T.C.
NUH NACİ YAZGAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE M-CSK MODÜLELİ FLİP-OFDM İLETİŞİM SİSTEMLERİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Hazırlayan
Meral TEKİN

Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ

Temmuz 2022
KAYSERİ

T.C.
NUH NACİ YAZGAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE M-CSK MODÜLELİ FLİP-OFDM İLETİŞİM SİSTEMLERİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Hazırlayan
Meral TEKİN

Danışman
Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ

Temmuz 2022
KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Yapılan bu tezdeki bütün bilgilerin, akademik ve etik kurallara göre uygun olarak elde edilmesi amacıyla çalışma yaptığımı bildirir ve buna istinaden, bu kural ve davranışların olması gerektiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan bütün materyal ve sonuçları eksiksiz olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi bildiririm.

Meral TEKİN
İmza

YÖNERGEYE UYGUNLUK ONAYI

"Görünür Işık Haberleşmesinde M-CSK Modüleli Flip-OFDM İletişim Sistemleri" adlı Yüksek Lisans tezi, Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi' ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan	Tez Danışmanı
Meral TEKİN	Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ
İmza	İmza

KABUL VE ONAY SAYFASI

Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ danışmanlığında Meral TEKİN tarafından hazırlanan "Görünür Işık Haberleşmesinde M-CSK Modüleli Flip-OFDM İletişim Sistemleri" adlı bu tez çalışması, jürimiz tarafından Nuh Naci Yazgan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

…/…/2022

JÜRİ:

Danışman : Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ …….

Üye : Prof. Dr. İbrahim DEVELİ …….

Üye : Doç. Dr. Ali ÖZEN …….

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Kurulunun ……..... tarih ve ……..… sayılı kararı ile onaylanmıştır.

……. /……../ ……

Prof. Dr. Serhan YAMAÇLI

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni yönlendiren, ilgisini ve yardımlarını benden esirgemeyen ve bugünlere gelmemde en büyük katkı sahibi olan sayın hocam Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ'e teşekkürü bir borç bilirim.

Tez çalışmasında destekleri için ikinci danışman hocam sayın Doç. Dr. Özgür ERTUĞ'a teşekkür ederim.

Ayrıca; çalışmalarım süresince her zaman yanımda olan ve beni destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Meral TEKİN

İmza

GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE M-CSK MODÜLELİ FLİP-OFDM İLETİŞİM SİSTEMLERİ

Meral TEKİN

Nuh Naci Yazgan Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Yüksek Lisans Tezi, Temmuz 2022

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Asuman SAVAŞCIHABEŞ

ÖZET

RF tabanlı kablosuz iletişim sistemlerinde, bant genişliğinin yetersizliği, insan sağlığına olumsuz etkisi vb. gibi nedenler bazı zorluklar meydana getirmiştir. RF kablosuz iletişim sistemlerine alternatif olan kablosuz optik haberleşme sistemleri ise bu zorluklara çözüm olarak kullanılmıştır.

Bu tez çalışmasında, kablosuz optik haberleşme tekniği, M-seviye renk kaydırmalı anahtarlama (M-CSK) modülasyonu kullanılarak OFDM'nin optik kablosuz iletişim sistemlerindeki tek kutuplu versiyonu olan Flip-OFDM ile birlikte incelenmiştir. İlk olarak kablosuz optik haberleşme ve bu haberleşme sisteminde kullanılan modülasyon teknikleri, devamında tezde önerilen Flip-OFDM sistemi ve bu sistemde kullanılan renk kaydırmalı anahtarlama (CSK) modülasyonu tanıtılmıştır. En sonda ise önerilen modelin performansı, bit-hata oranı (BER) ve tepe ortalama güç oranı (PAPR) kriterlerine göre M-QAM modüleli Flip-OFDM ve M-CSK modüleli VLC OFDM yöntemleri ile karşılaştırılmıştır. BER performansları sırasıyla AWGN ve Flat kanalda ilk olarak kodlanmamış önerilen model ile ardından bir kanal kodlama tekniği olan Reed-Solomon (RS) kanal kodlayıcı ve Katlamalı Kodlayıcı (CC) ile birlikte analiz edilmiştir. Simülasyon yanıtları, sunulan M-CSK Flip-OFDM yönteminin AWGN ve optik LOS kanalında yüksek SNR değerlerinde iyi performans elde ettiğini ve buna ek olarak RS ve CC kanal kodlama teknikleri uygulanarak BER performansının da iyileştirildiğini açık bir şekilde görülmektedir.

Anahtar Kelimeler: CSK modülasyonu, Flip-OFDM, görünür ışık haberleşmesi, optik dalgaformu.

M-CSK MODULED FLIP-OFDM COMMUNICATION SYSTEMS IN VISIBLE LIGHT COMMUNICATIONS

Meral TEKİN

Nuh Naci Yazgan University, Graduate School of Sciences

Master Thesis, July 2022

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Asuman SAVAŞÇIHABEŞ

ABSTRACT

In RF-based wireless communication systems, insufficient bandwidth, negative effects on human health, etc. reasons such as this created some difficulties. Wireless optical communication systems, which are alternatives to RF wireless communication systems, have been used as a solution to these difficulties.

In this thesis, the wireless optical communication technique is investigated with Flip-OFDM, which is the unipolar version of OFDM in optical communication system, using M-level color shift keying (M-CSK) modulation. Firstly, wireless optical communication and modulation techniques used in this communication system, then the Flip-OFDM system proposed in this thesis and the color shift keying (CSK) modulation used in this system are introduced. Then information about the channel coding techniques used in this thesis is given. Finally, the performance of the proposed model is compared with the M-QAM modulated Flip-OFDM and M-CSK modulated VLC OFDM methods according to the bit-error rate (BER) and peak average power ratio (PAPR) criteria. BER performances were analyzed in the AWGN and Flat channel, first with the proposed uncoded model, and then with a channel coding technique, Reed-Solomon (RS) Channel Encoder and Convolutional Encoder (CC), respectively. The simulation results clearly show that the presented M-CSK Flip-OFDM method achieves good performance at high SNR values in the AWGN and optical LOS channel, and in addition, the BER performance is improved by applying RS and CC channel coding techniques.

Key Words: CSK modulation, Flip-OFDM, visible light communication, optical waveform.

İÇİNDEKİLER

GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE M-CSK MODÜLELİ FLİP-OFDM İLETİŞİM SİSTEMLERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK ONAYI iii
KABUL VE ONAY SAYFASI iv
ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR v
ÖZET vi
ABSTRACT vii
İÇİNDEKİLER viii
KISALTMALAR VE SEMBOLLER xi
TABLOLAR LİSTESİ xvi
ŞEKİLLER LİSTESİ xvi

1. BÖLÜM
GİRİŞ

1.1. Literatür Taraması 1
1.2. Tarihsel Gelişimi 4

2. BÖLÜM
GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ

2.1. Giriş 7
2.1.1. Görünür Işık Haberleşmesi (VLC) 7
2.2. VLC Sistem Modeli 11
2.3. VLC Kanal Modeli 12
2.4. VLC Sistemlerinde Modülasyon Teknikleri 18
2.4.1. IM/DD Modülasyon Tekniği 18
2.4.2. OOK Modülasyon Tekniği 24
2.4.3. VPPM Modülasyon Tekniği 25

2.4.4. CSK Modülasyon Tekniği 27

2.5. Toplanır Beyaz Gauss Gürültü (AWGN) Kanal 34

2.6. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) 36

2.6.1. OFDM İşaretinin Üretilmesi 39

2.6.2. OFDM'nin Avantajları 42

2.6.3. OFDM' nin Dezavantajları 42

2.7. Optik OFDM (O-OFDM) 43

2.7.1. Flip-OFDM 47

2.7.1.1. Görünür Işık Haberleşmesinde Flip-OFDM Sistemi 49

2.8. M-QAM Modülasyonu 51

2.9. M-CSK Modülasyonu 53

2.9.1. M-CSK Modülasyonu ve Demodülasyonu 54

3. BÖLÜM

KANAL KODLAMA TEKNİKLERİ

3.1. Kodlama 60

3.2. Kanal Kodlama Teknikleri 61

3.2.1. Katlamalı Kodlayıcı (CC) 61

3.2.1.1. Özyinelemesiz Sistematik Olmayan Katlamalı Kodlayıcı 63

3.2.1.2. Özyinelemeli Sistematik Katlamalı Kodlayıcı 64

3.2.2. Reed – Solomon (RS) Kodları 65

3.2.2.1. Reed – Solomon Kodlarının Tanımı 65

3.2.2.2. Kodlama 66

3.2.2.3. Kod Çözme 68

3.2.2.4. Hata Belirteci Hesabı 68

4. BÖLÜM

PERFORMANS ANALİZİ

4.1. Giriş 71

4.2. AWGN Kanal Simülasyon Analizi 71

4.3. Düz Sönümlü Optik LOS Kanal Simülasyon Sonuçları..... 74

4.4. CC ve RS Kanal Kodlayıcılar ile Sistemin Performans Analizi..... 75

4.5. PAPR Simülasyon Sonuçları..... 79

5. BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER..... 80

KAYNAKÇA..... 82

ÖZGEÇMİŞ 86

KISALTMALAR VE SEMBOLLER

Bu tez çalışmasında kullanılan bazı kısaltmalar ve semboller, olacak şekilde aşağıda verilmiştir.

Kısaltmalar	**Açıklama**
ACO-OFDM	: Asimetrik Olarak Kırpılmış Optik OFDM
ADC	: Analog-Dijital Dönüştürücü
ARQ	: Otomatik Yeniden İletim Sorgusu
AWGN	: Toplanır Beyaz Gauss Gürültü
BER	: Bit Hata Oranı
CC	: Katlamalı Kodlayıcı
CDF	: Kümülatif Dağılım Fonksiyonu
CIR	: Kanal Dürtü Yanıtı
CP	: Periyodik Önek
CSK	: Renk Kaydırmalı Anahtarlama
DAC	: Dijital-Analog Dönüştürücü
DC	: Doğru Akım
DCO-OFDM	: DC Taraflı Optik OFDM
DCT	: Ayrık Kosinüs Dönüşümü
DFE	: Uyarlamalı Karar Geri Beslemeli Denkleştirici
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü
DHT	: Ayrık Hartley Dönüşümü
FDM	: Frekans Bölmeli Çoğullama
FEC	: İleri Hata Düzeltme
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
FIR	: Sonlu Vuruş Tepkisi
FOV	: Fotodedektörün Görüş Açısı
IDFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
IIR	: Sonsuz Vuruş Tepkisi
IM/DD	: Doğrudan Algılamalı Yoğunluk Modülasyonu
IM/DD	: Doğrudan Algılamalı Yoğunluk Modülasyonu
IR	: Kızılötesi Işın
ISI	: Simgeler Arası Girişim

LED	: Işık Yayan Diyot
LOS	: Direk Görüş Hattı
MAC	: Medya Giriş Kontrolü
NLOS	: Direk Görüş Hattı Olmayan
NRZ	: Sıfıra Dönmeyen Satır Kodlaması
NS	: Özyinelemesiz Sistematik Olmayan Katlamalı Kodlayıcı
OCIR	: Optik Kanal Dürtü Yanıtı
OFDM	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
O-OFDM	: Optik Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
OOK	: Açma-Kapama Anahtarlama
OWC	: Kablosuz Optik Haberleşme
PAM	: Darbe Genlik Modülasyonu
PAM	: Darbe Genlik Modülasyonu
PAPR	: Tepe-Ortalama Güç Oranı
PD	: Fotodiyot
PHY	: Fiziksel Katman
PIM	: Darbe Aralık Modülasyonu
PPM	: Darbe Pozisyon Modülasyonu
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
PWM	: Darbe Genişliği Modülasyonu
QAM	: Karesel Genlik Modülasyonu
RF	: Radyo Frekansı
RLL	: Sınırlı Çalıştırılan Hat Kodlaması
RS	: Reed-Solomon
RSC	: Özyinelemeli Sistematik Katlamalı Kodlayıcı
SNR	: Sinyal-Gürültü Oranı
U-OFDM	: Tek Kutuplu Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
VLC	: Görünür Işık Haberleşmesi
VLCC	: Görünür Işık Haberleşmesi Konsorsiyumu
VPPM	: Darbe Pozisyonu Modülasyonu
WPAN	: Kablosuz Kişisel Alan Ağı

Semboller	**Açıklama**
(*)	: Konvolüsyon işlemi
θi,	: i. sinyalin fazı
(x,y)	: Kromatik koordinatlar
$\Gamma_{\mathbf{n}}^{(\mathbf{0})}$	: n. LED vericisinin ışığı yayma gücü
h_k	: Kanal katsayısı
-x^{-}(k)	: Polaritesi ters çevrilmiş negatif sinyal
x$^{-}(k)$	: İletilen sinyalin negatif kısmı
x$^{+}(k)$	: İletilen sinyalin pozitif kısmı
y$^{-}(k)$	: Alınan sinyalin negatif kısmı
y$^{+}(k)$	: Alınan sinyalin pozitif kısmı
A_{PD}	: Fotodetektörün yüzey alanı
A_i	: i. sinyalin genliği
A_{ref}	: Işığın yansımış olduğu yüzeyin alanı
$L_{\mathbf{0}}$	: n. LED'den yayılan ve doğrudan fotodetektöre gelen ışının katettiği mesafe
P_b	: Mavi ışığın yoğunluğu
P_g	: Yeşil ışığın yoğunluğu
P_r	: Kırmızı ışığın yoğunluğu
$\tilde{S}$	: Bileşenlerin kestirimi
S_s (kT_s)	: Örneklenmiş işaret
T_s	: Bit periyodu
T_{sym}	: Sembol süresi
d_0	: n. LED ile fotodetektör arasındaki uzaklık
x_{DCO}(t)	: Sıfıra kırpılıp iletilen sinyal
$zemax$®	: VLC sistemlerinde yazılım türü
Γ_n^k	: Işının k. kez yansımasından sonraki gücü
Φ_n	: LED'in güç spektral dağılımı
θ_0	: n. LED'den fotodetektöre doğrudan gelen ışının normal ile yaptıgı açı
ϕ_0	: LED'den fotodedektöre doğrudan giden ışının normal ile yaptığı açı
$A_c(t)$	: Alt-taşıyıcının zamanla değişen genliği

arg( )	: Argüman fonksiyonu
b(t)	: Kaynak bitleri
c	: Işık hızı
CDF ($PAPR_0$)	: PAPR'ın kümülatif dağılım fonksiyonu
dB	: Desibel
dc(t)	: Eklenen DC öngerilimi
E{ }	: Beklenen değerin hesaplanması
f_c	: Alt-taşıyıcı frekansı
H(f)	: AWGN kanalın frekans tepkesi
h(t)	: Kablosuz optik kanalın dürtü yanıtı
Hz	: Frekans
i[q]	: Gerçel zamanlı bipolar sinyal
k	: Alt-taşıyıcıların indisi
k	: Yansıma sayısı
m	: Lambert indeks sabiti
M	: Modülasyon indisi
$\max\lvert z(t)\rvert^2$	: Gönderilen işaretin tepe gücü
N	: Alt-taşıyıcı sayısı
n(t)	: Zaman dilimine ait gauss gürültüsü
nm	: Dalgaboyu
p(t)	: Düzgün darbe fonksiyonu
Pr { }	: Olasılık fonksiyonu
R	: Veri hızı
rect(.)	: Dikdörtgen fonksiyonu
Rx	: Alıcı
s(t)	: Gerçel değerli modüleli sinyal
T	: Transpoz operatörü
Tx	: Verici
W	: Bant genişliği
X	: İletilecek giriş işareti
X(k)	: k indisli iletilen sinyal
x(t)	: Gerçel ve çift kutuplu sinyal
y(t)	: Gürültüyle birlikte kanaldan gelen dataların toplamı

$Y(k)$	: Alınan sinyal
$\delta(.)$	: Dirac delta fonksiyonu
ζ	: Fotodedektör duyarlılığı
$\rho(\lambda)$	: Malzemenin yansıtma katsayısı
$\phi_c(t)$	: Alt-taşıyıcının zamanla değişen fazı
ρ	: Elektro-optik dönüşüm katsayısı

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 2.1. Şekil 2.5'teki model oda ve VLC için sistem parametreleri 18
Tablo 2.2. Kromatik noktaların koordinatları 29
Tablo 2.3. CSK yapısında kullanılan 7 ayrı nokta için bant bilgisi 29
Tablo 2.4. CSK Gamutu içerisinde oluşturulabilecek üçgen kombinasyonları 30
Tablo 2.5. Sembollerin xy koordinat değerleri..... 33
Tablo 4.1. 5 dallı optik kanal dürtü yanıtı 71

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Elektromanyetik spektrumda görünür dalgaların gösterimi 2
Şekil 2.1. Görünür ışık bandının elektromanyetik spektrumdaki yeri 9
Şekil 2.2. VLC sistem modeli 11
Şekil 2.3. LED'den çıkan ışınların fotodedektöre gelene kadar aldıkları yolların geomertik şekli 13
Şekil 2.4. Farklı türdeki materyallerin dalga boyuna bağlı yansıtma katsayılarıdaki değişimi 16
Şekil 2.5. Görünür ışık haberleşmenin gerçekleştiği sanal ortam modeli 17
Şekil 2.6. VLC PHY Mimarisi 21
Şekil 2.7. PHY tiplerinin modülasyon ortamında FDM dağılımı 22
Şekil 2.8. NRZ OOK ve Manchester OOK örneği 25
Şekil 2.9. VPPM veri darbeleri örneği 25
Şekil 2.10. CIE 1931Kromatiklik Diyagramı 28
Şekil 2.11. Genel renk kaydırmalı anahtarlama çalışma diyagramı 31
Şekil 2.12. 4-CSK Data yerleşimi 31
Şekil 2.13. 8-CSK Data yerleşimi 32
Şekil 2.14. 16-CSK Data yerleşimi 32
Şekil 2.15. CİE 1931 xy renk koordinatları 4-CSK örneği 34
Şekil 2.16. AWGN kanalın gösterimi 35
Şekil 2.17. AWGN kanalın normalize güç profili 35
Şekil 2.18. AWGN kanalın frekans tepkisi: (a) Genlik, (b) Faz 36
Şekil 2.19. OFDM'nin FDM'e göre bant verimliliği 39
Şekil 2.20. OFDM'nin veri hızına göre normalize edilmiş bant gereksiniminin ve bant gereksinimindeki azalmanın taşıyıcı sayısıyla değişimi 39
Şekil 2.21. OFDM sisteminin blok şeması 41
Şekil 2.22. Alt-taşıyıcıların frekans bandında yerleşimi 42
Şekil 2.23. VLC sisteminde DCO-OFDM yönteminin blok diyagramı 45
Şekil 2.24. VLC sisteminde ACO-OFDM yönteminin blok diyagramı 46
Şekil 2.25. OWC modelinde kullanılan M-CSK modüleli Flip-OFDM tekniğinin alıcı-verici blok diyagramı 47
Şekil 2.26. Flip-OFDM vericisinin blok şeması 51
Şekil 2.27. Flip-OFDM alıcısının blok şeması 51

Şekil 2.28. QAM modülasyonu blok şeması 52
Şekil 2.29. CSK modülasyonunun verici-alıcı blok şeması..... 54
Şekil 2.30. (a) RGB LED sürücü akımlarına karşı normalleştirilmiş güç, (b) Normalleştirilmiş Optik spektrum, ek: RGB ve beyaz LED'lerin fotoğrafı, (c) RGB LED'ler açık olduğunda ve ekrana beyaz renk yansıtıldığındaki fotoğraf, ek: bir odaklama merceği kullanılarak RGB LED'lerden yayılan ışık noktasının fotoğrafı. 56
Şekil 2.31. (a) Çalışma prensibi, (b) önerilen CSK-DCO OFDM'nin deneysel kurulumu..... 57
Şekil 2.32. Deneysel SNR'ler, uygulanan bit yüklemesi ve R, G, B kanallarının takımyıldız diyagramları..... 59
Şekil 2.33. (a) 4-CSK'da farklı mesafelerde ölçülen BER'ler. (b) 30 cm'de CIE 1931 renk gamında çizilmiştir ve (c) 50 cm'de CIE 1931 renk gamı 59
Şekil 3.1. R=1/2 olan katlamalı kodlayıcı 61
Şekil 3.2. R=1/2, K=3, G=(7,5)8 şartları altında özyinelemesiz sistematik olmayan katlamalı kodlayıcının sistem modeli 63
Şekil 3.3. R=1/2, K=3, G=(1,5/7) şartları altında özyinelemesiz sistematik olmayan katlamalı kodlayıcının sistem modeli 64
Şekil 3.4. Reed – Solomon kodlayıcı devrenin blok diyagramı 67
Şekil 3.5. Reed – Solomon kod çözücü devrenin blok diyagram 69
Şekil 4.1. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması..... 72
Şekil 4.2. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması..... 73
Şekil 4.3. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması..... 73
Şekil 4.4. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması..... 74
Şekil 4.5. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması..... 75
Şekil 4.6. Kodlanmamış ve kodlanmış performanslar (a): AWGN kanalda kodlanmış ve kodlanmamış dalga formları için BER analizi, (b): AWGN kanalda QAM modulasyonu ile BER analizi, (c): Düz

Sönümlemeli Optik Los kanalda kodlanmış ve kodlanmamış dalga formları için BER analizi 76
Şekil 4.7. 10000 iterasyon için 4-QAM, 4-CSK OFDM ve 4-CSK-FLIP OFDM sonuçları, (a):Düz Sönümlemeli Optik Los kanal, (b): AWGN kanal 77
Şekil 4.8. 10000 iterasyon için 8-QAM, 8-CSK OFDM ve 8-CSK-FLIP OFDM sonuçları, (a):Flat kanal, (b): AWGN kanal 78
Şekil 4.9. Klasik VLC-OFDM, Flip-OFDM ve önerilen M-CSK Flip-OFDM yöntemlerinin 16-CSK ve 16-QAM modülasyonları için PAPR başarımlarının karşılaştırılması 80

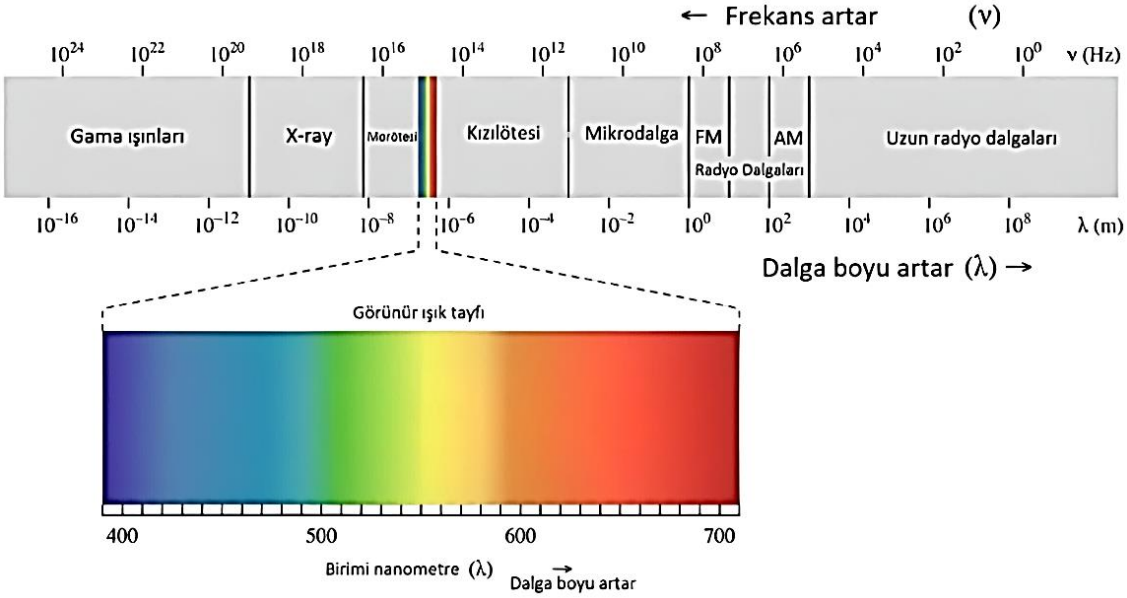
1. BÖLÜM

GİRİŞ

1.1. Literatür Taraması

Son yıllarda, yeni bir kablosuz optik haberleşme tekniği olan, ışık yayan diyotların (Light Emitting Diode, LED) ve fotodedektörlerin bir arada kullanıldığı görünür ışık haberleşmesi (Visible Light Communication, VLC) ön plana çıkmaktadır. Tez çalışmasında da önerilen bu haberleşme sistemi, RF tabanlı kablosuz haberleşme sistemlerinin spektrum krizine alternatif olabilecek yeni bir haberleşme tekniğidir. Özellikle mobil cihazların yaygın olarak kullanılması ile zamanla artış gösteren kullanıcı talepleri nedeniyle iletişim sistemlerindeki çalışmaların hız kazandığı gözlemlenmektedir. Geleneksel radyo frekans (Radio Frequency, RF) sistemleri, kablosuz iletişim için ayrılan RF spekturumunun hızlı bir şekilde dolması ve kullanıma yetersiz olmasından dolayı çözülemeyecek problemlerle karşı karşıya kalmaktadır. Optik kablosuz haberleşme sisteminin (Optical Wireless Communication, OWC) bir türü olan görünür ışık haberleşmesi (Visible Light Communications, VLC), RF haberleşme tekniğine bazı durumlarda tamamlayıcı olan ve ihtiyaçları karşılamaya yardımcı alternatif bir haberleşme tekniği olarak bilinmektedir. Görünür iletişimin, RF sistemlerine nazaran çoğu yönden avantajı olduğu bilinmektedir. Bunlardan en önemlisi ise, şekil 1.1' de elektromanyetik spektrumda yer alan VLC spektrumunun 380 nm ila 780 nm arasındaki dalga boylarına, hemen hemen 400 THz'lik sınırsız bant genişliğine yakın, lisanssız bir bant genişliğine sahip olmasıdır. Sahip olduğu diğer önemli avantajlar ise görünür ışığın insan sağlığına zarar veren radyasyona sebep olmaması, karbondioksit emilimini düşürmesi, RF bandını kullanan kullanıcıların dolaşmasını engellememesi ve bu bantta istenmeyen girişimlere sebep olmamasıdır. Sahip olduğu bir çok avantajlardan ötürü VLC sistemleri, çoğunlukla uçakta kabin kısmı, hastaneler, kimyasal madde üreten tehlikeli tesisler gibi riskli yerlerde kablosuz veri iletimi için

alternatif bir çözümdür. VLC sistemlerinde, veri iletimi amacıyla yaygın olarak kullanılan görünür ışık bandındaki sinyal dalgalarının mevcut yüzeylerden geçememesi, dezavantajmış gibi olsa da, veri güvenliği bakımından RF sistemlere nazaran avantaj sunmaktadır. Bununla birlikte, LED'lerin aydınlatmada yaygın olarak kullanılmaları bakımından VLC tekniği, tren istasyonları, restoranlar, alışveriş merkezi gibi buna benzer bir çok kurumsal yerlerde kablosuz yerel ağlara uyarlanabilir [1].



Şekil 1.1. Elektromanyetik spektrumda görünür dalgaların gösterimi [6]

Görünür bant kısmında dalga boylarının kullanıldığı optik iletişim türüne Görünür Işık Haberleşmesi adı verilir. Görünür Işık Haberleşmesinde (Visible Light Communication, VLC) kaynakların kolay bir şekilde temin edilmesi ve ucuz olmaları, aydınlatma için kullanılması ve haberleşme teknikleriyle birlikte yüksek veri hızlarına ulaşması ve buna benzer sebeplerden ötürü kablosuz optik haberleşmenin VLC sistemlerde yaygın olarak kullanımını mümkün kılmıştır. Ayrıca kullanıcıların iletişimi çoğu yerlerde, bakır kablo tabanlı sistemler yardımıyla yapılmaktadır. Bu durum kullanıcı açısından veri hızında sınırlamalar meydana getirir. Bu probleme çözüm olarak günümüzde gelişen Kablosuz Optik Haberleşme (OWC) tekniği sınırsıza yakın bant genişliği sunmaktadır. Kablosuz optik haberleşme kapasite açısından fiber optik tekniği ile kıyaslanabilecek düzeydedir. Kurulumu fiber optik iletişimine nazaran daha kolaydır ve bu sebeple kablosuz optik haberleşme sistemleri uygun fiyatlar ile uygulamaya geçebilmektedir.

VLC teknolojisinde yaygın bir şekilde kullanılan ışık yayan diyotların (Light Emitting Diode, LED) sunmuş olduğu imkanlar bu teknolojinin kullanımını popüler hale getirmiştir. LED'lerin özellikle uzun ömürlü oluşu ve az enerji harcamaları diğer ışık kaynaklarına göre büyük oranda avantaj sağlar. Aydınlatma ve haberleşmenin beraber gerçekleştirilmesi VLC tekniğinin kullanım alanının genişlemesini sağlamaktadır. Ofis içi aydınlatmasında kullanılan LED'ler aynı zamanda ofis içi kablosuz haberleşmede de kullanılmaktadır. Ayrıca görünür ışık haberleşmesinin uçak ve tren içi haberleşmede ve trafikte araçlar arasındaki iletişimde kullanıldığı da bilinmektedir. LED'lerin haberleşme amacıyla kullanılması konusundaki ilk çalışmalar 1990'ların sonlarına dayanmaktadır Yapılan ilk çalışmalarda VLC'nin geniş bant uygulamaları için kullanılması düşüncesi öne sürülmüş ve en yeni deneysel çalışmalarda 500 Mb/sn' den yüksek veri hızları rapor edilmiştir [7]. Yapılan buna benzer çalışmalar, bir çok kapalı mekan uygulamaları için VLC'nin potansiyelini ve uygulanabilirliğini göstermiştir. Bununla birlikte, VLC sistemleri hala gelişebilir ve kanal modelleme, fiziksel katman tasarımı ve üst katman mekanizmaları gibi birçok alanda araştırmaların yapılması gerekmektedir.

Kızılötesi (İnfrared, IR) ışığın ve görünür ışık bantların birbirlerine dalga boyu bakımından yakın olması ve nitelik açısından benzer özellikler göstermelerinden dolayı IR bantlar için geliştirilen kanal tanımlama teknikleri teknik olarak VLC sistemlerine de uygulanabilir. Bu durumdan esinlenerek, VLC üzerinde şimdiye kadar yapılan çalışmalar daha önceden önerilen IR kanal modellerine dayanmaktadır. Fakat güncel çalışmalar göstermiştir ki IR kanal modellerinin doğrudan uygulanması VLC kanal karakteristiklerini tam olarak yansıtamamaktadır. Gecikme yayılımına sahip çok yollu bir VLC kanal üzerinden simgeler arası girişim (İnter Symbol İnterference, ISI) ile başa çıkılmasını gerektirmektedir. Tek taşıyıcılı bir iletim sisteminde ISI probleminin çözülmesi için kullanılan yöntemler arasında VLC alıcısının uyarlamalı karar geri beslemeli dengeleştirici (decision feedback equalizer, DFE) zaman bölgesi denkleştiricisi gelmektedir.

Tek taşıyıcılı zaman bölgesi dengelemesine güçlü bir alternatif olarak çok taşıyıcılı haberleşme teknikleri gösterilebilir. Çok taşıyıcılı haberleşmenin en yaygın kullanılan şekli günümüzde birçok kablosuz haberleşme standartında da yer alan OFDM tekniğidir. Bir OFDM sisteminde, yüksek hızlı veri dizisi ayrıştırılarak birçok sayıda dik alt taşıyıcı üzerinden iletilerek karmaşık dengeleyicilere olan gereksinim duyar. Doğru

akım (DC) sapma ya da asimetrik kırpma (AC) gibi farklı teknikler önerilerek bu problemin giderilmesi amaçlanır.

1.2. Tarihsel Gelişimi

İnsanoğlunun haberleşme gereksinimi insanlık tarihi süresince varlığını hep devam ettirmiştir. Bu yönde, frekans spektrumundaki optik bant kullanılıp uzak yerlere bilgi göndermek şeklinde tanımlanan, optik haberleşme ilk kullanılan haberleşme yöntemlerinden biridir. Önceki uygarlıklar bilgi iletiminde ateşten ve dumandan faydalanarak optik iletişimin temellerini sergilemişlerdir. Eski Yunan uygarlığında cilalı kalkanlar ayna görevi görmüştür ve güneş ışığı yardımıyla uzak mesafe iletişimi sergilenmiştir. 1960'lı yılların öncesinde güneş ışığı yansıtılarak iletişim kurmaya çalışılmaktaydı sonralarda, lazerin keşfiyle optik haberleşmede yeni bir çağ başlamış ve bu alanda sürdürülen deneyler hızlanmıştır. Özellikle, 1962 ila 1965 yılları arasında deneysel araştırmalar hız kazanmıştır. 1970 yılına kadar sürdürülmüş olan araştırmalar kronolojik olarak şu şekilde sıralanmaktadır; MIT Lincolns Laboratuvarında 1962' li yılların başlarında düzenlenen çalışmada, Galyumarsenit ışık yayan diyot (LED) yardımıyla televizyon sinyallerinin iletilmesi 48 kilometrelik mesafeden gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu çalışma, kablosuz optik haberleşmenin temelleri için yapılan önemli deneyler biri olarak bilinmektedir. 1963'te Panamint Tepesi ve San Gabrial Dağı arasındaki bölgede, He-Ne lazere modüle edilmiş ses dalgasının 190 kilometre uzaklıkta iletimi gerçekleştirilmiştir [19,20]. 1965 yılından sonra ise, OWC sistemleri daha güvenli bir şekilde geliştirilmiştir. 1970 yılından sonra, kablosuz optik haberleşme ticari alandan ziyade askeri amaçlı olarak araştırılmıştır. Bu yönde araştırılmasının en önemli sebeplerinden biri güvenli haberleşme sağlamasıydı. Haberleşme sistemlerine yapılacak olan herhangi bir saldırı alıcı taraftan anında algılanabiliyordu. Amerikan Ulusal Havacılık ve Uzay Dairesi (NASA), derin uzay uygulamaları için, kablosuz optik haberleşme adlı çalışmalarını, Yarı İletken Lazer Uydular Arası Bağlantı Deneyi (SILEX) programları üzerinden çalışmalarını sürdürmüştür. Diğer taraftan, 1970'lerden günümüze kadarki zaman aralığında, bina içi kablosuz optik haberleşmede de büyük ölçüde çalışmalar yürütülmüştür. Işık yayan diyot (LED), lazer diyot (LD) vs. daha az maliyetli aygıtların gelişimi yapılan araştırmaları destekler nitelikte olmuştur. İlk kablosuz iletişim, 1792 senesinde Claude Chappe bünyesinde geliştirilmiş olan mekanik telgraf sistemi olmuştur. Burada optik haberleşme, uç tarafında iki hareketli kola sahip olan iki direk, birbirlerinin görüş

alanında olacak şekilde kulelerin içindedir. Kolların farklı bölgeleri farklı işaretleri göstermiştir. Önerilen sistem, kulelerdeki teleskoplar yardımıyla incelenmiştir. 1850 yılına kadar önerilen bu sistem yaygın olarak Avrupa'da kullanılmıştır. 1880 yılına gelindiğinde ise Alexander Graham Bell'in icat ettiği ilk kablosuz optik haberleşme sistemi olan ‘‘ Photophone ’’ olarak isimlendirilen bu önemli icat, titreşimli ayna ve selenyum ışık hücresi kullanılarak ses sinyallerinin güneş ışığına modüle ederek iletimi sağlamaya çalışmıştır. Bu çalışmada Alexander Graham Bell ses dalgalarını, lensler yardımıyla vericinin üzerine tuttuğu güneş ışınıyla birlikte modüle etmiş ve 213 metrelik uzaklığa atmosfer üzerinden göndermiştir. Alıcıdaki modüle edilmiş ışık, odak noktasında selenyum hücre bulunan parabolik bir ayna üzerine düşürülmüştür ve selenyumun özelliklerinden yararlanılarak ses sinyali tekrardan oluşturulmuştur. Cihazların yeterli ölçüde hassasiyet göstermemeleri ve güneş ışınının kesikli olmasından dolayı, ‘‘Photophone’’ ticari bir ürün olamamıştır. Ancak, kablosuz optik haberleşmenin temelini başarılı bir şekilde ortaya atmıştır. 1820 yılında ise, fizikçi Hans Christian Orsted elektromanyetik spektrumda yer alan radyo frekansı (RF) bandında çalışmıştır. Sonrasında, James C. Maxwell gibi bilim insanlarının bünyesinde bu alandaki araştırmalar sürdürülmüş ve matematiksel olarak temeli atılmıştır. 1902'de Marconi' nin Atlas Okyanusu üzerinden gerçekleştirdiği haberleşme, uzun menzilli ilk kablosuz haberleşme olmuştur ve bu sayede RF bandındaki ilk ticari kablosuz haberleşme sistemleri geliştirilmiştir. O zamandan günümüze kadar devam etmekte olan süreçte, RF bandı kablosuz haberleşmesi kapasitesini arttırarak gelişimini devam ettirmiştir [24].

Görünür ışık haberleşmesinde farklı organizasyonlar tarafından yayınlanan standartlar mevcuttur. 2007'de "Japon Elektronik ve Bilgi Teknolojileri Endüstrisi Birliği" (JEITA), "Visible Light ID System" isimli, 2008 yılına gelindiğinde "Görünür Işık Haberleşmeleri Konsorsiyumu" (VLCC) bünyesinde bir standart yayınlamıştır. Ancak yayınlanan standartların neredeyse hiçbirinde aydınlatmanın ve veri iletiminin birlikte olabilmesi için gerekli olan ışıktaki titreşim azaltma, renk değişimine engel olma ve aydınlatma şiddetini ayarlama gibi mevzulara yoğunlaşılmamıştır. 2011 yılında, IEEE 902.15 çalışma grubu bünyesinde görünür ışık haberleşmesi için ilk İEEE standardı ‘‘802.15.7 Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light’’ şeklinde yayınlanmıştır. Bu standart, hem aydınlatmanın hem de haberleşmenin beraber sorunsuz bir şekilde yapılması adına gereken düzenlemeleri içermektedir.

Önerilen tez çalışmasında, optik kablosuz haberleşmedeki bozucu etkenleri azaltmak amacıyla sinyal işleme tekniği olan Flip-OFDM önerilmiştir. Önerilen bu Flip-OFDM sistemine M-CSK modülasyonu uygulanıp sistemde daha fazla iyileşmeler meydana getirilmiştir. Sırasıyla 4-CSK, 8-CSK ve 16-CSK olmak üzere önerilen üç modelde yüksek oranda kazançlar elde edilmiştir. Bu kazançlarda, M-CSK modülasyonunun iletilen sinyallerdeki titremeyi ve istenmeyen girişimleri azaltması büyük rol oynamaktadır. Bu üç modelden de elde edilen kazançlar "Monte-Carlo" bilgisayar benzetim methodu ile doğrulanmıştır. 4-CSK, 8-CSK ve 16-CSK modülasyonlarının kullanıldığı senaryolar için performans eğrileri çizdirilmiş ve "Monte-Carlo" bilgisayar benzetim methoduyla birlikte performanslar değerlendirilmiştir.

2. BÖLÜM

GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ

2.1. Giriş

Son zamanlarda, radyo frekansı (RF) iletişiminin kısıtlanmasıdan dolayı yüksek hızlarda kablosuz iletişime olan ihtiyaç günden güne artış göstermektedir. Kontrol edilemeyen radyasyon, sınırlandırılmış ve verimsiz bant genişliği, düzenlenmiş frekans vb. sebepler, RF sisteminde zorluklar ve sınırlamalar meydana getirmiştir. OWC, RF iletişimin sınırlamalarıyla başa çıkabilen yeni nesil kablosuz bir tekniktir. Aslında OWC, RF bağlantılarının yerini alan bir teknoloji olmaktan çok tamamlayıcı olarak düşünülmektedir. Kablosuz optik bağlantılar, bir ışık yayan diyot (LED) kullanarak bilgi iletir. Bununla birlikte,. OWC, sinyalin ultraviyole (UV), görünür veya kızıl ötesi (IR) bant gibi optik taşıyıcılar tarafından klavuzsuz iletim ortamı aracılığıyla taşınabilen optik iletişim biçimidir. OWC teknolojisi, özellikle RF tekniğinin uygulanamadığı ortamlarda, yüksek hızlarda çalışan iç mekan bağlantılarında cazip hale gelen bir haberleşme biçimidir. Görünür ışık iletişimi (VLC), ultraviyole iletişimi (UVC) gibi çeşitli OWC türleri vardır. Bunların en önemli uygulama alanlarından biri olan VLC sistemleri görünür bantta (380 nm-780 nm) aralığında çalışmaktadır. VLC sistemleri ışık yayan diyotların (LED) popüler olması ve yaygın olarak kullanılmasından yararlanır.

2.1.1. Görünür Işık Haberleşmesi (VLC)

VLC tekniği, hızlı bir şekilde artan kablosuz veri iletimi taleplerini karşılamada bazı durumlarda, bir çok RF sistemlere tamamlayıcı rolü üstlenen cazip bir teknoloji olarak bilinmektedir. LED kullanımının da yaygın hale gelmesiyle, Geleneksel RF teknolojisine nazaran, maliyeti düşük, daha az enerji harcayan ve daha güvenilir olan

VLC tekniği ile ilgili sürdürülen araştırmalar önemli ölçüde hızlanmıştır. Günümüzde özellikle kablosuz veri iletiminde çevreye daha duyarlı, insan sağlığına daha az zararsız olan metodlar içeren, daha güvenli teknolojilerin kullanımı gittikçe önem kazanmaktadır. Yaşamımızın önemli bir parçası haline gelen ışığın iletişim sistemlerinde kullanılması yaratıcı, düşük maliyetli, güç verimli, güvenli bir iletişim tekniğinin ortaya çıktığını göstermektedir

VLC tekniği üzerinde sürdürülen çalışmalar ilk olarak japonya'da ortaya çıkmıştır. Görünür Işıkla Haberleşme Konsorsiyumu (VLCC), 2003 senesinde Japonların kendi VLC teknolojilerini standardize ederek, sistemi daha ekonomik hale getirebilmek amacıyla VLC sistemleri için toplumsal farkındalığı oluşturmak üzere kurulmuştur. Bu şekilde, Japon şirketleri, kolayca erişilen, veri hızı yüksek, çevreye zarar vermeyen VLC sistemlerinin ar ıa ve test süreçlerini 2007 senesinde yayınlanan ''Görünür Işık Haberleşme Sistem Standardı'' şeklinde adlandırılan ulusal standartlarla standardize etmiştir [28]. Günümüzde, VLC sistemlerine evrensel açıdan yoğun bir ilgi görülmekte ve Kablosuz Dünya Araştırma Forumu (Wireless World Research Forum, WWRF), Avrupa Komisyonu Sistemi-7 (Europe Commission Framework-7) gibi kuruluşların bu konuda çalışmalar sürdürdüğü biliniyor. Buna ek olarak, sisteme ait standardizasyon çalışmaları IEEE bünyesinde yürütülmekte olup, 2011 yılında VLC'nin fiziksel ve medya erişim katmanları, 802.15.7 VLC Görev Grubu bünyesinde standardize edilmiştir. Bu standart kısa mesafe kablosuz kişisel alan ağ iletiminde (Wireless Personal Area Networks, WPAN) görünür ışıkla iletişimin teşvik edilmesini sağlayan önemli bir dönüm noktası olmuştur [25].

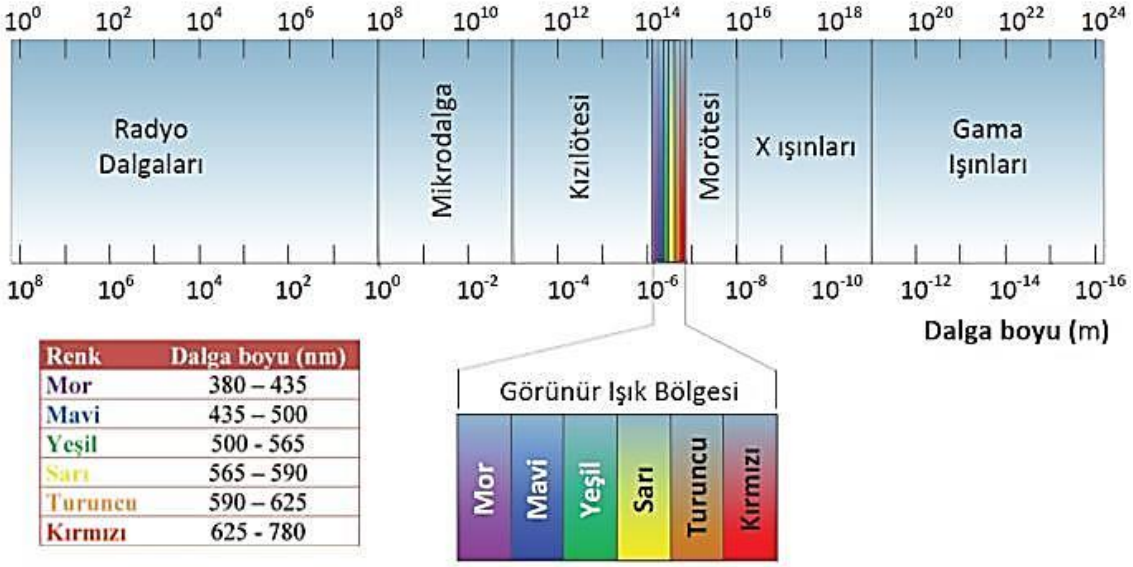
Aydınlatma ve haberleşmenin birlikte yapıldığı Görünür ışıkla iletişim tekniği ile kullanılan ışık kaynaklarını, örnek olarak LED'leri RF vericiler yerine kullanan yeni nesil bir teknolojidir ve kızılötesi (Infrared, IR) haberleşmeye nazaran daha çok tercih edilmektedir. Son yıllarda popüler olan bu yeni nesil teknoloji, çift yönlü kullanım sağlamak amacıyla günümüzde kısa mesafeli iletişimde kullanılmakta ve aydınlatma modeline kolayca entegre edilebilmektedir.

VLC sisteminde hem haberleşme hem de aydınlatma ihtiyacını karşılayan tek bir kaynak kullanılmaktadır ve katıhal aydınlatma teknolojisinin gelişiminden dolayı, geleneksel aydınlatma sistemlerine nazaran yüksek enerji verimliliği daha fazladır. VLC'nin önemli özelliklerinden bir diğeri ise, doğrudan algılamalı yoğunluk modülasyonu (IM/DD) kullandığından verici-alıcı yapısının RF sistemlerine kıyasla maliyetin daha az olduğu söylenebilir. Görünen ışığın ofis içi ortamlarda duvar ve

yüzeyler tarafından engellenmesi VLC sistemlerini güvenilir hale getirip kanallarda oluşan girişime karşı daha dirençli yapmaktadır. Böylece, frekans tekrar kullanım oranı artmaktadır. VLC sistemlerinde kullanılan frekans bandı aralığı, tera hertz (THz) seviyesindedir ve neredeyse sınırsız olup herhangi bir kurum tarafından lisanslanmamıştır. Ayrıca, VLC dalgaları RF dalgalarına karışarak girişim oluşturmaz dolayısıyla, elektromanyetik yayınıma hassas olan cihazların mevcut olduğu yerlerde haberleşme için kullanılabilirler.

VLC teknolojisinin şekil 2.1'de RF sistemlerine kıyasla sahip olduğu avantajlardan biri gösterilmektedir. Elektromanyetik spektrumdaki yeri gösterilen VLC, spektrumun 380 nm ila 780 nm arasındaki dalga boylarını kullanır ve görüldüğü üzere hemen hemen 400 THz'lik sınırsıza yakın bir genişliği vardır ve lisanslanmamıştır. Dolayısıyla kullanımı serbesttir. Görünür ışığın insan sağlığına zarar veren elektromanyetik dalgalara sebep olmaması, karbondioksit emilimini düşürmesi, RF bant aralığını kullanan elektronik aletlerin çalışmasına engel olmaması ve bu bantta herhangi bir girişime sebep olmaması da önemli avantajları arasındadır. VLC sistemlerinde bilgiyi iletmek amacıyla kullanılan görünür ışık bandında yer alan sinyallerin duvar ve yüzeyden geçememesi, geniş menzilli bir bağlantı ağının oluşmasına engel olmaktadır. İlk bakışta dezavantajmış gibi gözükse de, bu durum veri güvenliği bakımından RF sistemlerine güçlü bir üstünlük sağlar [7].

Görünür ışık dalga boylarının elektromanyetik spektrumdaki yeri Şekil 2.1'de gösterilmektedir.



Şekil 2.1. Görünür ışık bandının elektromanyetik spektrumdaki yeri [3]

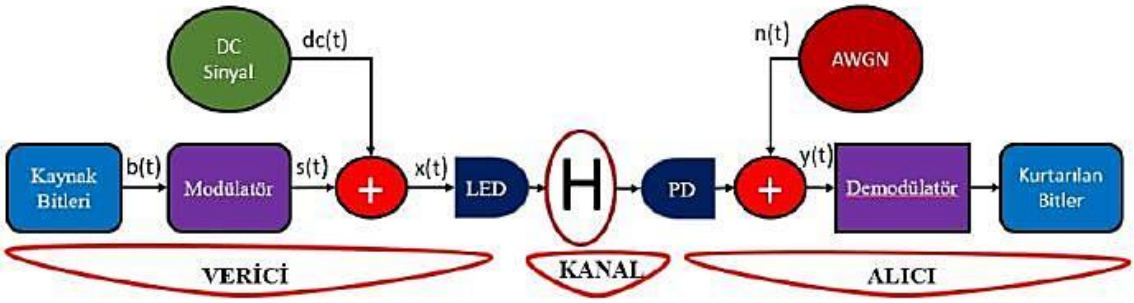
VLC'nin bahsedilen avantajları dışında geliştirilmesi gereken konular da vardır. VLC sistemlerin LED'leri verici, fotodedektörleri alıcı şekilde kullanması IM/DD tekniğiyle haberleşmeyi zorunlu hale getirmiştir. Bu sebepten, VLC'ye uygulanan modülasyon türleri IM/DD tekniğinin kısıtlamalarından dolayı hem pozitif hem de gerçel değerli olmak zorundadır. Bu nedenle, RF sistemlerde rahatlıkla kullanılabilen modülasyon teknikleri, VLC sistemlerine bu kısıtlamalardan dolayı doğrudan uygulanamaz. Ancak temel bant modülasyonları, kolayca IM/DD sistemlerine uyarlanabilmektedir. Bu temel bant modülasyonları arasında, tek kutuplu çok seviyeli darbe genlik modülasyonu (M-PAM), karmaşıklığın azlığı ve yüksek izgesel verimi ile öne çıkmaktadır. Ancak modülasyon boyutunun artmasıyla, M-PAM modülasyonunun güç verimi giderek düşmektedir. Artan modülasyon boyutu ile çok seviyeli darbe pozisyon modülasyonun (M-PPM) ise izgesel verimi, güç verimi yüksek olmamasına rağmen, oldukça düşmektedir.

VLC tekniğinde ele alınması gereken bir diğer konu ise literatürde gerçekçi VLC sisteminin oluşturulabilmesidir. VLC kanal yapısının geçerlilik kazanabilmesi açısından kanal modeli gerçekçi bir şekilde ortaya konulmalıdır. Literatürde gerçekçi VLC kanal modeli için önerilen iki kanal modeli bulunmaktadır. Bunlardan biri Barry'nin modeli adlı çalışmadır. 1993'de Barry tarafından ilk başta kızılötesi (Infrared, IR) iletişimi için sergilenen model yapı, 2011'de bu model yapı, VLC kanal modeli olacak şekilde geliştirilmiştir. Refereans alınan bir başka VLC kanal modeli, **Zemax®** yazılımı kullanılarak yapılmıştır. **Zemax®**, aydınlatma sistemlerinin tasarımında kullanılan bir yazılım türüdür. **Zemax®** ile tasarlanacak olan hayali platformun geometrisi, malzemelerin yansıtma özellikleri, malzemenin türü, ışık kaynaklarının çalışma karakteristikleri, mevcut olan eşyaların yerleri vs. gibi özellikler belirlenebilir ve bu parametreler ışığında, rasgele bir konumda bulunan alıcının kanal dürtü yanıtı (Channel Impulse Response, CIR) ve alınan optik gücü hesaplanabilmektedir. Bu iki model arasındaki ayrım ise **Zemax®** yazılımının ideal olmayan kaynak ve farklı yansıma türleri için de hesaplar yapmasıdır [5].

Görünür ışık iletişiminin temel bileşenleri LED (Light Emitting Diode), PD(Photodiod), PHY (Fiziksel Katman) ve MAC (Medya Giriş Kontrolü)'dir. Sistemde LED, verici hava, iletim ortamı ve fotodiyot alıcı görevi görür. Bu bileşenlerin kullanılması sonucu optik haberleşme sağlanmış olur.

2.2. VLC Sistem Modeli

VLC sistem modelinde, kaynak bitleri rastgele data generatöründe üretilir, üretilen datalar modüle edildikten sonra modülatör çıkışında, LED üzerinden geçen sinyalin pozitif ve gerçel olmasından dolayı modüle edilmiş bilgi bitlerine DC sinyal eklenir bu sayede negatif sayıları pozitif yapmış olur. Daha sonra LED üzerinden sinyal gönderilir. LED (verici) ile fotodiyot (alıcı) arasında haberleşme kanalı alıcı tarafta devreden akım aktığı için gürültü eklenir. Gürültüyle birlikte kanaldan gelen data toplamı y(t), vericideki işlemlerin tersini yapıp demodüle ettikten sonra karar verilir. Kurtarılan bit ile kaynak bitleri arasında karşılaştırma yapılır.



Şekil 2.2. VLC sistem modeli [5]

VLC sisteminin genel modeli Şekil 2.2'de gösterilmektedir [5]. Gösterilen şekil modelinde kaynak bitleri b(t), iletilecek olan modülatör bloğundaki sinyale modüle edilip gerçel değerli modüleli s(t) sinyalini oluştururlar. LED'ler pozitif sinyaller hariç diğer negatif sinyalleri optik sinyallere çeviremediği için modüle edilmiş s(t) sinyaline dc(t) eklenerek sinyal pozitif hale dönüştürülür. Elde edilen pozitif sinal x(t), ışığın yoğunluğuna modüle edilmek için LED'e gönderilir. Sinyal, optik kanal yardımıyla, alıcıya yani fotodedektöre aktarılır. Fotodedektör, ışık yoğunluğundaki değişimleri sezebildiği için alıcıya ulaşan sinyali elektriksel sinyale dönüştürür. Hem toplamsal beyaz gauss gürültü (AWGN) etkisini hem de kanal sönümlemelerini barındıran y(t) sinyali şu şekilde gösterilir;

$$y(t)= \rho\zeta(x(t)*h(t))+n(t) \tag{2.1}$$

Formülde gösterilen ''ρ'', elektro-optik dönüşüm katsayısı ''ζ'' ise fotodedektör duyarlılığını temsil etmektedir. ''*'' konvolüsyon işlemini, h(t) kablosuz optik kanalın dürtü yanıtını, n(t) AWGN etkisini ifade etmektedir. Bozulan y(t) sinyalindeki gürültüden, alıcı kısmındaki demodülatör yardımıyla kaynak bitleri üretilmeye çalışılır.

2.3. VLC Kanal Modeli

Tezde de bahsedildiği gibi, LED'lerin eş zamanlı olarak aydınlatma ve iletimi beraber gerçekleştirdiği sanal bir model önerilmiştir ve Barry'nin modelinden yararlanılan bu modeldeki VLC sistemi için kanal dürtü yanıtı (Channel Impulse Response, CIR) hesapları yapılmıştır [5]. Tasarlanan modelde, VLC sisteminin ayrı birer vericisi konumundaki her bir ışık kaynağı LED'in, alıcı konumundaki fotodetektör üzerinde oluşturduğu optik güç, her bir LED'in etkisi için ayrı bir şekilde hesaplanmaktadır. Optik güçler zamanın her anı için hesaplanır ve denklemde de görüldüğü üzere birbirleriyle toplanarak CIR oluştururlar.

$$h(t)= \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{k=0}^{\infty} \boldsymbol{h}^{(k)}(t;\boldsymbol{\Phi_n}) \tag{2.2}$$

Bu denklemde, $\boldsymbol{N_t}$ modelde kullanılan toplam LED'in adedini, k yansıma sayısını, t süreyi, ve $\boldsymbol{\Phi_n}$ ise n. LED'in güç spektral dağılımını belirtmektedir. Denklem (2.1)'den de anlaşılacağı üzere, her bir LED'in fotodedektör üzerindeki etkisi ayrı ayrı hesaplanıp kanalın dürtü yanıtına dahil edilir. Bu nedenle, LED kaynaklarının her birinden ortaya saçılan ışınların fiziksel açıdan gidebilecekleri muhtemel tüm yollar takip edilir. Takip sırasında, direk görüşün (Line of Sight, LOS) (k = 0) ve (Non-Line of Sight, NLOS) ($k \geq 1$) durumlarını sağlayıp sağlamadığı, yansıdıkları objelerle olan ilişkilerini ve ışınların yol kayıpları hesaba dahil edilmektedir.

n. LED'den yayılan ve LOS (k = 0) durumunda yani, herhangi bir objeden yansımayıp doğrudan alıcıya tarafa ulaşan ışınların, birim vuruş yanıtları denklem (2.3) yardımıyla hesaplanmaktadır. Verilen terimlerin daha kolay anlaşılması amacıyla şekil 2.3'te LED' den yayılan ışınların, alıcıya varana kadarki süreçte takip ettikleri tüm yolları üç boyutlu bir şekilde sergileyen geometrik bir yapı gösterilmiştir.

$$\boldsymbol{h}^{(0)}(t;\boldsymbol{\Phi_n}) = \boldsymbol{L_0}\boldsymbol{\Gamma_n^{(0)}} \text{ rect } (\frac{\boldsymbol{\theta_0}}{\boldsymbol{FOV}}) \text{ x } \delta \text{ (t- } \frac{\boldsymbol{d_0}}{\boldsymbol{c}}) \tag{2.3}$$

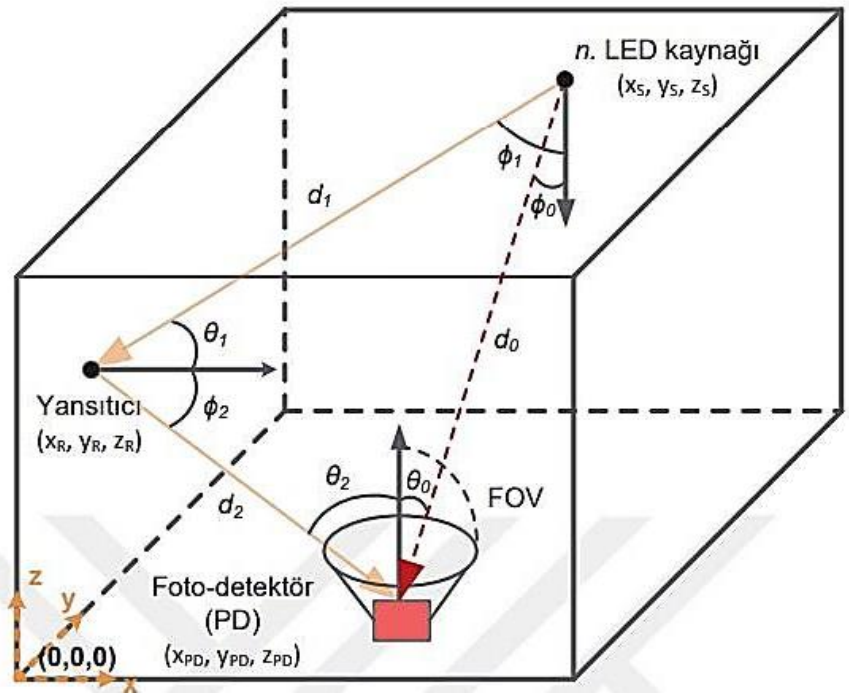
$\boldsymbol{L_0}$ ifadesi, n. LED'den yayılan ve doğrudan fotodetektöre gelen ışının katettiği mesafeyi, başka bir deyişle, $\boldsymbol{d_0}$ mesafesindeki yol kaybını gösterir. Aşağıda verilen (2.4)'teki denklemde, $\boldsymbol{L_0}$ ifadesinin formülü gösterilmektedir. Verilen denklemde, $\boldsymbol{A_{PD}}$ ifadesi, fotodetektörün yüzey alanını, m lambert indeks sabitini, $\boldsymbol{\phi_0}$ n. LED'den fotodedektöre doğrudan giden ışının normal ile yaptıkları açıyı, $\boldsymbol{d_0}$ n. LED ile fotodetektör arasındaki uzaklığı ve $\boldsymbol{\theta_0}$ ise n. LED'den fotodetektöre doğrudan gelen ışının normal ile yaptıgı açıyı ifade etmektedir.

$$L_0 = \frac{A_{PD}\,(m+1)cos^m\phi_0 cos\theta_0}{2\Pi d_0^2} \tag{2.4}$$

LED'in görüş açısının yarısına $(\phi_{1/2})$ bağlı olan Lambert indeks sabitinin formülü denklem (2.5)'de verilmektedir.

$$m = \frac{-ln2}{\cos\phi_{1/2}} \tag{2.5}$$

Cree Xlamp XP-E2 LED'in görüş açısı 110° olarak alınmaktadır. Dolayısıyla m_{XP-E2} = 1.24697 olarak hesaplanır.



Şekil 2.3. LED'den çıkan ışınların fotodedektöre gelene kadar aldıkları yolların geomertik şekli [19]

L_0 yol kaybı için gerekli olan ve 2.3'teki şekilde de gösterilen $\cos\theta_0$ $\cos\phi_0$ ve d_0 parametrelerinin hesaplamaları (2.6) ve (2.7)'deki denklemde gösterilmektedir.

$$\cos\phi_0 = \cos\theta_0 = \frac{|z_S - z_{PD}|}{d_0} \tag{2.6}$$

$$d_0 = \sqrt{(x_S - x_{PD})^2 + (y_S - y_{PD})^2 + (z_S - z_{PD})^2} \tag{2.7}$$

Kanal dürtü yanıtlarının (CIR), LOS durumundaki hesaplarını gösteren denklem (2.3)'deki $\Gamma_n^{(0)}$ terimi, n. LED vericisinin ışığı yayma gücünü ifade etmekte ve aynı zamanda bu ifade LED kaynağının güç spektral dağılımının altındaki alana eşittir.

Fotodetektörün görüş açısı FOV (Field of View) olarak adlandırılmaktadır. LED'den çıkıp fotodedektöre giden rasgele bir ışının alıcıdaki fotodedektör aracılığı ile algılanabilmesi için FOV'un, denklem (2.3)'deki eşitlikte verilen dikdörtgen fonksiyonu rect(.) den daha büyük bir açıyla fotodedektöre gönderilmesi gerekmektedir.

Denklem (2.8)'de rect(.) fonksiyonu ifade edilmiştir. Bu ifadeden de çıkarılacağı üzere, eğer FOV geliş açısından küçükse (FOV< $\boldsymbol{\theta_0}$) rect(.) fonksiyonu "0" çıkışlı olur. Böylece gelen ışın fotodetektör aracılığıyla algılanamadığından dolayı herhangi bir güç oluşturamaz. Öte yandan, FOV geliş açısından büyükse ($\boldsymbol{\theta_0}$ < FOV) rect(.) fonksiyonu "1" çıkışlı olur ve gelen ışın fotodetektör aracılığıyla algılanarak güç oluşturur [24].

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} \mathbf{1}, & |\boldsymbol{x}| \leq \mathbf{1} \\ \mathbf{0}, & |\boldsymbol{x}| > \mathbf{1} \end{cases} \tag{2.8}$$

Denklem (2.9)'daki Dirac delta fonksiyonu, δ(.) ile ışık hızı, c parametresi ile gösterilmektedir. LED'den çıkan rasgele bir ışın, fotodetektöre vardığı anda bir güç oluşturur. Bu ışının diğer zaman aralıklarında fotodetektör üzerinde herhangi bir etki oluşturamayacağı δ(.) parametresi ile gösterilir. Bundan dolayı, her bir LED'den çıkan ışınların fotodetektör üzerinde yarattığı güç birbirinden bağımsız bir şekilde hesaplanmasıyla elde edilen sonuçlar zamana göre toplanır ve kanalın dürtü yanıtı bulunur.

n. LED'den yayılan ışınların bir veya daha çok yansıyarak fotodetektöre geldiği yani (k ≥ 1) anında, NLOS halinde kanalın dürtü yanıtı denklem (2.9)'da gösterilmektedir.

$$\mathbf{h}^{(k)}(t;\boldsymbol{\Phi}_n) = \int_s [\mathbf{L_1}, \mathbf{L_2}..\mathbf{L}_{k+1}\ \boldsymbol{\Gamma}_n^{(k)}\ \text{rect}\left(\frac{\boldsymbol{\theta}_{k+1}}{\mathbf{FOV}}\right)\ \delta\left(t - \frac{\mathbf{d_1}+\mathbf{d_2}+\cdots.+\mathbf{d}_{k+1}}{\mathbf{c}}\right]\ \mathbf{dA_{ref}} \tag{2.9}$$

Verilen denklemde L ifadesi, yol kayıplarını göstermektedir. Herhangi bir LED'den çıkıp fotodetektöre gelen bir ışın katettiği yolda k defa yansıma yaptıktan sonraki yol kayıpları $\mathbf{L_1}, \mathbf{L_2},....,\mathbf{L}_{k+1}$ olmak üzere, denklem (2.10)'da ifade edilmektedir.

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

$$\boldsymbol{L_2} = \frac{\boldsymbol{A_{ref}\ cos\phi_2 cos\theta_2}}{\Pi\boldsymbol{d_2^2}}$$

.

.

$$L_{k+1} = \frac{A_{PD}\, cos\phi_{k+1}\, cos\theta_{k+1}}{2\Pi d_{k+1}^2} \tag{2.10}$$

Verilen eşitliklerde, ışığın yansımış olduğu yüzeylerin alanı A_{ref} ile gösterilmektedir. LED'den veya gelişigüzel bir yüzeyden yansıyan ışının normal ile yapmış olduğu açılar ϕ ile, alıcıya veya rasgele bir yüzeye gelen ışının normal ile yapmış olduğu açılar θ ifadeleriyle gösterilmektedir. Şekil 2.3'ten yola çıkarak verici–yansıtıcı, yansıtıcı–yansıtıcı ya da yansıtıcı–alıcı arasındaki uzaklık d ile gösterilmektedir. Buradan yola çıkarak, şekil 2.3'te verilen n. vericiden çıkan ve yüzeylerden yansıyıp alıcıya gelen ışının katettiği mesafe için gereken $\boldsymbol{\phi_1}, \boldsymbol{\phi_2}$, $\boldsymbol{\theta_1}, \boldsymbol{\theta_2}$ açılarının ve $\mathbf{d_1}, \mathbf{d_2}$ mesafelerinin hesaplamaları denklem (2.11), (2.12), (2.13) ve (2.14)'de ifade edilmiştir.

$$cos\phi_1 = \frac{|Z_S - Z_R|}{d_1}, \quad cos\theta_1 = \frac{|X_S - X_R|}{d_1} \tag{2.11}$$

$$cos\phi_2 = \frac{|X_R - X_{PD}|}{d_2}, \quad cos\theta_2 = \frac{|Z_R - Z_{PD}|}{d_2} \tag{2.12}$$

$$d_1 = \sqrt{(x_S - x_R)^2 + (y_S - y_R)^2 + (z_S - z_R)^2} \tag{2.13}$$

$$d_2 = \sqrt{(x_R - x_{PD})^2 + (y_R - y_{PD})^2 + (z_R - z_{PD})^2} \tag{2.14}$$

Herhangi bir ışın vericiden çıkıp alıcıya ulaşana kadar ki süreçte şekil 2.3'te de gösterildiği gibi herhangi bir yüzeye veya cisme çarpıp yansıyarak ilerleyebilir. Cisimlerin yapıldığı malzenin türüne göre bir yansıtma katsayı mevcuttur. Malzemenin yansıtma katsayısı ρ(λ) ile belirtilir. Bu katsayı, dalga boyuna göre değişkenlik göstermektedir. Yani, ρ(λ) değişkenliği, kullanılan malzemenin cinsine ve farklı dalga boylarına göre gelen ışının farklı miktarlarda yansıtıldığını ifade etmektedir [24].

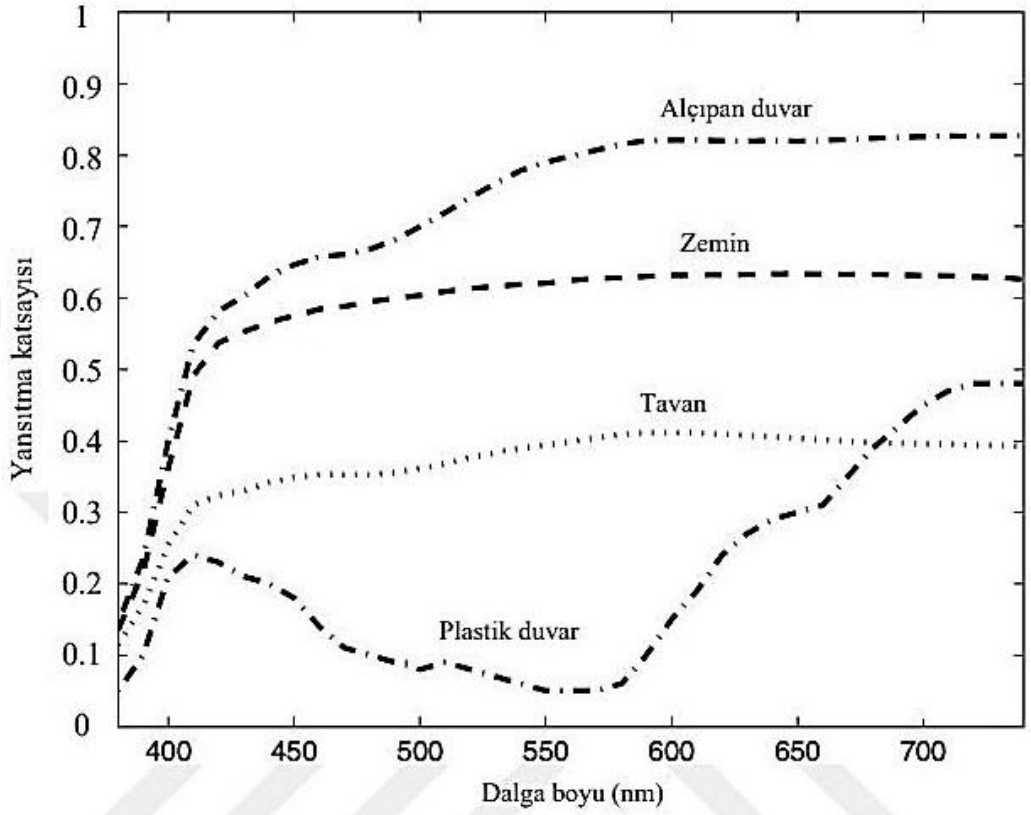
Şekil 2.4'te verilen grafikte değişen malzeme türü ve dalga boyuna bağlı olarak katsayıların değişimi görülmektedir. Yansıtma katsayısı "1" olan malzemeler, yine aynı malzeme türünden yapılmış olan herhangi bir cisme gelen ışının tümünü yansıtırken, yansıtma katsayısı "0" olan bir malzeme ise cisme gelen ışının tümünü soğurup yansıtmamaktadır [19].

Denklem (2.9)'deki Γ_n^k ifadesi, bir ışının alıcıya ulaşmak için vericiden çıkıp k. kez yansımasından sonraki gücünü ifade eder. Γ_n^k, LED'in spektral güç dağılımına ve yansıdığı cismin malzeme türüne bağlı olarak formülü (2.15)'de gösterilmektedir.

$$\Gamma_n^{(k)} = \int_\lambda \Phi_n(\lambda)\, \rho_1(\lambda)\, \rho_2(\lambda) \ldots \rho_k(\lambda)\, d\lambda \tag{2.15}$$

XP-E2 LED türü örnek olarak alınırsa, bu LED'den çıkan ışın, türü alçıpan olan duvardan bir kez yansımasından sonraki gücü denklem (2.16)'de verilmiştir.

$$\boldsymbol{\Gamma}^{(1)} = \int_{380nm}^{780nm} \boldsymbol{\Phi}_{XP-E2}(\lambda)\, \boldsymbol{\rho}_{alçıpan}(\lambda)\, d\lambda \tag{2.16}$$



Şekil 2.4. Farklı türdeki materyallerin dalga boyuna bağlı yansıtma katsayılarıdaki değişimi [19]

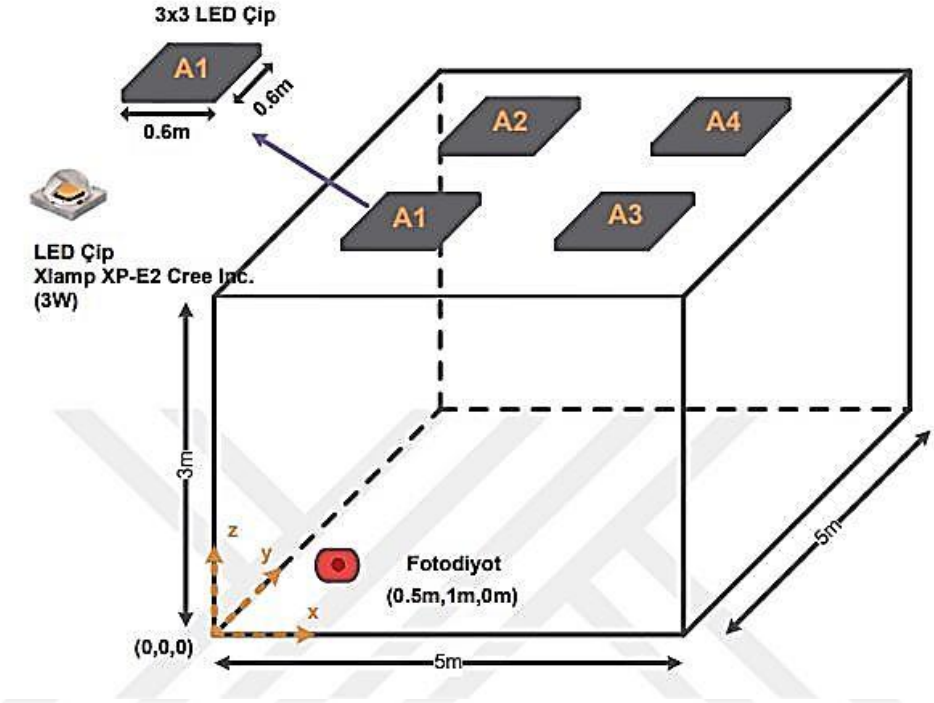
Soğuk beyaz tonlarında bir LED ışığı kullanılırsa, hem şekil 2.2'de gösterilen mavi renkli spektral güç dağılımı hem de şekil 2.4'te verilen talçıpan türündeki malzemenin yansıtırlık değişimi ile $\boldsymbol{\Gamma}^{(1)} \approx 2.0724$ Watt şeklinde sonuçlanır. Aynı ışın bir diğer alçıpan türündeki duvardan yansıdıktan sonra gücü

$$\boldsymbol{\Gamma}^{(2)} = \int_{380nm}^{780nm} \boldsymbol{\Phi}_{XP-E2}(\lambda)\, \boldsymbol{\rho}_{alçıpan}(\lambda)\, \boldsymbol{\rho}_{alçıpan}(\lambda)\, d\lambda \approx 1.4503 \text{ Watt} \tag{2.17}$$

olur. Sonuç olarak, vericiden çıkan ışının sahip olduğu güç mevcut olan cisimlerden her yansıdığında biraz daha azalmaktadır.

NLOS halindeki CIR hesaplarında oda içerisindeki tüm yansıtıcı cisimler $\boldsymbol{A_{ref}}$ boyutlu ufak parçalara ayrılır. LED'den çıkan ışınlar $\boldsymbol{A_{ref}}$ parçaların tümünden yansıyıp foto-detektöre vardıklarında optik güçler oluşturur ve bunları bağımsız bir

şekilde hesabı yapılarak toplanır. Bu şekilde, denklem (2.9)'de de gösterildiği gibi integral hesabı ile CIR denklemi elde edilmiş olur. Bütün bunların sonucunda, LOS ve NLOS koşullarında kanal dürtü yanıtları hesaplanıp denklem (2.2)'deki gibi toplanarak VLC kanalının CIR değeri hesaplanmış olur.



Şekil 2.5. Görünür ışık haberleşmenin gerçekleştiği sanal ortam modeli [24]

Şekil 2.5'te gösterilen modelde odanın içindeki LED'lerin aydınlatma ve görünür ışık haberleşmesinin beraber yapıldığı farz edilmektedir. Modeldeki alıcının konumu (0.5m,1.0m,0.0m) olarak verilmektedir. Tablo 2.1'de verilen sistem parametrelerinden yararlanılarak ve yansıma sayısının üçü geçmemesine ($k \leq 3$) dikkat edilerek VLC'nin CIR hesabı yapılmıştır. Modeldeki her biri 3x3 matris olacak şekilde dizilen A1, A2, A3 ve A4 armatürleri totalde 9 adet LED'den meydana gelmektedir. Cree Xlamp XP-E2 LED'ler her bir armatürün içerisine birbirlerine eşit mesafede olacak şekilde yerleştirilerek Cree Xlamp XP-E2 LED'lerin aynı sinyali eş zamanlı olarak ilettiği farz edilmektedir. LED'den çıkan ışınların birinci, ikinci ve üçüncü kez yansımış oldukları yüzey alanları sırasıyla tablo 2.1'de verilen $\mathbf{N_x}$, $\mathbf{N_y}$ ve $\mathbf{N_z}$ değerleri ile belirlenmektedir. Bahsedilen $\mathbf{N_x}$, $\mathbf{N_y}$ ve $\mathbf{N_z}$ ifadeleri, sırayla x, y ve z eksenlerinde bölünen yansıtıcı yüzeyin parça sayılarını göstermektedir. VLC kanalın CIR hesabının yapılabilmesi için ilk olarak LED'den çıkan ışınların yansıyacağı muhtemel olan tüm cisimler, bölünerek $\mathbf{N_x}$, $\mathbf{N_y}$, $\mathbf{N_z}$ parçaları halinde her yansıtıcı yüzeyde koordinatları

tespit edilir. Koordinatların tespitiyle, θ ve ϕ açıları, L yol kayıpları ve d mesafeleri yukarıda da bahsedildiği şekilde hesaplanıp ayrı ayrı işleme tabi tutulur. Tablo 2.1'de yer alan sistem paramerelerinden de yararlanılarak birtakım hesaplamalar sonunda VLC kanalın CIR hesabı yapılmış olur. [5][19]

Tablo 2.1. Şekil 2.5'teki model oda ve VLC için sistem parametreleri [5]

Parametreler	**Değerler**
Odanın boyutu (m)	5x5x3
Duvar, tavan ve zeminde kullanılan malzemelerin cinsi	Şekil 1.4'te alçıan duvar, zemin ve tavan için yansıtma katsayılarının değişimleri verilen malzemeler kullanılmıştır.
Armatür Sayısı	4
Armatürlerin Konumları (m)	A1→ (1.5, 1.5, 3.0), A2 → (1.5, 1.5, 3.0), A3→ (3.5, 1.5, 3.0), A4 → (3.5, 3.5, 3.0),
Her armatürdeki LED sayısı	9
Kullanılan LED	Cree Xlamp, XP–E2 LED
Her LED'in gücü	3 W
LED'lerin yönü	Yatay eksen ile -90^0 (direk zemine doğru)
Foto-detektörün konumu (m)	(0.5, 1.0, 0.0)
Foto-detektörün FOV açısı	85^0
Foto-detektörün yönü	Yatay eksen ile 90^0 (direk tavana doğru)
Zaman Çözünürlüğü (t)	0.2 ns
1. yansıma için N_x, N_y ve N_z	$N_x = 100$, $N_y = 100$, $N_z = 60$
2. yansıma için N_x, N_y ve N_z	$N_x = 25$, $N_y = 25$, $N_z = 15$
3. yansıma için N_x, N_y ve N_z	$N_x = 10$, $N_y = 10$, $N_z = 5$

2.4. VLC Sistemlerinde Modülasyon Teknikleri

2.4.1. IM/DD Modülasyon Tekniği

RF tekniğinde bilgi, elektromanyetik dalgaların genliği, fazı veya frekansı yardımıyla taşınmaktadır. VLC tekniğinde bilginin bu yolla taşınması imkansızdır. LED'ler eş evresiz olduklarından dolayı optik taşıyıcının frekans veya fazına bilgi kiplenemez. VLC'de bilginin ışığın yoğunluğuna modüle edilmesi sık sık kullanılan bir yöntemdir. LED sayesinde insan ve derisi ve gözüne olumsuzluk yaratmadan bilginin ışığın yoğunluğuna kiplenmesi yoğunluk modülasyonu (IM) olarak isimlendirilmektedir. Yoğunluk modülasyonu kısmında, LED'den çıkan ışının yoğunluğu, bilgi taşıyan LED'in girişinde sinyal ile modüle edilir. Modüle edilen sinyal, pozitif ve gerçek değerli olmak zorundadır. Bunun sebebi, gücün pozitif ve

gerçel değerli fiziksel bir büyüklük olmasından kaynaklanmaktadır. Alıcı kısımdaki fotodedektörler aracılığıyla bilginin ışığın yoğunluğuna modüle edilmesi direk sezim (DD) prensibine uygun olarak gerçekleştirilmektedir. Optik taşıyıcının anlık gücüne modüle edilen IM'de bilgi taşıyan dalgalar, DD'de fotodedektör aracılığıyla aktif olarak algılanan bölgeye etki eden anlık optik güç ile orantılı olarak çıkış akımı oluşturulur. DD alıcısındaki fotodedektörün sinyal-gürültü oranı (SNR) alınan optik gücün karesi ile doğru orantılıdır. Eş-evresiz sezimde, yayılan ışının dalga boyu veya frekansı göz önünde bulundurulmaz. Bu durumda eş-evreli sezimden farklı olarak, fotodedektörün duyarlılığı dalga boyuna göre değişiklik gösterebilir. Burada, yerel osilatör kullanılarak alınan sinyale benzeyen taşıyıcının üretilmesi mümkün değildir. Eş-evreli sezim optik düzeneklerde de kullanılabilir ancak maliyeti fazla ve karışık olmasından dolayı bazı uygulama alanlarında tercih edilmemektedir. VLC sistemlerin bina içi uygulamalarında, fiyatının uygun ve yapısının karmaşık olmamasından dolayı direk sezim uygulayan fotodedektörler rağbet görmektedir. Buradaki önemli özelliklerin bir diğeri, DD'de fotodedektör tarafından alınan sinyalde hızlı sönümlemenin meydana gelmemesidir. VLC tekniğinde optik taşıyıcının dalga boyları nm şeklindedir. Bu nedenle, fotodedektörün aktif algılama alanı (0.2$\boldsymbol{cm^2}$-1$\boldsymbol{cm^2}$), taşıyıcının dalga boyundan bayağ büyüktür. Bu alan üzerine etki eden anlık güç, görünür ışığın dalga boyuna kıyasla çok uzun bir zaman periyoduna denk gelmesinden dolayı hızlı sönümleme meydana gelmez. Modülasyonları yorumlarken kullanılan birden fazla kriter mevcuttur. Bunların içinde bant verimliliği ve güç en önemli ölçütlerdir. Bunlar hariç iletim kapasitesi, karmaşıklık ve tepe-ortalama güç oranı (PAPR) da önemli parametreler olarak nitelendirilebilir. AWGN kanalda belirlenen bir BER değerini yakalamak için gereken ortalama güce güç verimi, belli bir bant genişliğinde iletilebilen veri hızına da bant verimi denir. Tepe-ortalama güç oranı (PAPR), gönderilen sinyalin bozulmaya uğramaması için önemli bir parametredir ve sinyalin ortalama gücünün en yüksek gücüne oranı şeklinde hesaplanmaktadır. Alıcı-verici yapısının karmaşık olup olmaması uygulanacak modülasyonun karmaşık olup olmamasında rol oynar. Optik haberleşmede kullanılacak sinyallerden kaynaklanan bunların özelliğine uygun bir modülasyon olmak zorundadır. Bu zorundalık dolayısıyla modülatörleri ve demodülatörleri etkilemektedir. Modülasyonda, özellikle açma kapama anahtarlama (OOK), değişken plas (darbe) pozisyonu modülasyonu (VPPM), renk kaydırmalı anahtarlama (CSK) ve ortogonal frekans bölmeli çoğullama (OFDM) gibi yöntemler mevcuttur. İlk üç yöntem IEE 802.15.7 standardının fiziksel (PHY) tiplerinde sunulmaktadır. PHY I ve PHY II, tek bir

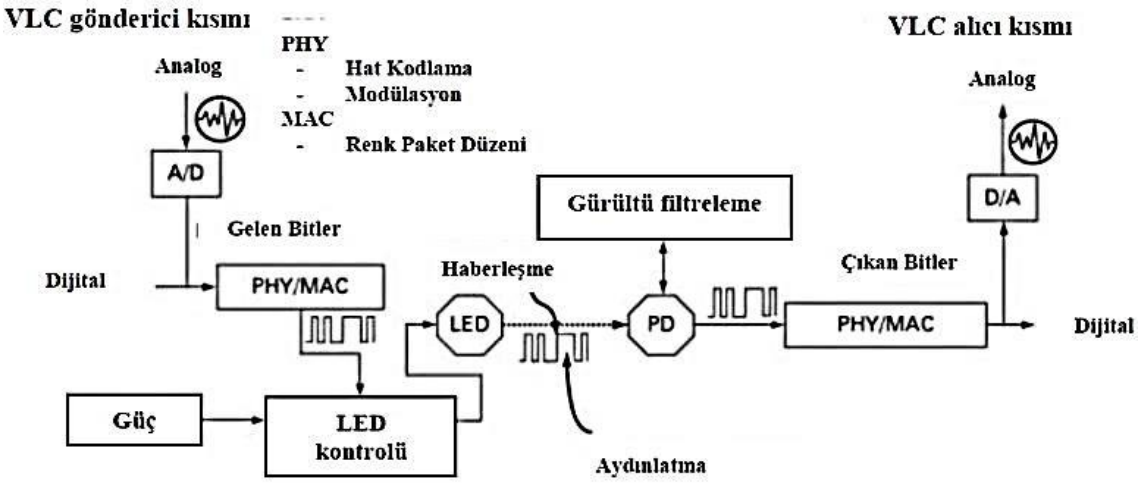
ışık kaynağı için tanımlanmış ve OOK ve VPPM'yi desteklerken PHY III birçok frekansta ve birden çok optik kaynağı kullanarak CSK'yı kullanır. Bu üç program titreşim azaltma sağlar ve karartmayı destekler, veri hızları ve azalan aralıklar arasında değişime izin verir [22]. RF sistemlerin aksine maliyeti düşük, basit yapılı ve lisanslı olmayan sınırsıza yakın bant genişliğine sahip, tüm bunlara ek olarak düzenlenmemiş optik frekans bandı aracılığıyla iletişime imkan tanıyan VLC sistemleri, RF tekniğine alternatif olup elektromanyetik spektrumun görünür ışık bandı kısmının 380 nm ila 750 nm aralığını haberleşmek için kullanmaktadır. RF tekniğinde gönderilen bilgi, elektrik alanıyla taşınırken VLC tekniğinde gönderilen bilgi, ışık yoğunluğu üzerinde taşınır. Bu sistemlerin çalışma şekillerinin birbirlerinden farklı olması nedeniyle, RF sistemlerinin gerekli düzenlemeleri yapılmadan direk VLC sistemlerinde kullanılmaları imkansızdır. Yüzey ve duvarlardan geçemeyen görünür ışık bandındaki dalgalar, VLC sistemlerine veri güvenliği sağlarken RF sistemler bu durumun aksine geniş menzilli bir bağlantı ağına sahip olmalarına rağmen veri güvenliği açısından daha dezavantajlı durumdadır. Bununla birlikte, ışınların tabiatında belli bir kapalı alanın içerisindeki girişimin engellenebilmesi sebebiyle RF sisteminin en büyük problemlerinden biri simgeler arası girişim (intersymbol interference, ISI) bu probleme çözüm sunmaktadır.

VLC sistemlerinde modülasyon, doğrudan sezim/yoğunluk modülasyonu (intensity modulation/direct detection, IM/DD) yöntemiyle sağlanır. Bunun başlıca sebebi VLC sistemlerinde fotodedektörlerin ve ticari aydınlatma ürünlerinin kullanılmasıdır. IM/DD yönteminde iletimde kullanılan optik sinyallerin RF sistemlerinin aksine bilginin sadece ışık şiddeti üzerinden taşınması, sinyalin gerçel ve pozitif değerli olması zorunluluğunu beraberinde getirmektedir. Bu sınırlandırmalar, VLC sistemlerinde bazı sıkıntılar meydana getirir. Ayrıca, mevcut fotodedektörlerin yüzey alanının görünür ışık bandına nazaran geniş olması, dolaylı olarak çok-yollu sönümlenmenin (multipath fading) etksini yok eder. Öte yandan, optik sinyallerin radyo frekansını kullanan elektronik aletlerin çalışmasına engel olmadığından dolayı özellikle riskli alanlarda (uçaklar, kimyasal tesisler, hastaneler vb.) yüksek hızlı kablosuz iletişime alternatif bir çıkış yolu bulmaktadır. VLC tekniğinin değinilen IM/DD yöntemiyle gerçekleşmesinde meydana gelen, gerçek ve pozitif sinyallerin iletimi kısıtlıdır, bu yüzden sisteme uygulanabilecek modülasyon teknikleri de sınırlandırılmaktadır.

Haberleşme sistemlerinin performansı içerdikleri her bir birimin performansına bağlıdır. Bu birimler, kodlama, modülasyon, LED kaynağı (verici), ışın enerji dağılımı,

ışık yayılımı, algılama ve ön-işleme olarak adlandırılmaktadır. VLC sistemlerinde ana bileşen fiziksel katman (physical layer, PHY)'dır. Diğer bileşenler LED, fotodiyot (photodiod, PD) ve medya erişim kontrolü (media access control, MAC)'dür.

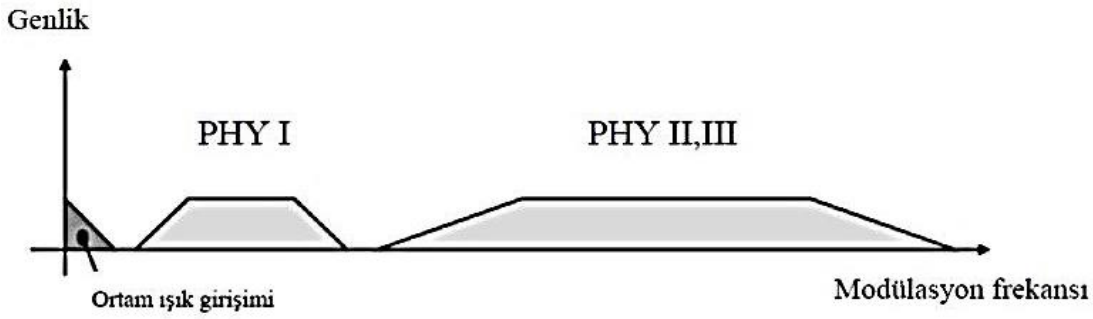
Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinde artan yüksek veri hızı talepleri nedeniyle, fiziksel katmanın geliştirilmesi VLC sistemlerinde en önemli ve aynı zamanda en çok zorluk yaşanan konudur. Bu süreçte tanımlanan gereksinimler, bit başına düşen maliyetleri azaltmak, bantgenişliği ve spektral katman verimliliğini artırmaktır. PHY, cihaz ve fiziksel kanal arasındaki korelasyonu belirleyen bir birimdir. VLC sistemlerinde PHY katmanında uzunluğu sınırlı çalıştırılan hat kodlama (run lenght limited line coding, RLL), ışığın modülasyonu ve ileri hata kodlama düzenleme için kanal kodlama (forward error correction, FEC) işlemleri tanımlanmaktadır. LED ışığın özelliklerinin modüle edilmesi ile elde edilerek iletilen bilgi, PHY katmanında hat-kodlanır, modüle edilir ve alıcı kısmında alınan mesaj demodüle edilerek çözümlenir. VLC PHY mimarisi şekil 2.6'da gösterilmiştir [22]. VLC güvenilirliğini değiştirmek için kanal kodlama ve modülasyon önemli süreçlerdir. Işık kaynağı kullanıcı tarafından karartılırken VLC sistemi haberleşmeyi desteklemek zorundadır. Kullanıcı karartma ayarlarını değiştirdiğinde, PHY ve MAC katmanları veri ve boş zaman iletimini yeni ayarlara göre tekrar ayarlar dolayısıyla PHY modları karartma kontrolü varlığında çalışır.



Şekil 2.6. VLC PHY Mimarisi [22]

PHY'de tam çift yönlü haberleşme sağlamak için ayrı bir U/L ve D/L için VLC hattı ve U/L için IR veya RF sinyal iletimi tercih edilmektedir. PHY'de haberleşme paketler şeklinde gerçekleşmektedir. MAC katmanı ise enerjinin başladığı katmandır,

enerji tüketiminin azaltılmasında önemli bir rolü vardır. Enerji verimliliği, çarpışmadan kaçınma, düşük yük, düşük gecikme süresi, yüksek verimlilik, ölçeklenebilirlik, esneklik tipik bir MAC katmanının hedefleridir. Paralelleştirilmiş protokol işlemenin verimli bir şekilde yürütülebilmesi için MAC yükseltme ve hatta PHY standardizasyonu işlemleri çoklu paralel kablosuz kanalların enerji verimliliğini efektif olarak desteklemeli ve özel donanım hızlandırıcıları ile değişebilmelidir. Üç farklı işletme modu; açma kapama anahtarlama (OOK), değişken pals-konum modülasyonu (variable pulse position modulation, VPPM) ve renk-kaydırmalı anahtarlama (color shift keying, CSK) iç mekan VLC sistemleri için IEE 802.15.7 standardında modülasyon teknikleri olarak belirlenmiştir. Her bir mod nihai olarak elde edilebilecek veri hızlarına ulaşmak için çeşitli kodlama mekanizmaları ile bölünen bağlantılı optik saat hızlarına sahiptir. Çeşitli PHY'lerde desteklenen veri hızları geniş aralıkta optik kaynakları ve dedektörleri desteklemek için risk yaratmayacak şekilde oldukça ölçülü olarak tasarlanmıştır. PHY I ve PHY II basit bir ışık kaynağı için tanımlanmıştır ve yalnızca OOK ve VPPMYi desteklemektedir. PHY III farklı frekanslarda çoklu optik kaynaklar kullanılır ve CSK olarak adlandırılan özel bir modülasyon formatı ile gerçeklenir. Tüm üç PHY tipi de, haberleşme ve aydınlatmada istenmeyen bir durum olarak ortaya çıkan titremeyi azaltmak ve karartma kontrolünü desteklemek amacıyla sistemde birlikte bir arada var olabilecek şekilde tasarlanmıştır. Ancak bu üç mod birlikte çalıştırılamaz. PHY I, PHY II ve PHY III'ün spektral ortam bölgeleri şekil 2.7'de gösterilmiştir. Frekans bölmeli çoklama (frequency division multiplexing, FDM), PHY I ve PHY II için bir arada çalışma mekanizmasıdır. Sadece PHY II ve PHY III için belirlenen optik saat frekansları frekans ortamında örtüşmektedir. PHY III için gereken çoklu optik frekans bantları mevcut ticari cihazların çoğunluğu tarafından desteklenmez. Bu nedenle tüm PHY III cihazları PHY II ile bir arada sistem tasarımında yer alabilmesi için PHY II cihazı kullanması gerekmektedir.



Şekil 2.7. PHY tiplerinin modülasyon ortamında FDM dağılımı [22]

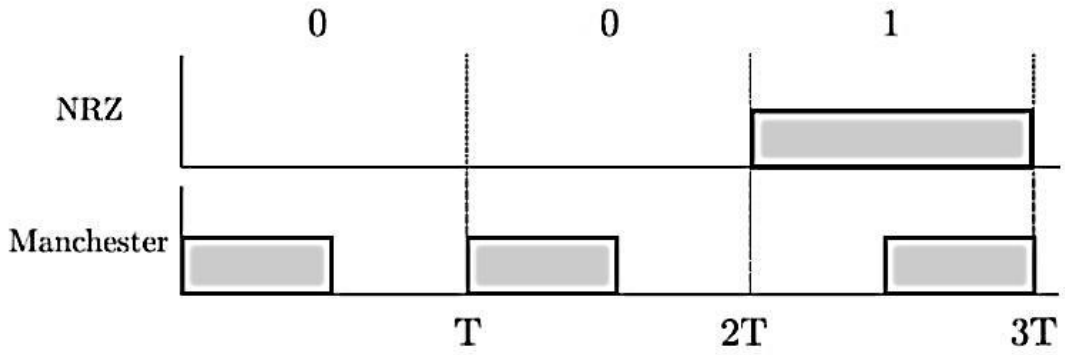
Fiziksel katmanın çalışma frekansı, modülasyon kanal kodlama, iletim gücü ve spektrum algılama süresi cinsinden tasarlanmalıdır. Ayrıca fiziksel katmanda ikili faz kaydırmalı anahtarlama açma-kapama anahtarlama yerine tercih edilmelidir veya sabit güç kısıtlamasını karşılamak için ek önlemler alınmalıdır. Tasarımlarda yeni nesil uygulamalar için optimize edilen paralel MAC ve PHY işlemleri için enerji verimli geliştirilmiş ileri hata kontrolü ve yeniden iletim düzenleri de kapsanmalıdır. Ancak VLC teknolojisinde son zamanlarda yaşanan hızlı gelişim sürecinin de etkisiyle bu alanda yayınlanan standartlar ihtiyacı tam olarak karşılayamamaktadır. Bu nedenle VLC sistemleri alt gruplarını da içerecek şekilde daha fazla çalışma grubu oluşturularak hızlanacak yeni standartların farklı organların işbirliği ve onayıyla bir an önce yayınlanması gerekmektedir. VLC sistemlerinde kullanılan modülasyon tekniği, tasarımda Gb/s seviyesinde yüksek veri hızlarına erişirken araştırmacıların karşısına çıkan ana sorundur. Modülasyon tekniği kısıtları, LED'lerin doğrusal olmayan transfer fonksiyonu aydınlatma özellikleri ve kanal kısıtları olarak sıralanmaktadır. LED'in doğrusal olmayan yapısı çoğunlukla analog veya alt-taşıyıcılı modülasyon tekniklerini etkilemektedir. Frekans ortamında işlem gerektiren karmaşık modülasyon teknikleri ve çoklu-erişim bakış açıları, LED'in doğrusal olmayan yapısı nedeniyle maliyet etkin bir çözüm olarak değerlendirilmemektedir. Beyaz LED'lerin modülasyon bantgenişliği tarafından sınırlanan VLC'nin iletim kapasitesinin geliştirilmesi için çözüm olarak darbe teknikleri gibi spektral olarak verimli modülasyonlar kullanılması önerilmektedir. VLC sistemlerinde kullanılan modülasyon teknikleri farklı veri hızları ve farklı karartma aralıkları arasında geçişlere izin verebilmelidir. Veri iletimi karartma mekanizması ile koordine edilmelidir. Bu nedenle VLC sistem tasarımlarında aydınlatma fonksiyonunun karartma kontrolü ile uyumlu modülasyon tekniklerine ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca modülasyon tekniği optimal olarak aydınlatma ve haberleşme için çelişen gereksinimleri dengeleyebilmelidir. Modülasyonun LED aydınlatmanın parlaklığını düşürecek şekilde veya insanlar tarafından algılanacak şekilde veri çerçevesi içinde veya çerçeveler arasında titreme etkisine sebep olması istenmeyen bir durumdur. VLC kanal tepkisinin hızlı değişmesi nedeniyle ise karar verebilmek için bir eşik değerine gerek duymayan modülasyon teknikleri araştırmacılar tarafından tercih edilmektedir. Araştırmacılar tarafından VLC modülasyonları için gerekli temel tasarım konuları üzerine çalışmalar yapılmıştır. Bu alanda, haberleşme performansını da göz önüne alarak aydınlatma gereksinimlerini sağlayan çok fazla sayıda farklı karakteristiklere, avantaj ve dezavantajlara sahip modülasyon metodları

üzerine çalışmalar sürdürülmektedir. IM/DD tekniği basit ve maliyet etkin bir tekniktir. Sadece sinyalin gerilimini modüle etmekte, sinyalin faz bilgisini modüle etmemektedir. Veri dalga formu optik taşıyıcının ani gücü üzerine modüle edilmekte ve optik algılayıcı alınan ani güçle orantılı bir akım üretmektedir. IM/DD tekniği elektrik sinyalinin gerçel-değerli ve tek kutuplu olmasını gerektirmektedir.

2.4.2. OOK Modülasyon Tekniği

OOK tekniğinde karartma aralığı açma kapama oranı ile belirlenmektedir. Bu teknik uygulama kolaylığı ve bantgenişliği verimliliği nedeniyle VLC sistemleri tasarımında en yaygın kullanılan modülasyon tekniğidir. Karartma koşulları altında kompanzasyon zamanı eklenerek tasarımda sabit aralık ve değişken veri hızı sağlanmaktadır. Bir çalışmada zaman çoğullamalı OOK tekniği, yapay bitler eklenerek karartma kontrolü sağlamak için önerilmiş ve iletim verimliliği standart OOK ile karşılaştırılmıştır. Önerilen tekniğin ISI'ya karşı direnci sınırlıdır. Ayrıca OOK tekniği kapasite ve yüksek kesim hızı verimliliğini sağlayabilmek için uygun olmayan asimetrik girdiler de gerekmektedir. Ancak kamera tabanlı VLC sistemlerinde kamera sensörü tarafından OOK sinyalinin algılanması zordur çünkü OOK sinyalinin frekansı kameranın çerçeve hızı ile uyumlu değildir. Bu durumda standart kamera çerçeve hızı ile frekans kaydırmalı OOK (FSOOK) kullanılarak yapılmaktadır. Aç-kapa olarak nitelendirilen bu modülasyon on-off keying PHY I seviyesi olarak geçmektedir. Modülasyon çeşitli fonksiyonlarla PHY II seviyesine ancak çıkarılabilmektedir. Basit uygulaması nedeniyle VLC'de en yaygın kullanılan IM/DD modülasyon şemasıdır. Bu yöntemde temel olarak LED yoğunluğu, veri bitlerine (1 veya 0) karşılık gelen iki ayırt edilebilir seviye arasında değiştirilir. NRZ (non return to zero) sıfıra dönmeyen satır kodlaması, çift kodlama öncesi ve eşitleme gibi diğer tekniklerle kombine edilen bu yöntem, yüksek veri oranlarını mümkün kılmaktadır. Değişken OOK (VOOK) olarak adlandırılan değiştirilmiş bir OOK aydınlatmayı sağlayabilir. Veri görev döngüsü değiştirilerek ve sembolün veri olmayan kısmının doldurma bitleriyle doldurulmasıyla elde edilir. Tam parlaklıkta hiçbir veri iletilemez. Aktarılan ışığın ortalama yoğunluk seviyesini değiştirerek OOK karartmasının sağlanması mümkündür. Ancak kromatik kayma riski taşır. Işığı açmak ve kapatmak bilgi iletmenin en basit yolu olan OOK, modüle edici sinyalin 0 ve 1 bitlerini temsil eden iki genlik seviyeli taşıyıcı dalgasına sahiptir. Bu modülasyon uygulaması basittir ve sadece iki seviyeli yükeklik olduğu için LED doğrusal olmayanlıktan çok az etkilenir. OOK'un titremesi genel olarak düşüktür,

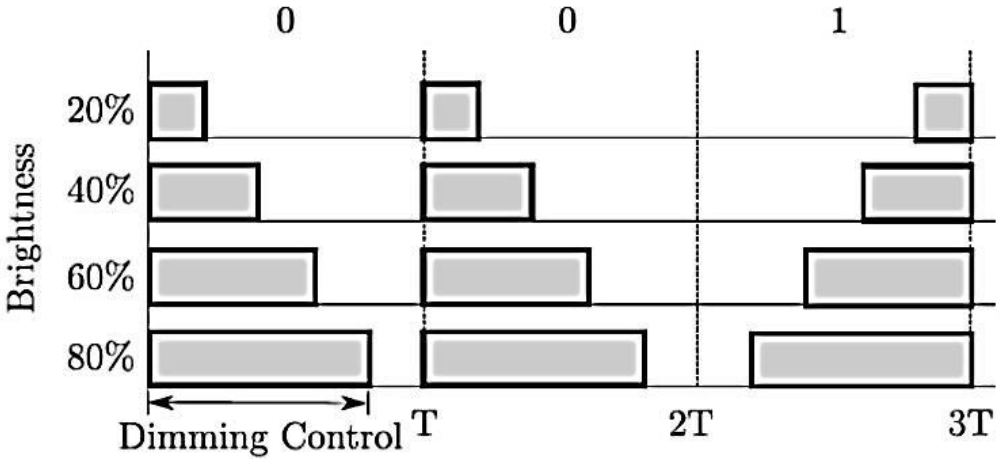
çünkü LED'in On-Off frekansı çok büyüktür. Göz kırpmaları algılaması ve insan sağlığına etkisi olmaması için belli frekanslarda aç kapa yapabilmektedir [31].



Şekil 2.8. NRZ OOK ve Manchester OOK örneği [11]

2.4.3. VPPM Modülasyon Tekniği

VPPM, iletişim için kullanılan Darbe pozisyonu modülasyonunun (PPM) ve karartma kontrolü için kullanılan pals genişliği modülasyonunun (PWM) bir karışımıdır ve sembol periyodu boyunca sadece 1 bit bilgi taşır. Görev döngüsü %50 olduğunda, VPPM ikili PPM ile aynı hale gelir ve tam parlaklıkta hiçbir bilgi iletilemez. Düşük karartma seviyelerinde ise, düşük bit enerjisi nedeniyle veri hızı ve performans ciddi bir şekilde engellenir. VLC için VPPM'nin değerli bir modellemesi ve analizi verilmiştir. OOK ile karşılaştırıldığında, PPM için gereken ortalama güç daha düşüktür, ancak daha az bant genişliği etkilidir ve sistem karmaşıklığı daha yüksektir, çünkü alıcıda daha sıkı bit ve sembol senkronizasyonu gerektirir. Belirli performans parametrelerini elde etmek için VLC sistemine uygulanan PPM şemasının çeşitli modifikasyonları vardır. Şekil 2.9'da VPPM sembollerinin örnekleri gösterilmektedir [22].



Şekil 2.9. VPPM veri darbeleri örneği [11]

VPPM, bir veri akışının yoğunluğunu kontrol etmek için veriye bağlı titreşimi ve darbe genişlik modülasyonunu önlemek için ikili darbe pozisyonu modülasyonunun bir bir kombinasyonudur. VPPM'deki bitler sembol periyodu sırasında darbe pozisyonu ile ayırt edilir. Darbenin genişliği, ikili/bir ve ikili/sıfır değerinin eşit olduğunu korurken kaynağın ortalama yoğunluğunu azaltmak için ayarlanabilir. Her bir VPPM sembolü, belirli bir karartma seviyesi için eşit ortalamaya sahip olduğundan verilerin titreme üretmesi olası değildir. Özünde VPPM değişken görev döngüsü ile Manchester OOK ve eşit derecede zayıf spektral verime sahiptir.

IM/DD modülasyonunda iletilen sinyalin pozitif ve gerçel değerli olması gerektiğinden ayrıca bu sistemlerin karmaşık olmayan basit yapısı ve ucuz olmasından kaynaklı çoğunlukla IM/DD yöntemi uygulanır. Hal böyleyken, RF sistemlere uygulanan yüksek güç ve bant verimi sağlayan modülasyon teknikleri doğrudan VLC sistemlerine uygulanamaz. IM/DD sistemlere kıyasla temel bant modülasyonları VLC sistemlerine daha kolay uyarlanabilmektedir. Karmaşıklığı az ve yüksek izgesel verime sahip tek kutuplu çok seviyeli PAM (M-PAM), temel bant modülasyonları arasında dikkat çekmektedir. IM/DD yöntemi için kullanımı yaygın olan OOK (2-PAM), önemli bir temel bant modülasyonudur. Ancak modülasyon boyutunun artmasıyla, M-PAM modülasyonunun güç verimi iyice düşmektedir. Çok seviyeli darbe pozisyon modülasyonunu, (M-PPM) modülasyon boyutunun artmasıyla güç verimi fazla olduğu halde izgesel verimi epey azalmaktadır. IM/DD sistemlere kolayca uygulanabilen darbe aralık modülasyonu (PIM) ve darbe genişlik modülasyonu (PWM), öteki temel bant modülasyonlarındandır. Asenkron bir modülasyon tekniği olan PIM modülasyonunda bilgi, darbeler arasındaki boşluklar aracılığıyla iletilmektedir. Hem güç hem de bant verimliliğini arttıran farklı türleri mevcuttur. PWM modülasyonu ise uygun aydınlatma miktarını sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Temel bant modülasyonların dezavantajlarından biri, yüksek veri iletim hızında ISI'dan kolayca etkilenebilmeleridir. Böyle bir durumda, karar geribeslemeli denkleştrici (DFE) alıcı bölgede kullanılarak ISI'ya maruz kalan sistem iyileştirilebilir. Özetlersek, basit yapıya sahip ve IM/DD sistemlerine kolay bir şekilde uyarlanabilen temel bant modülasyon teknikleri, endüstri alanındaki gelişmelere katkı sağlamak için ilk tercihler arasında yer almaktadır. Ancak karesel genlik modülasyonu (QAM), dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) ve faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) vb. modülasyon tekniklerine yüksek veri hızına ulaşmak için gereksinim duyulmaktadır. Son zamanlarda IM/DD sistemleri için bahsedilen modülasyon teknikleri üzerinde çalışmalar yapılmaktadır [22].

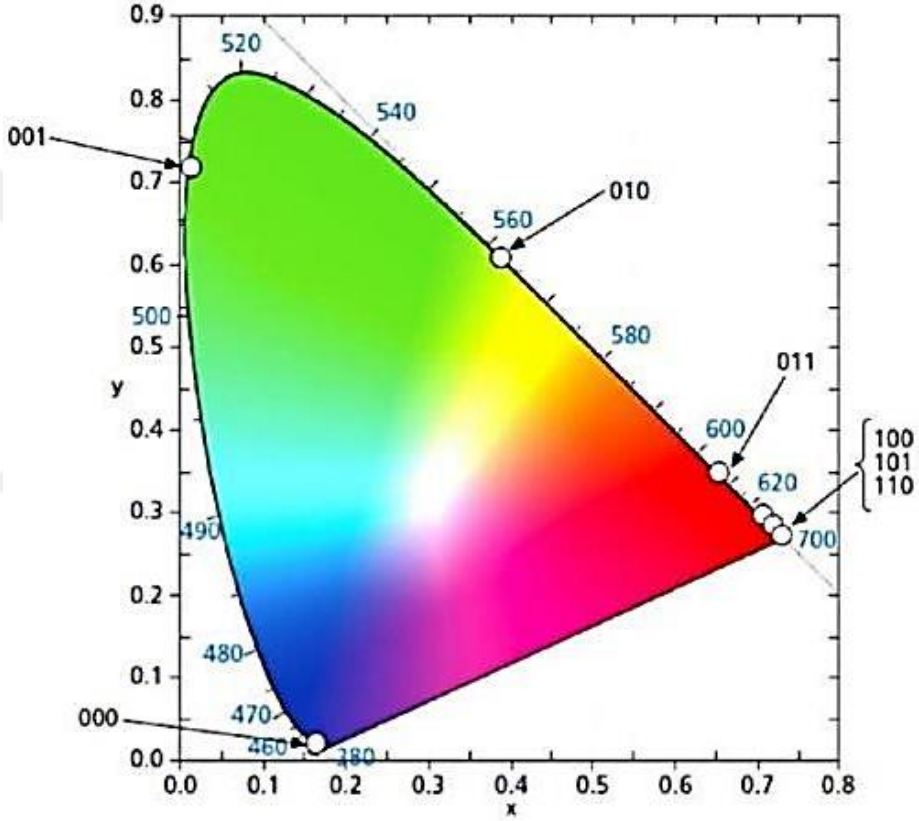
2.4.4. CSK Modülasyon Tekniği

RF sistemlerden diğer sistemlere uyarlanabilen modülasyon teknikleri hariç renk kaydırmalı anahtarlama (CSK), VLC tekniğinde tanımlı bir modülasyon çeşididir. VLC'de çoğu zaman sarı fosforlu filtre ve mavi renkli LED'ler kullanılıp beyaz ışık oluşturulmaktadır. Bant genişliği daha fazla olan RGB LED'ler ise bir LED türü olup CSK modülasyonundaki mavi renkli LED'lerin yerine kullanılmaktadır. Bu RGB LED'lerdeki renklerin karışımıyla beyaz ışık ortaya çıkmaktadır. Bu teknikte, renk ölçeğindeki yıldız diyagramları, farklı dalga boyu aralıkları taşıyıcı olarak kullanarak tasarlanmaktadır [27]. Belirlenen dalga boyu aralıklarından alıcıdaki süzme işlemi sonucu veriler temin edilir. Ancak RGB LED'lerinin maliyeti fazladır ve beyaz ışığın ortaya çıkması için karmaşık kontrol devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Renk kaydırmalı anahtarlama anlamına gelen modülasyon kırmızı, yeşil ve mavi (RGB) çok çipli ışık yayan diyotların (LED) yaydığı rengin değişimi yoluyla verileri fark edilmeden ileten bir yoğunluk modülasyon şemasıdır. Renk koordinatları üç ışık kaynağının yoğunluğu ile üretilir, bu nedenle, bu xy renk koordinatları, ışık kaynaklarının gücünü temsil eden iletimden önce üç elemanlı bir optik yoğunluk vektörüne dönüştürülür. CSK kaynağın bir LED olduğu bu LED'in lü kromatik LED olduğu ve CSK'nin uygulanmasının karmaşık bir devre yapısı gerekmektedir. CSK'nın bir avantajı, gönderilen sinyalin güç zarfının değişmemesi ve dolayısıyla CSK, ışık şiddetindeki dalgalanmalarla alakalı insan sağlığı komplikasyonları potansiyelini düşürür.

Çalışma prensibi olarak ilk başta, giriş bitleri çırpıştırıcı adı verilen (scrambler) gönderilmektedir. Burada kullanılan renk kaydırmalı anahtarlama için kullanılacak bitler düzenlenir. Bundan dolayı didikleyici parçalayıcı da denmektedir. Burada aynı değerlere sahip uzun dizilerden kaçınarak rasgele bit akışına dönüştürülmelidir. Aynı dizelere sahip olunmaması ışık yansımasında ve sistemin hata gürültü başarımına doğrudan etki edebileceği etmenlerdir. Profesyonel çalışmalarda burada sistemi hata yaptırmayacak haberleşme alanındaki birçok kullanılan kolayıcılardan ve karıştırıcılardan geçmektedir. Bu kodlayıcılar kullanıldığında sistemin mükemmel bir şekilde hata başarımlarında pozitif bir yönde gelişme sağlanacaktır. Bunlar Reed Solomon (RS), polar kodlama (PM), turbo kodlayıcılar ve optik haberleşme alanına uygun birçok kodlayıcılar kullanılabilmektedir. Bu işlemden daha sonra gelen iki tabanındaki veri renk kaydırmalı anahtarlama ile modüle edilir.

CIE 1931 renk uzayı standartı'na göre oluşturulan gamutta bilinen noktalar kullanılmaktadır [4]. Bu noktalar IEEE tarafından tavsiye edilmiş olup CSK için bu noktalar kullanılmaktadır. Bu noktalar, içerisinde oluşturulacak üçgenin konum sınırlarını ifade etmektedir. Şekil 2.10'da gösterilmektedir. Oluşturulabilecek her bir üçgen noktaları yaklaşık olarak içerisinde eşit mesafe ile homojen olarak dağıtılmaktadır. Böylece bit kestiriminin en az hatayla yapılması gerekmektedir. Renk değişimleri ile sağlanan bu durum renk noktalarının sayısına göre CSK modülatörünün katsayısıdır.



Şekil 2.10. CIE 1931Kromatiklik Diyagramı [4]

Şekil 2.10'da CIE 1931 xy renk koordinatları verilmektedir. Burada x ve y kromatik değerler olup dış eğri, dalga boyu nm'de gösterilen spektral lokus olarak ifade edilir. Üç basamaklı değerler IEEE 802.15.7 bant planında tanımlanan yedi bandın merkez dalga boyuna işaret eder. Veriyi iletmek için ışığın farklı renklerini birleştirerek çoklu spektral kaynakları kullanmaktadır. Veri kısaca ışığı renk özelliği ile taşımaktadır ve bu nedenle çıkış sinyalinin şiddeti sabit kalmaktadır. Veri kısaca ışık rengi özelliği ile taşınmaktadır ve bu nedenle çıkış sinyalinin şiddeti sabit kalmaktadır.

CSK tekniğinde yüksek hızlı iletim için çoklu renk ışık kaynağı (RGB LED) ve birkaç dalgaboyu, LED dizisi ve fotodedektör dizisi kullanılmaktadır. CSK'nın genlik tabanlı karartma kontrolü mevcuttur, ışık kaynağını süren akım değiştirilerek sistemde parlaklık kontrol edilebilmektedir. Ancak genlik karartma fonksiyonu için kullanılan sürücü akımın kontrolünde ortaya çıkacak bir uygunsuzluk durumunda ışık kaynağında renk kaymasının meydana gelmesi olasılığı da mevcuttur.

Tablo 2.2. Kromatik noktaların koordinatları [4]

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

Tablo 2.3. CSK yapısında kullanılan 7 ayrı nokta için bant bilgisi [4]

Dalga Boyu (nm)		**Spektral Aralık nm**	**Kodu**
380	478	98	000
478	540	62	001
540	588	48	010
588	633	45	011
633	679	46	100
679	726	47	101
726	780	54	110
Dolu			111

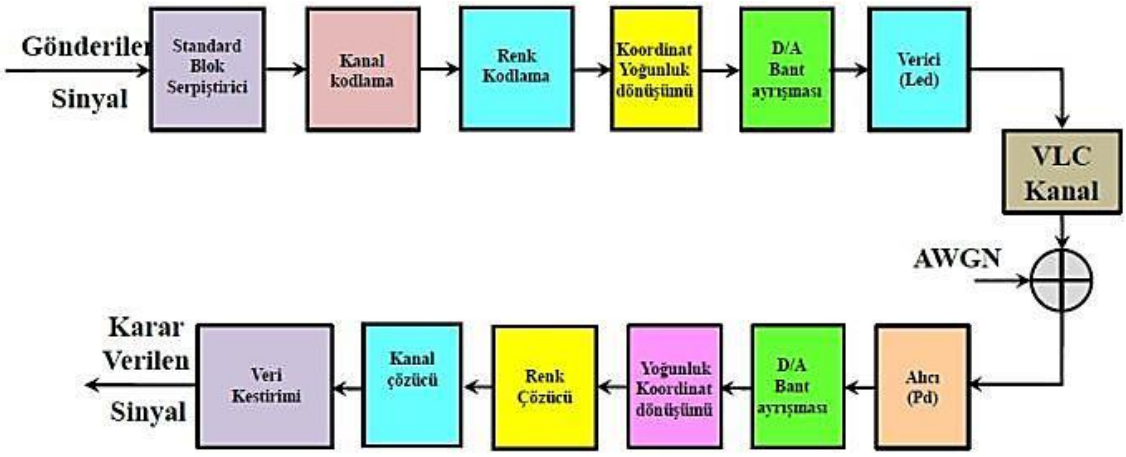
Gamut üzerindeki renk noktalarının bilgileri bir önceki çizelgeler yardımıyla verilmektedir. Renk kaydırmalı anahtarlama için gamut içerisinde üçgen oluşturmak gereklidir. Çünkü içeride bulunan 7 bandın 3 tanesini kullanarak bu modülasyonu gerçekleştirmekteyiz. CSK işaret yıldız kümesinin üç köşesi bu üç renk bandının x y

koordinatları üzerindeki merkez dalgaboyu tarafından belirlenir. Gamut içerisinde oluşturulabilecek üçlü kromatik yapı için 9 adet kombinasyon mevcuttur. Renklerin birbirinden geçilmeme söz konusu olmak üzere renkler içerisinde kalan renklere göre kombinasyon alınmakta olup çizgelgede verilmektedir [7]. CSK modülasyonunda CSK takım yıldızı üçgenin üç köşesi, bu üç renk bandının xy renk koordinatları üzerindeki merkez dalga boyu tarafından belirlenir. CSK modülasyonunda binary veri ilk olarak M'nin modülasyon büyüklüğü olduğu log M gruplarına ayrıştırılır. Her modülasyon sembolü X ve Y değerlerine eşlenir. Modülasyon sembollerinden üçü takımyıldız üçgeninin üç köşesidir. Oluşan üçgenin içerisinde farklı noktaları kullanarak 4-CSK, 8-CSK veya 16-CSK işaret takım yıldızları oluşturulabilir.

Tablo 2.4. CSK Gamutu içerisinde oluşturulabilecek üçgen kombinasyonları

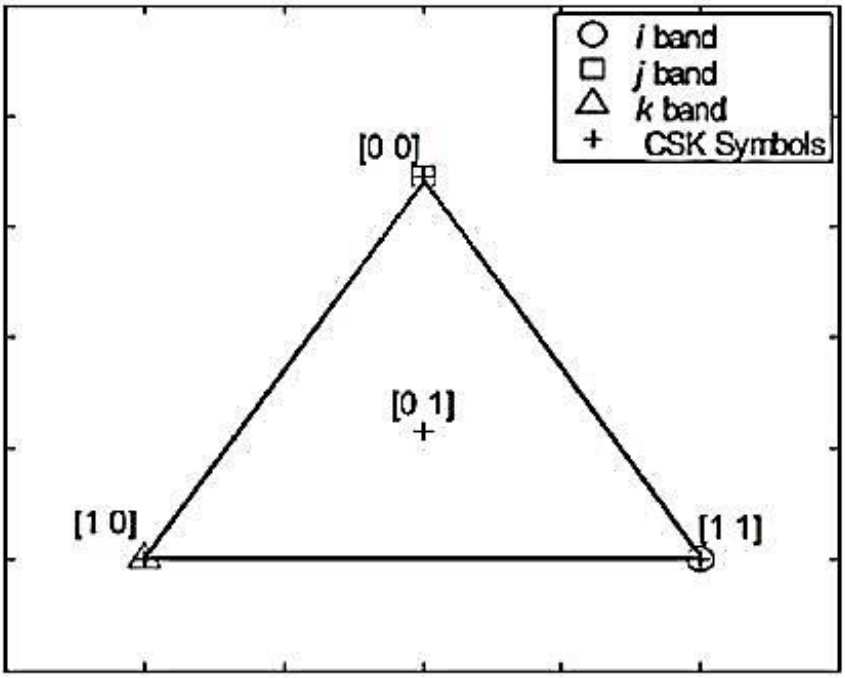
	Band *i*	**Band *j***	**Band *k***
1	110	010	000
2	110	001	000
3	101	010	000
4	101	001	000
5	100	010	000
6	100	001	000
7	011	010	000
8	011	001	000
9	010	001	000

X-Y koordinatındaki noktalar daha sonra sırasıyla RGB LED'den yayılan kırmızı, yeşil ve mavi ışığın yoğunluğunu temsil eden (R,G,B) değerlerine dönüştürülür. CSK'da bu üç normalleştirilmiş yoğunluk yoluyla bilgi iletilir. Genel olarak CSK çalışma prensibi şekil 2.11'de gösterilmektedir.

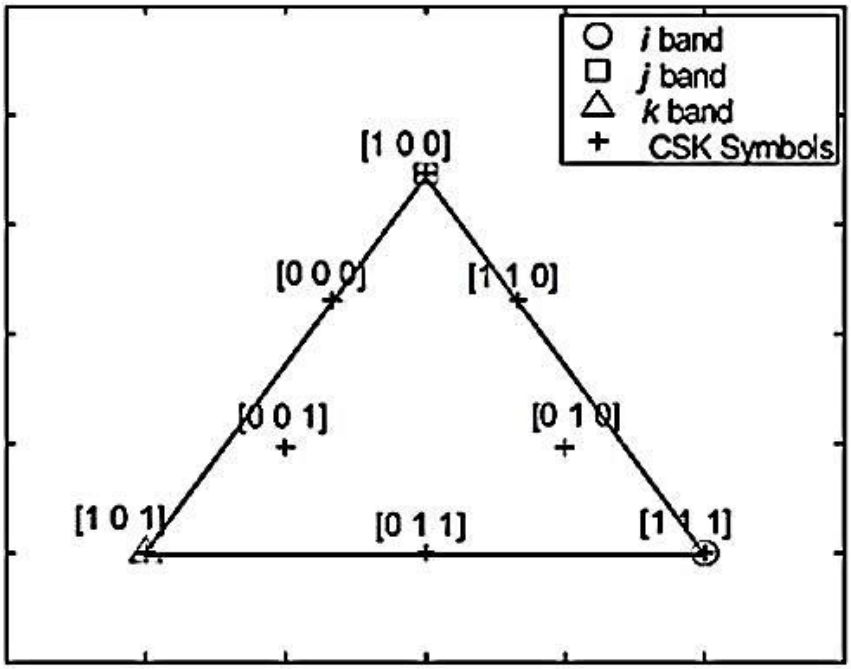


Şekil 2.11. Genel renk kaydırmalı anahtarlama çalışma diyagramı [2]

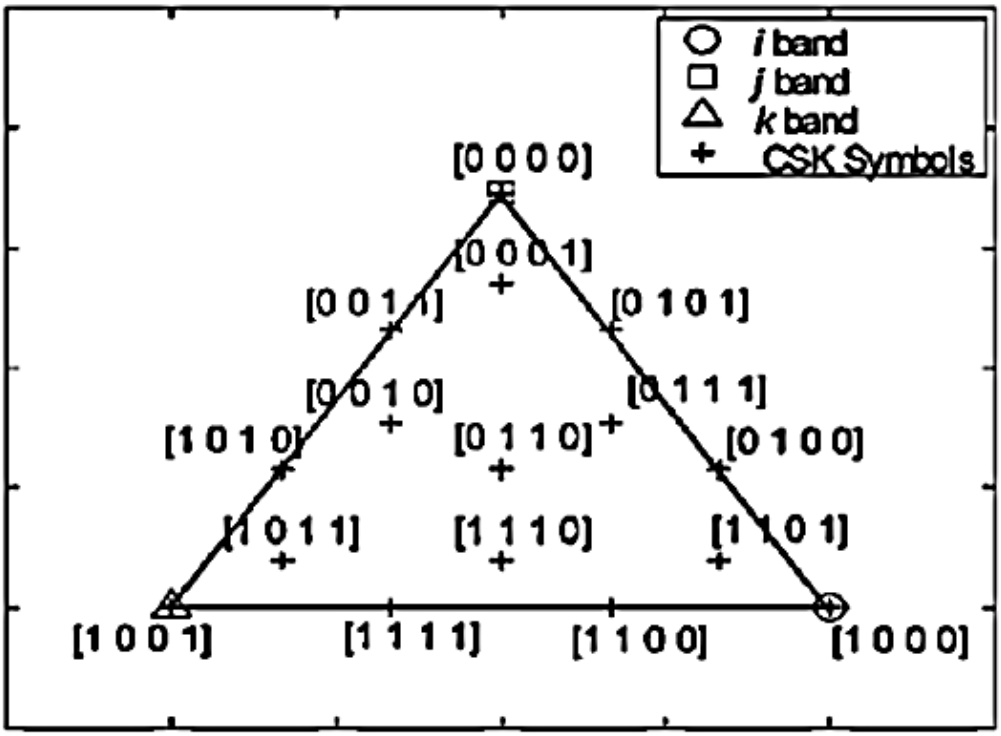
Renk kaydırmalı anahtarlamada kullanılan ve mevcut standartlarda önerilen üçgen data biçimi sırayla şekil 2.12, şekil 2.13 ve şekil 2.14'te verilmektedir. Daha sonra gamut içerisinde oluşturulan bu üçgen içerisinde meydana gelen noktların koordinat bilgileri Tablo 2.4'te verilmektedir. Modülasyon çeşitlerinin sabit ışık akısı elde edememesi dolayısıyla titreşim meydana getirmesi insan sağlığına risk yaratabileceğinden ve sistemdeki veriler modüle edilirken devamlı açma-kapama hareketinden kaynaklı yüksek değerde anahtarlama akımlarına neden olduğu endüktansdan dolayı sabit ışık akısının negatif yönde azaldığı gözlemlenmiştir.



Şekil 2.12. 4-CSK Data yerleşimi



Şekil 2.13. 8-CSK Data yerleşimi



Şekil 2.14. 16-CSK Data yerleşimi

Aynı zamanda yüksek hızlarda çalışabilmek için RGB LED'ler ile dalgaboyu bölme çoğullama (Wavelength division multiplexing, WDM) kullanılması etkili hızlara ulaşmamızı sağlarken her bir bandın birbirinden ayrı bir şekilde modüle edilmesi aydınlatma için ihtiyaç duyulan beyaz ışığın üretilmesinde sorun yaratmaktadır. Bundan

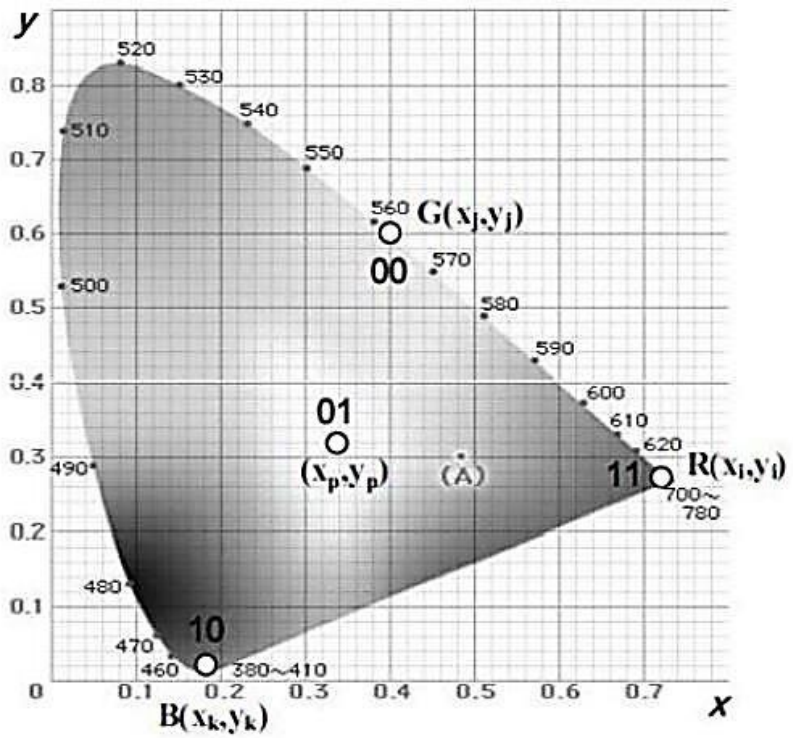
dolayı CSK bu alana iyi bir modülasyon yöntemi olarak sunulmuştur. Modülasyonda temel amaç renk gamutu olarak adlandırılan özel bir üçgenin içerisinden seçilen 7 adet standart nokta esasında 3 renk ile beyaz ışık ile aydınlatması sağlanırken insan gözü ile algılanamayan renk değişimleri ile ilgili alıcıya verileri iletmek olacaktır. Yapılan çalışmalarda yalnızca 3 renk dışında 4 renk olarak yapılan çalışmalarla veri hızlarında daha da artış sağlanmaktadır. Burada işlemler gerçekleşirken aydınlatma işlemine zarar vermeden insan gözünde komplikasyonlara sebebiyet vermeden alıcıda verileri düşük sembol gürültü oranında alması en önemli kısımlardandır. Renk gamutu üzerinde yapılabilecek çalışmalarla çok çeşitlemeli, arttırılmış başarımlara ulaşılabilir. CSK renk gamutu bit haritalamaları gösterilmektedir. Verilen Renk gamutlarının içerisinde bulunan M-seviyeli CSK üçgenlerinin koordinat yerleşimleri Tablo 2.5'de verilmektedir [27].

Tablo 2.5. Sembollerin xy koordinat değerleri [27]

Merkez Bant Noktaları *(x,y)*	**Sembollerin xy koordinat değerleri**		
	4–CSK	**8–CSK**	**16–CSK**
(0.734 0.265)	[0 0] – (0.402 0.597)	[0 0 0] – (0.324 0.400)	[0 0 0 0] – (0.402 0.597)
(0.402 0.597)	[0 1] – (0.435 0.290)	[0 0 1] – (0.297 0.200)	[0 0 0 1] – (0.413 0.495)
(0.169 0.007)	[0 0] – (0.402 0.597)	[0 1 0] – (0.324 0.400)	[0 0 1 0] – (0.335 0.298)
	[1 1] – (0.734 0.265)	[0 1 1] – (0.452 0.136)	[0 0 1 1] – (0.324 0.400)
		[1 0 0] – (0.402 0.597)	[0 1 0 0] – (0.623 0.376)
		[1 0 1] – (0.169 0.007)	[0 1 0 1] – (0.513 0.486)
		[1 1 0] – (0.513 0.486)	[0 1 1 0] – (0.435 0.290)
		[1 1 1] – (0.734 0.265)	[0 1 1 1] – (0.524 0.384)
			[1 0 0 0] – (0.734 0.265)
			[1 0 0 1] – (0.169 0.007)
			[1 0 1 0] – (0.247 0.204)
			[1 0 1 1] – (0.258 0.101)
			[1 1 0 0] – (0.546 0.179)
			[1 1 0 1] – (0.634 0.273)
			[1 1 1 0] – (0.546 0.179)
			[1 1 1 1] – (0.357 0.093)

Köşe noktalarda koordinat değişimi olmamaktadır. Gereken durumlarda sistem M'li katsayılar kullanılarak ileri düzeyde CSK yapıları düzenlenebilir. CSK sistemi için daha fazla iterasyona gidilmesini şu şartlarda tavsiye edemeyiz. Kanal ketirimi için data koordinatlarının yakınlığı kestirim için problem oluştururken SER ve BER performanslarını inanılmaz derecede kötü etkileyeceği düşünülmektedir.

Çalışmada 9 üçgen için kombinasyonlar denenmiş ve birbiri arasındaki performanslar karşılaştırılmıştır. Yaklaşık oalrak en iyi sonuç veren kromatik gamut oluşumunun BER performans değeri değerlendirmesi 0.8 ila 2.5 dB SNR kazançları arasında elde ettiği en iyi hata oranı olarak $\mathbf{10^{-6}}$ olarak elde edilmiştir. Burada aynı zamanda diğer modülasyon türlerine olan üstünlükleri de anlatılmaktadır. 4 CSK için şekil 2.15'den gördüğümüz gibi merkez noktası seçilerek 4. Bilgi biti için bir koordinat seçimi yapılmaktadır [7].

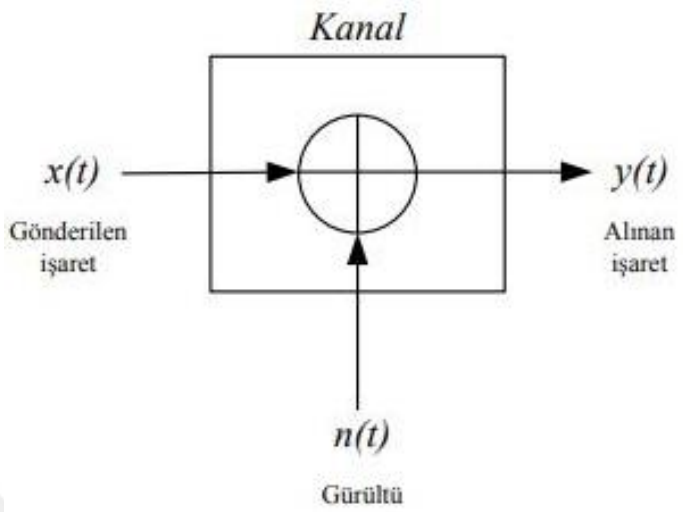


Şekil 2.15. CİE 1931 xy renk koordinatları 4-CSK örneği

2.5. Toplanır Beyaz Gauss Gürültü (AWGN) Kanal

Gönderilen işaretin sadece beyaz gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) ile bozulduğu durumdaki kanal "AWGN kanal" olarak adlandırılır. Aslında bu ideal durumu temsil etmektedir. Gönderilen işaretin genliğinde ve fazında

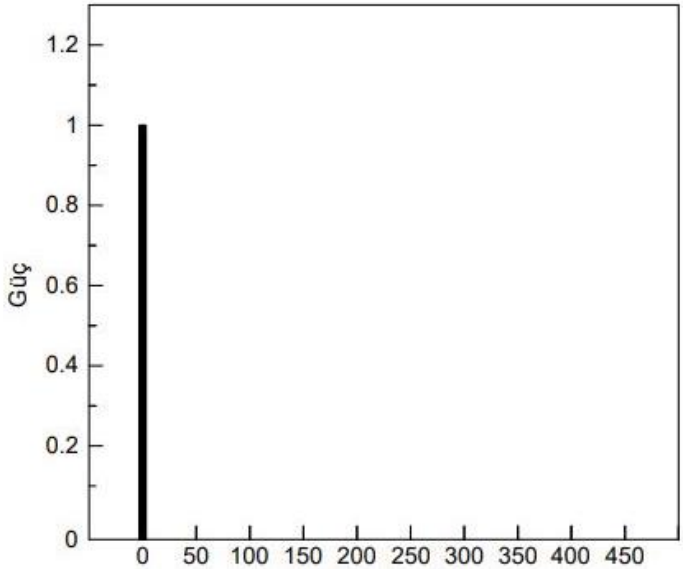
herhangi bir bozulma söz konusu değildir. Kanalda işaret sadece beyaz Gauss gürültüsü eklenmektedir. Şekil 2.16'da AWGN kanal yapısı verilmektedir.



Şekil 2.16. AWGN kanalın gösterimi

AWGN kanal çıkışındaki işaret;

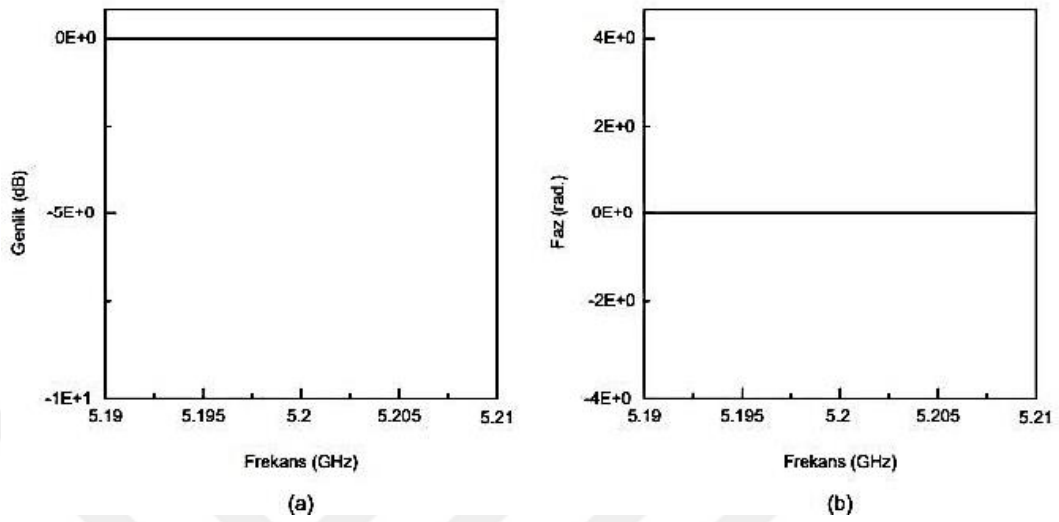
$$y(t)= x(t)*h(t)+n(t) = x(t)+n(t) \tag{2.18}$$



Şekil 2.17. AWGN kanalın normalize güç profili

olarak yazılabilir. Burada n(t) güç spektrum yoğunluğu $\boldsymbol{N_0/2}$ olan toplanır beyaz Gauss gürültüsüdür. Ayrıca h(t)=δ(t) 'dir. Şekil 2.17'de AWGN kanalın normalize güç profili verilmektedir. Sadece t=0'da bir dal (tap) bulunmaktadır. Şekil 2.18'de ise AWGN kanalın frekans tepkesi H(f) görülmektedir. Burada bant genişliği 20

MHz ve merkez frekansı 5.2 GHz olarak alınmıştır. Görüldüğü gibi kanal kazancı H(f)=0dB ve faz kayması arg(H(f))=0 radyan'dır [20]. Yani kanal herhangi bir zayıflamaya ve faz dönmesine neden olmamaktadır. Bu, kanalın ideal olma durumudur.



Şekil 2.18. AWGN kanalın frekans tepkisi: (a) Genlik, (b) Faz

2.6. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM)

Çokyollu bir kanalda ve RF dalgaların arasında girişim arttığı durumlarda, taşıyıcıların üzerinde yer alan datalardaki girişimi engellemek için ortogonal modülasyon türleri tercih edilir. Ortogonallikte sinyaller örtüşmez. Band genişliğinden daha fazla yararlanmak ve aynı bant aralığında çok sayıda kullanıcıya hizmet sunmak için bu dikgenlik özelliği OFDM'in avantajı olarak karşımıza çıkmaktadır. OFDM, bilgi akışını hızları düşük olan alt taşıyıcılara bölüp paralel kanallara gönderen bir modülasyon çeşitidir. FDM ile OFDM arasındaki en büyük ayrım, OFDM'de taşıyıcı izgeler birbirlerinin üzerine çıkarlar ancak alt taşıyıcılar birbirlerine dikgen olduğundan dolayı bant genişliği tasarrufu sağlanır aynı zamanda spektral verimlilik artmış olur. Bu modülasyon tekniği sayesinde, düşük hızlarda sinyal iletimi gerçekleşir. Bunun sonucunda, iletilen sinyalin periyodu uzar ve sinyallerarası girişim azalır. Alt taşıyıcı hızının düşük olması birden fazla yolun oluşturduğu negatif etkileri azaltır. OFDM band genişliği tasarrufu sağlar. Simgelerarası girişimi (ISI) yok eder. Bunun için, kanal gecikmesinin art arda dizilen OFDM çerçevelerinin arasına yerleştirilen periyodik önekden (CP) küçük olmak zorundadır. OFDM modülasyon tekniğinde, IFFT/FFT sayısal işaret işleme tekniği kullanılır ve bu sayede sistemdeki alt taşıyıcılar birbirlerine dikgen olur [21].

Dikgen frekans bölmeli çoğullama tekniği (OFDM), bir sinyalin, alt-taşıyıcılar sayesinde birden fazla küçük sinyallere bölünerek farklı frekanslarda ve eş zamanlı olarak gönderildiği bir modülasyon tekniğidir. Bu alt-taşıyıcılar (alt kanallar), var olan bant genişliğini bölerek alt-taşıyıcıları oluşturur. Oluşan alt taşıyıcılar birbirlerine diktir ve bu sayede, taşıyıcılar spektal açıdan birbirlerinin üstüne binmelerine karşın bir girişim oluşturmazlar. Bu alt-taşıyıcılar arasında spektal verimlilik sağlanacaktır. OFDM, ISI sorununa çözüm amaçlı kullanılan bir modülasyon tekniğidir. Alt-taşıyıcı sembollerin her biri, uzun oluşturularak düşük veri hızlarında modüle edilmektedir. Bu sayede, ISI etkisi azaltılır. ISI'nın tamamen yok olması için ise ardışık olarak dizilen OFDM çerçeveleri arasına koruma bandı yerleştirilir. OFDM'de taşıyıcıların birbiri üzerine binmesine rağmen mevcut taşıyıcıların birbirlerine dikgen olmalarından kaynaklı, alt-taşıyıcılar tarafından herhangi bir girişim meydana gelmez. Birbirlerine dikgen olan alt-taşıyıcıların kullanılmasıyla birlikte, alt-taşıyıcı izgeleri birbiri üzerine binerek hem bant tasarrufu sağlar hem de spektral verimliliği arttırır. OFDM'de çok sayıda modülatör, alıcıda filtre ve demodülatörden uzak durmak için hızlı fourier dönüşümü (FFT) gibi sinyal işleme teknikleri kullanılır. Kısaca FDM, birden fazla kullanıcının tek bir bağlantıyı paylaşmasına izin verirken OFDM, mevcut bant genişliğinin birçok alt kanala bölünüp verinin tek bir taşıyıcı yerine daha yavaş ve birbirlerine dik olan alt taşıyıcılar üzerinden paralel olarak taşındığı iletişim teknolojisidir.

Mevcut olan frekans bandını birden fazla alt kanallara ayırarak paralel iletim sağlayan Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM), veri hızını ciddi oranda artırmaktadır. Üstelik, alt-taşıyıcıların (alt-kanalların) birbirlerine dik olmaları yaklaşık % 50 civarında bant genişliğinden verim sağlar. OFDM, bir dijital iletim türürüdür. Çok sayıda taşıyıcı frekansta dijital verileri kodlama yöntemidir. Bu modülasyon tekniği, 4G/5G mobil iletişim uygulamalarında kullanılır [21]. İletilecek olan veriler, alt taşıyıcılar üzerinden paralel olarak iletilir. Hayatımıza OFDM girene kadar tek taşıyıcılı haberleşme kullanıldı. OFDM, hem modülasyon hem de çoğullama tekniğidir. Frekans bölmeli çoğullamanın (FDM) verimsiz bant spektrumu problemini çözmek amacıyla birbirine paralel olan alt kanallar aracılığıyla iletimi gerçekleştiren OFDM yöntemi ortaya atılmıştır. OFDM' i FDM'den farklı kılan yüksek spektrum verimliliğidir. OFDM tekniği ile bant genişliğinden tasarruf elde edilir. OFDM sisteminde modülasyon IDFT ile demodülasyon ise DFT ile gerçekleştirilmektedir.

OFDM, yüksek spektrum verimliliği sağlar bu sayede veri hızı artar. Kanaldaki Çokyollu sönümlenmenin oluşturduğu sembollerarası girişime (ISI) dayanıklıdır. Kanalın frekans seçiciliğine fazla duyarlı değildir. Eş zamanlama toleransı olduça yüksektir. OFDM işareti gürültü benzeri bir işaret olduğundan pek çok farklı genliği içermektedir. Bu durum dijital-analog dönüştürücü (DAC), analog-dijital dönüştürücü (ADC), ve RF güç yükselteçleri açısından problem oluşturmaktadır. OFDM de ICI ve ISI yok etmek için çevrimsel önek (CP) kullanıldığından kanalın spektral verimliliğini azaltmaktadır. Bu sistemin yüksek SNR ye gereksinim duyması, taşıyıcı frekans kaymasına karşı yüksek duyarlılığı, yüksek tepe/ortalama güç oranı (PAPR) problemi, aşırı sönümlemeye maruz kalan alt-taşıyıcıların sayısı yarattığı hata eşiği, frekans eşzamanlamasına karşı oldukça hassas olmaları gibi problemler OFDM'in dezavantajları arasında yer almaktadır.

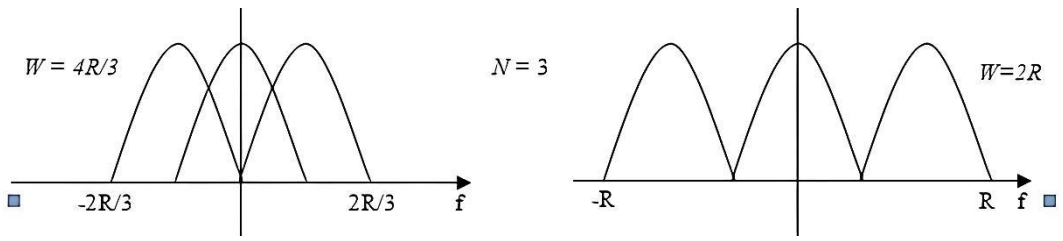
OFDM tekniği, veriyi, tahsis edilen bant genişliğini verimli kullanmak için, birbiriyle örtüşmesine imkan tanınan belirli sayıdaki her biri farklı olan alt-taşıyıcıdan paralel şekilde iletme durumudur. Her bir alt-kanal taşıyıcısının diğer taşıyıcılara dik (orthogonal) olmasından dolayı kendi aralarında girişim problemi yaşamazlar, bu nedenle frekans bant spektrumu verimli kullanılmış olmaktadır. Şekil 2.19'de OFDM ile FDM'in frekans bandını nasıl kullandıkları görülmektedir. Şekil 2.19 incelendiğinde, taşıyıcı sayısının artması ile, aynı veri hızını elde edebilmek için kullanılması gereken frekans bandının OFDM için azalmakta olduğu görülecektir. N taşıyıcı sayısını, R istenen veri hızını ve W gerekli bant genişliğini göstermek üzere, OFDM kullanılması durumunda gerek duyulacak bant genişliği için

$$W=\frac{(\boldsymbol{N+1})}{\boldsymbol{N}}R \tag{2.19}$$

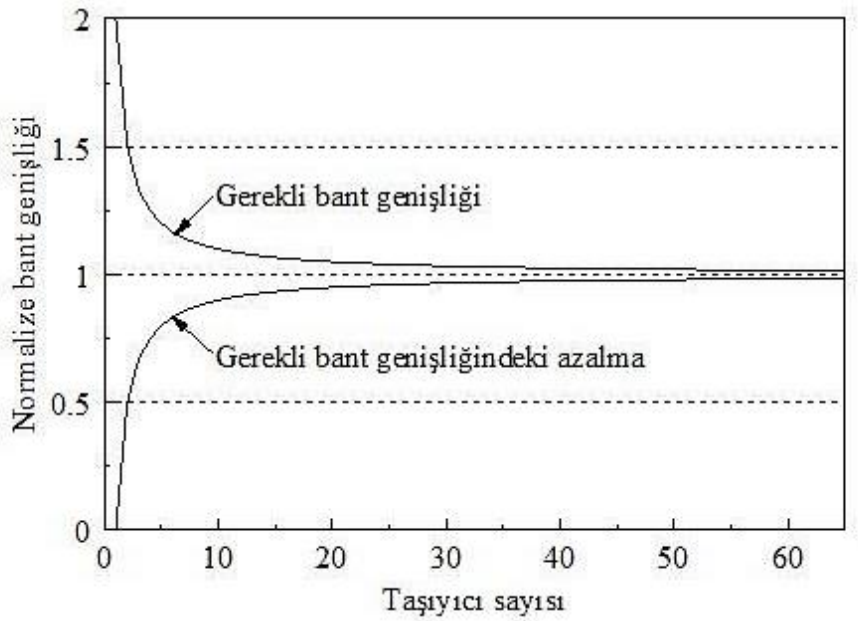
yazılabilir. Sonuçta OFDM'nin sağladığı bant tasarrufu ise

$$\Delta W=2R-\frac{(\boldsymbol{N+1})}{\boldsymbol{N}}R=\frac{(\boldsymbol{N-1})}{\boldsymbol{N}} \tag{2.20}$$

olarak elde edilir.



Şekil 2.19. OFDM'nin FDM'e göre bant verimliliği



Şekil 2.20. OFDM'nin veri hızına göre normalize edilmiş bant gereksiniminin ve bant gereksinimindeki azalmanın taşıyıcı sayısıyla değişimi [29]

2.6.1. OFDM İşaretinin Üretilmesi

Birden fazla sinüzoidal işaret bir araya gelerek OFDM işaretini oluştururlar. Sinüzoidal dalgaların her biri bir alt-taşıyıcıya denk düşmektedir. Bunun sonucunda alt-taşıyıcıların her biri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\boldsymbol{S_c}(\mathrm{t}) = \boldsymbol{A_c}(\mathrm{t})\boldsymbol{e}^{j[2\Pi \boldsymbol{f_c t} + \boldsymbol{\phi_c}(\boldsymbol{t})]} \tag{2.21}$$

Burada $A_c(t)$, alt-taşıyıcının zamanla değişen genliğini ve $\phi_c(t)$, alt-taşıyıcının zamanla değişen fazını temsil etmektedir. f_c ise alt-taşıyıcı frekansıdır. Bu ifade karmaşık olduğundan gerçel ve sanal bileşenlere sahiptir. Alt-taşıyıcı işareti bu ifadenin gerçel kısmından oluşmaktadır. OFDM işaretinin N adet sinüzoidal işaretin toplamından oluştuğu noktasından hareketle,

$$\boldsymbol{S_s}(\mathrm{t}) = \frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{N}} \sum_{\boldsymbol{n=0}}^{\boldsymbol{N-1}} \boldsymbol{A_n}(\boldsymbol{t})\boldsymbol{e}^{j[2\Pi \boldsymbol{f_n t} + \boldsymbol{\phi_n}(\boldsymbol{t})]} \tag{2.22}$$

yazılabilir. Toplam ifadesinin önündeki 1/N birim güç elde etmek amacıyla kullanılmaktadır. Burada,

$$\boldsymbol{f_n} = \boldsymbol{f_0} + n\Delta f \tag{2.23}$$

dır. Elde edilen bu işaret, OFDM işaretinin sürekli biçimidir. İşareti oluşturan alt-taşıyıcıların her birinin genlik ile fazının bir simge süresince sabit kaldığı göz önüne alınacak olursa,

$$\boldsymbol{A_n}\,(\boldsymbol{t}) = \boldsymbol{A_n}$$

$$\boldsymbol{\phi_n}\,(\boldsymbol{t}) = \boldsymbol{\phi_n} \tag{2.24}$$

yazılabilir. Oluşan sürekli işaret, örnekleme frekansı $f_s = 1/T_s$ ile birlikte örneklendiği zaman

$$S_s\,(\mathrm{k}T_s) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} A_n\, e^{j[2\Pi(f_0+n\Delta f)\mathrm{k}T_s+\phi_n} \tag{2.25}$$

meydana gelir. Bir simge süresi boyunca işaretin elde edilmesi için N tane örnek, sürekli işaretten temin edilmektedir. Bunun sonucunda simge süresi

$$T_{SYM}=NT_S \tag{2.26}$$

olacaktır. $f_0 = 0$ alınırsa, örneklenmiş işaret için

$$\boldsymbol{S_s}\,(\mathrm{k}T_s) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} A_n\, e^{j\phi_n} e^{j2\Pi n\boldsymbol{\Delta f}\mathrm{k}T_s} \tag{2.27}$$

yazılabilir. Eğer,

$$\Delta f = \frac{1}{NT_s} \tag{2.28}$$

olacak şekilde seçilirse, örneklenmiş işaret

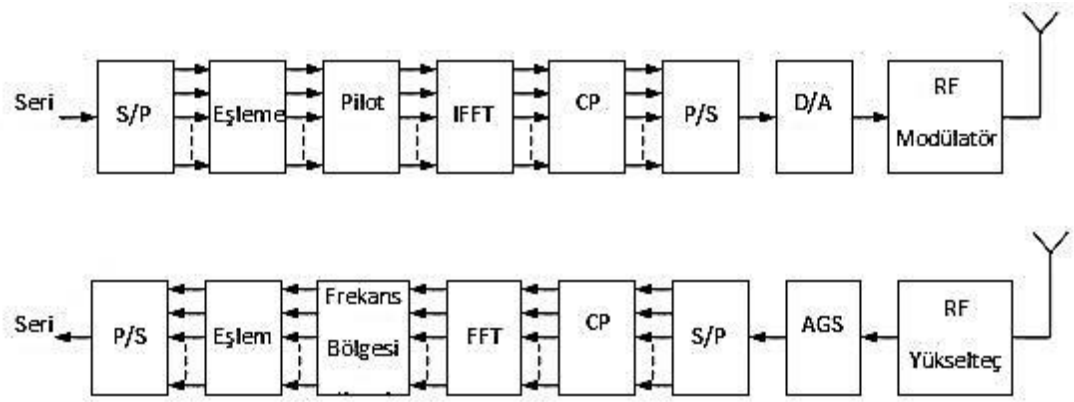
$$S_s\,(\mathrm{k}T_s) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} A_n\, e^{j\phi_n} e^{j2\Pi n\mathrm{k}/N} \tag{2.29}$$

haline gelir. Bu son denklem dikkatle incelenecek olursa, bunun, N elemanlı ve elemanları $A_n e^{j\phi_n}$ olan bir dizinin ters ayrık Fourier dönüşümü (Inverse DFT, IDFT) olduğu görülecektir. Yani, gönderilecek veriler $A_n e^{j\phi_n}$ şeklinde kodlanırsa modülasyon işlemi IDFT ile gerçekleştirilebilir. Bu aynı zamanda, demodülasyon işleminin de ayrık Fourier dönüşümü (DFT) ile gerçekleştirilebileceği anlamına gelmektedir. DFT'nin N^2 mertebesindeki işlem karmaşıklığı da, FFT kullanılarak $Nlog_2N$ düzeyine indirilebilir. Modülasyon ve demodülasyonun FFT kullanılarak gerçekleştirilebileceği görüldükten sonra sistemin işleyişine geçilebilir. Şekil 2.21'de OFDM sisteminin blok şeması görülmektedir [21].

OFDM tekniğinde iletilecek olan işaret, frekans bölgesinde belirlenmektedir. Serpiştirici çıkışından seri halde gelen veriye ait bitler, seri-paralel dönüştürücü ile veri alt-taşıyıcı sayısı kadar, yani N_{SD} = 48 hatta ayrılır. Bir OFDM simgesi için, her bir hattan gelen bit sayısı istenilen veri hızına bağlı olmak üzere, BPSK için 1, QPSK için 2, 16QAM için 4 ve 64QAM için 6 olarak belirlenir. Eşleme bloğu çıkışında alt-taşıyıcılara yüklenecek karmaşık veri dizisi elde edilir. Ortaya çıkan karmaşık veri

$$D_n = (A_n + jB_n)^* K_{MOD} \quad (2.30)$$

ile gösterilecek olursa, gerçel ve sanal kısımları BPSK durumunda $A_n = \pm 1$, $B_n = 0$, QPSK durumunda $A_n = \pm 1$, $B_n = \pm 1$, 16QAM durumunda $A_n = \pm 1, \pm 3$, $B_n = \pm 1, \pm 3$ ve 64QAM durumunda $A_n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$, $B_n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ olacaktır.

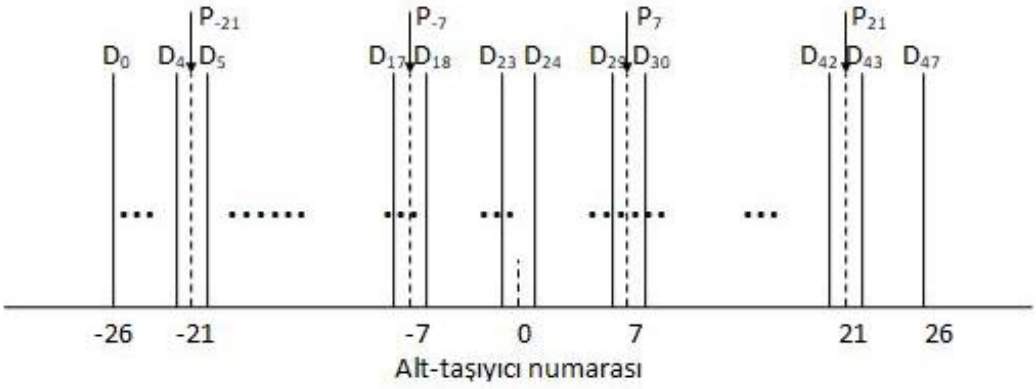


Şekil 2.21. OFDM sisteminin blok şeması [7]

Daha sonra, evre-uyumlu işaret algılama ile kanal takibini alıcı kısımda elde etmek için 4 adet pilot alt-taşıyıcısı eklenir. Pilot alt-taşıyıcıları Şekil 2.22'dee görüldüğü gibi -21, -7, 7 ve 21 numaralı alt-taşıyıcılardır. Pilot alt-taşıyıcılarına sırasıyla $P_{-21} = 1$, $P_{-7} = 1$, $P_7 = 1$ ve $P_{21} = -1$ yüklenmektedir. Yani BPSK modülasyona tabi tutulmaktadırlar. Bütün OFDM simgeleri içerisindeki pilotlar aynı değildir. Pilotların polariteleri 127 elemanlı bir p_n dizisi ile kontrol edilir. Bu dizi aşağıda verilmektedir.

= {1,1,1,1, -1,-1,-1,1, -1,-1,-1,-1, 1,1,-1,1, -1,-1,1,1, -1,1,1,-1, 1,1,1,1, 1,1,-1,1,
1,1,-1,1, 1,-1,-1,1, 1,1,-1,1, -1,-1,-1,1, -1,1,-1,-1, 1,-1,-1,1, 1,1,1,1, -1,-1,1,1,
-1,-1,1,-1, 1,-1,1,1, -1,-1,-1,1, 1,-1,-1,-1, -1,1,-1,-1, 1,-1,1,1, 1,1,-1,1, -1,1,-1,1,
-1,-1,-1,-1, -1,1,-1,1, 1,-1,1,-1, 1,1,1,-1, -1,1,-1,-1, -1,1,1,1, -1,-1,-1,-1, -1,-1,-1}

OFDM simgeleri içerisindeki pilotların polaritesi bu dizinin ilgili elemanı ile çarpılarak değiştirilmektedir. Dolayısıyla, iki farklı pilot seti vardır. Pilot alt-taşıyıcılarına ya {1,1,1,-1} yada {-1,-1,-1,1} yüklenmektedir. Bir başka deyişle, pilot taşıyıcılarının fazı 180° döndürülmektedir. Pilotlar da eklendikten sonra artık IFFT işlemi ile modülasyon gerçekleştirilebilir. Veri için 48 alt-taşıyıcı, pilotlar için 4 alt-taşıyıcı kullanılmaktadır. DC bileşen ve bandın başında ve sonunda 11 olmak üzere, toplam 12 alt-taşıyıcı boş bırakılmaktadır. Dolayısıyla 64 noktalı IFFT kullanılması gerekmektedir [20][21].



Şekil 2.22. Alt-taşıyıcıların frekans bandında yerleşimi

IFFT bloğu çıkışında elde edilecek işaret,

$$d_k = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} D_n\, e^{j2\Pi nk/N}, \quad k=0,1,2,\ldots,N-1 \tag{2.31}$$

şeklinde ifade edilebilir.

2.6.2. OFDM'nin Avantajları

OFDM, geleneksel FDM tekniklerine göre çeşitli avantajlara sahiptir. Spesifik olarak, OFDM sistemleri, azaltılmış semboller arası girişim (ISI) ile daha yüksek spektral verimlilik sunar ve çok yollu bozulmaya karşı dayanıklılık oluşturur. Tek tek kanallar yerine örtüşen kanallar kullanması spektral verimliliği arttırmaktadır. Ayrıca kanalların çakışması sembol oranını maksimize eder böylece, sistemin verimi artmış olur. Tüm bu avantajları ile OFDM sistemleri şu anda tüm dünyada uygulanmaktadır. Ses yayını ile birlikte dijital televizyon gibi en gelişmiş iletişim sistemleri, DSL İnternet erişimi, kablosuz ağlar, güç hattı ağları ve 4G mobil iletişim gibi uygulamalarda yoğun olarak kullanılmaktadır. Bu sistemler, iletişim sistemlerinde yüksek spektral verimlilik sağlayıp spektrumun daha verimli kullanılmasına yardımcı olur. Kanalı alt kanallara bölerek frekans seçici sönümlemeye karşı daha dirençli hale getirir ve koruma bandı kullanarak ISI'yı yok eder. Tek taşıyıcılı sistemlere göre zaman kaymasına daha az duyarlıdır.

2.6.3. OFDM' nin Dezavantajları

OFDM sistemleri, tepe-ortalama gücünü (PAPR) artıracak çok sayıda alt taşıyıcıya sahiptir. Bu nedenle, RF güç amplifikatörünün tasarımı, tepe gücü arttıkça zorlaşmaktadır. OFDM sistemleri, taşıyıcı frekansına daha duyarlıdır bu yüzden, verici-

alıcı frekansları arasında oluşan frekans senkronizasyonunda hatalar meydana gelir. Bütün bunların sonucunda ise OFDM sistemlerine, zayıf ve güç verimliliğinden muzdarip doğrusal verici-alıcı devresi gerekmektedir.

2.7. Optik OFDM (O-OFDM)

Unipolar iletişim sistemleri, yalnızca gerçek ve pozitif sinyalleri kullanarak bilgi iletebilir. Tek kutuplu iletişim sistemlerinin yaygın örnekleri arasında optik iletşim, genlik modülasyonlu RF kablosuz iletişim ve tek bir kablo üzerinden temel bant dijital iletişim bulunur. Kanal dağılımı veya çok yollu sönümleme, sembollerarası girişime neden olabilir ve bu tür tek kutuplu iletişim sistemlerinin performansını düşürebilir. Bu etkileri telafi edebilmek için tek kutuplu ortogonal frekans bölmeli çoğullama (O-OFDM) kullanılabilir. En popüler iki tek kutuplu OFDM tekniği, DC taraflı optik OFDM (DCO-OFDM) ve asimetrik kırpılmış optik OFDM (ACO-OFDM) dir [23]. Bununla birlikte, bu iki tekniğe alternatif bir yaklaşım olan Flip-OFDM tekniği son zamanlarda öne çıkmaktadır. Ancak literatürde kapsamlı performans analizi ve diğer tek kutuplu tekniklerle karşılaştırılmaları yeterli değildir. Geleneksel tek kutuplu OFDM tekniği olarak bilinen DCO-OFDM, gerçek ve pozitif bir sinyal oluşturmak için hermityen simetri özelliğini bir DC taraf ile kullanır [12]. Bununla birlikte, DC taraf, OFDM sembolünün tepe-ortalama güç oranına (PAPR) bağlıdır. Yüksek DC tarafı, DCO-OFDM'yi optik olarak verimsiz hale getirir. Tersine, daha düşük DC önyargısının kullanılması, sinyalin sık sık kesilmesine yol açabilir. Bu durum taşıyıcılar arası girişime neden olabilir ve bant dışı optik güç oluşturur. Asimetrik olarak kırpılmış optik OFDM (ACO-OFDM), içinde herhangi bir DC tarafı gerektirmez. ACO-OFDM, bilgi sembollerini iletmek için yalnızca tek alt taşıyıcılar kullanır ve sinyalin negatif kısmı kırpılır. Genellikle yarıya düşse de bu kırpma alt taşıyıcılardaki bilgi sembollerini bozmaz.

Flip-OFDM'de pozitif ve negatif kısımlar, iletilen bilgi sembollerinin hermityen simetri özelliği korunarak üretilen gerçek bipolar OFDM sembolünden çıkarılır. Daha sonra, iki ardışık OFDM sembolünde hem pozitif hem de negatif kısımların iletilmesinden önce negatif kısımların polaritesi tersine çevrilir. İletilen sinyal her zaman pozitif olduğundan, Flip-OFDM tek kutuplu iletişimler için kullanılabilen tek kutuplu bir OFDM tekniğidir. Optik kablosuz haberleşme (OWC) tekniklerinde, doğrudan algılamalı yoğunluk modülasyonu (IM/DD) kullanıldığı için gönderilen sinyaller, tek kutuplu ve pozitiftir. Fakat OFDM sembollerinde bu durum mümkün

değildir dolayısıyla tek kutuplu değildirler. Bu nedenle klasik OFDM yöntemi OWC sistemlerine uygulanılamaz. Tek kutuplu OFDM (Unipolar OFDM, U-OFDM) ile klasik OFDM yöntemleri arasında bir çok yönden farklılıklar vardır. Klasik OFDM sistemlerinde sinyal elektromanyetik dalgalar aracılığıyla taşınmakta olup hem pozitif hem de negatif olmak üzere çift kutupludur. U-OFDM sisteminde verici tarafta yoğunluk modülasyon tekniği, alıcı tarafta ise doğrudan algılama tekniği uygulanır. Bu sistemlerde sinyal optik taşıyıcılar üzerinde taşınmaktadır. Bahsedilen sistemde LED ya da lazerler yerelosilatör görevinde, square-law adı verilen dedektörler ise optik alıcı görevinde bulunmaktadır. OWC tekniğinde, tek kutuplu OFDM türleri olarak asimetrik olarak kırpılmış optik OFDM (ACO-OFDM), DC taraflı optik OFDM (DCO-OFDM), darbe genliği modülasyonlu ayrık çok tonlu (PAM-DMT) vb. türler mevcuttur. Özellikle son dönemlerde, yeni bir tek kutuplu OFDM tekniği olan ve Flip-OFDM adı verilen bu teknik, önemli bir tek kutuplu OFDM tekniği olarak önerilmektedir. Yapılan bu tez çalışmasında, Flip-OFDM tekniğinin performansını daha iyi duruma getirmek amacıyla M-CSK modülasyonu kullanılmıştır. Geliştirilen bu tekniğin performans analizleri başarım ölçütleri olan tepe ortalama güç oranı (PAPR) ve bit hata oranı (BER) aracılığıyla yapılmıştır. Geliştirilen tekniğin performansını gözlemlemek için klasik OFDM ve Flip-OFDM teknikleri karşılaştırılarak simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Performans analizi kısmında, önerilen sistem tekniği ile elde edilen sonuçların fazlasıyla ikna edici olduğu görülmektedir [1][6].

OFDM yönteminin VLC tekniklerine uygulanmasıyla ilgili fikirler her geçen gün artmaktadır. Çoğu zaman RF tekniğinde kullanılan geleneksel OFDM'de gönderilen sinyal çift kutuplu ve karmaşıktır. VLC tekniğinde ise yoğunluk modülasyonu /doğrudan sezim (Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD) tekniğiyle sinyalin iletimi sağlanır. IM/DD tekniğinde, sinyal, ışık şiddeti aracılığıyla taşındığından RF sistemlerin tersine sinyalin iletilmesini sağlayan optik işaretler tek kutuplu olacak şekilde hem pozitif hem de gerçek değerli olmak zorundadır. Bu nedenle, geleneksel OFDM yöntemi VLC sistemine doğrudan uygulanamaz. Bu duruma çözüm olarak, OFDM'de alt taşıyıcılar sayesinde gönderilen sinyallerin, Hermityen simetriği alınarak ters hızlı fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) çıkışında gerçek değerli bir sinyal elde edilebilir. Hermityen simetri yardımıyla çıkışta elde edilen gerçek değerli bir sinyalin, yalnızca pozitif değerli olacak şekilde iletilebilmesi amaçlanarak literatürde iki farklı yöntem mevcuttur. Bunlardan ilki doğru akım eklemeli optik OFDM (Direct Current Biased Optical OFDM, DCO-OFDM),

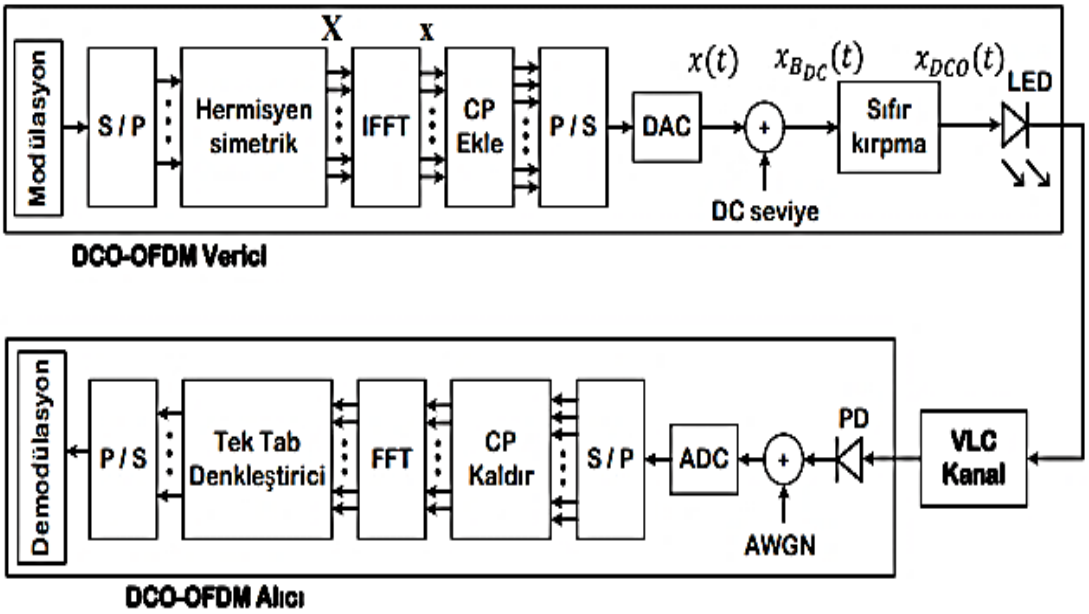
DCO-OFDM yöntemi olup burada, gönderilen sinyalin pozitif olmasını sağlamak için IFFT bloğu çıkışındaki çift kutuplu ve gerçek sinyale, kabul edilebilir genlikte pozitif bir sayı (DC öngerilim) eklenir [1][6][15]. (2.32)'deki eşitlikte, $\boldsymbol{B_{DC}}$ DC öngerilimi ifade etmekte olup IFFT bloğunun çıkışındaki sinyal x(t) ile gösterilirse eklenecek DC öngerilimi eşitliktende anlaşıldığı üzere IFFT bloğundan çıkan sinyalin x(t) standart sapmasına bağlı olarak elde edilir.

$$\boldsymbol{B_{DC}} = \mu\sqrt{\boldsymbol{E}\{\boldsymbol{x}(\boldsymbol{t})^2\}} \tag{2.32}$$

Eşitlikte verilen E{ } terimi beklenen değerin hesaplanmasını, μ, pozitif ve gerçel olan bir sayıyı ifade etmektedir. DC öngerilimi ifade eden $\boldsymbol{B_{DC}}$ pozitif sayısının desibel cinsinden hesaplanması formülü (2.33)'deki eşitlikte verilmektedir.

$$\boldsymbol{B_{DC_{dB}}} = 10\boldsymbol{log_{10}}\,(\mu^2+1) \tag{2.33}$$

Şekil 2.23'de gösterilen DCO-OFDM tekniğinin blok diyagramında da görüldüğü üzere sinyal modüle edildikten sonra IFFT bloğuna uğramadan, X karmaşık sinyali hermityen simetriği alınarak, yani denklem (2.34)'deki şartları sağlamaktadır.



Şekil 2.23. VLC sisteminde DCO-OFDM yönteminin blok diyagramı [23]

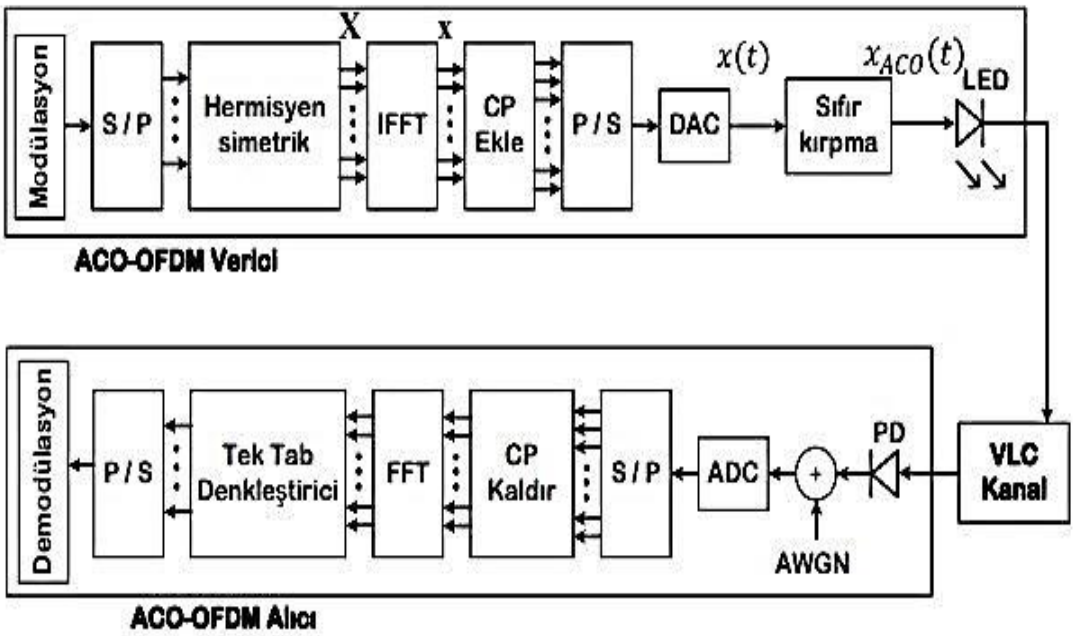
$$X(0) = X\left(\frac{N}{2}\right) = 0$$

$$X(K) = X^*(N-K), \qquad K=1,2,\ldots\ldots, N-1 \tag{2.34}$$

Verilen denklemde N ifadesi, alt taşıyıcı sayısını gösterir. IFFT bloğu çıkışındaki x sinyali, hermityen simetriği işlemi sonucunda çift kutuplu ve gerçel sayılara dönüşmektedir. Daha sonra sinyale çevrimsel önek (Cyclic Prefix, CP) eklenip elde edilen sinyal, sayısal-analog dönüştürücü bloğundan geçirilir. Sonrasında ise gerçel ve çift kutuplu x(t) sinyali oluşur. Çift kutuplu ve gerçel sinyali x(t), pozitif hale getirmek için DC öngerilim eklenir. Sonrasında elde edilen $\boldsymbol{X_{B_{DC}}}$ (t) = x(t) + $\boldsymbol{B_{DC}}$ işaretinde geriye kalan kısımlar denklem (2.35)'de gösterilen şekilde sıfıra kırpılıp LED'ler aracılığıyla iletilecek $\boldsymbol{x_{DCO}}$(t) sinyalini oluşturur.

$$\boldsymbol{x_{DCO}}(\mathrm{t}) = \begin{cases} \boldsymbol{X_{B_{DC}}(t)}, & \boldsymbol{X_{B_{DC}}(t) \geq 0} \\ \boldsymbol{0}, & \boldsymbol{X_{B_{DC}}(t) < 0} \end{cases} \tag{2.35}$$

DCO-OFDM tekniği basit yapılıdır ancak VLC yönteminin güce olan ihtiyacı DC ekleme işleminden ötürü bir hayli artmaktadır. Diğer bir deyişle, DCO-OFDM tekniği düşük verimine sahiptir. DCO-OFDM'e alternatif olan ikinci temel yöntem, asimetrik kırpılmış optik OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM, ACO-OFDM) tekniğidir. Bu teknikte, sinyali pozitif bir şekilde iletmek için FFT dönüşümünden yararlanılır ve yalnızca tek indisli alt-taşıyıcıların kullanımına dayanmaktadır.



Şekil 2.24. VLC sisteminde ACO-OFDM yönteminin blok diyagramı [23]

Şekil 2.24'te gösterilen ACO-OFDM tekniğinin blok diyagramında, denklem (2.34)'deki hermityen simetriği koşullarına uyan modüleli sinyal X, çift indisli alt-

taşıyıcılar sıfır olacak biçimde, yalnızca tek indisli alt-taşıyıcıları kullanır. Yani X= [0, $\boldsymbol{X_1}$,0,$\boldsymbol{X_3}$,...,0,$\boldsymbol{X_{N-1}}$] şeklinde olur. Bu işlem sonrasında, IFFT bloğu çıkışındaki x sinyalinin negatif ve pozitif halleri, denklem (2.36)'da ifade edildiği gibi simetrik yapıya sahiptir [14].

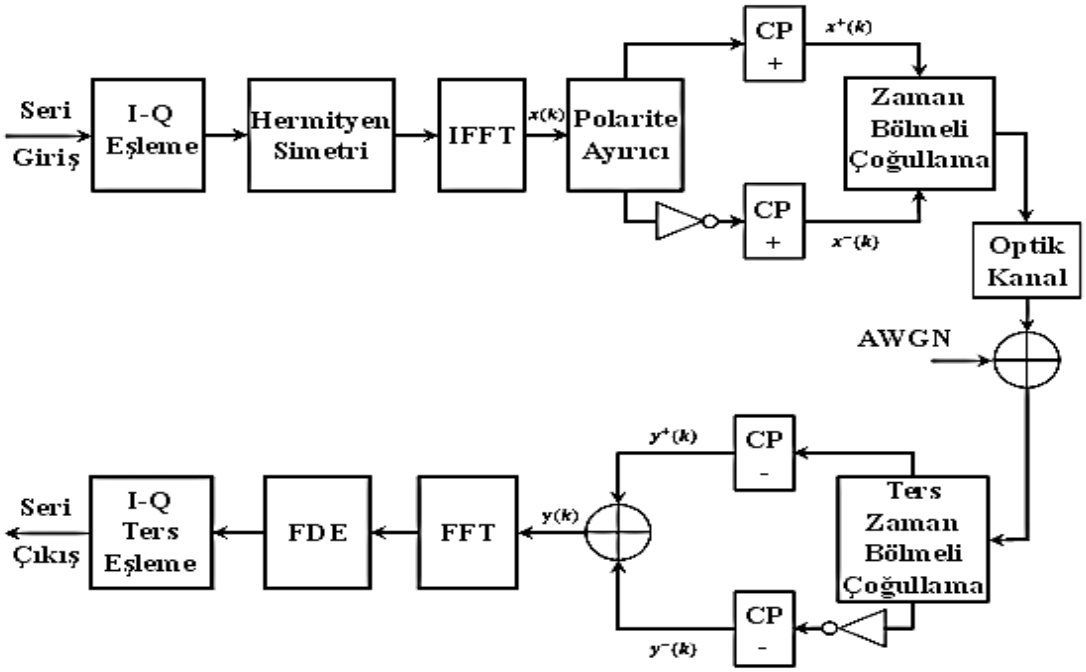
$$X\left(n+\frac{N}{2}\right) = -x(n), \qquad n = 0,1,\ldots\ldots,\frac{N}{2}-1 \tag{2.36}$$

CP önek eklendikten sonra sayısal-analog dönüştürücü bloğu çıkışında oluşan sinyalden x(t), denklem (2.37)'de de gösterildiği gibi bilgi kaybı yaşanmadan negatif bölgeler çıkarılarak LED'ler aracılığıyla gönderilecek olan sinyal $\boldsymbol{x_{ACO}(t)}$ elde edilir. Böylelikle sinyal, DC öngerilime ihtiyaç olmadan ACO-OFDM'den yararlanılarak pozitif halde iletilebilir.

$$\boldsymbol{x_{ACO}}(t) = \begin{cases} \boldsymbol{x(t)}, & \boldsymbol{x(t) \geq 0} \\ \boldsymbol{0}, & \boldsymbol{x(t) < 0} \end{cases} \tag{2.37}$$

Karşılaştırcak olursak, ACO-OFDM tekniği, DC öngerilime gerek duymadığından dolayı DCO-OFDM tekniğine nazaran bant ve spektral verimliliği daha iyidir. Ancak, ACO-OFDM tekniğinde sinyal yalnızca tek indisli alt-taşıyıcılarla iletildiğinden spektral verimi DCO-OFDM'in yarısı kadardır.

2.7.1. Flip-OFDM



Şekil 2.25. OWC modelinde kullanılan M-CSK modüleli Flip-OFDM tekniğinin alıcı-verici blok diyagramı [7]

Şekil 2.25'te OWC sisteminde kullanılan M-CSK modülasyonuyla birlikte Flip-OFDM sisteminin verici-alıcı blok diyagramı gösterilmektedir. Verilen blok diyagramında seri giriş bitleri vericide rasgele üretildikten sonra bir taşıyıcı yardımıyla iletilecek olan bit sayısına göre I-Q eşleme bloğunda modüle edilir ve IFFT' bloğundan çıktıktan sonra gerçel sayılar elde etmek amacıyla modüle edilmiş bilgi bitlerinin hermityen simetriği bloğunda hermityen simetriği alınır. Modüleli bilgi bitlerin meydana getirmiş olduğu $\boldsymbol{T_s}$=$\boldsymbol{T_{sym}}$/N süreli simge vektörleri Hermityen simetriği oluşturmak için paralel bloklar şeklinde düzenlenmektedir. Hermityen simetrik bir yapıya sahip olan modüleli simge vektörleri $[\mathbf{X} = \boldsymbol{X_0}, \boldsymbol{X_1}, \ldots, \boldsymbol{X_{N-1}}]^{\boldsymbol{T}}$, *N*/2 indisli ve 0 (DC) alt-taşıyıcıların sıfıra eşitlenmesiyle elde edilmektedir.

Klasik hermityen simetriğinin frekans alanındaki değeri (2.38)'te verilen eşitlikte gösterilmektedir [1].

$$X[k]=\begin{cases} \mathbf{0} \ \ \boldsymbol{eğer} & \mathbf{k = 0} \\ \mathbf{X[k]} \ \ \boldsymbol{eğer} & \mathbf{k = 0, 1, 2, \ldots, \binom{N}{2} - 1} \\ \boldsymbol{X * [N - K]} \ \boldsymbol{eğer} & \mathbf{k = \binom{N}{2} + 1\binom{N}{2} + 2, \ldots, N} \\ \mathbf{0} \ \ \boldsymbol{eğer} & \mathbf{k = \binom{N}{2}} \end{cases} \tag{2.38}$$

Denklemdeki (*) işareti, karmaşık eşleniği ifade etmektedir. Akabinde IFFT işleminden sonra verilen (2.39)'daki denklem de gösterildiği üzere zaman bölgesinde çift polariteli sinyal meydana gelir.

$$x(k) = \boldsymbol{x}^{+}(k) + \boldsymbol{x}^{-}(k) \tag{2.39}$$

Buradaki $\boldsymbol{x}^{+}$(k) terimi, gönderilen sinyalin pozitif tarafını, $\boldsymbol{x}^{-}$(k) ise inyalin negatif tarafını ifade etmektedir. Buradan tek polariteli bir sinyal oluşturmak için sinyalin hem pozitif hem de negatif kısımları (2.40)'da verilen eşitliklerde de gösterildiği gibi ayrıştırılır.

$$\boldsymbol{x}^{+}(k) = \begin{cases} \boldsymbol{x(k)}, & \boldsymbol{x(k) \geq 0} \\ \mathbf{0}, & \boldsymbol{diğer} \end{cases}$$

$$\boldsymbol{x}^{-}(k) = \begin{cases} \boldsymbol{x(k)}, & \boldsymbol{x(k) < 0} \\ \mathbf{0}, & \boldsymbol{diğer} \end{cases} \tag{2.40}$$

Şekil 2.25'den de görüldüğü üzere, çift kutuplu gerçel zamanlı sinyalin ayrıştırılması, bir polarite ayırıcı yardımıyla yapılmaktadır. Burada, negatif kısmın $\boldsymbol{x}^{-}$(k), polaritesi tersine çevrilmiş bir sinyal oluşturmak için negatif tarafta bir

polarite inventöründen yararlanılır, başka bir ifadeyle, mutlak değer alınır, -$\boldsymbol{x}^{-}$(k). Daha sonra peş peşe iki OFDM çerçevesi üzerinden hem pozitif kısım $\boldsymbol{x}^{+}$(k) hem de polaritesi ters çevrilmiş negatif kısım -$\boldsymbol{x}^{-}$(k), ayrı bir şekilde iletilir. $\boldsymbol{x}^{+}$(k) sinyali, OFDM'nin pozitif alt çerçevesinden, -$\boldsymbol{x}^{-}$(k) sinyali ise OFDM'nin negatif alt çerçevesinden iletilir. Periyodik önek (CP) eklenen her bir OFDM alt çerçevesine zaman bölmeli çoğullama yapılması sonucu Flip-OFDM veri paketleri üretilir. Oluşan Flip-OFDM veri paketleri LED'ler aracılığıyla çok-yollu yayılım sonucundaki sönümlemeli optik kanallar yardımıyla iletilerek toplanır beyaz gauss gürültüsü (AWGN) ile bozulup alıcıya gelir. Alıcıdaki birtakım bozulmalara uğramış sinyaller frekans bölgesi denkleştirici gibi denkleştiricilerle iyileştirildikten sonra verici taraftaki işlemlerin tam tersi yapılarak I-Q Ters Eşleme bloğu çıkışındaki demodüle olan sinyaller, girişteki sinyallerle karşılaştırılır. Sonrasında BER ve PAPR analizleri şeklinde istenen performans ölçütleri gözlemlenir. Bu teknik, sinyalin hem pozitif hem de negatif bölümlerinde bilgi iletilmesine izin verir. Pozitif ve ters çevrilmiş negatif parçalar, iki ardışık OFDM alt taşıyıcısında ayrı ayrı iletilir. Negatif kısmı çevirmek sistemi tek kutuplu yapar.

2.7.1.1. Görünür Işık Haberleşmesinde Flip-OFDM Sistemi

Flip OFDM OWC sistem vericisinin blok şeması şekil 2.26'da gösterilmektedir [13]. Flip-OFDM tekniği kavramı, ACO-OFDM'de tüm negatif örneklerin kırpılması ve kırpmadan kaynaklanan problemlerin önlenmesi dışında ACO OFDM tekniğine benzer verileri yalnızca tek alt taşıyıcıları kullanarak ileterek Flip-OFDM, demodülasyon işleminin başlaması için iki ardışık çerçevenin alınması gerektiğinden, tek bir bilgi çerçevesinin kodunu çözmek için iki kat başlangıç gecikmesine sahiptir. Flip OFDM'nin hızlı fourier dönüşümü (FFT) boyutu, ACO OFDM'nin FFT boyutunun yarısıdır. 16 bitlik rastgele mesaj (yani 0 ile 15 arasındaki rastgele sayılar) girdi (veri) olarak verilir. Bu rastgele mesajlar daha sonra 16-QAM modülatörüne verilir [15]. QAM modülasyonundan sonra elde edilen QAM sembolleri ile sıfır doldurma işlemi yapılır. OFDM'nin z'inci alt taşıyıcısındaki iletilen QAM sembolleri $\boldsymbol{I_z}$ olsun. Hermit simetri özelliği, iletilen QAM sembollerine (2.41)'deki gibi uygulanır.

$$\boldsymbol{I_z} = I^* \boldsymbol{z_z} \qquad z = 0,1,2\ldots,\boldsymbol{Z}/_{2^{-1}} \tag{2.41}$$

burada * karmaşık konjugasyonu belirtir. q. zaman anında Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (IFFT) işleminin çıktısı (2.42)'de gösterilmektedir.

$$\dot{I}(q) = \boldsymbol{I_0} + \sum_{Z=1}^{Z/2-1} \boldsymbol{I_2} \exp\left(\frac{j\Pi 2q}{Z}\right) + \boldsymbol{I_Z}/\mathbf{2} \exp(j2\Pi q) + \sum_{Z/2+1}^{Z-1} \boldsymbol{I} *_{Z-z} \exp\left(\frac{j\Pi 2q}{Z}\right) \quad (2.42)$$

IFFT'nin çıkışı daha sonra sinyalin paralel biçimden seri biçime dönüştürüldüğü bir paralel-seri dönüştürücüye verilir. Elde edilen sinyal bir gerçek zamanlı alan bipolar sinyalidir. Tek kutuplu sinyali elde etmek için, önce elde edilen gerçek zaman alanlı bipolar sinyali i[q] (2.43)'verilmiştir.

$$i[q] = \mathbf{i}^{+}[\boldsymbol{q}] + \mathbf{i}^{-}[\boldsymbol{q}] \qquad q=1,2,\ldots,Z \quad (2.43)$$

burada, (2.44)'deki gibi $\mathbf{i}^{+}[\boldsymbol{q}]$ pozitif kısımdır ve $\mathbf{i}^{-}[\boldsymbol{q}]$ negatif kısımdır.

$$\mathbf{i}^{+}[\boldsymbol{q}] = \begin{cases} \mathbf{i[q]}, & \mathbf{eğer\ \ i[q] \geq 0} \\ \mathbf{0}, & \boldsymbol{otherwise} \end{cases}$$

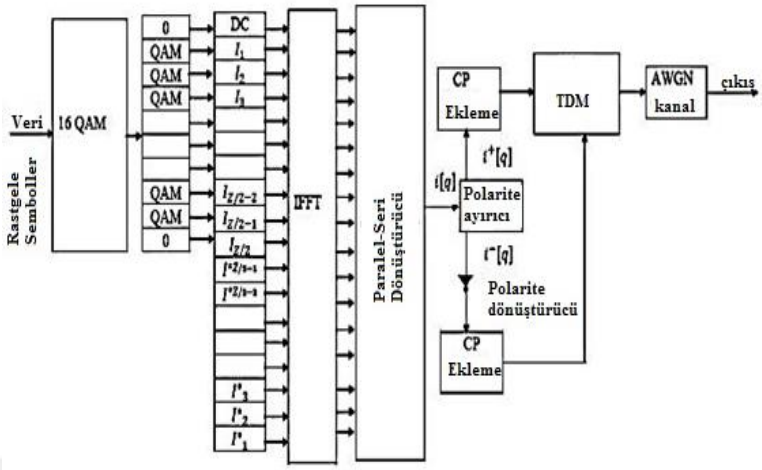
$$\mathbf{i}^{-}[\boldsymbol{q}] = \begin{cases} \mathbf{i[q]}, & \mathbf{eğer\ \ i[q] < 0} \\ \mathbf{0}, & \boldsymbol{otherwise} \end{cases} \quad (2.44)$$

Çift kutuplu ve gerçel zamanlı olan sinyalin ayrıştırılması, Şekil 2.25'de görüldüğü üzere, bir polarite ayırıcı yardımıyla yapılmaktadır. Daha sonra negatif taraf $\mathbf{i}^{-}[\boldsymbol{q}]$ ters çevrilen polarite sinyalini, yani $-\mathbf{i}^{-}[\boldsymbol{q}]$ 'yi oluşturmak için bir polarite invertörü kullanılarak çevrilir. Pozitif kısım $\mathbf{i}^{+}[\boldsymbol{q}]$ ve ters polariteye sahip negatif kısım $-\mathbf{i}^{-}[\boldsymbol{q}]$ ardışık iki OFDM çerçevesi üzerinden ayrı bir şekilde iletilir. Pozitif olan sinyal OFDM'nin birinci (pozitif) alt çerçevesinde iletilirken ters polariteye sahip negatif sinyal ikinci (negatif) alt çerçevede iletilir. OFDM'nin döngüsel öneki her OFDM alt çerçevesine eklenir. Böylece negatif OFDM alt çerçevesi (K+ß) örnekleri tarafından geciktirilir ve dolayısıyla negatif OFDM alt çerçevesi, birinci OFDM alt çerçevesinden sonra iletilir. Flip-OFDM alıcısının blok şeması şekil 2.27'de gösterilmiştir [7]. Alınan veriler zaman bölmeli çoğullayıcıya verilir ve birinci alt çerçeve $\boldsymbol{j_1}$[q] ve ikinci alt çerçeve $\boldsymbol{j_2}$[q] ile ilişkili sinyaller elde edilir. Döngüsel önek daha sonra $\boldsymbol{j_1}$[q] ve $\boldsymbol{j_2}$[q] 'den çıkarılır ve negatif alt çerçevenin polaritesi, $\boldsymbol{j_2}$[q] daha sonra polarit evirici kullanılarak ters çevrilir ve orijinal gerçek zamanlı etki alanı sinyali olarak elde edilir.

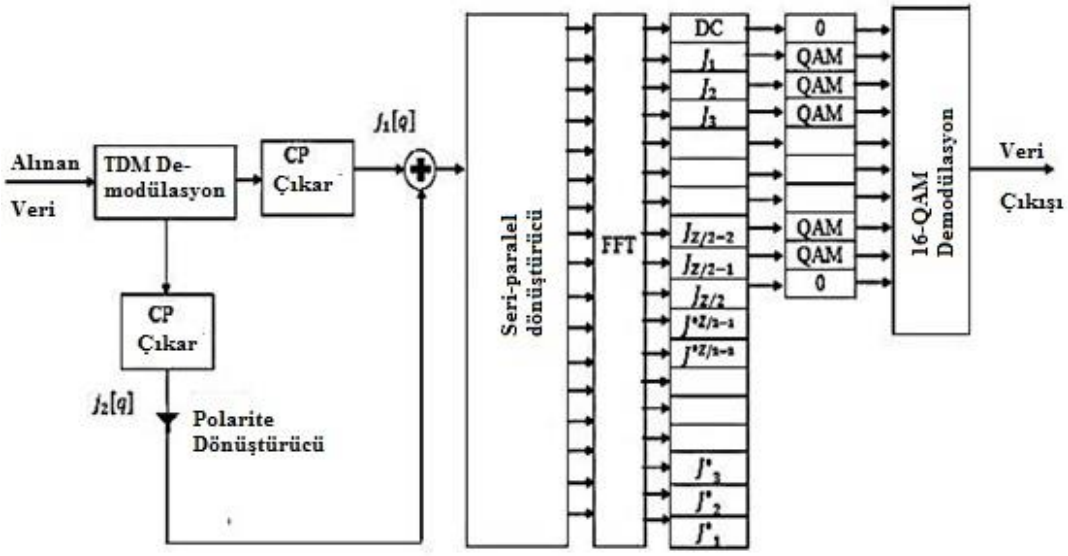
$$\mathbf{j_1}[q] = \mathbf{j_1}[q] + \mathbf{j_2}[q] \quad (2.45)$$

Gerçek zamanlı bipolar sinyal, $\mathbf{i[q]}$ daha sonra dönüştürülür paralel formu kullanılarak seri-paralel toplayıcı ve FFT alt taşıyıcılarına verilir. FFT alt taşıyıcılarının ilk yarısının çıktısı, QAM modülasyonlu sinyallerdir ve ikinci yarının çıktısı, QAM

modülasyonlu sinyallerin karmaşık eşleniğidir. Orijinal veriler daha sonra bir QAM demodülatörü kullanılarak QAM sinyallerinin demodüle edilmesiyle elde edilir.



Şekil 2.26. Flip-OFDM vericisinin blok şeması [6]

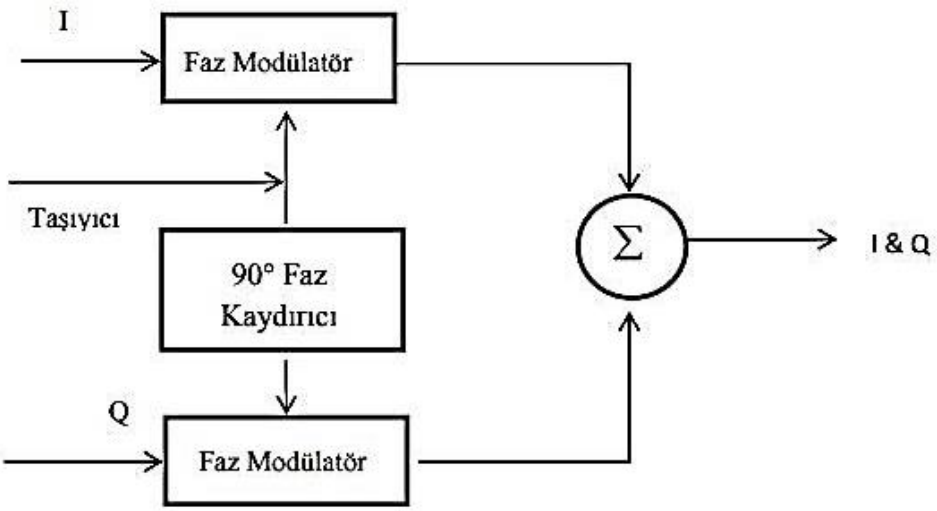


Şekil 2.27. Flip-OFDM alıcısının blok şeması [6]

2.8. M-QAM Modülasyonu

Karesel genlik modülasyonu (QAM), aralarında $\mathbf{90^{\circ}}$ faz farkı olan aynı frekanstaki iki taşıyıcı sinyalin modüle edilerek hem genlik hem de faz değerini çıkış olarak almaktadır. Biri "I" diğeri ise "Q" şeklinde ifade edilen sinyaller matematiksel anlamda biri sinüs diğeri kosinus dalga şeklindedir. Modüle edilen bu iki taşıyıcı, sinyalin iletimi için sinyal kaynağında birleştirilmiştir. Alıcı tarafta ise birleştirilen bu iki sinyal tekrar birbirinden ayrılır ve veriler birbirinden çıkartılıp orijinal modülasyon

bilgisiyle yine bir araya getirilir. Sayısal haberleşmede, QAM, faz ve standart genlik modülasyonlarına oranla daha yüksek veri iletilmesine sahiptir. QAM modülasyonun blok şeması şekil 2.28'de gösterilmektedir [28].



Şekil 2.28. QAM modülasyonu blok şeması [28]

QAM modülasyonunda sinyalin oluşması (2.46)'daki eşitlikte gösterilmektedir.

$$\boldsymbol{S}_i(t) = \boldsymbol{A_i} \cos(2\Pi \boldsymbol{f_c} t+\theta i), \quad i= 1, 2, ...M \tag{2.46}$$

Burada $\boldsymbol{A_i}$ genlik, M'li sinyal takımında θi, i. sinyalin fazıdır. QAM modülasyonundaki ISI kontrolünü sağlamak ve tayfı arttırmak amacıyla çoğu zaman darbe şekillendirme kullanılmaktadır. Darbe şekillendirmenin etkisiyle QAM sinyali arasındaki ilişki (2.47)'deki eşitlikte verilmektedir.

$$\boldsymbol{S}_i(t) = \boldsymbol{A_i}\, p(t)\cos(2\Pi \boldsymbol{f_c} t+\theta i), \quad i= 1, 2, ...M \tag{2.47}$$

(2.47)'deki eşitlikte verilen [0, T] aralığında tanımlı düzgün darbe fonksiyonu p(t), (2.48)'deki denklemlerle ifade edilebilmektedir;

$$\boldsymbol{S}_i(t) = \boldsymbol{A_{i1}}\, p(t)\cos(2\Pi \boldsymbol{f_c} t-\boldsymbol{A_{i2}}\, p(t)\cos(2\Pi \boldsymbol{f_c} t)$$

$$\boldsymbol{A_{i1}} = \boldsymbol{A_i}\cos\boldsymbol{\theta_i}, \qquad \boldsymbol{A_{i2}} = \boldsymbol{A_i}\sin\boldsymbol{\theta_i} \tag{2.48}$$

$$\boldsymbol{A_i} = \sqrt{\boldsymbol{A1^2} + \boldsymbol{A2^2}}$$

QAM sinyali iki ortonormal sinyalin lineer kombinasyonu şeklinde üretilebilir. Sinyal denklemi (2.49), (2.50), (2.51), (2.52) ve (2.53)'deki denklemlerde verilmiştir;

$$\boldsymbol{S}_i(t) = \boldsymbol{S_{i1}}\boldsymbol{\varphi_1}(\boldsymbol{t}) + \boldsymbol{S_{i2}}\boldsymbol{\varphi_2}(\boldsymbol{t}) \tag{2.49}$$

$$\boldsymbol{\varphi_1}(\boldsymbol{t}) = \sqrt{\frac{2}{E_P}}\, p(t) \cos 2\Pi \boldsymbol{f_c} t, \quad 0 \le \boldsymbol{t} \le \boldsymbol{T} \tag{2.50}$$

$$\boldsymbol{\varphi_2(t)} = -\sqrt{\frac{2}{E_P}}\,\mathrm{p(t)}\,\sin 2\Pi \boldsymbol{f_c}\mathrm{t},\ \ 0 \leq \boldsymbol{t} \leq \boldsymbol{T} \tag{2.51}$$

$$\boldsymbol{S_{i1}(t)} = \sqrt{\frac{E_P}{2}}\,\boldsymbol{A_{i1}} = \sqrt{\frac{E_P}{2}}\,\boldsymbol{A_i cos_i} \tag{2.52}$$

$$\boldsymbol{S_{i2}(t)} = \sqrt{\frac{E_P}{2}}\,\boldsymbol{A_{i2}} = \sqrt{\frac{E_P}{2}}\,\boldsymbol{A_i sin_i} \tag{2.53}$$

Burada $\boldsymbol{E_P}$, p(t) fonksiyonunun enerjisi ve $\boldsymbol{E_P} = \int_0^T \boldsymbol{P^2}\,(\boldsymbol{t})\boldsymbol{dt}$ dir.

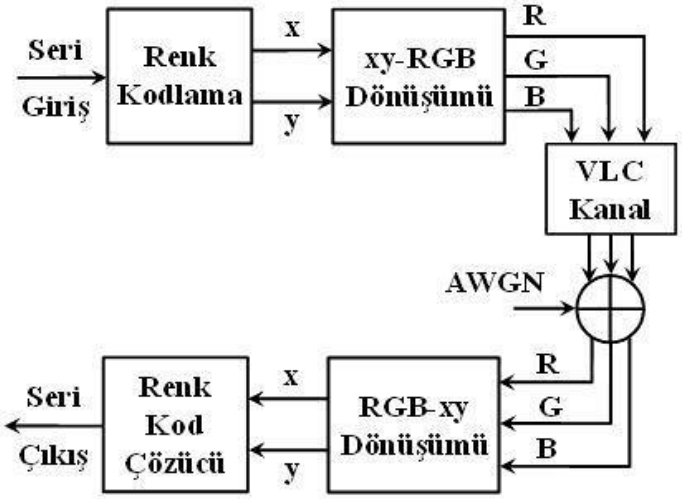
2.9. M-CSK Modülasyonu

İletişim ve aydınlatma işlemlerinin birlikte gerçekleşmesini sağlayan görünür ışık haberleşmesi (Visible Light Communication, VLC), kablosuz iletişimde aktif olarak rol oynayan yeni nesil bir teknolojidir. Veri hızının yüksekliği, parazitlere karşı dayanıklılığı ve lisanslı olmayan spektrum desteği gibi sebeplerden ötürü yeni nesil kablosuz iletişime yenilikçi bir yaklaşım sergilemektedir. Teknolojinin gelişimiyle bilgiye olan ihtiyaçtan kaynaklı kablosuz haberleşmeye özgülenen radyo frekansı (Radio Frequency, RF) bandının dolma eşiğine gelmesi yetersiz bant genişliği sorununu oluşturur. Bu noktada RF tekniğine paralel olup alternatif olarak kullanılabilecek optik tabanlı yeni nesil haberleşme sistemlerinin geliştirilmesi adına araştırmalar yeterli değildir. Bu probleme çözüm olarak geliştirilen VLC, sınırsız denebilecek genişlikte ve lisanssız olan bant spektrumuna sahip bir teknoloji olup üzerinde yoğun bir şekilde çalışmalar devam etmektedir. Bu sistem tekniğinde sinyal, görünür radyasyonları kullanarak optik kablosuz ortamında iletilmektedir. Optik haberleşme tekniklerinde gerçek ve pozitif sinyallerin kullanılmak zorunda olması bu sistemlere uygulanan modülasyon türlerini de kısıtlamaktadır. Yapılan daha önceki çalışmalarda IEEE 802.15.7 standardında yer alan tek-taşıyıcılı modülasyon türlerinden darbe-konum modülasyonu (pulse position modulation, PPM) ve başla-dur anahtarlaması (on-off keying, OOK) gibi yöntemler OWC sistemlerinde kullanılmıştır. Fakat bu modülasyon türleriyle OWC sistemlerinde istenilen yüksek veri hızlarına ulaşılamamıştır [2]. Yapılan birçok araştırma sonucunda PPM, OOK gibi modülasyon çeşitlerinin sabit ışık akısı oluşturamaması sonucu açığa çıkan titreme, insan sağlığına büyük bir risk taşımakta ve bilgilerin modüle edilmesi sırasında sistemin sürekli olarak açma kapama yapmasından kaynaklı büyük anahtarlama akımları meydana gelmektedir. Buna bağlı olarak olumsuz bir şekilde sabit ışık akısının azaldığı gözlemlenmektedir. Buna ek

olarak, renk kaydırmalı anahtarlama (Color Shift Keying, CSK), bu probleme uygun bir çözüm bularak IEEE 802.15.7 standardında yer alan RGB ledlerinin yaymış olduğu renklerin değişimiyle sezilen bilgi bitlerini ileten bir modülasyon tekniğidir [27]. VLC sistemlerine uygulanan bu modülasyon türü, ledlerin kırmızı, yeşil ve mavi vb. renk çeşitliliğinden faydalanır ve bilgi sinyalini RGB ışıkların yoğunluğuyla modüle eder.

2.9.1. M-CSK Modülasyonu ve Demodülasyonu

Şekil 2.29'da CSK modülasyonu ve demodülasyonunun yer aldığı verici-alıcı sisteminin blok şeması gösterilmektedir [4].



Şekil 2.29. CSK modülasyonunun verici-alıcı blok şeması [28]

Verilen şekilde verici kısımda, seri giriş şeklinde ikili veri bitleri, CSK modülatörü yardımıyla modüle edilir ve tespit edilen her bir sembol, (x,y) kromatik koordinatlar aracılığıyla CIE 1931 renk uzayı standardında M seviyeli CSK sembollerine eşlenir. CIE 1931 renk uzayı kromatiklik diyagramı insan gözünün algılayabildiği bütün renklerin renklilik değerlerini x ve y ile ifade eder. Daha sonra, bu renklilik değerleri dönüşüm kuralına uygun olarak RGB LED'leri sürmek için [Pr, Pg, Pb] yoğunluk değerlerine dönüştürülür.

$$x=\boldsymbol{P_r}*\boldsymbol{X_I}+\boldsymbol{P_g}*\boldsymbol{X_j}+\boldsymbol{P_b}*\boldsymbol{X_K}$$

$$y=\boldsymbol{P_r}*\boldsymbol{Y_I}+\boldsymbol{P_g}*\boldsymbol{Y_j}+\boldsymbol{P_b}\boldsymbol{Y_K} \tag{2.54}$$

$$\boldsymbol{P_T}=\boldsymbol{P_r}+\boldsymbol{P_g}+\boldsymbol{P_b}$$

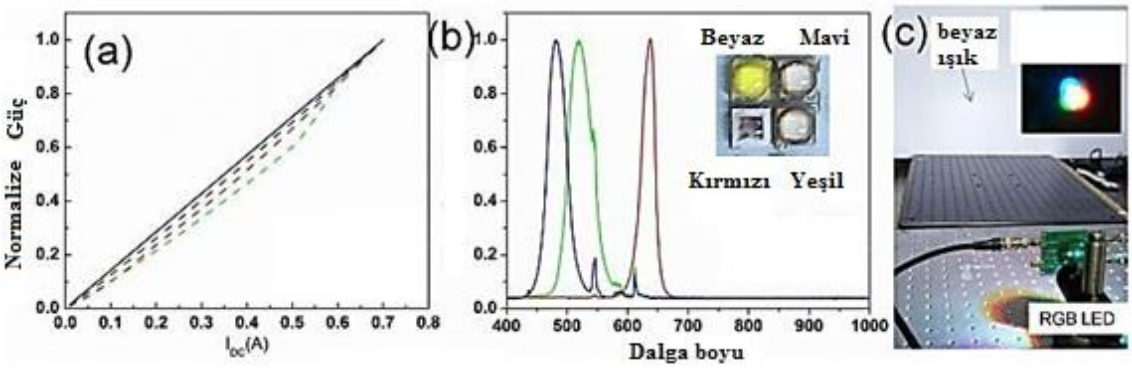
Burada, $(X_I,\ Y_I)$, $(X_J,\ Y_J)$ ve $(X_K,\ Y_K)$, kırmızı (bant I), yeşil (bant J) ve mavi (bant K) renklere denk düşen üç köşenin kromatiklik değerleri verilmektedir. P_T, ortalama sembol enerjisi, ortalama bit enerjisi E_b'den veya E_s'den sağlanan toplam yoğunluktur. Bu yoğunluk değerleri, RGB yoğunluk uzayı şeklinde bir sinyal uzayında 3D sembolü $S_l = [P_r,\ P_g,\ P_b]$ $(0 \leq l \leq M-1)$'yi oluşturur.

Alıcıda, foto dedektörlerin sağladığı optik/elektrik dönüşümü sonrası, üç renk yoğunluğu bileşenlerinin kestirimleri, $\hat{S} = [\widehat{P_r},\ \widehat{P_g},\ \widehat{P_b}]$ 3D sinyal uzayında minimum Öklid mesafesine uygun olarak demodüle edilir. Sonuç olarak, elde edilen $\bar{S}$ kestirimi denklem (2.55)'deki gibi oluşturulabilir.

$$\bar{\boldsymbol{S}} = \boldsymbol{arg}\ \mathbf{min}_{\boldsymbol{S_l} \in \boldsymbol{A}} \|\hat{\boldsymbol{S}} - \boldsymbol{S_l}\| \tag{2.55}$$

Burada, A 3D sinyal uzayında M seviyeli CSK sembollerinin alfabesini ifade eder. Neticede, ikili çıkış bitleri ters eşleme yöntemiyle $\bar{S}$'den yine elde edilebilir.

Görünür ışık iletişimi (VLC), gelecekteki kablosuz iletişimler için önemli bir teknolojidir. Armatürlerde veya ekran panellerinde katı hal ışık yayan diyotların (LED'ler) kullanımı aynı anda aydınlatma, eğlence ve iletişim sağlayabilir. Renk kaydırmalı anahtarlama (CSK), VLC'de umut verici bir modülasyondur. CSK modülasyonunda, genel sinyal zarfı, titremeyen bir toplu optik güce sahiptir; bu nedenle, insan gözünün gözlemlediği optik güç dalgalanmaları ihmal edilebilir düzeydedir. Işık yoğunluğu dalgalanmalarıyla ilişkili epilepsi veya mide bulantısı gibi potansiyel insan sağlığı sorunları en aza indirilebilir. CSK modülasyonu ayrıca 12 MHz'e kadar maksimum optik saat hızının kullanıldığı standart IEEE 802.15.7 altında belirtilmiştir [4]. Son zamanlarda, birçok CSK tabanlı VLC sistemi önerilmiştir; ve esas olarak takımyıldız tasarımını CSK formatında optimize etmeye odaklandılar. CSK'nın titrememe özelliğini korurken CSK tabanlı VLC sisteminin veri hızını artırmak için, bu çalışmada CSK gömülü doğru akım optik dikey frekans bölmeli çoğullama (CSK-DCO OFDM) önerilmiştir. Ayrık Hartley dönüşümü (DHT) [27] ile CSK OFDM ve ayrık kosinüs dönüşümü (DCT) [27] ile CSK OFDM gibi yaklaşımlar önerilmiş olsa da, değerlendirme için deneysel bir gösterim yoktur. Bu çalışmada, VLC sistem s için CSK-DCO OFDM şemasını ilk kez deneysel olarak gösteriyoruz. Önerilen şema, insan sağlığı sorunlarını azaltmak için yalnızca titremeyen toplu optik güç sağlamakla kalmaz, aynı zamanda CSK formatına ek modülasyon boyutu veya özgürlüğü sunar. Deneysel veri hızı, orijinal CSK sinyalindeki 10 Mbit/s'den 70.43 Mbit/s'ye 7 kat artırılır ve hem CSK hem de OFDM sinyalleri, ileri hata düzeltme (FEC) eşiğini karşılar.



Şekil 2.30. (a) RGB LED sürücü akımlarına karşı normalleştirilmiş güç, (b) Normalleştirilmiş Optik spektrum, ek: RGB ve beyaz LED'lerin fotoğrafı, (c) RGB LED'ler açık olduğunda ve ekrana beyaz renk yansıtıldığındaki fotoğraf, ek: bir odaklama merceği kullanılarak RGB LED'lerden yayılan ışık noktasının fotoğrafı [27]

CSK modülasyon formatı, standart IEEE 802.15.7'deki tasarım kurallarına dayanmaktadır. CSK sinyali, titreşen bir toplu optik güç olup bu nedenle, insan gözünün gözlemlediği optik güç dalgalanmaları ihmal edilebilir düzeydedir. Şekil 2.30 (a), DC sürüş $\boldsymbol{I_{dc}}$'de R, G ve B renk kanallarının normalize edilmiş foto-tepkisini göstermektedir. Doğrusal kanal yanıtı dahildir. R, G ve B kanallarının transfer özellikleri, (2.56)'daki denklemlerde de gösterildiği gibi ikinci dereceden polinom denklemleriyle modellenebilir.

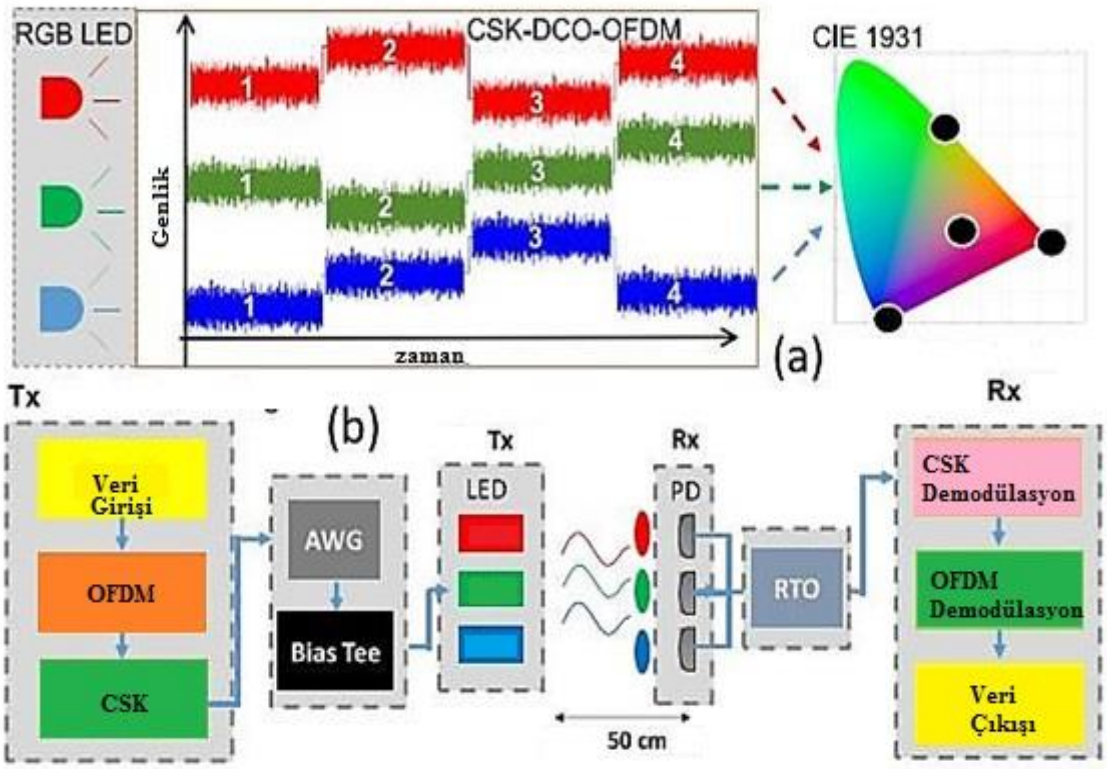
$$\mathbf{r}_{\mathbf{dc}} = 0.00009\boldsymbol{I_{dc}^2} + 0.0254\mathbf{I_{dc}} - 0.0303$$

$$\mathbf{g}_{\mathbf{dc}} = 0.0002\boldsymbol{I_{dc}^2} + 0.0179\mathbf{I_{dc}} - 0.0432 \qquad (2.56)$$

$$\mathbf{b}_{\mathbf{dc}} = 0.00004\boldsymbol{I_{dc}^2} + 0.0292\,\mathbf{I_{dc}} - 0.0139$$

burada $\mathbf{r_{dc}}$, $\mathbf{g_{dc}}$ ve $\mathbf{b_{dc}}$ sırasıyla R, G ve B kanallarının normalleştirilmiş optik gücüdür. Şekil 2.30 (a)'da gösterildiği gibi, her bir ortak veya kanal, özellikle G kanalı, en doğrusal olmayan davranışı gösterir; bu nedenle deneyde maksimum DC sürüş akımı 500 mA ile sınırlıdır. Şekil 2.30 (b), bir optik spektrum analizörü tarafından ölçülen normalleştirilmiş optik spektrumları göstermektedir. Tepe dalga boyları 630 nm, 520 nm ve 470 nm'dir; ve R, G ve B kanallarının spektral yarı genişliği sırasıyla 20 nm, 30 nm ve 20 nm'dir. Şekil 2.30 (b)'deki ek, aynı devre kartına monte edilmiş R, G, B ve beyaz LED'lerin bir fotoğrafını göstermektedir [27]. Bu deneyde sadece R, G ve B LED'leri kullanılmıştır. Şekil 2.30 (c), RGB LED'ler tarafından yayılan beyaz ışığın fotoğrafını göstermektedir ve krana yansıtılan tek tip bir beyaz renk gözlenir. Şekil 2.30

(c)'nin eki, RGB renklerinin uzamsal olarak ayrılabileceğini gösteren bir odaklama merceği kullanılarak Rx üzerindeki RGB LED'ler tarafından yayılan ışık noktasının fotoğrafını gösterir. CSK sinyali, R, G, B renklerinden ışık kaynakları ile standart IEEE 802.15.7 [7] altında PHY III'te yapılandırılır. Bu standart kapsamında, 12 Mbit/s'den 96 Mbit/s'ye kadar veri hızlarına sahip 4-CSK - 16-CSK modülasyonları kullanan farklı PHY III çalışma modları tanımlanmıştır. Daha sonra veriler, xy renk koordinatlarında dönüştürülür veya eşlenir.



Şekil 2.31. (a) Çalışma prensibi, (b) önerilen CSK-DCO OFDM'nin deneysel kurulumu[27]

Sistemde, Commission Internationale (CIE) 1931 kromatiklik renk gamı modeli kullanılmıştır. RGB LED'in renklilik çıkışının $[\boldsymbol{x_d}, \boldsymbol{y_d}]$ olduğunu varsayarsak, burada $[\boldsymbol{x_r}, \boldsymbol{y_r}]$, $[\boldsymbol{x_g}, \boldsymbol{y_g}]$ ve $[\boldsymbol{x_b}, \boldsymbol{y_b}]$ R, G ve B LED'in renkliliğinin temsilleridir, o zaman kromatiklik değerleri $[\boldsymbol{x_d}, \boldsymbol{y_d}]$, (2.57)'deki denklemlerde gösterilen dönüşüm kurallarına göre R, G ve B LED'ini kurutmak için yoğunluk değerlerine $[\boldsymbol{P_r}, \boldsymbol{P_g}\boldsymbol{P_b}]$ dönüştürülür. Ortaya çıkan yoğunluk değerleri, RGB yoğunluk uzayında bir $\tilde{\boldsymbol{S}}$= $[\widetilde{\boldsymbol{P_r}}, \widetilde{\boldsymbol{P_g}}, \widetilde{\boldsymbol{P_b}}]$ sembolünü oluşturur. Daha sonra optikten elektriğe dönüşüm, fotodiyotlar (PD'ler) tarafından gerçekleştirilir ve tahmini üç renkli yoğunluk bileşenleri minimum öklid

mesafesine dayalı olarak demodüle edilir ve elde edilen tahmin Denklem (2.58)'de gösterilir.

$$\boldsymbol{x_d}=\boldsymbol{P_r X_r}+\boldsymbol{P_g X_g}+\boldsymbol{P_b X_b},$$

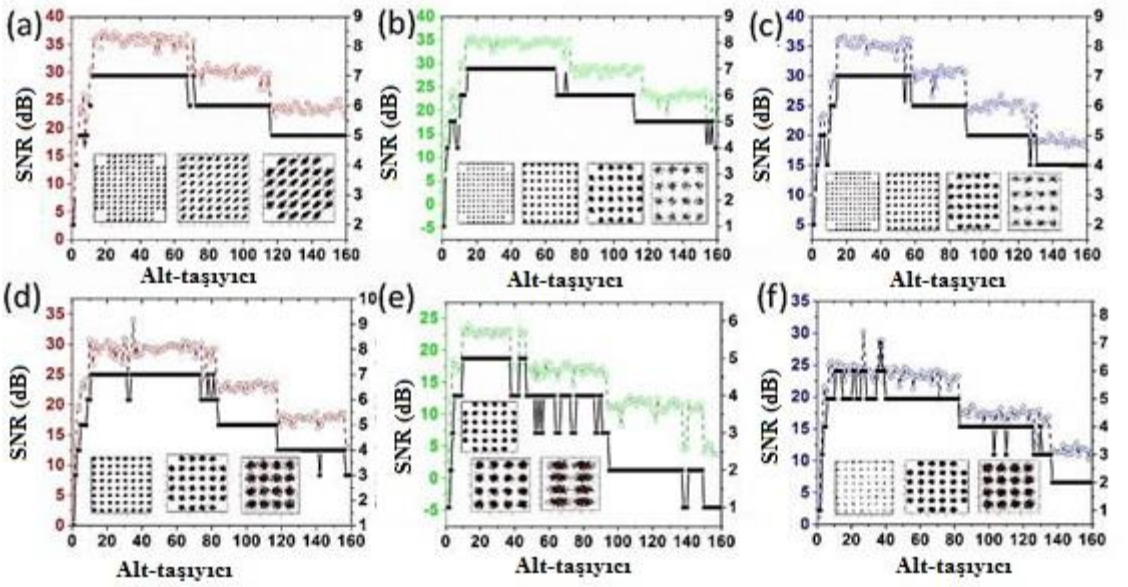
$$\boldsymbol{y_d}=\boldsymbol{P_r Y_r}+\boldsymbol{P_g Y_g}+\boldsymbol{P_b Y_b} \tag{2.57}$$

$$1=\boldsymbol{P_r}+\boldsymbol{P_g}+\boldsymbol{P_b}$$

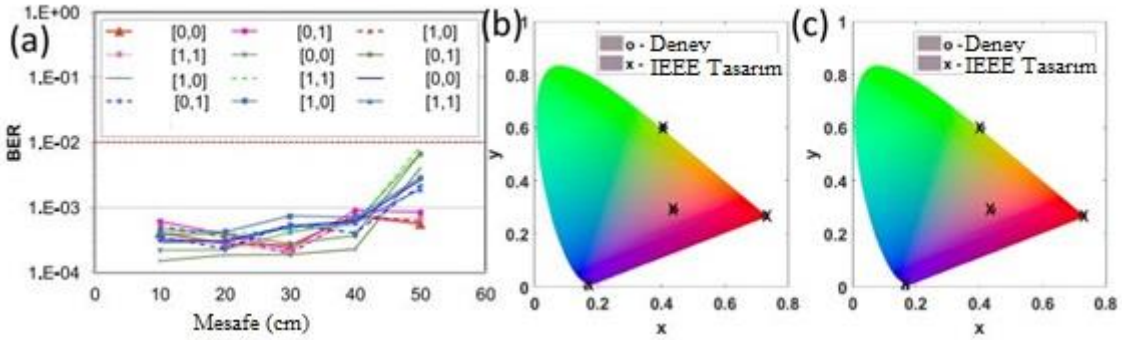
$$\tilde{\boldsymbol{S}}=\boldsymbol{arg}_{\boldsymbol{S_i \epsilon A}}\min \left\|\tilde{\boldsymbol{S}}-\boldsymbol{S_i}\right\| \tag{2.58}$$

Şekil 2.31 (a), önerilen CSK DCO-OFDM'nin çalışma prensibini göstermektedir [4]. 4-CSK sinyali, daha önce açıklandığı gibi her bir renk kanalında belirli optik güçlere sahip üç renkli RGB LED tarafından üretilir. Ardından, yüksek hızlı OFDM sinyali, CSK sinyalinin zarfına gömülür. Şekil 2.31 (a)'da gösterildiği gibi, düşük hızlı CSK zarfı, yüksek hızlı OFDM sinyali ile gömülüdür. Önerilen CSK sembol eşleme prosedürünün, asimetrik olarak kırpılmış optik ACO-OFDM, seri kompleks değerli (SCV) OFDM [13], vb. dahil olmak üzere VLC uyumlu OFDM'lerin çoğuna uygulanabileceğini belirtmekte fayda vardır. 2.31 (b), deneysel kurulumu gösterir. Verici Tx, sinyal işleme bloğunda, üç renkli RGB LED'in güç yapılandırmasını ayarlayarak 4-CSK formatına eşler. OFDM, 1/32 döngüsel önekine (CP) ve 160 alt taşıyıcıya sahiptir. OFDM sinyal kodlaması, seriden paralele (S/P) işleme, sembol eşleme, ters Hızlı Fourier Dönüşümü (IFFT), paralelden seriye (P/S) işleme içerir. Ardından, oluşturulan CSK-DCO-OFDM, keyfi bir dalga formu üreteci (AWG, Tektronix AFG3252C) aracılığıyla üç renkli RGB LED'e uygulanacaktır. Optik CSK DCO-OFDM sinyali, farklı boş alan iletim mesafelerinden sonra PD'ler (Thorlabs PDA100A) ve R/G/B optik filtrelerden (Edmund Optics) oluşan alıcı Rx tarafından alınır. Rx, gerçek zamanlı bir osiloskopa (RTO, Tektronix MDO3024) bağlıdır. 4-CSK sinyalinin demodülasyonu ilk olarak gerçekleştirilir. Yoğunluk seviyeleri, CIE 1931 renkliliği üzerindeki takımyıldız noktaları olarak çizildikten sonra renk gamı, OFDM sinyal demodülasyonu gerçekleştirilir. OFDM sinyal kod çözme, sinyal yeniden örnekleme, senkronizasyon, CP kaldırma, S/P dönüştürme, FFT, eşitleme, sembol eşleme ve ayrıca bit hata oranı (BER) analizini içerir. Ayrıca nöbet riskleri 3-70 Hz arasındaki frekanslarda ışık titremesinden kaynaklanabilir ve insan biyolojik etkileri 165 Hz'in altındaki frekanslarda görünmez titremeden kaynaklanabilir. Buradaki bu çalışmada, CSK-OFDM sinyali onlarca MHz'de modüle edilmiştir; dolayısıyla insan üzerindeki titreme etkisi azaltılır. Her bir R/G/B LED'i, 500 mA'ya dayalı doğru

akımdır. (DC) ve CSK-OFDM elektrik sinyali tarafından sürülen veriler doğrudan AWG tarafından oluşturulur; bu nedenle LED'i sürmek için özel bir sürüş devresi kullanılmaz. RGB LED'lerine uygulanan üç CSK OFDM sinyalinin sinyal genlikleri, bu bölümün ilk iki paragrafında açıklanan IEEE 802.15.7'de tanımlanan 4 CSK kuralını takip eder ve önerilen sistemin titremesini etkilemezler [7].



Şekil 2.32. Deneysel SNR'ler, uygulanan bit yüklemesi ve R, G, B kanallarının takımyıldız diyagramları: (a)–(c) 30 cm, (d)–(f) 50 cm'de ölçülmüştür.



Şekil 2.33. (a) 4-CSK'da farklı mesafelerde ölçülen BER'ler. (b) 30 cm'de CIE 1931 renk gamında çizilmiştir ve (c) 50 cm'de CIE 1931 renk gamında çizilmiştir [27].

3. BÖLÜM

KANAL KODLAMA TEKNİKLERİ

3.1. Kodlama

Claude Shannon yazmış olduğu "A Mathematical Theory of Communication" makalesi ile elektronik mühendisliğinin bir kolu olan bilgi teorisinin temellerini atmıştır. Richard W. Hamming'in öncülüğünü yapmış olduğu hata düzeltme kodları da bilgi teorisinde de önemli rol oynamıştır [16]. Daha sonra cebir ve kombinasyon ile birlikte kodlama teorisinde birçok gelişmeler sağlanmıştır. Matematik ve kodlama teorisi arasındaki bu etkileşim birçok açılımlara ve kolaylıklara vesile olmuştur. Kanal kodlamanın asıl hedefi iletimden kaynaklı hataları azaltmak olduğundan bu doğrultuda uygulanan kodlamalara hata kontrol kodlaması da denmektedir. İletim tekniklerinde içinde bilgi olmayan ve yalnızca hata kontrolünü sağlayan kontrol bitleri, genel olarak veri dizinine eklenir. Burada amaç hata kontrolünü sağlamaktır. Eklenen bu kontrol bitlerinin bilgi içermemesi sebebiyle işaret verisinde fazlalık oluşturmaktadır. Hata kontrolünü sağlamak amacıyla hata düzeltme ve hata algılama kodlaması olmak üzere farklı iki yaklaşım vardır. Hata algılama kodlamasında alıcı yalnızca hatanın oluştuğunu sezebilmektedir. Bu nedenle, alıcı çoğu zaman, vericiye bilginin hatalı bir şekilde geldiğini haber vermekte ve gelen hatalı bilginin tekrardan gönderilmesini talep etmektedir. Böylelikle, çalışan hata kontrol kodlaması, otomatik yeniden iletim sorgusu (ARQ, Automatic Repeat Requesst) veya otomatik tekrar istemi olarak isimlendirilmektedir [17]. Böyle sistem türlerinde, alıcının vericiye alındı (ACK, Acknowledgement) veya olumsuz alındı (NACK, Negative Acknowledgement) bilgilerini göndermesi için muhakkak çift taraflı bir haberleşme tekniğine gerek vardır. Alternatif olarak, haberleşme sisteminde hata düzeltme kodlaması kullanılabilmektedir. Bu durumda alıcı, sadece hatayı algılamaz aynı zamanda hatayı telafi edebilir. Daha da

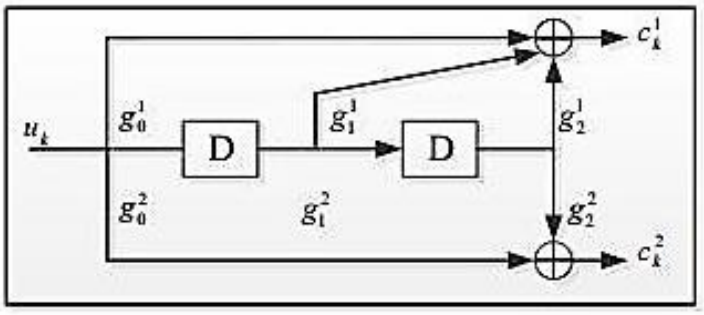
karmaşık kodlama yapısına ihtiyaç duyulan hata düzeltme kodlaması, genel olarak ileri hata düzeltimi (FEC, Forward Error Correction) şeklinde isimlendirilmektedir. Hata düzeltme kodlaması kullanıldığı sürece alıcının tekrar iletim talebine ihtiyaç duyulmadan bu yaklaşım tek taraflı haberleşme tekniklerinde de uygulanabilmektedir. Hata kontrol kodlaması sonucundaki bit hatalarının düzeltilmesi sağlanmaktadır. Olması gerektiği üzere düzeltilebilecek hata miktarı kısıtlıdır ve çoğunlukla hata kontrol kodlamasının karmaşıklığına ve artıklığına bağlı olmaktadır. Tezde kullanıldığı için, Reed-Solomon Kodlar ve Katlamalı Kodlar hakkında bilgi verilmiştir.

3.2. Kanal Kodlama Teknikleri

Kablosuz iletim sistemlerinde uygulanan kanal kodlama teknikleri bilgi bitlerini gürültü ve diğer istenmeyen etkilerden korur ve bu sayede bit hata oranını düşürür. Bu hata kontrol kodlama tekniklerindeki en büyük endişe, iletişimin güvenli bir şekilde gerçekleşmesi için hataların kontrolünün sağlanmasıdır. Bir sonraki kısımda katlamalı kodlayıcıların ve Reed-Solomon kodlayıcıların yapıları verilip kod çözme algoritmaları incelenmiştir.

3.2.1. Katlamalı Kodlayıcı (CC)

Katlamalı kodlayıcıda giriş bilgisi koda özel fonksiyonlar kullanılarak katlanması ile kodlanır. Genel olarak, bir (n, k, m) katlamalı kodlayıcı içinde, k adet giriş bilgi biti için n adet çıkış biti üretilir. Kodlayıcıdaki hafıza elemanı olarak tanımlanan m ise kaydırmalı kaydedicilerin adedidir. Bu pozisyonda, kod oranı ise R=k/n olarak ifade edilmektedir [8].



Şekil 3.1. R=1/2 olan katlamalı kodlayıcı [8]

Şekil 3.1'de kod oranının R=1/2 olduğu lineer bir katlamalı kodlayıcı verilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi $u = \{\boldsymbol{u_0}, \boldsymbol{u_1}, \dots, \boldsymbol{u_N}\}$' den oluşan ikili veri

dizisi, bellek elemanı görevi gören iki bitlik kaydırmalı kaydedicilere uygulanmaktadır. Kodlayıcı çıkışında ise koda özgü fonksiyonlara ve her giriş bitine bağlı olarak üretilen $\mathbf{c}^{(1)} = \{\mathbf{c}_0^{(1)}, \mathbf{c}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{c}_N^{(1)}\}$ ve $\mathbf{c}^{(2)} = \{\mathbf{c}_0^{(2)}, \mathbf{c}_1^{(2)}, \dots, \mathbf{c}_N^{(2)}\}$ olarak adlandırılan ikili kod sözcükleri elde edilmektedir. [9]

Her bir çıkıştaki bitlerin toplam sayısı, kısıt uzunluğu K olmak şartıyla, kısıt uzunluğu (3.1)'deki denklemde de gösterildiği üzere toplam kaydedici sayısı artı bir olarak ifade edilmektedir.

$$K = 1 + \boldsymbol{m_{max}} \tag{3.1}$$

Katlamalı kodların yapısını görmenin en kolay yöntemi onların üreteç dizilerine bakmaktır. Örneğin, Şekil 3.1'deki katlamalı kodlayıcının üreteç dizileri

$$\mathbf{g}^{(1)} = \{\mathbf{g}_0^1, \mathbf{g}_1^1, \mathbf{g}_2^1\} = \{1,1,1\} \tag{3.2}$$

$$\mathbf{g}^{(2)} = \{\mathbf{g}_0^2, \mathbf{g}_1^2, \mathbf{g}_2^2\} = \{1,0,1\} \tag{3.3}$$

şeklinde ifade edilir. D gecikme zaman operatörü, üreteç dizilerinde kullanırsa, üreteç dizilerinin çok terimli formu sağlanmış olur.

$$\{\mathbf{g}^{(1)}, \mathbf{g}^{(2)}\} = \{1 + D + \mathbf{D}^2, 1 + \mathbf{D}^2\} \tag{3.4}$$

Kodlayıcının yapısı ifade edilirken çoğu zaman bu üreteç dizilerinin kullanımıyla birlikte sekizli formda genel bir üreteç yapısı, G, gösterilmektedir. Şekil 3.1'deki kodlayıcının genel üreteç fonksiyonu (3.5)'de ifade edilmektedir.

$$G = (\mathbf{7}, \mathbf{5})_{\mathbf{8}} \tag{3.5}$$

Tek girişli kodlayıcının çıkışları üreteç dizileri cinsinden

$$\mathbf{c}_i^{(j)} = \sum_{l=0}^{m} \mathbf{u}_{i-1} \mathbf{g}_l^{(j)} \tag{3.6}$$

şeklindedir. Bu eşitlikten de görüldüğü üzere, c kodlayıcı çıkışı, u kodlayıcı girişi ve g üreteç dizisidir. Bu yüzden, bu tür kodlara "katlamalı kodlar" adı verilmektedir. Bu durum (3.7)'deki eşitlikte gösterilmektedir

$$\mathbf{c}^{(j)} = u * \mathbf{g}^{(j)} \tag{3.7}$$

Denklem (3.6)'yı, k adet girişli katlamalı kod için genelleştirilirse;

$$\boldsymbol{c_i^{(j)}} = \sum_{i=0}^{k-1} (\sum_{l=0}^{m} \boldsymbol{u_{i-l}^{(j)}} \; \boldsymbol{g_l^{(j)}} \tag{3.8}$$

şeklinde ifade edilir.

Katlamalı kodların blok kodlardan farkı, herhangi bir iki kod kelimesi arasındaki tüm bitleri sıfır olmayan kod kelimeleri arasındaki minimum Hamming ağırlığı minimum Hamming mesafesi serbest mesafe (free distance-$\mathbf{d}_{free}$) olarak bilinmektedir.

Üç tür katlamalı kodlayıcı mevcuttur. Bunlardan ilki özyinelemesiz sistematik olmayan katlamalı kodlayıcı (NSC), diğeri özyinelemeli sistematik katlamalı kodlayıcı (RSC) ve sonuncusu turbo kodlarda bileşen kodlayıcı şeklinde RSC kodlayıcıdır.

3.2.1.1. Özyinelemesiz Sistematik Olmayan Katlamalı Kodlayıcı

Şekil 3.2'de özyinelemesiz sistematik olmayan katlamalı kodlayıcının (NSC) sistem modeli verilmiştir. NSC kodlayıcının üreteç dizileri (3.9)'da verilen eşitliklerde ifade edilmektedir.

$$\mathbf{g}^{(1)} = \{\mathbf{g}_0^1, \mathbf{g}_1^1, \mathbf{g}_2^1\} = \{1,1,1\}$$

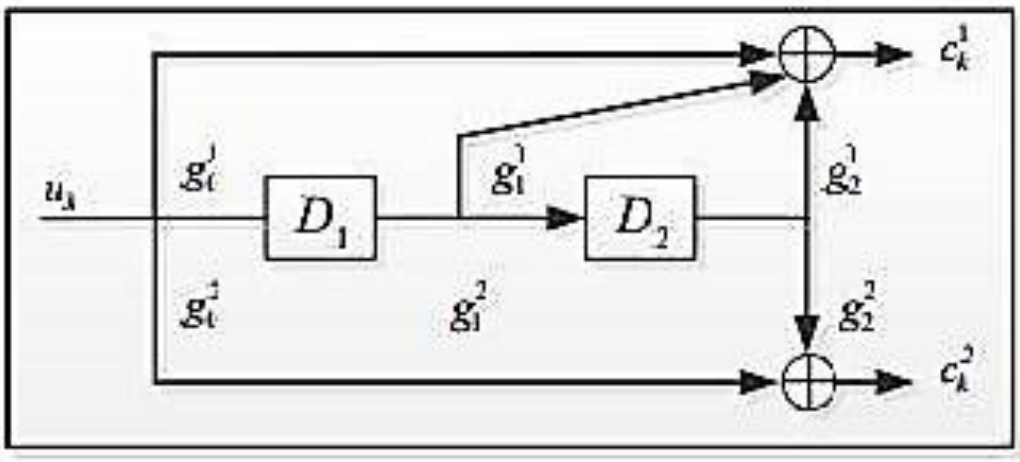
$$\mathbf{g}^{(2)} = \{\mathbf{g}_0^2, \mathbf{g}_1^2, \mathbf{g}_2^2\} = \{1,0,1\} \tag{3.9}$$

ise $G = (\mathbf{7}, \mathbf{5})_{\mathbf{8}}$

Benzer şekilde, k anındaki çıkış bitleri $(\mathbf{c}_\mathbf{k}^1, \mathbf{c}_\mathbf{k}^2)$ ile k anındaki giriş biti $\mathbf{u}_\mathbf{k}$ arasındaki bağıntı şu şekilde ifade edilebilir:

$$\boldsymbol{c}_k^1 = \sum_{i=0}^{m} \boldsymbol{g}_i^1 \, \boldsymbol{u}_{k-1} \tag{3.10}$$

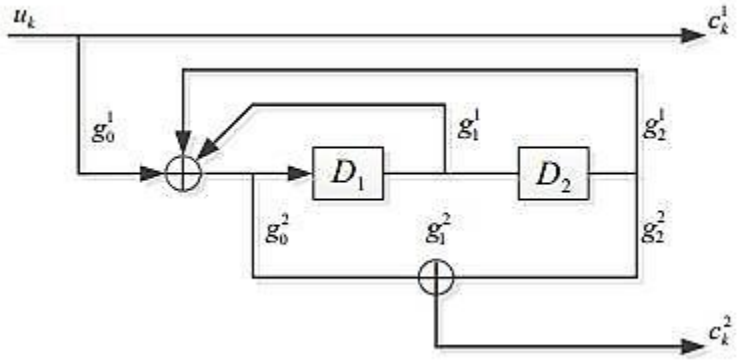
$$\boldsymbol{c}_k^2 = \sum_{i=0}^{m} \boldsymbol{g}_i^2 \, \boldsymbol{u}_{k-1} \tag{3.11}$$



Şekil 3.2. R=1/2, K=3, G=(7,5)8 şartları altında özyinelemesiz sistematik olmayan katlamalı kodlayıcının sistem modeli [8]

3.2.1.2. Özyinelemeli Sistematik Katlamalı Kodlayıcı

NSC kodlayıcısının çıkışlarından birinde geri besleme çevrimi oluşturarak kodlayıcının girişine tekrar verilmesiyle de özyinelemeli sistematik katlamalı kodlayıcı (RSC), elde edilmektedir. Sistematik özellik kazandırmak amacıyla giriş bitleri kodlayıcı çıkışlarından birine doğrudan iletilmektedir. Genelde katlamalı kodlayıcılar, NSC kodlayıcılara benzer olarak sonlu vuruş tepkesi (FIR) filtresi gibi görülse de, tam tersine RSC kodlayıcılar sonsuz vuruş tepkesi (IIR) gibi varsayılabilir.



Şekil 3.3. R=1/2, K=3, G=(1,5/7) şartları altında özyinelemesiz sistematik olmayan katlamalı kodlayıcının sistem modeli [8]

RSC kodlayıcı üretecinin sekizli formu

$$G = (1,\frac{\mathbf{g}^{(2)}}{\mathbf{g}^{(1)}}) \tag{3.12}$$

olarak gösterilebilir. Denklem (3.12)'den faydalanarak, şekil 3.3'deki RSC kodlayıcının üreteç fonksiyonu (3.13)'deki eşitlikte verilmiştir.

$\mathbf{g}^{(1)} = \{\mathbf{g}_0^1, \mathbf{g}_1^1, \mathbf{g}_2^1\} = \{1,1,1\}$

$\mathbf{g}^{(2)} = \{\mathbf{g}_0^2, \mathbf{g}_1^2, \mathbf{g}_2^2\} = \{1,0,1\}$

(3.13)

ise $G = (\mathbf{1}, \frac{\mathbf{5}}{\mathbf{7}})_{\mathbf{8}}$

RSC kodlayıcı, geri besleme döngüsüne sahip ve sistematik bir yapısının olmasından kaynaklı giriş ve çıkış bilgi bitleri arasındaki ilişki de NSC kodlayıcıya kıyasla farklı olur. $\mathbf{D_1}$ kaydırmalı kaydedicisinin girişi aşağıda verilen (3.14) eşitliğinde ifade edilmektedir.

$$\mathbf{d_k} = \mathbf{u_k} + \sum_{i=0}^{m} g_i^1 \, d_{k-1} \tag{3.14}$$

Bu bağıntı sayesinde, RSC kodlayıcısının çıkışı şu şekilde verilmektedir.

$$\mathbf{c_k^1} = \mathbf{u_k} \tag{3.15}$$

$$\mathbf{c_k^2} = \sum_{i=0}^{m} \boldsymbol{g_i^2}\ \boldsymbol{d_{k-1}} \tag{3.16}$$

RSC kodların sistematik bir yapıda olması kodların paralel bir bileşen halinde kullanılmalarını kolaylaştırsa da RSC kodların bir bileşen olarak tercih edilmelerinin asıl nedeni özyinelemeli olmalarıdır. Özyineleme özelliğinden dolayı RSC kodların çıkış kısmında, düşük ağırlıklı kod sözcüklerin oluşma ihtimali az, yüksek ağırlıklı kod sözcüklerin oluşma ihtimali yüksek olacaktır.

Örnek olarak, Şekil 3.2 ve Şekil 3.3'de verilen NSC ve RSC kodlayıcıları göz önüne alındığında, kodlayıcıların her ikisinin de giriş kısmına sekiz bit uzunluğundaki [1 0 0 0 0 0 0 0] giriş dizisi uyarlanırsa aşağıda verilen çıkışlar elde edilir.

- NSC kodlayıcı çıkışları:

$\boldsymbol{c}^{(1)}$ = [1 1 1 0 0 0 0 0]

$\boldsymbol{c}^{(2)}$ = [1 0 1 0 0 0 0 0]

- RSC kodlayıcı çıkışları:

$\boldsymbol{c}^{(1)}$= [1 0 0 0 0 0 0 0]

$\boldsymbol{c}^{(2)}$= [1 1 1 0 1 1 0 1]

Elde edilen çıkış dizilerinden de görüleceği gibi, NSC kodlayıcının çıkışında meydana gelen kod dizsinin Hamming ağırlığı 5 iken, aynı kod kelimesinin Hamming ağırlığı RSC kodlayıcı çıkışında 7 olmaktadır [9,10].

3.2.2. Reed – Solomon (RS) Kodları

3.2.2.1. Reed – Solomon Kodlarının Tanımı

İkili olmayan BCH kodlarının bir alt kümesi olan Reed-Solomon (RS) kodları, çevrimsel kodlar olup 1960 yılında Reed ve Solomon tarafından ortaya çıkmıştır [9]. Sabit k ve n değerlerinde RS kodları en yüksek minimum Hamming uzaklığına sahiptir. p bir asal sayı, q, p'nin herhangi bir kuvveti, s ile t ise rasgele iki tamsayı olacak şekilde, parite kontrol sembolü n-k=2st adet, blok uzunluğu n=$\boldsymbol{q^s - 1}$ olan ikili olmayan bir BCH kodu mevcuttur [10]. Bu BCH kodunun, 2st parite kontrol sembolü

sayesinde t veya daha düşük sayıda hatalı sembolü düzeltme becerisi vardır. GF(2)'nin elemanı, ikili BCH kodların üreteç polinomunun katsayıları, GF($\boldsymbol{q^s}$) 'in elemanı, ikili olmayan BCH kodların üreteç polinomunun katsayıları ve α,$\boldsymbol{\alpha^2}, .., \boldsymbol{\alpha^{2t}}$ ifadesi ise üreteç polinomun kökleridir. $\boldsymbol{\phi_i}$(X), $\boldsymbol{\alpha^{i'}nin}$ minimal polinomu olması şartıyla üreteç polinomu;

g(X) = OKEK{$\boldsymbol{\phi_1}$(X) , $\boldsymbol{\phi_2}$(X),…..,$\boldsymbol{\phi_{2t}}$(X) } (3.1) (3.17)

şeklindedir. g(X)'in derecesi polinomun her birinin derecesi s ya da daha az olduğundan dolayı 2st olabilmektedir. Bu sebeple, g(X) tarafından üretilen kod, 2st parite kontrol sembolüne sahip olmaktadır. RS kodları, s=1 seçilerek ikili olmayan BCH kodları içerisinde üretilir. RS kodunun hata düzelten parametreleri;

Blok uzunluğu : n = q -1

Parite kontrol bit sayısı : n - k = 2.t (3.18)

Minimum uzaklık : $\boldsymbol{d_{min}}$= 2t + 1

olarak ifade edilmektedir. Minimum Hamming mesafesinin daima parite kontrol sembolü sayısından bir fazla oluşu RS kodlarının önemli bir özelliğidir. $\boldsymbol{\alpha^i}$ GF(q = $\boldsymbol{p^m}$) ϕ(X)'in bir kökü ve sıfır haricindeki bir eleman olma koşuluyla t hata gideren ilkel RS kodunun üreteç polinomu;

g(X) = (X+α)(X+$\boldsymbol{\alpha^2}$)…….(X+$\boldsymbol{\alpha^{2t}}$) (3.19)

= $\boldsymbol{g_0}$+$\boldsymbol{g_1}$X+$\boldsymbol{g_2X^2}$+……+$\boldsymbol{g_{2t-1}X^{2t-1}}$+$\boldsymbol{X^{2t}}$

ile gösterilmektedir. $\mathbf{g}_{\boldsymbol{i}}$'ler GF(q=$\boldsymbol{p^m}$)'nin elemanıdır ve α, $\boldsymbol{\alpha^2}$, ..., $\boldsymbol{\alpha^{2t}}$, g(X)'in kökleridir. Burada, g(X)'in derecesi en çok 2t'dir. (n , n-2t) kodu g(X) tarafından üretilmektedir.

3.2.2.2. Kodlama

k = n-2t olmak üzere, kodlanacak bilgi sözcüğü,

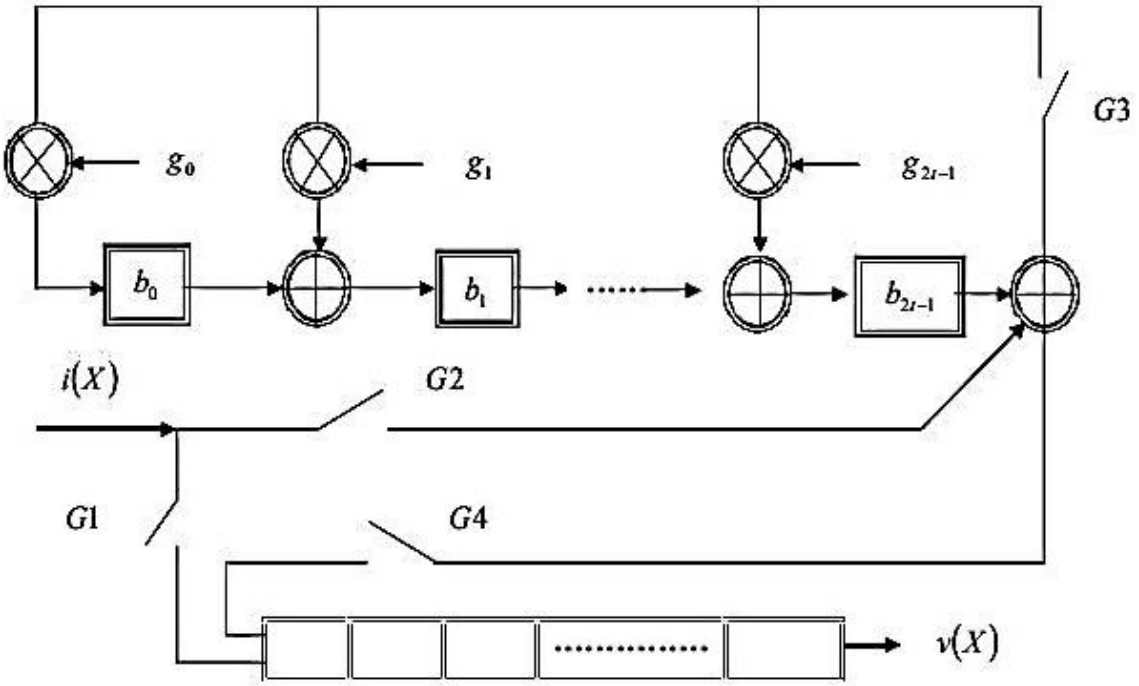
i(X)= $\boldsymbol{i_0}$ + $\boldsymbol{i_1}$X+$\boldsymbol{i_2X^2}$+……+$\boldsymbol{i_{k-1}X^{k-1}}$ (3.20)

şeklindedir. RS kod sözcükleri, k sembollük bilgi sözcüğü olan i(X)'in g(X) ile çarpılmasıdan oluşmaktadır. Ancak oluşan kod sözcüğü, sistematik yapıda değildir. Yalnızca GF($\boldsymbol{p^m}$) içinde g(X)'e tam bölünebilen sözcüklerin RS kod sözcükleri olabileceğine dikkat edilirse kodlama, bir bölme işlemiyle sağlanabilir. i(X), $\boldsymbol{X^{2t}}$ ile

çarpılıp g(X)'e bölündüğünde kalan b(X), $\boldsymbol{X^{2t}}$i(X) ifadesine eklendiği taktirde oluşan polinom g(X)'e tam bölünür ve bu polinomla ifade edilen kod sözcüğü v(X), sistematik yapıdadır [9,10].

$$b(X) = \boldsymbol{X^{2t}} i(X) \bmod g(X) \tag{3.21}$$

Bu işlemle i(X) 2t kadar ötelenip, i(X)'in g{X)'e bölümünden kalan eklenerek kod sözcük oluşturulur. Bu işlemi gerçekleştiren bir devrenin blok diyagramı Şekil 13. de verilmiştir.



Şekil 3.4. Reed – Solomon kodlayıcı devrenin blok diyagramı

Bu devrede 2t adet yazıcı eleman bulunmaktadır. Toplama ve çarpma işlemleri GF($\boldsymbol{p^m}$) üzerinde yapılır. i(X) sözcüğünü kodlamak için önce G1.G2 ve G3 anahtarları kapanır, G4 anahtarı açılır ve i(X) sözcüğü kanala verilir. i(X) bilgi sözcüğü iletim kanalına girdiği anda bölme işlemi bitmiş ve parite kontrol sembolleri yazıcılarda saklanmıştır. G1, G2 ve G3 anahtarları açılır ve G4 anahtarı kapanır ve parite kontrol sembolleri kanala verilir. Tüm semboller kanala girdiğinde kodlama işlemi bitmiştir. Bütün yazıcılara sıfır değeri yüklenir ve devre yeni bilgi sözcüklerinin kodlanmasına hazır duruma getirilir.

3.2.2.3. Kod Çözme

İkili BCH kodlarında ve doğrusal blok kodlarda hata belirtecinin hesabıyla kod çözme işlemi başlar. Hata belirtecinin hesaplanmasından sonra hata bölgeleri tespit edilip hatalı bitler giderilir. Bu nedenle İkili olmayan BCH kodlarında yani dolaylı olarak RS kodlarında da kod çözme işlemindeki ilk olarak hata belirteci hesabı yapılmaktadır. Ancak hata bölgelerinin tespit edilmesinden sonra hata değerlerinin de saptanması gerekmektedir. Bunun nedeni, RS kodları bitler üzerinde çalışmaz. RS kodları, bir kaç bitten meydana gelen sözcükler üzerinde çalışırlar. RS kodlarının çözümünde izlenecek yollar sırasıyla aşağıda verilmiştir [16];

1. Hata belirtecinin hesaplanması
2. Hata yerini polinomunun s (X)‘n tespit edilmesi
3. s (X)‘in kökleri olan hata bölgelerinin tespit edilmesi
4. Hata değerlerinin hesaplanması
5. Hatalı sözcüklerin giderilmesi

Hata belirteçlerinin hesaplanmasında yalnızca tek bir yöntemden yararlanılırken hata yeri polinomunun tespit edilmesinde birden fazla yöntemden yararlanılabilmektedir.

3.2.2.4. Hata Belirteci Hesabı

İletilen kod sözcüğü v(X) , alınan sözcüğü r(X) olmak şartıyla kanal tarafından üretilen gürültü e(X),

$$v(X) = \boldsymbol{v_0}+\boldsymbol{v_1}X+\ldots+\boldsymbol{v_{n-1}}\boldsymbol{X^{n-1}}$$

$$r(X) = \boldsymbol{r_0}+\boldsymbol{r_1}X+\ldots+\boldsymbol{r_{n-1}}\boldsymbol{X^{n-1}} \qquad (3.22)$$

$$e(X) = r(X)+ v(X) = \boldsymbol{e_0}+\boldsymbol{e_1}X+\ldots+\boldsymbol{e_{n-1}}\boldsymbol{X^{n-1}}$$

olarak tanımlanır.

Şekil 14’te Reed Solomon kod çözücü devrenin blok diyagramı verilmektedir.

(3.22) ifadesinde $\boldsymbol{e_i} = \boldsymbol{r_i} + \boldsymbol{v_i}$ ile bellidir ve alınan sözcüğün ilgili yerinde oluşan hata değerini göstermektedir. Hata sözcüğü e(X), $\boldsymbol{X^{j_1}}, \boldsymbol{X^{j_2}},\ldots, \boldsymbol{X^{j_v}}$ olacak şekilde toplam v bölgede hata üretmişse $0 \leq \boldsymbol{j_i} \leq$ n -1 olacak şelilde, hata polinomu,

$$e(X)= \boldsymbol{e_{j_1}}\boldsymbol{X^{j_1}} + \boldsymbol{e_{j_2}}\boldsymbol{X^{j_2}} + \cdots + \boldsymbol{e_{j_v}}\boldsymbol{X^{j_v}} \qquad (3.23)$$

(3.23)’deki eşitlikteki gibi bulunmaktadır. Hatanın giderilebilmesi için hata kısımları $\mathbf{X}^{j_i}$’ler ve hata değerleri $\boldsymbol{e_{j_i}}$’ler bilinmelidir. BCH kodlarında olduğu gibi l = 1,2,.....v olmak üzere,

$$\boldsymbol{\beta_l} = \boldsymbol{\alpha_{j_1}} \qquad (3.24)$$

tanımlanır ise hata belirteçleri (3.25)'de verilen eşitlikler ile hesaplanabilir.

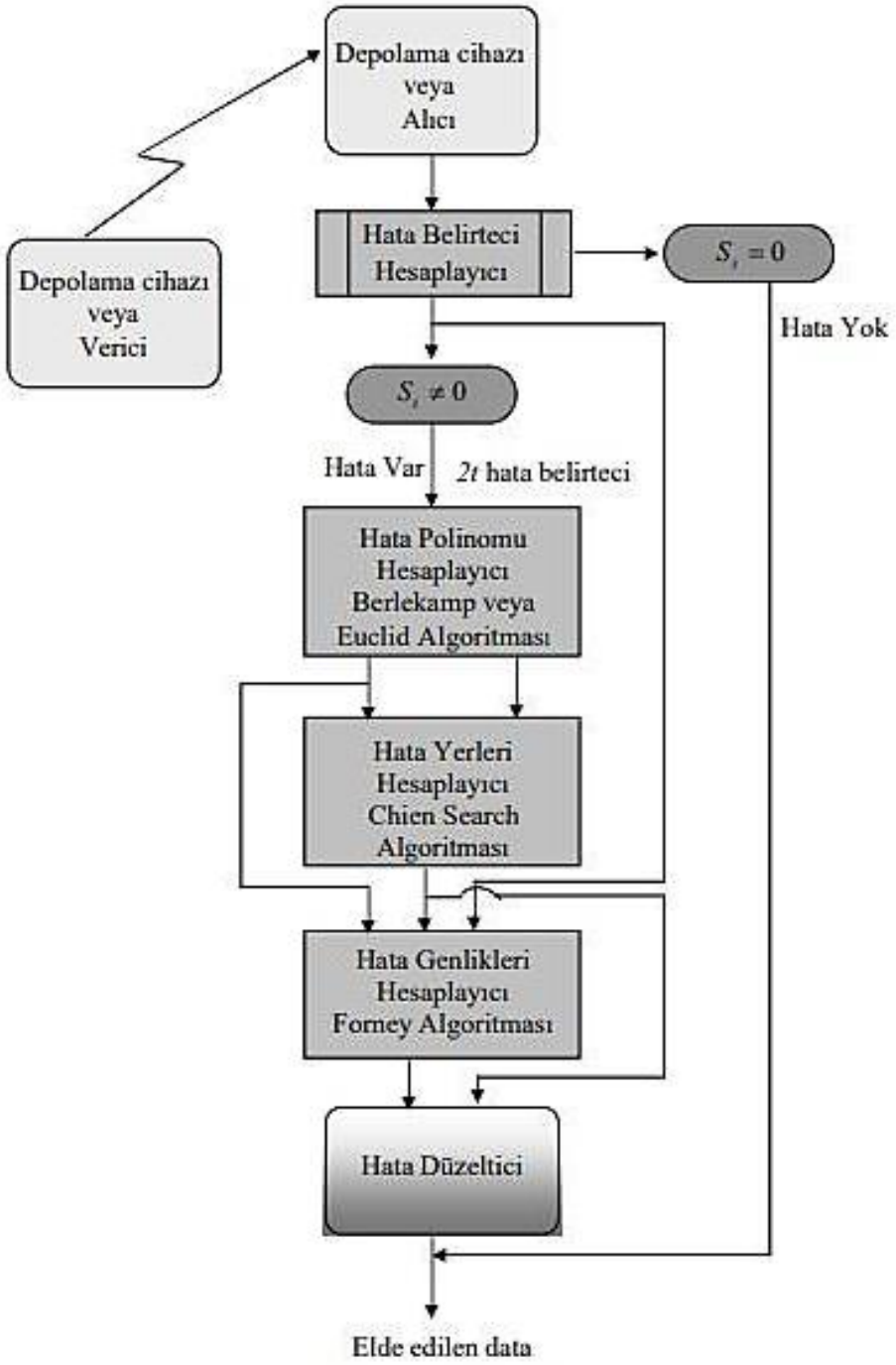
$$\boldsymbol{S_1}=r(\alpha)=\boldsymbol{e_{j_1}\beta_1}+\boldsymbol{e_{j_2}\beta_2}+\ldots\ldots\ldots+\boldsymbol{e_{j_v}\beta_v}$$

$$\boldsymbol{S_1}=r(\boldsymbol{\alpha^2})=\boldsymbol{e_{j_1}\beta_1}^{\boldsymbol{2}}+\boldsymbol{e_{j_2}\beta_2}^{\boldsymbol{2}}+\ldots\ldots\ldots+\boldsymbol{e_{j_v}\beta_v}^{\boldsymbol{2}}$$

.. (3.25)

..

$$\boldsymbol{S_1}=r(\boldsymbol{\alpha^2})=\boldsymbol{e_{j_1}\beta_1}^{\boldsymbol{2}}+\boldsymbol{e_{j_2}\beta_2}^{\boldsymbol{2}}+\ldots\ldots\ldots+\boldsymbol{e_{j_v}\beta_v}^{\boldsymbol{2}}$$



Şekil 3.5. Reed – Solomon kod çözücü devrenin blok diyagram [16]

Alınan sözcükteki hata sayısı t ise (3.25) eşitlikleri (3.26) ile tanımlanabilir.

$$\boldsymbol{S_k} = \sum_{i=1}^{t} \boldsymbol{e_{j_i}} \boldsymbol{\beta_i^k} \tag{3.26}$$

Kod çözme işlemindeki amaç, (3.26)'da ifade edilen hata belirteçlerini üreten maksimum t hatadan oluşan hata dizisini bulmaktır.

4. BÖLÜM

PERFORMANS ANALİZİ

4.1. Giriş

Benzetim analizi üç bölümden oluşmaktadır. Birinci kısımda AWGN simülasyonlarını, ikinci kısımda Tablo 4.1'deki çok yollu optik iç ortam kanal dürtü cevabı (Optical Channel Impulse Response, OCIR) değerlerinden düz sönümlemeli LOS kanal simülasyonları, ve ilerleyen bölümde yer alan PAPR simülasyonları yapılmaktadır. Tüm simülasyonlarda M-CSK modülasyonları için Flip-OFDM ve klasik VLC-OFDM dalga formları ile M-QAM modülasyonunu kullanan Flip-OFDM [6] dalga formu karşılaştırılmaktadır. Tüm yöntemlerde 64 alt taşıyıcı ve 128 noktalı FFT kullanılmıştır.

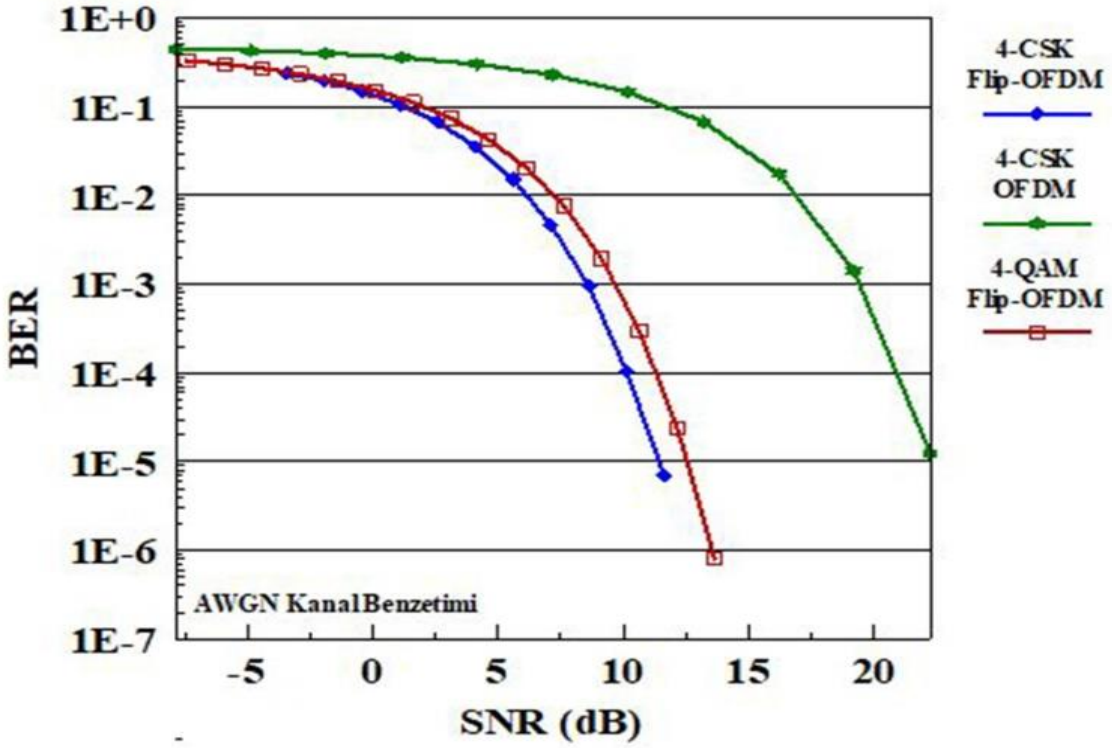
Tablo 4.1. 5 dallı optik kanal dürtü yanıtı [19]

Dal Numarası	Optik Kanal Dürtü Yanıtı
0	4.825E-5
1	6.030E-5
2	7.068E-5
3	7.673E-5
4	7.714E-5

4.2. AWGN Kanal Simülasyon Analizi

Benzetim çalışmalarında öncelikle, M-CSK modüleli klasik VLC-OFDM, M-QAM modüleli Flip-OFDM [2] ve M-CSK modüleli Flip-OFDM dalga formlarının AWGN kanalda SNR'a karşın BER performansları analiz edilmiştir. 1000 Monte Carlo ile ilgili dalga formlarında 1000 paket veri kullanılmıştır. Şekil 4.1'de bu çalışmada

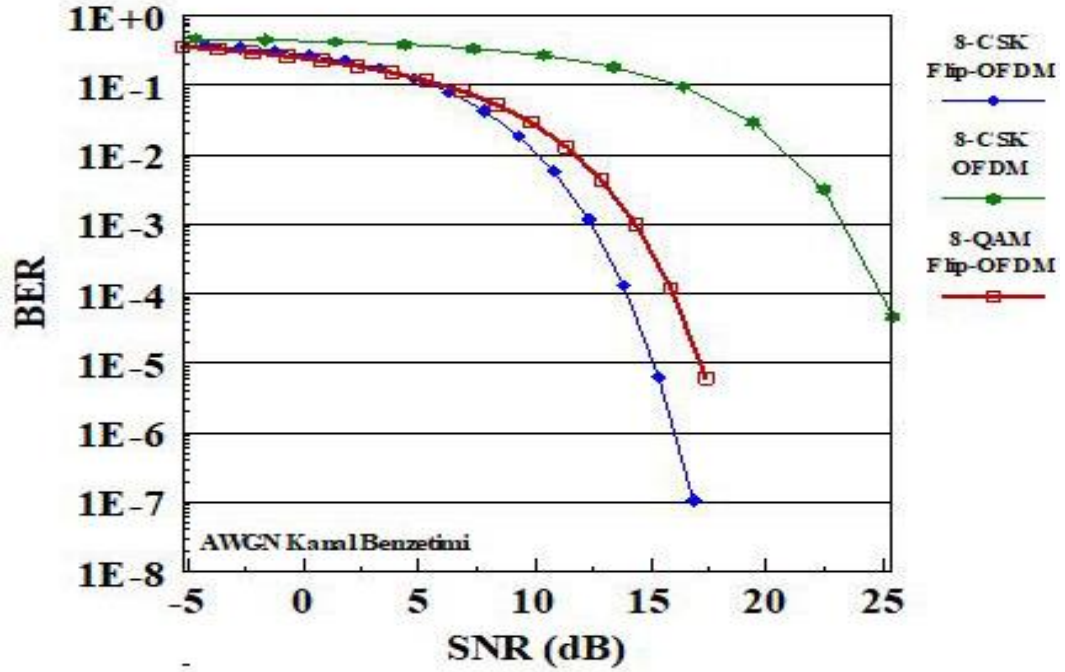
kullanılan dalga formalarının AWGN kanalda 4-CSK ve 4-QAM modülasyonu için bit hata oranı analizleri yapılmış ve karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.



Şekil 4.1. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması

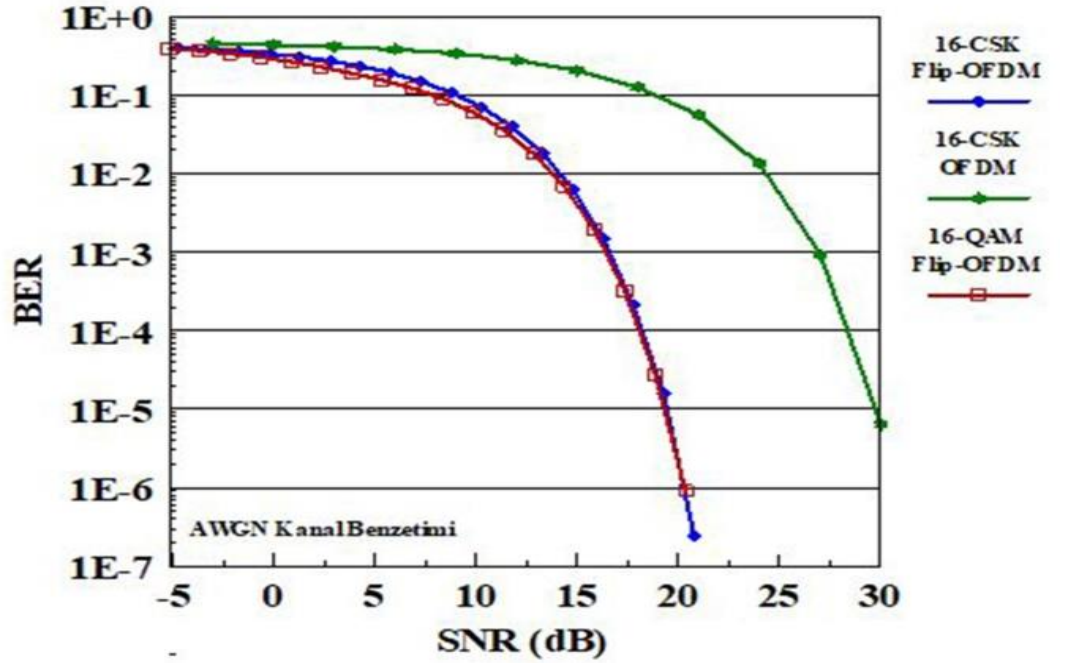
Şekil 4.1 incelendiği zaman, önerilen 4-CSK Flip-OFDM tekniğinin en iyi sonucu verdiği ve 1E-5 BER seviyesi için klasik 4-CSK-VLC-OFDM'e karşı yaklaşık 10.5 dB SNR ve Flip-OFDM'e karşıda yaklaşık 1 dB SNR iyileştirmesi sağladığı görülmektedir.

Şekil 4.2'de bu çalışmada kullanılan dalga formlarının AWGN kanalda 8-CSK ve 8-QAM modülasyonu için elde edilen BER-SNR performanslarının karşılaştırılması verilmektedir. Şekil 4.2 incelendiği zaman, önerilen 8-CSK Flip-OFDM tekniğin her iki yöntemi de geçerek 1E-4 BER seviyesi için klasik 8-CSK-VLC-OFDM'e karşı başarım farkı korunmaktadır. Öte yandan Flip-OFDM'e karşıda yaklaşık 2.5 dB SNR iyileştirmesi sağladığı görülmektedir.



Şekil 4.2. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması

Şekil 4.3'te bu çalışmada dikkate alınan dalga formlarının AWGN kanalda 16-CSK ve 16-QAM modülasyonu için SNR 'a karşın BER değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.3. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması

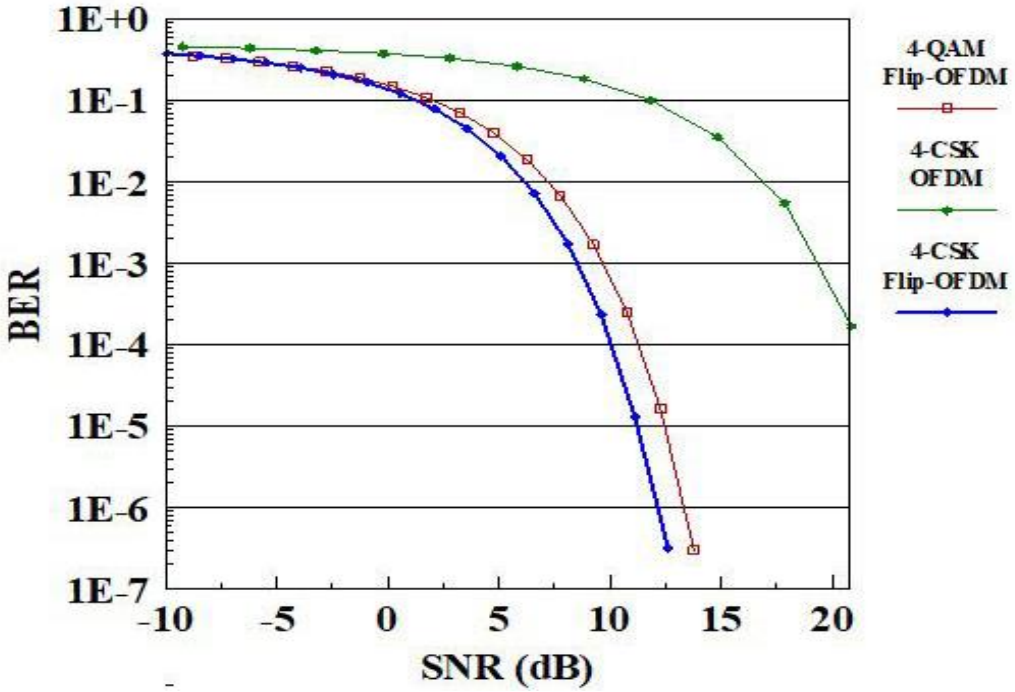
Şekil 4.3 incelendiği zaman, önerilen 16-CSK Flip-OFDM ile 16-CSK VLC-OFDM yöntemleri arasındaki başarım farkı korunmaktadır. Ancak, önerilen 16-CSK

Flip-OFDM ile 16-QAM Flip-OFDM dalga formlarının yaklaşık olarak aynı performansı sağladığı görülmektedir.

4.3. Düz Sönümlü Optik LOS Kanal Simülasyon Sonuçları

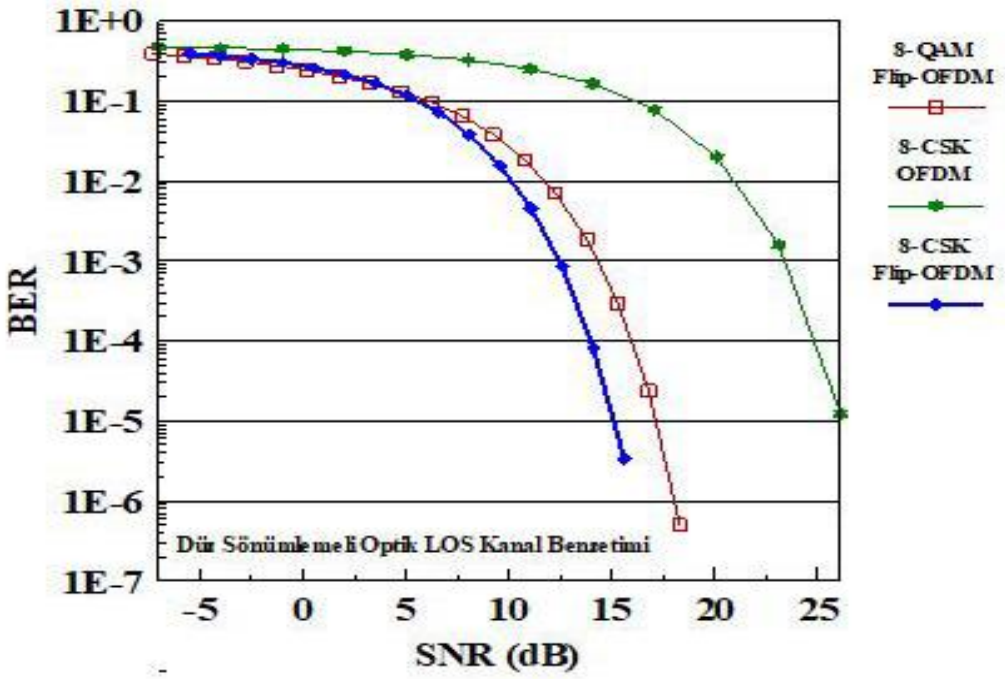
Analizlerin ikinci bölümünde Tablo 4.1'de yer alan kanal cevabı değerlerinden düz sönümlemeli LOS kanal parametrelerinden tek dalın dürtü cevabı kullanılmıştır. Analizler 1000 Monte Carlo için 1000 veri paketi ile tamamlanmıştır. Şekil 4.4'de ilgili yöntemlerin düz sönümlemeli optik LOS kanalda 4-CSK ve 4-QAM modülasyonu için elde edilen bit hata oranı analizleri verilmiştir.

Şekil 4.4'e bakıldığında, AWGN kanal ile LOS kanalın benzer sonuçlar verildiği görülmüştür. Bunun sebebi, düz sönümlemeli LOS kanallarda [5] vericiyle alıcının birbirlerini görmesi ve aralarında kısa mesafe kullanılmasıdır.



Şekil 4.4. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması

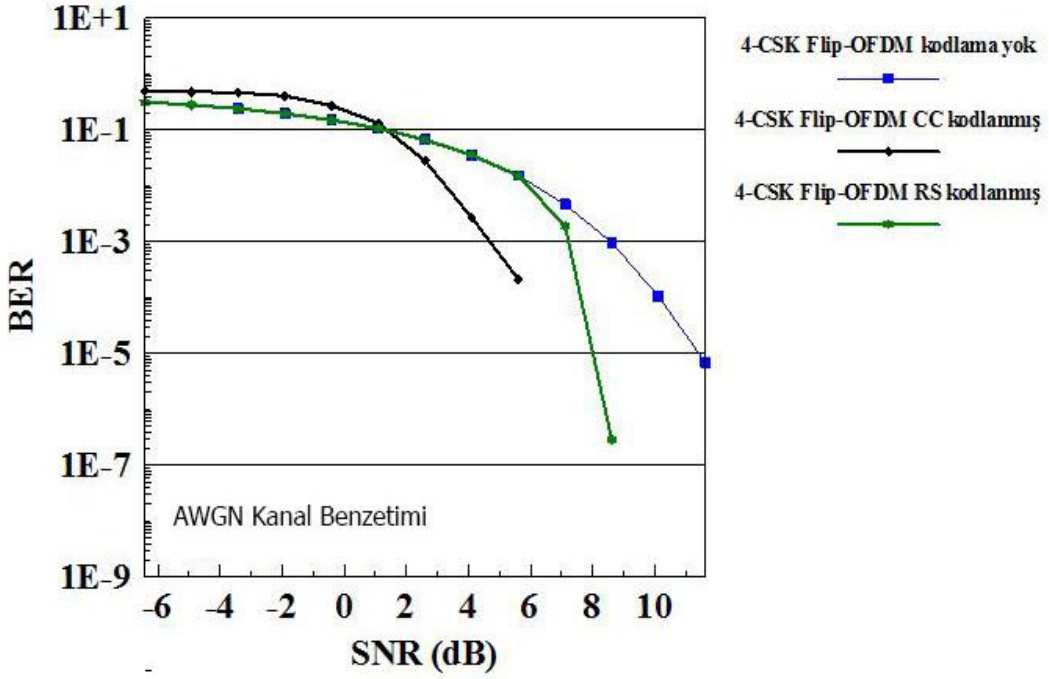
Şekil 4.5'de ilgili sistemlerin düz sönümlemeli optik LOS kanalda 8-CSK ve 8-QAM modülasyonu için elde edilen bit hata oranı değişimi verilmiştir.



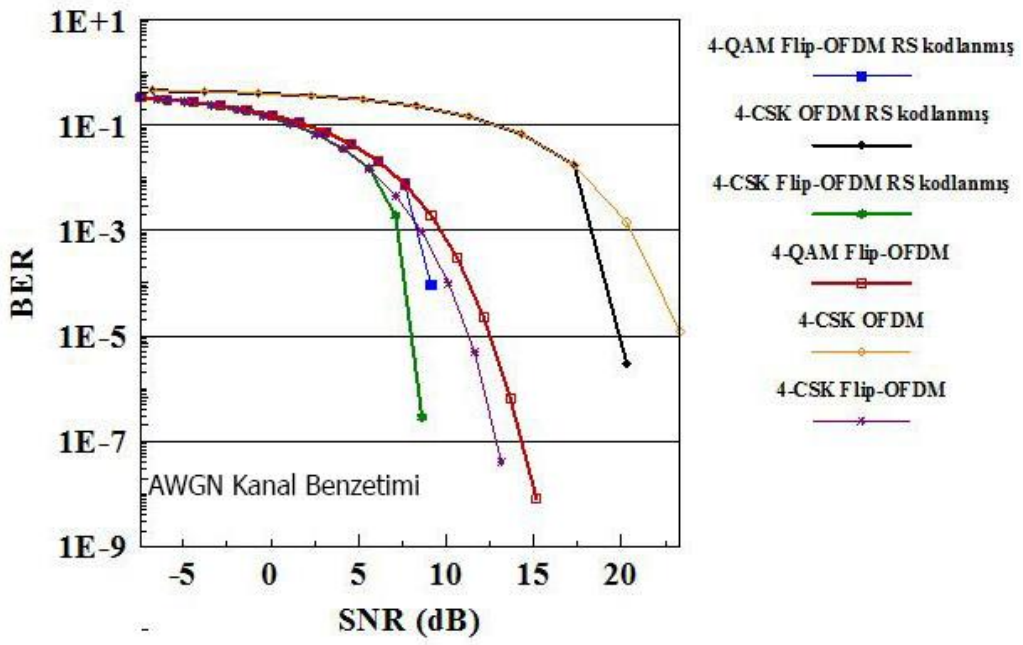
Şekil 4.5. M-CSK Flip-OFDM yönetimi ile klasik yöntemlerin BER karşılaştırması

Şekil 4.5 incelendiğinde, 8-CSK Flip OFDM sistem ile, klasik metotlara göre (8-CSK OFDM) ve 8-QAM Flip OFDM'e göre daha düşük hata oranları elde edildiği gözlenmektedir.

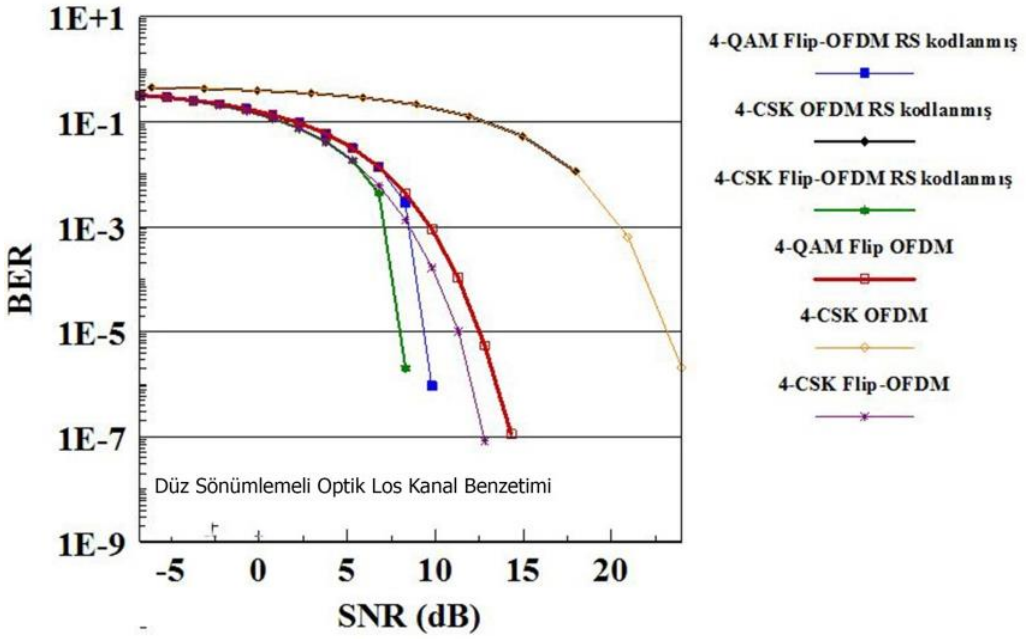
4.4. CC ve RS Kanal Kodlayıcılar ile Sistemin Performans Analizi



(a)



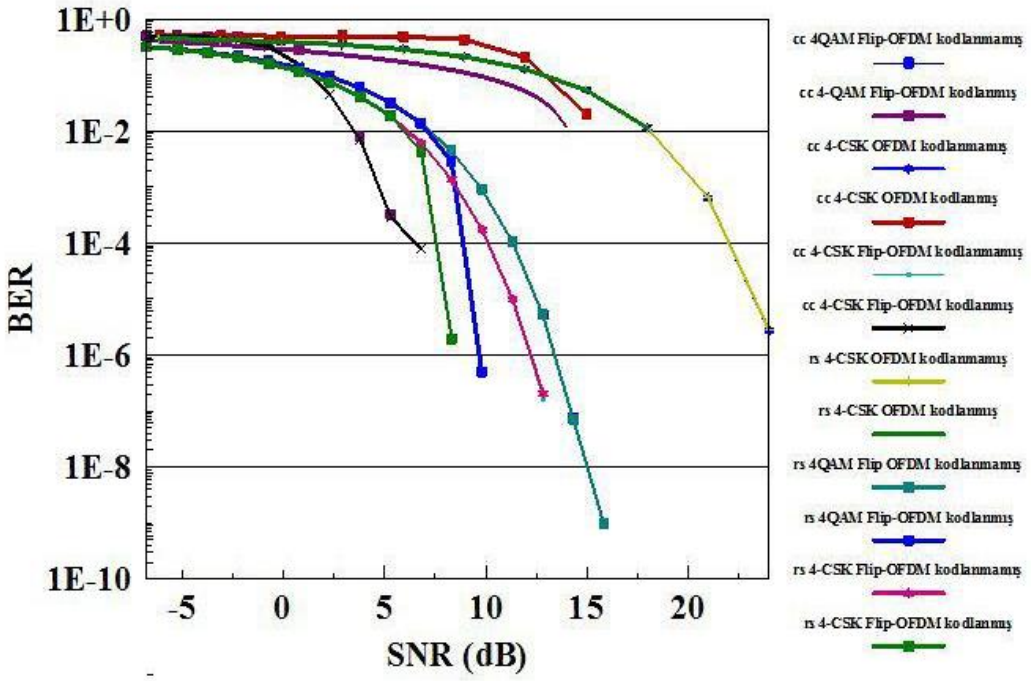
(b)



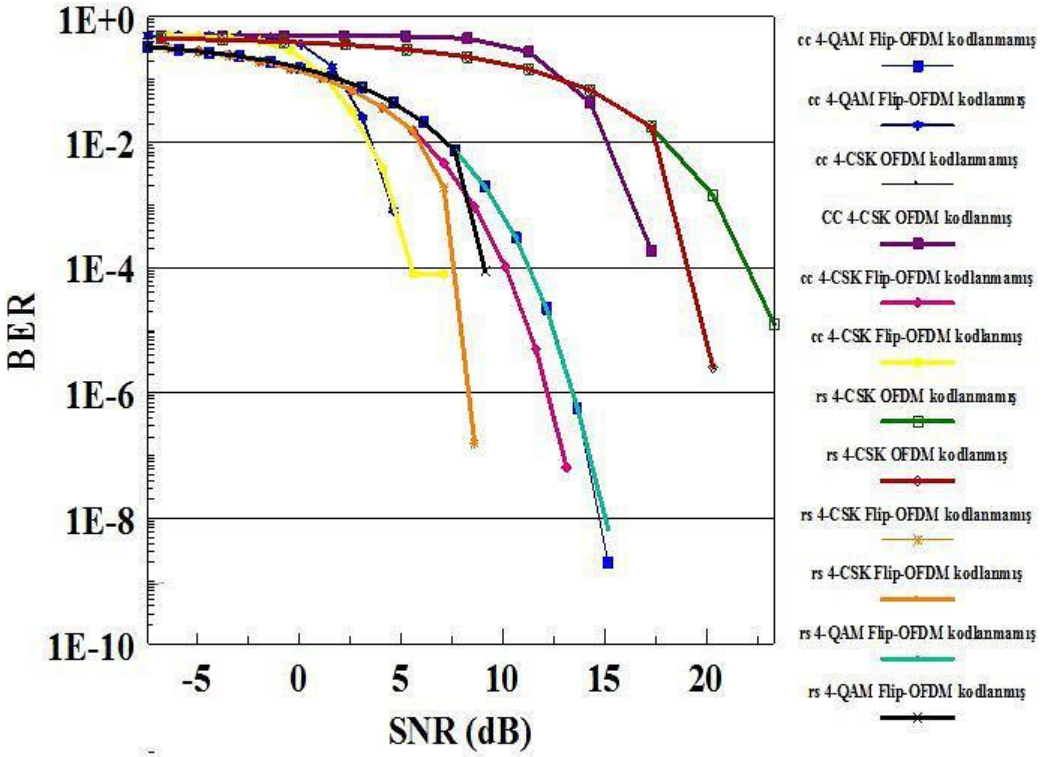
(c)

Şekil 4.6. Kodlanmamış ve kodlanmış performanslar (a): AWGN kanalda kodlanmış ve kodlanmamış dalga formları için BER analizi, (b): AWGN kanalda QAM modulasyonu ile BER analizi, (c): Düz Sönümlemeli Optik Los kanalda kodlanmış ve kodlanmamış dalga formları için BER analizi

Konvolüsyon kodlamada (CC), kafes yapısı ile kod çözme amacıyla Viterbi algoritması kullanılmıştır. CSK demodülasyonunda ise. 0 veya 1 ikili değerleri, sabit kod çözme tarafından kullanılmıştır. CC kodlama yapıldığında incelenen dalga formu, RS kodlamasında viterbi bitlerinden daha fazla veri içerdiğinden, bu yapı ile yapılan analiz sonuçları ile RS kodlamasına yakın BER iyileştirmesi sağlanmıştır.

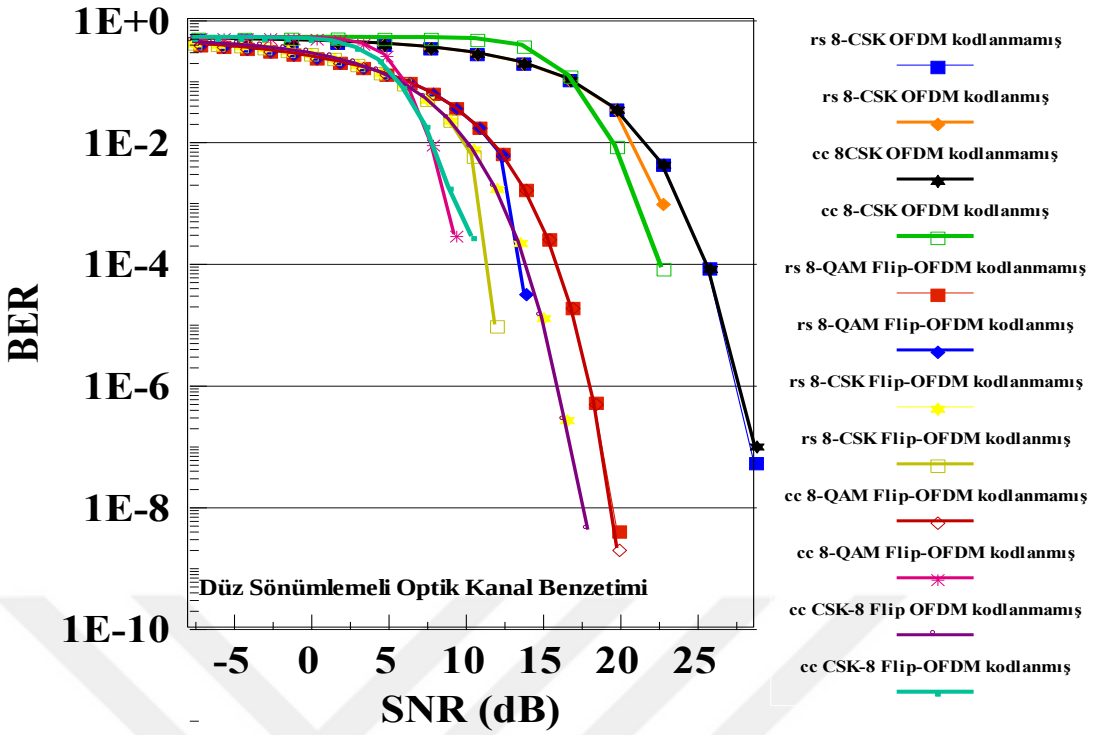


(a)

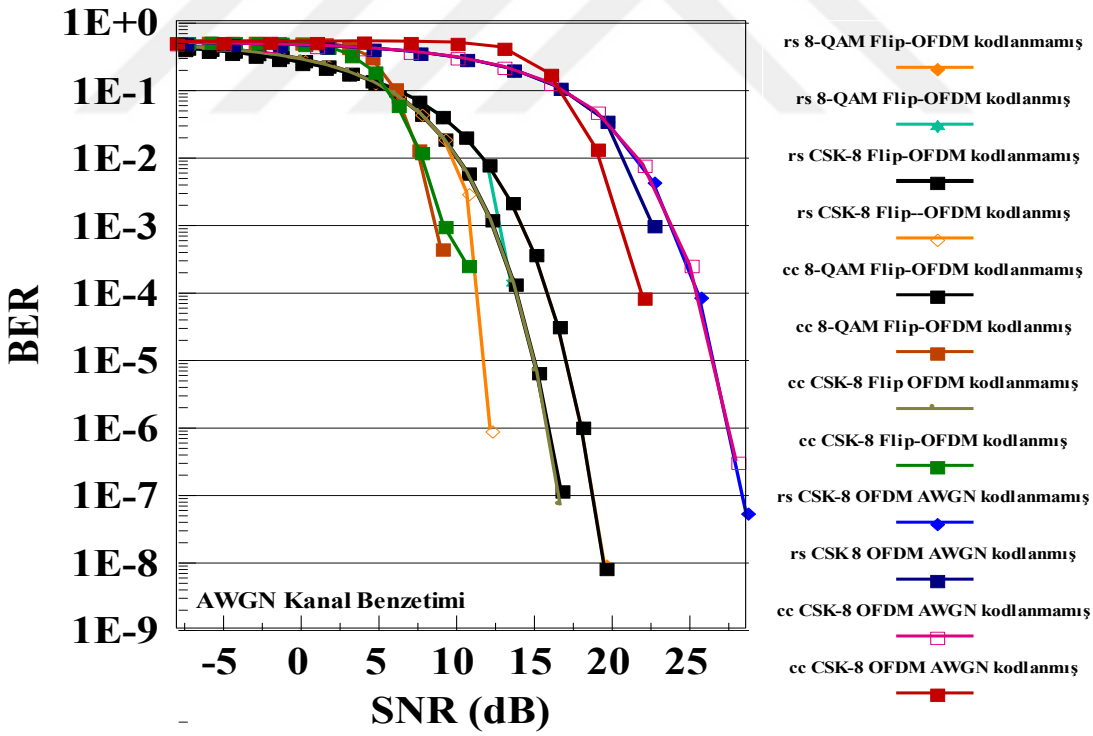


(b)

Şekil 4.7. 10000 iterasyon için 4-QAM, 4-CSK OFDM ve 4-CSK-FLIP OFDM sonuçları, (a):Düz Sönümlemeli Optik Los kanal, (b): AWGN kanal



(a)



(b)

Şekil 4.8. 10000 iterasyon için 8-QAM, 8-CSK OFDM ve 8-CSK-FLIP OFDM sonuçları, (a):Flat kanal, (b): AWGN kanal

Şekil 4.6 (b) ve Şekil 4.6 (c) sırasıyla AWGN kanalında ve Flat kanalda Flip-OFDM ve CSK-OFDM için BER performansını göstermektedir. 10^{-5} BER tabanı dikkate alındığında, AWGN kanalında yaklaşık 13dB, Flat kanalda ise yaklaşık 17dB SNR kazancına ulaşılmaktadır.

Genel olarak kodlanmış ve kodlanmamış sistem sonuçları sırasıyla artan modulasyon order (M=4 ve M=8) için Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de verilmiştir.

Bu aşamada çalışmaya Reed–Solomon code (RS) ile Convolutional Code(CC) eklenmiş olup, elde edilen sonuçlar daha önce yapılan BER analizlerinde olduğu gibi M=4 ve M=8 için M-CSK-FLIP-OFDM başarımlarında kodlanmamış dalgaformu başarımları ile karşılaştırılmaktadır. Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de verilen sonuçlar incelendiğinde, M-CSK Flip-OFDM'nin Reed Solomon kanal kodlu şema ile BER hesaplamasının, kodlanmamış sistemlere kıyasla daha iyi SNR kazancı sağladığı açıktır. RS kanal kodlayıcı kullanımı ise Şekil 4.8(a) da görüldüğü üzere, önerilen yöntemin performansını daha iyileştirmiş ve kodlamasız sistemlere göre artan modülasyon derecesinde dahi 8-QAM modülasyonunda kodlamasız dalga formu ile karşılaştırıldıüğında 10^{-4} hata tabanında 10dB SNR kazancı sağlamıştır.

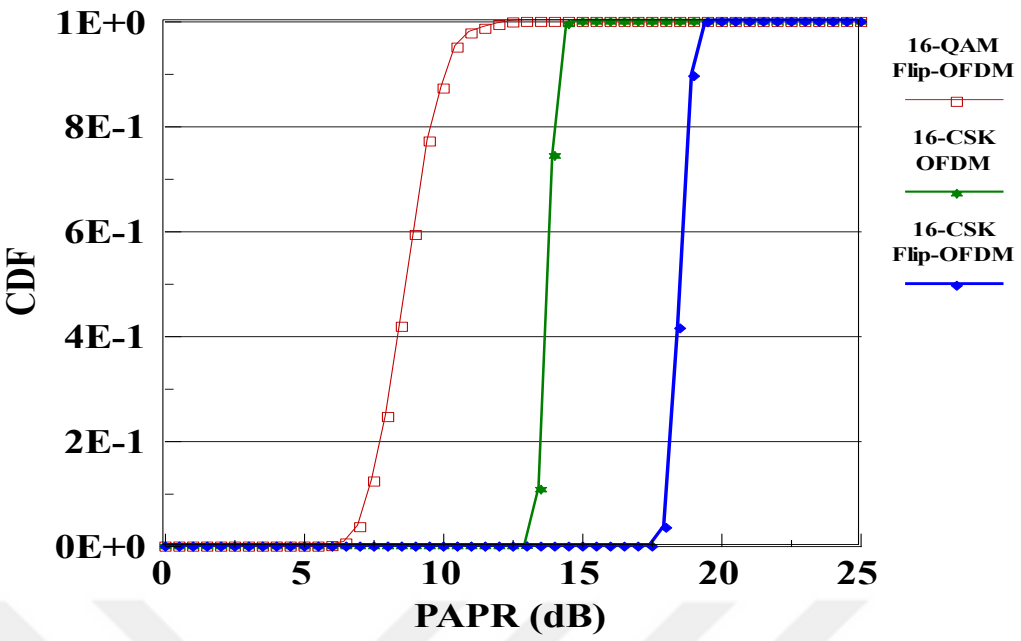
4.5. PAPR Simülasyon Sonuçları

Bu aşamada simülasyon çalışmaları VLC-OFDM, Flip-OFDM [6] ve önerilen metota ait PAPR sonuçları karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları ilgili 1000 sembol için 16-CSK ve 16-QAM modülasyonları kullanılarak elde edilmiştir.

$$PAPR_{dB} = 10\log_{10}\left[\frac{max|Z(t)|^2}{E[|Z(t)|^2]}\right] \tag{4.1}$$

Burada, $Z(t)$ gönderilen sinyal $E[]$ ise istatistiksel ortalamayı göstermektedir. Bu çalışmada, PAPR başarımları, PAPR'ın kümülatif dağılım fonksiyonu (Cumulative Distribution Function, CDF) ile hesaplanmaktadır. $PAPR_0 > 0$ referans seviyesi göz önüne alındığında, $PAPR_{dB}$'nin referans değerinden daha yüksek olması olasılığı CDF ile belirlenir ve aşağıda verilen Eşitlik (4.2)'deki gibi ifade edilir:

$$CDF(PAPR_0) = Pr\{PAPR_{dB} > PAPR_0\} \tag{4.2}$$



Şekil 4.9. Klasik VLC-OFDM, Flip-OFDM ve önerilen M-CSK Flip-OFDM yöntemlerinin 16-CSK ve 16-QAM modülasyonları için PAPR başarımlarının karşılaştırılması.

Şekil 4.9 incelendiğinde, en iyi performansın 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı Flip-OFDM ile ve en kötü performansın ise önerilen 16-CSK Flip-OFDM yöntemi ile elde edildiği görülmektedir. Elde edilen sonuçlardan PAPR başarımlarında önerilen tekniğin performansının BER performansı kadar iyi olmadığı gözlenmiştir. Bu durumda ödünleşim problemi ortaya çıkmaktadır.

5. BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, optik kablosuz iletişim sistemleri için Flip-OFDM'in titreşim problemi olmayan M-CSK modülasyonu ile birleştirilen yeni bir yöntem kullanılmlıştır. Önerilen M-CSK Flip-OFDM yöntemi ile klasik VLC-OFDM ve Flip-OFDM [7] yöntemleri BER-SNR ve PAPR performans ölçütleri üzerinden karşılaştılması yapılmış olup öerilen teknikle 10^{-5} BER seviyesi için Flip-OFDM'den yaklaşık olarak 2.5 dB ve klasik OFDM'den de yaklaşık olarak 10.5 dB daha fazla SNR kazancı elde edilmesi çalışmayı ilgi çekici hale getirmiştir. Önerilen CSK-Flip OFDM sistem, RS kodlama ile, QAM-OFDM ve QAM-FLIP-OFDM sistemlerinden kodlamasız sisteme göre yaklaşık 13dB ile 17dB kadar SNR kazancı sağladığı ortaya konulmuştur. PAPR başarımlarında en iyi performansın 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı Flip-OFDM ile ve en kötü performansın ise önerilen 16-CSK Flip-OFDM yöntemi ile elde edildiği görülmektedir. Dolayısıyla önerilen yöntemin yeni nesil optik iletişim teknolojilerinde umut verici bir yaklaşım olacağı düşünülmektedir.

KAYNAKÇA

[1] Bilbay, Ö., Cengiz, C., Akıllı, A. H., Sert, S., Özen, A. 2020. Improving the Performance of Flip OFDM Systems for Visible Light Communication Systems, pp. 1-4. *2020 28th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU),* October 5-7, 2020. Gaziantep.

[2] Durukan, F., Güney, B. M., Özen, A. 2019. Performance analysis of color shift keying systems in AWGN and color noise environment, pp. 1-4. *2019 27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU),* April 24-26, 2019, Sivas.

[3] IEEE-SA. 2011. IEEE Std 802.15. 7-2011-IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light, 1-309.

[4] Monteiro, E., Hranilovic, S. 2014. Design and implementation of color-shift keying for visible light communications. **Journal of Lightwave Technology, 32**(10), 2053-2060.

[5] Fişne, A., **"**Görünür Işık Haberleşimesinde Kırpma Gürültüsünün Analizi**",** Doktora Tezi, 2015.

[6] Rakhi, K. J., Jayakumari, J. 2017. Design of flip-OFDM system for optical wireless communication, pp. 1-4. *2017 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT),* April 20-21, 2017, Kollam..

[7] Tekin, M., Savaşcihabeş, A., Ertuğ, Ö. 2021. M-CSK-Flip OFDM for Visible Light Communication Systems, pp. 106-109. *2021 44th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP),* July 26-28, 2021, Brno.

[8] Tuğcu, E., "Kablosuz Haberleşme İçin Kanal Karşılama Filtresi Tabanlı Yeni Bir Kör Kanal Denkleştirme Yöntemi", Doktora Tezi, 2014.

[9] Uryvsky, L. A., Pieshkin, A. M. 2016. The Reed-Solomon codes analysis technique on the optimum block codes ground in the channel with white noise, pp. 1-3. *2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo),* September 11-16, 2016, Kiev.

[10] Wicker, S.B., Bhargava, V.K., 1994. Soft Decision Decoding of Reed-Solomon Codes, pp.108-124. *Reed-Solomon Codes and Their Applications,* November 2000, IEEE.

[11] Le Minh, H., O'Brien, D., Faulkner, G., Zeng, L., Lee, K., Jung, D., Won, E. T. 2009. 100-Mb/s NRZ visible light communications using a postequalized white LED. **IEEE Photonics Technology Letters, 21**(15), 1063-1065.

[12] Armstrong, J., Schmidt, B. J. 2008. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN. **IEEE communications letters, 12**(5), 343-345.

[13] Fernando, N., Hong, Y., Viterbo, E. 2011. Flip-OFDM for optical wireless communications. pp. 5-9. *2011 IEEE information theory workshop,* October 16-20, 2011, Paraty.

[14] Fernando, N., Hong, Y., Viterbo, E. 2012. Flip-OFDM for unipolar communication systems. **IEEE Transactions on Communications, 60**(12), 3726-3733.

[15] Huang, N., Wang, J. B., Pan, C., Wang, J. Y., Pan, Y., Chen, M. 2015. Iterative receiver for flip-OFDM in optical wireless communication. **IEEE Photonics Technology Letters, 27**(16), 1729-1732.

[16] Viterbi, A. J., Omura, J. K. 2013. Principles of Digital Communication and Coding. Courier Corporation, California.

[17] McEice, R.J., 1997. The Theory of Information and Coding, Addison-Weley Publishing Company, New York.

[18] Rappaport, T.S., 1996. Wireless Communications: Principle and Practice, Prentice Hall Inc., Upper Saddle River.

[19] Panayırcı, E., "MIMO-OFDM Tabanlı Görünür Işıkla Haberleşme", **TÜBİTAK** EEEAG Proje No:113E307, 2016.

[20] Adnan, A., Liu, Y., Chow, C. W., Yeh, C. H. 2020. Demonstration of non-Hermitian symmetry (NHS) serial-complex-valued orthogonal frequency division multiplexing (SCV-OFDM) for white-light visible light communication (VLC). **OSA Continuum, 3**(5), 1163-1168.

[21] Barros, D. J., Wilson, S. K., Kahn, J. M. 2011. Comparison of orthogonal frequency-division multiplexing and pulse-amplitude modulation in indoor optical wireless links. **IEEE Transactions on Communications, 60**(1), 153-163.

[22] Islam, R., Choudhury, P., Islam, M. A. 2014. Analysis of DCO-OFDM and flip-OFDM for IM/DD optical-wireless system. pp. 32-35. *8th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, December 26-28, 2015, Dhaka.

[23] Albayrak, C., "Kapalı Mekanlarda Görünür Işık Haberleşmesi için Oransız Kodlara Dayalı Hız Uyarlaması", Doktora Tezi, 2018.

[24] Miramirkhani, F., Uysal, M. 2015. Channel modeling and characterization for visible light communications. **IEEE Photonics Journal, 7**(6), 1-16.

[25] Lu, H. H., Lin, Y. P., Wu, P. Y., Chen, C. Y., Chen, M. C., Jhang, T. W. 2014. A multiple-input-multiple-output visible light communication system based on VCSELs and spatial light modulators. **Optics Express, 22**(3), 3468-3474.

[26] Tsai, C. T., Cheng, C. H., Kuo, H. C., Lin, G. R. 2019. Toward high-speed visible laser lighting based optical wireless communications. **Progress in Quantum Electronics, 67**, 100225.

[27] W. H. Gunawan, Y. Liu, C. -H. Yeh and C. -W. Chow, "Color-Shift-Keying Embedded Direct-Current Optical-Orthogonal-Frequency-Division-Multiplexing (CSK-DCO-OFDM) for Visible Light Communications (VLC)," in **IEEE Photonics Journal**, **12**(5), 1-5.

[28] Chow, C. W., Yeh, C. H., Liu, Y., Lai, Y., Wei, L. Y., Hsu, C. W., Lin, K. H. 2020. Enabling techniques for optical wireless communication systems. pp. 1-3. *2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, March 8-12, 2020, San Diego.

[29] Armstrong, J. 2009. OFDM for optical communications. **Journal of lightwave technology, 27**(3), 189-204.

[30] Chen, L., Krongold, B., Evans, J. 2009. Diversity combining for asymmetrically clipped optical OFDM in IM/DD channels. pp. 1-6. *GLOBECOM 2009-2009 IEEE Global Telecommunications Conference*, 30 November – 4 December, 2009, Honolulu.

[31] Barros, D. J., Kahn, J. M. 2011. Comparison of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing and ON–OFF Keying in Direct-Detection Multimode Fiber Links. **Journal of lightwave technology, 29**(15), 2299-2309.