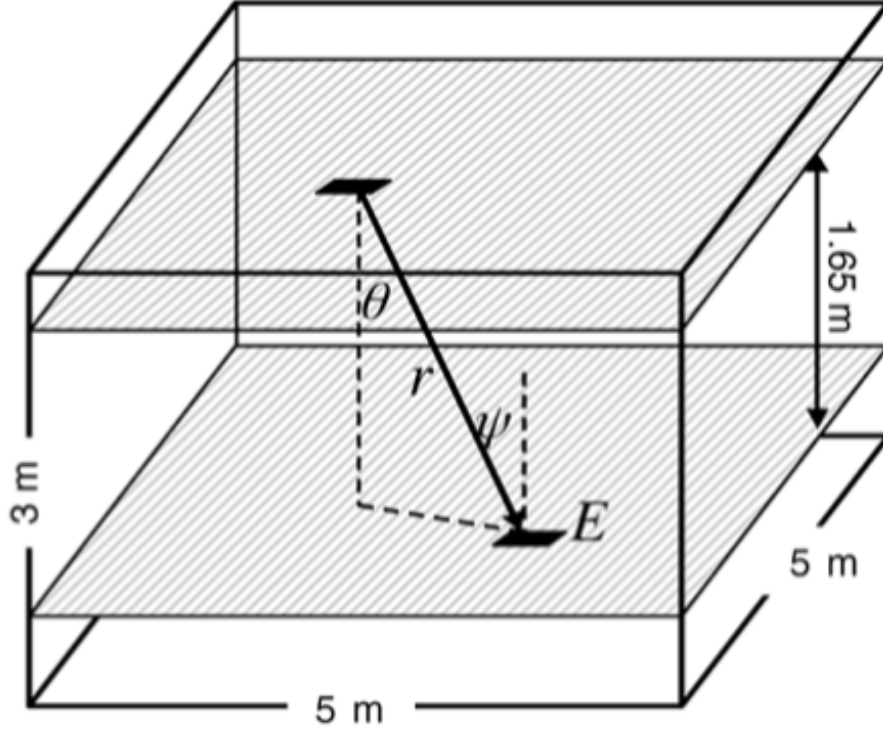
$$E_h = E \cos(\psi) = I_0 \frac{\cos^m(\theta) \cos(\psi)}{r^2}, \quad (2.3)$$

aydınlatılacak yüzeyin uzaklığı ve yüzeye gelen ışının geliş açısına ψ bağlı olarak değişmektedir. I_0 , kaynaktan normal vektörü yönünde çıkan aydınlatmanın yoğunluğunu ifade etmektedir. VLC'nin aydınlatma işlevini anlatan kurgu Şekil 2.7'de gösterilmektedir. $\theta = 0$ durumunda maksimum aydınlatma yoğunluğu oluşmaktadır.

Eşitlik (2.3)'te m ,

$$m = -\frac{1}{\log_2 \theta_{1/2}}, \quad (2.4)$$

Lambert indisini temsil etmektedir. m değeri, aydınlatma açısının yarısına ($\theta_{1/2}$) bağlıdır. Işığın aydınlatma değeri Uluslararası Standartlar Organizasyonu (ISO) tarafından belirlenmiştir [28]. Standart oda aydınlatmaları 200 lx ila 800 lx arasında değişmektedir.



Şekil 2.7. Kapalı ortamlardaki VLC aydınlatma uygulaması [27].

2.1.4 Foto Diyotlar

Görünür ışık haberleşmesinde verici kaynak olan LED'ler kadar alıcı kaynak olan foto diyotların da özellikleri kurulacak haberleşme alt yapısı açısından kritiktir. Foto diyotlar optik sinyali elektrik sinyaline dönüştüren katı hal elemanlarıdır. Foto diyot kendisine ulaşan optik sinyalden ürettiği elektrik akımı, iletilen bilginin çıkarımı açısından kullanılmaktadır. Foto diyotların duyarlılık parametresi olan R ,

$$R = \frac{I_p}{P_p}, \quad (2.5)$$

üretmiş ortalama foto akım I_p ve üzerine düşen optik güç P_p terimleri ile ifade edilir. Foto diyotların duyarlılığı foto diyotların fiziksel yapısına bağlıdır. İki yaygın foto diyot türü vardır:

- p-i-n foto diyotlar
Az maliyetle üretilmektedir. Fakat daha düşük bant genişliğine sahiptir [29].
- çığ foto diyotlar

Foto diyotlara ulaşan optik sinyalin gücü foto diyotun etkili biriktirme alanı ile doğru orantılıdır. Görünür ışık haberleşmesinde foto diyotun önüne ince kenarlı mercek koyularak etkili biriktirme alanı artırılmaktadır [30]. Bu işlemin katmış olduğu verim de

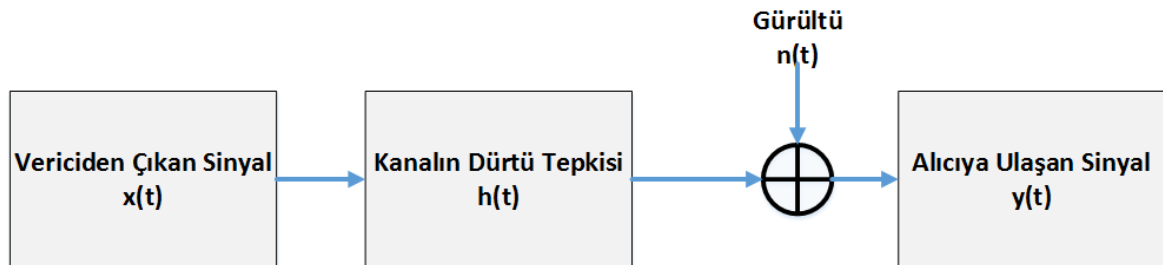
$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \psi_c}, & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0, & \psi > \psi_c \end{cases} \quad (2.6)$$

şeklinde ifade edilmektedir. n merceğin kırılma indisini, ψ_c alıcının görüş açısını ve $g(\psi)$ merceklemeye işleminin kattığı verimi göstermektedir.

Mercek kullanmak yerine foto diyotların yüzey alanı büyütülürse foto diyot devresindeki sığanın kapasitesinin artırılması gerekir. Bu artırım da alıcıdaki gürültü seviyesini artırdığından tercih edilmemektedir. Foto diyot yapısı ileride gürültü analizi yapıldığında ayrıntılı olarak incelenecektir. Bu bölümde foto diyotların kullanım amacı ve limitlerinden bahsedilmiştir.

2.2 Kanal Modeli

Görünür ışık haberleşmesindeki kanal yapısı diğer IM/DD kanallar ile benzerlik gösterir. Kanal yapısının ve kanal dürtü tepkisinin belirlenmesi, alıcıda ve vericide yapılacak iyileştirmeler için ön fikir sunacaktır. Şekil 2.8'deki örnek VLC haberleşme alt yapısı incelendiğinde verici kaynağı olan LED lambalardan çıkan optik yoğunluklu sinyal $x(t)$ kanaldan $h(t)$ geçerek alıcıdaki gürültü sinyali $n(t)$ ile toplandığında alıcı sinyalde $y(t)$ elektrik akımının meydana geldiği görülmektedir.

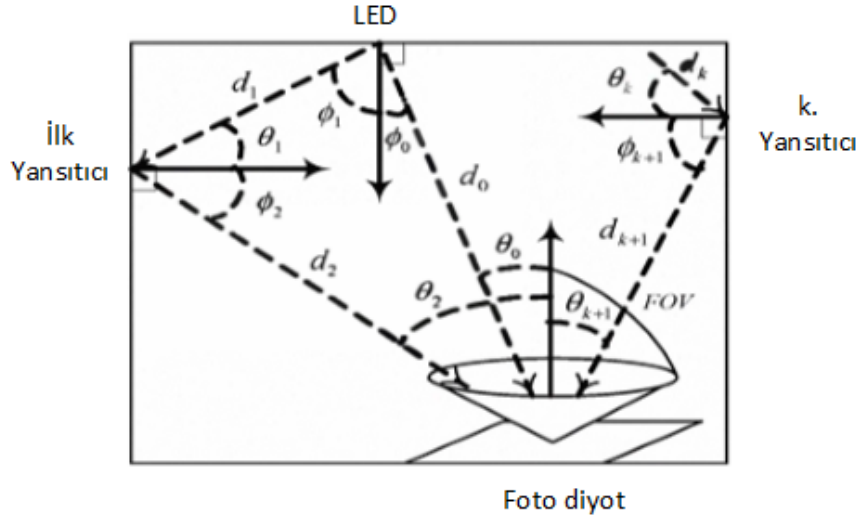


Şekil 2.8. Görünür ışık haberleşmesi kanal modeli

Alıcıdaki sinyal $y(t)$

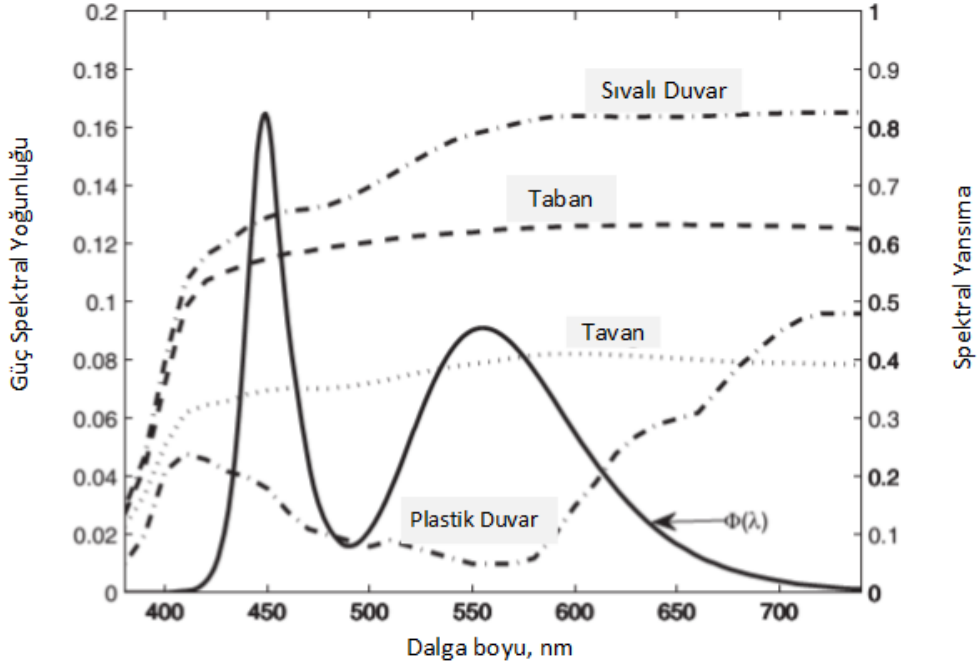
$$y(t) = Rx(t) * h(t) + n(t), \quad (2.7)$$

şeklinde tanımlanır. R alıcıdaki foto diyot elemanının duyarlılık katsayısını ifade etmektedir. Kanalin modelinin ve dürtü tepkisinin bilinmesi, alıcıya gelecek olan sinyal için analizin daha doğru yapılmasını sağlamaktadır. Kanalin modellenmesi ve dürtü tepkisinin çıkarımı için çok sayıda araştırma yapılmıştır [31], [32], [33], [34], [35], [36]. Tüm bu araştırmalar doğrultusunda kanalın dürtü tepkisini belirlemek için Şekil 2.9'daki gibi yansıyan ve doğrudan sinyallerin olduğu bir senaryo kurgulanırsa doğrudan ulaşan sinyalle birlikte yansıyan sinyallerin de alıcıya ulaştığı görülmektedir.



Şekil 2.9. Alıcı ve verici arasındaki geometri yapısı

Bu ortamda kritik olan öğelerden biri de yansıtıcı yüzeylerin yansıtma oranlarıdır. Işık bir yüzeye çarpıp yansıyınca enerjisinin bir kısmını kaybetmektedir. Ayrıca yüzeylerin sahip olduğu geometri düzgün de olamayacağı için sinyaller saçılmaya uğrayabilmektedir. Şekil 2.10'daki belirtilen grafikte, yüzeylerin yansıtma katsayılarının ve LED'in güç spektral yoğunluğunun dalga boyuna göre değişimi incelendiğinde sıvalı duvarın en iyi yansıtıcı özelliğinde olduğu görülmektedir. Yansıyan sinyaller dikkate alındığı zaman kanalın "ışın izleme" modeline sahip olduğu görülmektedir [37]. Ayrıca VLC kanal modeli, kızılötesi haberleşmesi kanal modeliyle benzerlik göstermektedir [38].



Şekil 2.10. LED'in güç yoğunluğunun farklı yüzeylerin yansımaya katsayılarına göre karşılaştırılması [31].

LOS (görüş hattı) bileşenin güçlü olması Rician Sönümlenme [39], NLOS (görüş olmayan hat) bileşenlerin de bulunması Merkezi Limit Teoremi [40] dikkate alındığında Rayleigh Sönümlenme [41] kanal modeline sahip olduğunu göstermektedir. Kanal modeli belirlendikten sonra kanal dürtü tepkisini modelin doğrultusunda çıkartmak gerekmektedir.

2.2.1 Kanal Dürtü Tepkisi

Kanalın dürtü tepkisi $h(t)$,

$$h(t) = h_{LOS}(t) + h_{NLOS}(t), \quad (2.8)$$

LOS bileşen ve NLOS bileşenlerin toplamı şeklinde yazılır. $h_{LOS}(t)$ kanal dürtü tepkisinin LOS bileşenini ve $h_{NLOS}(t)$ ise kanal dürtü tepkisinin NLOS bileşenlerinin toplamını ifade etmektedir.

2.2.1.1 LOS Bileşen

Görünür ışık haberleşmesinde vericiden yayılan ışığın doğrudan alıcıya ulaşması, iletilen bilginin elde edilmesi açısından önemlidir. Aydınlatma yapılan ortamlarda ışık kaynağından belli bir açıyla doğrusal olarak alıcı sisteme ulaşan sinyalin gücü,

yansıyarak ulaşan sinyallerin gücünden daha büyüktür. Kanal dürtü tepkisinin LOS bileşeni $h_{LOS}(t)$, Şekil 2.9'da belirtilen geometri ele alınarak incelendiğinde

$$h_{LOS}(t) = \frac{A_{PD}(m+1)\cos^m(\phi_0)g(\theta_0)\cos(\theta_0)}{2\pi d_0^2} \delta\left(t - \frac{d_0}{c}\right), \quad (2.9)$$

şeklinde olmaktadır [42]. A_{PD} alıcı elemanı olan foto diyotun alanıdır. ϕ_0 vericiden çıkan LOS sinyalin normal vektörü ile arasında kalan açı, başka bir deyişle çıkış açısıdır. θ_0 alıcıya gelen LOS sinyalin normal vektörü ile arasında kalan açı, başka bir deyişle geliş açısıdır. d_0 alıcı ve verici arasındaki uzaklıktır. c ışık hızını temsil etmektedir. m Lambert indisidir. $g(\theta_0)$ alıcının önüne koyulan merceğin kanala kattığı verimdir. Şekil 2.11'de belirtildiği üzere kanal dürtü tepkisinin t_0 anında LOS bileşeni bulunmaktadır. Işığın vericiden çıktıktan sonra alıcıya doğrudan ulaşması için geçen süre olan t_0 ,

$$t_0 = \left(\frac{d_0}{c}\right)s, \quad (2.10)$$

şeklinde ifade edilmektedir. t_0 anındaki LOS bileşenin genliği olan L ise,

$$L = \frac{A_{PD}(m+1)\cos^m(\phi_0)g(\theta_0)\cos(\theta_0)}{2\pi d_0^2}, \quad (2.11)$$

şeklinde olmaktadır. Ofis ve ev ortamı aydınlatmalar için t_0 değeri nanosaniyeler mertebesinde olmaktadır [42].

2.2.1.2 NLOS Bileşenler

Görünür ışık haberleşmesi diğer kablosuz optik haberleşmelerde olduğu gibi NLOS sinyallerle de iletişim yapmaya çalışmaktadır [43], [44]. Yansımalarla toplanan sinyaller yansıtıcı yüzeylerde enerji kaybına uğramaktadır. Yansıtıcı yüzeylerle ilgili çalışmalar kanal modelinde açıklanmıştır. Yansıtıcı yüzeyler de dikkate alındığı zaman kanal dürtü tepkisinin k adet NLOS bileşeni

$$h_{NLOS}(t) = \sum_{i=1}^k h_{NLOS}(i, t), \quad (2.12)$$

şeklinde toplam fonksiyonu halinde yazılabilmektedir. Şekil 2.9'daki geometriye dayanarak k. yansıma sonucu, kanal dürtü tepkisinde oluşacak NLOS bileşen,

$$h(k, t) = [L_1 L_2 \cdots L_{k+1}] [\rho_1 \rho_2 \cdots \rho_k] \delta\left(t - \frac{d_1 + d_2 + \cdots + d_{k+1}}{c}\right),$$

$$L_1 = \frac{A_{ref}(m+1)\cos^m(\phi_1)\cos(\theta_1)}{2\pi d_1^2},$$

$$L_2 = \frac{A_{ref}\cos(\phi_2)\cos(\theta_2)}{d_2^2},$$

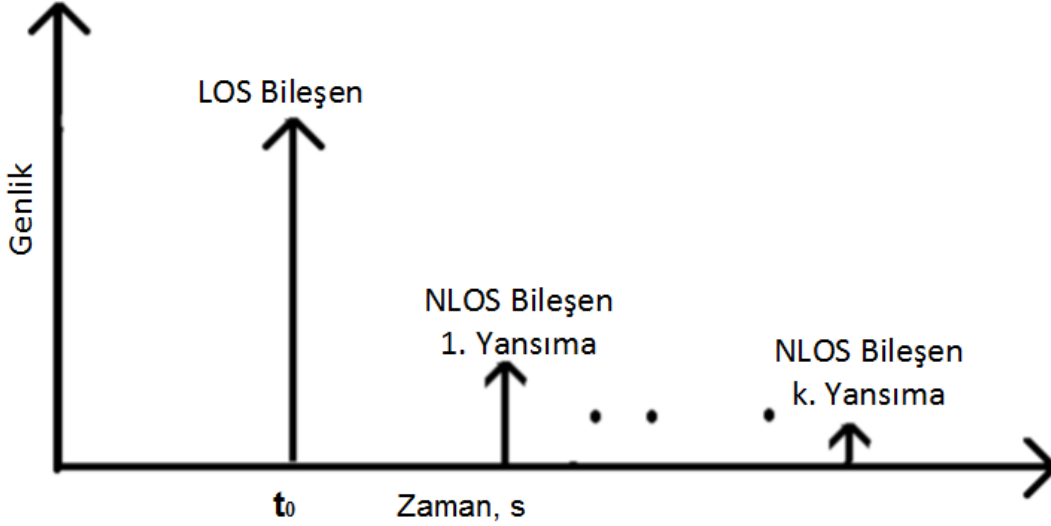
$$L_{k+1} = \frac{A_{PD}\cos(\phi_{k+1})\cos(\theta_{k+1})}{d_{k+1}^2},$$
(2.13)

şeklinde olacaktır. Burada ρ yansıtıcı yüzeyin yansıtma katsayısıdır. A_{Ref} yansıtıcı yüzeydeki birim alandır. d_1 ışık kaynağının ilk yansıtıcı yüzeye olan uzaklığını belirtmektedir. ϕ_1 ışık kaynağından çıkan sinyalin ilk yansıtıcı yüzeye çıkış açısını, θ_1 ilk yansıtıcı yüzeye gelen sinyalin geliş açısını belirtmektedir. Kanalda yansımalar Şekil 2.9'dakinden farklı olabileceği varsayıldığından kanal dürtü tepkisinde yansıma bileşenleri farklı zaman anlarında oluşabilmektedir.

Şekil 2.11'de de görüldüğü üzere ilk yansıma haricindeki diğer yansımalar ilk yansıma göre daha zayıf bir sinyal iletimine neden olmaktadır. Işık kaynağından çıkan sinyalin çok sayıda yansımaya uğraması, alıcıya ulaşmasını geciktirmekte olup iletilen sinyalin genliğinin azalmasına neden olmaktadır. NLOS bileşenlerin olduğu kanal dürtü tepkisi, ışın izleme kanal dürtü tepkilerine benzerlik göstermektedir [45], [46], [47]. Şekil 2.11'de de görüldüğü üzere kanal dürtü tepkisinin LOS bileşeni NLOS bileşenlere göre daha büyük genliğe sahip olmaktadır. Ayrıca NLOS bileşenlerin sayısının yansıma sayısına göre değişeceği gözlemlenmektedir.

2.2.2 RMS Kanal Gecikmesi

Kanalın kök ortalama kare yayılım gecikmesi terimi, çok yollu kanalların zaman dağılım özelliklerini belirlemek açısından yaygınca kullanılmaktadır. VLC iletişimdeki tek optik kaynak için oluşan RMS yayılım gecikmesi, kızılötesi optik haberleşmesine göre daha düşüktür [34]. Çünkü VLC iletişimde yansıyan sinyaller kızılötesi optik haberleşmeye göre düşük genliğe sahip olmaktadır.



Şekil 2.11. VLC kanal dürtü tepkisi.

Kanal modellerini incelediğimizde NLOS kanala sahip iletişimde çok yollu sinyaller de alıcıya ulaşır. Bu durum kanalın zaman dağılım özelliklerinin bilinmesini gerektirir. RMS gecikme yayılımı, çok yollu kanalların zaman dağılım bilgisini vermektedir. RMS gecikme yayılımı büyükse kanalın evre uyumlu bant genişliği düştüğü için kanal frekans seçici bir yapıya dönüşmektedir. Fakat RMS gecikme yayılımı düşük ise evre uyumlu bant genişliği arttığı için kanal, frekans düzgün bir yapıya dönüşmektedir. Kanalın RMS gecikme yayılımından önce ortalama gecikme yayılımı bulunur.

Kanalın ortalama gecikme yayılımı μ ,

$$\mu = \frac{\int t h^2(t) dt}{\int h^2(t) dt}, \quad (2.14)$$

kanalın RMS gecikme yayılımı ise D_{rms} ,

$$D_{rms} = \sqrt{\frac{\int (t - \mu)^2 h^2(t) dt}{\int h^2(t) dt}}, \quad (2.15)$$

olarak belirlenir [78]. Burada $h(t)$ kanal dürtü tepkisini belirtmektedir. RMS gecikme yayılımı küçük olduğunda yüksek hızlarda ihtiyaç duyulan bant genişliği artacağından kanalın evre uyumlu bant genişliğinin artırılması gerekmektedir. İletişimde tek taşıyıcı kullanıldığında kanalın frekans seçici özelliğini devam edeceğinden, iletişimi

tek taşıyıcı yerine birden fazla sayıda alt taşıyıcılarla yaparak kanalın daha frekans düzgün bir yapıya getirilmesi hedeflenmektedir. Bu ihtiyaçlardan dolayı OFDM teknikleri kablosuz optik haberleşmede sıklıkla kullanılmaktadır.

2.2.3 Kanal Gürültüsü

Görünür ışık haberleşmesi ışık yoğunluğunu esas alan bir iletişim olduğu için arka planda oluşan ışık yoğunluğu da alıcıya ulaşmakta olup gürültüye neden olmaktadır. Arka plan gürültüsü olarak nitelendirilen bu gürültünün kaynakları, doğal ışık kaynağı olabileceği gibi yapay ışık kaynakları da olabilmektedir [48].

Kapalı ortamlar için güneş ışınları doğrudan bir gürültü kaynağı olmayabilir. Fakat ortamda yer alan floresan, akkor aydınlatma ve mum gibi ışık kaynakları kapalı ortamlarda alıcıya arka plan gürültü sinyali ulaşmasına neden olmaktadır. Alıcıya ulaşan bu sinyaller foto diyotta DC akım üretmektedir. Oluşan bu akımın oluşturduğu gürültü, atış gürültüsü olarak adlandırılmaktadır [49]. Foto diyota gelen bu gürültü sinyalleri Poisson dağılımına sahiptir. Bu gürültü sinyalleri birbirinden bağımsız olduğundan dolayı alıcıda toplandığında toplam gürültü, Gauss dağılımına sahip olmaktadır [29].

Atış gürültüsünün yanı sıra alıcıdaki yük direncinin sebep olduğu termal gürültü oluşmaktadır. Bu iki gürültü ilintisiz olduğundan toplamları, değişintisi σ^2

$$\sigma^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{termal}^2, \quad (2.16)$$

olan gürültüyü oluşturmaktadır. σ_{shot}^2 atış gürültüsü gücünü, σ_{termal}^2 ise termal gürültü gücünü ifade etmektedir. Atış gürültüsü termal gürültüye oranla çok büyük olduğu için alıcıdaki gürültü gücü atış gürültüsüne

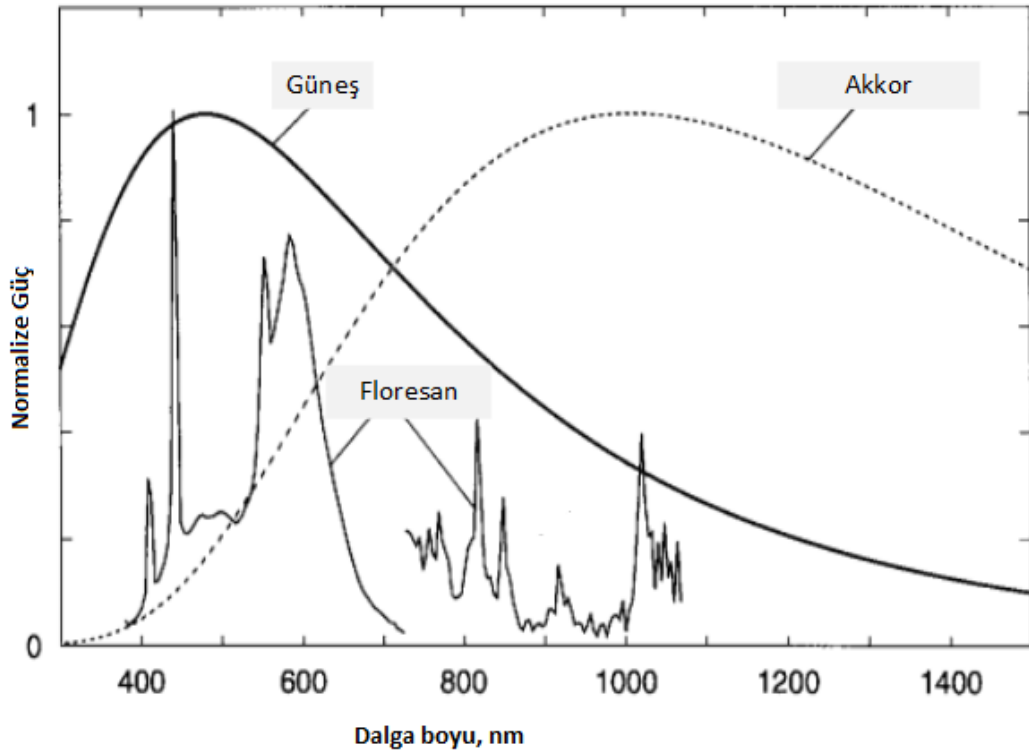
$$\sigma^2 \cong \sigma_{shot}^2, \quad (2.17)$$

eşit kabul edilebilmektedir [50]. Atış gürültüsü ise,

$$\sigma_{shot}^2 = qIB. \quad (2.18)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada q elektron yükünü ($1.6 \times 10^{-19} C$), I atış gürültüsü sonrasında foto diyotta oluşan akımı ve B etkili gürültü bant genişliğini temsil et-

mektedir. Doğal ve yapay ışık kaynaklarının yarattığı arka plan gürültüsünün dalga boyuna göre değişimi Şekil 2.12'de verilmektedir.

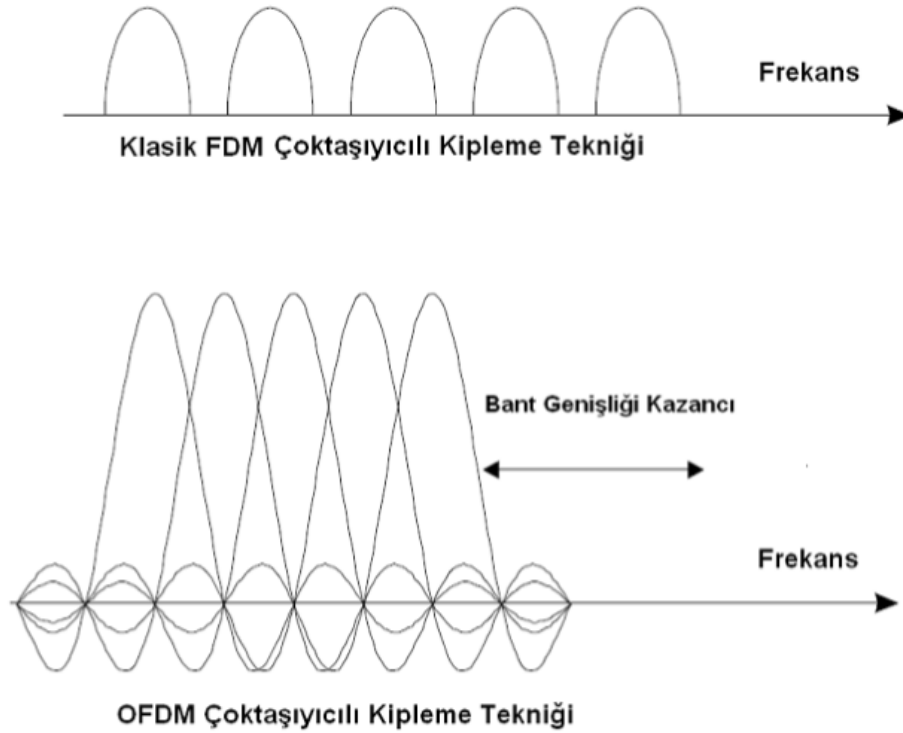


Şekil 2.12. Arka plan gürültüsünün dalga boyuna göre değişimi [48].

3. OPTİKSEL DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA MODÜLASYONU

Görünür ışık haberleşmesinde yüksek veri hızlarında iletişim yapılması için iletişim teknikleri uygulanmaktadır. Çok girdili çok çıktılı (MIMO) [51], [52], [53], kodlama [54], [55], [56] ve OFDM [57], [58], [59] gibi teknikler uygulanmakta olup başarımları analizleri yapılmaktadır. Tez çalışmamızın temelini oluşturan OFDM tekniği, kablosuz optik sinyaller için ele alınarak karşılaşılan alt taşıyıcılar arasındaki girişim problemi modellenmiş olup dördüncü bölümde ayrıntılı olarak incelenmektedir. Bu bölümde OFDM tekniği ve kablosuz optik sinyaller için özelleşmiş OFDM kiplenim çeşitleri için incelemeler aktarılmaktadır.

1960'lı yılların ortalarında kullanılmaya başlayan FDM, çok yollu veri iletimi yapmaya olanak sağlamaktadır. Paralel birçok dar bant taşıyıcı barındırmakta olup yüksek hızlarda çok yollu kanallarda gürültüden az etkilenerek iletişim yapılmasına imkan kılmaktadır. FDM haberleşmesi tekniği, çok sayıda sinüsel üretece ve eşevreli alıcıya ihtiyaç duyduğu için hem karmaşık hem de yüksek maliyetli bir sistemdir. OFDM tekniği ile daha az karmaşık devre ve bant genişliğinden tasarruf kazanımları mümkün olmaktadır.

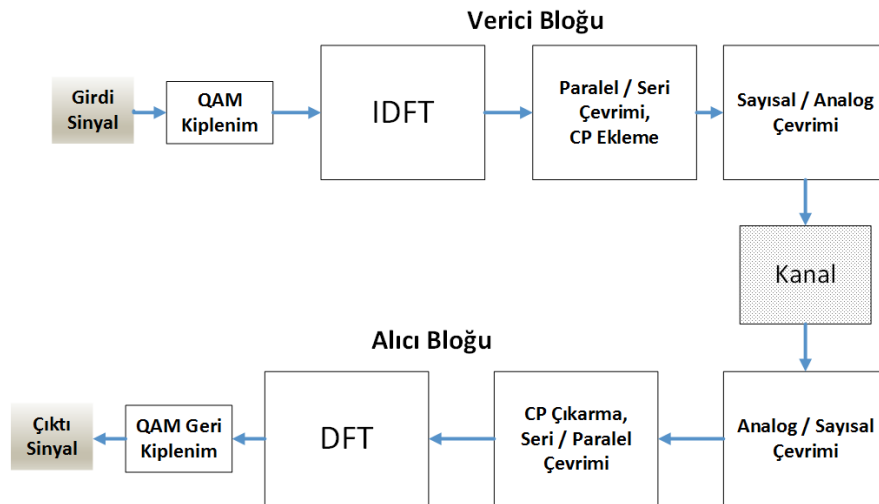


Şekil 3.1. FDM ve OFDM sistemlerinin izge gösterimi.

FDM sistemlerinde, birden fazla taşıyıcı olup, bu taşıyıcılar arasında frekans uzamında dikliğin sağlanması için koruma bandı kullanılır. Dolayısıyla iletişim sisteminde spektrum verimliliği azalmaktadır. OFDM mimarisinde her bir alt taşıyıcının yan bantları iç içe girdirilecek biçimde olmasına rağmen, alt taşıyıcılar birbirinden bağımsız bilgileri gönderebilmektedir. Bu alt taşıyıcıların diklik özelliğini sağlaması gerekmektedir. OFDM sayesinde daha verimli bant genişliği kullanımı sağlanmaktadır.

OFDM tekniği karmaşık sinyallerin gönderimini kapsamaktadır. OFDM tekniğine benzer şekilde çalışan DMT tekniğinde yalnız gerçel sinyallerin gönderimi gerçekleştirilmektedir. Bu tekniği ele alarak yapılan haberleşme teknolojilerine en iyi örnekler ADSL [60] ve VDSL [61] teknikleridir. DMT kablosuz optik sinyallerin gönderiminde de kullanılmaktadır. PAM kiplenim ile birlikte kullanıldığında Gbit/s seviyelerinde veri hızları elde edilmiştir [62], [63]. PAM-DMT için yapılan uygulamalar ACO-OFDM ile benzer sonuçlar verdiği için çalışmamızda sadece ACO-OFDM tekniği üzerinde çalışılmış olup dördüncü bölümde aktarımlar yapılmaktadır.

Genel bir OFDM mimarisi incelendiğinde Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT) yapısına rastlanmaktadır. Sinyal iletiminden önce Ters Ayrık Fourier Dönüşümü (IDFT) uygulanmakta olup alıcıya ulaşan sinyale DFT uygulanmaktadır. Dolayısıyla DFT işleminin incelenmesi OFDM tekniğini anlamak açısından önem arz etmektedir.



Şekil 3.2. OFDM blok şeması

3.1 Ayırık Fourier Dönüşümü (DFT) - OFDM İlişkisi

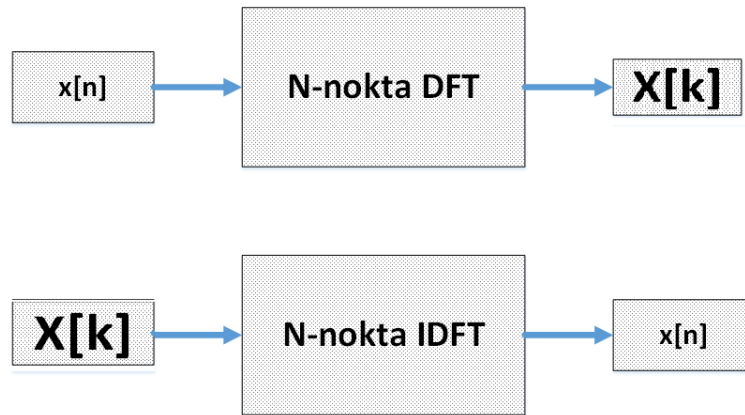
DFT işlemi, ayırık zamanlı sinyal işleme algoritma ve sistemlerinin tasarımı ile doğrusal filtreleme, korelasyon analizi ve spektrum analizi gibi sinyal işleme uygulamalarında önemli bir rol oynamaktadır [64]. DFT, Fourier dönüşümünün eşit aralıklı frekanslardaki örneklerine özdeştir. Dolayısıyla periyodik fonksiyonların dönüşümü de kolayca yapılabilinmektedir. N-noktalı DFT işleminde,

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi nk/N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1. \quad (3.1)$$

şeklinde x sinyalinin dönüşümü yapılmış X sinyali elde edilir. N-noktalı Ters Ayırık Fourier Dönüşümü (IDFT) işleminde ise

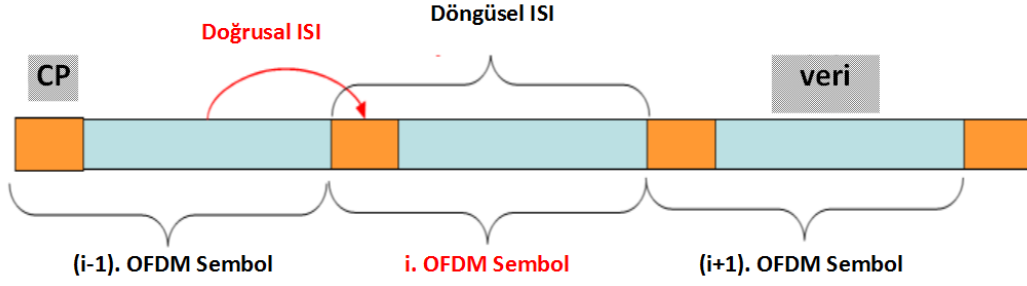
$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1. \quad (3.2)$$

şeklinde görüldüğü üzere girdi ve çıktı vektörler yer değiştirmektedir.



Şekil 3.3. DFT ve IDFT blok şeması.

DFT işlemi doğrusallık, periyodiklik ve simetri özelliklerine sahiptir. DFT işleminin bir sembol uzunluğunda dairesel simetrik olma özelliği de mevcuttur. OFDM mimarisinde semboller arasında oluşacak girişimleri engellemek için koruma bandı ya da döngüsel önek kullanılmaktadır. OFDM sembolünün kanal uzunluğu kadar olan son kısmı, Şekil 3.4'te belirtildiği gibi sembolün başına döngüsel önek olarak eklenir. Böylece OFDM işleminde kanal ile yapılacak doğrusal evrişim, dairesel evrişime dönmektedir.



Şekil 3.4. OFDM tekniğinde DFT işleminin dairesel simetrik özelliği.

DFT işlemleri hızlı Fourier dönüşümü (FFT) algoritmaları kullanılarak daha hızlı şekilde yapılabilmektedir. DFT işlemlerinde işlem karmaşıklığı $O(N^2)$ iken FFT algoritmaları kullanıldığında bu karmaşıklık $O(N \log_2(N))$ 'e düşmektedir. Ayrıca FFT işlemlerinin mikroişlemci ve FPGA tabanlı devrelerde gerçekleştirilmesi pratik uygulamalardaki gerçek zamanlı işlemlerin performanslarını artırmaktadır. FFT işlemleri bu devrelerde paralel olarak gerçekleştirildiği için işleme tabii tutulacak girdi sinyalinin de paralelleştirilmesi gerekir. Bu sebeple IFFT ve FFT bloklarının öncesine Seri/Paralel Çeviriciler koyulmaktadır.

DFT-OFDM ilişkisinin sonucu olarak, frekans uzamındaki sinyaller kanaldan gönderilmeden önce IDFT/IFFT sayesinde zaman uzamına aktarılır. Sonrasında kanaldan geçen sinyaller alıcıdaki gürültü ile toplanıp frekans uzamına aktarımları için DFT/FFT işlemi gerçekleştirilir. OFDM tekniğinde yeterli SNR seviyesinde iletişim yapıldığında girdi sinyalinin çıktı sinyaline eşit olması gerekir. Eşit olmaması durumunda ortamda alt taşıyıcılar arasında girişim ya da düşük SNR'dan söz edilebilmektedir. OFDM/DMT teknikleri kablosuz optik sinyaller için özellikle de görünür ışık haberleşmesi için kullanıldığında diğer kablosuz haberleşmelere göre farklılıklar içermektedir. Kablosuz optik sinyaller yoğunluk kiplenim teknikleri ile alıcıya ulaştırılmaktadır. Işığın yoğunluğu negatif olamayacağı için genel OFDM mimarisine ek olarak negatif sinyalleri kırpma işlemi ya da negatif sinyalleri ortadan kaldıracak şekilde bir sabit değerle toplama işlemi gerekmektedir. OFDM teknikleri incelenmeden önce, OFDM tekniği matematiksel olarak analiz edildiğinde,

$$\phi_i(t) = \sqrt{2/T} \cos(2\pi f_i t) \text{rect}(t/T), \quad (3.3)$$

şeklinde görüldüğü üzere OFDM sembollerin temel fonksiyonlar cinsinden oluştuğu görülmektedir. Her bir sembole ait merkez frekans değeri olan f_i ,

$$f_i = f_0 + (i - 1)\Delta f, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (3.4)$$

şeklinde değişmektedir. Ayrıca $f_0 = k/T$ olup, k çok büyük tam sayıdır. Ardışık sembollerin merkez frekansları arasındaki uzaklık olan Δf , OFDM sembolünün süresi ile ters orantılı olup değeri,

$$\Delta f = 1/T, \quad (3.5)$$

şeklinde olmaktadır. OFDM sembolünün tanımlı olduğu aralığı ifade eden $rect(t/T)$ fonksiyonu,

$$rect(t/T) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & t \leq 0 \text{ veya } T \leq t \end{cases}, \quad (3.6)$$

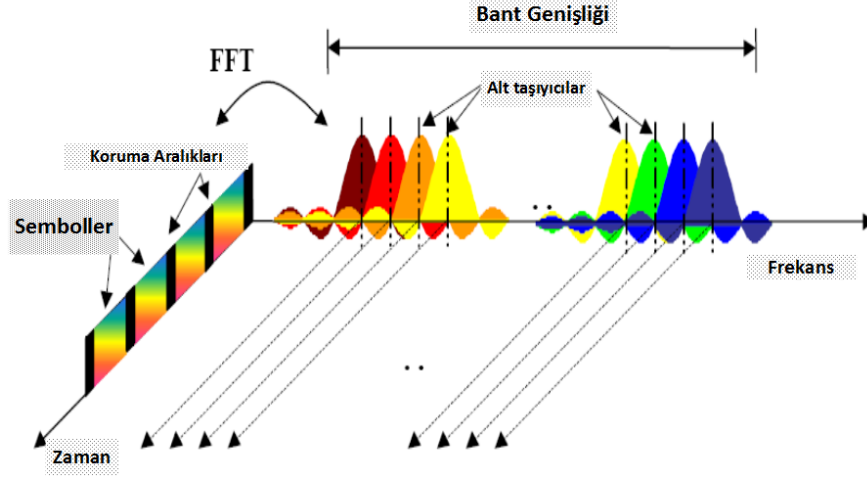
şeklinde tanımlanmaktadır. OFDM tekniğinde alt taşıyıcılar arasında diklik olması gerekmektedir. Trigonometrik özellik olan $2\cos A \cos B = \cos(A + B) + \cos(A - B)$ OFDM alt taşıyıcılarına uyarlandığında,

$$\int_0^T \phi_i(t)\phi_j(t)dt = \frac{\sin[2\pi(i-j)\Delta fT]}{2\pi(i-j)\Delta fT} + \frac{\sin[2\pi(2f_0 + (i+j-2)\Delta fT)]}{2\pi(2f_0 + (i+j-2)\Delta fT)}, \quad (3.7a)$$

şeklinde eşitlik oluşur. $\Delta f T = 1$ ve $f_0 = k/T$ olmasından dolayı Eşitlik (3.7a)'daki ikinci terim sifıra eşit olur. OFDM alt taşıyıcıları arasındaki ilişki,

$$\int_0^T \phi_i(t)\phi_j(t)dt = \frac{\sin[2\pi(i-j)]}{2\pi(i-j)} = \delta(i-j), \quad (3.7b)$$

şeklinde olup sonuç olarak alt taşıyıcılar birimdir. Şekil 3.5'te görüldüğü üzere OFDM sistemi, alt taşıyıcıların diklik uyumu olacak şekilde tasarlanmaktadır. DFT işleminin dairesel simetri özelliğini kullanarak frekans-zaman uzamında sinyaller gönderilmektedir. Bant genişliği verimli bir şekilde kullanılıp semboller arasında oluşabilecek girişimlere karşı koruma aralıkları ile mücadele edilmektedir.



Şekil 3.5. OFDM alt taşıyıcı ve sembollerin frekans-zaman uzamında yerleşimi [65].

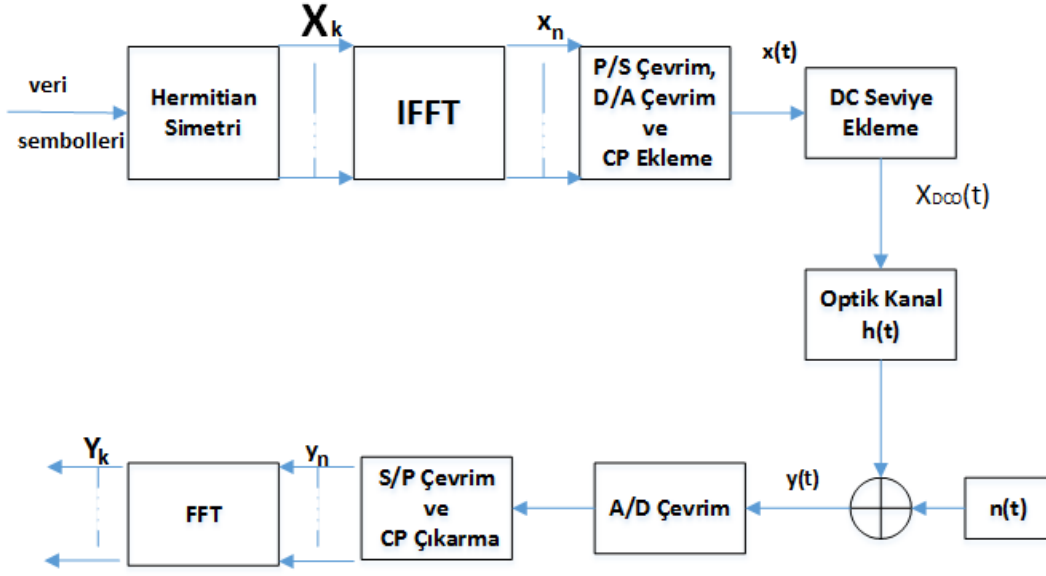
OFDM sayesinde kanal, alt taşıyıcıların kullanımının sonucu olarak frekans seçici yapıdan frekans düzgün hale getirilmektedir. OFDM sinyallerinin vericiden gönderilirken karmaşık ve negatif yapıda olabilmeleri, optik sinyallerin gönderimi açısından problemler oluşturmaktadır. OFDM sinyalinde negatif bileşenlerin ortadan kaldırımı ya kırpma işlemiyle ya da sinyallere pozitif seviye eklemeye mümkündür. Öncelikle pozitif seviye ekleme yöntemi olan DCO-OFDM tekniği incelenmektedir.

3.2 DC beslemeli Optiksel OFDM (DCO-OFDM)

DCO-OFDM tekniği, vericide IFFT işlemi sonrasında oluşan negatif gerçel sinyallerin, doğru akım (DC) ile pozitif yönde bir ofset ile yükseltilerek negatif bileşenlerin ortadan kaldırılmasını amaçlamaktadır. Pratikte uygulaması da kolay olduğu için deneysel ve modelleme çalışmaları mevcuttur [66], [67], [68]. Eklenecek DC değer, OFDM sinyalinin en küçük negatif değerini pozitif ya da sıfır yapması beklenmektedir. OFDM tekniği çok sayıda alt taşıyıcıdan oluşuyorsa OFDM sinyali sıfır ortalamalı Gauss dağılıma sahip olmaktadır [69], [70]. Ek olarak sıfır ortalamalı σ standart sapmaya sahip Gauss dağılımlı x rasgele değişkenin, $-2\sigma < x < 2\sigma$ aralığında olma olasılığı %95.6'dır. Ayrıca x rasgele değişkeni standart sapmasının iki katı ile toplandığı zaman, toplam değer sıfırdan büyük olma olasılığı,

$$Pr\{x + 2\sigma > 0\} \cong \%97.8, \quad (3.8)$$

şeklinde olmaktadır. Bu sebeple eklenecek DC sinyal, OFDM sinyalinin standart sapmasının iki katı kadar veya daha yüksek olmalıdır.



Şekil 3.6. DCO-OFDM blok şeması.

Şekil 3.6’da mimarisi belirtilen DCO-OFDM tekniğinde, zaman uzamındaki OFDM sinyalleri iletilmeden önce DC seviye eklemesi yapılarak yoğunluk kiplenimli haberleşme gerçekleştirilmektedir. Işık yoğunluğu karmaşık olmayacağı için optiksel OFDM işlemlerinde girdi verisinin X_k ’in Hermitian simetrik olması gerekir. Çünkü Hermitian simetrik bir sinyalin IFFT dönüşümü sonucunda gerçel bir vektör oluşmaktadır. Şekil 3.6’da belirtilen vericiden çıkış sinyali, $x_{DCO}(t)$

$$x_{DCO}(t) = x(t) + B_{DC}, \quad (3.9)$$

şeklinde oluşmakta olup, $x(t)$ ise IFFT işlemi sonrasında oluşan zaman uzamındaki sinyalin analog halidir.

İdeal kanal durumunda ($h(t) = \delta(t)$) ve gürültünün önemsenmeyecek kadar küçük durumlarda vericide IFFT işlemine giren X_k verisi ile alıcıdaki FFT işlemi sonrasında oluşan Y_k verisi arasındaki ilişki

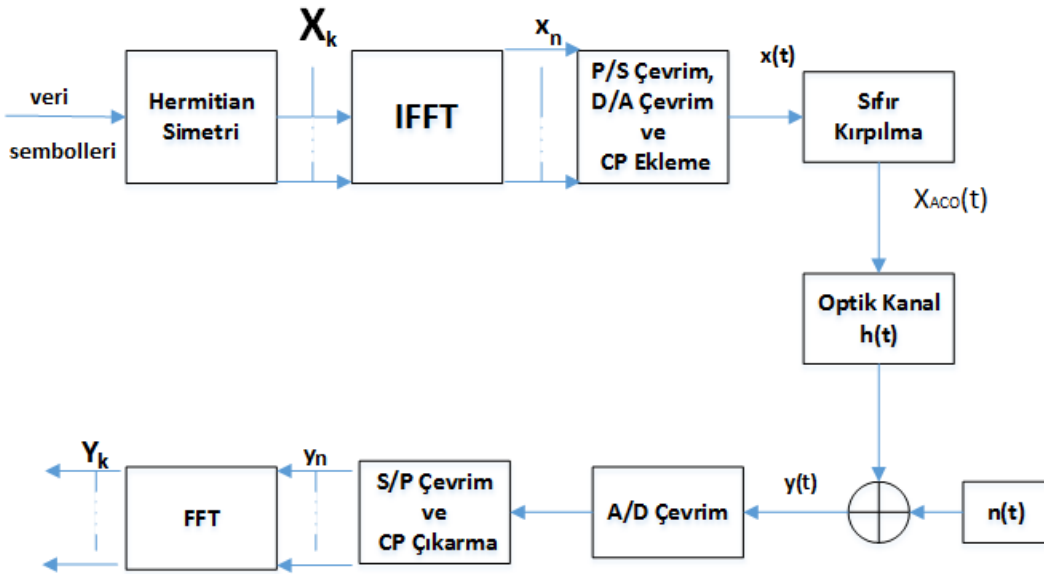
$$Y_k = X_k + B_{DC} \delta[0], \quad (3.10)$$

şeklinde olmaktadır [57]. k alt taşıyıcı indisini belirtirken, B_{DC} OFDM zaman sinyaline eklenen DC seviyenin değerini belirtmektedir. Eşitlik 3.10’da da belirtildiği gibi DCO-OFDM’de eklenen DC ofset, sadece ilk alt taşıyıcıyı etkilemektedir.

DCO-OFDM sinyalleri, verici tarafında yapılan IFFT işlemi sonrasında eklenen DC seviyeden dolayı gönderimleri esnasında yüksek çıkış gücüne ihtiyaç duymaktadır. Eklenen DC seviye, OFDM için uğraşılacak problemlerden olan tepe-ortalama güç oranını (PAPR) etkilediği için iletişimde çok tercih edilmemektedir. Başka bir açıdan da DCO-OFDM, iletişimin güç verimini düşürmektedir. DCO-OFDM tekniğinde karşılaşılan bu problem için ACO-OFDM tekniği çözüm sunmaktadır.

3.3 Asimetrik Kırpılmış Optiksel OFDM (ACO-OFDM)

ACO-OFDM tekniğinde, DCO-OFDM tekniğinde olan negatif sinyallerden arınma işlemi kırpma yoluyla yapılmaktadır. ACO-OFDM tekniği, DC sinyal ekleme işlemi içermediği için düşük güç tüketilmesini sağlamaktadır. Dolayısıyla DCO-OFDM tekniğine göre pratik uygulamalarda daha çok tercih edilmektedir. Fakat kırpma işleminin getirmiş olduğu bozulma, alıcının çıkışındaki sinyale yansımaktadır. Bu bozulma, kırpma gürültüsü veya alt taşıyıcılar arasındaki girişim (ICI) olarak da değerlendirilmektedir.



Şekil 3.7. ACO-OFDM blok şeması.

Şekil 3.7'deki ACO-OFDM tekniğinin mimarisi incelendiğinde ilk sırada Hermitian simetrik veri oluşturma işlemi yer almaktadır. DCO-OFDM analizinde de belirtildiği üzere Hermitian simetrik bir vektör, IFFT işlemi sonucu gerçel bir vektöre dönüşmektedir. Hermitian simetrik vektör olan X_k ,

$$X_k = X_{N-k}^*, X_0 = X_{N/2} = 0, k = 1, 2, \dots, N/2 - 1. \quad (3.11)$$

şeklinde oluşturulmaktadır. Alt taşıyıcı sayısı N ile belirtilmektedir. IFFT işlemi sonrasında oluşan zaman sinyali

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}, \quad (3.12)$$

şeklinde olmaktadır. Oluşan gerçel x sinyali negatif bileşenlere sahip olabileceği için kırpma işlemine sokulmaktadır. Kırpma işlemi sonrası oluşan ACO-OFDM sinyali $x_{ACO}(t)$,

$$x_{ACO}(t) = \begin{cases} x(t), & x(t) \geq 0 \\ 0, & x(t) < 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

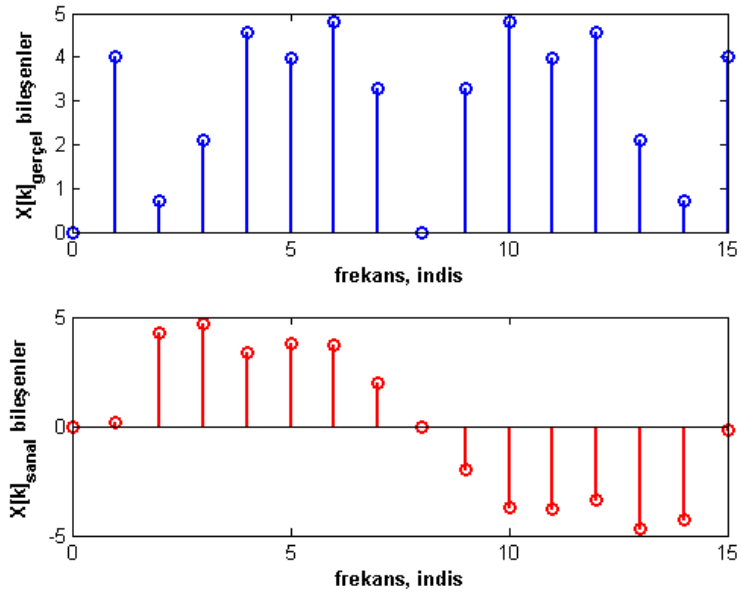
şeklinde olmaktadır. Kırpma işleminden sonra vericiden çıkan sinyal, kanaldan geçtikten sonra alıcıda gürültü ile toplanıp çıktı sinyalini oluşturmaktadır. Alıcıdaki çıktı sinyali olan $y(t)$,

$$y(t) = R x_{ACO}(t) + n(t), \quad (3.14)$$

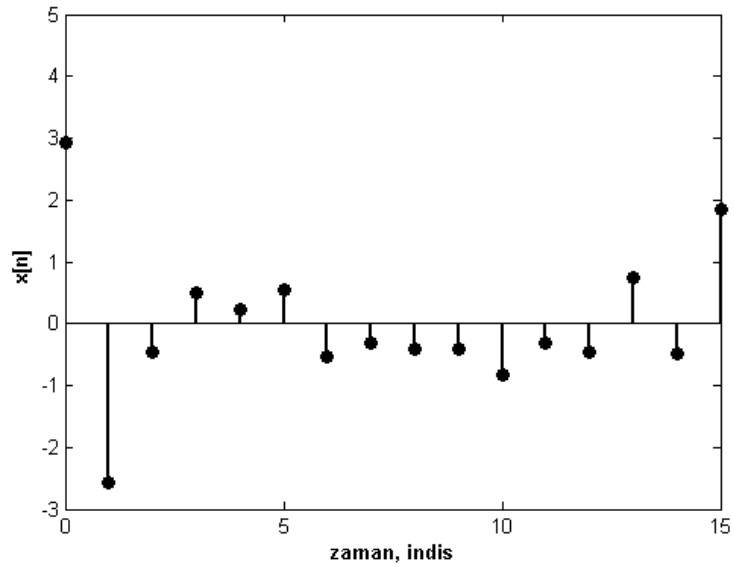
şeklinde olup analog/sayısal ve seri/paralel dönüştürücüler sayesinde FFT işlemine sokulmaktadır. FFT işlemi sonrası oluşan sinyal Y_k ,

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi nk/N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1. \quad (3.15)$$

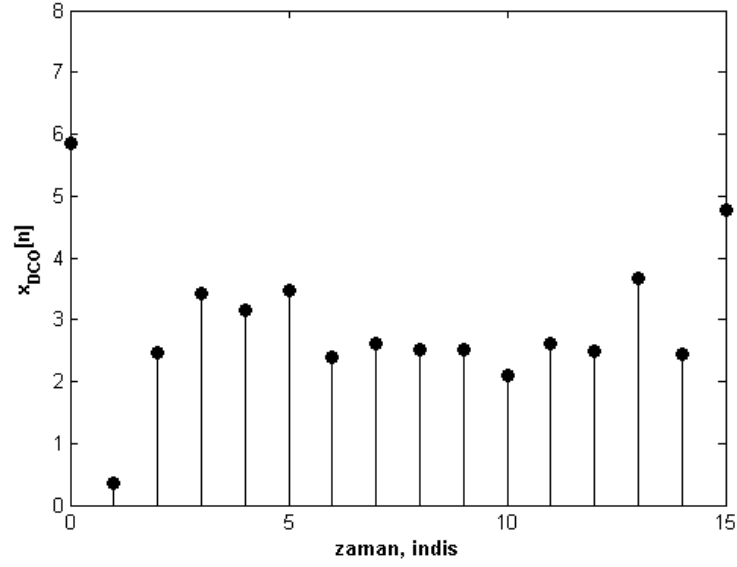
alt taşıyıcıların çıktısını ifade eden vektördür. ACO-OFDM tekniği ile DCO-OFDM tekniği, verici çıkış sinyali açısından karşılaştırıldığında gerçel zaman uzamındaki sinyallere yönelik yapılan işlem bazında farklılıklar göstermektedir. Kırpma işlemi, doğrusal olmayan bir bozulma meydana getirmesine rağmen güç verimliliği açısından ACO-OFDM'in DCO-OFDM'e göre avantajlı olmasını sağlamaktadır [71], [72]. Bu iki tekniğin Şekil 3.8'de belirtildiği gibi 16 adet alt taşıyıcıdan oluşan sinyal için vericiden gönderim aşamaları karşılaştırıldığında IFFT işlemine girecek olan kiplenmiş sinyalin Hermitian simetrik yapıya sahip olması gerekmektedir. Şekil 3.8'deki sinyal geleneksel OFDM senaryosunda IFFT işleminden sonra Şekil 3.9'daki gibi gerçel sinyal haline dönüşmektedir. ACO-OFDM ve DCO-OFDM teknikleri IFFT işlemi sonrası keskin bir şekilde ayrılmaktadır.



Şekil 3.8. Optiksel OFDM kiplenmiş girdi sinyali, $X[k]$ a) Gerçek bileşenler b) Sanal bileşenler.

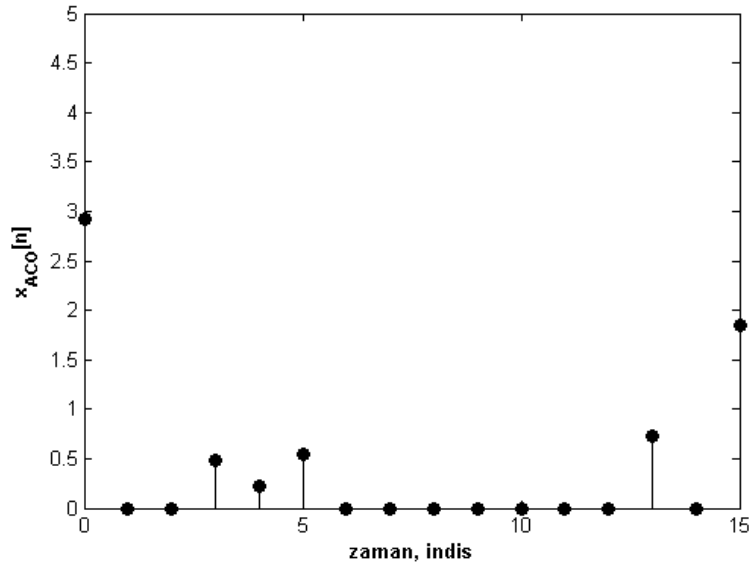


Şekil 3.9. IFFT sonrası oluşan gerçek zaman uzam sinyali, $x[n]$.



Şekil 3.10. DC ofset ekleme sonrası oluşan DCO-OFDM sinyali, $x_{DCO}[n]$.

ACO-OFDM'de gerçel zamanlı sinyal kırpma işlemine sokulurken, DCO-OFDM'de ise gerçel zamanlı sinyale DC seviye eklenmektedir. DC seviye eklenme sonrası oluşan sinyal Şekil 3.10'daki gibidir. Kırpma işlemi sonrası oluşan sinyal Şekil 3.11'deki gibidir. Kırpma işlemi sonrası negatif sinyallerin sıfır olduğunu görülmektedir. İki durumda da vericiden gönderilecek sinyallerin negatif bileşenleri ortadan kaldırılmaktadır.



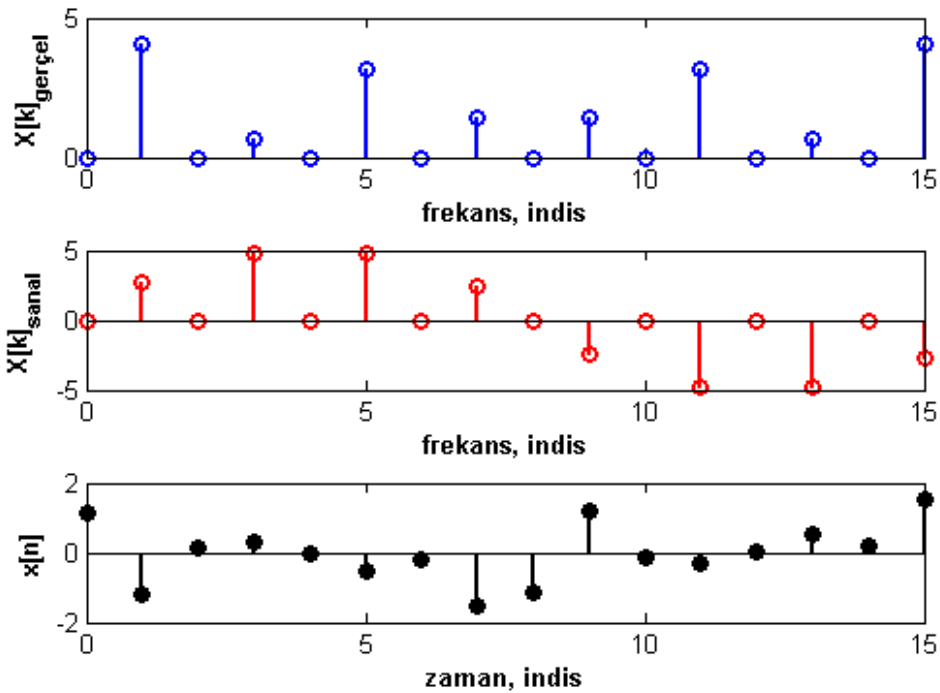
Şekil 3.11. Kırpma sonrası oluşan ACO-OFDM sinyali, $x_{ACO}[n]$.

3.3.1 ACO-OFDM Tekniğinde Kırpma Gürültüsünün İstatiksel Özellikleri

ACO-OFDM tekniğinde kırpma işlemi uygulandığı için OFDM sisteminin sahip olduğu doğrusal yapı bozulmaktadır. Alıcı sinyalde doğrusal olmayan bir kırpma gürültüsü sinyali meydana gelmektedir. ACO-OFDM'de IFFT işleminin sonucu olan zaman uzamındaki kırılacak sinyal, geleneksel OFDM tekniğinde olduğu gibi Gauss dağılıma sahip olmaktadır [80]. Eğer sadece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılırsa kırılacak sinyalde,

$$x[n] = -x[n + N/2], n = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (3.16)$$

şeklinde özellik mevcut olmaktadır [72]. Şekil 3.12'deki grafiklerde sadece tek sayılı alt taşıyıcıların kullanıldığı frekans uzamındaki ACO-OFDM sinyali ile bu sinyalin IFFT dönüşümü sonucu gözükmektedir. Şekil 3.12c'de görüldüğü üzere sadece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılırsa Eşitlik (3.16)'daki özelliğe sahip zaman uzamındaki sinyal elde edilmektedir.



Şekil 3.12. a) IFFT işlemine giren frekans uzamındaki sinyalin gerçek bileşenleri b) IFFT işlemine giren frekans uzamındaki sinyalin sanal bileşenleri c) IFFT işlemi sonucu zaman uzamındaki sinyal, x[n].

Zaman uzamındaki sinyalin sıfır ortalamalı ($\mu = 0$) σ^2 değışintisi olan Gauss dağılıma sahip olduğu düşünülürse, kırılmış sinyalin de Gauss dağılıma sahip olduğu varsayıldığında dağılımın ortalama değeri,

$$E[X_c] = \mu_{x_c} = \int_0^{\infty} \frac{x}{\sqrt{2\pi(\sigma^2/2)}} e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}} dx, \quad (3.17)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Ortalama hesaplanırken kırma işleminin sonucu olarak gücün yarısı kullanılmayacağı için zaman uzamındaki sinyalin gücünün yarısı alınır. Eşitlik (3.17)'deki işlem devam ettirildiğinde $\mu_{x_c} = \frac{\sigma}{2\sqrt{\pi}}$ olarak bulunur. Kırılmış sinyalin değışintisinin bulunması için öncelikle ikinci momenti hesaplanması gerekmektedir. İkinci moment,

$$E[X_c^2] = \int_0^{\infty} \frac{x^2}{\sqrt{2\pi(\sigma^2/2)}} e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}} dx = \sigma^2/4, \quad (3.18)$$

olarak hesaplandığında kırılma sinyalinin değışintisi ise

$$\sigma_{x_c}^2 = E[X_c^2] - \mu_{x_c}^2 = \sigma^2(\pi - 2)/(4\pi), \quad (3.19)$$

şeklinde olmaktadır. Kanalin ideal ve alıcıdaki termal gürültünün oldukça küçük olduğu varsayıldığında, alıcıdaki zaman uzamındaki sinyalin kırılmış sinyale eşit olması beklenmektedir. Kırma işleminden dolayı alıcıda oluşacak y_n sinyali tanımlandığında,

$$y_n = Kx_n + z_n = x_{c_n}. \quad (3.20)$$

şeklinde eşitlik oluşmaktadır. Kırma işleminden dolayı alıcıda oluşan gürültü, z_n ile ifade edilmektedir. K ise detayları aşağıda verilecek olan kırma işleminin katsayısını göstermektedir. Bussgang Teorisi'ne göre girdi sinyali ile gürültü sinyali ilintisiz olursa çıktı sinyali, girdi sinyali ile aynı dağılıma sahip olmaktadır [72]. Bu durumda kırma gürültüsü, rasgele gürültü süreci olmaktadır. Kırma gürültüsünün ortalaması μ_z ,

$$\mu_z = E[Y - KX] = \mu_y - KE[X] = \mu_y, \quad (3.21)$$

şeklinde olup kırılmış sinyalin ortalamasına eşit olmaktadır. Kırpma gürültüsünün değışintisi σ_z^2 ,

$$\sigma_z^2 = \sigma_y^2 - K^2 \sigma^2 / 2 = \left(\frac{\pi - 1}{4\pi} - \frac{K^2}{2} \right) \sigma^2, \quad (3.22)$$

olarak karşımıza çıkmaktadır. K değeri ise Bussgang Teorisi ile hesaplandığında,

$$K = \frac{E[Y_n X_n^*]}{E[X_n X_n^*]} = \frac{E[X_n X_n^*]}{2E[X_n X_n^*]} = \frac{1}{2}, \quad (3.23)$$

olduğu görölmektedir. x_n sinyali gerçel olup $x_n^* = x_n$ eşitliği sağlanmaktadır [72]. Eşitlik (3.23) kullanılarak gürültü sinyalin standart sapması hesaplandığında

$$\sigma_z = \sqrt{\frac{(\pi - 2)}{8\pi}} \sigma \quad (3.24)$$

olduğu görölmektedir. Kırpma gürültüsünün frekans uzamındaki dağılımı

$$Z_k = Z_{I_k} + jZ_{Q_k} = \sum_{n=0}^{N-1} z_n \exp(-j \frac{2\pi kn}{N}), \quad (3.25)$$

şeklinde gerçel ve sanal bileşenler olarak ayrı ayrı incelenmektedir. Eğer çok sayıda alt taşıyıcı kullanılırsa Merkezi Limit Teoremi'ne göre Gauss dağılımına sahip oldukları görölmektedir [79], [80]. Bu dağılımların σ_z^2 'ye yakın değışintisi olmaktadır.

Dördüncü bölümde çalışmamızın odağı olan kırpma gürültüsünün modellenmesi aktarılmaktadır. Girişimin bilinmesi, kapasite analizi ve kaynak tahsisi gibi yöntemlerin geliştirilmesi açısından gerekmektedir [73], [74].

4. ALT TAŞIYICILAR ARASINDA OLUŞAN GİRİŞİMİN MODELLENMESİ

Bu bölümde ACO-OFDM tekniğinde kırpma işleminden dolayı oluşan kırpma gürültüsünün diğer bir deyişle alt taşıyıcılar arasındaki girişimin hesaplanması ve modellenmesi anlatılmaktadır. Girişimin modellenmesi matematiksel olarak açıklanmakta olup geliştirilen girişim sinyallerini hesaplama yöntemi ile literatür çalışmalarına katkıda bulunmak amaçlanmaktadır. Kırpma işleminden dolayı oluşan doğrusal olmayan bozulma, ayrıntılı bir şekilde ele alınmaktadır.

4.1 Kırpma İşlemi Sonrası Alıcı Çıkışındaki Sinyal

ACO-OFDM tekniğinde, sadece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılırsa kırpma işlemi nedeniyle oluşan girişim, sadece çift sayılı alt taşıyıcılarda belirmektedir [72]. Ayrıca alıcı çıkışındaki tek sayılı alt taşıyıcıların büyüklükleri, verici girişindeki tek sayılı alt taşıyıcıların büyüklüklerinin yarısı kadar olmaktadır [72]. Vericide X karmaşık Hermitian vektörünün IFFT'si alındığında

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} x[k, n], \quad (4.1)$$

$$x[k, n] = \frac{1}{N} X(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad (4.2)$$

elde edilmektedir. Burada n zaman, k alt taşıyıcı indisini belirtmektedir.

N adet alt taşıyıcının olduğu sistemde,

$$X[k] = \begin{cases} X[k], & k : \text{tek} \\ 0, & k : \text{çift} \end{cases} \quad (4.3)$$

şeklinde sadece tek sayılı alt taşıyıcılarla bilgi iletildiği varsayalım. Dolayısıyla Eşitlik (4.3)'te gösterildiği gibi çift sayılı alt taşıyıcılarla hiçbir bilgi iletilmemektedir. Eşitlik (4.1) dikkate alındığında,

$$x[k, n + N/2] = \frac{1}{N} X(k) e^{j2\pi k(n+N/2)/N}, \quad (4.4)$$

şeklinde alt taşıyıcılar arasında bir ilişki ortaya çıkmaktadır. Eşitlik (4.4) tek sayılı alt taşıyıcılar için açıldığında,

$$\begin{aligned} x[k, n + N/2] &= \frac{1}{N} X(k) e^{j2\pi kn/N} e^{j\pi k}, \\ &= x[k, n](-1)^k, \\ x[k, n + N/2] &= -x[k, n], \quad k : \text{tek} \end{aligned} \quad (4.5)$$

şeklinde karşımıza çıkmaktadır. Optik kanal ideal düşünülüp Gauss dağılıma sahip termal gürültü hesaba katılmadığında kırpma işleminin etkisi daha net görülmektedir.

Alıcıda zaman uzamındaki sinyal olan y sinyali,

$$y[n] = \begin{cases} x[n], & x[n] \geq 0 \\ 0, & x[n] < 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

şeklinde belirtilmektedir. Alıcıda FFT işleminden sonra oluşan Y sinyali,

$$\begin{aligned} Y[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j2\pi kn/N}, \\ &= \sum_{n=0, x[n] \geq 0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N}, \quad k : \text{tek} \end{aligned} \quad (4.7)$$

şeklinde olmaktadır. Eğer kırpma işlemi gerçekleşmese ideal durumda, alıcıdaki sinyalin vericideki sinyale eşit olması beklenir. Fakat kırpma işlemi alınan sinyalde bozulma meydana getirmektedir. Bozulma sinyalini diğer bir deyişle girişim sinyallerini oluşturan vektörü elde etmek için vericideki IFFT işlemi ters açıdan ele alındığında

$$X[k] = \sum_{n=0, x[n] \geq 0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} + \sum_{n=0, x[n] \leq 0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N}, \quad k : \text{tek} \quad (4.8)$$

şeklinde gerçel zaman sinyalinin negatif ve pozitif bileşenleri ayrı ayrı incelenmektedir. Eşitlik (4.8)'deki ilk terim Eşitlik (4.7)'de verilmektedir. Fakat Eşitlik (4.8)'deki ikinci terim,

$$X[k] = Y[k] + \underbrace{\sum_{n=0, x[n] \leq 0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N}}_{Y^d[k]}, \quad k : \text{tek} \quad (4.9)$$

şeklinde belirttiği gibi kırpma sonucu oluşan çıktı sinyalinin belirlenmektedir. $Y^d[k]$ sinyali için analiz yapılırsa

$$Y^d[k] = \sum_{n=0, x[n]<0}^{N/2-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N} + \sum_{n=N/2, x[n]<0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N}, \quad k : \text{tek} \quad (4.10)$$

şeklinde iki terimin toplamı karşımıza çıkmaktadır. Eşitlik (4.10)'daki ilk terimde Eşitlik (4.5) kullanılıp $x[n]$ yerine $-x[n+N/2]$ yazılırsa ve ikinci terimde değişken değişimi yapılırsa

$$\begin{aligned} Y^d[k] &= - \sum_{n=0, x[n+N/2] \geq 0}^{N/2-1} x[n+N/2]e^{-j2\pi kn/N} + \\ &\quad \sum_{n=0, x[n+N/2] < 0}^{N/2-1} x[n+N/2]e^{-j2\pi kn/N}(-1)^k \\ &= - \sum_{n=0, x[n+N/2] \geq 0}^{N/2-1} x[n+N/2]e^{-j2\pi kn/N} - \\ &\quad \sum_{n=0, x[n+N/2] < 0}^{N/2-1} x[n+N/2]e^{-j2\pi kn/N}, \quad k : \text{tek} \end{aligned} \quad (4.11)$$

şeklinde bir sonuç elde edilmektedir. Tekrar Eşitlik (4.5) kullanılıp ve Eşitlik (4.11)'deki ilk terimde değişken değişimi yapılırsa

$$\begin{aligned} Y^d[k] &= - \sum_{n=N/2, x[n] \geq 0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi k(n-N/2)/N} + \\ &\quad \sum_{n=0, x[n] \geq 0}^{N/2-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=N/2, x[n] \geq 0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N} + \\ &\quad \sum_{n=0, x[n] \geq 0}^{N/2-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=0, x[n] \geq 0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} y[n]e^{-j2\pi kn/N} \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$Y^d[k] = Y[k], \quad k : \text{tek}$$

şeklinde eşitlik oluşmaktadır. Eşitlik (4.12), Eşitlik (4.9)'da dikkate alınırsa

$$Y[k] = X[k]/2, \quad k : \text{tek} \quad (4.13)$$

şeklinde oluşan sonuca göre çıktı sinyalin genliği, girdi sinyalin genliğinin yarısı büyüklüğünde olmaktadır. ACO-OFDM'de tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılıncaya Eşitlik (4.13)'te görüldüğü üzere çıktı sinyali, girdi sinyalinin yarısı büyüklüğünde elde edilmektedir. Tek sayılı alt taşıyıcılar arasında herhangi bir girişim olmamaktadır. Sadece tek sayılı alt taşıyıcıların kullanılması, spektrum verimliliğini düşürmesinin yanı sıra veri iletim hızını da düşürmektedir.

4.2 Kırpma İşleminin Dolaylı Oluşan Girişimin Modellenmesi

Eğer sadece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılırsa girişim sadece çift sayılı alt taşıyıcılarda oluşacağı için girişimin hesaplanmasına gerek kalmamaktadır. Fakat çift sayılı alt taşıyıcılar da kullanılmak istenirse artık bütün alt taşıyıcılar arasında girişimden söz edilmelidir. Bu bölümde, bu senaryo için kırpma gürültüsü incelenecektir. Eşitlik (4.6) ele alınarak

$$y[n] = \begin{cases} x[n], & x[n] \geq 0 \\ 0, & x[n] < 0 \end{cases} = \frac{(x[n] + |x[n]|)}{2}, \quad (4.14)$$

şeklinde çıktı zaman sinyali bileşik fonksiyon yerine, iki fonksiyonun toplamı halinde yazılarak başlanabilir. Çıktı zaman sinyali olan $y[n]$ 'ye FFT işlemi uygulanırsa $Y[k]$ sinyali,

$$Y[k] = \underbrace{\frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N}}_{X[k]} + \underbrace{\frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]| e^{-j2\pi kn/N}}_{I[k]}, \quad (4.15)$$

şeklinde iki sinyalin toplamı olarak yazılmaktadır. Kırpma işlemi doğrusal olmayan bir bozulma meydana getirdiği için Eşitlik (4.15)'te görüldüğü üzere alıcı çıkışındaki sinyalde girişim oluşmaktadır. Alt taşıyıcılar arasındaki girişim sinyali olan $I[k]$,

$$I[k] = \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]| e^{-j2\pi kn/N}, \quad (4.16)$$

şeklinde ifade edilmekte olup her bir alt taşıyıcı için farklılık göstermektedir. Eşitlik (4.16)'da görüldüğü üzere girdi zaman sinyalinin mutlak fonksiyonu, alt taşıyıcılar arasında girişime neden olmaktadır.

Mutlak fonksiyonun da doğrusal bir fonksiyon olmaması, girişim sinyallerin doğrusal olmayan bir yapıda olmasına sebep olmaktadır. Mutlak fonksiyonun kapalı bir formda ve polinom fonksiyon şeklinde yazılması için mutlak değer alma işlemi, başka bir fonksiyonla ele alınması gerekmektedir.

Bir sayının mutlak değeri,

$$|x| = \sqrt{x^2}, \quad (4.17)$$

ile ifade edilebilir. Karekök fonksiyonu pozitif reel sayılar için tanımlı olup her pozitif değer için türevi alınabilmektedir. Bu nedenle Taylor Seri Açılımı yaklaşımı kullanılarak karekök fonksiyonu dolayısıyla mutlak fonksiyonu, polinom fonksiyon şeklinde yazmak mümkün olmaktadır.

Taylor Seri Açılımı yaklaşımı, bir fonksiyonun terimlerinin tek bir noktadaki türev değerlerinden hesaplanan sonsuz toplamı şeklinde yazılmasını amaçlamaktadır. Bir serinin terimlerinden sonlu bir sayı kadarını kullanmak ve bu seriyi bir fonksiyona yakınsamak için kullanılan genel bir yöntemdir [75].

Her dereceden türevlenebilir $f(x)$ fonksiyonun $x = a$ noktasındaki Taylor Serisi Açılımı şu şekilde tanımlanır:

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(a)}{n!} (x - a)^n = f(a) + \frac{f'(a)}{1!} (x - a) + \frac{f''(a)}{2!} (x - a)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(a)}{n!} (x - a)^n. \quad (4.18)$$

Burada f' , f'' ve $f^{(n)}$, ilgili fonksiyonun birinci, ikinci ve n-inci dereceden türevini ifade etmektedir. Bu açılım sonsuz sayıda terim içermektedir. Fakat sonlu sayıda eleman kullanılırsa ilgili fonksiyon, yaklaşım yapılarak polinom fonksiyon şeklinde yazılabilmektedir.

Taylor Seri Açılımı yaklaşımı $z = 0.4$ noktasındaki $f(z) = \sqrt{z}$ fonksiyonu için uygulandığında belli bir aralıkta yaklaşık sonuç veren polinom fonksiyonu elde edilir. Fakat

burada mutlak fonksiyon ele alınacağı için değişken değiştirme işlemi yapılarak karekök fonksiyonu yeniden düzenlemelidir. Ayrıca bu yaklaşım, sinyallerin $0 \leq z \leq 1$ aralığında olması durumunda gerçekleşeceği için sinyallerin bu aralığa indirgenmesi gerekir. Fonksiyon değişken değiştirme işlemi yapıp yeniden tarif edildiğinde

$$f(z) = \sqrt{z}, 0 \leq z \leq 1. \Rightarrow f(x) = \sqrt{x^2}, -1 \leq x \leq 1. \quad (4.19)$$

şeklinde olmaktadır. Taylor Serisi karekök fonksiyonu için ilk dört terimde açıldığında

$$f(z) \cong f(0.4) + \frac{f'(0.4)}{1!}(z - 0.4) + \frac{f''(0.4)}{2!}(z - 0.4)^2 + \frac{f^{(3)}(0.4)}{3!}(z - 0.4)^3 + \frac{f^{(4)}(0.4)}{4!}(z - 0.4)^4, \quad (4.20)$$

gibi yaklaşık olarak yazılır. Karekök fonksiyonun türevleri ve türevlerinin $z = 0.4$ noktasındaki değerleri ise

$$\begin{aligned} f'(z) &= \frac{1}{2\sqrt{z}}, & f'(0.4) &= 0.79, \\ f''(z) &= -\frac{1}{4\sqrt{z^3}}, & f''(0.4) &= -0.98, \\ f^{(3)}(z) &= \frac{3}{8\sqrt{z^5}}, & f^{(3)}(0.4) &= 3.71, \\ f^{(4)}(z) &= -\frac{15}{16\sqrt{z^7}}, & f^{(4)}(0.4) &= -23.16, \end{aligned} \quad (4.21)$$

olarak bulunur. Bu değerler göz önünde bulundurularak Eşitlik (4.20) yeniden düzenlendiğinde

$$f(z) \cong 0.63 + 0.79(z - 0.4) - 0.98(z - 0.4)^2 + 3.71(z - 0.4)^3 - 23.16(z - 0.4)^4, \quad (4.22)$$

şeklinde polinom açılımı oluşmaktadır. Bu yaklaşım, ancak sinyaller $[-1;1]$ aralığında olduğu zaman geçerli olmaktadır. Yaklaşımı geçerli kılmak için

$$|x/K| = |x|/|K|, K \neq 0 \quad (4.23)$$

şeklinde mutlak fonksiyonun skaler çarpım özelliği kullanılır. Eşitlik (4.23)'teki normalizasyonda kritik işlem, sinyallerin hangi sayı ile normalize edilmesidir. Normalizasyon işleminin payda değeri K ,

$$K = N, \quad (4.24)$$

şeklinde alt taşıyıcı adedi olarak seçilmelidir. Eşitlik (4.19), (4.22) ve (4.23) birlikte ele alındıklarında mutlak fonksiyon,

$$|x| \cong 0.17K + \frac{1.73x^2}{K} - \frac{2.16x^4}{K^3} + \frac{2.16x^6}{K^5} - \frac{0.97x^8}{K^7}, \quad (4.25)$$

şeklinde yaklaşık olarak yazılır. Sonuç olarak girdi zaman sinyalinin mutlak fonksiyonuna Eşitlik (4.25)'teki sonuç uygulandığında,

$$|x[n]| \cong 0.17K + \frac{1.73(x[n])^2}{K} - \frac{2.16(x[n])^4}{K^3} + \frac{2.16(x[n])^6}{K^5} - \frac{0.97(x[n])^8}{K^7}, \quad (4.26)$$

şeklinde olduğu gibi girdi zaman sinyalinin mutlak fonksiyonu, doğrusal olmayan bir fonksiyonla yaklaşık olarak benzetilmektedir. Kırpma işleminin doğrusal olmayan bir işlem olması, mutlak fonksiyonunun doğrusal olmayan bir polinom fonksiyon şeklindeki ifadesiyle pekiştirilmektedir.

Alt taşıyıcılar arasındaki girişimlerin gösterildiği Eşitlik (4.16)'daki $|x[n]|$ ifadesi, Eşitlik (4.26)'da polinom fonksiyon olarak tanımlandığından girişimin modellenmesi, mutlak fonksiyonun ayrık Fourier dönüşümü ile gerçekleştirilmektedir. Fakat burada dikkat edilmesi gereken işlem, rasgele sayıların oluşturduğu sinyallerin zaman uzamında çarpımlarının frekans uzamında ayrık Fourier dönüşümlerinin dairesel evrişimleri olmasıdır. Dairesel evrişimlerini incelediğimizde

$$z[n] = x[n]^2 = x[n]x[n], \quad x[n] : \text{gerçel} \quad (4.27)$$

$$Z[k] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} (X[l]X[\text{mod}((k-l), N)]),$$

şeklinde olduğu gibi frekans uzamındaki sinyalin herhangi bir elemanına, zaman uzamındaki sinyalin bütün elemanları etki etmektedir. Eşitlik (4.27) kullanılıp OFDM

girdi sinyalinin dairesel evrişimleri alınarak alt taşıyıcılar arasındaki girişim modellenirse

$$\left\{ \begin{array}{l} I_0[k] = \delta(0) \\ I_1[k] = \sum_{m=0}^{N-1} (X[m]X[\text{mod}((k-m), N)]) \\ I_2[k] = \sum_{m=0}^{N-1} (I_1[m]I_1[\text{mod}((k-m), N)]) \\ I_3[k] = \sum_{m=0}^{N-1} (I_2[m]I_1[\text{mod}((k-m), N)]) \\ I_4[k] = \sum_{m=0}^{N-1} (I_2[m]I_2[\text{mod}((k-m), N)]) \end{array} \right\} \rightarrow I[k] = \sum_{i=0}^4 A_i I_i[k], \quad (4.28)$$

şeklinde bir sonuç çıkar. Girişim sinyalinin katsayıları ise

$$A_0 = 0.17K, \quad A_1 = \frac{1.73}{KN}, \quad A_2 = \frac{-2.16}{(KN)^3}, \quad A_3 = \frac{2.16}{(KN)^5}, \quad A_4 = \frac{-0.97}{(KN)^7}, \quad (4.29)$$

şeklinde olmaktadır. Geliştirilen bu model sayesinde girişim sinyalleri her bir alt taşıyıcı için hesaplanmakta olup kaliteli iletişim için öngörüler sunulmaktadır. Alıcı çıkışında, kırpma nedeniyle oluşan girişim için tahmin yapılmaktadır. Buradaki en önemli problem, girişimlerin doğrusal bir yapıya sahip olmamasıdır. Ancak birinci ve ortanca alt taşıyıcı hariç bütün alt taşıyıcıların kullanılabilmesi ve oluşacak girişimin tahmin edilmesi, iletişimde yapılacak iyileştirme teknikleri için bir alt yapı sunmaktadır.

4.3 Sadece Tek Sayılı Alt Taşıyıcıların Kullanımında Girişim Sinyallerinin Sadece Çift Sayılı Alt Taşıyıcılarda Oluşmasının İspatı

Üçüncü bölümde ACO-OFDM tekniği incelendiğinde bu konu ile yapılan araştırmaların ortak olarak paylaştığı bir model bulunmaktadır. Bu model, sadece tek sayılı alt taşıyıcıları kullanmayı ve bu sayede alt taşıyıcılar arasındaki girişimin sadece çift sayılı alt taşıyıcılarda oluşmasını sağlamaktadır. Bu model, iletişim kalitesini düşüren girişimin kullanılan alt taşıyıcılar arasında oluşmamasından dolayı başarılı bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Fakat alt taşıyıcıların yarısının kullanılmaması yüzünden veri iletim hızı düşmektedir. Geliştirdiğimiz model, tek sayılı alt taşıyıcılar kullanıldığı zaman her durumda alt taşıyıcılar arasındaki girişimin çift sayılı alt ta-

şıyıcılar da olduğunu ispatlamaktadır. Eşitlik (4.28)'de belirtilen ICI sinyali N adet alt taşıyıcı ele alındığında ve sadece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanıldığında

$$I_1[k_{tek}] = \begin{cases} \sum_{p=1, p=p+2}^{N-1} \underbrace{X[p]}_{\text{tek}} \underbrace{(X[2m-p+1] + X[N+2m-p+1])}_{\text{çift}}, \\ \sum_{p=0, p=p+2}^{N-2} \underbrace{X[p]}_{\text{çift}} \underbrace{(X[2m-p+1] + X[N+2m-p+1])}_{\text{tek}}, \end{cases} \quad (4.30)$$

$$k_{tek} = 2m + 1, m = 0, 1, 2, N/2 - 1.$$

$$I_1[k_{çift}] = \begin{cases} \sum_{p=1, p=p+2}^{N-1} \underbrace{X[p]}_{\text{tek}} \underbrace{(X[2m-p] + X[N+2m-p])}_{\text{tek}}, \\ \sum_{p=0, p=p+2}^{N-2} \underbrace{X[p]}_{\text{çift}} \underbrace{(X[2m-p] + X[N+2m-p])}_{\text{çift}}, \end{cases} \quad (4.31)$$

$$k_{çift} = 2m, m = 0, 1, 2, N/2 - 1.$$

şeklinde olduğu gibi tek sayılı alt taşıyıcılarda her zaman çift sayılı alt taşıyıcı sinyali ile tek sayılı alt taşıyıcı sinyalinin çarpımı olmaktadır. Çift sayılı alt taşıyıcıların kullanılmadığı ($X[k_{çift}] = 0$) bilindiğinden çift sayılı alt taşıyıcılar, çarpma işleminde yutan eleman olmaktadır. Dolayısıyla Eşitlik (4.30)'da da görüldüğü gibi girişim tek sayılı alt taşıyıcılarda oluşmamaktadır.

Çift sayılı alt taşıyıcılarda ise Eşitlik (4.31)'de belirtildiği gibi iki durum oluşmaktadır. İlk durum tek sayılı alt taşıyıcıların birbirleriyle çarpımlarının toplamıdır. İkinci durum ise çift sayılı alt taşıyıcıların birbiriyle çarpımlarının toplamıdır. Tek sayılı alt taşıyıcıların kullanıldığı ve büyüklüklerinin 0 olmadığı bilindiğinden girişimler çift sayılı alt taşıyıcılarda oluşmaktadır. Benzer durumlar I_2 , I_3 ve I_4 girişim sinyal bileşenleri için geçerli olmaktadır. Fakat I_1 sinyalinden farklı olarak girdi sinyallerin tek sayılı bileşenleri sıfıra eşittir.

5. BENZETİMLER

İkinci bölümde kapalı ortamlar için görünür ışık haberleşmesinin kanal modeli incelenmektedir. Buna bağlı olarak kanal dürtü tepkisi çıkartılarak ortamın geometrisinin kanal üzerindeki etkisi analiz edilmektedir. Ayrıca kullanılan verici ve alıcı kaynakların iletişim veri hızını etkileyen limitleri incelenmektedir. Üçüncü bölümde ise ikinci bölümde yapılan analizlerin ışığında, kablosuz optik haberleşme sistemlerinde kullanılan OFDM teknikleri için ayrıntılı inceleme yapılmaktadır. Tekniklerin karşılaştırılması yapılarak iletişim için uygun teknik olan ACO-OFDM'in istatistiksel özellikleri çıkarılmaktadır. Önceki bölümde ise ACO-OFDM için alt taşıyıcılar arasındaki girişimler incelenmektedir. Geliştirdiğimiz model sayesinde alt taşıyıcılar arasındaki girişim yaklaşık olarak hesaplanmaktadır. Bu bölümde ise önceki bölümlerde yapılan analizler benzetimlerle desteklenerek dördüncü bölümde anlatılan kırpma gürültüsü modelinin karşılaştırmalı başarımı gösterilmektedir.

5.1 Kanal Modellemeleri

Ortamın iletişime etkisini gözlemlemek için bir ev odası ile kütüphane ortamı göz önüne alınmaktadır. Belirli bir aydınlatma alanına sahip ışık yayan LED lambalar sayesinde veri kullanıcılara ulaştırılmaktadır. RF yayını ile gelecek verinin ışık yolu ile gelmesi sağlanmaktadır. Sadece iniş yolu iletişim incelenmektedir. Alıcı kaynak için dizüstü bilgisayarda bir adet foto diyot bulunmaktadır. Benzetimler tek girdi tek çıktı (SISO) modelini referans almaktadır. LED olarak Philips LUXEON T [76] markalı lamba kullanılırken foto diyot olarak ise THORLABS PDA10A [77] marka algılayıcı kullanılmaktadır. Philips LUXEON T lambasının özellikleri aşağıda verilmektedir:

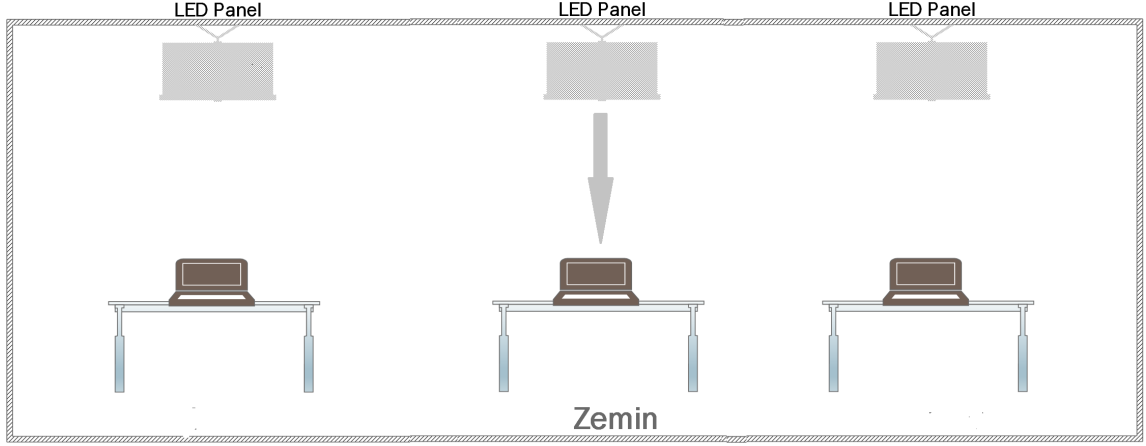
- Düşük Termal Direnç : 3 K-Ohm ,
- Aydınlatma Akısı : 220 lm ,
- Maksimum Verici Gücü : 1040 mW ,
- Maksimum Aydınlatma huzme genişliği :120 °.

PDA10A foto algılayıcının özellikleri ise aşağıda belirtilmektedir:

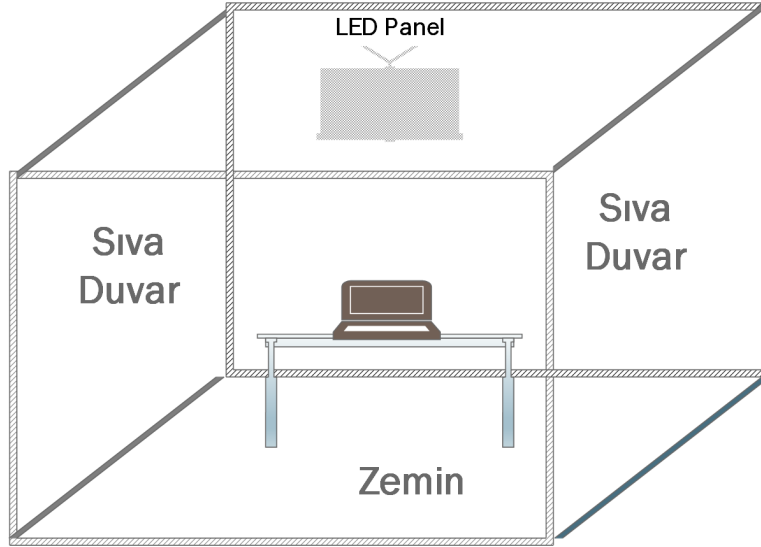
- 200-1100 nm arası dalga boylarında çalışma,

- 150 MHz bant genişliği,
- 0.78 mm² etkili alana sahip olması.

Farklı iki ortam geometrisi incelenmektedir; kütüphane ve oda.



Şekil 5.1. Kütüphane ortamındaki Görünür Işık Haberleşmesi geometrisi



Şekil 5.2. Oda ortamındaki Görünür Işık Haberleşmesi geometrisi

Geometrilerin farklı olması kanal yapılarının farklı olmasına neden olmaktadır. Şekil 5.1'deki örnekte de verildiği gibi kütüphane ortamı büyük bir alan olduğu için her bir masanın üzerinde yer alan aydınlatma lambası güçlü bir şekilde iletişime etki etmektedir. Sadece üzerinde yer alan lambanın etkisi incelendiği için kanal dürtü tepkisinde LOS bileşen gözükmemektedir. Kütüphane geniş bir ortam olduğu için yansıtıcı duvarlar nispeten uzaktadır ve NLOS bileşenler oldukça zayıftır. Kütüphanede

çok sayıda aydınlatma lambası yer alır. Bu lambalar birbirlerine girişim yaratabilmektedir; ancak bu çalışmada kaynakların birbirlerine yarattıkları girişimler incelenmemektedir. Şekil 5.2’de belirtilen geometrideki örnekte oda içinde yansımalar kanal dürtü tepkisine etki etmektedir. Oda kanal dürtü tepkilerinde LOS bileşen ve NLOS bileşenler birlikte olmaktadır. Şekil 5.1’deki kütüphaneye ait ortamın geometrisi ve iletişim elemanlarının özellikleri Çizelge 5.1’de sıralanmaktadır.

Özellikler	Değerler
Odanın genişliği, x	8 m
Odanın uzunluğu, y	10 m
Odanın yüksekliği, z	4 m
Masanın yerden yüksekliği, h	1 m
LOS açısı, ϕ	10°
Verici çıkış gücü, P_t	120x64 mW
Alıcı görüş alanı (FOV) açısı, ψ	30°
Alıcı etkili alanı, A_{eff}	0.78 mm^2
Modülasyon bant genişliği, B	20 MHz
Verici aydınlatma huzme açısı, Θ	60°
Alıcı gürültü gücü (N_0), N_0	$1.4 \times 10^{-15} \text{ W/Hz}$
Alıcı merceği kırıcılık indisi, n	1.5

Çizelge 5.1. Kütüphane ortamındaki VLC parametreleri.

Kütüphanedeki kanal dürtü tepkisinin sadece LOS bileşeni varsayıldığından kanal kazancı, Eşitlik (2.9)’dan yararlanılarak

$$H_{LOS}(0) = \frac{(0.78)10^{-6}(2)9\cos 10\cos(10)}{2\pi(9)/(\cos(10))^2} = 233 \cdot 10^{-9}, \quad (5.1)$$

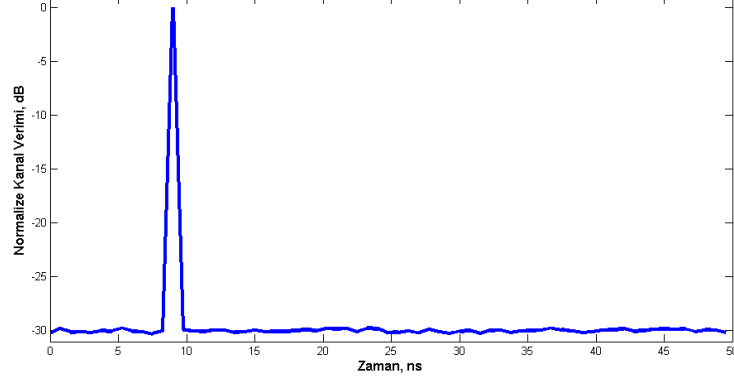
olarak bulunur. Aydınlatma için kullanılan LED armatürde 8x8’lik LED dizisi yer alır. Kanal kazancı bulunduktan sonra alıcıya ulaşan sinyal gücü,

$$P_r = P_t H_{LOS}(0) = (233)10^{-9}(120)(64)(10^{-3}) = 1.8 \mu W, \quad (5.2)$$

olarak bulunur. Alıcıdaki sinyal gürültü oranı ise

$$SNR = P_r/(N_0 B) = (1.8)10^{-6}/((1.4)10^{-15}(20)10^6) = 18 \text{ dB}, \quad (5.3)$$

olmaktadır. Kütüphane ortamındaki kanal dürtü tepkisinde sadece LOS bileşen olacağından Şekil 5.3'teki benzetimde olduğu gibi $t = 10 \text{ ns}$ noktasında dürtü görülmektedir.



Şekil 5.3. Kütüphane ortamındaki kanalın dürtü tepkisi

Özellikler	Değerler
Odanın boyutları, x, y, z	5 x 5 x 3 m
Masanın yerden yüksekliği, h	1 m
LOS açısı, Φ_0	10°
Yansımaya açısı, Φ_1	40°
Verici çıkış gücü, P_t	120x64 mW
Alıcı görüş alanı (FOV) açısı, Ψ	30°
Alıcı etkili alanı, A_{eff}	0.78 mm^2
Yansıtıcı etkili alanı, A_{deff}	1 cm^2
Modülasyon bant genişliği, B	20 MHz
Verici aydınlatma huzme açısı, Θ	60°
Alıcı gürültü gücü (N_0), N_0	$1.4 \times 10^{-15} \text{ W/Hz}$
Alıcı merceği kırıcılık indisi, n	1.5
Sıva duvarın yansıtma katsayısı, ρ	0.8

Çizelge 5.2. Oda ortamındaki VLC parametreleri

Oda geometrisindeki kanal dürtü tepkisi Çizelge 5.2'deki değerlere göre incelendiği zaman Şekil 5.4'te olduğu gibi güçlü LOS bileşen ve NLOS bileşenler yer almaktadır. Şekil 5.4'te sadece 1. yansımaya ait NLOS bileşen sunulmaktadır. Verici kaynağından çıkan sinyaller duvarlara çarparak enerjisinin belirli bir kısmını kaybederek

alıcıya ulaşmaktadır. Yansıma sayısı birden fazla olabilmektedir. Fakat birden fazla yansımalarda sinyalin enerjisi önemli oranda düşeceğinden kanalda sadece birinci yansıma sonucu alıcıya gelen sinyalin etkisi gözlemlenmektedir.

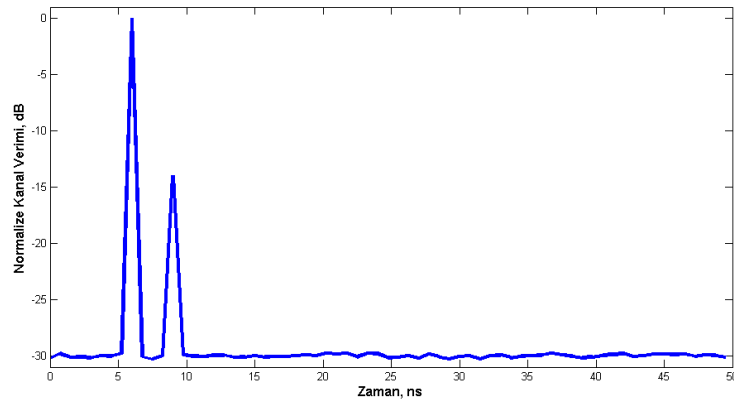
Yansıtan duvara ulaşan sinyalin gücü

$$P_{tyans} = (120)(64) * 10^{-3}(2) \cos(40) \cos(50) * 0.8 / (2\pi(1.4)(1.4)) = 86 \text{ mW}, \quad (5.4)$$

civarında olup yansıma sonrası bu güçle sinyal iletimi yapılmaktadır. Yansıma sonrası alıcıya ulaşan sinyalin gücü ise

$$P_{ryans} = P_{tyans} \cos(40) \cos(30) (0.78) * 10^{-6} (9) / (1.5)(1.5) = 0.18 \mu W, \quad (5.5)$$

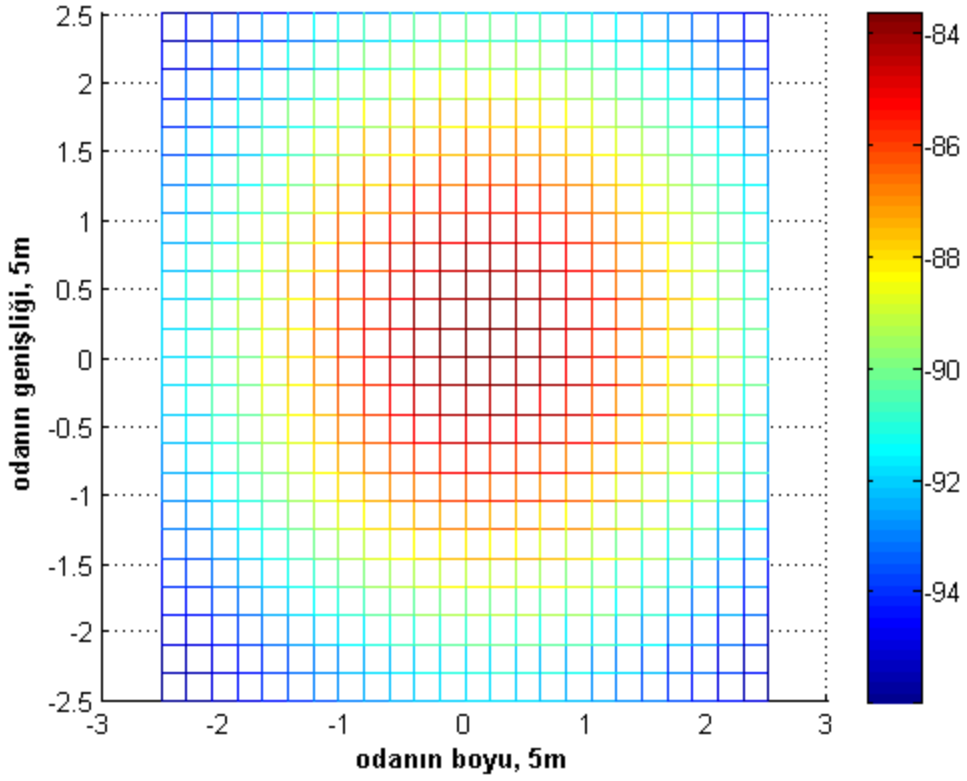
şeklinde olmaktadır. Sadece 1. yansıma sonrası alıcıda oluşan SNR değeri 8 dB kadar olmaktadır. Oda koşullarında oluşan LOS bileşenin büyüklüğü, Eşitlik (5.2) ve (5.3) ile Çizelge 5.2'deki değerlere göre yeniden düzenlendiğinde bulunmaktadır. LOS bileşenin alıcıda meydana getirdiği SNR oranı, kütüphane koşullarındaki LOS bileşene göre yaklaşık 3.5 dB daha fazla olmaktadır.



Şekil 5.4. Oda ortamındaki kanalın dürtü tepkisi

Şekil 5.4'te görüldüğü üzere odadaki kanal dürtü tepkisinde LOS ve NLOS bileşenler bir arada yer almaktadır. LOS bileşen $t_{LOS} = (3 - 1) / (3 * 10^8) \cong 6.75 \text{ ns}$ noktasında, 1. NLOS bileşen ise $t_{NLOS} = (1.4 + 1.5) / (3 * 10^8) \cong 9.75 \text{ ns}$ noktasında olmaktadır.

İki farklı ortama ait kanal dürtü tepkileri inceledikten sonra ortamlarda oluşan ışık yayınının güç dağılımı incelendiği zaman Çizelge 5.2'de belirtilen oda koşullarına ait güç dağılımı Şekil 5.5'te gösterilmektedir.

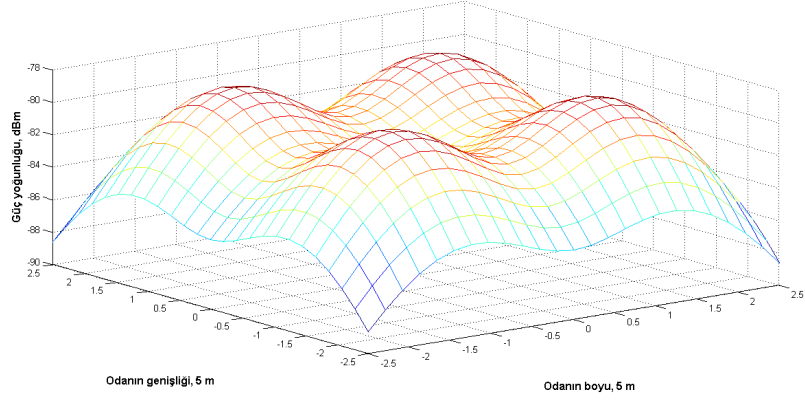


Şekil 5.5. Oda ortamında LED aydınlatmanın güç dağılımı, dBm

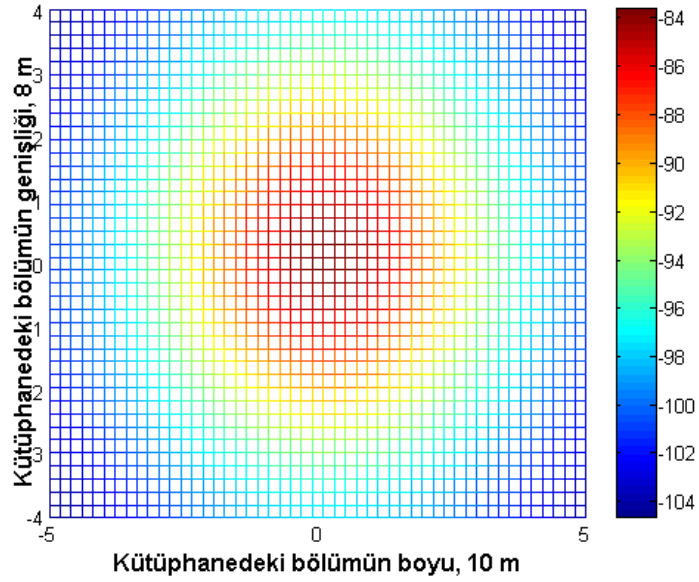
Odanın merkezinden köşelere gidildikçe ışık yoğunluğu azaldığı için alıcıya ulaşacak sinyalin gücü de azalmaktadır. Özellikle oda gibi ortamlarda aydınlatma kaynağı genelde odanın merkezinde olacağından haberleşme elemanlarının odanın merkezine ait yerlerde olması, iletişimin kalitesini artırmaktadır. Merkez ile köşeler arasında Şekil 5.5'teki benzetim için yaklaşık 10 dBm sinyal gücü farklılığı görülmektedir.

Tek aydınlatma kaynağı yerine odanın merkezinden eşit uzaklıkta dört adet aydınlatma kaynağı kullanılırsa Şekil 5.6'da olduğu gibi güç yoğunluğu odanın merkezinde toplanmamaktadır. Böylece odanın merkezinde olmayıp aydınlatmalara yakın yerde olan alıcı kaynaklar iletişimi kaliteli bir şekilde yapabilmektedir.

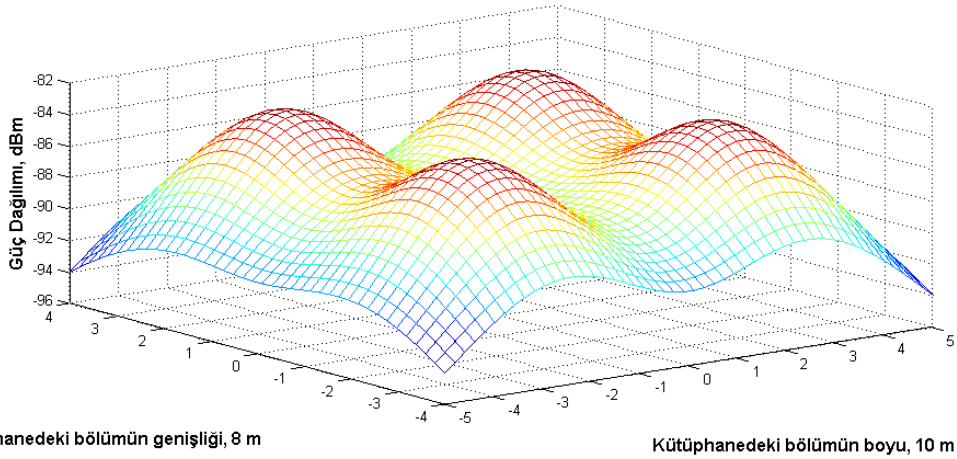
Kütüphane ortamındaki güç yoğunluğu dağılımı ise Şekil 5.7'deki gibi olmaktadır. Eğer kütüphanedeki bölümü tek ışık kaynağı değil de simetrik olarak 4 adet özdeş ışık kaynağı aydınlatırsa Şekil 5.8'deki gibi dağılım karşımıza çıkmaktadır.



Şekil 5.6. Oda ortamında 4 adet LED aydınlatmanın güç dağılımı, dBm



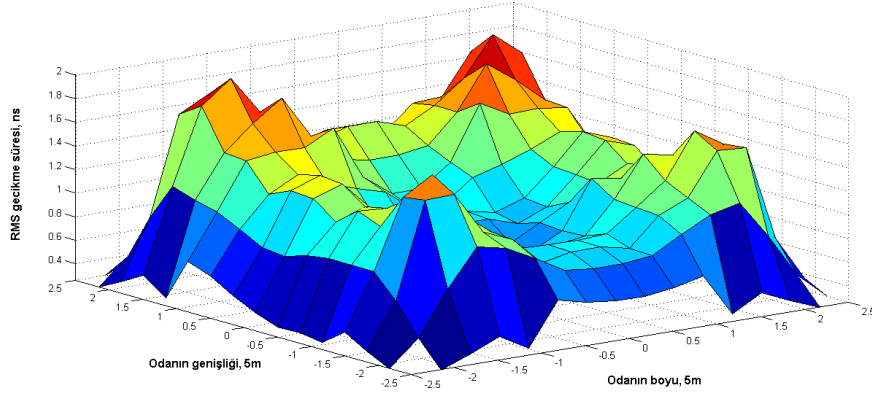
Şekil 5.7. Kütüphane ortamında LED aydınlatmanın güç dağılımı, dBm



Kütüphanedeki bölümün genişliği, 8 m

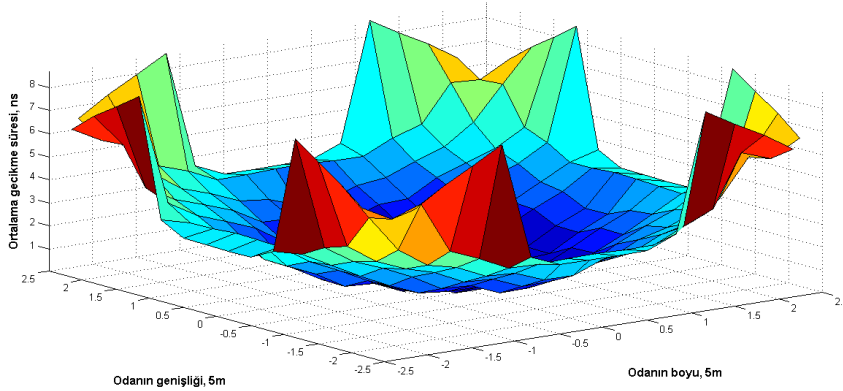
Kütüphanedeki bölümün boyu, 10 m

Şekil 5.8. Kütüphane ortamında 4 adet LED aydınlatmanın güç dağılımı, dBm



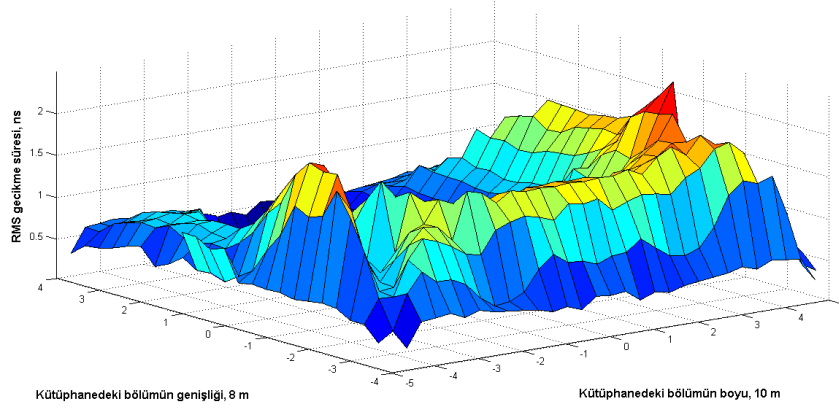
Şekil 5.9. Oda ortamındaki kanalın RMS (kök ortalama kare) gecikme süresi, ns

Oda ortamında kanal, çok yollu bir kanal olmaktadır. Bu yüzden kanalın RMS gecikme yayılımı kritik olmaktadır. VLC iletişimi kızıl ötesi iletişime göre daha az RMS gecikme yayılımına sahiptir. Şekil 5.9'daki benzetime göre iletişim için kanalın RMS gecikme süresi maksimum 2 ns olmaktadır. Bu durumda Mbps hızında iletişimler için kanal hala frekans düzgün yapıda olmaktadır. Fakat veri hızı Gbps seviyelerine çıkarıldığında kanal frekans seçici bir yapıya dönüşmektedir.



Şekil 5.10. Oda ortamındaki kanalın ortalama gecikme süresi, ns

Oda ortamındaki ortalama gecikme süresi köşelere doğru gittikçe artmaktadır. Maksimum 8 ns civarında ortalama gecikme süresi elde edilir. Şekil 5.10'daki benzetim incelenirse oda merkezi, iletişim için en iyi yer gözükmemektedir. Kütüphanedeki kanal dürtü tepkisinin sadece LOS bileşeni olduğu için RMS gecikme yayılımı incelenmemektedir. Fakat bir yüzey dışında kütüphane ortamının düşük yansıtıcılı yüzeylere sahip olduğu düşünülürse Şekil 5.11'de olduğu gibi sonuç karşımıza çıkmaktadır.



Şekil 5.11. Kütüphane ortamındaki kanalın RMS gecikme süresi, ns

5.2 Optiksel OFDM Tekniklerinin AWGN Kanalda Bit Hata Oranı Başarımları

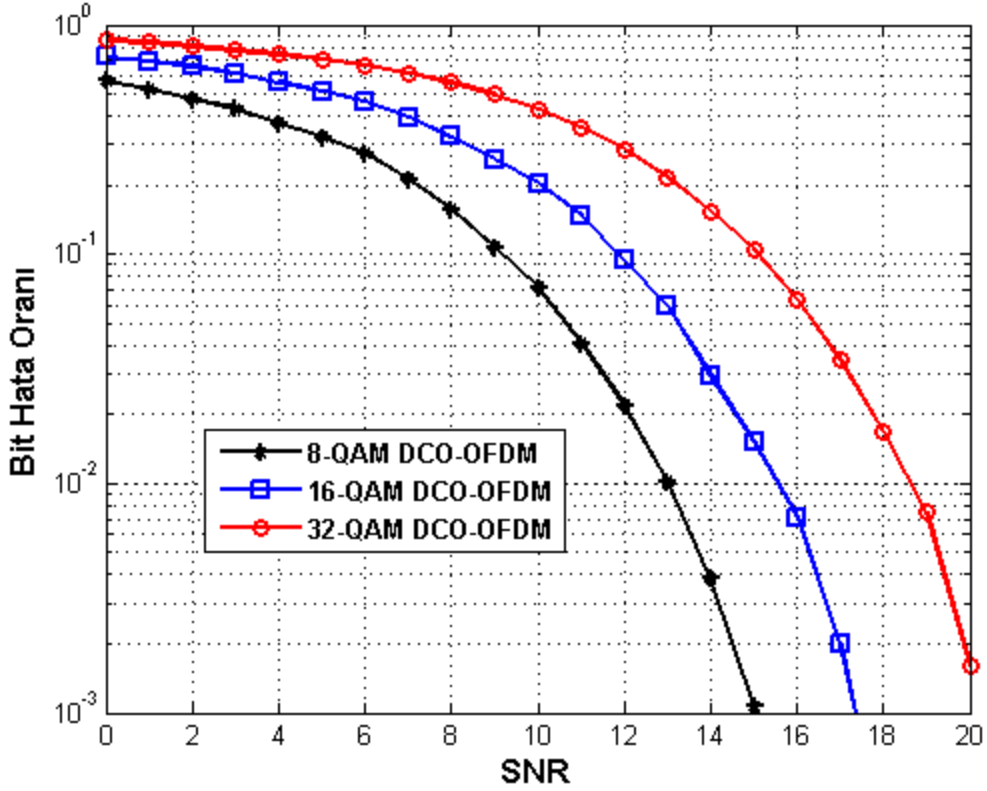
Bu alt bölümde optiksel OFDM teknikleri için AWGN kanalda yapılan bit hata oranı benzetimleri sunulmaktadır. Benzetimlerde sabit alınan değerler Çizelge 5.3'te gösterilmektedir.

Parametreler	Değerler
Alt taşıyıcı sayısı, N	32
Modülasyon tipi	QAM
Döngüsel önek uzunluğu, CP	$N/4 = 8$
Bit Hızı, R_b	20 Mbps
Yineleme sayısı	10000

Çizelge 5.3. OFDM tekniklerinde benzetimler için sabit alınan parametreler.

5.2.1 DCO-OFDM Tekniğindeki Bit Hata Oranı

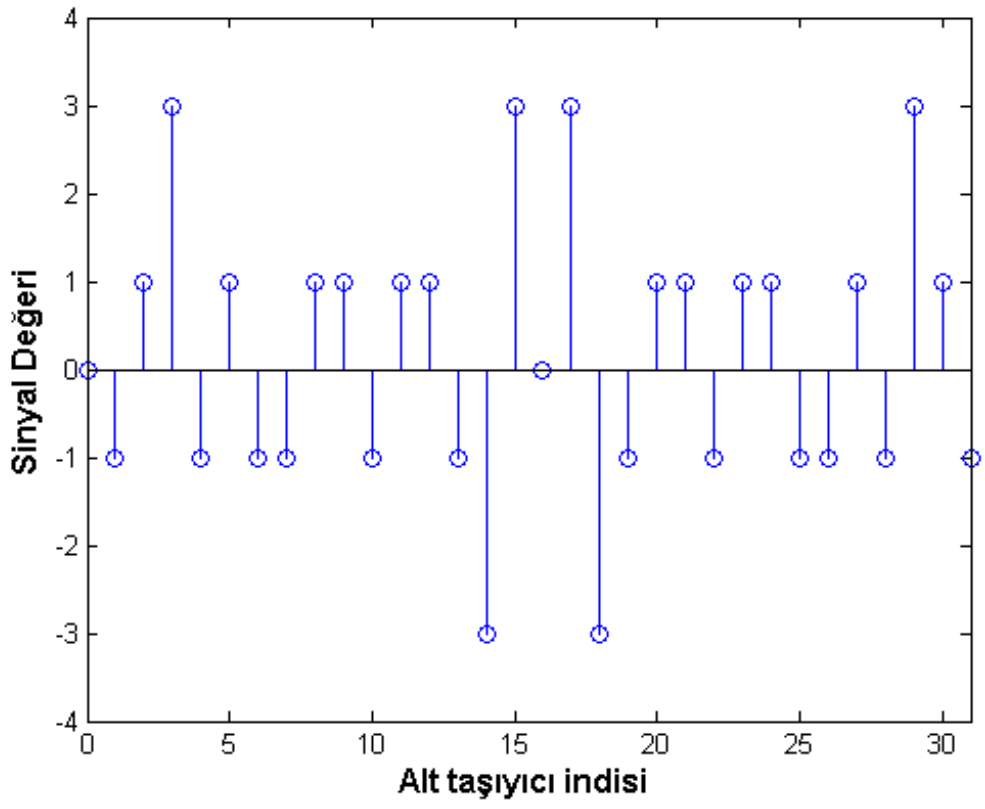
Şekil 3.6'daki DCO-OFDM blok şemasına göre kurgulanan senaryoda 32 adet alt taşıyıcı kullanılarak haberleşme yapılmaktadır. Haberleşme esnasında oluşan negatif sinyallere DC bir değer eklenerek pozitif olmaları sağlanmaktadır. Sonrasında semboller gönderilmektedir. Farklı sayıdaki sembol durumları için benzetimler yapılmıştır. Modülasyon derecesi arttıkça bit hata oranı artmaktadır. İki kat sayıda sembol kullanıldığında aynı bit hata oranını elde etmek için yaklaşık sinyal gürültü oranında 3-4 dB iyileştirme yapmak gerekmektedir. Şekil 5.12'deki benzetim farklı sembol uzunlukları için DCO-OFDM tekniğinin bit hata oranı başarımını göstermektedir.



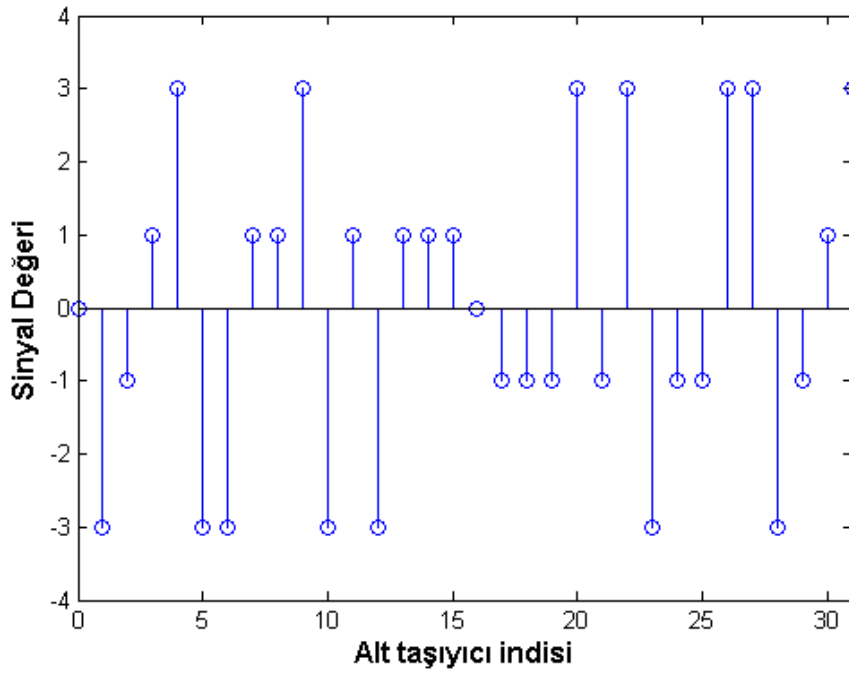
Şekil 5.12. DCO-OFDM'de 32 adet alt taşıyıcı ile yapılan iletişimdeki bit hata oranı.

DCO-OFDM sinyalinde IFFT işlemine girecek vektörün gerçel ve sanal bileşenleri Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'te gösterilmektedir. Gerçel bileşenlerin oluşturduğu vektör çift simetri özelliğe sahip olurken sanal bileşenlerin oluşturduğu vektör tek simetri özelliğine sahiptir. Bu kompleks vektör IFFT işlemi sonrası sadece gerçel bileşenlerin olduğu vektöre dönüşür. Şekil 5.15'teki sonuç bu durumu bize kanıtlamaktadır.

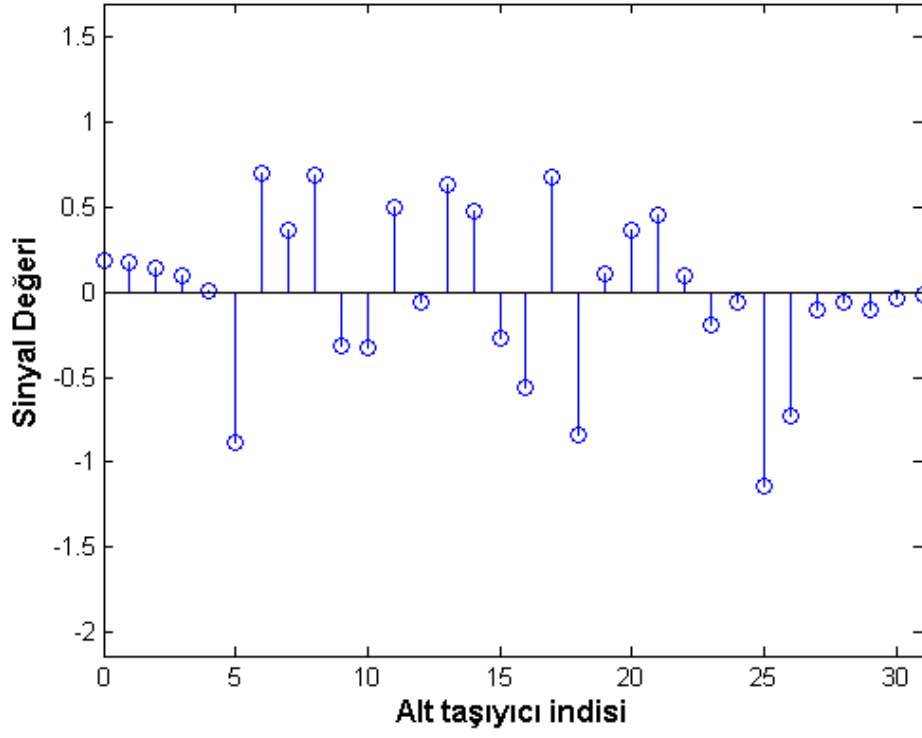
Negatif sinyaller IM/DD kanallarda gönderilmeyeceğinden DC sinyal eklenir. Eklencek minimum DC sinyalin büyüklüğü, sinyalin en küçük negatif değerinin mutlak değeri kadar olmalıdır. Nitekim Şekil 5.16'daki olduğu gibi sinyaller artık pozitif gerçel bir yapıya sahiptir. Fakat eklemekten dolayı verici çıkış gücü artmaktadır. Ayrıca DC sinyal eklenmesi tepe-ortalama-güç-oranı (PAPR) probleminin oluşmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle ACO-OFDM teknikleri, optik sinyaller için düşük güç tüketimi sunduklarından dolayı daha çok tercih edilmektedir.



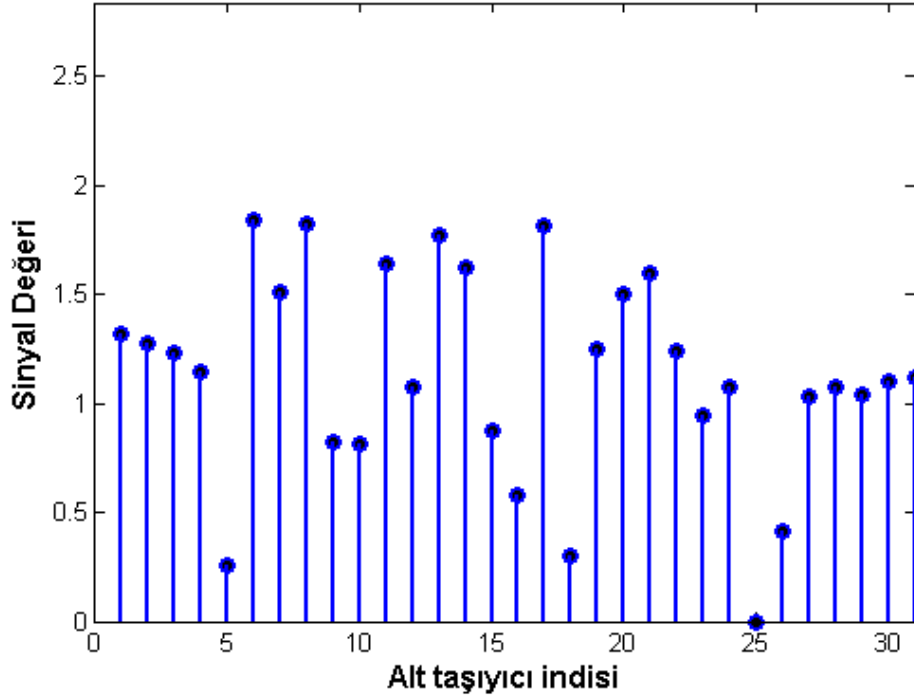
Şekil 5.13. DCO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün gerçel bileşenleri



Şekil 5.14. DCO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün sanal bileşenleri



Şekil 5.15. DCO-OFDM tekniğinde DC ofset ekleme öncesindeki sinyal

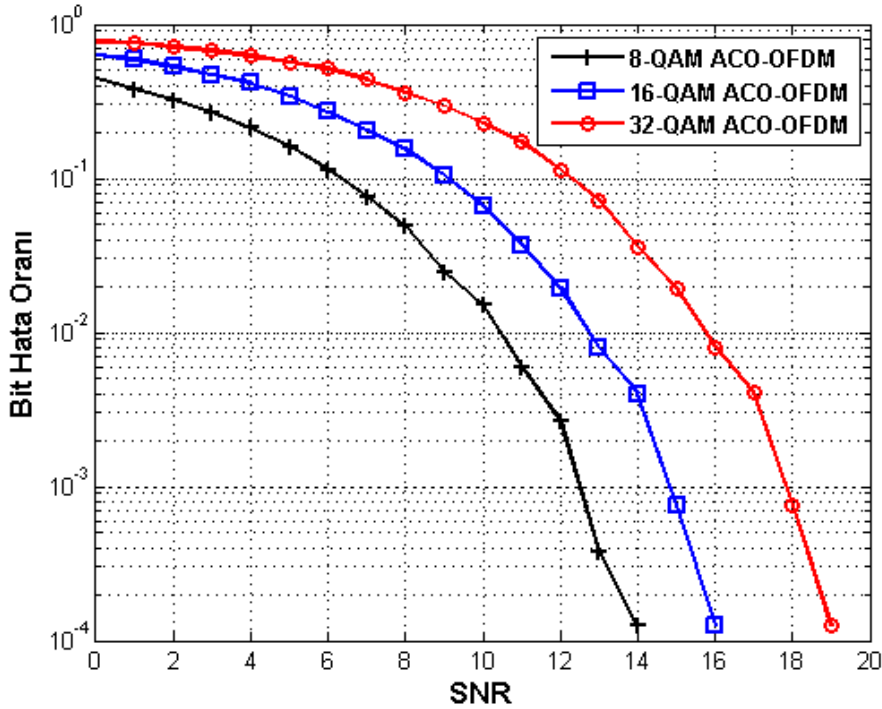


Şekil 5.16. DCO-OFDM tekniğinde DC ofset ekleme sonrasındaki sinyal

5.2.2 ACO-OFDM Tekniğindeki Bit Hata Oranı

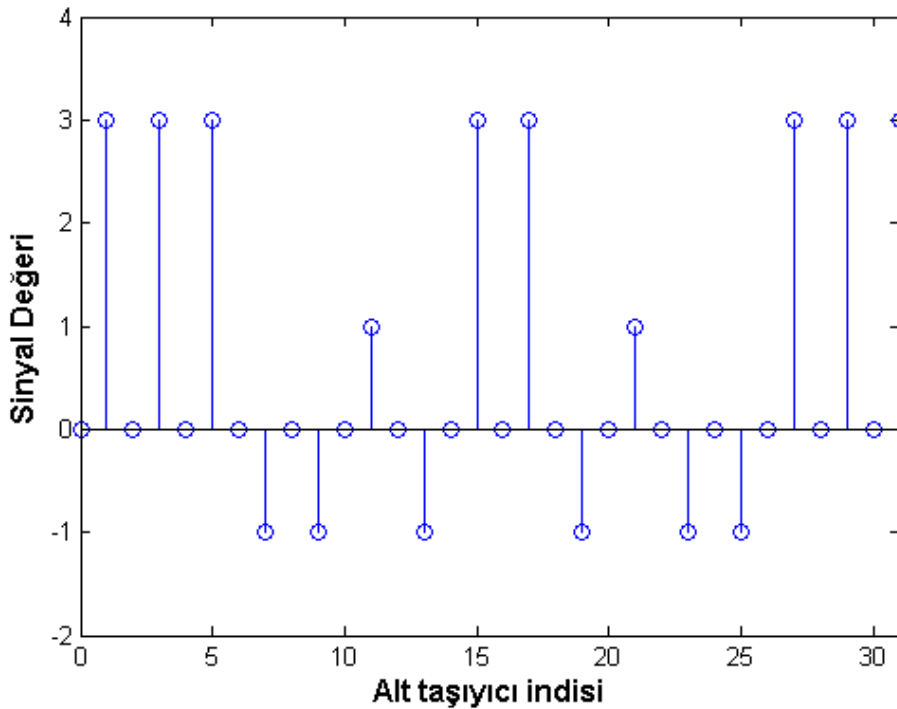
ACO-OFDM tekniği ile DCO-OFDM tekniği karşılaştırıldığında en önemli farkın kullanılan alt taşıyıcı sayısı olduğu görülmektedir. DCO-OFDM tekniğinde semboller N adet alt taşıyıcıdan gönderilirken aynı semboller ACO-OFDM tekniğinde $2N$ adet alt taşıyıcı kullanılarak gönderilir. Çünkü ACO-OFDM'de sadece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılmaktadır. Çift sayılı alt taşıyıcılar ise kullanılmayıp değerleri sıfıra eşitlenmektedir. Kırpma işleminden dolayı oluşan bozulmalar sadece çift sayılı alt taşıyıcılarda görülmektedir. ACO-OFDM tekniği DCO-OFDM tekniğine göre spektrumu verimsiz kullanmaktadır. Spektrumun yarısı kullanmamaktadır. Alt taşıyıcıların hepsi kullanılırsa girdi sinyali ile kırpma gürültüsü sinyali ilintili olacağı için OFDM sisteminin diklik ilkesi bozulmaktadır. Diklik ilkesini bozan kırpma gürültüsünün alıcıdaki değeri bilinirse iletişimde iyileştirme yapılması mümkün olabilmektedir.

Şekil 5.17'deki benzetim, farklı sembol uzunlukları için ACO-OFDM tekniğinin bit hata oranı başarımını göstermektedir. Modülasyon derecesi arttıkça bit hata oranı da artış göstermektedir. 8-QAM kullanılan bir iletişimdeki bit hata oranı başarımını yakalamak için 16-QAM kullanılan iletişimde 2 dB iyileştirme gerekirken 32-QAM kullanılan bir iletişimde ise yaklaşık 5 dB iyileştirme gerekmektedir.



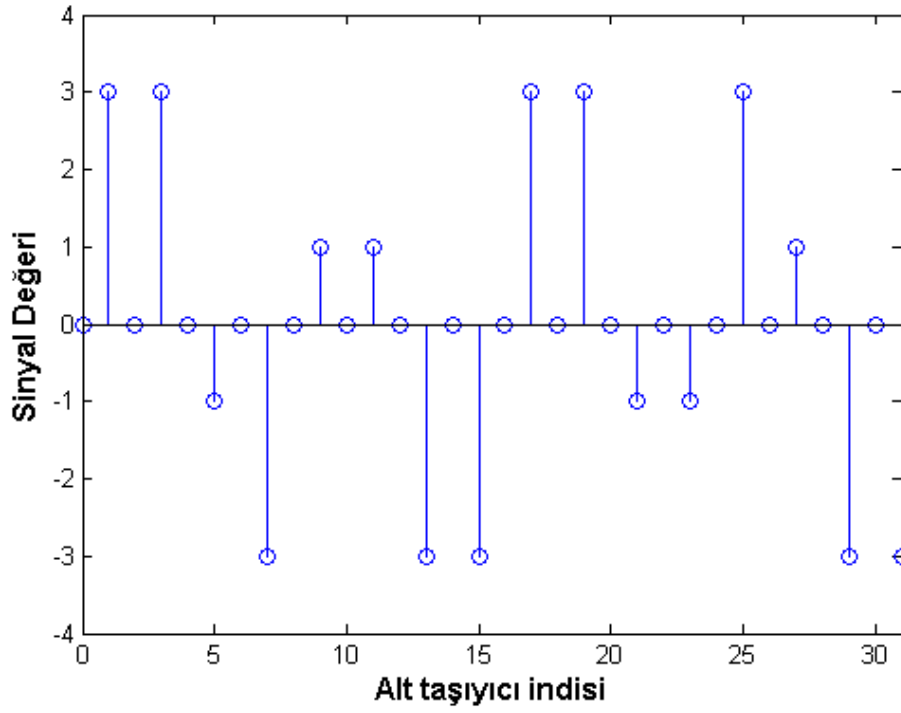
Şekil 5.17. ACO-OFDM'de 32 adet alt taşıyıcıyla yapılan iletişimdeki bit hata oranı

Şekil 5.12'deki benzetimde DCO-OFDM tekniğinin bit hata oranı başarımlarını Şekil 5.17'deki sonuçlarla mukayese ettiğimizde DCO-OFDM aynı modülasyon derecesi için düşük performans sergilemektedir. ACO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün gerçel ve sanal bileşenleri sırasıyla Şekil 5.18 ve Şekil 5.19'da belirtilmiştir. Özellikle Şekil 5.20'deki benzetimde zaman uzamındaki sinyal vektöründe $x[n] = -x[N/2 + n]$ eşitliği görülmektedir. Bu eşitlik kırpma işleminden sonra bir sinyal değerinin her zaman bulunacağını belirtir. Çünkü Şekil 5.20'deki sinyalde pozitif her bir değer negatif de mevcuttur. Kırpılmış sinyalin gösterimi Şekil 5.21'de belirtilmektedir. Şekil 5.20'deki negatif sinyallerin Şekil 5.21'de sıfıra eşitlendiğini görülmektedir.

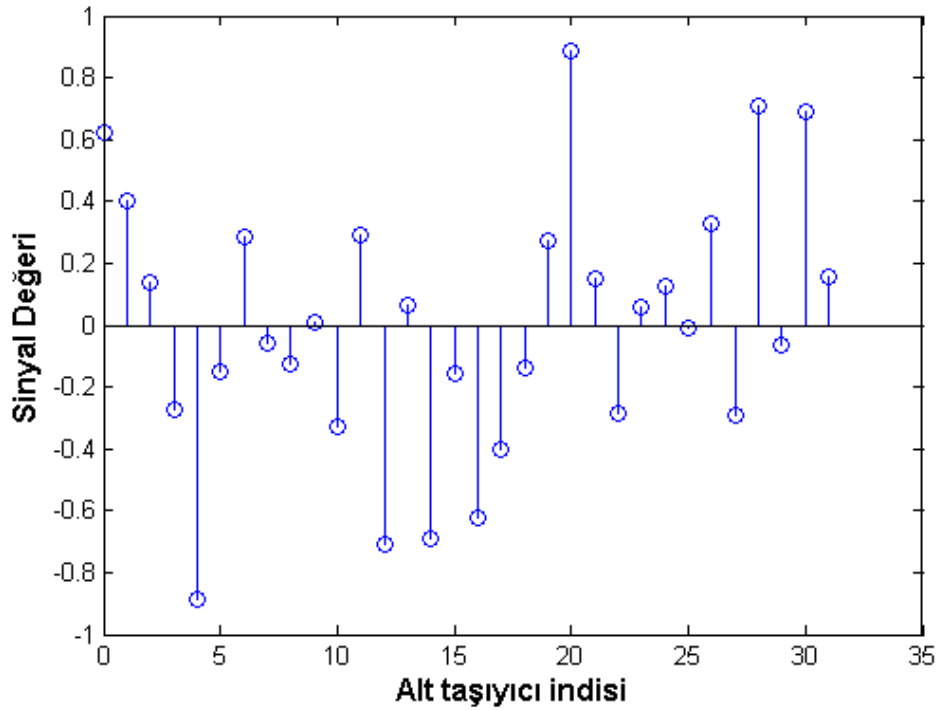


Şekil 5.18. ACO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün gerçel bileşenleri.

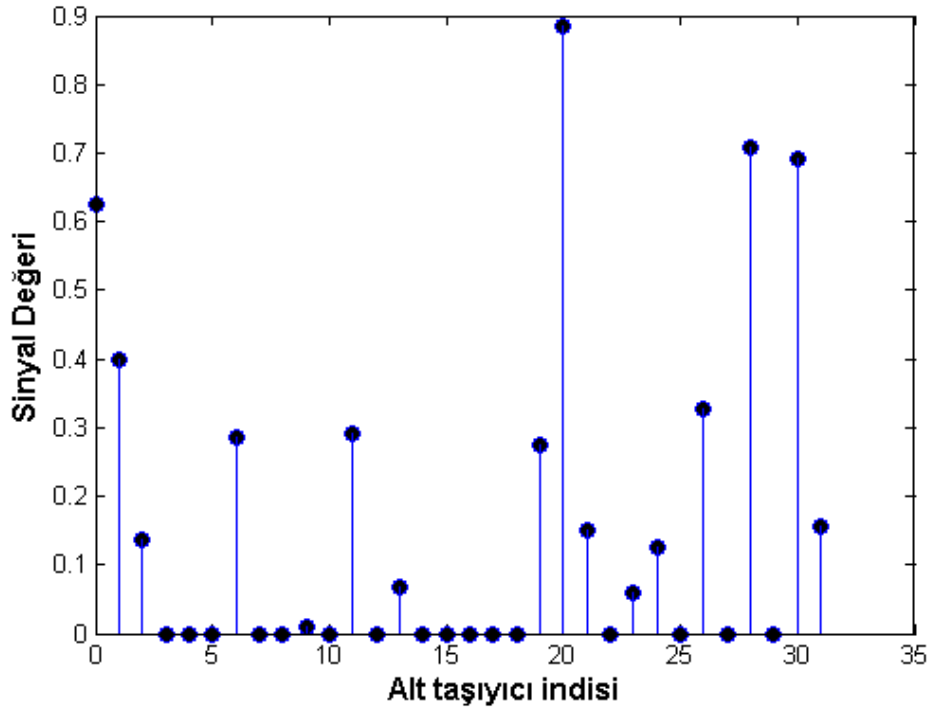
ACO-OFDM sinyalinde alt taşıyıcıların hepsinin kullanımı, kırpma işleminin sonucu olan bozulmayı doğrudan etkilemektedir. Şekil 5.22'deki benzetimde görüldüğü üzere alt taşıyıcılarının hepsinin kullanımı bit hata oranı başarımlarını düşürmektedir. Kırpma gürültüsü artık girdi sinyali ile ilintili olmaktadır. Bu nedenle alıcıdaki sembollerin ayırımında hatalar artmaktadır.



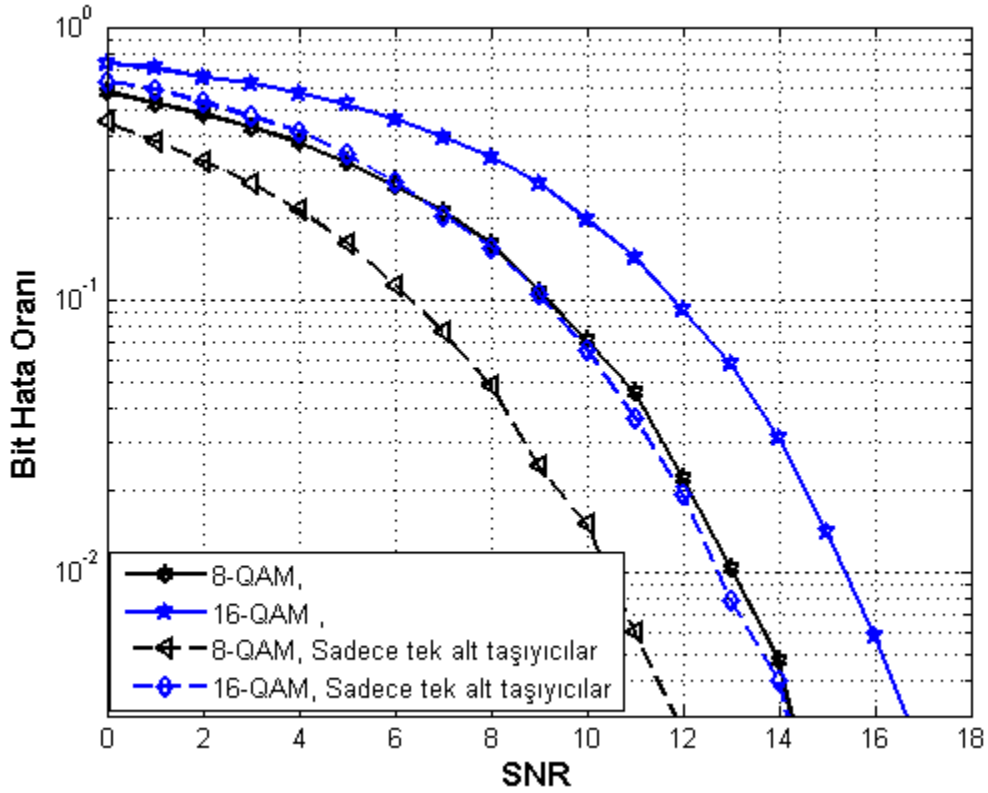
Şekil 5.19. ACO-OFDM tekniğinde sembol vektörünün sanal bileşenleri.



Şekil 5.20. ACO-OFDM tekniğinde kırpma işlemi öncesindeki sinyal.



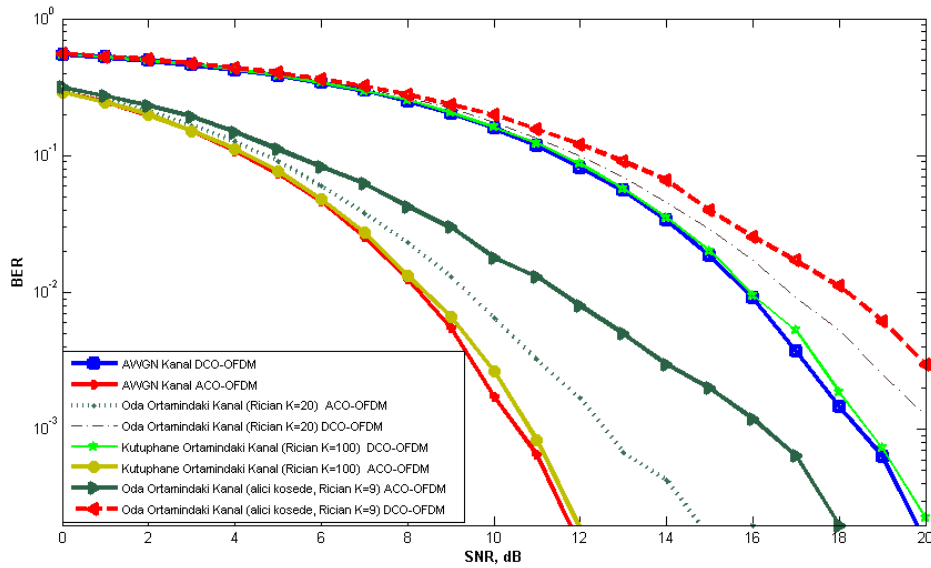
Şekil 5.21. ACO-OFDM tekniğinde kırılmış zaman uzamındaki sinyal.



Şekil 5.22. ACO-OFDM tekniğinde alt taşıyıcılarının kullanımının bit hata oranına etkisinin gözlemlenmesi.

5.3 ACO-OFDM ve DCO-OFDM Tekniklerinin Farklı Kanal Modellerinde Karşılaştırılması

ACO-OFDM tekniğinde sadece tek sayılı alt taşıyıcıların kullanılması nedenlerini önceki benzetimlerde ve dördüncü bölümde tartışılmaktadır. Şekil 5.22'deki benzetimde farklı sembol uzunlukları için ACO-OFDM'de alt taşıyıcıların kullanılmalarının bit hata oranına etkisi karşılaştırılmaktadır. 8-QAM kullanılan bir iletişimde tek sayılı alt taşıyıcılar kullanıldığında 3.5 dB iyileştirme sağlanmaktadır. Şekil 5.23'teki benzetimde 8-QAM kullanılan bir iletişimde ACO-OFDM ile DCO-OFDM tekniklerinin karşılaştırılması yapılmaktadır.



Şekil 5.23. ACO-OFDM ile DCO-OFDM tekniklerinin 8-QAM kullanılan bir iletişimde bit hata oranlarının karşılaştırılması.

Şekil 5.23'teki benzetimde farklı kanal tipleri için sonuçlar görülmektedir. Kütüphane ortamındaki kanalda Şekil 5.3'teki benzetimde de görüldüğü üzere sadece güçlü bir LOS bileşen olduğu bilinmektedir. Kütüphane ortamındaki kanalın, K faktörü yüksek Rician sönümlenmeli bir kanal olduğu varsayılmaktadır. Yüksek K faktörüne sahip Rician sönümlenmeli kanal, AWGN kanal davranışına yakınsamaktadır. Şekil 5.23'teki K=100 varsayılan Rician sönümlenmeli kanal, AWGN kanala yakın davranış göstermektedir. Oda ortamındaki kanal dürtü tepkisi NLOS bileşenlere sahiptir. Bu durumda Rician sönümlenmeli kanalın K faktör değeri, LOS bileşenden alınan gücün NLOS bileşenlerden alınan güçlerin toplamına oranından hesaplanır. Şekil 5.4'teki kanal dürtü tepkisi için oda ortamındaki kanalın K faktörü yaklaşık 20 olmaktadır.

Oda ortamındaki kanalda ACO-OFDM tekniği, AWGN kanalla aynı BER başarımını sağlaması için 2 dB iyileştirmeye ihtiyaç duymaktadır. Oda ve kütüphane için kurulan iletişim senaryolarında alıcı ve verici kaynaklar ortamın merkezinde yer almaktadırlar. Şekil 5.23'teki karşılaştırmada alıcı kaynak odanın köşesinde olursa LOS bileşen NLOS bileşenlere oranla daha çok zayıflayacağı için Rician sönümlmeli kanalın K faktör değeri düşmektedir. Alınan ölçümde K faktör değeri yaklaşık 9 olmaktadır. Bu durumda ACO-OFDM tekniği, AWGN kanal durumundaki aynı BER başarımı için yaklaşık 6 dB iyileştirmeye ihtiyaç duymaktadır. Şekil 5.23'te aynı bit hata oranı için yaklaşık iki tekniğin arasında 7.5 dB fark olduğu görülmektedir. Şekil 5.23'teki benzetimde zaman uzamındaki sinyalin değışintisinin 1'e eşit olacağı ($\sigma^2 = 1$) varsayılmaktadır. DCO-OFDM'de eklenen DC ofset, zaman uzamındaki sinyalin standart sapmasının iki katı kadar olmaktadır. ACO-OFDM tekniğinde alt taşıyıcıların yarısı kullanılmadığı için sinyalin toplam gücü, DCO-OFDM'deki sinyal gücünün yarısı kadar olmaktadır. Her iki OFDM tekniği için ortalama güç hesaplandığında,

$$E[X_{DCO}] = I_{DC} = 2, \quad (5.6)$$

$$E[X_{ACO}] = (1/\sqrt{2\pi}) \int_0^{\infty} x \exp(-x^2/2) dx = 1/\sqrt{2\pi}, \quad (5.7)$$

şeklinde değerler görülmektedir. ACO-OFDM'de her bir alt taşıyıcının gücünün alıcıda yarıya indiğini bilindiğinden DCO-OFDM tekniği, ACO-OFDM ile aynı başarımı sağlamak için,

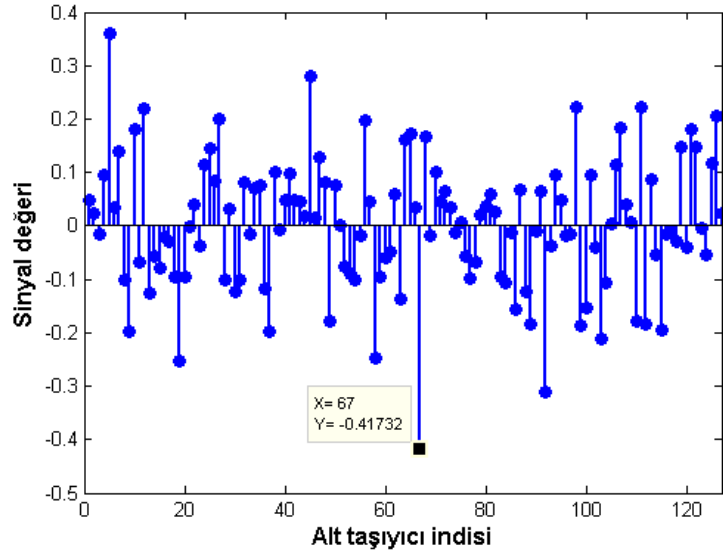
$$SNR_{fark} = 20 \log_{10} \left(0.5 \frac{E[X_{DCO}]}{E[X_{ACO}]} \right) = 20 \log_{10} (0.5 \cdot 2 \sqrt{2\pi}) = 7.98 \text{ dB}, \quad (5.8)$$

kadar iyileştirmeye ihtiyaç duymaktadır. Şekil 5.23'te bu fark 7.5 dB olarak gözlenmektedir. Hem teorik olarak hem de benzetim sonuçları ile ACO-OFDM tekniğinin DCO-OFDM tekniğine göre daha az güç tükettiği ispatlanmıştır.

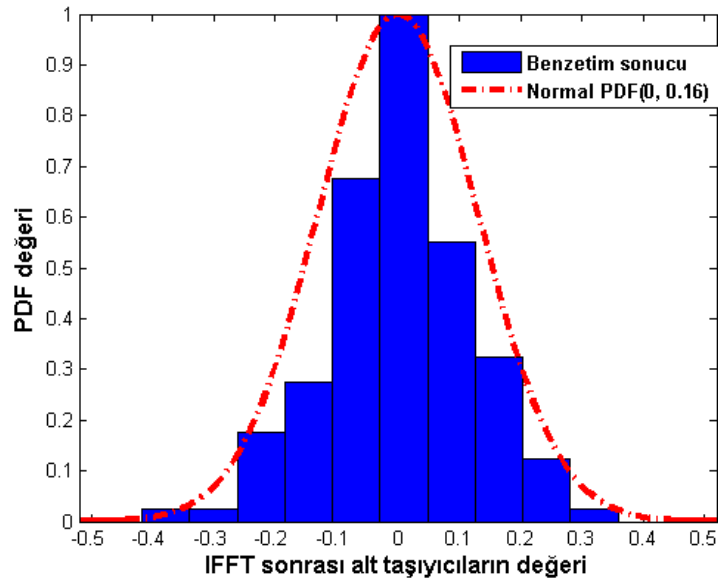
5.4 DCO-OFDM ve ACO-OFDM Girdi Sinyallerinin Dağılım Modelleri

IFFT sonrası oluşan sinyalin Merkezi Limit Teoremi'ne göre yüksek sayılı alt taşıyıcılı sistemlerde Gauss dağılıma sahip olduğu bilinmektedir. 128 alt taşıyıcının kullanıldığı Şekil 5.24'teki zaman uzamındaki OFDM sinyali, Şekil 5.25'teki gibi Gauss

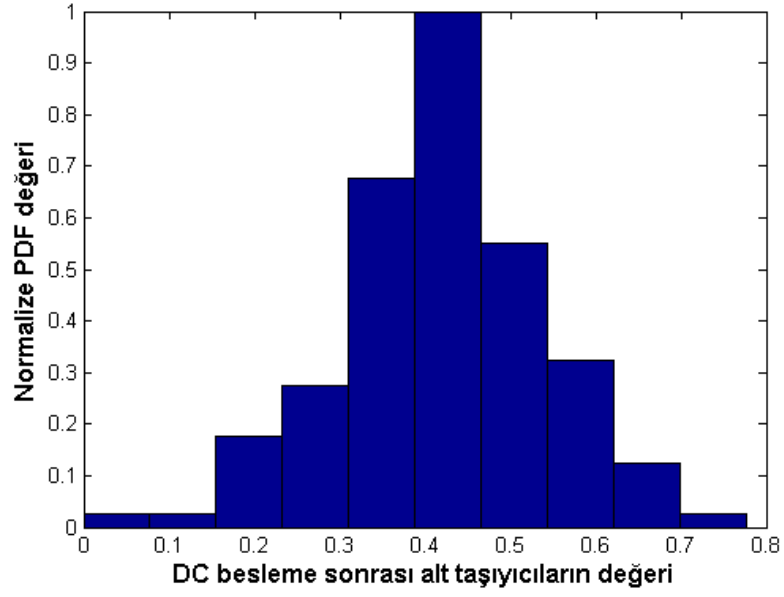
dağılıma sahiptir. Gauss dağılımı çizilirken Şekil 5.24'teki sinyalin standart sapma değeri (0.41) dikkate alınır. DCO-OFDM tekniğinde DC seviye eklenmiş sinyalin dağılımı Şekil 5.26'da, ACO-OFDM tekniğinde kırılmış sinyalin dağılımı ise Şekil 5.27'de gösterilmektedir.



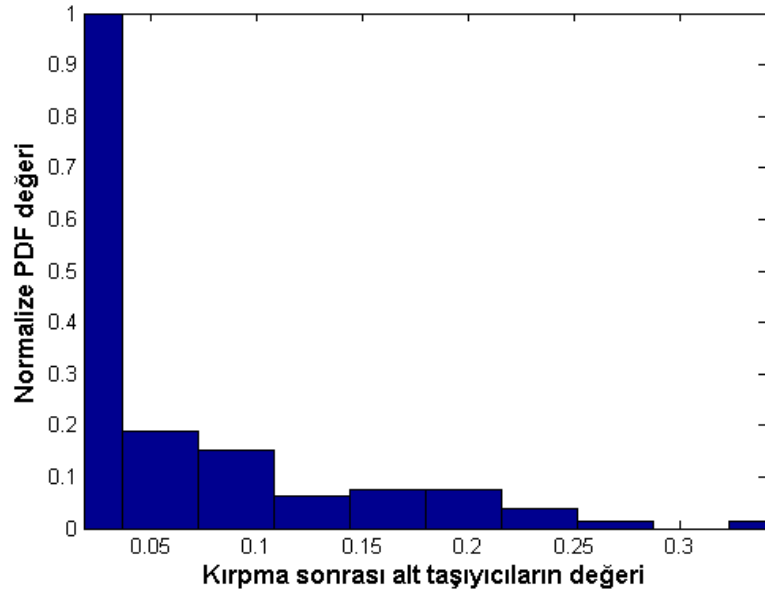
Şekil 5.24. IFFT sonrası zaman uzamında oluşan örnek sinyal



Şekil 5.25. Zaman uzamındaki OFDM sinyalinin olasılık yoğunluk fonksiyonu grafiği.



Şekil 5.26. Zaman uzamındaki DCO-OFDM sinyalinin olasılık yoğunluk fonksiyonu grafiği.



Şekil 5.27. Zaman uzamındaki ACO-OFDM sinyalinin olasılık yoğunluk fonksiyonu grafiği.

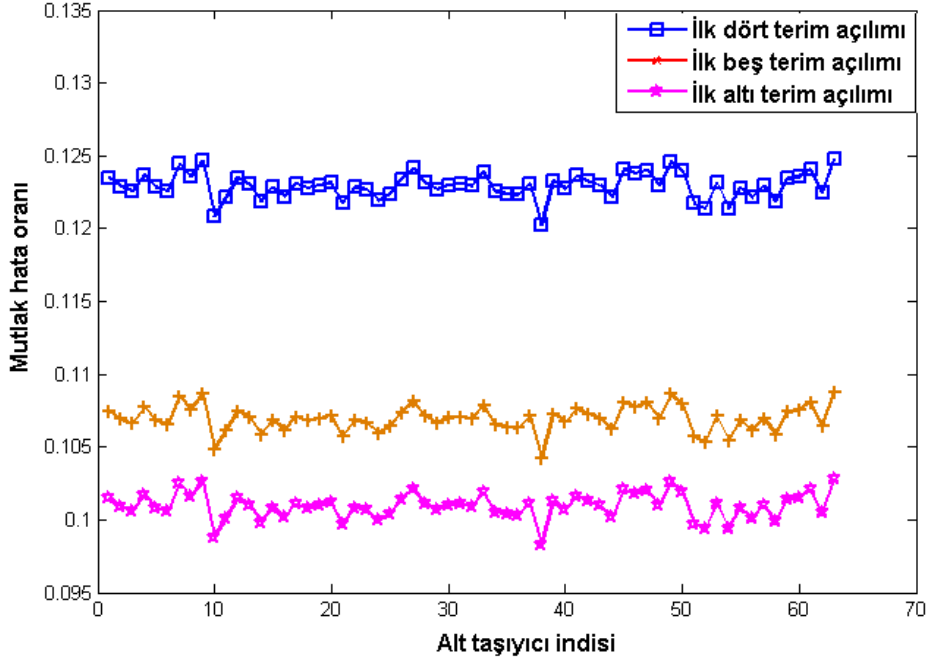
Şekil 5.24'teki OFDM sinyali optik sinyal olarak üretilmeye başlandığında iki farklı dağılım görülmektedir. Bunlardan birincisi Şekil 5.26'da belirtildiği gibi DCO-OFDM sinyalinin sahip olduğu ortalaması DC ofset olduğu Gauss dağılımıdır. Diğeri ise Şekil 5.27'de belirtildiği gibi ACO-OFDM tekniği ile üretilmiş kırılmış sinyalin dağılımıdır.

5.5 Alt Taşıyıcılar Arasındaki Girişim İçin Yapılan Modellemenin Başarım Gösterimi

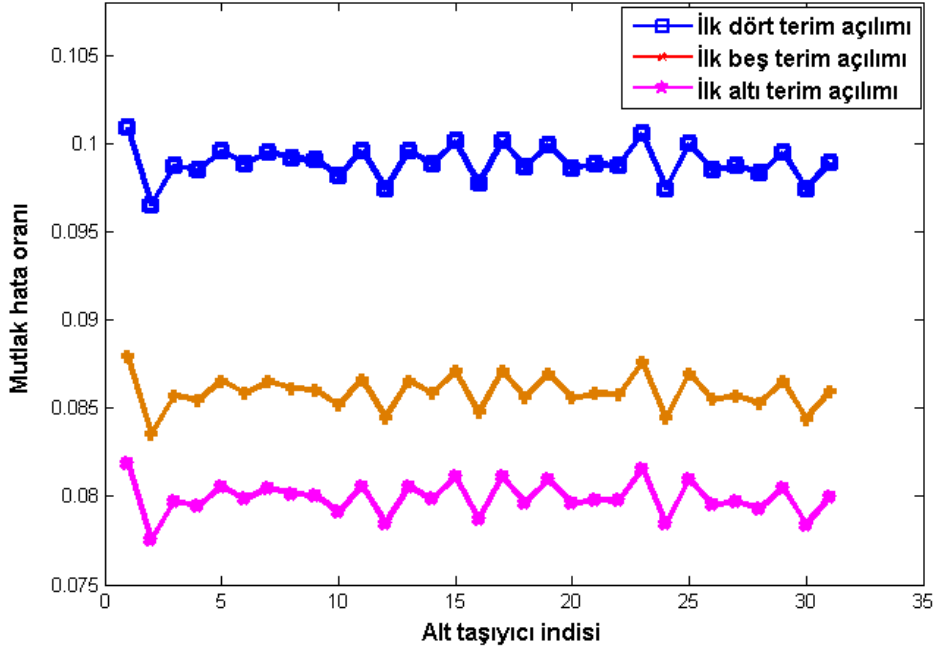
Dördüncü bölümde yaptığımız çalışmaların en önemlisi, bütün alt taşıyıcılar kullanıldığında alt taşıyıcılar arasındaki girişim sinyallerin yani kırılma gürültüsünün hesaplanmasıdır. Eşitlik 4.15'teki girdi sinyalin mutlak fonksiyonu girişime neden olmaktadır. Fakat mutlak alma işlemi doğrusal olmayan ve parçalı bir fonksiyon olduğundan girişim sinyali kapalı bir formda yazılamamaktadır. Taylor Serisi karekök fonksiyonu için ilk dört terimde açıldığında mutlak fonksiyonu, bir polinom fonksiyon halinde yaklaşık olarak yazılabilmektedir. Şekil 5.28 ve Şekil 5.29'daki benzetimlerde Taylor Seri Açılımı'nın ilk dört, beş ve altı terimleri kullanılmaktadır.

Benzetimlerde referans alınan sinyal, girdi sinyalin mutlak değerinin hızlı Fourier dönüşümü sonucunun yarısının oluşturduğu sinyaldir. Hata oranı dikkat edileceği üzere terim sayısı arttıkça azalmaktadır. Hata sonuçları için Şekil 5.28'de 64 adet alt taşıyıcı kullanılırken Şekil 5.29'da 32 adet alt taşıyıcı kullanılmaktadır. Alt taşıyıcı sayısı düştükçe hata değeri de düşmektedir. Çünkü ilintili olan alt taşıyıcı sayısı azalmaktadır. Benzetimler bize ortalama 0.09 mutlak hata oranı ile girişim değerlerinin hesaplandığı göstermektedir. Hata oranı hesabındaki sonuçlar 10000 adet deneme sonunda ortalamalar alınarak gösterilmektedir. Alıcıda girişim değerlerinin yaklaşık olsa da bilinmesi, gerçek sinyallerin elde edilmesi açısından büyük kolaylık sağlayacaktır.

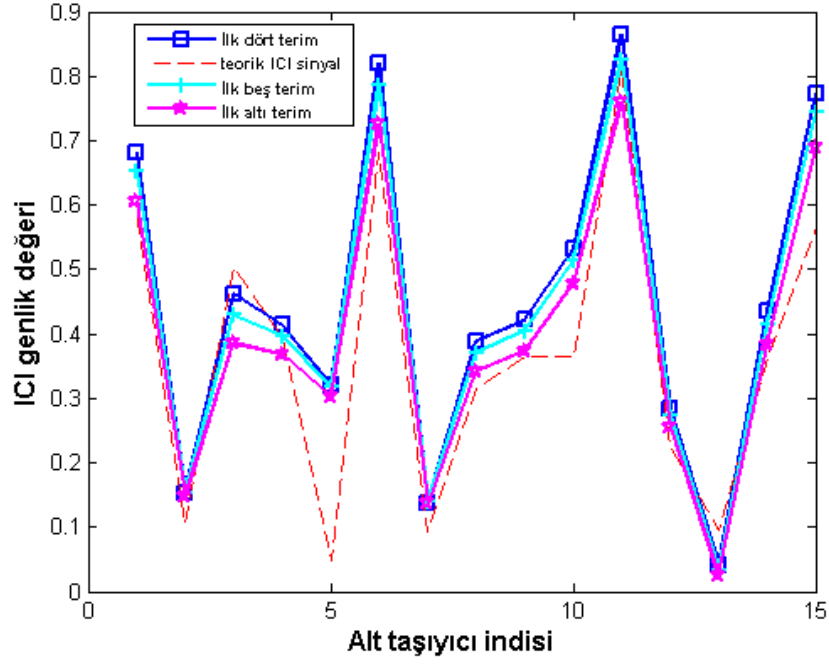
Şekil 5.30'daki benzetimde Şekil 5.24'teki benzetimden farklı bir sinyal seti kullanılmaktadır. Şekil 5.30'da alt taşıyıcılar arasındaki oluşan girişimin genlik değerlerinin teorik sonucu ile benzetim sonuçları bir arada gösterilmektedir. Özellikle 0 noktasına yakın sinyallerde hata oranı daha fazla görülmektedir. Bunun sebebi de mutlak değer fonksiyonunun 0 noktasında sürekli olmaması ve doğrusal özelliğın kaybolmasıdır.



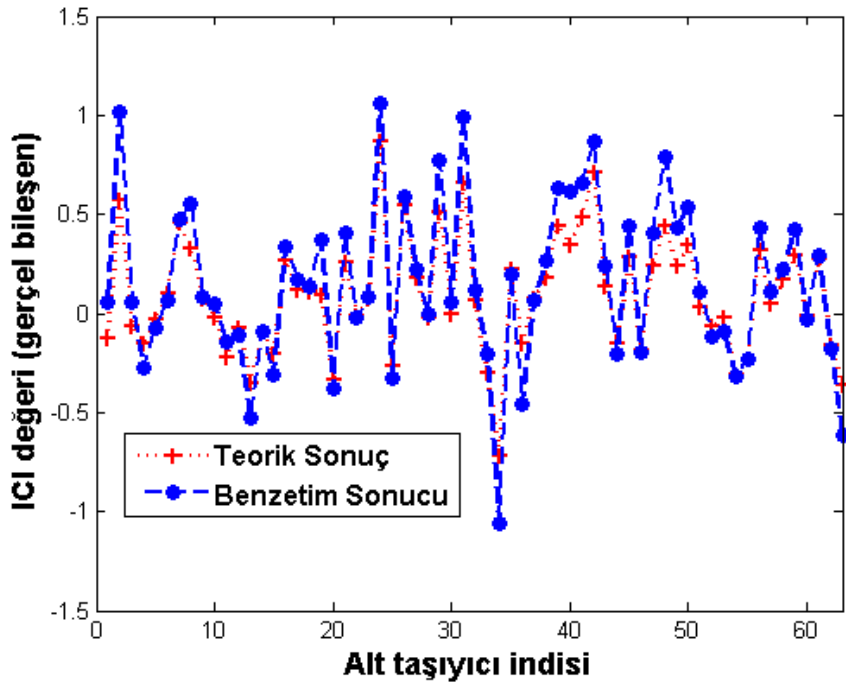
Şekil 5.28. Hesaplanan girişim sinyallerin teorik sonuca göre mutlak hata oranlarının gösterimi, $N=64$



Şekil 5.29. Hesaplanan girişim sinyallerinin teorik sonuca göre mutlak hata oranlarının gösterimi, $N=32$

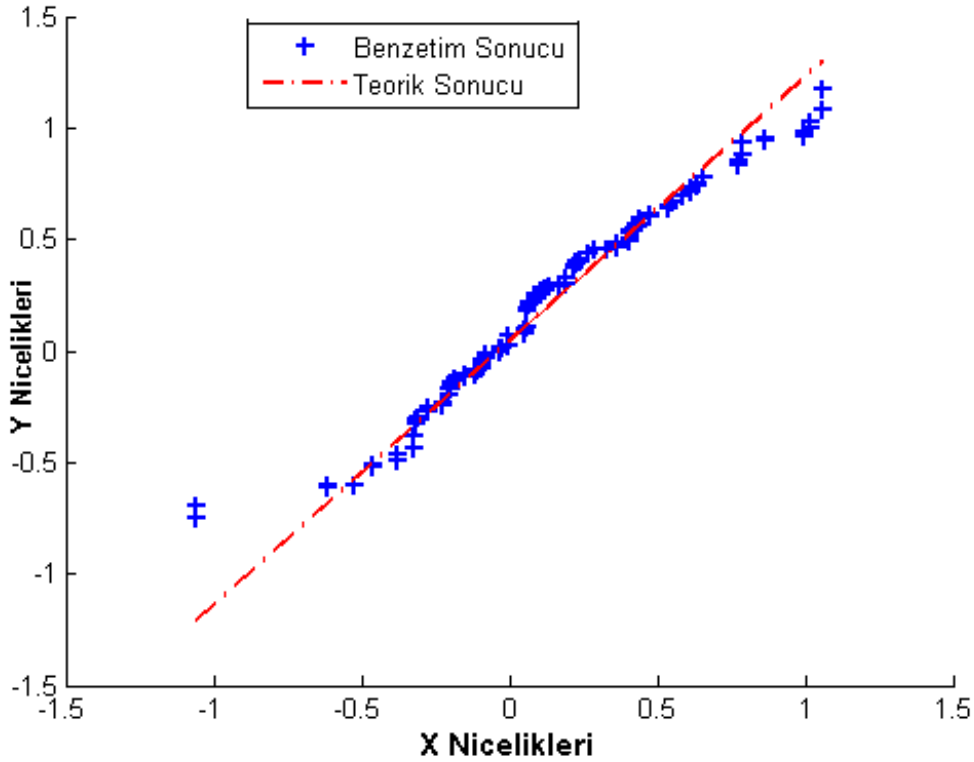


Şekil 5.30. Hesaplanan girişim sinyallerinin teorik sonuca göre genlik değerlerinin karşılaştırılması.



Şekil 5.31. ACO-OFDM tekniğinde sadece tek sayılı alt taşıyıcıları kullanınca çift sayılı alt taşıyıcılarda oluşan kırpma gürültüsü sinyalleri.

ACO-OFDM tekniğinde alt taşıyıcılar arasındaki diklik kuralının bozulmaması için sadece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılır. Geliştirdiğimiz girişim hesaplama yöntemi ile tek sayılı alt taşıyıcılar kullanıldığında Şekil 5.31'deki benzetimde de görüldüğü üzere yakın girişim değerleri hesaplanmaktadır. Şekil 5.31'de teorik girişim sinyalinin gerçel bileşenleri ile geliştirdiğimiz modelin hesapladığı girişim sinyalinin gerçel bileşenleri gösterilmektedir. Spektrumun yarısı simetri özelliğinden dolayı gösterilmemektedir. Sadece çift sayılı alt taşıyıcılar gösterilmektedir. Bussgang modeline göre girişim sinyali girdi sinyali ile ilintisiz olursa girişim sinyali, frekans uzamında Gauss dağılımına sahip olabilmektedir. Bu sonuçla ilgili teorik yaklaşımlar ve çözümler üçüncü bölümde Eşitlik 3.21, 3.22, 3.23 ve 3.25'te ayrıntılı olarak belirtilmektedir. Şekil 5.32'de yapılan benzetimde MATLAB aracının *qqplot* fonksiyonu ele alınır. *qqplot* fonksiyonu iki farklı verinin dağılımları aynı ise $y = x$ doğrusu gibi doğrusal bir sonuç çıkarır [81]. Teorik olarak hesaplanmış girişim sinyalinin gerçel değerleri ile geliştirdiğimiz modelin hesapladığı girişim sinyalinin gerçel değerleri Şekil 5.32'de karşılaştırılmaktadır. Şekil 5.32'de doğrusal bir sonuç görülmesine de doğrusala yakın bir sonuç elde edilmiştir.



Şekil 5.32. Teorik yaklaşım ile benzetim sonuçlarının olasılık dağılımlarının karşılaştırılması.

Frekans uzamında teorik olarak hesaplanan girişim sinyali ile benzetim sonucu girişim sinyalinin histogram sonuçları Şekil 5.33 ve Şekil 5.34'te karşılaştırılmaktadır. Gerçek ve sanal bileşenler ayrı ayrı incelenmektedir. Benzetim sonuçları, kırpma gürültüsünün Gauss dağılımına yakın bir dağılıma sahip olduğunu göstermektedir.

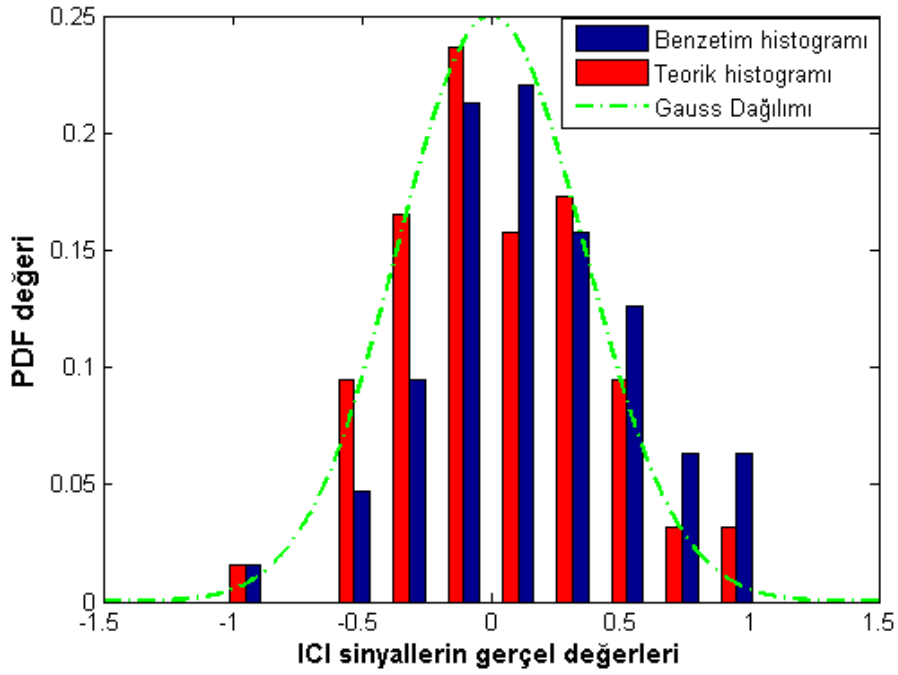
Teorik sonuçla ve benzetim sonuçlarının kıyaslanmasının bir yolu KLD (Kullback-Leibler-Divergence) yöntemini kullanmaktır [82]. KLD yöntemi iki adet olasılık yoğunluk fonksiyonunun arasındaki farkı ölçmektedir. İki adet dağılım için KLD değeri

$$D_{KL} = \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \ln \frac{p(x)}{q(x)} dx, \quad (5.9)$$

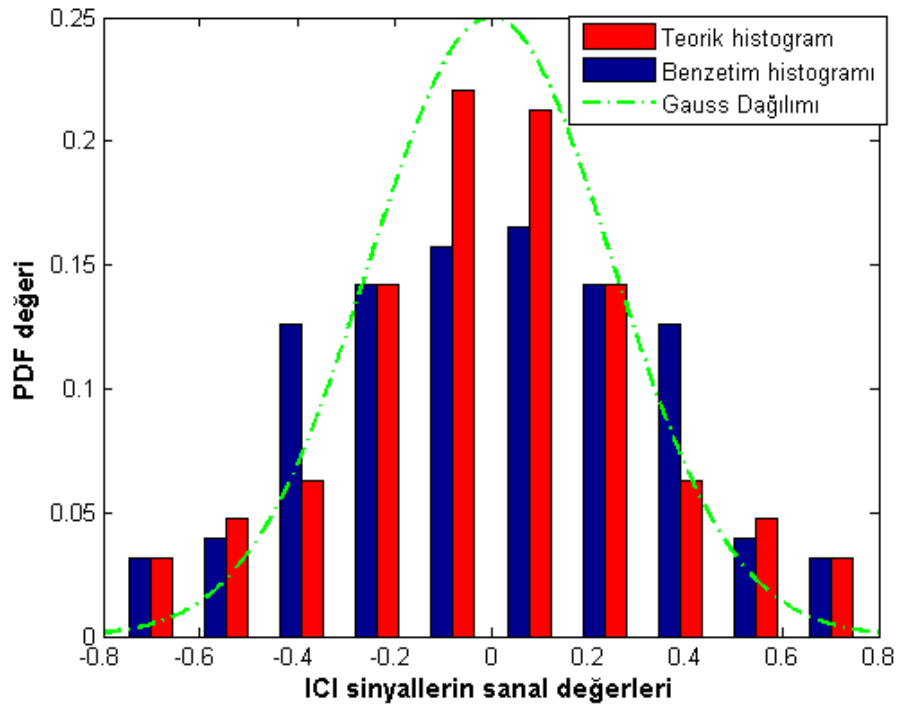
şeklinde olmaktadır. p değeri benzetim sonucu kırpma gürültüsünün olasılık yoğunluk fonksiyonunu, q değeri ise teorik olarak hesaplanan kırpma gürültüsünün olasılık yoğunluk fonksiyonu ifade etmektedir. D_{KL} değeri oldukça küçük ise bu iki dağılım birbirine benzemektedir. Şekil 5.33'teki benzetim dikkate alınıp kırpma gürültüsünün gerçek değerleri için KLD değeri hesaplanmaktadır. Şekil 5.34'teki benzetim dikkate alındığında ise kırpma gürültüsünün sanal değerleri için KLD değeri hesaplanmaktadır. Çizelge 5.4'teki sonuca göre iki model için ayrı hesaplanmış olan kırpma gürültüsünün sanal değerleri gerçek değerlere göre birbirlerine daha çok benzemektedir.

Gürültü bileşenleri	D_{KL}
Gerçek	0.029
Sanal	0.0053

Çizelge 5.4. Teorik hesaplanmış kırpma gürültüsü dağılımı ile benzetim sonucu hesaplanmış kırpma gürültüsü dağılımının arasındaki uzaklık değerleri.



Şekil 5.33. Teorik yaklaşım ile benzetim sonuçlarının gerçel değerler için olasılık yoğunluklarının karşılaştırılması.



Şekil 5.34. Teorik yaklaşım ile benzetim sonuçlarının sanal değerler için olasılık yoğunluklarının karşılaştırılması.

6. SONUÇLAR

Günümüzde kablosuz iletişim teknolojileri hızla ilerlemektedir. Gelişen RF kablosuz iletişime karşı rakip çıkabilecek aydınlatma amaçlı kullanımı ile birlikte adından söz ettiren VLC teknolojisi zaman geçtikçe hak ettiği yeri almaya başlamıştır. Özellikle RF iletişimin yaydığı radyasyona karşı insan sağlığı için daha olumlu yanı olan VLC teknolojisi kapalı ortamlarda kullanılmaya başlanmıştır. Tezimizde kapalı ortamlarda kullanılacak VLC iletişim sistemleri için senaryolar incelenmiştir. Kanal karakteristikleri farklı iki kapalı ortam için çıkarılmış olup kanalın dürtü tepkisi için sonuçlar alınmıştır. Oda ortamında gerçekleşen görünür ışık haberleşmesine yansıyan yayınların etkisi benzetimlerle gösterilmiştir. Hacettepe Üniversitesi Beytepe Kütüphanesi'ndeki bir çalışma bölümü için çıkarılan kanal karakteristikleri oda için çıkarılan kanal özelliklerinden farklı olduğu görülmüştür. Her iki kanal için ölçülen RMS gecikme süresinin sonuçları değerlendirilmiştir. Alınan ölçümler sonrasında veri hızı artırıldığında kanalın frekans seçici bir yapıya dönüştüğü görülmüştür. Kanalın frekans düzgün bir yapıya bürünmesi için OFDM tekniğinin kullanılması planlanmıştır. Literatürde yapılan optiksel OFDM teknikleri incelenerek başarımları analizleri yapılmıştır.

Kablosuz optik iletişimi yoğunluk kiplenimi esas alan bir iletişim türüdür. Dolayısıyla optik sinyallerin gerçel olması ve negatif olmaması gerekir. Fakat OFDM tekniği kullanıldığında IFFT işlemi sonrası oluşan sinyal, gerçel olabilmesine rağmen negatif bileşenlere sahip olabilmektedir. Optik sinyaller için gerçekleştirilen OFDM teknikleri, sinyaldeki negatif bileşenlerinin iletim yapılmadan önce yok edilmesini amaçlamaktadır. DCO-OFDM tekniği, negatif bileşenlerin bir DC ofset sayesinde pozitif olmasını sağlamaktadır. Diğer bir teknik olan ACO-OFDM ise negatif bileşenleri iletim yapmadan önce kırpma işlemine sokarak bu bileşenleri sıfıra eşitlemektedir. DCO-OFDM tekniği pratik uygulamalarda güç tüketimini artırdığından pek tercih edilmemektedir. Çalışmamızda bu güç tüketimi teorik sonuçlarla ve benzetimlerle açıklanmıştır. Ayrıca DC sinyal eklemenin OFDM tekniklerinde karşılaşılan PAPR problemine neden olabileceğini belirtilmiştir.

DCO-OFDM tekniğine nazaran daha az güç tüketimi sağlayan ACO-OFDM tekniği pratik uygulamalarda sık kullanılmaya başlanmıştır. Fakat ACO-OFDM tekniğinde kırpma işlemi nedeniyle oluşan gürültü, iletişime bazı sınırlamalar getirmiştir. Sa-

dece tek sayılı alt taşıyıcılar kullanılmaktadır. Girdi sinyalinin yarısı büyüklüğünde çıktı sinyali, tek sayılı alt taşıyıcılarda oluşur. Genlik ilişkisi dördüncü bölümde teorik olarak ispatlanmıştır. Ayrıca benzetimlerle desteklenerek literatürde yapılan çalışmalar daha net anlaşılmıştır. Fakat alt taşıyıcıların yarısının kullanılmaması veri hızını düşürmektedir. Spektrum verimliliği ACO-OFDM tekniği kullanımıyla azalmaya başlamaktadır. Bu noktadan yola çıkarak alıcıda oluşacak girişimin yaklaşık olarak hesaplanması tez çalışmamızın odak noktası olmuştur.

Dördüncü bölümde, girişime kırılacak sinyalin mutlak değerinin neden olduğu gösterilmiştir. Mutlak fonksiyonun sıfır noktasında türevinin olmaması, mutlak fonksiyonu başka fonksiyonlar cinsinden incelemeye sevk etti. Bir sinyalin mutlak değerinin sinyalin karesinin kareköküne eşit olması, modelimizin en önemli basamağı oldu. Karekök fonksiyonunun Taylor Serisi ile açılabilmesi, mutlak fonksiyonunun polinom fonksiyon halinde ifade edilmesi sağlamıştır. Fakat fonksiyonun doğrusal olmayan bir yapıda olması girişimin hesaplanmasını karmaşık hale getirmektedir. Taylor Serisi ilk dört terim için açılarak polinomdaki terimlerin katsayıları hesaplanmıştır. Hesaplama yöntemi belirtildikten sonra teorik sonuçlarla karşılaştırımı yapılmıştır. Ortalama 0.09 mutlak hata oranı ile girişim sinyali hesaplanmıştır. Buradaki dikkat çekici husus birinci ve ortanca alt taşıyıcılar haricinde bütün alt taşıyıcılar kullanılmaktadır. Böylece veri hızı artırılmıştır. Fakat girişim sinyallerinin artması sebebiyle bit hata oranı da artmıştır. Yapılabilecek iyileştirmeler ile bütün alt taşıyıcıların kullanılmasının mümkün olabileceği gösterilmiştir. Taylor Serisi ilk dört, beş ve altı terim için açılıp girişim sinyali hesaplanınca terim sayısı artıca mutlak hata oranının düştüğü gösterilmiştir. Hatta altı terim kullanıldığında mutlak hata oranı 0.075'e kadar düşmüştür.

Sadece tek sayılı alt taşıyıcı kullanımında Bussgang Modeli ile kırpma gürültü sinyallerinin Gauss dağılıma sahip olabileceği görülmüştür. Bu model için istatistiksel analizler üçüncü bölümde yapılmıştır. Ortalama ve değişinti değerleri hesaplanmıştır. Dördüncü bölümde gerçekleştirdiğimiz girişim hesaplama modeli ile kırpma gürültüsünün Gauss dağılıma sahip olduğu benzetimlerle desteklenmiştir. Hatta *qqplot* fonksiyonu kullanılarak iki model sonuçlarının birbirine yakınsadığı görülmüştür. İki olasılık yoğunluk fonksiyonunun arasındaki ilişkiyi belirtmek için kullanılan KLD yöntemi ile de analizler yapılmıştır. Analizler sonucunda girişimin sanal bileşenleri gerçel bileşenlere göre birbirlerine daha çok benzedikleri görülmüştür. Tez çalışmamız literatüre sunulacak katkı açısından değerlendirildiğinde, ACO-OFDM tekniği kul-

lanıldığıında kırpma sebebiyle oluşan girişim hesaplanarak uygulanabilecek sinyal işleme yöntemleri ile veri hızının artırabileceği sunulmuştur.

Alt taşıyıcılar arasındaki girişimin modellenmesi ideal kanalda beyaz gürültünün çok az olduğu koşulda gerçekleştirilmiştir. Kanalın ve beyaz gürültünün girişimlere etkisi ucu açık bir konu alanıdır. Ayrıca iletişim sadece SISO model için gözlemlenmiştir. MIMO, SIMO ve MISO gibi modeller için girişimin incelenmesi pratik uygulamalar için ön fikir teşkil edecektir. Girişim hesaplama yöntemi kullanılarak alıcıdaki sinyal-girişim+gürültü-oranı hesaplanılıp kanal kapasite analizleri yapılabilir. Yapılacak kodlama ile girişim sinyalleri minimize edilmeye çalışılabilir. Kanal tahsisi yöntemleri kullanılarak çoklu iletişim için analizler yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Tanaka, Y.; Nakagawa, M., Basic study on traffic information system using LED traffic lights, *Intelligent Transportation Systems, IEEE Transactions on*, cilt 2, sayı 4, sf.197-203, **Aralık 2001**.
- [2] Vucic, J.; Voss, S.; Swoboda, R.; Langer, K., Optical Wireless Communication Systems in the Mb/s to Gb/s Range, Suitable for Industrial Applications, *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, cilt 15, sayı 4, sf.541-547, **Ağustos 2010**.
- [3] Görünür Spektrum, en.wikipedia.org/wiki/Visible_light_communication, (2007).
- [4] Binti Che Wook, H.; Komine, T.; Haruyama, S.; Nakagawa, M., Visible light communication with LED-based traffic lights using 2-dimensional image sensor, "*Consumer Communications and Networking Conference*, cilt 1, sf.243-247, **8-10 Ocak 2006**.
- [5] Langer, K.-D.; Grubor, J., Recent Developments in Optical Wireless Communications using Infrared and Visible Light, *Transparent Optical Networks*, cilt 3, sf.146-151, **1-5 Temmuz 2007**.
- [6] Hong, H.; Ren, Y.; Wang, C., Information Illuminating System for Healthcare Institution, *ICBBE, The 2nd International Conference on*, sf.801-804, **16-18 Mayıs 2008**.
- [7] Jung, S.-Y.; Hann, S.; Park, C.-S., TDOA-based optical wireless indoor localization using LED ceiling lamps, *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, cilt 57, sayı 4, sf.1592-1597, **Kasım 2011**.
- [8] Liu, X.; Makino, H.; Maeda, Y., Basic study on indoor location estimation using Visible Light Communication platform, *EMBS, 30th Annual International Conference of the IEEE*, sf.2377-2380, **20-25 Ağustos 2008**.
- [9] VLC Savunma ve Güvenlik Uygulamaları, www.visiblelightcomm.com/top-10-visible-light-communications-applications, (2011).
- [10] Chan, E., Wireless optical links for airplane applications, *Photonics Society Summer Topical Meeting Series, IEEE*, sf.76-77, **9-11 Temmuz 2012**.
- [11] Park, I.-H.; Yoon Hyun Kim; Jin Young Kim, Interference mitigation scheme of visible light communication systems for aircraft wireless applications, *Consumer Electronics, IEEE International Conference on* sf.355-356, **13-16 Ocak 2012**.
- [12] Grubor, J.; Randel, S.; Langer, K.-D.; Walewski, J.W., Broadband Information Broadcasting Using LED-Based Interior Lighting, *Lightwave Technology, Journal of*, cilt 26, sayı 24, sf.3883-3892, **Aralık 2008**.
- [13] Akıllı aydınlatma, www.visiblelightcomm.com/top-10-visible-light-communications-applications/smartlighting, (2010).

- [14] Ito, Y., Haruyama, S., Nakagawa, M., "Rate-Adaptive Transmission on a Wavelength Dependent Channel for Underwater Wireless Communication using Visible Light LEDs", IEICE technical report, sf.127-132, **2006**.
- [15] Farr, N.; Bowen, A.; Ware, J.; Pontbriand, C.; Tivey, M., An integrated, underwater optical /acoustic communications system, *OCEANS - IEEE*, Sydney sf.1-6, **24-27 Mayıs 2010**.
- [16] Rust, I.C.; Asada, H.H., A dual-use visible light approach to integrated communication and localization of underwater robots with application to non-destructive nuclear reactor inspection, *Robotics and Automation IEEE International Conference on*, sf.2445-2450, **14-18 Mayıs 2012**.
- [17] Hagem, R.M.; Thiel, D.V.; O'Keefe, S.G., Fickenscher, T., Optical wireless communication for real time swimmers feedback: A review, *Communications and Information Technologies , International Symposium on*, sf.1080-1085, **2-5 Ekim 2012**.
- [18] Su altı iletişim, www.naka-lab.jp/product/uvlc_compare_e.html,(2009).
- [19] Cui, K.; Chen, G.; He, Q.; Xu, Z., Indoor optical wireless communication by ultraviolet and visible light, *Proc. SPIE 7464, Free-Space Laser Communications IX*, **21 Ağustos, 2009**.
- [20] LED, www.en.wikipedia.org/wiki/Light-emitting_diode,(2003)
- [21] IEEE 802.15 TG7, www.ieee802.org/15/pub/TG7.html,(2011)
- [22] Minh, H. L.; O'Brien, D.; Faulkner, G.; Lubin Zeng; Lee, K.; Jung, D.; Oh, Y., High-Speed Visible Light Communications Using Multiple-Resonant Equalization, *Photonics Technology Letters, IEEE*, cilt 20, sayı 14, sf.1243-1245, **Temmuz 2008**.
- [23] Berman, S., Human Electroretinogram Responses to Video Displays, Fluorescent Lighting and Other High Frequency Sources, *Optometry and Vision Science*, cilt 68, sf. 645-662, **1991**.
- [24] Rajagopal, S.; Roberts, R.D.; Lim, S.K., IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support, *Communications Magazine, IEEE*, cilt 50, sayı 3, sf.72-82, **Mart 2012**.
- [25] Grubor, J.; Jamett, O. C. G.; Walewski, J. W.; Randel, S.; Langer, K. D., High-speed wireless indoor communication via visible light, *ITG Fachbericht*, sf.203-208, **2007**.
- [26] Harrington, L.; Bassi, C.; Peck, C., Luminous efficiency and the measurement of luminous efficiency and the measurement of daytime displays, signals, and visors, *Aviation, Space, and Environmental Medicine*, cilt 76, sayı 5, **2005**.
- [27] Grubor, J.; Randel, S.; Langer, K.-D.; Walewski, J.W., Broadband Information Broadcasting Using LED-Based Interior Lighting, *Lightwave Technology, Journal of*, cilt 26, sayı 24, sf.3883-3892, **Aralık 2008**.

- [28] International Standard Organization, www.iso.org, (2012).
- [29] Hranilovic, S., *Wireless Optical Communication Systems*, Kluwer Academic Publisher, 2005.
- [30] Komine, T.; Nakagawa, M., Performance evaluation of visible-light wireless communication system using white LED lightings, *Computers and Communications, Ninth International Symposium on*, cilt 1, sf.258-263, 2004.
- [31] Lee, K.; Park, H.; Barry, J.R., Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications, *Communications Letters, IEEE*, cilt 15, sayı 2, sf.217-219, **Şubat 2011**.
- [32] Zeng, L.; O'Brien, D.; Le-Minh, H.; Lee, K.; Jung, D.; Oh, Y., Improvement of Data Rate by using Equalization in an Indoor Visible Light Communication System, *4th IEEE International Conference on*, sf.678-682, **26-28 Mayıs 2008**.
- [33] Cui, K.; Chen, G.; Xu, Z.; Roberts, R.D., Line-of-sight visible light communication system design and demonstration, *Communication Systems Networks and Digital Signal Processing, 7th International Symposium on*, sf.621-625, **21-23 Temmuz 2010**.
- [34] Lee, K.; Park, H., Channel model and modulation schemes for visible light communications, *Circuits and Systems, IEEE 54th International Midwest Symposium on*, sf.1-4, **7-10 Ağustos 2011**.
- [35] Chun, H.; Chiang, C.-J.; O'brien, D., Visible light communication using OLEDs: Illumination and channel modeling, *Optical Wireless Communications International Workshop on*, sf.1-3, **Ekim 2012**.
- [36] Fisne, A.; Toker, C., Investigation of the channel structure in visible light communication, *Signal Processing and Communications Applications Conference*, sf.1646-1649, **23-25 Nisan 2014**.
- [37] Sarbazi, E.; Uysal, M.; Abdallah, M.; Qaraqe, K., Ray tracing based channel modeling for visible light communications, *Signal Processing and Communications Applications Conference*, pp.702,705, **23-25 Nisan 2014**.
- [38] Jungnickel, V.; Pohl, V.; Nonnig, S.; von Helmolt, C., A physical model of the wireless infrared communication channel, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, cilt.20, sayı 3, sf.631-640, **Nisan 2002**.
- [39] Rician Sönümlenme, www.en.wikipedia.org/wiki/Rice_distribution, (2012).
- [40] Merkezi Limit Teoremi, www.en.wikipedia.org/wiki/Central_limit_theorem, , (2009).
- [41] Rayleigh Sönümlenme, www.en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_fading, , (2010).
- [42] Tanaka, Y.; Komine, T.; Haruyama, S.; Nakagawa, M., Indoor visible communication utilizing plural white LEDs as lighting, *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 12th IEEE International Symposium on*, cilt 2, sf.81-85, **Ekim 2001**.

- [43] Kahn, J.M.; Krause, W.J.; Carruthers, J.B., Experimental characterization of non-directed indoor infrared channels, *Communications, IEEE Transactions on*, cilt 43, sayı 2, sf.1613-1623, **Nisan 1995**.
- [44] Z. Dong, K. Cui, G. Chen, and Z. Xu, Non-line-of-sight link performance study for indoor visible light communication systems, *Proc. of SPIE Photonics and Optics-Free Space Laser Communications IX*, San Diego, **Ağustos 2010**.
- [45] Gonzalez, O.; Rodriguez, S.; Perez-Jimenez, R.; Mendoza, B.R.; Ayala, A., Error analysis of the simulated impulse response on indoor wireless optical channels using a Monte Carlo-based ray-tracing algorithm, *Communications, IEEE Transactions on*, cilt 53, sayı 1, sf.124-130, **Ocak 2005**.
- [46] Dersch, U.; Zollinger, E., Propagation mechanisms in microcell and indoor environments, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, cilt 43, sayı 4, sf.1058-1066, **Kasım 1994**.
- [47] Huschka, T., Ray tracing models for indoor environments and their computational complexity, *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 5th IEEE International Symposium on*, sf.486-490, **18-23 Eylül 1994**.
- [48] Moreira, A.J.C.; Valadas, R.T.; Duarte, A.D.O., Optical interference produced by artificial light, *Wireless Networks*, sf.131-140 **1997**.
- [49] Rogers, D.L., Integrated optical receivers using MSM detectors, *Journal of Lightwave Technology*, cilt 9, sf.1635-1638, **Aralık 1991**.
- [50] Komine, T.; Nakagawa, M., Integrated system of white LED visible-light communication and power-line communication, *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, cilt 49, sayı 1, sf.71-79, **Şubat 2003**.
- [51] Zeng, L.; O'brien, D.; Minh, H.; Faulkner, G.; Lee, K. ; Jung, D.; Oh, Y.; Won, E. T., High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white led lighting, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, cilt 27, sayı 9, sf.1654-1662, **Aralık 2009**.
- [52] Hanzo, L.; Haas, H.; Imre, S.; O'Brien, D.; Rupp, M.; Gyongyosi, L., Wireless Myths, Realities, and Futures: From 3G/4G to Optical and Quantum Wireless, *Proceedings of the IEEE*, cilt 100, sf.1853-1888, **Mayıs 2012**.
- [53] Dambul, K.D.; O'brien, D.; Faulkner, G., Indoor Optical Wireless MIMO System With an Imaging Receiver, *Photonics Technology Letters, IEEE*, cilt 23, sayı 2, sf.97,99, **Ocak 2011**.
- [54] Nagura, T.; Yamazato, T.; Katayama, M.; Yendo, T.; Fujii, T.; Okada, H., Improved Decoding Methods of Visible Light Communication System for ITS Using LED Array and High-Speed Camera, *Vehicular Technology Conference, IEEE*, sf.1-5, **16-19 Mayıs 2010**.
- [55] Kwon, J. K., Inverse Source Coding for Dimming in Visible Light Communications Using NRZ-OOK on Reliable Links, *Photonics Technology Letters, IEEE*, cilt 22, sayı 19, sf.1455-1457, **Ekim 2010**.

- [56] Siddique, A.B.; Tahir, M., Joint brightness control and data transmission for visible light communication systems based on white LEDs, *Consumer Communications and Networking Conference, IEEE*, sf.1026-1030, **9-12 Ocak 2011**.
- [57] Afgani, M.Z.; Haas, H.; Elgala, H.; Knipp, D., Visible light communication using OFDM, *Testbeds and Research Infrastructures for the Development of Networks and Communities*, **2006**.
- [58] Elgala, H.; Mesleh, R.; Haas, H.; Pricope, B., OFDM Visible Light Wireless Communication Based on White LEDs, *Vehicular Technology Conference, IEEE*, sf.2185-2189, **22-25 Nisan 2007**.
- [59] Elgala, H.; Mesleh, R.; Haas, H., Indoor broadcasting via white LEDs and OFDM, *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, cilt 55, sayı 3, sf.1127-1134, **Ağustos 2009**.
- [60] ADSL, www.en.wikipedia.org/wiki/Asymmetric_digital_subscriber_line, (**2011**).
- [61] VDSL, www.en.wikipedia.org/wiki/Very-high-bit-rate_digital_subscriber_line, (**2011**).
- [62] Grubor, J.; Randel, S.; Langer, K.-D.; Walewski, J.W., Broadband Information Broadcasting Using LED-Based Interior Lighting, *Lightwave Technology, Journal of*, cilt 26, sayı 24, sf.3883-3892, **Aralık 2008**.
- [63] Lee, S.C.J.; Randel, S.; Breyer, F.; Koonen, A.M.J., PAM-DMT for Intensity-Modulated and Direct-Detection Optical Communication Systems, *Photonics Technology Letters, IEEE*, cilt 21, sayı 23, sf.1749-1751, **Aralık 2009**.
- [64] DFT, www.en.wikipedia.org/wiki/Discrete_Fourier_transform, (**2009**).
- [65] Prof. Dr. Mehmet Şafak, *OFDM*, ELE 410 İletişim Sistemleri Tasarımı Ders Notları, Hacettepe Üniversitesi, **Mayıs 2010**.
- [66] Dissanayake, S.D.; Armstrong, J., Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems, *Lightwave Technology, Journal of*, cilt 31, sayı 7, sf.1063-1072, **Nisan 2013**.
- [67] Armstrong, J.; Schmidt, B., Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN, *Communications Letters, IEEE*, cilt 12, sayı 5, sf.343-345, **Mayıs 2008**.
- [68] Mesleh, R.; Elgala, H.; Haas, H., Performance analysis of indoor OFDM optical wireless communication systems, *Wireless Communications and Networking Conference, IEEE*, sf.1005-1010, **1-4 Nisan 2012**.
- [69] Büyük sayılar kuralı, www.en.wikipedia.org/wiki/Law_of_large_numbers, (**2010**).
- [70] J. Tellado, Multicarrier modulation with low PAR: applications to DSL and wireless. Kluwer Academic Publisher, MA, USA, **2000**.

- [71] Dimitrov, S.; Sinanovic, S.; Haas, H., Signal Shaping and Modulation for Optical Wireless Communication, *Lightwave Technology, Journal of*, cilt 30, sayı 9, sf.1319-1328, **Mayıs 2012**.
- [72] Armstrong, J.; Lowery, A.J., Power efficient optical OFDM, *Electronics Letters*, cilt 42, sayı 6, sf.370-372, **Mart 2006**.
- [73] Rahaim, M.; Little, T.D.C., SINR analysis and cell zooming with constant illumination for indoor VLC networks, *Optical Wireless Communications, 2nd International Workshop on*, sf.20-24, **Ekim 2013**.
- [74] Bykhovsky, D.; Arnon, S., Multiple Access Resource Allocation in Visible Light Communication Systems, *Lightwave Technology, Journal of*, cilt 32, sayı 8, sf.1594-1600, **Nisan 2014**.
- [75] Taylor Serisi, http://tr.wikipedia.org/wiki/Taylor_serisi, (2005).
- [76] <http://www.philipsumileds.com/products/luxeon-t>, (2013).
- [77] <http://www.thorlabs.de/thorproduct.cfm?partnumber=PDA10A>, (2013).
- [78] http://en.wikipedia.org/wiki/Delay_spread, (2005).
- [79] Chen, L.; Krongold, B.; Evans, J., Performance Analysis for Optical OFDM Transmission in Short-Range IM/DD Systems, *Lightwave Technology, Journal of*, cilt 30, sayı 7, sf.974-983, **Nisan 2012**.
- [80] Chen, L.; Krongold, B.; Evans, J., Theoretical Characterization of Nonlinear Clipping Effects in IM/DD Optical OFDM Systems, *Communications, IEEE Transactions on*, cilt 60, sayı 8, sf.2304-2312, **Ağustos 2012**.
- [81] <http://www.mathworks.com/help/stats/qplot.html>, (2014).
- [82] http://en.wikipedia.org/wiki/Kullback-Leibler_divergence, (2009).

ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı: ALPARSLAN FİŞNE

Doğum Yeri: Sivas

Medeni Hali: Bekar

E-posta: afisne@aselsan.com.tr

Adresi: Güneşevler Mahallesi 11. Sokak No:10/17 Altındağ/ANKARA

Eğitim

Lise: Yomra Fen Lisesi, TRABZON

Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ANKARA

Yüksek Lisans: Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, ANKARA

Yabancı Dil ve Düzeyii

İngilizce : İyi

İş Deneyimi

Aralık 2010-...: Yazılım Mühendisi, ASELSAN REHİS, ANKARA

Deneyim Alanları

-

Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

Tezden Üretilmiş Yayınlar

-

Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

Görünür Işık Haberleşmesinde Kanal Yapısının İncelenmesi, *SIU 2014*, Sinyal İşleme Kurultayı, Trabzon, 2014.