

**T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**DC-BESLEMELİ OPTİK OFDM TEKNİĞİ
KULLANAN GEZGİN GÖRÜNÜR IŞIK
HABERLEŞMESİNDE KANAL KESTİRİMİ**

Muhammed Abdurrahman HAZAR

**DANIŞMAN
Dr. Öğr. Üyesi Bahattin KARAKAYA**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı**

İSTANBUL-2019



**T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**



YÜKSEK LİSANS TEZİ

**DC-BESLEMELİ OPTİK OFDM TEKNİĞİ
KULLANAN GEZGİN GÖRÜNÜR IŞIK
HABERLEŞMESİNDE KANAL KESTİRİMİ**

Muhammed Abdurrahman HAZAR

DANIŞMAN

Dr. Öğr. Üyesi Bahattin KARAKAYA

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı**

İSTANBUL-2019

Bahattin

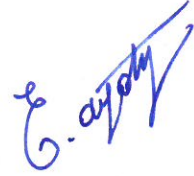
Bu çalışma 01.07.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliğı Programı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

TEZ JÜRİSİ

Dr.Öğr.Üyesi Bahattin KARAKAYA
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Mühendislik Fakültesi



Dr.Öğr.Üyesi Rana ORTAÇ KABAOĞLU
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa
Mühendislik Fakültesi



Dr.Öğr.Üyesi Erdoğan AYDIN
İstanbul Medeniyet Üniversitesi
Mühendislik ve Doğı Bilimleri Fakültesi



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

ÖNSÖZ

Tez çalışmamın hazırlanmasında bilgi, birikim ve tecrübeleriyle yol gösterici olan ve destek veren Dr. Öğr. Üyesi Bahattin KARAKAYA, Dr. Farshad MIRAMIRKHANI, Doç. Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU ve Prof. Dr. Murat UYSAL hocalarıma teşekkür ve saygılarımı sunarım.

Lisans ve yüksek lisans boyunca bana maddi, manevi destek olan tüm hocalarıma ve arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Hayatım boyunca verdikleri desteğin karşılığını ödeyemeyeceğim başta annem ve nişanlım olmak üzere aileme sonsuz teşekkür ederim.

Temmuz 2019

Muhammed Abdurrahman HAZAR

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	iv
İÇİNDEKİLER	v
ŞEKİL LİSTESİ	viii
TABLO LİSTESİ	x
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ	xi
ÖZET	xv
SUMMARY	xvi
1. GİRİŞ.....	1
1.1. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ NEDİR?	1
1.2. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNİN TARİHÇESİ	3
1.3. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNİN GÜNÜMÜZDEKİ DURUMU VE ÇALIŞMANIN MOTİVASYONU	4
2. GENEL KISIMLAR	6
2.1. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ SİSTEMLERİNİN TEMEL ÖZELLİKLERİ ..	6
2.1.1. Görünür Işık Haberleşmesi Sistemlerinin Çalışma Prensibi	6
2.1.2. Görünür Işık Haberleşmesi Sistemlerin Avantaj ve Dezavantajları	7
2.2. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE KANAL MODELLERİ	8
2.2.1. Stokastik Kanal Modelleri	9
2.2.2. Deterministik Kanal Modelleri	10
2.2.2.1. Alıcı Pozisyonu Sabit Olan Kanal Modelleri	10
2.2.2.2. Alıcının Hareketli Olduğu Durumda Kanal Modelleri	11
2.3. VLC SİSTEMLERİNDE KULLANILAN MODÜLASYON TEKNİKLERİ	15
2.3.1. Darbe Genlik Modülasyonu (PAM)	16

2.3.2.	Dördün Genlik Modülasyonu (QAM)	17
2.3.3.	VLC Sistemlerinde Kullanılan OFDM Teknikleri	18
3.	MALZEME VE YÖNTEM	21
3.1.	GİRİŞ	21
3.2.	KANALIN İNCELENMESİ.....	21
3.2.1.	Kanalın Frekans Cevabının İncelenmesi	21
3.2.2.	Kanalın Zamanda Değişme Yönüyle İncelenmesi	23
3.3.	KANALIN SİMÜLASYONU	24
3.3.1.	Frekans Seçici (Çok-Yollu Sönümlemeli) Kanalın Simülasyonu	25
3.3.1.1.	Kanal Güç Bileşenlerinin Elde Edilmesi.....	25
3.3.1.2.	Eğri Uydurma Yöntemiyle Kanal Katsayılarının Elde Edilmesi	35
3.3.2.	Düz Sönümlemeli (Frekans Seçici Olmayan) Kanalın Simülasyonu	41
3.4.	KULLANILAN MODÜLASYON, OPTİK DALGA FORMU YÖNTEMİ VE HABERLEŞME SİSTEMİ	42
3.4.1.	Düz Sönümlemeli Kanalda Modülasyon ve Haberleşme Sistemi	42
3.4.2.	Frekans Seçici Kanalda Dalga Formu ve Haberleşme Sistemi	44
3.4.2.1.	Çok Taşıyıcılı Sistemlerde Pilot Sembol Düzenleri.....	45
3.4.2.2.	DC-Beslemeli Optik OFDM (DCO-OFDM)	49
3.4.2.3.	Frekans Seçici Kanalda Kanal Kestirimi ve Demodülasyon İşlemi	54
4.	BULGULAR	60
4.1.	Düz Sönümlemeli Kanalın Simülasyon Sonuçları.....	60
4.1.1.	Pilot Aralığı ve Alıcı Hızı Sabitken M-PAM SER Performansları	62
4.1.2.	Alıcı Hızı Sabitken 16-PAM Modülasyonu için Farklı Pilot Aralıklarında SER Performansları	63
4.1.3.	Pilot Aralığı Sabitken 16-PAM Modülasyonu ve Farklı Alıcı Hızları için SER Performansları	65
4.2.	Frekans Seçici Kanalın Simülasyon Sonuçları	66

4.2.1.	Pilot Aralığı ve Alıcı Hızı Sabitken M-QAM BER ve SER Performansları.....	68
4.2.2.	Alıcı Hızı Sabitken 64-QAM Modülasyonu ve Farklı Pilot Aralıkları için BER ve SER Performansları	73
4.2.3.	1024-QAM için Pilot Aralığı Sabitken Çeşitli Alıcı Hızlarında BER ve SER Performansları	75
4.2.4.	Zamanda Aralıklı Tarak-Tipi Sembol Düzeni Kullanılırken Sabit Alıcı Hızı için 64-QAM BER ve SER Performansları.....	76
5.	TARTIŞMA VE SONUÇ.....	78
	KAYNAKLAR.....	80
	ÖZGEÇMİŞ	84

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1: Görünür ışık haberleşmesinin alıcı-verici yapıları	7
Şekil 2.2: Mobil VLC kanal modeli için oluşturulan oturma odasının 3 boyutlu resmi	12
Şekil 2.3: Odadaki LED pozisyonları ve gezinmelerin gösterimi.....	12
Şekil 2.4: M-PAM modülasyonlarının optik AWGN kanalda SER performansları	17
Şekil 2.5: Gray kodlama yapılmış 16-QAM haritalaması.....	18
Şekil 3.1: Sürekli zaman kanal dürtü cevabının ayırık zamanlı işlenmesi.....	25
Şekil 3.2: Kanal dürtü cevabını sürekli zamana dönüştüren filtrenin frekans cevabı.....	26
Şekil 3.3: Kanal dürtü cevabını sürekli zamana dönüştüren filtrenin dürtü cevabı	26
Şekil 3.4: Kanala uygulanan ayırık zamanlı sistemin frekans cevabı	27
Şekil 3.5: Kanala uygulanan sistemin eşdeğer sisteminin frekans cevabı	28
Şekil 3.6: Sürekli zaman kanal frekans cevabının temsili gösterimi	28
Şekil 3.7: Ayırık zaman kanal frekans cevabının temsili gösterimi.....	28
Şekil 3.8: Ayırık zamanlı sistemin uygulanmasının frekans domeninde gösterimi.....	28
Şekil 3.9: Ayırık zamanlı sistem uygulandıktan sonra kanal frekans cevabı.....	28
Şekil 3.10: Sürekli zamana geçiren filtrenin uygulanmasının frekans domeninde gösterimi..	29
Şekil 3.11: Ayırık zamanda filtrelenmiş kanalın sürekli zaman frekans cevabı	29
Şekil 3.12: Ayırık zamandaki filtrenin dürtü cevabı	29
Şekil 3.13: Kanal dürtü cevabının 1-3. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali	30
Şekil 3.14: Kanal dürtü cevabının 4-7. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali	31
Şekil 3.15: Kanal dürtü cevabının 8-11. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali	32
Şekil 3.16: Kanal dürtü cevabının 12-15. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali	33
Şekil 3.17: Kanal dürtü cevabının 16-19. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali	34
Şekil 3.18: Kanal 1-4. güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı fonksiyonları	39
Şekil 3.19: Kanal 5-8. güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı fonksiyonları	39
Şekil 3.20: Kanal 9-12. güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı fonksiyonları	40
Şekil 3.21: Kanal 13-16. güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı fonksiyonları	40
Şekil 3.22: Düz sönümlenmeli kanalın yol kaybı sürekli fonksiyonu	42
Şekil 3.23: Blok-tipi pilot düzeni	46
Şekil 3.24: Tarak-tipi pilot düzeni	46
Şekil 3.25: Frekans seçici kanalda verici yapısı.....	48
Şekil 3.26: Frekans seçici kanalda alıcı yapısı.....	49
Şekil 3.27: Sinyal bant genişliği boyunca LED'in genlik cevabı	52
Şekil 3.28: QAM modülasyonlarının LED etkisi yokken DCO-OFDM performansları	58
Şekil 3.29: QAM modülasyonlarının LED etkisi varken DCO-OFDM performansları	59
Şekil 4.1: Makaledeki parametreler ve doğru parametreler için çizdirilen yol kaybı eğrileri ..	61
Şekil 4.2: Pilot aralığı, 10000 ve alıcı hızı, 1 m/s iken M-PAM SER performansları.....	63
Şekil 4.3: Alıcı hızı, 7 m/s iken farklı pilot aralıkları için 16-PAM SER performansları	64
Şekil 4.4: Pilot aralığı, 10000 iken çeşitli alıcı hızları için 16-PAM SER performansları	65
Şekil 4.5: Pilot aralığı, 16 ve alıcı hızı, 7 m/s iken 2, 4, 16-QAM BER performansları	69
Şekil 4.6: Pilot aralığı, 16 ve alıcı hızı, 7 m/s iken 2, 4, 16-QAM SER performansları.....	70
Şekil 4.7: Pilot aralığı, 16 ve alıcı hızı, 7 m/s iken 64, 256, 1024-QAM BER performansları	71

Şekil 4.8: Pilot aralığı, 16 ve alıcı hızı, 7 m/s iken 64, 256, 1024-QAM SER performansları	72
Şekil 4.9: Alıcı hızı, 7 m/s ve 64-QAM için farklı pilot aralıklarında BER performansları....	73
Şekil 4.10: Alıcı hızı, 7 m/s ve 64-QAM için farklı pilot aralıklarında SER performansları ..	74
Şekil 4.11: Pilot aralığı, 16 ve 1024-QAM için çeşitli alıcı hızlarında BER performansları ..	75
Şekil 4.12: P-CSI, pchip ve spline durumları için Şekil 4.1 yakınlaştırılmış hali	76
Şekil 4.12: 64-QAM için zamanda aralıklı tarak-tipi pilot ile BER performansları	77



TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1: Yol kaybı sürekli fonksiyonu parametreleri.....	14
Tablo 2.2: RMS gecikme yayılması sürekli fonksiyonu parametreleri.....	15
Tablo 3.1: Kanalin 1-5. güç bileşenlerinin dB biriminde sinüs eğrilerinin parametreleri.....	37
Tablo 3.2: Kanalin 6-16. güç bileşenlerinin dB biriminde sinüs eğrilerinin parametreleri.....	38
Tablo 3.3: Düz sönümlemeli kanalın yol kaybı fonksiyonunun parametreleri	42
Tablo 4.1: Düz sönümlemeli kanalda haberleşme sisteminin simülasyon parametreleri	61
Tablo 4.2: Frekans seçici kanalda haberleşme sisteminin simülasyon parametreleri	66

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler

Açıklama

c	: İlinti seviyesi
B_c	: Uyum bant genişliği
B_S	: Sembol bant genişliği
$(\cdot)_{(d)}, (\cdot)_d$	: Optik simülasyon konumlarında değişken, sürekli konumlarda değişken
$h_{c,(d)}(\tau)$	: Optik simülasyon konumunda kanal dürtü cevabının sürekli zaman ifadesi
$h_{k,(d)}(\tau)$	: k. armatürle alıcı arasındaki kanalın dürtü cevabını
P_i	: i. optik ışının gücü
τ_i	: i. optik ışının gecikme süresi
$\delta(\tau)$	: Dirac delta fonksiyonu
N_r	: Alıcıya gelen optik ışın sayısı
τ_{maks}	: Maksimum gecikme yayılımı
σ_d	: RMS gecikme yayılımı
τ_0	: Ortalama gecikme yayılımı
f_m	: Maksimum Doppler kayması
V_{UE}	: Kullanıcının (alıcı) hızı
c_{light}	: Işık hızı
f_c	: Taşıyıcı frekansı
T_c	: Uyum zamanı
$h_{(d)}[n]$	: Ayırık zaman kanal dürtü cevabı
$h'_{(d)}[n]$	: Ayırık zaman kanal dürtü cevabının filtrelenmiş hali
$h'_c(\tau)$	: Sürekli zaman kanal dürtü cevabının filtrelenmiş hali
$g_r(\tau)$	: Kanal dürtü cevabını sürekli zamana dönüştüren filtrenin dürtü cevabı
T	: Kanal dürtü cevabı örnekleme periyodu
$h_{c,(d)}(\tau)$	: Sürekli zaman kanal dürtü cevabı
$H_{c,(d)}(j\Omega)$	: Sürekli zaman kanal frekans cevabı
$H'_{c,(d)}(j\Omega)$	: Sürekli zaman kanalın filtrelenmiş halinin frekans cevabı
$H_{(d)}(e^{j\omega})$	: Ayırık zaman kanal frekans cevabı
$H'_{(d)}(e^{j\omega})$	: Ayırık zaman kanalın filtrelenmiş halinin frekans cevabı
$G_r(j\Omega)$	: Kanal dürtü cevabını sürekli zamana dönüştüren filtrenin frekans cevabı
$G(e^{j\omega})$	: Kanala uygulanan ayırık zamanlı sistemin frekans cevabı
$G_{eff}(j\Omega)$	: Kanala uygulanan sistemin eşdeğer sisteminin frekans cevabı
Ω_N	: Kanalın sürekli zaman bant genişliği
ω_s	: Sembol ayırık zamanlı bant genişliği
$h_{j(d)}$	: (d) konumundaki kanal güç bileşenleri
N_s	: Kanal güç bileşenlerinin sayısı
τ_{first}	: İlk güç örneğinin geldiği zaman
$h_{j(d)}[dB]$	: (d) konumundaki kanal güç bileşenlerinin dB değeri karşılıkları

$h_{j[dB]}[i]$	: Kanal güç bileşenlerinin mesafeye bağlı dB cinsinden ayrık fonksiyonları
$h_{j[dB]}(d)$	: Kanal güç bileşenlerinin mesafeye bağlı dB cinsinden sürekli fonksiyonları
$p_{j,k}, q_{j,k}, r_{j,k}$	: Kanal güç bileşenlerinin sürekli fonksiyonundaki sinüslerin parametreleri
$h_{dc,(d)}$	: (d) konumundaki kanalın doğru akım kazancı
$PL_{(d)}$	: (d) konumundaki kanalın yol kaybı
a_m, b_m, c_m	: Kanal yol kaybının sürekli fonksiyonunun parametreleri
$PL(d)$	: Kanal yol kaybının mesafeye bağlı sürekli fonksiyonu
$h_{dc}(d)$	: Kanal DC kazancının mesafeye bağlı sürekli fonksiyonu
I_m	: Sembol kümesindeki m. sembol
I	: LED tarafından yayılan ortalama optik gücü
M	: Modülasyon mertebesi
S_1	: PAM sembol kümesi
$b[n], b[k]$	: Gönderilen bitler
$s_{fl}[n]$	: Düz sönümlemeli kanalda gönderilen sembol dizisi
$s_{fl}(t)$	: Düz sönümlemeli kanalda gönderilen semboller sürekli zaman ifadesi
P	: Pilot sembol yerleştirme aralığı
$s_{fl,P}[n]$	: Düz sönümlemeli kanalda pilot sembollerin tamamı
$h_{fl}(t)$	: Düz sönümlemeli kanalın zamana bağlı fonksiyonu
$n(t)$	: N_0 güç spektral yoğunluğuna sahip toplamsal beyaz Gauss gürültüsü
N_0	: Toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün güç spektral yoğunluğu
R	: Fotodetektörün tepkiseliliği
$\hat{h}_{fl,P}[n]$	: Düz sönümlemeli kanalda pilot sembol anlarında kestirilen kanal sabitleri
$r_P[n]$	: Düz sönümlemeli kanalda pilot sembole denk gelen anlarda alınan sinyal
$\hat{h}_{fl}[n]$	: Düz sönümlemeli kanalda kestirilen ayrık kanal fonksiyonu
$\hat{s}_{fl}[n]$	: Düz sönümlemeli kanalda kestirilen semboller
$r(t), r[n]$	: Düz sönümlemeli kanaldasürekli ve ayrık zamanda alınan sinyal
L	: Kanal dürtü cevabının sembol süresi cinsinden uzunluğu
N	: OFDM alt-taşıyıcı sayısı
N_{CP}	: Çevrimsel önek uzunluğu
$\mathcal{M}_{PAM}(\cdot)$	: PAM haritalama fonksiyonu
$\hat{b}[n], \hat{b}[k]$	: Kestirilen bitler
$\mathcal{M}_{PAM}^{-1}(\cdot)$	: PAM ters haritalama fonksiyonu
s_e	: PAM sembol kümesindeki her bir eleman
S_2	: QAM sembol kümesi
$\mathcal{M}_{QAM}(\cdot)$	: QAM haritalama fonksiyonu
K_B	: Blok-tipi pilot sembol aralığı
K_C	: Tarak-tipi pilot sembol aralığı
N_K	: Her OFDM sembolündeki tarak-tipi pilot sembol
P_K	: Her OFDM sembolünde pilot sembollerin pozisyonları
$s_{fr}[k]$	: Frekans seçici kanalda gönderilen sembol dizisi
$s_{fr,P}[k]$	: Frekans seçici kanalda pilot sembollerin tamamı
$\mathcal{M}_{QAM}^{-1}(\cdot)$	: QAM ters haritalama fonksiyonu
$X[k]$	: I-DFT girişindeki sembol dizisi
$x[n]$	: I-DFT çıkışındaki sinyal
$x(t)$	: Frekans seçici kanala gönderilecek sürekli zamanlı sinyal
$y(t)$	: Frekans seçici kanaldan gelen sürekli zamanlı sinyal

$\hat{y}[n], \dot{y}[n], y[n]$	: Alıcıda örneklenmiş, sonra CP atılmış, sonra denormalize edilmiş sinyaller
$Y[k]$	: DFT çıkışındaki sembol dizisi
$\hat{s}_{fr}[k]$	: Frekans seçici kanalda kestirilen sembol dizisi
B_{DC}	: DC besleme değeri
k	: DC besleme çarpanı
$\mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$	: 0 ortalamalı, σ_x^2 varyanslı Gauss dağılımı
σ_x^2	: $x[n]$ işaretinin varyansı
$E\{\cdot\}$	: Beklenen değer operatörü
$\otimes$	: Konvolüsyon operatörü
$x_{DC}[n]$	: DC eklenmiş iletilecek sinyal
$P(x_{DC})$	: DC eklenmiş iletilecek sinyalin gücü
$P(x)$	: I-DFT çıkışındaki sinyalin gücü
$\hat{x}_{DC}[n], \ddot{x}_{DC}[n]$	: DC eklenip normalize edilmiş, sonra kırılmış iletilecek sinyal
$H_{LED}(f)$	: LED'in frekans cevabı
$H_d(f)$	: Frekans seçici kanalın sürekli frekans cevabı
$H_{LED}[k]$	: LED'in ayırık frekans cevabı
$H_{eff}(f)$	: Kanalın efektif frekans cevabı
$h_{LED}(t)$	: LED'in dürtü cevabı
$u(t)$	: Birim basamak fonksiyonu
$\hat{H}_{LED}(f)$	: LED'in normalize frekans cevabı
$\hat{H}_{LED}[k]$	: LED'in normalize ayırık frekans cevabını
$\hat{h}_{LED}(t)$	: LED'in normalize dürtü cevabı
$v(t)$	: N_0 güç spektral yoğunluğuna sahip toplamsal beyaz Gauss gürültüsü
$H_{fr}[k]$	: Bütün etkilerin dahil olduğu frekans seçici kanal frekans cevabı
$G_T[k]$	: Verici darbe şekillendirme fonksiyonu frekans cevabı
$G_R[k]$	: Alıcı darbe şekillendirme fonksiyonu frekans cevabı
$g_T(t)$	: Verici darbe şekillendirme fonksiyonu dürtü cevabı
$g_R(t)$	: Alıcı darbe şekillendirme fonksiyonu dürtü cevabı
$H'_d[k]$	: Frekans seçici kanalın ayırık frekans cevabı
H_X	: Optik kanal matrisi
H_d	: Frekans seçici kanalın frekans cevabının matrisiyel ifadesi
Y	: DFT çıkışındaki sembol dizisinin vektör gösterimi
X	: I-DFT girişindeki sembol dizisinin vektör gösterimi
H_{LED}	: LED'in normalize frekans cevabı
V	: $N_0 \times B_S$ güç spektral yoğunluğuna sahip AWGN'nin vektör formunu
$\hat{X}_{P-CSI}$	: P-CSI durumunda kestirilen I-DFT girişindeki sinyalin vektör formu
H_d^{-1}	: Frekans seçici kanalın frekans cevabının matrisiyel ifadesinin ters matrisi
$\hat{X}_{P-CSI}[k]$	: P-CSI durumunda kestirilen I-DFT girişindeki sinyali
$\hat{s}_{fr,P-CSI}[k]$	: P-CSI durumunda iletilmiş sembol dizisinin kestirilen değerleri
$\hat{Y}[k]$	: DFT çıkışındaki sinyal dizisinin kanal etkisi dışında normalize hali
$\hat{Y}_p[k]$	: Pilot bitlere denk gelen DFT çıkışındaki sinyal dizisinin normalize hali
$\hat{H}'_{d,p}[k]$	: Frekans seçici kanalın pilot semboller denk gelen frekans cevabı
$\hat{H}'_d[k]$	: Frekans seçici kanalın pilot sembollerle kestirilmiş frekans cevabı
$\hat{s}_{fr}[k]$	: Frekans seçici kanalda kestirilen semboller
P_s	: Sembol hata olasılığı
$Q(\cdot)$	: İstatistiksel Q fonksiyonu
Δ	: Semboller arasındaki mesafe

Kısaltmalar	Açıklama
ACO-OFDM	: Asimetrik Kırpılmış Optik Dik Frekans Bölmeli Çoklama
ASK	: Genlik Kaydırmalı Anahtarlama
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
BER	: Bit Hata Oranı
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
CP	: Çevrimsel önek
DC	: Doğru Akım
DCO-OFDM	: Doğru Akım Beslemeli Optik Dik Frekans Bölmeli Çoklama
DD	: Direkt Sezim
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü
eU-OFDM	: Artırılmış Tek-Kutuplu Dik Frekans Bölmeli Çoklama
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
FSK	: Genlik Kaydırmalı Anahtarlama
FSO	: Serbest Uzay Optik
ICI	: Kanallar Arası Girişim
I-DFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
I-FFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
IM	: Yoğunluk Modülasyonu
IR	: İnfrared
ISI	: Semboller Arası Girişim
LED	: Işık Yayan Diyot
LPF	: Alçak Geçiren Filtre
LOOCV	: Birini Dışarıda Bırakan Çapraz Doğrulama
LTI	: Doğrusal Zamanla Değişmeyen
MCM	: Çok Taşıyıcı Modülasyon
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı
ML	: En büyük olabilirlik
OFDM	: Dik Frekans Bölmeli Çoklama
OOK	: Aç-Kapa Anahtarlama
OWC	: Kablosuz Optik Haberleşme
PAM	: Darbe Genlik Modülasyonu
PAN	: Kişisel Alan Ağı
P-CSI	: Tam Kanal durum Bilgisi
PD	: Fotodetektör
PDP	: Güç Gecikme Profili
PPM	: Darbe Konum Modülasyonu
PSD	: Güç Spektral Yoğunluğu
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
QAM	: Dörtlü Genlik Modülasyonu
RF	: Radyo Frekans
RMS	: Ortalama Karesel Sapma
SER	: Sembol Hata Oranı
U-OFDM	: Tek-Kutuplu Dik Frekans Bölmeli Çoklama
UVC	: Ultraviyole Haberleşmesi
VLC	: Görünür Işık Haberleşmesi

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

DC-BESLEMELİ OPTİK OFDM TEKNİĞİ KULLANAN GEZGİN GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE KANAL KESTİRİMİ

Muhammed Abdurrahman HAZAR

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Bahattin KARAKAYA

Görünür ışık haberleşmesi birçok faydası sayesinde yeni bir haberleşme yöntemi olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu yeni haberleşme yöntemi pratik sistemlere uygun kanal modellerinin geliştirilmesini ve radyo frekans haberleşme tekniklerinin bu kanallar üzerinde denenmesini gerektirmektedir. Bu kapsamda mobil deterministik kanallar büyük bir önem arz etmektedir.

Bu tez kapsamında mobil deterministik görünür ışık haberleşmesi kanalı üzerinde düz sönümlmeli ve frekans seçici durum için haberleşme sistemi tasarlanmış ve gerçeğe uygun olarak simule edilmiştir. Düz sönümlmeli kanalda tek taşıyıcılı PAM modülasyonu kullanılmıştır. Pilot semboller yardımıyla kanal kestirimi yapılarak çeşitli alıcı hızları, pilot aralıkları ve modülasyon mertebeleri için sembol hata oranı (SER) performansı elde edilmiştir. Frekans seçici kanal için ise QAM modülasyonu ile DC-beslemeli optik OFDM (DCO-OFDM) tekniği kullanımı ve pilot semboller yardımıyla kanal kestirimi yapılması simule edilmiştir. Frekans seçici kanal için de çeşitli modülasyon mertebeleri, pilot aralıkları ve alıcı hızları için bit hata oranı (BER) ve sembol hata oranı (SER) performans eğrileri elde edilmiştir.

Haziran 2019, 100 sayfa.

Anahtar kelimeler: Görünür Işık Haberleşmesi, VLC, Mobil VLC, DCO-OFDM, Kanal Kestirimi

SUMMARY

M.Sc. THESIS

CHANNEL ESTIMATION IN MOBILE VISIBLE LIGHT COMMUNICATION USING DC-BIASED OPTICAL OFDM TECHNIQUE

Muhammed Abdurrahman HAZAR

Istanbul University-Cerrahpasa

Institute of Graduate Studies

Department of Electrical and Electronic Engineering

Supervisor : Assist. Prof. Dr. Bahattin KARAKAYA

Visible light communication emerges as an incoming form of communication thanks to the many benefits. This recent communication form requires the development of channel models suitable for practical systems and testing of radio frequency communication techniques on these channels. In this context, mobile deterministic channels are of great significance.

Within the scope of this thesis, communication systems for flat fading and frequency selective cases are designed on the mobile deterministic visible light communication channel and simulated in accordance with practice. Single carrier PAM modulation is used in the flat fading channel. Channel estimation is performed with pilot symbols to obtain symbol error rate (SER) performance for various receiver speeds, pilot spacings and modulation levels. For the frequency selective channel, the use of DC-biased optical OFDM (DCO-OFDM) technique with QAM modulation and channel estimation using pilot symbols are simulated. Bit error rate (BER) and symbol error rate (SER) performance curves are obtained for the frequency selective channel for various modulation levels, pilot intervals and receiver speeds.

June 2019, 100 pages.

Keywords: Visible Light Communication, VLC, Mobile VLC, DCO-OFDM, Channel Estimation

1. GİRİŞ

1.1. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ NEDİR?

Görünür ışık haberleşmesi (VLC), aydınlatma için kullanılan optik elemanların aydınlatmayla beraber haberleşme için kullanılması prensibine dayanan haberleşme formudur. Görünür ışık haberleşmesi, kablosuz optik haberleşmenin (OWC) bir çeşidi olarak da değerlendirilebilir. Kablosuz optik haberleşme denince akla ilk başta serbest uzay optik (FSO) haberleşmesi gelmektedir (Ghassemloooy ve diğ., 2013). Ancak FSO haberleşmesi bina dışı haberleşme konseptidir. Kablosuz optik haberleşmenin bina içi uygulaması görünür ışık haberleşmesi olup görünür ışık spektrumunda yapılmaktadır. Bunlarla birlikte yine bina dışı haberleşmesi için düşünülen ultraviyole haberleşmesi (UVC) kablosuz optik haberleşmenin diğer bir çeşididir. VLC'yi kablosuz optik haberleşmeden ayıran en önemli unsur haberleşmeyi sağlayan optik aygıtın aynı zamanda aydınlatmayı da sağlamasıdır. VLC bu nedenle daha farklı bir konsepte sahiptir. FSO haberleşmesinde amaç fiber optik sistemlerde kablolu olarak yapılan haberleşmeyi kablosuz da yapabilmek ve artan bina dışı haberleşmesi ihtiyacına bu şekilde çözüm üretmektir. VLC için amaç ise geçtiğimiz birkaç on yılda iyice yaygınlaşan optoelektronik aydınlatma elemanlarının haberleşme için de kullanılabilir hale getirilmesiyle aydınlatma cihazlarını insanların diğer önemli bir ihtiyacı olan haberleşme amacıyla da kullanmak, böylece birçok noktada büyük bir tasarruf ve imkan sağlamaktır.

Görünür ışık haberleşmesinde optoelektronik elemanların gelişmesi ve yaygınlaşması çok önemli bir aşamadır. Gelişen elektronik dünyası sayesinde aydınlatma ihtiyacı da giderek artan bir oranda elektronik elemanlarla yapılır hale gelmektedir. Aydınlatma amacıyla kullanılan ışık yayan diyotlar (LED) aynı zamanda bu haberleşme sisteminin vericisi vazifesini icra etmektedir. Teknoloji tarihi boyunca elektronik haberleşme mühendisliğinin zorunlu olarak ayrılmaz bir parçası haline gelmiştir. Çünkü haberleşme mühendisliğinin ihtiyacı olan alıcı/vericilerin tasarımı ve haberleşme tekniklerinin uygulanması sırasında ihtiyaç duyulan işlem gücünün temini, elektronik tarafına bakmaktadır. Bu sebeple aydınlatma cihazlarının LED'lerin kullanılmasıyla elektronik hale gelmesi VLC tarihini fiili olarak başlatan önemli bir

devrim olarak düşünülebilir. LED'ler aydınlatma noktasında son derece güç verimli ve çalışma bandının dışında elektromanyetik radyasyon yaymaması yönüyle oldukça sağlıklı aydınlatma cihazları olmasıyla birlikte, hayli hızlı bir şekilde anahtarlanabilen yapısıyla haberleşme için de verimli elemanlardır.

İnsanlığın haberleşmeye olan talebi her geçen gün artmaktadır. Hatta her sene %60-70 düzeyinde olan bu artışın üstel olduğu söylenebilir (*Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update, 2017–2022 white paper*, 2019). Artan haberleşme talebi son kullanıcıya ulaşma noktasında daha çok kablosuz haberleşme talebinden kaynaklanmakta olup VLC bina içi haberleşmesinde direkt bu ihtiyaca cevap verecek nitelikte bir haberleşme formudur (Cailean and Dimian, 2017). Zira haberleşmedeki en önemli fenomenlerden ve en temel kaynak olan bant genişliği, son derece kıt bir kaynaktır. Radyo frekans (RF) haberleşmesinde kullanılan bantlar zaten doluyken her geçen gün artan talebi karşılamak için bantı daha verimli kullanmak amacıyla haberleşme mühendislerince geliştirilen yöntemlere rağmen yetersiz kalmaktadır. Bu durum haberleşme mühendisliği dünyasını artan talebi karşılamak amacıyla 21. yüzyıldan itibaren farklı haberleşme formları üzerinde çalışmaya itmiştir. RF haberleşmesinin en büyük tamamlayıcısı ve alternatifi kablosuz optik haberleşme formlarıdır. Optik dalgalar da elektromanyetik spektrumda yer almakta, ancak oldukça yüksek bantlarda yer aldıkları için RF haberleşmesinde kullanılan spektruma göre binlerce kat daha fazla bant genişliğine sahiptirler. Kablosuz optik haberleşmesinin talebe karşılık vermek açısından diğer önemli bir avantajı sahip olduğu yüksek bant genişliği sayesinde çok yüksek veri aktarım oranlarına ulaşabilmesidir. Pratik olarak yapılan çalışmalarda 20 Gb/s veri aktarım oranlarına ulaşılmış (Hussein ve diğ., 2015) ve Tsonev ve diğ. (2015a) tarafından 100 Gb/s üstü veri aktarım oranlarının standart aydınlatma seviyesindeki güçlerde mümkün olduğu belirtilmiştir.

Görünür ışık haberleşmesi son derece sağlıklı bir haberleşme formu olup sağlık dünyasındaki haberleşme ihtiyacı için dahi çok önemli ve tehlikesiz bir haberleşme formu olarak ortaya çıkmaktadır (Cheong ve diğ., 2013). Ayrıca optik sinyallerin çok küçük dalga boyu dolayısıyla engeller karşısında hemen sönmümlenmesi doğası gereği oldukça güvenli bir haberleşme formu olup mekanın dışından haberleşmeye erişilmesi RF haberleşme sistemlerine göre çok daha zordur. Kısacası sahip olduğu bir çok avantaj VLC'yi geleceğin bina içi haberleşme formu olarak ön plana çıkarmaktadır.

1.2. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNİN TARİHÇESİ

Görünür ışık haberleşmesi çok amatör bir şekilde insanlık tarihi boyunca kullanılmıştır. Tehlikeleri veya zaferler gibi önemli haberleri vermek için ateş ve dumandan yani görünür optik sinyallerden faydalanılmıştır. Profesyonel olarak kablosuz optik haberleşmenin ilk uygulaması 19. yüzyılda Alexander Graham Bell tarafından yapılmıştır. Bell fotofon adını verdiği cihazıyla ilk kez kablosuz optik sinyalleri ses sinyallerini iletmek amacıyla kullanmıştır (Ghassemloooy ve diğ., 2013). Daha sonra askeri amaçların ön plana çıktığı 20. yüzyılın ilk yarısında askeri amaçlar doğrultusunda infrared (IR) fotofonların Almanlar tarafından kullanıldığı bilinmektedir (Al-Kinani ve diğ., 2018). 20. yüzyıl ikinci yarısına kadar elektronik dünyası yeterince gelişmediği için uygulamalar çok kısıtlı olmuştur.

20. yüzyılın ikinci yarısıyla beraber elektronik dünyasının çığ gibi büyümesi ve fevkalade hızlı gelişmeler önce RF haberleşmesini patlatmış, arkasından da önce kablolu ve sonrasında kablosuz optik haberleşmenin önündeki engelleri kaldırarak yollarını açmıştır. İlk olarak IR bandında çalışan diyotlar ve sonrasında lazer diyotlar geliştirilmiştir. 1962 yılında Nick Holonyak tarafından IR bandında çalışan LED'lerin geliştirilmesiyle LED ve aslında modern görünür ışık haberleşmesi tarihi başlamıştır. Tanakat ve diğ. (2000) tarafından yapılan çalışmada aydınlatma LED'leri kullanan ilk görünür ışık haberleşmesi yapılması sağlanmıştır. Aydınlatma LED'lerinin haberleşmede kullanılması görünür ışık haberleşmesi için çok önemli bir kilometre taşıdır. Kablosuz optik haberleşmede lazer diyotlar ve lazerler de kullanılabilir. Ancak bu optik elemanlar daha çok FSO haberleşmesinde salt haberleşme amacıyla tercih edilmektedir. Görünür ışık haberleşmesinin konseptinde en önemli olgu ise aydınlatma cihazlarının kullanılmasıdır ki bu amaca uygun olan optoelektronik elemanlar LED'lerdir. LED'lerin aydınlatma amacıyla dünya genelinde yayılmaya başlaması da maliyetlerinin düşmesiyle 2000'li yılların başlarına denk gelmektedir.

Bugün dünya genelinde OWC teknolojilerinin geliştirilip ticarileşecek şekilde geliştirilmesi amacıyla birçok kablosuz optik haberleşme çalışmaları ve konferansları düzenlenmekte olup bu konuya odaklanan birçok akademik dergiler ortaya çıkmıştır. Bu gelişmelerin ışığında elektrik-elektronik mühendisliği çatı kuruluşlarından IEEE bünyesinde 2012 yılında VLC için bir kişisel alan ağı (PAN) standardı, 802.15.7 onaylanmıştır (Hranilovic ve diğ., 2013). VLC günden güne daha çok gelişmekte ve ticari bir haberleşme formu şekline gelmektedir.

1.3. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNİN GÜNÜMÜZDEKİ DURUMU VE ÇALIŞMANIN MOTİVASYONU

Günümüzde görünür ışık haberleşmesi, standartların da oluşmaya başlamasıyla pratik olarak da kullanılmaya başlanmış ve ticari ürünlerin geliştirilmesi devam etmektedir. Görünür ışık haberleşmesinin birçok alanda ve farklı fiziksel şartlarda kullanılması için çalışmalar devam edilmektedir.

Görünür ışık haberleşmesi için en önemli konuların başında bütün yeni haberleşme formlarında olduğu gibi pratik kanalların modellenmesi hususu gelmektedir. Önceleri IR bandındaki kanal modelleri üzerine çalışılmış veya belirli varsayımlarla pratiğe uygun olmayan kanal modelleri önerilmiştir. Zaman içerisinde ışın takip etme (ray tracing) metodu benimsenmiş ve çeşitli optik simülasyon araçlarıyla bu metot kullanılarak kanallar deterministik olarak modellenmeye başlanmıştır.

Günümüzde farklı fiziksel şartlarda kanalların modellenmesi konusunda birçok çalışma yapılmakta ve birçok kanal modeli önerilmektedir. Miramirkhani ve Uysal (2015) tarafından yapılan çalışmada ışın takip etme yöntemini kullanarak gerçeğe uygun kanal modellemenin nasıl elde edildiği anlatılmış ve kanalın önemli parametrelerinden bahsedilmiştir. Uysal ve diğ., (2017) tarafından 802.15.7r1 adıyla iş yerleri, oturma odası ve imalat hücresi gibi belirli mekan konseptleri için standartlaştırılmış kanal modelleri sunulmuştur.

VLC'nin bina içi kullanımı dışında farklı fiziksel ortamlarda da kullanılması düşünülmüş ve bunun için de kanal modelleri önerilmiştir. Fren lambalarını kullanarak araçlar arası haberleşme de VLC'nin önemli bir uygulanma alanıdır (Turan ve diğ., 2018). Bunların yanında sualtı haberleşmesi (Elamassie ve diğ., 2019) ve gaz boru hattı haberleşmesi (Miramirkhani ve diğ., 2018) gibi birçok farklı ortam için VLC kanal modelleri elde edilmekte ve çalışılmaktadır. Ayrıca VLC'nin sağlık alanında tehlikesiz olması sebebiyle sağlık alanı (Cheong ve diğ., 2013) ve elektromanyetik yayımın olmaması sebebiyle patlama riskinin bulunduğu madenler gibi (Wang ve diğ., 2017) hassas yerlerde de VLC kullanılması için çalışmalar vardır. Bunun yanında genellikle sabit mekanlar üzerinde çalışılırken yeni çalışmalarda kullanıcıların mobilitesi de dikkate alınmıştır (Miramirkhani ve diğ., 2017).

Görünür ışık haberleşmesi için haberleşme tekniklerinin uygulanması konusu büyük önem arz etmektedir. Birçok kanal modeli önerilmektedir, ancak bu kanal modellerinde haberleşme tekniklerinin simülasyonlar yoluyla test edilmesi ve gerekli teorik ifadelerin elde edilmesi gerekmektedir. Bazı haberleşme tekniklerinin uygulanması için ortama kişi ilavesi gibi sebeplerle ortamın değişmesi gerekeceğinden kanal modeli de buna göre değişmektedir. Ancak haberleşme tekniklerinin uygulanması ve böylece görünür ışık haberleşmesinin potansiyelinin ortaya konulması büyük bir önemi haizdir. Bu güne kadar çok-giriş, çok-çıkışlı (MIMO) (Narmanlioglu ve diğ., 2017), işbirlikçi haberleşme (Uysal and Fareed M. M., 2016) gibi birçok haberleşme teknikleri ve birçok dalga formu ve modülasyon teknikleri VLC için de uygulanmıştır (Ghassemlooy ve diğ., 2017).

Görünür ışık haberleşmesi kanalları genellikle sabit kabul edilerek modellenmiş, alıcının hareketli olduğu durum pek dikkate alınmamıştır. Fakat (Miramirkhani ve diğ., 2017) tarafından önerilen kanal modelinde alıcı mobilitesi de dikkate alınmaktadır. Bu tez kapsamında bu mobil VLC kanalı üzerinde çalışılmış ve sembol süresine göre düz sönmülemeli ve frekans seçici durumdaki kanal için haberleşme sistemleri tasarlanmış ve MATLAB® programlama dili kullanılarak simülasyonları yapılmış, bit hata oranı (BER) ve sembol hata oranı (SER) performansları ortaya konulmuştur.

2. GENEL KISIMLAR

Bu bölümde haberleşme sisteminin anlatımına geçmeden önce Görünür ışık haberleşmesi sistemlerinin ve elemanlarının temel özellikleri, VLC kanal modelleri, VLC’de kullanılan modülasyon ve dalga formları hakkında gerekli konularda bilgiler bulunmaktadır.

2.1. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ SİSTEMLERİNİN TEMEL ÖZELLİKLERİ

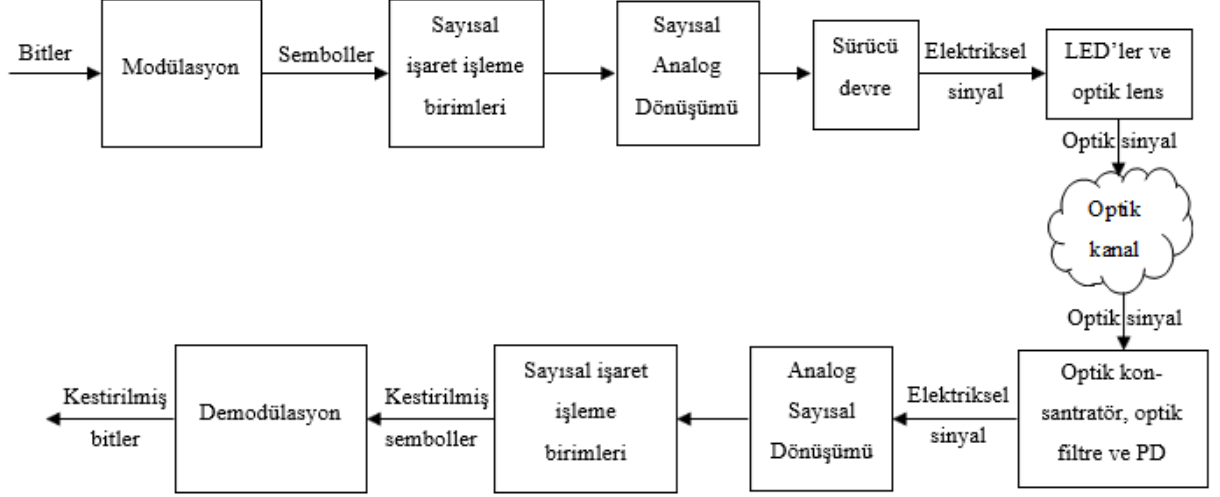
2.1.1. Görünür Işık Haberleşmesi Sistemlerinin Çalışma Prensibi

Görünür ışık haberleşmesi görünür ışık spektrumunda yapılmakta olup elektromanyetik spektrumda yaklaşık olarak 400-780 THz frekanslarına ve dalga boyu 380-760 nm aralığına denk gelmektedir. Görünür ışık haberleşmesinde istenen, birincil amacı aydınlatma olan optik elemanları aydınlatmanın yanında haberleşme için de kullanmaktır. Bu sebeple verici tarafında hem aydınlatma hem de haberleşme için oldukça kullanışlı olan LED’ler bulunmaktadır. Alıcı tarafında ise gelen fotonları saymakla görevli olan fotodetektörler (PD) kullanılmaktadır.

Işık çok küçük dalga boyuna sahip olduğundan dalga olarak değil, yoğunluk olarak modüle edilebilmekte ve bu sistemlere yoğunluk modülasyonlu (IM) sistemler denilmektedir. Yoğunluk modülasyonlu sistemlerin alıcı tarafında da benzer şekilde direkt sezim (DD) yapan elemanlar bulunmakta ve gelen fotonların yoğunluğunu ve gücünü tespit etmektedirler.

İletilecek olan bitler, ilk aşamada kullanılacak optik modülasyon çeşidine göre modüle edilir ve semboller oluşturulurlar. Daha sonra uygulanmak istenen haberleşme tekniklerine göre sinyal işleme uygulandıktan sonra sinyaller analog hale getirilir ve LED’lere iletilirler. LED’ler kendilerine gelen elektriksel işareti optik işarete dönüştüren elemanlardır. LED’lerden çıkan optik sinyaller optik lensten geçerek kanala girer. Optik lensler optik sinyali belirli bir açıda yaymaya yarar. Optik sinyaller haberleşme kanalı diye tabir edilen fiziksel etkilere maruz kalır ve alıcıya ulaşır. Alıcı tarafında öncelikle optik konsantratörden geçer ve sinyal alıcıya odaklanır. Daha sonra optik filtreden geçen optik sinyal fotodetektörler tarafından algılanır. Fotodetektörler gelen optik sinyaldeki fotonları sayarak alırlar ve elektriksel işarete çevirirler.

Sonrasında analogdan sayısala döndürülen işaretler yine çeşitli sinyal işleme süreçlerinden geçerek kestirilen semboller elde edilirler. Son olarak optik demodülasyon işleminden geçerek kestirilmiş bitler oluşturulur. Bu süreci anlatan görünür ışık haberleşmesinin alıcı-verici yapılarını ve gerçekleşen süreçleri gösteren blok diyagram Şekil 2.1’de verilmiştir.



Şekil 2.1: Görünür ışık haberleşmesinin alıcı-verici yapıları

2.1.2. Görünür Işık Haberleşmesi Sistemlerin Avantaj ve Dezavantajları

Görünür ışık haberleşmesinin birçok avantajı ve birtakım zorlukları vardır. Öncelikle avantajlarından bahsedilirse,

- i. En önemli avantajı aydınlatma için kullanılan cihazların aynı zamanda haberleşme için de kullanılabilmesidir.
- ii. Alternatifi veya tamamlayıcısı olduğu RF sistemlere göre çok daha fazla bant genişliğine sahiptir.
- iii. Kullanılan bantlar üzerinde herhangi bir otorite tarafından düzenleme bulunmamakta ve böyle devam etmesi beklenmektedir.
- iv. Yüksek bant genişliği sayesinde onlarca Gbps, hatta 100 Gbps gibi çok yüksek veri aktarım oranlarına yani hızlara ulaşılabilir.
- v. Güç verimliliği çok iyi olan bir haberleşme formudur.
- vi. Işık dışında elektromanyetik yayımı olmadığı için RF haberleşmesine göre çok daha sağlıklıdır.
- vii. Işığın doğası gereği engelleri geçememekte ve böylece mekanın dışında RF haberleşmesine göre daha zor tespit edildiğinden daha güvenlidir.

viii. Gelişen elektronik dünyası ve artan hacimlerdeki üretimler sayesinde her geçen gün düşen elektronik malzeme fiyatları dolayısıyla maliyeti düşmekte olup düşmeye devam edecektir.

ix. Elektromanyetik girişimden etkilenmemektedir.

Birçok avantajı bulunan VLC sistemlerinin bazı zorlukları da mevcuttur:

- i. İlk olarak optik haberleşme direkt görüşü kesen engellerden çok olumsuz etkilenir ve alınan güçte büyük düşüşe sebep olur.
- ii. Aydınlatma sistemleriyle beraber kullanıldığı için kurulumda aydınlatma ile ilgili konular da dikkate alınmalıdır.
- iii. Aydınlatma sistemlerini karmaşık hale getirecektir.
- iv. Başka ışık kaynakları olursa girişime sebebiyet verebilir.
- v. Pratiğe uygun deterministik kanal modellerinin çıkarılması ve test edilmesi çok zahmetlidir.

2.2. GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİNDE KANAL MODELLERİ

Görünür ışık haberleşmesi için en önemli konuların başında bütün yeni haberleşme formlarında olduğu gibi pratik kanalların modellenmesi hususu gelmektedir. Ramirez-Aguilera ve diğ., (2018) tarafından yapılan çalışmada optik ve görünür ışık kanallarının modellenmesi konusunda geniş bir değerlendirme yapılmıştır. Önceleri LED'ler ilk başta IR bandında geliştirildiği için IR kanal modelleri çalışılmıştır (López-Hernández ve diğ., 2002). Ayrıca kanal modellenmesi tekniğinde Jungnickel ve diğ. (2002) tarafından stokastik kanal modeli, Carruthers ve Kannan, (2002) tarafından özyinelemeli yöntem kullanılarak kanal modeli önerilmiştir. Daha sonra Monte Carlo ışın takip etme yöntemi ile kanal modelleri geliştirilmiştir (Chowdhury ve diğ., 2014). Stokastik, özyinelemeli yöntem ve Monte Carlo ışın takip etme yöntemleriyle ilgili daha birçok çalışma yapılmış ve kanal modelleri geliştirilmiştir. Bu çalışmaların çoğu IR bandı için yapılmış olup VLC bandında kullanılması pratiğe uygun değildir. IR ile VLC bazı noktalarda benzese de birbirinden farklı fenomenlerdir.

Görünür ışık haberleşmesinde ortamın sınırlı sayıda değişkene sahip olduğu düşünülmüş ve böyle bir ortamın gelişmiş optik simülasyon araçlarıyla deterministik olarak modellenebileceği gündeme gelmiştir. Bu sebeple görünür ışık bandında çalışan LED'ler için ışın takip etmeyi (ray tracing) temel alan kanal modellerinin geliştirilmesine başlanmıştır. Bu kanal modelleri deterministik kanal modelleri olarak ortaya çıkmıştır. Işın takip etmeyi esas alan Xiang ve diğ.

(2011) ile Chun ve diğ., (2012) tarafından yapılan çalışmalara benzer VLC kanal modelleri bazı varsayımlara dayandırılarak yapılmış ve pratiğe uygun olmamıştır . Bunların neticesinde LED ve optik sistemlerin doğasını tamamıyla göz önüne alan kanal modellerinin üzerine çalışılmaya başlanmıştır. Miramirkhani ve Uysal (2015) tarafından Monte Carlo ışın takip etme yöntemini uygulayarak simülasyonlar yapan Zemax® optik simülasyon aracı kullanılarak mekanın ve içerisinde bulunanların geometrisine ve malzemelerin kaplandığı materyallere göre çok renkli, gerçeğe uygun ticari LED ürünleri ve farklı yansıtma özellikleri dikkate alınarak deterministik kanal modelleri önerilmiştir.

Işın takip etme yönteminin en büyük dezavantajlarından birisi geometrideki farklılıklarda kanalın ciddi şekilde değişmesidir. Ortama bir eşya veya canlı ilavesi, ortamdaki canlıların yer değiştirmesi veya eşyaların yer değiştirmesi kanalı ciddi oranda değişime uğratmakta ve yeni duruma göre kanal modelleri ortaya çıkarılması gerekmektedir.

Kanal modellerini rastgelelik yönünden stokastik ve deterministik olarak ikiye ayırabiliriz. Stokastik kanal modelleri rastgele değişkenler vasıtasıyla kolayca simule edilebilirken deterministik kanal modellerinin simülasyonu oldukça zahmetlidir.

2.2.1. Stokastik Kanal Modelleri

Stokastik kanal modelleri rastgele değişkenler kullanılarak ortaya çıkan modeller olup radyo frekans, serbest uzay optik, infrared ve ultraviyole haberleşmelerinde çok fazla tercih edilmektedir. Stokastik modellerin geliştirilmesinin en önemli amacı sistemin bilgisayar ortamında rahatça simule edilebilmesidir. Stokastik modellerin ortaya çıkmasının asıl sebebi ise ortamda çok sayıda değişkenin olması sebebiyle determinist modelin zorlaşması veya mümkün olmamasıdır. Bu sebeple kanalın doğası iyi anlaşıldıktan sonra hangi rastgele dağılım fonksiyonlarıyla modellenebileceği çalışılır ve çalışılan pratik kanalın doğasına uygun olan ve ölçümlere uygun sonuçlar veren rastgele dağılım ile dağılımın parametreleri belirlenmeye çalışılır.

Perez-Jimenez ve diğ. (1997) tarafından Rayleigh ve gamma dağılımları kullanılarak, Jungnickel ve diğ. (2002) tarafından ise Rician dağılımını kullanılarak IR bandı optik kanallar için önerilen kanal modelleri bulunmaktadır. Bu yöntemleri esas alan birçok başka çalışma da

yapılmıştır. Ancak bu kanal modelleri bazı varsayımlara göre ve IR bandı göz önüne alınarak yapılmış olup görünür ışık haberleşmesinin pratiğine uygun gelmemektedir.

2.2.2. Deterministik Kanal Modelleri

Stokastik kanal modellerinin yetersiz kalması üzerine Monte Carlo ışın takip etme yöntemlerini kullanan simülasyon araçları kullanılarak kanal modelleri geliştirilmeye başlanmıştır. Deterministik kanal modellerinin oluşturulmasının sebebi uzun mesafeli ve çok fazla değişkenin bulunduğu bina dışı haberleşmesinin aksine bina içi haberleşmede çok daha az sayıda değişkenin olmasıdır. Bu sebeple kanal deterministik olarak modellenenbilmektedir.

Deterministik kanalların en zor yanı ise modellenmek istenen kanalın 3 boyutlu ortamının eksiksiz oluşturulması, materyal bilgilerinin ve optik kaynak ve yansıma özellikleri gibi bütün fiziksel özelliklerin dikkate alınması gerekliliğidir. Miramirkhani ve Uysal (2015) tarafından kanalın simülasyonlarının nasıl yapılacağı anlatılmıştır. Buna göre öncelikle ortamın ve eşyaların, canlıların boyutları belirlenir, sonraki aşamada eşya ve yüzeylerin materyalleri sayesinde yansıtma özellikleri tanımlanır. Daha sonra bunlar mekan içindeki pozisyonuna yerleştirilerek 3 boyutlu geometri çıkarılmış olur. Simülasyonlara başlamak için alıcı ve vericinin konumları belirlendikten sonra bu cihazların parametreleri sisteme girilir.

Haberleşme kanallarının modellenmesi denilince akla gelen şey kanalın kanal dürtü cevabının çıkartılmasıdır. Kanal dürtü cevaplarına göre kanalın gecikmesinin ortalama karesel sapması (RMS) ve bu doğrultuda frekans cevabı özellikleri elde edilebilir. Düz sönümlemeli kanal için ise kanal dürtü cevabındaki kanal güç bileşenlerinin toplamı yoluyla hesaplanan kanal DC kazancı kullanılabilir.

2.2.2.1. Alıcı Pozisyonu Sabit Olan Kanal Modelleri

Görünür ışık haberleşmesinde Monte Carlo ışın takip etme yöntemiyle çıkarılan deterministik kanal modellerinde genellikle konumların sabit olduğu düşünülerek simülasyonlar yapılır. Çünkü alıcının hareketi demek konumun ve doğal olarak bütün kanal özelliklerinin değişmesi demektir. Uysal ve diğ. (2017) tarafından yapılan ve IEEE 802.15.7 görev grubu tarafından desteklenen çalışmada $14\text{ m} \times 14\text{ m} \times 3\text{ m}$ boyutlu açık ofis ve kübiklerle oluşturulan çalışma ortamları, $5\text{ m} \times 5\text{ m} \times 3\text{ m}$ boyutlu masa lambası bulunan ofis odası, $6\text{ m} \times 6\text{ m} \times 3\text{ m}$ boyutlu oturma odası ve $8.03\text{ m} \times 9.45\text{ m} \times 6.8\text{ m}$ boyutlu imalat hücresi için kanal modelleri ve kanal

dürtü cevapları çıkarılmış ve standart haline getirilmiştir. Bu kanallarla ilgili diğer fiziksel özelliklerin neler olduğuna ilgili makaleden ulaşılabilir.

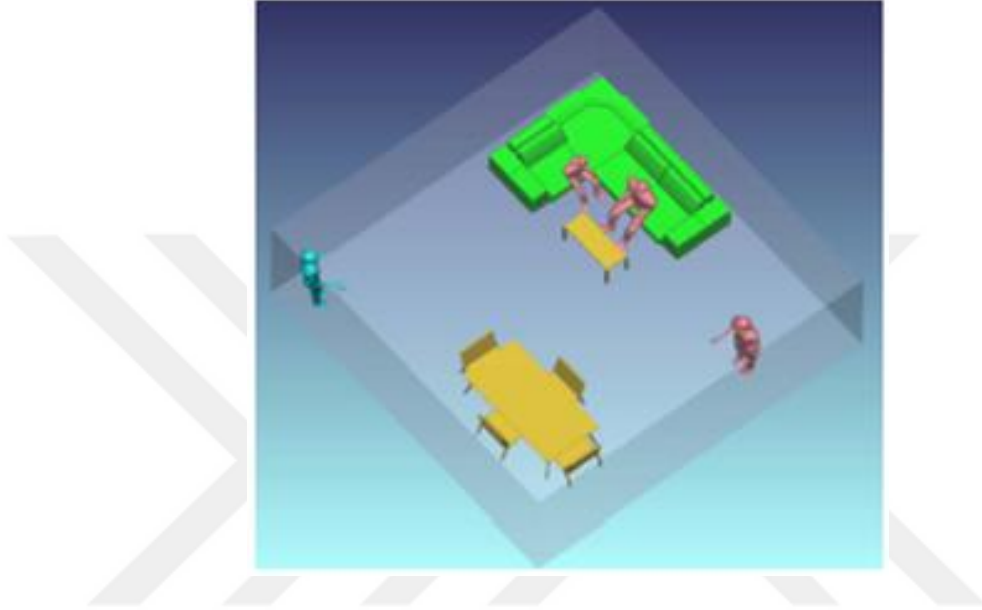
Bunun dışında Prof. Murat Uysal ve ekibi tarafından Bölüm 1.3'te anlatıldığı üzere sualtı ve gaz boru hatları gibi birçok farklı fiziksel şartlar için alıcının sabit olduğu kanal modelleri çıkarılmış ve yayınlanmıştır. Deterministik kanal modellemenin daha önce söylendiği gibi en zor yanlarından birisi de her senaryo için yeni bir optik simülasyonun yapılması gerekliliğidir. Bu nedenle MIMO, işbirlikçi haberleşme tekniği gibi haberleşme teknikleri kullanıldığında deterministik kanal modelinin alıcı-verici yerleştirmelerine, içerideki insan ve nesnelerin sayısı ve pozisyonuna göre yeniden çıkarılması gerekecektir. Bu konuda Narmanlioglu ve diğ., (2017) tarafından yapılan çalışmada MIMO sistemleri için oluşturulmuş kanal modeli örnek verilebilir. Ayrıca Uysal ve diğ. (2017) tarafından yapılan çalışmada yukarıda bahsedilen standartlaştırılmış senaryolardan birinde işbirlikçi haberleşme de dikkate alınarak kanal modeli çıkarılmış ve Narmanlioglu ve diğ. (2017) tarafından bu kanal modelinde işbirlikçi haberleşme tekniği uygulanmıştır.

2.2.2.2. Alıcının Hareketli Olduğu Durumda Kanal Modelleri

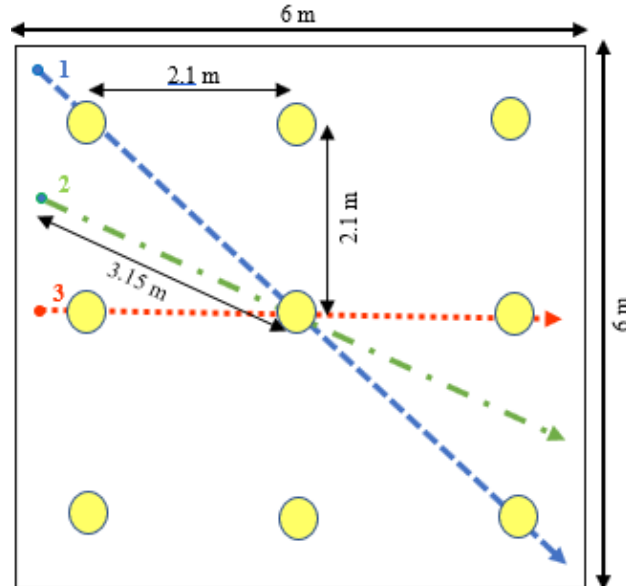
Görünür ışık haberleşmesinde alıcının hareketli olduğu bina içi mobil deterministik kanal modelleri, üzerinde çalışılması gereken bir konudur. Mobilitenin olduğu bir diğer VLC kanal modeli ise araçlar arası VLC olup konumuzun dışında olduğu için bahsedilmemiştir. Bu bölümde yalnızca bina içi mobil deterministik kanal modelinden bahsedilmekte ve tez kapsamında kullanılmış olan kanal modelinin çıkarıldığı mekan, şartlar ve parametreler ile ilgili bilgiler verilmektedir.

Miramirkhani ve diğ. (2017) tarafından yapılan çalışmada Uysal ve diğ. (2017) tarafından yapılan 6 m × 6 m × 3 m ölçülerdeki oturma odası düzeni referans alınmıştır. Zemax[®] optik simülasyon aracı ile tasarlanan oturma odasının tavanı ve duvarları alçı kaplı, zemin çam parke kaplı olarak simule edilmiştir. Ayrıca masa ve sandalyeler yine çam kaplı olup koltuklar pamuk, sehpa ise cam olarak kabul edilmiştir. İnsanların tenleri ışığı absorbe edici yüzey olarak dikkate alınmış ve kıyafetleri pamuk, ayakkabıları ise siyah ve cilalı olarak simule edilmiştir. Simülasyonda LED olarak ticari bir ürün şeklinde piyasada bulunan 40° yarı görme açısına sahip olan 9 adet Cree[®] CR6-800L LED'leri 153 lux aydınlatma seviyesine denk gelen 11 W güç ile kullanılmıştır. Alıcı tarafında ise 1.8 m yükseklikte ve elinde 45° eğim ile tutulan cep telefonu olduğu dikkate alınmıştır. Alıcının görme açısı (FOV) 85° ve görme alanı 1 cm² olarak

değerlendirilmiştir. Tasarlanan bu fiziksel şartlara göre oturma odasının görseli Şekil 2.2’de verilmiştir. Bu şekilde mavi renk ile gösterilen kişinin odada Şekil 2.3 ile gösterilen 3 farklı gezinge üzerindeki pozisyonları ile kanal dürtü cevapları elde edilmiştir. Kanal dürtü cevapları gezinge üzerinde yaklaşık 40 cm aralıklarla elde edilmiş ve gezingelerin başlangıç ve bitiş noktaları da duvara 40 cm olarak alınmıştır.



Şekil 2.2: Mobil VLC kanal modeli için oluşturulan oturma odasının 3 boyutlu resmi¹



Şekil 2.3: Odadaki LED pozisyonları ve gezingelerin gösterimi

¹ (Miramirkhani ve diğ., 2017) makalesi sahiplerinden izin alınarak kullanılmıştır.

Elde edilen kanal dürtü cevaplarından kanal DC kazancı ve buna bağlı olarak dB cinsinden yol kaybı ifadeleri ile RMS gecikme yayılımı değerleri her pozisyon için çıkarılmıştır. Çıkarılan dB cinsinden yol kaybı ve RMS gecikme cevapları eğri uydurma yoluyla mesafeye bağlı sürekli fonksiyonlar haline getirilmiş ve bu değerlerin LED'lere yaklaştıkça iyileştiği, uzaklaştıkça kötüleştiği gösterilmiştir. Eğri uydurma sinüslerin toplamı şeklinde yapılmış olup, kullanılan sinüs eğrisi sayısı ile ilgili daha detaylı bilgiye Bölüm 3.3.1.2'den ulaşılabilir.

Kanal DC kazancı düz sönümlemeli kanal için kanal değişkeni olarak kullanılabilir. Bununla birlikte RMS gecikme yayılması ise kanalın uyum bant genişliğinin hesaplanmasında kullanılabilir. Bu doğrultuda uygun sembol süreleri kullanılarak bu kanal modeli ile düz sönümlemeli durum için haberleşme sistemleri gerçekleştirilebilir. Yalnız düşük sembol süreleri için kanal, frekans seçici hale geleceğinden kanal dürtü cevaplarının kendisine ihtiyaç duyulacaktır. Kanalın daha ayrıntılı incelemesine Bölüm 3.2'den ulaşılabilir. Bu makaledeki kanalın düz sönümlemeli durum için kullanımı Bölüm 3.3.2'de anlatılmıştır.

Miramirkhani ve diğ. (2017) tarafından kanal yol kaybı değerleri dB cinsinden ve RMS gecikme yayılması değerleri her pozisyon için ve mesafeye bağlı sürekli fonksiyonlar olarak verilmekte, sürekli fonksiyonlar için eğri uydurma sonucu elde edilen parametreler de yer almaktadır. Ancak eğri uydurma sonucu elde edilen sinüs eğrilerinin parametreleriyle çizdirilen eğrilerin makaledeki eğrilerden farklı olduğu yani makalede yer alan eğri uydurma parametrelerinin yanlış olduğu tespit edilmiştir. Bunun üzerine grafikten verileri çekmeyi sağlayan MATLAB® programlama dilinde yazılmış olan grabit() isimli görsel araç (Doke, 2003) yardımıyla simülasyon değerleri şekillerden elde edilmiş ve bunlara göre eğri uydurma yöntemiyle doğru parametre değerleri elde edilerek tablolarda sunulmuştur. Tablolardaki değerleri tanımlarsak, mesafeye bağlı sürekli yol kaybı fonksiyonu, $PL(d)$ şu şekildedir:

$$PL(d) = \sum_{m=1}^n a_m \sin(b_m d + c_m) \quad (2.1)$$

Burada a_m , b_m ve c_m değerleri eğri uydurma sonucu oluşan parametrelerin değerleri olup Tablo 2.1'de sunulmuştur. Burada n değeri Gezinge-1 için 4, diğerleri için 3 olarak alınmıştır. Optik simülasyonun yapıldığı her konumdaki yol kaybı, $PL_{(d)}$ şu şekilde tanımlanır:

$$PL_{(d)} = -10 \log_{10} h_{dc,(d)} \quad (2.2)$$

Burada (d), gezinge üzerindeki pozisyonu ve $h_{dc,(d)}$, her pozisyonundaki kanalın DC kazancını göstermekte olup

$$h_{dc,(d)} = \int_0^\infty h_{c,(d)}(\tau) d\tau \quad (2.3)$$

şeklinde hesaplanır. Denklemdaki $h_{c,(d)}(\tau)$, kanalın optik simülasyon konumundaki sürekli zaman dürtü cevabını göstermektedir.

Tablo 2.1: Yol kaybı sürekli fonksiyonu parametreleri

Gezinge-1 (Mavi Çizgi)					
a_1	118.0594	b_1	0.1683	c_1	2.0816
a_2	55.2263	b_2	0.5184	c_2	4.0646
a_3	12.1532	b_3	1.0441	c_3	5.1691
a_4	2.4889	b_4	2.4332	c_4	-0.1116
Gezinge-2 (Yeşil Çizgi)					
a_1	111.8524	b_1	0.4017	c_1	0.2551
a_2	75.1544	b_2	0.5210	c_2	2.9879
a_3	1.3282	b_3	2.6801	c_3	0.5532
Gezinge-3 (Kırmızı Çizgi)					
a_1	172.2527	b_1	0.2280	c_1	0.6102
a_2	137.0606	b_2	0.2649	c_2	3.5995
a_3	2.0490	b_3	2.7646	c_3	2.2147

RMS gecikme yayılmasının mesafeye bağlı sürekli fonksiyonu $\tau_{RMS}(d)$ şu şekildedir:

$$\tau_{RMS}(d) = \sum_{j=1}^n k_j \sin(l_j d + m_j) \quad (2.4)$$

Burada k_m , l_m ve m_m değerleri eğri uydurma sonucu oluşan parametrelerin değerleri olup Tablo 2.2’de sunulmuştur. Denklemdaki n değeri (2.1)’deki ile aynıdır. Her pozisyonundaki yol kaybı, $\tau_{RMS,(d)}$ şu şekilde tanımlanır:

$$\tau_{RMS,(d)} = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \tau_0)^2 h_{c,(d)}(\tau) d\tau}{\int_0^\infty h_{c,(d)}(\tau) d\tau}} \quad (2.5)$$

Burada τ_0 , ortalama gecikme süresi olup şu şekilde ifade edilir:

$$\tau_{RMS,(d)} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} \tau h_{c,(d)}(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} h_{c,(d)}(\tau) d\tau}} \quad (2.6)$$

Tablo 2.2: RMS gecikme yayılması sürekli fonksiyonu parametreleri

Gezinge-1 (Mavi Çizgi)					
k_1	33.75	l_1	0.70	m_1	-1.21
k_2	38.35	l_2	1.04	m_2	0.62
k_3	37.22	l_3	1.55	m_3	1.66
k_4	23.46	l_4	1.70	m_4	4.12
Gezinge-2 (Yeşil Çizgi)					
k_1	31.71	l_1	0.46	m_1	0.13
k_2	20.16	l_2	0.63	m_2	2.77
k_3	0.79	l_3	3.98	m_3	-3.49
Gezinge-3 (Kırmızı Çizgi)					
k_1	19.44	l_1	0.41	m_1	0.18
k_2	9.13	l_2	0.65	m_2	2.54
k_3	1.75	l_3	2.84	m_3	1.90

2.3. VLC SİSTEMLERİNDE KULLANILAN MODÜLASYON TEKNİKLERİ

Optik haberleşmede modülasyonda, optik sinyalin yoğunluğunun modüle edilmesi özelliği ve yoğunluk modülasyonunun (IM) doğası gereği Aç-Kapa Anahtarlama Modülasyonu (OOK), Darbe Genlik Modülasyonu (PAM), Darbe Konum Modülasyonu (PPM) ve Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) modülasyon çeşitleri kullanılabilir. Ayrıca RF haberleşmesinde kullanılan Genlik Anahtarlama Kilitleme (ASK), Faz Anahtarlama Kilitleme (PSK), Dördün Genlik Modülasyonu (QAM) ve Frekans Anahtarlama Kilitleme (FSK) teknikleri de bazı uyarlamalardan sonra kullanılabilir. Örneğin optik dik frekans bölmeli çoklama (OFDM) tekniklerinde PSK ve QAM modülasyonları kullanılıp daha sonra Hermityan matrisi alınıp arkasından ters ayrık Fourier dönüşümü (I-DFT) işlemi uygulandığında sanal bileşenlerden kurtulmuş olunur ve sonra DC besleme yapılarak negatif kısımlar da pozitif çekilir. Demodülasyon işleminde ise tam tersi yapılır. ASK modülasyonu PAM modülasyonunun ortalaması sıfırlanmış halidir, diğer bir deyişle PAM modülasyonu ASK modülasyonunun DC beslemeli şeklindedir. FSK ise renk modülasyonu olarak düşünülebilir (Ahn ve Kwon, 2012).

Bu bölümde görünür ışık haberleşmesinde en fazla kullanılan ve bu tez kapsamında kullanılmış olan modülasyon çeşitlerinden bahsedilmiştir. Burada anlatılmasa da OOK, 2-PAM modülasyonu ile aynı şeyi ifade etmektedir. Benzer şekilde BPSK ve 4-PSK ise sırasıyla 2 ve 4-QAM olarak değerlendirilebilir. Ayrıca optik OFDM teknikleri hakkında karşılaştırmalı bilgi verilmiştir. DCO-OFDM tekniğinin ayrıntılı anlatımına ise Bölüm 3.4.2.2'den ulaşılabilir.

2.3.1. Darbe Genlik Modülasyonu (PAM)

M , modülasyon seviyesini göstermek üzere M-PAM modülasyonundaki birim güçlü yani normalize edilmiş semboller

$$I_m = \frac{2}{M-1}m, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \text{ için} \quad (2.7)$$

şeklinde verilir. Burada I_m , sembol kümesindeki m . sembolü göstermektedir. (2.7)'ye göre M-PAM için sembol kümesi, S_1

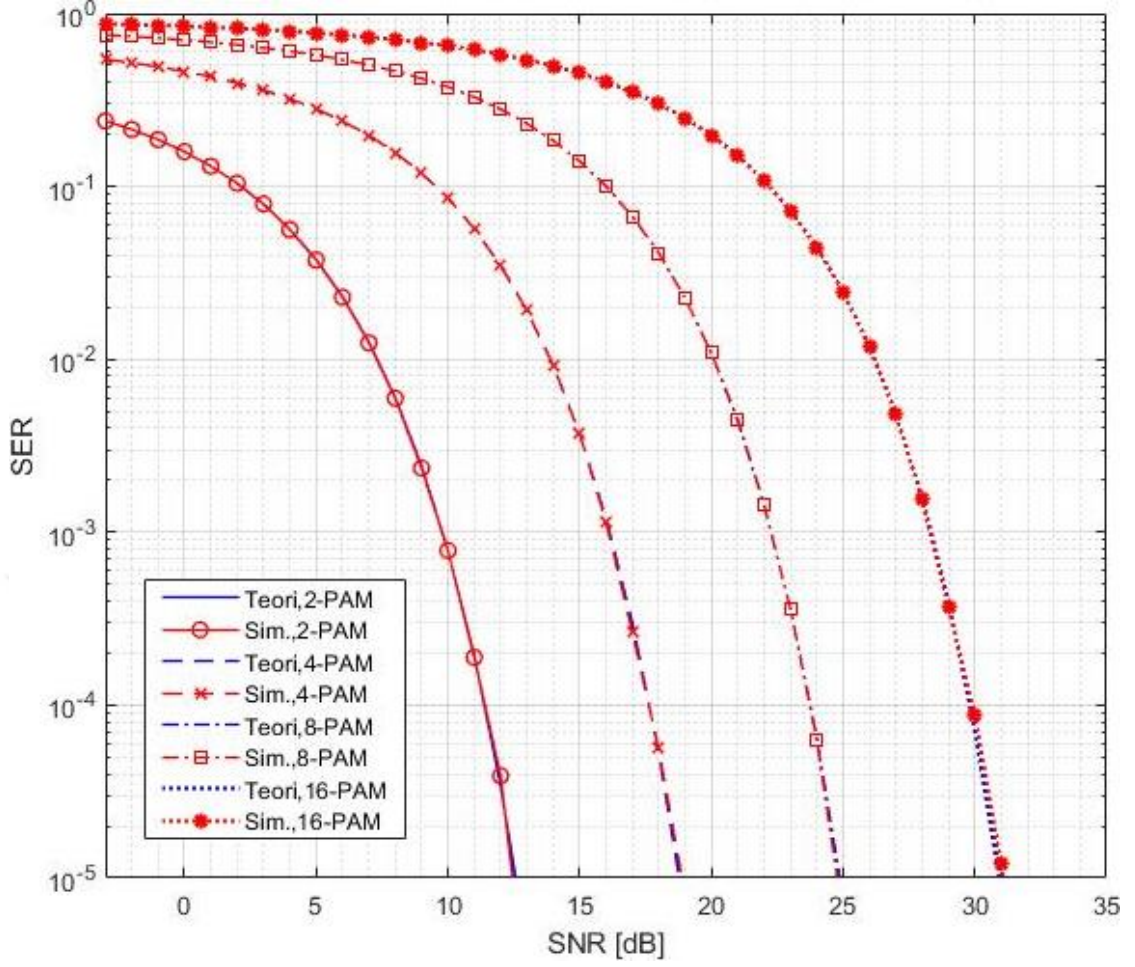
$$S_1 = \{I_m | m = 0, 1, \dots, M-1\} \quad (2.8)$$

şeklinde oluşmaktadır. Haritalama fonksiyonu, $\mathcal{M}_{\text{PAM}}(\cdot)$ ile verici tarafında her $\log_2 M$ adet bit S_1 sembol kümesinden sembollere haritalanırken alıcı tarafında kestirilen semboller ters haritalama fonksiyonu, $\mathcal{M}_{\text{PAM}}^{-1}(\cdot)$ ile $\log_2 M$ bite haritalanır. Haritalama fonksiyonunda Gray kodlama kullanılması ile bit hata oranı (BER) düşürülür. Bunun sebebi sembollerin bozucu etkiler altında ilk başta komşuluk seviyesi en yakın olan sembollere kaymasıdır. Gray kodlama komşuluk seviyesi ne kadar yakın ise o semboller arasında daha az bit farkı olmasını temin eder. Böylece Gray kodlamanın BER performansını iyileştirmek noktasında çok büyük bir yararı olur. Gray kodlamanın nasıl yapıldığıyla ilgili örnek Bölüm 2.3.2'de verilmiştir.

M-PAM optik modülasyonu için teorik sembol hata olasılığı, P_s ifadesi aşağıdaki şekildedir:

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{\Delta^2}{2N_0}}\right) \quad (2.9)$$

Burada Δ , semboller arasındaki mesafeyi ve N_0 , toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün (AWGN) varyansını veya güç spektral yoğunluğunu göstermektedir. Şekil 2.4'te optik 2, 4, 8 ve 16-PAM modülasyonlarının AWGN kanalda teorik olarak ve simülasyon sonucu elde edilmiş sembol hata oranları (SER) verilmiştir.



Şekil 2.4: M-PAM modülasyonlarının optik AWGN kanalda SER performansları

2.3.2. Dördün Genlik Modülasyonu (QAM)

M , modülasyon mertebesini göstermek üzere tam kare, gücü normalize edilmiş M-QAM sembolleri temel bantta aşağıdaki şekilde oluşturulur:

$$s_{m,n} = (2m - 1 - \sqrt{M} + j(2n - 1 - \sqrt{M})) \quad m, n = 0, 1, \dots, \sqrt{M} - 1 \text{ için} \quad (2.10)$$

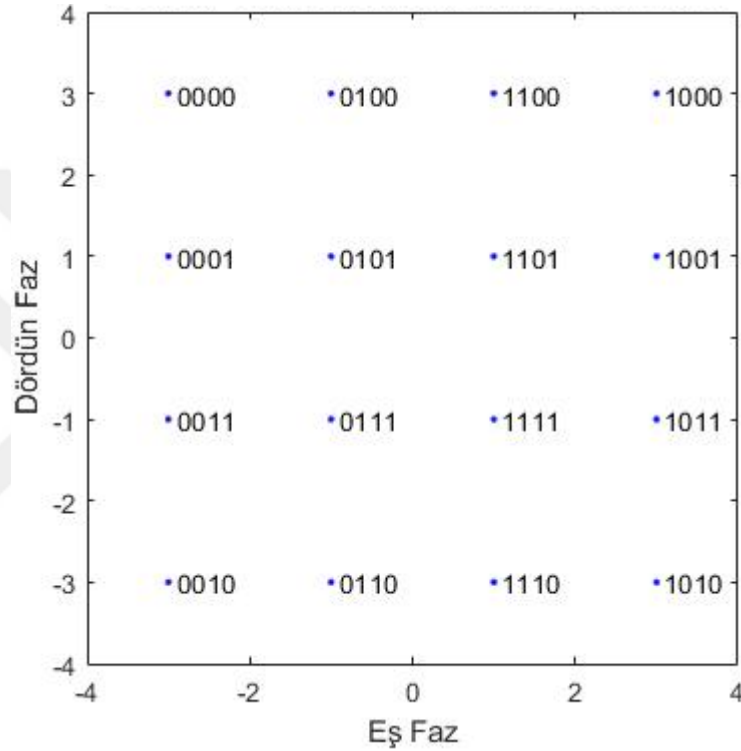
Burada m ve n değerleri sembollerin yıldız diyagramında eş faz ve dördün faz eksenindeki indislerini göstermektedir. Böylece toplamda M adet sembol ile S_2 kümesi aşağıdaki şekilde oluşur:

$$S_2 = \{s_{m,n} | m, n = 0, 1, \dots, \sqrt{M} - 1\} \quad (2.11)$$

Sembol kümesindeki semboller iletilmeden önce

$$\hat{s}_{m,n} = \sqrt{\frac{2(M-1)}{3}} s_{m,n} \quad (2.12)$$

şeklinde normalize edilir. Verici tarafında haritalama fonksiyonu, $\mathcal{M}_{\text{QAM}}(\cdot)$ kullanılarak her $\log_2 M$ adet bit, Bölüm 2.3.1’de belirtildiği gibi Gray kodlamayı da dikkate alacak şekilde S_2 kümesinden elemanlara haritalanır. Alıcı tarafında ise kestirilen semboller ters haritalama fonksiyonu, $\mathcal{M}_{\text{QAM}}^{-1}(\cdot)$ ile $\log_2 M$ adet bite haritalanır. Gray kodlama ile haritalamanın nasıl yapıldığı 16-QAM için Şekil 2.5’te verilmiştir. Ayrıca QAM modülasyonlarının kullanıldığı DC-beslemeli optik OFDM (DCO-OFDM) tekniğinde AWGN kanal için BER performans eğrileri Bölüm 3.4.2.3’ün sonunda verilmiştir.



Şekil 2.5: Gray kodlama yapılmış 16-QAM haritalaması

2.3.3. VLC Sistemlerinde Kullanılan OFDM Teknikleri

Sembol süresinin çok küçüldüğü ve dolayısıyla bant genişliğinin arttığı haberleşme sistemlerinde haberleşme kanalının frekans cevabı düz olmaktan çıkar ve kanal farklı frekanslarda farklı tepki vermeye başlar yani frekans seçici hale gelir. Bu durumda semboller arası girişim (ISI) etkisi ortaya çıkmaktadır.

Düz sönmülemde kanal sabiti her sembolle çarpım durumundayken, frekans seçici sönmülemde konvolüsyon durumundadır. Konvolüsyonun frekans domenindeki karşılığı çarpımdır. O nedenle ISI etkisini gidermek için frekans domeninde kanal dengeleme veya dik frekans bölmeli çoklama (OFDM) teknikleri kullanılır. Frekans domeninde kanal dengeleme

yaparken, kanal uyum bant genişliklerine bölünerek her parça için ayrı bir kanal frekans cevabına frekans domeninde bölünür. Kanal bant genişliği çok büyük olduğunda her bir alt bant için kanal dengeleme yapmak çok karmaşık olacağı için OFDM tekniğinden faydalanmak uygun olacaktır. OFDM tekniğinde ise vericide semboller ters ayırık Fourier dönüşümü (I-DFT) ve alıcıda ayırık Fourier dönüşümü (DFT) yapıldığı için semboller seviyesinde kanalın frekans cevabı etkili olur. DFT ve I-DFT yerine daha hızlı olup aynı işlevi yapan hızlı Fourier dönüşümü (FFT) ve bunun tersi olan I-FFT kullanılabilir.

OFDM tekniğinde kanalın frekans cevabı sembollerle çarpım durumundadır ve kolayca dengeleme işlemi gerçekleştirilebilir. Ayrıca OFDM tekniğinde alt-taşıyıcılar birbirine dik olduğu ve koruma bantları kullanılmadığı için bant genişliği çok daha verimli kullanılabilir. Bunun yanında DFT işleminin doğası gereği yükselticiler için problem olan tepenin ortalama güce oranının (PAPR) yüksek olması problemi vardır. Ayrıca OFDM tekniğinde bant genişliği alt-taşıyıcılara bölünüp her alt taşıyıcı arka arkaya aynı sembol süresinde gönderildiği için zaman domeninde OFDM alt-taşıyıcı sayısı, N kat gecikme yaşanır ki buna kod çözme gecikmesi (decoding delay) denir.

OFDM tekniği RF haberleşmesi için geliştirilmiş olup RF sinyallerinin doğasından ötürü eş faz/dördün faz eksenler (yani reel/sanal eksenler) ve bunlar üzerinde pozitif/negatif olmak üzere dördün (quadrature) bir yapı vardır. I-DFT işleminin sonucu olarak kanala gönderilecek semboller karmaşık ve işaretleri pozitif/negatif olabilmektedir. Optik yoğunluk modülasyonu (IM) sistemlerinde ise ışık dalga olarak modüle edilmeyip, ışığın yoğunluğuna göre modülasyon işlemi yapılır. Yoğunluk ise reel ve pozitif olmaktadır. Bu sebeple RF haberleşmesinde kullanılan klasik OFDM tekniği optik haberleşmede direkt kullanılamaz. Optik haberleşmede kullanmak için OFDM tekniklerine bazı uyarlamalar yapılarak gerekli kısıtlara uyulması sağlanmaktadır.

OFDM tekniğinin pozitif ve gerçel olma kısıdını sağlayacak şekilde uyarlanmasıyla optik OFDM teknikleri ortaya çıkmıştır. DC-beslemeli optik OFDM (DCO-OFDM) (Carruthers ve Kahn, 1996), asimetrik kırılmış optik OFDM (ACO-OFDM) (Armstrong ve Lowery, 2006), tek-kutuplu OFDM (U-OFDM) (Tsonev ve diğ., 2012), çevirme-OFDM (Fernando ve diğ., 2012) ve gelişmiş tek-kutuplu OFDM (eU-OFDM) (Tsonev ve diğ., 2015) gibi optik OFDM teknikleri önerilmiştir. U-OFDM ve Çevirme-OFDM aslında aynı yöntemlerdir. Optik OFDM

tekniklerinde Fourier dönüşümünün özellikleri kullanılarak I-DFT çıkışı gerçel hale getirilir. Bunu sağlamanın yolu I-DFT alınmadan önce sağlanan Hermityan simetridir.

Optik OFDM tekniklerinin hepsinin olumlu ve olumsuz yönleri vardır. DCO-OFDM en temel optik OFDM yöntemidir. Semboller I-DFT öncesi Hermityan simetri sağlayacak şekilde düzenlenir ve kanala gönderilecek işaretler gerçel hale getirilmiş olur. Kanala gönderilecek işaretleri yoğunluk modülasyonunda karşılığı olmayan negatif işaretten kurtarmak için de DC beslemesi yapılır. DC beslemesinden sonra kanala girecek işaretler 0 seviyesinde kırılarak negatif işaret bırakılmamış olur. Hermityan simetri sağlanması için OFDM alt taşıyıcılarının üst yarısına sembollerin eşlenikleri ters sırada yerleştirilir. Ayrıca zaman domeninde tüm sembollere yapılan DC beslemenin ayrık Fourier dönüşümü 0 frekansında Dirac delta fonksiyonu olacaktır. Bu nedenle DC beslemenin sembolleri etkilememesi için ilk alt-taşıyıcı boş bırakılır. Sembollerin bu konfigürasyonuna göre DCO-OFDM’de bant verimliliği $N/2 - 1$ olmaktadır.

ACO-OFDM tekniğinde DC beslemesi uygulanmaz. DC beslemesi güç verimliliğini oldukça düşürmektedir. Bunun yerine I-DFT öncesinde sembollerin dizimi değiştirilir ve çıkışında oluşan sinyaller kanala girmeden önce kırılır. Sembol diziminde ise sadece indis numarası tek olan alt-taşıyıcılara (tek frekanslara) veri sembolü yerleştirilerek yapılır. Çift frekanslar tek kutupluluğu korumak için kullanılır. DCO-OFDM tekniğine benzer şekilde Hermityan simetri de yerine getirilir. Ancak bu düzenden dolayı bant verimliliği $N/4$ olmaktadır. Bununla birlikte ACO-OFDM’de tek frekanslardaki veri sembollerinin genlikleri de yarıya düşürülür. Bu sebeple ACO-OFDM tekniği sayesinde büyük bir güç verimliliği elde edilmiş olur.

ACO-OFDM tekniğinde sembollerin genliklerinin yarıya düşürülmesi gerekmesinden dolayı çift-kutuplu yani klasik OFDM’e göre 3 dB’lik bir performans kaybı bulunmaktadır. ACO-OFDM’in bu 3dB’lik kaybının giderilmesi amaçlanan U-OFDM tekniği geliştirilmiştir. Böylece U-OFDM tekniği sayesinde güç verimliliği ACO-OFDM’den daha iyi hale getirilmiş ve çift-kutuplu OFDM tekniğine daha yakın bir performans elde edilebilmiştir. ACO-OFDM ve U-OFDM tekniklerinin bant verimlilikleri oldukça düşüktür. ACO-OFDM tekniğinin bu dezavantajını bastırmak amacıyla gelişmiş U-OFDM (eU-OFDM) tekniği önerilmiştir. eU-OFDM tekniğinde DCO-OFDM tekniğine göre güç verimliliği korunmaya çalışılırken bant verimliliğinde de DCO-OFDM’e yakın bir sonuç elde edilmeye çalışılmıştır.

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. GİRİŞ

Bu bölümde ilk olarak tez kapsamında kullanılan ve Bölüm 2.2.2.2’de tanıtılan mobil VLC kanalının özellikleri incelenmiştir. Sonrasında kanalın sembol süresine göre örneklenmiş şekilde elde edilişi, daha sonra Gezinge-1 boyunca sinüslerin toplamı şeklinde eğri uydurma yöntemi kullanılarak kanal güç bileşenlerinin mesafeye bağlı sürekli ifadelerinin çıkarılarak kanal bilgisinin simülasyonda kullanılacak şekilde hazır hale getirilmesi anlatılmıştır. Sonraki kısımda ise DC-Beslemeli Optik OFDM tekniği kullanılarak tez kapsamında oluşturulan haberleşme sistemi ile ilgili bilgiler verilerek sistemin nasıl çalıştığından bahsedilmiştir.

3.2. KANALIN İNCELENMESİ

Haberleşme teorisinde iletilecek sinyalin yayıldığı ortam olan kanal genel olarak iki yönden incelenir. Bunlardan ilki frekans domeninde kanalın cevabıdır ki bu yönden kanallar ikiye ayrılır: Düz (veya frekans seçici olmayan) sönümlemeli ve frekans seçici (veya çok-yollu) sönümlemeli kanallardır. Kanalın incelendiği diğer yön ise zaman domenindeki cevabı olup bu yönden de kanallar yavaş sönümlemeli (veya yavaş değişen) ve hızlı sönümlemeli (veya hızlı değişen) kanallar olarak ikiye ayrılır (Xiong, 2006).

3.2.1. Kanalın Frekans Cevabının İncelenmesi

Bir haberleşme kanalının düz veya frekans seçici olup olmadığını anlamak için kanalın uyum bant genişliğine bakılır. Uyum bant genişliği kanalın frekans cevabının değişmez kabul edildiği bant genişliğidir. Kanalın uyum bant genişliği (B_c), sembol bant genişliğinden (B_s) çok büyük

$$B_c \gg B_s \quad (3.1)$$

ise kanal düz sönümlemeli olarak nitelendirilebilir. Aksi halde kanal frekans seçici olarak nitelendirilir.

Kanalın uyum bant genişliği 2 şekilde hesaplanabilir. Bunlardan ilki maksimum gecikme yayılımı (τ_{maks}) kullanılarak yapılırken, diğer yöntemde ise kanalın güç bileşenleri dikkate alınarak hesaplanan RMS gecikme yayılımı (σ_d) kullanılır. Bu kavramları tanımlamadan önce güç gecikme profilinden (PDP) bahsetmek gerekir. Güç gecikme profili kanal dürtü cevabının zamana bağlı ifadesi olup VLC haberleşmesi için aşağıdaki denklemle tanımlanır (Uysal ve diğ., 2017):

$$h_{c,(d)}(\tau) = \sum_{i=1}^{N_r} P_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.2)$$

Burada $h_{c,(d)}(\tau)$, optik simülasyon konumlarında örneklenmiş kanal dürtü cevabının sürekli zaman ifadesini; P_i , i. optik ışının gücünü; τ_i , i. ışının gecikme süresini; $\delta(\tau)$, Dirac delta fonksiyonunu ve N_r , alıcıya gelen optik ışınların sayısını göstermektedir. Ayrıca örneklenmiş kanal dürtü cevabının sürekli zaman ifadesi

$$h_{c,(d)}(\tau) = \sum_{k=1}^{N_T} h_{k,(d)}(\tau) \quad (3.3)$$

şeklinde de ifade edilebilir. Burada N_T , LED armatürlerin sayısını ve $h_{k,(d)}(\tau)$, k. armatürle alıcı arasındaki kanalın dürtü cevabını göstermektedir. Maksimum gecikme yayılımı ise

$$\tau_{maks} = \max|\tau_i - \tau_j| \quad (3.4)$$

şeklinde hesaplanır. Uyum bant genişliği maksimum gecikme yayılımına göre hesaplanırsa

$$B_c = \frac{1}{\tau_{maks}} \quad (3.5)$$

olur. RMS gecikme yayılımı aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır (Miramirkhani ve Uysal, 2015):

$$\sigma_d = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \tau_0)^2 h_{c,(d)}(\tau) d\tau}{\int_0^\infty h_{c,(d)}(\tau) d\tau}} \quad (3.6)$$

Bu denklemde τ_0 , ortalama gecikme yayılımını göstermekte olup aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\tau_0 = \frac{\int_0^\infty \tau h_{c,(d)}(\tau) d\tau}{\int_0^\infty h_{c,(d)}(\tau) d\tau} \quad (3.7)$$

Denklem (3.6) ve (3.7)'deki sonsuzluk ifadelerinden kurtulmak için Sarbazi ve diğ. (2014) tarafından önerilen kesme zamanı (T_{tr}) tanımı kullanılabilir:

$$\int_0^{T_{tr}} h_{c,(d)}(\tau) d\tau = 0.97 \int_0^{\infty} h_{c,(d)}(\tau) d\tau \quad (3.8)$$

RMS gecikme zamanına bağlı olarak uyum bant genişliği kanal frekans cevabının ilinti seviyesiyle ilişkili olarak hesaplanır. İlinti seviyesi, $c = 0.5$ olursa uyum bant genişliği

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_d} \quad (3.9)$$

şeklinde hesaplanır. Eğer ilinti seviyesi, $c = 0.9$ olursa

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_d} \quad (3.10)$$

Miramirkhani ve diğ. (2017) tarafından önerilen ve bu tez kapsamında kullanılan Gezinge-1 için mobil VLC kanal modelinde RMS gecikme yayılımı $\sigma_d \approx 6-13$ ns aralığında değişmektedir. Buna göre (3.9)'u kullanarak uyum bant genişliği hesaplandığında, $B_c \approx 15-33$ MHz aralığında değişmektedir. (3.10)'u kullanarak uyum bant genişliği hesaplanırsa, $B_c \approx 1.5-3.3$ MHz aralığında değişmektedir. Sembol süresi, $T_s = 1$ μ s olarak alınırsa, sembolün yüksek frekanstaki bant genişliği

$$B_s \approx \frac{1}{T_s} \quad (3.11)$$

olarak hesaplandığı için $B_s \approx 1$ MHz olacak ve (3.1) şartını sağlayacağı için kullanılan kanal düz (veya frekans seçici olmayan) sönümlemeli kanal olacaktır. Şayet sembol süresi, $T_s = 5$ ns olarak belirlenirse, (3.11)'e göre $B_s \approx 200$ MHz olacak ve (3.1) şartı sağlanmayacağı için kullanılan kanal frekans seçici sönümleme etkisi gösterecektir.

3.2.2. Kanalin Zamanda Değişme Yönüyle İncelenmesi

Bir haberleşme kanalının yavaş veya hızlı sönümlemeli olup olmadığını anlamak için kanalın uyum zamanına bakılır. Uyum zamanı kanalın dürtü cevabının değişmez kabul edildiği süreye verilen isimdir. Kanalin uyum zamanı (T_c), sembol süresinden (T_s) çok büyük

$$T_c \gg T_s \quad (3.12)$$

ise kanal yavaş sönümlemeli olarak nitelendirilebilir. Aksi halde kanal hızlı olarak nitelendirilir.

RF haberleşmesinde kanalın maksimum Doppler kayması (f_m)

$$f_m = \frac{v_{UE}}{c_{light}} f_c \quad (3.13)$$

şeklinde hesaplanır ki burada V_{UE} , hareketli alıcı-vericinin m/s birimindeki hızını (verici sabit olduğu için bağıl hız kendi hızına eşittir), $c_{light} \cong 3 \times 10^8$ m/s olmak üzere ışık hızını ve f_c , taşıyıcı frekansını göstermektedir. Buradan ilinti seviyesi, $c = 0.5$ için uyum zamanı (T_c)

$$T_c \approx \frac{0.423}{f_m} \quad (3.14)$$

şeklinde hesaplanır. Bu RF denklemlerine göre mobil VLC için $f_c = 600$ THz iken $V_{UE} = 1$ ve 7 m/s değerleriyle uyum zamanı hesaplanırsa, sırasıyla $T_c \cong 210$ ns ve 30 ns elde edilir. Ancak Bölüm 4.1’de ve Narmanlioglu ve diğ. (2019) tarafından yapılan çalışmada pilot bitlerinin yerleştirme sıklığından görüleceği üzere $V_{UE} = 7$ m/s için 10 ms’nin üzerinde ve hız ile uyum zamanı ters orantılı olacağı için $V_{UE} = 1$ m/s için onlarca ms mesabesinde hatta 100 ms’nin üzerinde bir uyum zamanı vardır. Çünkü pilot bitlerin yerleştirme sıklığı, uyum zamanından daha az olmalıdır. Yine Cheng ve diğ. (2017) tarafından yapılan çalışmada araçlar arası VLC kanalı için ilinti seviyesi, $c = 0.5$ için T_c , 100 ms’den daha fazla olarak gösterilmiştir. Bu nedenle RF haberleşmesi için kullanılan uyum zamanı denklemleri VLC için geçerli değildir.

VLC kanallarının zamanda değişme özelliklerinin incelenmesinde RF yöntemlerinin ve denklemlerinin kullanılması mümkün görünmemektedir. Deng ve Chu (2017) ve Ghassemloooy ve diğ. (2013) tarafından belirtildiği üzere VLC sistemlerinde kullanılan LED elemanları eş zamanlı olmayan kaynaklar olarak değerlendirilmektedir. Bu nedenle bu elemanlar yoğunluk (intensity) modülasyonu ile kullanılmaktadır ve direkt sezim ile yoğunluk miktarı tespit edilerek demodüle edilmektedir. LED’ler yoğunluk yönünden lineer davranan elemanlardır (Deng ve Chu, 2017). RF için kullanılan (3.13) ve (3.14) nolu denklemler ise eş zamanlı sistemlere (dalga modüle edildiği sistemlere) uygulanabilecek denklemlerdir. Tez kapsamında kullanılan sembol süreleri $T_s = 1$ μ s ve 5 ns olup yukarıda belirtildiği üzere T_c , ms mertebelerinden çok daha küçük olduğu için kanalın yavaş sönmlemeli (yavaş değişen) kanal olduğuna hükmedilir.

3.3. KANALIN SİMÜLASYONU

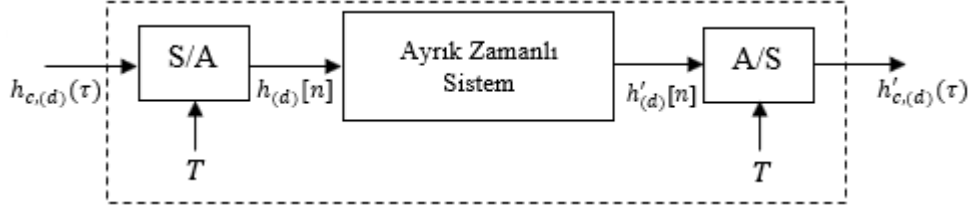
Bu bölümde frekans seçici ve dar sönmlemeli kanalın nasıl simule edildiği anlatılmaktadır. Tez kapsamında öncelikle düz sönmlemeli kanal simule edilmiştir. Ancak düz sönmlemeli kanalın simülasyonunu daha iyi anlamak için kanal ifadesinin daha açık bir şekilde kullanıldığı frekans seçici durumdaki kanala bakmak gerekir.

3.3.1. Frekans Seçici (Çok-Yollu Sönümlmeli) Kanallın Simülasyonu

3.3.1.1. Kanal Güç Bileşenlerinin Elde Edilmesi

Bu bölümde kanal güç bileşenlerinin (tap) sembol süresine yani bant genişliğine göre elde edilmesi anlatılmaktadır. Bu işlemin yapılması sürekli zaman sinyallerin ayrık zamanlı işlenmesidir (Oppenheim ve diğ., 1999). Kanal dürtü cevabındaki bileşenlerin sembol sürelerindeki etkilerini ortaya çıkarmak için dürtü cevabı frekansı ile haberleşme bant genişliği oranının çarpımsal tersi (periyotlar arasındaki orana eşittir), zaman eksenini kestiği nokta olacak şekilde sinc filtrelerle konvolüsyon yapıp yeni sembol süresiyle örneklenmesi işlemidir. Bunun sebebi dürtü cevabının sembol bant genişliğine göre filtrelenmesidir yani frekans domeninde ilgili bant genişliğinde kazancı 1 olan kare dalga ile çarpmak demektir. Bu işlemin zaman domenindeki karşılığı ise sinc filtreden geçirmek yani sinc ile konvolüsyon işlemidir. Böylece dürtü cevabındaki her bileşenin sembol süresindeki toplamsal etkileri bulunmuş olur. Bu işlem bütün optik simülasyon konumlarındaki dürtü cevapları için tekrarlanarak her noktada sembol süresine göre kanal güç bileşen değerleri elde edilir.

Yapılan işlemlerin matematiksel ve grafiksel gösterimi şu şekildedir:



Şekil 3.1: Sürekli zaman kanal dürtü cevabının ayrık zamanlı işlenmesi

Şekil 3.1’de S ve A harfleri, sırasıyla sürekli zaman ve ayrık zamanı temsil etmektedir. Burada

$$h_{(d)}[n] = h_{c,(d)}(nT) \quad (3.15)$$

şeklinde T periyoduyla örneklenmiş ayrık zamanlı kanal dürtü cevabını, (d) optik simülasyonun yapıldığı konumları ve $h_{c,(d)}(\tau)$ ise (d) noktalarındaki sürekli zaman kanal dürtü cevabını göstermektedir. Ayrık zamanlı kanal frekans cevabı, sürekli zamanlı kanal frekans cevabıyla aşağıdaki şekilde ilişkilidir:

$$H_{(d)}(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} H_{c,(d)} \left(j \left(\frac{\omega}{T} - \frac{2\pi i}{T} \right) \right) \quad (3.16)$$

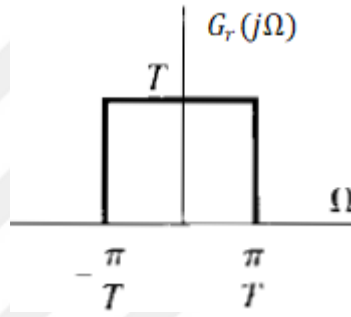
A/S dönüştürücü sürekli zamanlı $h'_{c,(d)}(\tau)$ sinyalini aşağıdaki şekilde üretir:

$$h'_{c,(d)}(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h'_{(d)}[k] \frac{\sin[\pi(\tau-kT)/T]}{\pi(\tau-kT)/T} \quad (3.17)$$

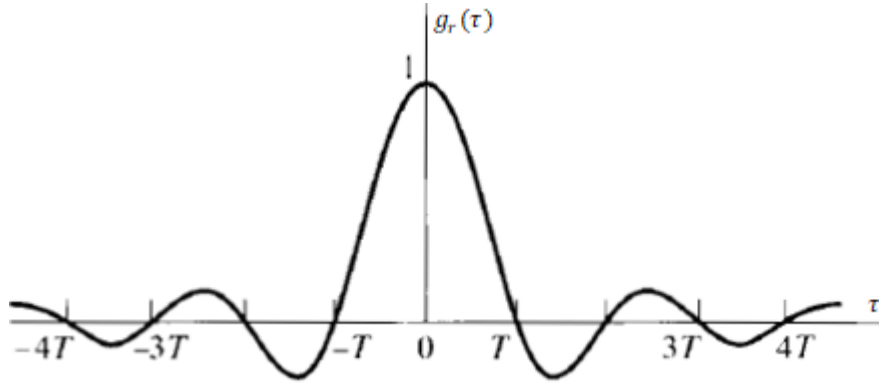
$h'_{c,(d)}(\tau)$ sinyalinin Fourier dönüşümü $\omega = \Omega T$ için aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} H'_{c,(d)}(j\Omega) &= G_r(j\Omega)H'_{(d)}(e^{j\Omega T}) \\ &= \begin{cases} TH'_{(d)}(e^{j\Omega T}), & |\Omega| < \pi/T \\ 0, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Burada $G_r(j\Omega)$ aşağıdaki gibi gösterilir ve kanal dürtü cevabını ayrık zamandan sürekli zamana dönüştüren filtrenin frekans cevabı olup sinc fonksiyonunun Fourier dönüşümü yani ideal bir alçak geçiren filtredir (LPF) ve Şekil 3.2'de gösterilmiştir. Ayrıca filtrenin zaman domenindeki fonksiyonu $g_r(\tau)$ ise Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



Şekil 3.2: Kanal dürtü cevabını sürekli zamana dönüştüren filtrenin frekans cevabı



Şekil 3.3: Kanal dürtü cevabını sürekli zamana dönüştüren filtrenin dürtü cevabı

Şekil 3.1'deki ayrık zamanlı sistem doğrusal ve zamanla değişmeyen (LTI) bir sistem ise,

$$H'_{(d)}(e^{j\omega}) = G(e^{j\omega})H_{(d)}(e^{j\omega}) \quad (3.19)$$

olup $G(e^{j\omega})$ ayrık zamanlı sistemin frekans cevabıdır. Bu durumda

$$H'_{c,(d)}(j\Omega) = G_r(j\Omega)G(e^{j\Omega T})H_{(d)}(e^{j\Omega T}) \quad (3.20)$$

olarak elde edilip (3.16) kullanılırsa

$$H'_{c,(d)}(j\Omega) = G_r(j\Omega)G(e^{j\Omega T})\frac{1}{T}\sum_{i=-\infty}^{\infty}H_{c,(d)}\left(j\left(\Omega - \frac{2\pi i}{T}\right)\right) \quad (3.21)$$

olacaktır. Eğer $|\Omega| \geq \pi/T$ için $H_{c,(d)}(j\Omega) = 0$ ise, ideal alçak geçiren bir $G_r(j\Omega)$ filtresi (3.21)'deki $1/T$ çarpanını kaldırır ve sadece $k = 0$ için olan terimi geçirir. Bu durumda

$$H'_{c,(d)}(j\Omega) = \begin{cases} G(e^{j\Omega T})H_{c,(d)}(j\Omega), & |\Omega| < \pi/T \\ 0, & |\Omega| \geq \pi/T \end{cases} \quad (3.22)$$

şeklinde elde edilir. Eğer $H_{c,(d)}(j\Omega)$ bant-sınırlı ve örnekleme periyodu Nyquist oranının üzerinde ise çıkış şu formda elde edilebilir:

$$H'_{c,(d)}(j\Omega) = G_{eff}(j\Omega)H_{c,(d)}(j\Omega) \quad (3.23)$$

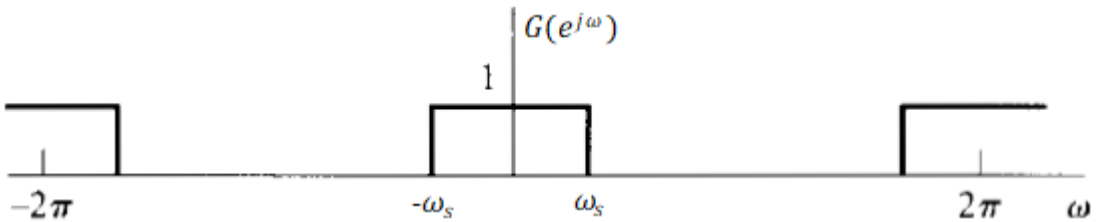
Bu denklemde $G_{eff}(j\Omega)$ ayırık zamanlı sisteme eşdeğer sürekli zamanlı sistemin frekans cevabını göstermekte olup

$$G_{eff}(j\Omega) = \begin{cases} G(e^{j\Omega T}), & |\Omega| < \pi/T \\ 0, & |\Omega| \geq \pi/T \end{cases} \quad (3.24)$$

şeklinde ifade edilir.

Tez kapsamında yapılmak istenen, $T = 1$ ns periyotla örneklenen kanal dürtü cevabının $T_s = 5$ ns sembol süresine göre örneklenmiş halini elde etmek yani bant genişliği ilk durumdaki bant genişliğinin $1/5$ 'i olan bir alçak geçiren filtreden geçirmektir. Ω_N kanalın sürekli zaman bant genişliği olmak üzere, sembolün ayırık bant genişliği $\omega_s = \Omega_N T/5$ değerine eşittir.

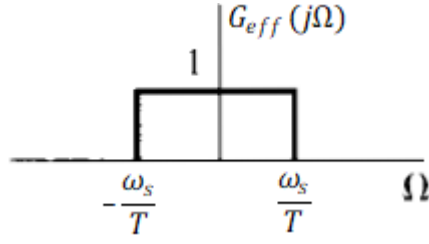
$$G(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_s \\ 0, & \omega_s < |\omega| < \pi \end{cases} \quad (3.25)$$



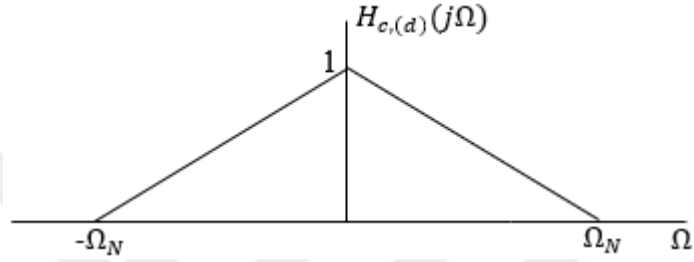
Şekil 3.4: Kanala uygulanan ayırık zamanlı sistemin frekans cevabı

Bu sistemin sürekli zaman eşdeğerinin frekans cevabı ise şu şekilde gösterilir:

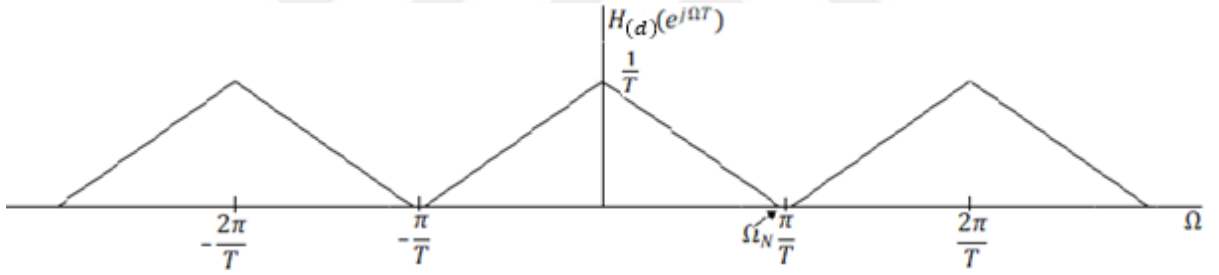
$$G_{eff}(j\Omega) = \begin{cases} 1, & |\Omega| < \omega_s/T \\ 0, & |\Omega| > \omega_s/T \end{cases} \quad (3.26)$$



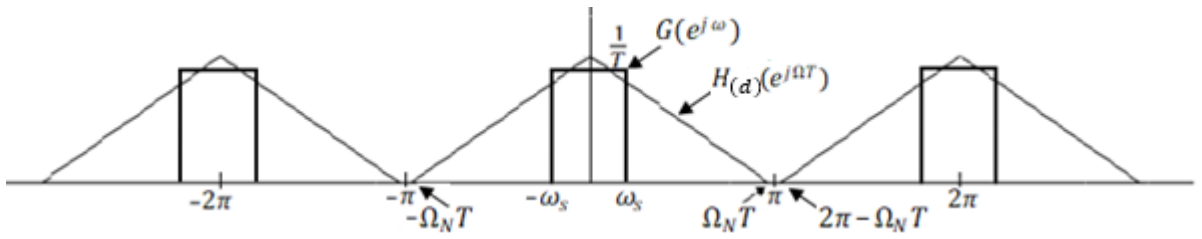
Şekil 3.5: Kanala uygulanan sistemin eşdeğer sisteminin frekans cevabı



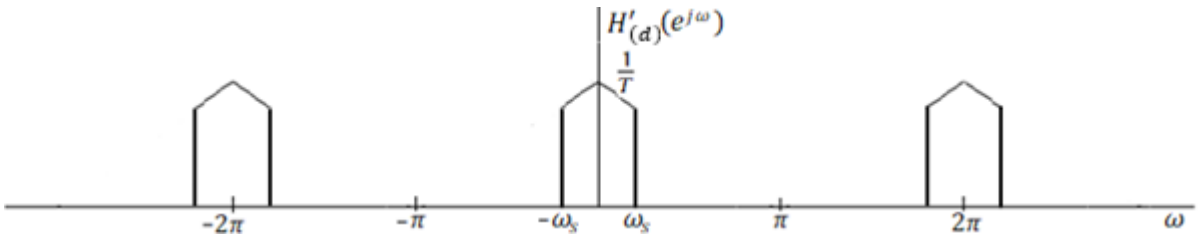
Şekil 3.6: Sürekli zaman kanal frekans cevabının temsili gösterimi



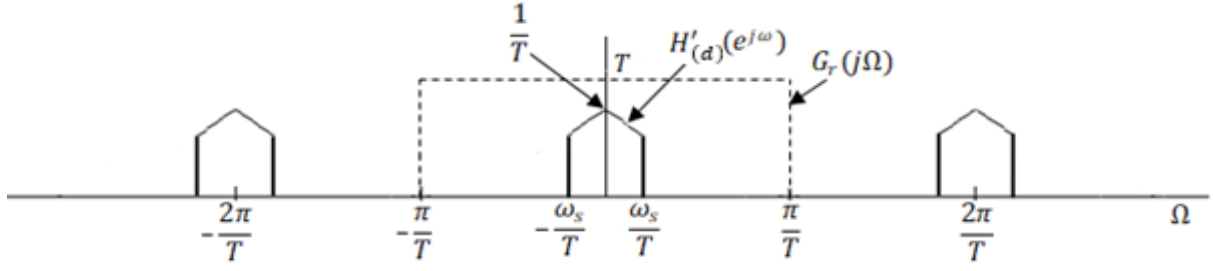
Şekil 3.7: Ayırık zaman kanal frekans cevabının temsili gösterimi



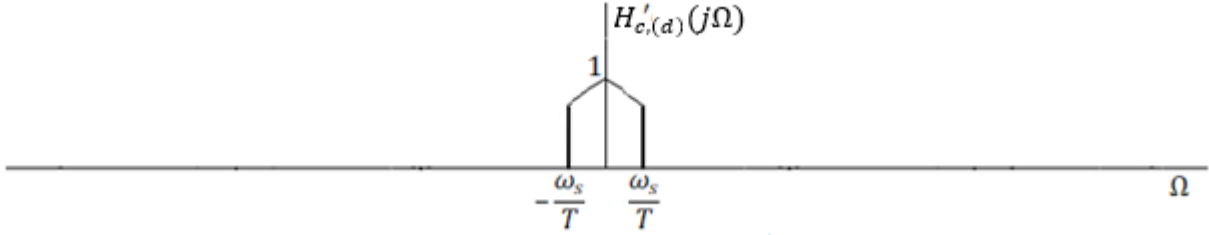
Şekil 3.8: Ayırık zamanlı sistemin uygulanmasının frekans domeninde gösterimi



Şekil 3.9: Ayırık zamanlı sistem uygulandıktan sonra kanal frekans cevabı



Şekil 3.10: Sürekli zamana geçiren filtrenin uygulanmasının frekans domeninde gösterimi



Şekil 3.11: Ayırık zamanda filtrelenmiş kanalın sürekli zaman frekans cevabı

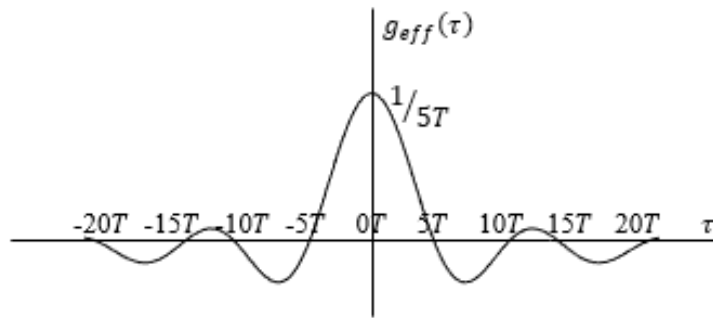
$G_{eff}(jΩ)$ fonksiyonuna ters Fourier dönüşümü uygulanırsa

$$g_{eff}(\tau) = \frac{\sin(\omega_s \tau / T)}{\pi \tau} = \frac{\sin(\Omega_N \tau / 5)}{\pi \tau} \quad (3.27)$$

olur. Benzer şekilde

$$g[n] = \frac{\sin(\omega_s n)}{\pi n} = \frac{\sin(\Omega_N T n / 5)}{\pi n} \quad (3.28)$$

olarak elde edilir. $g_{eff}(\tau)$ fonksiyonunun grafiği Şekil 3.12’de verilmiştir.



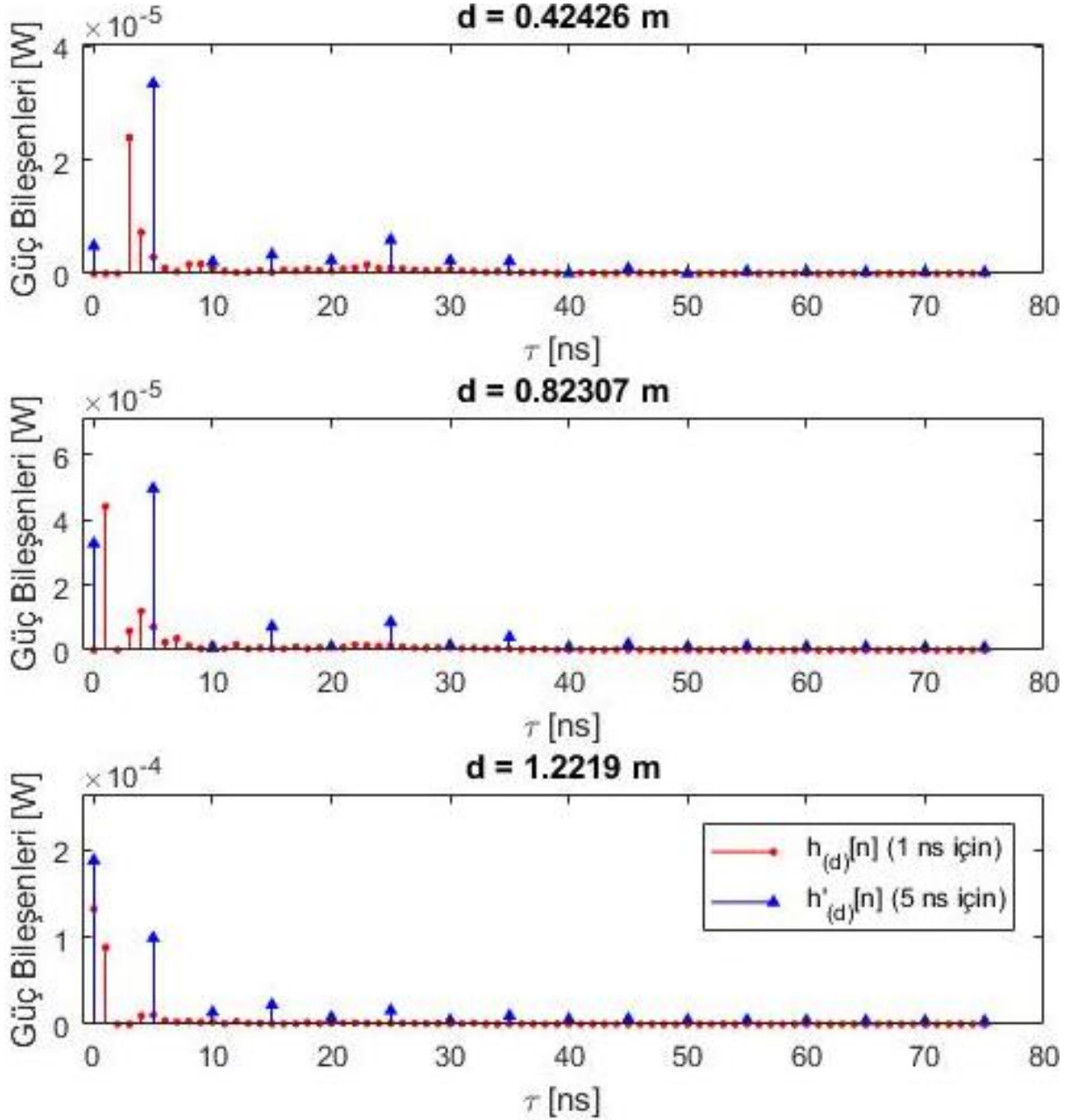
Şekil 3.12: Ayırık zamandaki filtrenin dürtü cevabı

Burada görüldüğü üzere sinc fonksiyonunun τ eksenini kesme periyodu $5T$ ’tir. Bu sebeple $T = 1$ ns ile örneklenmiş $h_{(d)}[n]$ kanal ayırık dürtü cevabından $T_s = 5$ ns ile örneklenmiş $h'_{(d)}[n]$ kanal dürtü cevabını elde etmek için

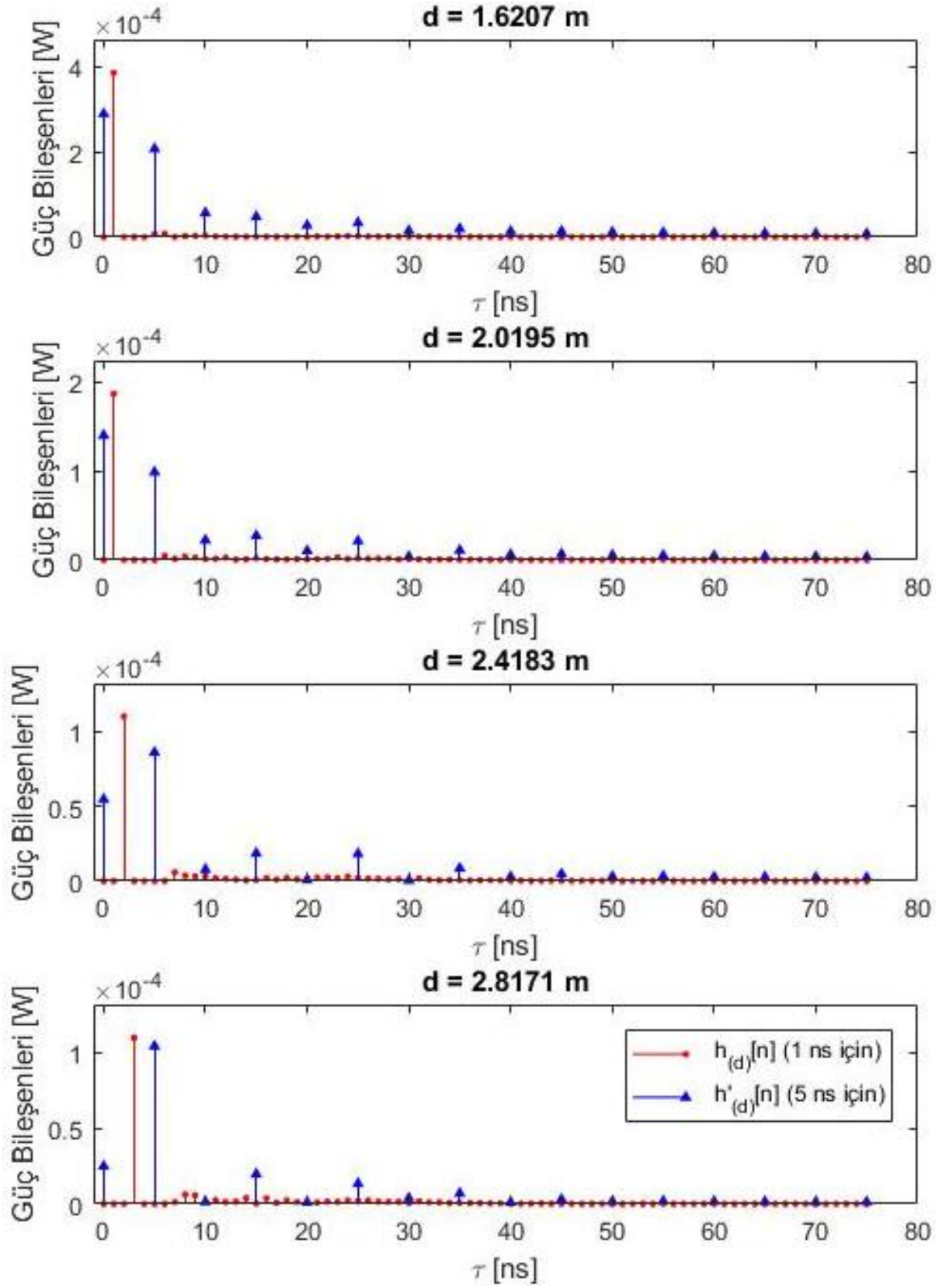
$$h'_{(d)}[n] = h_{(d)}[n] \otimes g[n] \quad (3.29)$$

işlemi uygulanır ve sonrasında $T_S = 5$ ns noktalarında yani $n = 5$ için örneklenir. $\otimes$ işlemi konvolüsyon işlemini göstermektedir.

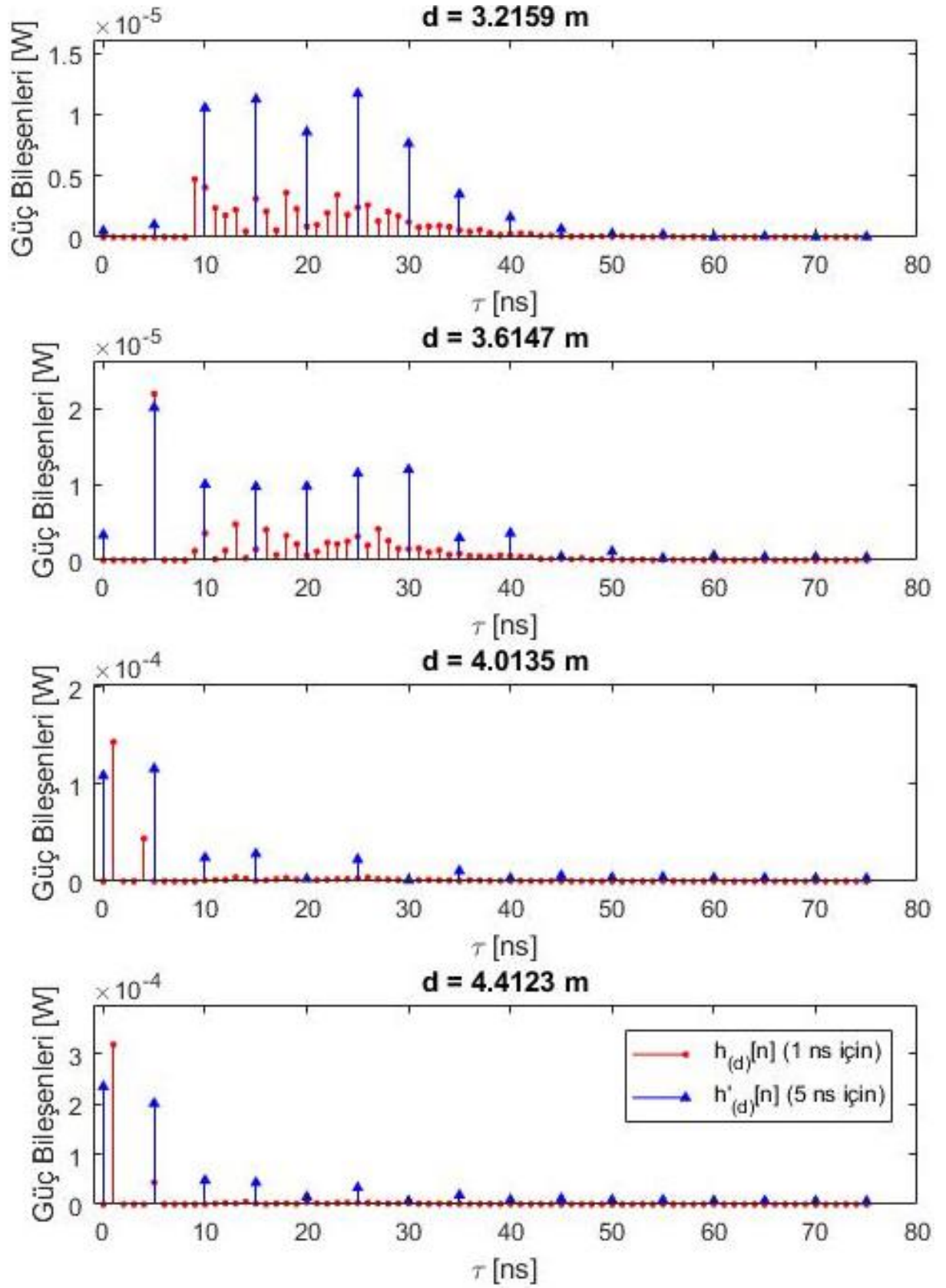
Bütün optik simülasyon konumlarındaki güç bileşenleri incelendiğinde ilk güç bileşeninin geldiği süre 0. sn olarak ele alınır. Bu şekilde bütün optik simülasyon konumlarında elde edilen $h'_{(d)}[n]$ ve $h_{(d)}[n]$ kanal dürtü cevapları Şekil 3.13-17'de verilmiştir.



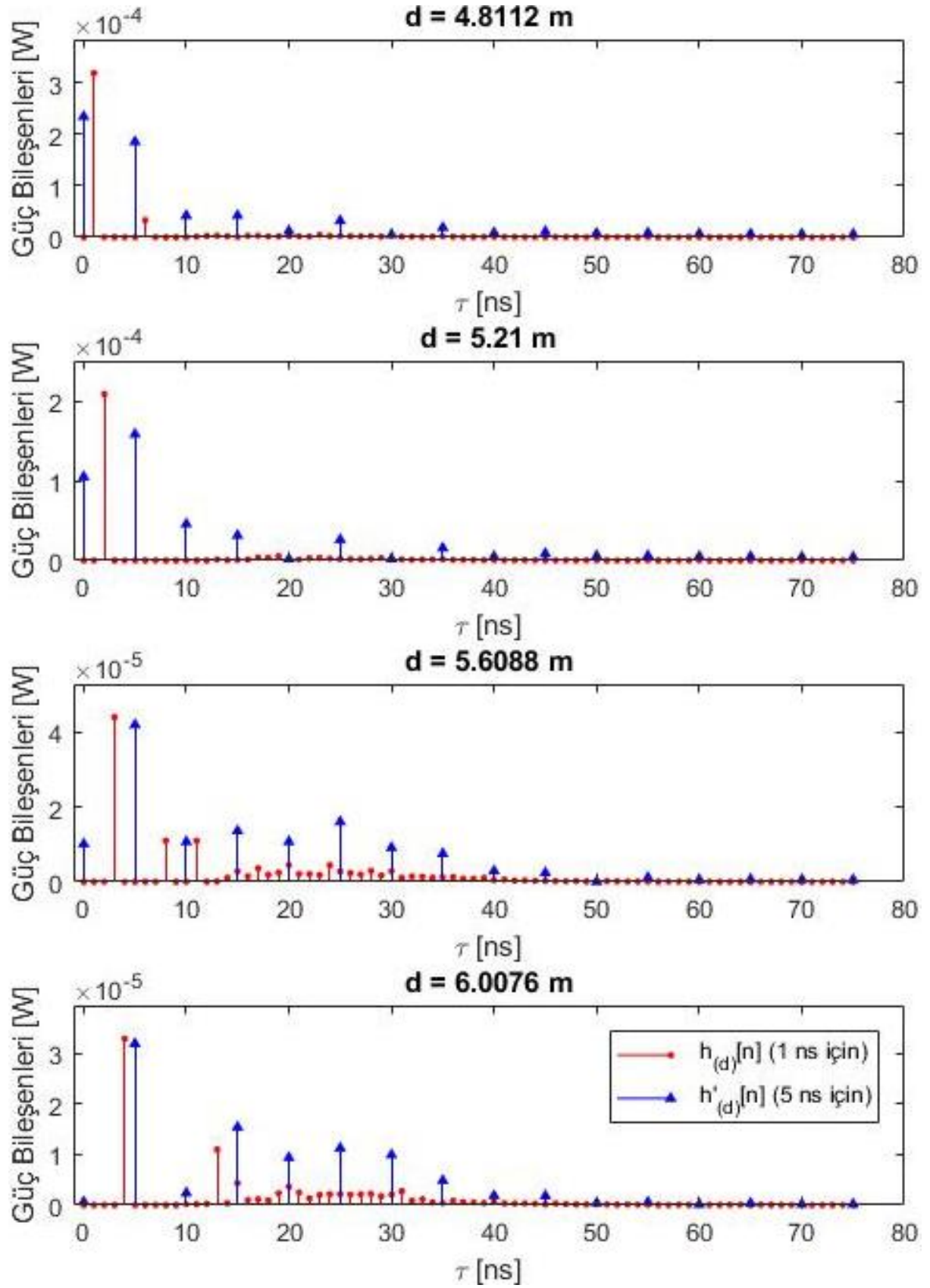
Şekil 3.13: Kanal dürtü cevabının 1-3. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali



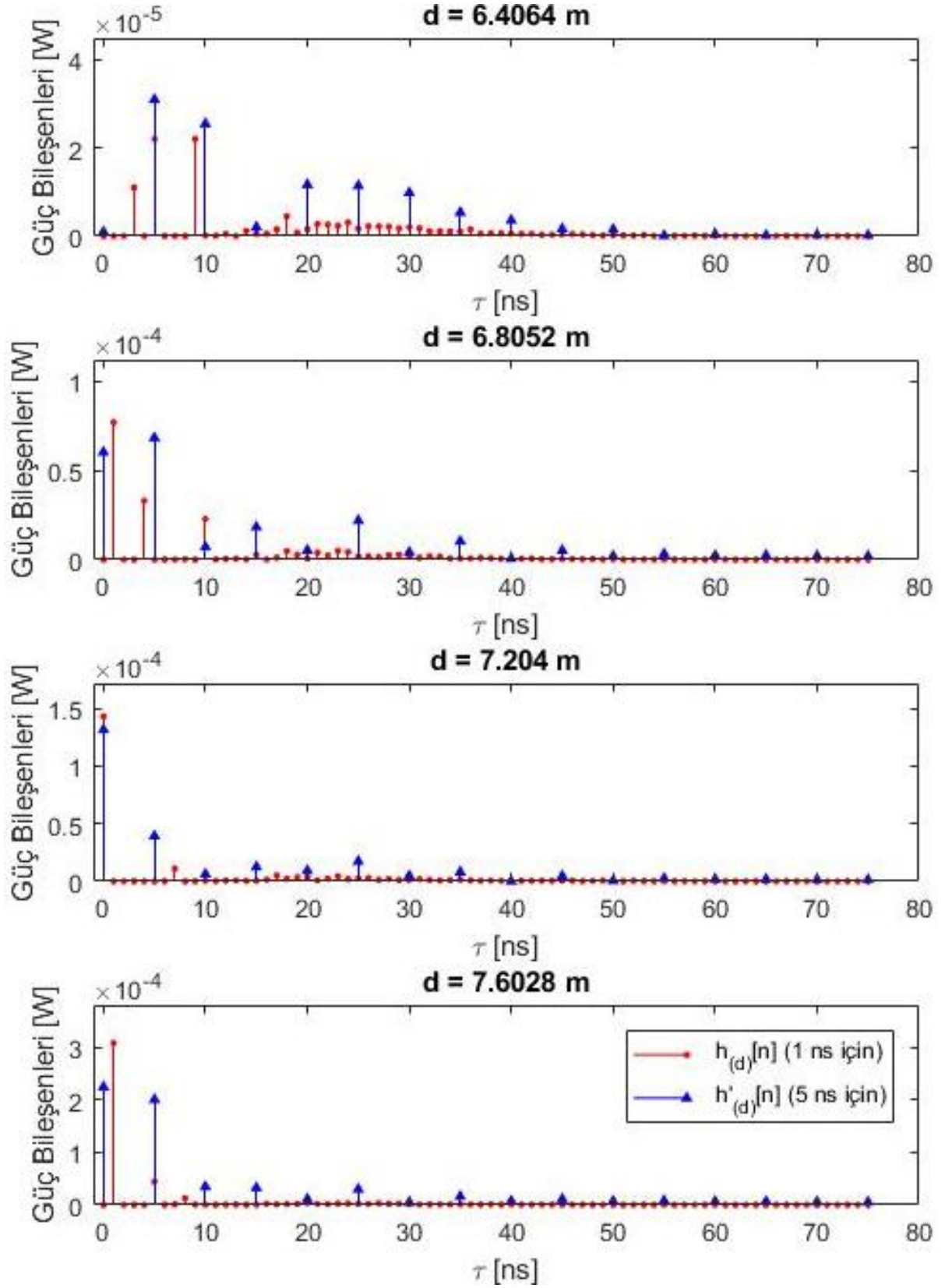
Şekil 3.14: Kanal dürtü cevabının 4-7. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali



Şekil 3.15: Kanal dürtü cevabının 8-11. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali



Şekil 3.16: Kanal dürtü cevabının 12-15. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali



Şekil 3.17: Kanal dürtü cevabının 16-19. konumlarda 5 ns için örneklenmiş hali

3.3.1.2. Eğri Uydurma Yöntemiyle Kanal Katsayılarının Elde Edilmesi

Optik simülasyon konumlarındaki kanal güç bileşenleri elde edildikten sonra noktalar arasındaki konumların sembol süresine göre kanal güç bileşenlerine ihtiyaç olacaktır. Bunu elde etmek için her noktada sembol sürelerine göre elde edilen kanal güç bileşenlerinin ilgili sıradakilerine eğri uydurma yapmaktır. Bu bölümde yapılan işlemi matematiksel olarak ifade ederken, Bölüm 3.3.1.1’de her bir konum için 5 ns örnekleme süresine göre elde edilen ayrık zamanlı kanal dürtü cevapları $h'_{(d)}[n]$ ’lerin daha açık bir şekilde ele alınması gerekmektedir.

$$h'_{(d)}[n] = [h_{j(d)}]_{j=0}^{N_s-1} \quad (3.30)$$

Burada $h_{j(d)}$, d noktasındaki kanal güç bileşenlerini ve N_s ise her noktadaki güç bileşenlerinin sayısını göstermektedir. Her noktadaki kanal güç bileşenlerinin sayısı

$$N_s = \frac{T_{tr} - \tau_{first}}{T_s} + 1 \quad (3.31)$$

şeklinde hesaplanır. Burada T_{tr} , (3.8)’deki kesme zamanını; τ_{first} , ilk örneğin gelme zamanını ve T_s , sembol süresini göstermektedir. Tez kapsamında kullanılan kanalda T_{tr} , τ_{first} ve T_s sırasıyla 79 ns, 4 ns ve 5 ns olduğundan $N_s = 16$ olarak bulunur. $h'_{(d)}[k]$ ’nin sürekli zaman ifadesi

$$h'_{c,(d)}(\tau) = \sum_{j=0}^{N_s-1} h_{j(d)} \delta(\tau - T_s) \quad (3.32)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Eğri uydurmadan önce bütün güç bileşenlerinin dB birimi karşılıkları hesaplanır:

$$h_{j(d)[dB]} = 10 \log_{10} h_{j(d)} \quad (3.33)$$

Optik simülasyon konumları Gezinge-1 için yaklaşık olarak 0.4 m’den başlayarak yaklaşık olarak 0.4 m aralıklarla yerleştirilmiş olup son nokta yaklaşık olarak 7.6 m’de bulunmaktadır (Miramirkhani ve diğ., 2017). Böylece her kanal güç bileşeninin dB biriminde mesafeye bağlı ayrık değerleri çıkarılmış olur:

$$h_{j[dB]}[i] = (h_{j(d)[dB]})_{d \approx 0.4 m}^{7.6 m}, \quad j = 0, 1, \dots, (N_s - 1) \text{ için} \quad (3.34)$$

Bu aşamada eğri uydurma tekniği kullanılarak, kanal güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı ayrık fonksiyonlarından sürekli fonksiyona geçilir ve $j = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$ için sürekli zaman $h_{j[dB]}(d)$ fonksiyonları hesaplanır.

Eğri uydurmada hangi yöntemin seçileceğine karar vermek için gezinge üzerindeki güç dalgalanması fenomeni dikkate alınmalıdır. Alıcının konumuyla DC güç kazancı arasındaki ilişki incelendiğinde alıcı gezinge üzerinde hareket ederken LED armatürlerin hizasına geldiğinde güç artar ve sinyalin gecikmesi ile RMS gecikme dağılımı azalır (Miramirkhani ve diğ., 2017). Ayrıca kanal güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı ayrık değerleri incelendiğinde yine armatür konumlarına bağlı sinüzoidal bir değişim gözlemlenmektedir. Kanal güç bileşenlerinin nominal değeri çok küçük 10^{-4} ila 10^{-5} mertebelerinde olduğundan daha sağlıklı bir eğri uydurmak için kanal güç bileşenlerinin dB birimi karşılıkları üzerinden eğri uydurma işlemlerini yapabiliriz. Sonuç olarak kanal güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı sürekli fonksiyonunu ayrık değerlerine göre sinüslerin toplamı şeklinde eğri uydurma ile ifade ederiz.

Sinüslerin toplamı olarak eğri uydurma yaptığımızda kaç adet sinüs kullanılacağı konusu önem arz etmektedir. Birden fazla LED armatür olduğundan, her bir LED armatür için bir sinüs eğrisinin ortaya çıkacağı ve eğri uydurma sonucunun sinüslerin toplamı şeklinde olacağı düşünülebilir. Sinüslerin sayısını azaltmak için çeşitli varsayımlar yapılabilir. Aynı mesafedeki armatürler tek kabul edilir ve güç noktasında çok daha etkili olacağı için daha yakın olanlar dikkate alınıp diğerleri ihmal edilirse Gezinge-1 için 4 sinüs, Gezinge-2 ve 3 için ise 3'er adet sinüsün toplamı olacağı değerlendirilebilir. Eğri uydurma sonucunda bu sayıların ilgili gezingedeki noktalara oldukça yakın çıktığı yani bu noktaların bilgisini yeterince temsil ettiği görülmektedir (Miramirkhani ve diğ., 2017). Eğer istenirse sinüslerin toplamı şeklindeki eğri uydurmada sinüslerin sayısı artırılarak asıl değerlere daha yakın eğriler elde edilebilir. Fakat daha fazla sinüsün toplamı yani daha yüksek dereceli bir eğri uydurma için daha fazla konumda optik simülasyona ihtiyaç olacaktır.

Tez kapsamında kullanılan Gezinge-1 üzerinde 19 nokta için veri mevcut olduğundan en fazla 6 sinüsün toplamı şeklinde bir eğri uydurma mümkün olmaktadır. Pratiğe daha yakın bir sürekli frekans seçici kanal cevabı elde edebilmek amacıyla 6 sinüsün toplamı şeklinde eğri uydurma kullanılmıştır. Gezinge-1 üzerinde hareketli olan alıcıya eşit mesafedeki armatürlerin sayısının

da 6 olacağı görülmektedir. Elbette yansılardan gelen güçler de mevcuttur, ancak bu değerlerin bilgisi de sinüs eğrilerince içerilecektir. LOOCV yöntemiyle aşırı uydurma (over fitting) engellenmiştir (James ve diğ., 2013). Bu yöntemde her bir noktayı dışarıda bırakıp kalan noktalara göre eğri uydurma test edilmekte ve hatanın karesinin beklenen değerlerinin toplamı minimize edilmeye çalışılmaktadır. Bu şekilde eğri uydurmanın sonucu asıl verinin %95'inden fazla bilgisine sahipse katsayılar daha fazla optimize edilmeyerek süreç sonlandırılmaktadır.

Eğri uydurma sonucu elde edilen kanal güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı sürekli fonksiyonları şu şekilde ifade edilir:

$$h_{j[dB]}(d) = \sum_{k=1}^6 p_{j,k} \sin(q_{j,k}d + r_{j,k}) \quad (3.35)$$

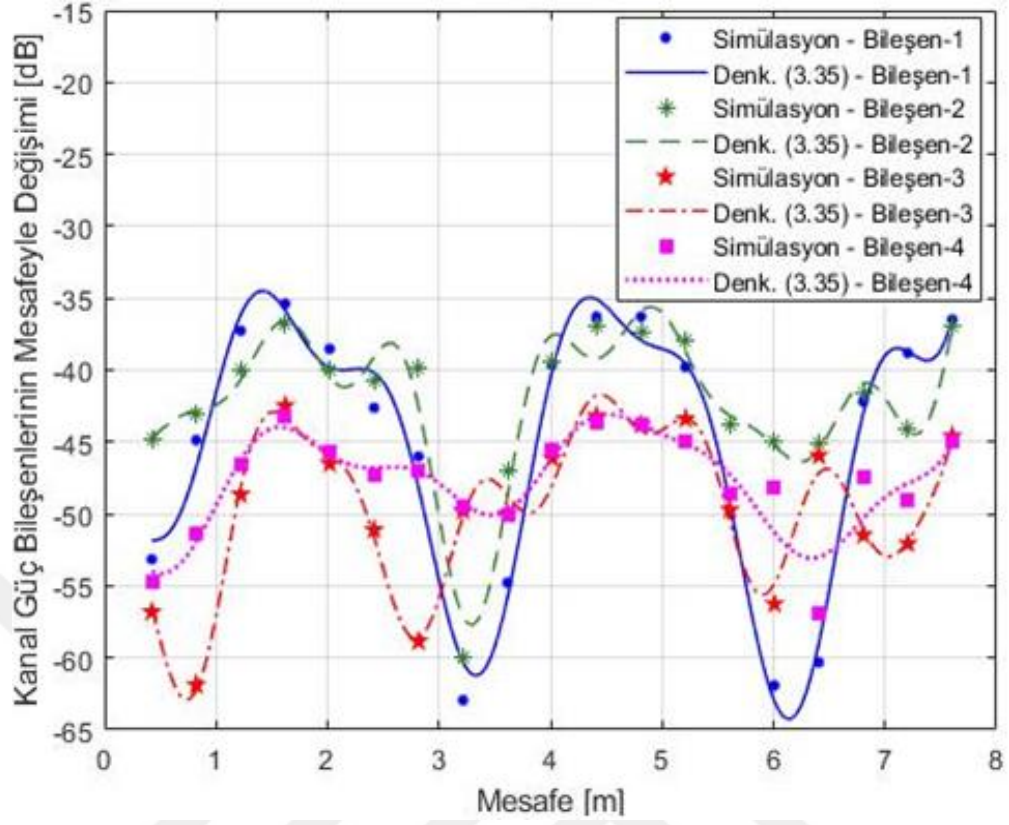
Burada $p_{j,k}$, $q_{j,k}$ ve $r_{j,k}$ değerleri eğri uydurma sonucu oluşan parametrelerin değerleri olup Tablo 3.1'de sunulmuştur. Tablodaki parametrelere göre eğri uydurma sonucu elde edilen kanal güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı sürekli fonksiyonları $h_{j[dB]}(d)$ ve ayrık $h_{j[dB]}[i]$ değerleri Şekil 3.17-20'de gösterilmiştir.

Tablo 3.1: Kanalin 1-5. güç bileşenlerinin dB biriminde sinüs eğrilerinin parametreleri

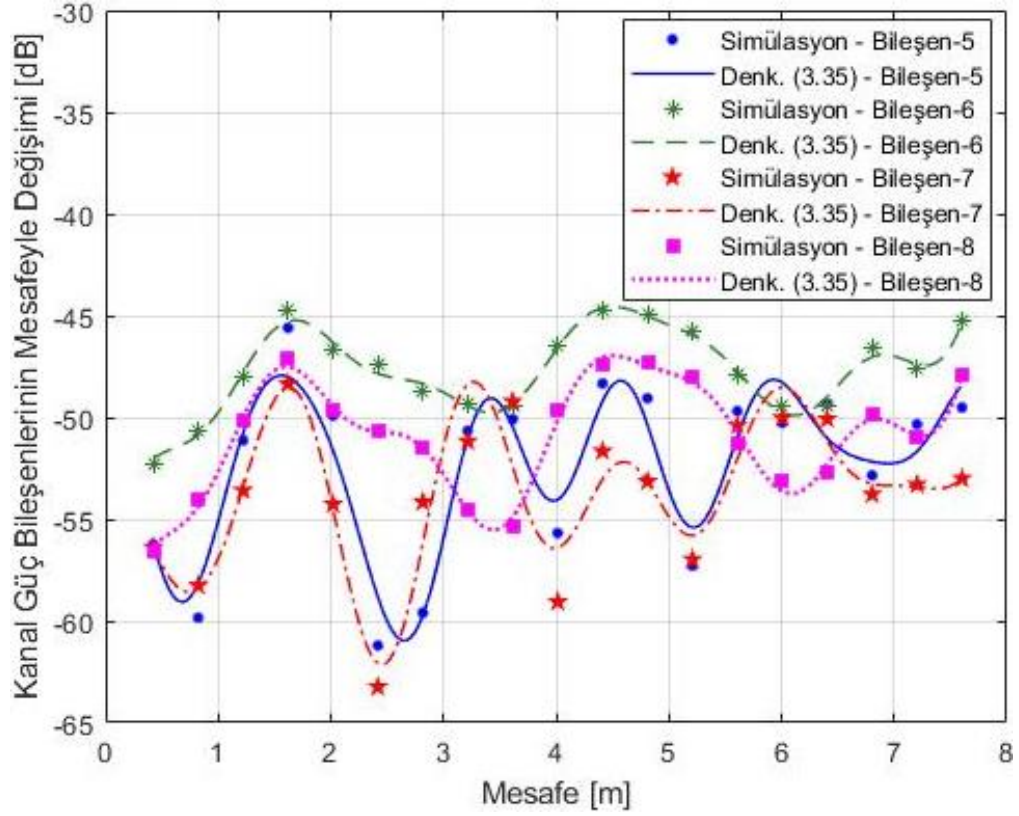
	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$	$k = 5$	$k = 6$
$p_{1,k}$	188.8901	197.3114	9.536482	90.41539	4.587017	2.673823
$q_{1,k}$	0.313637	0.689078	2.671873	0.976937	4.449908	3.202044
$r_{1,k}$	4.701886	0.313218	1.958184	2.394869	2.29736	3.269895
$p_{2,k}$	110.2005	69.89282	6.271203	2.644887	3.154636	2.369932
$q_{2,k}$	0.19196	0.256209	2.065277	3.275019	4.718472	6.017866
$r_{2,k}$	3.259529	-0.37089	-2.03486	0.074728	1.713244	-2.47631
$p_{3,k}$	102.631	105.5667	55.53329	67.91078	67.78829	2.530726
$q_{3,k}$	0.437844	0.840476	1.078119	3.22702	3.267989	6.150604
$r_{3,k}$	3.503247	-0.87603	1.530582	-5.70749	3.545208	-0.09765
$p_{4,k}$	93.65425	61.85901	17.44334	97.94	95.60374	1.065806
$q_{4,k}$	0.493994	0.872306	1.431471	2.519411	2.535145	4.473908
$r_{4,k}$	2.828165	-1.74948	-0.69178	-2.39881	6.974909	1.385794
$p_{5,k}$	121.3161	25.85597	2.36763	2.628549	2.863992	1.665012
$q_{5,k}$	0.06105	0.312819	2.402931	3.032942	4.221399	5.506049
$r_{5,k}$	3.359854	-1.18954	-2.43241	-3.09606	0.702407	1.617072

Tablo 3.2: Kanalı 6-16. güç bileşenlerinin dB biriminde sinüs eğrilerinin parametreleri

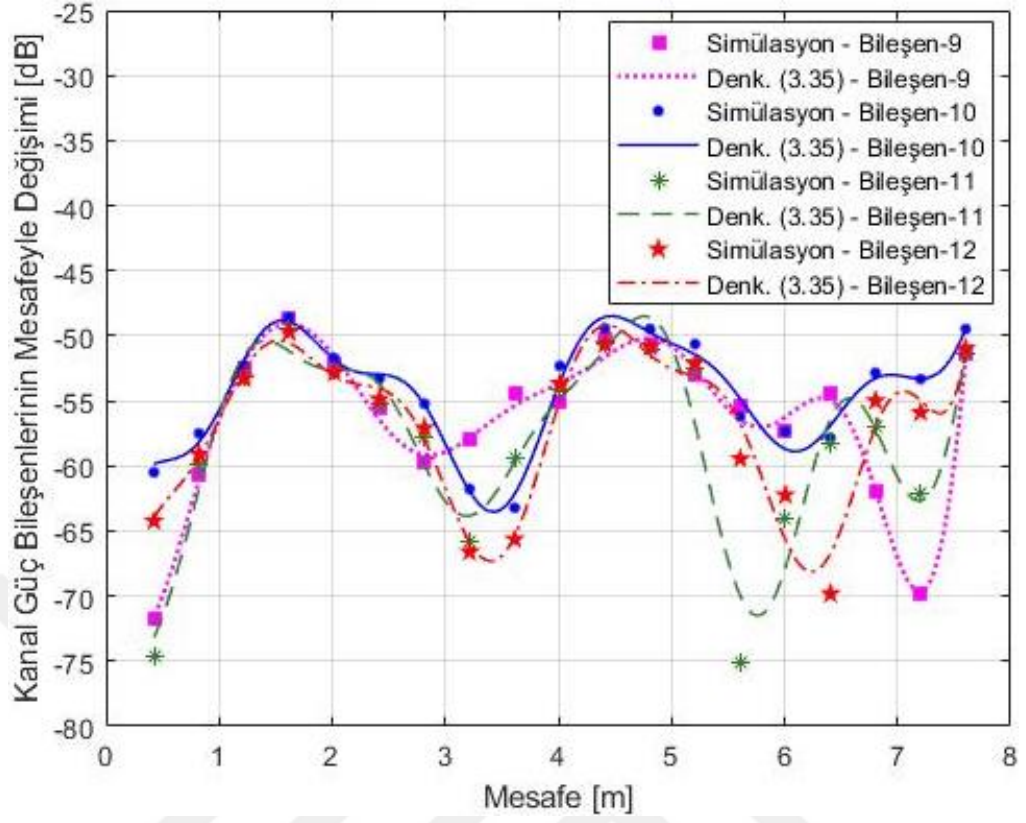
	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$	$k = 5$	$k = 6$
$p_{6,k}$	132.8853	94.57503	12.91641	1.752096	0.928464	0.683041
$q_{6,k}$	0.346241	0.540587	1.08012	2.873669	3.431064	4.701449
$r_{6,k}$	4.086612	0.389446	1.708586	-4.84323	-3.55498	0.583693
$p_{7,k}$	94.06776	42.00396	1.009148	4.45162	4.408103	2.278198
$q_{7,k}$	0.236484	0.382681	1.597063	3.11118	3.593893	4.722006
$r_{7,k}$	3.419172	-0.55493	-3.24848	-3.84867	3.137347	5.36268
$p_{8,k}$	123.0375	85.96385	18.51467	2.069007	0.49646	1.111863
$q_{8,k}$	0.337299	0.590325	1.058228	2.632074	3.621636	4.738561
$r_{8,k}$	4.101001	0.214446	1.723241	-4.13103	-3.28881	0.733231
$p_{9,k}$	88.23854	38.14422	12.93255	16.17069	25.92922	17.77269
$q_{9,k}$	0.415872	0.807645	2.035123	2.756374	3.353686	3.526299
$r_{9,k}$	3.181398	-1.42102	-2.58135	-2.39029	-1.29458	1.319371
$p_{10,k}$	113.2712	43.19606	16.74229	3.665603	0.891706	2.116541
$q_{10,k}$	0.154146	0.672732	1.205214	2.724014	4.263945	4.642245
$r_{10,k}$	5.115185	0.309315	1.348636	1.686771	-5.44296	1.428352
$p_{11,k}$	260.5693	64.67611	14.71147	6.372999	4.360445	2.389689
$q_{11,k}$	0.094063	0.580243	1.330601	2.905575	3.477841	4.699889
$r_{11,k}$	5.679532	0.804815	1.101126	-4.6971	-3.01437	-3.61967
$p_{12,k}$	150.9881	173.7665	86.38082	14.43228	47.2387	38.25124
$q_{12,k}$	0.463363	0.82983	1.100731	3.41303	3.836506	3.964515
$r_{12,k}$	3.590892	-0.69101	1.522356	-0.92003	-5.56906	3.417797
$p_{13,k}$	104.4241	57.83913	16.25655	6.114276	3.490017	10.32037
$q_{13,k}$	0.42757	0.78706	1.385915	2.467847	4.584003	2.549093
$r_{13,k}$	3.265335	-1.06569	0.165604	5.032743	2.206361	2.15042
$p_{14,k}$	140.9641	139.4036	73.85347	17.55523	13.30177	2.700045
$q_{14,k}$	0.305369	0.749451	1.014284	2.93753	3.032924	4.520408
$r_{14,k}$	4.463639	-0.08542	2.08815	0.933656	-2.59133	1.983948
$p_{15,k}$	147.5978	59.62507	21.76741	6.654106	3.195141	1.541611
$q_{15,k}$	0.151542	0.650093	1.195889	2.677711	4.596741	2.970229
$r_{15,k}$	5.238772	0.477928	1.520659	1.846496	1.931079	-2.95183
$p_{16,k}$	154.4315	77.62694	29.65346	6.88304	3.092686	1.721453
$q_{16,k}$	0.178329	0.656273	1.116517	2.685971	4.588877	2.976254
$r_{16,k}$	5.135182	0.434572	1.818306	1.83019	1.921119	-2.8178



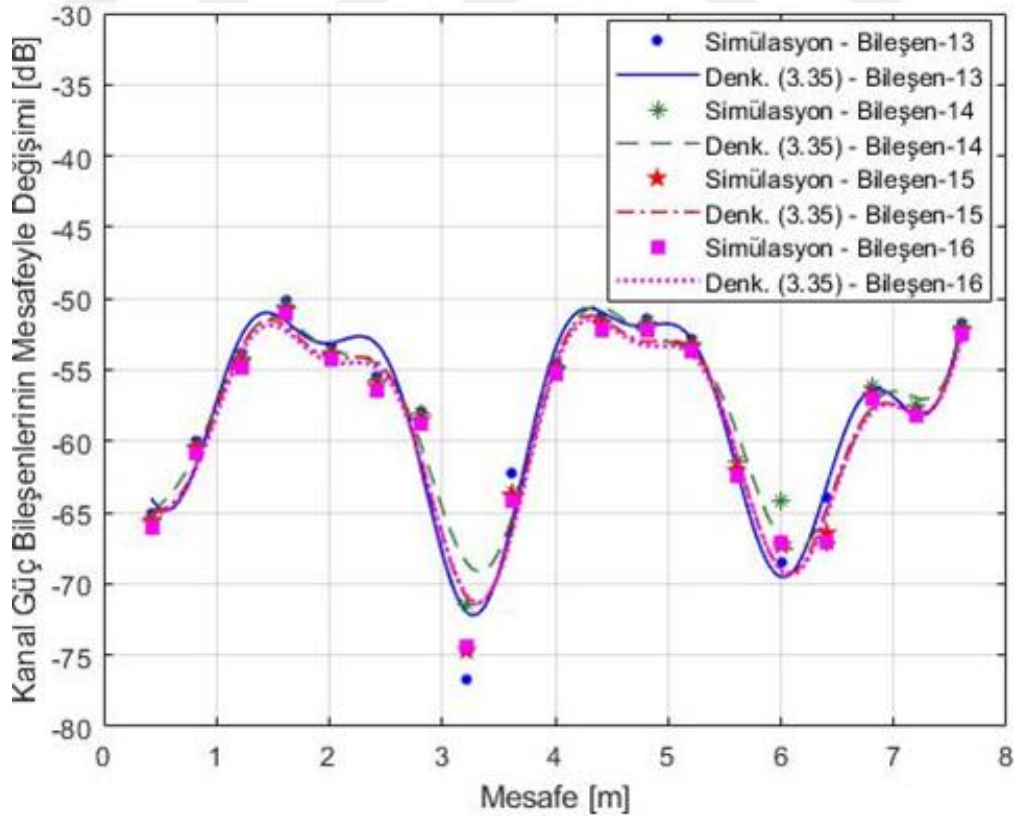
Şekil 3.18: Kanal 1-4. güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı fonksiyonları



Şekil 3.19: Kanal 5-8. güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı fonksiyonları



Şekil 3.20: Kanal 9-12. güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı fonksiyonları



Şekil 3.21: Kanal 13-16. güç bileşenlerinin dB biriminde mesafeye bağlı fonksiyonları

3.3.2. Düz Sönümlemeli (Frekans Seçici Olmayan) Kanalin Simülasyonu

Düz sönümlemeli kanal için sembol süresi, $T_S = 1 \mu s$ olarak alındığı için kanal dürtü cevabının örnekleme süresi, $T = 1 ns$ 'ye göre çok uzun kalacaktır. Bu sebeple Bölüm 3.3.1.1'de anlatıldığı gibi bir işlem yapılsa bile kanal güç bileşenleri hemen üst üste gelecek ve toplanacaktır. Bu sebeple düz sönümlemeli kanalın simülasyonunu yaparken kanal güç bileşenlerinin toplamından oluşan kanalın her optik simülasyon konumundaki DC kazancı, $h_{dc,(d)}$ kullanılabilir. Kanalin doğru akım kazancı şu şekilde ifade edilir:

$$h_{dc,(d)} = \int_0^\infty h_{c,(d)}(\tau) d\tau \cong \int_0^{T_{tr}} h_{c,(d)}(\tau) d\tau \cong \sum_{n=0}^{T_{tr}/T} h_{(d)}[n] \quad (3.36)$$

Burada (d) , konumu ve o konuma ait kanal dürtü cevaplarının kullanılacağını ifade etmektedir. Ayrıca denklemdeki $h_{c,(d)}(\tau)$, (d) optik simülasyon konumundaki kanalın sürekli zaman dürtü cevabını; $h_{(d)}[n]$, (d) optik simülasyon konumundaki kanalın ayrık zaman dürtü cevabını; T_{tr} , kesme zamanını ve T ise kanalın örnekleme süresini göstermektedir. Her optik simülasyon konumundaki yol kaybı, $PL_{(d)}$ ise kanalın DC kazancına bağlı olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$PL_{(d)} = -10 \log_{10} h_{dc,(d)} \quad (3.37)$$

Bütün optik simülasyon konumlarındaki yol kaybı bulunur. Daha sonra bu değerler kullanılarak ilgili gezege için Bölüm 3.3.1.2'de olduğu gibi eğri uydurma yöntemi uygulanır. Sonuç olarak mesafeye bağlı sürekli yol kaybı fonksiyonu, $PL(d)$ aşağıdaki formda elde edilir:

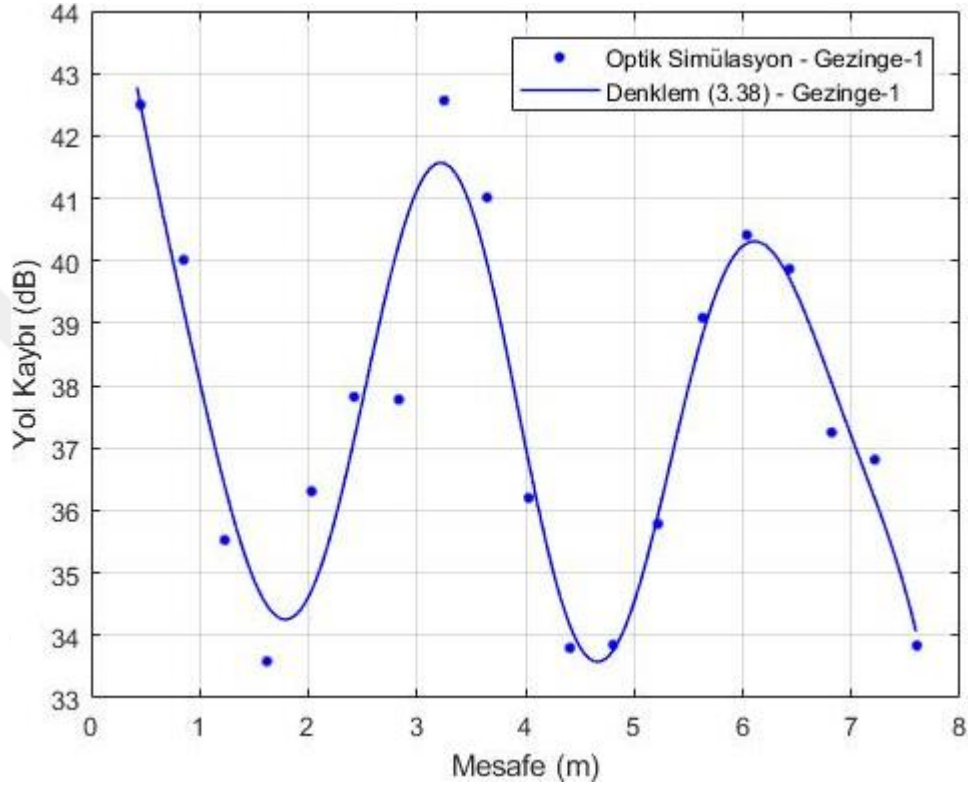
$$PL(d) = \sum_{m=1}^4 a_m \sin(b_m d + c_m) \quad (3.38)$$

Burada a_m , b_m ve c_m değerleri eğri uydurma sonucu oluşan parametrelerin değerleri olup Tablo 3.3'te sunulmuştur. Tablodaki parametrelere göre eğri uydurma sonucu elde edilen yol kaybının mesafeye bağlı sürekli fonksiyonları $PL(d)$ ve ayrık $PL_{(d)}$ değerleri Şekil 3.22'de gösterilmiştir. (3.38)'de görüldüğü üzere Miramirkhani ve diğ. (2017) tarafından sinüslerin sayısı 4 olarak eğri uydurma yapılmıştır. Tez kapsamında da buna sadık kalınmıştır. Düz sönümlemeli kanalın parametresi olarak kullanılacak olan kanal DC kazancının sürekli fonksiyonu, $h_{dc}(d)$ aşağıdaki şekilde $PL(d)$ kullanılarak elde edilir:

$$h_{dc}(d) = 10^{-0.1 \times PL(d)} \quad (3.39)$$

Tablo 3.3: Düz sönümlmeli kanalın yol kaybı fonksiyonunun parametreleri

	$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$	$m = 4$
a_m	118.0594	55.2264	12.15	2.489
b_m	0.1683	0.5185	1.0442	2.4332
c_m	2.0817	4.0647	5.1691	-0.1117

**Şekil 3.22:** Düz sönümlmeli kanalın yol kaybı sürekli fonksiyonu

3.4. KULLANILAN MODÜLASYON, OPTİK DALGA FORMU YÖNTEMİ VE HABERLEŞME SİSTEMİ

3.4.1. Düz Sönümlmeli Kanalda Modülasyon ve Haberleşme Sistemi

Düz sönümlmeli kanalda tek taşıyıcılı M . dereceden optik darbe genlik modülasyonu (M-PAM) kullanılarak sistem gerçekleştirilmektedir. 2-PAM, 4-PAM, 8-PAM ve 16-PAM kullanılarak haberleşme sistemi gerçekleştirilmiştir. Semboller aşağıdaki formülasyona göre üretilir:

$$I_m = \frac{2}{M-1} m, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \text{ için} \quad (3.40)$$

Burada I_m , sembol kümesindeki m . sembolü göstermektedir. (3.40)'a göre M-PAM için sembol kümesi, S_1 ,

$$S_1 = \{I_m | m = 0, 1, \dots, M - 1\} \quad (3.41)$$

şeklinde oluşmaktadır. Haritalama fonksiyonu, $\mathcal{M}_{\text{PAM}}(\cdot)$; iletilecek bitler, $k = 0, 1, \dots, \infty$ için $b[n] = [b_k]$ ve iletilecek semboller, $j = 0, 1, \dots, \infty$ için $s_{fl}[n] = [s_{fl,j}]$ ile gösterilsin. Bitler S_1 sembol kümesinden sembollere haritalanarak gönderilir:

$$s_{fl,j} = \mathcal{M}_{\text{PAM}}([b_i]_{i=j \cdot \log_2 M}^{(j+1) \cdot \log_2 M - 1}) \quad (3.42)$$

Burada $s_{fl,j} \in S_1$ 'dir. Haberleşme süresince gönderilen semboller darbe şekillendirici filtreden geçirilerek

$$s_{fl}(t) = \sum_{j=0}^{\infty} s_{fl,j} g_T(t - jT_S) \quad (3.43)$$

olacak şekilde sürekli hale getirilir. Burada $g_T(t)$ verici darbe şekillendirme fonksiyonunu, T_S sembol süresini göstermektedir. Darbe şekillendirme fonksiyonu olarak bu çalışma boyunca, sinc fonksiyonu kullanılmıştır. Son olarak da LED tarafından sürekli elektriksel sinyal optik sinyale çevrilerek kanala gönderilir.

Alıcıda kanal kestirimi yapılacağı için P aralıklarla pilot semboller yerleştirilir. Sırasıyla 1 adet pilot sembol ve arkasından $P - 1$ adet bilgi sembolü gönderilir ve bu süreç sürekli olarak devam eder. Pilot sembollerin tamamı $k = 0, 1, \dots, \infty$ için $s_{fl,P}[n] = [s_{fl,P,k}]$ olarak gösterilmiştir. Pilot semboller, $s_{fl,P}[n]$, P aralıklarla $s_{fl}[n]$ 'nin içine yerleştirilir.

Bölüm 3.3.2'de düz sönümlmeli kanalın mesafeye bağlı fonksiyonu $h_{dc}(d)$ olarak tarif edilmişti. Bu fonksiyon

$$h_{fl}(t) = h_{dc}(V_{UE} \times t) \quad (3.44)$$

şeklinde zamanın fonksiyonu haline getirilir. Burada V_{UE} , alıcının [m/s] biriminde hızını göstermektedir. Düz sönümlmeli kanalda sürekli zamanda alınan sinyal

$$r(t) = R I h_{fl}(t) s_{fl}(t) + n(t) \quad (3.45)$$

şeklinde verilir. Burada R , fotodetektörün tepkiselliğini; I , LED tarafından yayılan ortalama optik gücü ve $n(t)$, 0 ortalamalı ve N_0 güç spektral dağılımına (PSD) sahip olan toplamsal

beyaz Gauss gürültüsünü göstermektedir. Bu gürültü, optik kaynaktan yayılan foton sayısının dalgalanmasından kaynaklanan foton dalgalanma gürültüsü, aldığı bir sinyal olmamasına karşın fotodetektörde oluşan akımdan kaynaklanan karanlık akım gürültüsü, ortamdan yani gökyüzü ve güneşten kaynaklanan arka plan gürültüsü ve sıcaklıktan dolayı elektronların rastgele hareketinden kaynaklanan termal saçma gürültüsünden oluşmaktadır (Alsan, 2016).

Alıcı tarafında kanaldan alınan sinyaller örnekleterek ayrık zamana geçilir ve $r[n]$ elde edilir. Alıcıda alınan sinyal öncelikle yeterli büyüklükte bir tampona (buffer) alınır. Burada gezingen boyunca bütün değerleri tutacak büyüklükte bir tampon kullanılmıştır. Sonra $1/P$ oranında kırım (decimation) yapılarak öncelikle pilot sembolere denk gelen düz sönümlemeli kanal sabitleri $\hat{h}_{f_l,P}[n]$ değerleri sıfır zorlama (zero forcing) yoluyla şu şekilde bulunur:

$$\hat{h}_{f_l,P}[n] = r_P[n] / RIs_{f_l,P}[n] \quad (3.46)$$

Burada $r_P[n]$ pilot sembolere denk gelen alınan sinyali göstermekte olup $r[n]$ sinyalinin $1/P$ oranında kırım (decimation) uğramış halidir. Daha sonra $\hat{h}_{f_l,P}[n]$ değerlerinden interpolasyon yardımıyla bütün kanal fonksiyonu $\hat{h}_{f_l}[n]$ elde edilir. Sonrasında ise $\hat{h}_{f_l}[n]$ kullanılarak en büyük olabilirlik (maximum likelihood- ML) karar kuralına göre kestirilen semboller, $\hat{s}_{f_l}[n]$ elde edilir:

$$\hat{s}_{f_l}[n] = \underset{s_e \in S_1}{\operatorname{argmin}} \|r[n] - \hat{h}_{f_l}[n] RIs_e\| \quad (3.47)$$

Burada s_e , S_1 kümesindeki sembol örneklerini göstermektedir. Son olarak ise kestirilen semboller, $\hat{s}_{f_l}[n]$ 'den kestirilen bitler $\hat{b}[n]$ elde edilir:

$$[\hat{b}_i]_{i=j*\log_2 M}^{(j+1)*\log_2 M-1} = \mathcal{M}_{\text{PAM}}^{-1}(s_{f_l,j}) \quad (3.48)$$

3.4.2. Frekans Seçici Kanalda Dalga Formu ve Haberleşme Sistemi

Bu tezin asıl amacı mobil VLC kanalında frekans seçici sönümleme etkisini bastırmaktır. Sembol süresi, T_S çok küçüldüğünde haberleşme sistemlerinde frekans seçici sönümleme meydana gelir. Mobil VLC kanalının güç gecikme profili 80 ns civarındadır. Sembol süresi, $T_S = 5$ ns olarak belirlenirse, kanal dürtü cevabının sembol süresi cinsinden uzunluğu olan $L = 16$ adet sembolün frekans seçici sönümleme sonucu karışıp, semboller arası girişim (ISI) etkisi meydana geleceği anlamına gelir. Frekans seçici sönümleme sonucunda kanal bütün bant

genişliği boyunca yaklaşık aynı kanal sabitine sahip değildir. Bu durumda kanala düz sönümlenme gibi muamele yapılamaz. Bu çalışma kapsamında frekans seçici kanalda DC-beslemeli optik OFDM (DCO-OFDM) tekniği kullanılmıştır. DCO-OFDM tekniği sayesinde optik haberleşmeye uygun olacak şekilde pozitif ve gerçel değerli sinyallerin kanala gönderilmesi sağlanmakta olup her alt-taşıyıcı için sabit kabul edilebilecek bir kanal sabiti etki etmektedir.

Modülasyon mertebesi, M olmak üzere, gönderilecek bitler, $k = 0, 1, \dots, \infty$ için $b[k] = [b_k]$ ile gösterilsin. Bu bitler sırasıyla $\log_2 M$ bitten oluşan gruplara ayrılır ve her grup Bölüm 2.3.2’de belirtildiği gibi M-QAM modülasyonu ile denk geldiği sembollere haritalanır:

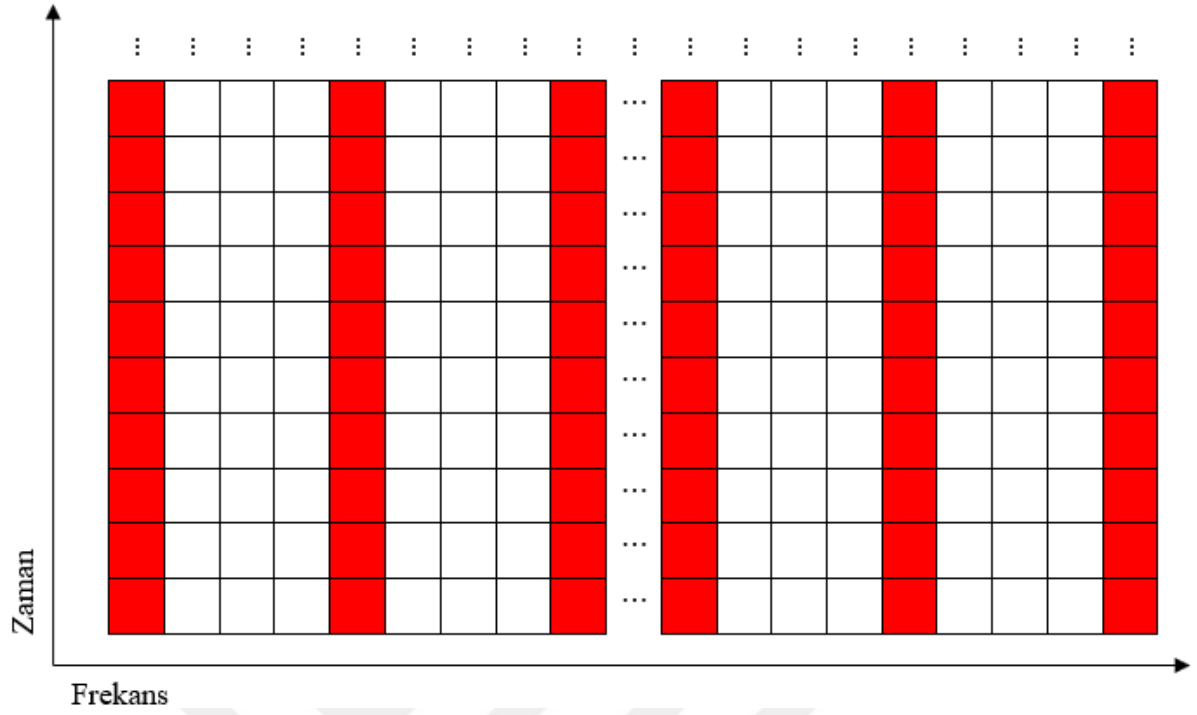
$$s_{fr,j} = \mathcal{M}_{\text{QAM}}\left([b_i]_{i=j*\log_2 M}^{(j+1)*\log_2 M-1}\right), \quad j = 0, 1, \dots, \infty \text{ için} \quad (3.49)$$

Burada S_2 , M-QAM sembol kümesini göstermek üzere, $s_{fr,j} \in S_2$ olup bu sembollerle sembol dizisi $s_{fr}[k]$ oluşturulur. Bu haritalama işlemi, bit hata-oranını (BER) düşürmek için Gray kodlamaya uygun şekilde yapılmaktadır.

Kurulacak olan haberleşme sisteminde kanal kestirimi yapılmaktadır. Çok taşıyıcılı modülasyon sistemlerinde (MCM) pilot sembol yerleştirilmesi düz sönümlenmeli kanallara göre farklılık arz etmektedir. Bu kısım takip eden başlıkta anlatılmıştır.

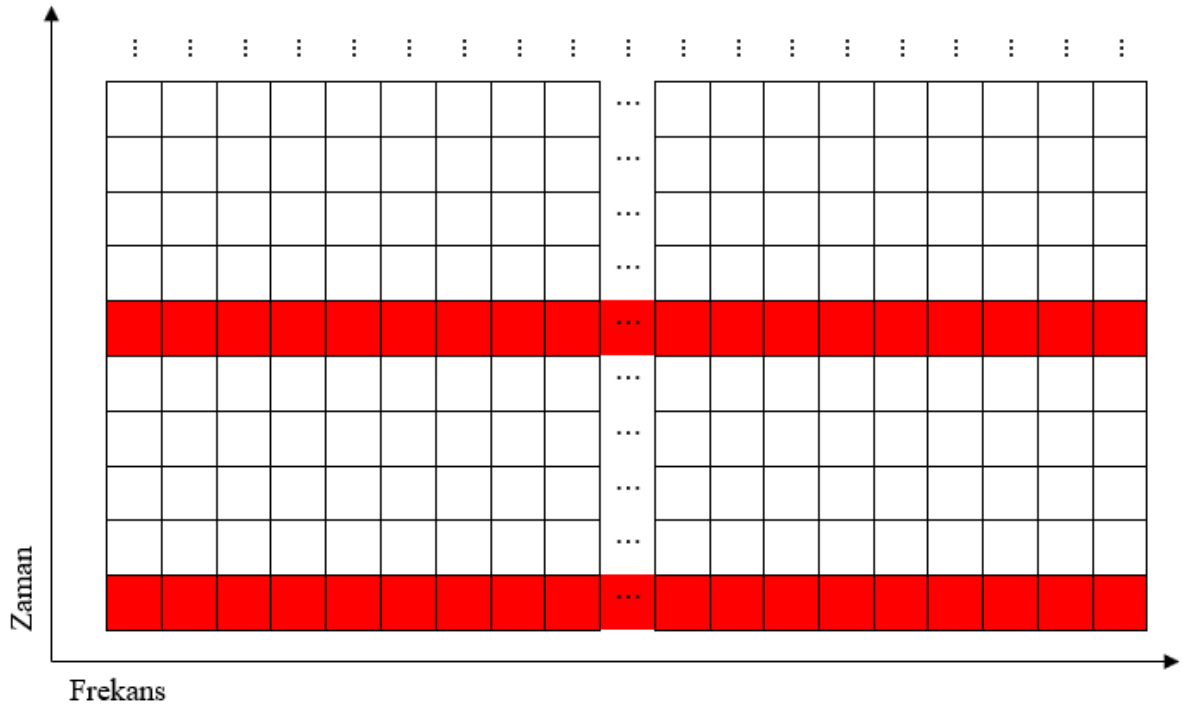
3.4.2.1. Çok Taşıyıcılı Sistemlerde Pilot Sembol Düzenleri

MCM sistemlerinde zaman ve frekans domenleri aynı anda kullanıldığı için kanal kestirimi farklılık arz etmektedir. MCM sistemlerinde kanal kestirimi yapmak için pilot semboller frekans veya zaman eksenine göre düzenlenebilir (Coleri ve diğ., 2002). Zaman domeninde K_B adet OFDM sembolü aralıklarla ilgili OFDM sembolü yani bloğu içine pilot semboller yerleştiriliyorken, ilgili OFDM sembolünün bütün alt-taşıyıcılarında pilot semboller bulunuyorsa buna blok-tipi pilot düzeni denir. Blok-tipi pilot sembol düzeni Şekil 3.23’te gösterilmiş olup her bir kutucuk bir sembolü göstermekte ve DCO-OFDM’de I-DFT N çıkışlıyken, frekans ekseninde $N/2 - 1$ sembol bulunmaktadır.



Şekil 3.23: Blok-tipi pilot düzeni

Zaman ekseninde semboller her OFDM sembolünde aynı düzenle gönderilirken, frekans ekseninde K_C aralıklarla yerleştiriliyorsa bu pilot sembol düzeni tarak-tipi pilot düzenidir. Tarak-tipi pilot sembol düzeni Şekil 3.24'te gösterilmiştir. Tarak-tipi pilot düzeninde pilot yerleştirme aralığı, K_C , kanal güç bileşenleri sayısı, L 'den büyük ($K_C \geq L$) olmalıdır.



Şekil 3.24: Tarak-tipi pilot düzeni

Kanalın hızlı değişme özelliğinden kaynaklanan taşıyıcı kanalları arası girişim (ICI) mevcutsa bu durumda tarak-tipi pilot düzeni ICI etkisini bastırmak için daha faydalı olacaktır. Eğer ICI etkisi mevcut değilse, blok-tipi pilot düzeni kullanılarak bant verimliliği artırılabilir, çünkü tarak-tipi pilot düzeninde her OFDM sembolü için pilot göndermek bant verimliliğini azaltmaktadır. Kanal kestiriminde zafiyet olmaksızın bant verimliliğini optimum seviyeye yükseltmek için blok-tipi ve tarak-tipi pilot düzenleri birleştirilebilir yani K_C aralıklarla tarak-tipinde düzenlenen OFDM sembolleri K_B blok aralıklarla zaman domeninde gönderilir. Buna zaman domeninde aralıklı tarak-tipi pilot düzeni diyebiliriz. Hatta dar bant girişimi gibi etkilerden sistemi arındırmak ve daha verimli bir kanal frekans cevabı elde edebilmek için frekans ekseninde hareketli tarak-tipi pilot düzeni kullanılabilir.

Tez kapsamında tasarlanan frekans seçici kanal için haberleşme sisteminde tarak-tipi pilot düzeni ve daha önce söylendiği gibi zaman domeninde aralıklı tarak-tipi pilot düzeni kullanılmaktadır. Bu doğrultuda her DCO-OFDM sembolü içine K_C aralıklarla pilot semboller yerleştirilmek istensin. Sırasıyla 1 adet pilot sembol ve arkasından $K_C - 1$ adet bilgi sembolü gönderilir ve bu süreç $(N/2 - 1)$. sembole kadar devam eder. Bir sonraki DCO-OFDM sembolü için yine aynı şekilde pilot semboller yerleştirilir. Eğer zaman domeninde aralıklı tarak-tipi sembol düzeni kullanılırsa bir DCO-OFDM sembolünde aynı şekilde pilot semboller yerleştirilirken sonraki $K_B - 1$ adet DCO-OFDM sembolüne pilot sembol yerleştirilmez. Her DCO-OFDM sembolündeki pilot sembol sayısı, N_K aşağıdaki şekilde bulunur:

$$N_K = \left\lceil \frac{N/2-1}{K_C} \right\rceil \quad (3.50)$$

Burada $\lceil \cdot \rceil$ gösterimi, tavan (ceil) fonksiyonunu göstermektedir. Ancak bu durumda kanal kestiriminde yapılan interpolasyon işleminde bir sorun çıkmaktadır. İnterpolasyon işlemi ilk ve son nokta arasını doldurmak üzere yapılır, eğer son pilot sembolü DCO-OFDM sembolü içindeki son alt-taşıyıcıda bulunmuyorsa interpolasyon işlemi için bir sonraki DCO-OFDM sembolündeki pilot sembolleri kullanmak gerekir. Bu sorundan kurtulmanın bir başka yolu ise pilot yerleştirme düzeninde küçük bir değişiklik yapmaktır. DCO-OFDM sembolü içerisindeki pilot aralıkları

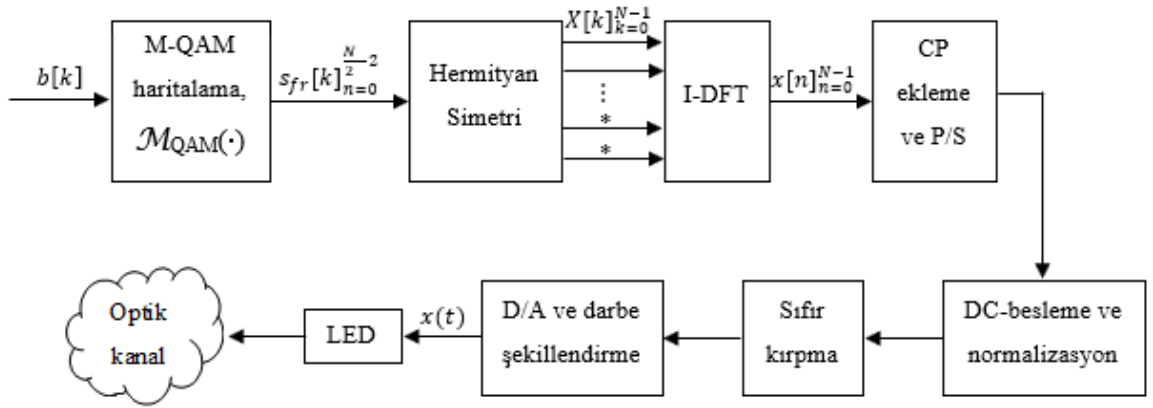
$$K_C = \frac{N/2-1}{N_K} \quad (3.51)$$

şeklinde hesaplanır. Bu durumda ise pilot aralıkları tam sayı olmayacaktır. Bu sorunu çözmek için DCO-OFDM sembolü içindeki pilot sembol konumları (3.51)'e göre gerçel sayı olarak hesaplandıktan sonra en yakın tamsayıya yuvarlanır. Matematiksel olarak DCO-OFDM sembolleri içindeki pilot sembol pozisyonları, $\mathbf{P}_K$ aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{P}_K = [\text{yuvarla}(1 + iK_C)]_{i=0}^{N_K-1} \quad (3.52)$$

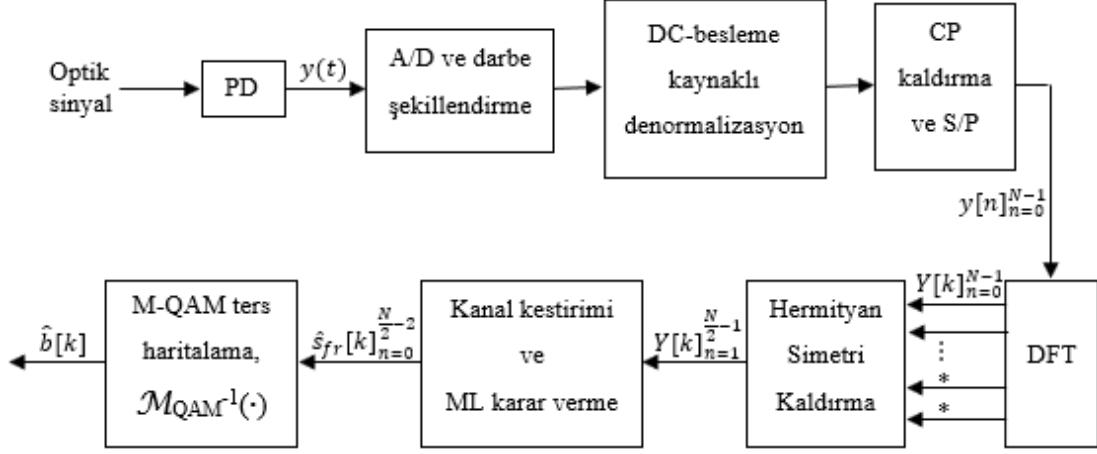
Burada $\text{yuvarla}(\cdot)$ fonksiyonu en yakın tam sayıya yuvarlama işlemini yapmaktadır. Bir DCO-OFDM sembolü içindeki pilot sembollerin tamamı $k = 0, 1, \dots, (N/2 - 2)$ için $s_{fr,p}[k] = [s_{fr,k}]_{k \in \mathbf{P}_K}$ olarak gösterilmiştir.

DCO-OFDM girişine gönderilmeden önce gönderilecek sembol dizisi, $s_{fr}[k]$ her $(N/2 - 1)$ adet sembol için; $\mathbf{P}_K$ pozisyonlarında pilot sembol dizisi, $s_{fr,p}[k]$ 'den N_K adet olacak şekilde ve geri kalan pozisyonlarda $s_{fr}[k]$ 'den $(N/2 - 1 - N_K)$ adet sembol sırasıyla yerleştirilerek $s_{fr}[k]$ düzenlenir. DCO-OFDM girişine gönderilir. Haberleşme sisteminin bundan sonraki çalışması takip eden başlıklarda anlatılmıştır. Frekans seçici kanalda haberleşme sisteminin blok şemalardan oluşan alıcı ve verici yapıları sırasıyla Şekil 3.25 ve 3.26'da verilmiştir (Lian ve diğ., 2019).



Şekil 3.25: Frekans seçici kanalda verici yapısı

Şekil 3.25 ve 3.26'da bulunan P/S, D/A, S/P, A/D ve PD blokları; sırasıyla paralel/seri, dijital/analog, seri/paralel, analog/dijital dönüşümleri ile fotodiyodu göstermektedir.



Şekil 3.26: Frekans seçici kanalda alıcı yapısı

3.4.2.2. DC-Beslemeli Optik OFDM (DCO-OFDM)

DCO-OFDM, RF haberleşmesinde kullanılan klasik çift-kutuplu OFDM'in optik sistemlerin doğası olan pozitif ve gerçel işaretlerden oluşma kısıdına uyarlanmış halidir. DCO-OFDM'de kanala gönderilecek işaretleri gerçel yapmak için I-DFT işleminden önce Hermitian simetri sağlanır (Narmanlioglu ve diğ., 2017):

$$X[k] = [0, s_{fr,0}, s_{fr,1}, \dots, s_{fr,\frac{N}{2}-2}, 0, s_{fr,\frac{N}{2}-2}^*, \dots, s_{fr,1}^*, s_{fr,0}^*] \quad (3.53)$$

Hermitian simetrinin I-DFT çıkışında sanal kısımların olmamasını temin etmesi, I-DFT işleminin çevrimsel doğasından kaynaklanmaktadır. Çevrimsel olarak aynı frekansın negatifine oturan sembolün eşleniği I-DFT çıkışında sadece reel sonuçlar verir. I-DFT işleminin çıkışında oluşan işaretler, $x[n]$

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (3.54)$$

şeklinde ifade edilir. Burada Hermitian simetrinin fonksiyonuna bakmak için $X[k]$ 'in birbirinin eşleniği olan 2 sembolünün nasıl işleme girdiğine bakalım.

$$s_{fr,\frac{N}{2}-2} = a + jb \quad (3.55)$$

ve benzer şekilde

$$e^{\frac{j2\pi n(N-1)}{N}} = c + jd \quad (3.56)$$

olsun. Bu durumda sembolün eşleniği ve ona denk gelen üstel frekans çarpanı

$$s_{fr, \frac{N}{2}-2}^* = a - jb \quad (3.57)$$

$$e^{\frac{j2\pi n(-N+1)}{N}} = \left(e^{\frac{j2\pi n(N-1)}{N}} \right)^* = c - jd \quad (3.58)$$

şeklinde ifade edilir. Bu durumda bunların çarpımlarını toplamı

$$(a + jb)(c + jd) + (a - jb)(c - jd) = 2ac - 2bd \quad (3.59)$$

şeklinde sonuçlanır ve Hermityan simetriden dolayı sanal kısımlar I-DFT çıkışında birbirini sönümlemiş olur. Daha sonra çevrimsel önek (CP) ekleme yapılır:

$$\dot{x}[n] = [x[n]_{N-N_{CP}}^{N-1} x[n]_0^{N-1}] \quad (3.60)$$

Burada N_{CP} , CP'nin uzunluğunu göstermekte olup kanal dürtü cevabının sembol süresi cinsinden uzunluğu, L 'den büyük olmalıdır.

DCO-OFDM'in geliştirilmesinin en önemli ikinci amacı ise negatif değerlerden kurtulmaktır. Bunun için DCO-OFDM çıkışındaki $x[n]$ sinyaline bir DC besleme uygulanır. DC beslemenin değerinin ne olacağı konusu çalışılmış ve istatistiki olarak DC besleme değeri, B_{DC}

$$B_{DC} = k\sqrt{E\{x^2[n]\}} \quad (3.61)$$

şeklinde belirtilmiş olup burada k , DC besleme çarpanıdır. $x[n]$ sinyali rastgele bir sinyal olduğu için, uygulanacak DC seviyesi de sinyalin istatistiki özelliğiyle ilişkili olmalıdır (Armstrong ve Schmidt, 2008). $x[n]$ sinyalinin yayılımını belirleyen standart sapmasıdır. DC besleme değeri standart sapmanın katı şeklinde uygulanmalıdır. I-DFT çıkışındaki $x[n]$ sinyalinin 0 ortalamalı Gauss dağılımına sahip olduğu bilinmektedir:

$$x \sim \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) \quad (3.62)$$

Bu nedenle (3.61)'de yer alan x 'in 2. derece momentinin karekökü, $\sqrt{E\{x^2[n]\}}$, $x[n]$ 'in standart sapması, σ_x 'e eşittir:

$$\sigma_x^2 = E\{x^2[n]\} - E^2\{x[n]\} = E\{x^2[n]\} - 0 = E\{x^2[n]\} \quad (3.63)$$

Bu doğrultuda DC besleme uygulanmış sinyal aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$x_{DC}[n] = \dot{x}[n] + B_{DC} \quad (3.64)$$

Bu işlem sonucunda $x_{DC}[n]$ sinyalinin gücü

$$P(x_{DC}) = (1 + k^2)P(x) \quad (3.65)$$

şeklinde $(1 + k^2)$ katına çıkar (Dimitrov, 2012). Bundan dolayı DC besleme miktarı $10 \log_{10}(1 + k^2)$ dB DC besleme olarak adlandırılır. Bu güç etkisi aşağıdaki şekilde normalize edilir:

$$\dot{x}_{DC}[n] = \frac{1}{\sqrt{1+k^2}} x_{DC}[n] = \frac{1}{\sqrt{1+k^2}} (x[n] + B_{DC}) \quad (3.66)$$

Yapılan DC beslemeye rağmen $\dot{x}_{DC}[n]$ sinyalinde negatif işaretler bulunabilir. Bunların olmamasını temin etmek için $\dot{x}_{DC}[n]$ sinyaline 0 seviyesinde kırpma uygulanır:

$$\ddot{x}_{DC}[n] = \begin{cases} \dot{x}_{DC}[n], & \dot{x}_{DC}[n] \geq 0 \\ 0, & \dot{x}_{DC}[n] < 0 \end{cases} \quad (3.67)$$

Bu işlemle sinyalimize ayırık olarak yapılacak işlemler tamamlanmıştır. Bu aşamada kanala gönderilecek sinyal, darbe şekillendirme yapılarak sürekli hale getirilir:

$$x(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \ddot{x}_{DC,j} g_T(t - jT_S) \quad (3.68)$$

Burada $g_T(t)$ verici darbe şekillendirme fonksiyonu olup T_S sembol süresini ifade etmektedir. Bu sistem tasarımında kullanılan darbe şekillendirme fonksiyonu sinc fonksiyonudur. Son aşamada sürekli elektriksel sinyal LED'e iletilir ve böylece LED'den optik sinyal optik kanal üzerinden vericiye gönderilir.

Düz sönümlmeli kanalda bant genişliğimiz LED'in frekans cevabının kesim frekansından oldukça düşük olduğu için dikkate almaya gerek yoktur. Ancak frekans seçici kanal için kurduğumuz haberleşme sisteminin bant genişliği yüksek ve LED'in frekans cevabı alçak geçiren filtre (LPF) olduğu için bu LPF etkisinin de dikkate alınması gerekmektedir. LED'in frekans cevabı, $H_{LED}(f)$ aşağıdaki şekildedir (Uysal ve diğ., 2017):

$$H_{LED}(f) = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{cut-off}}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{cut-off}} \right)^2} (1 - j \frac{f}{f_{cut-off}}) \quad (3.69)$$

Burada $f_{cut-off}$, gücün yarıya düştüğü üst kesim frekansını göstermekte olup 20 MHz olarak kabul edilmiştir (Uysal ve diğ., 2017). Denklem (3.69)'a göre LED'in genlik cevabı, $|H_{LED}(f)|$

$$|H_{LED}(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{cut-off}} \right)^2}} \quad (3.70)$$

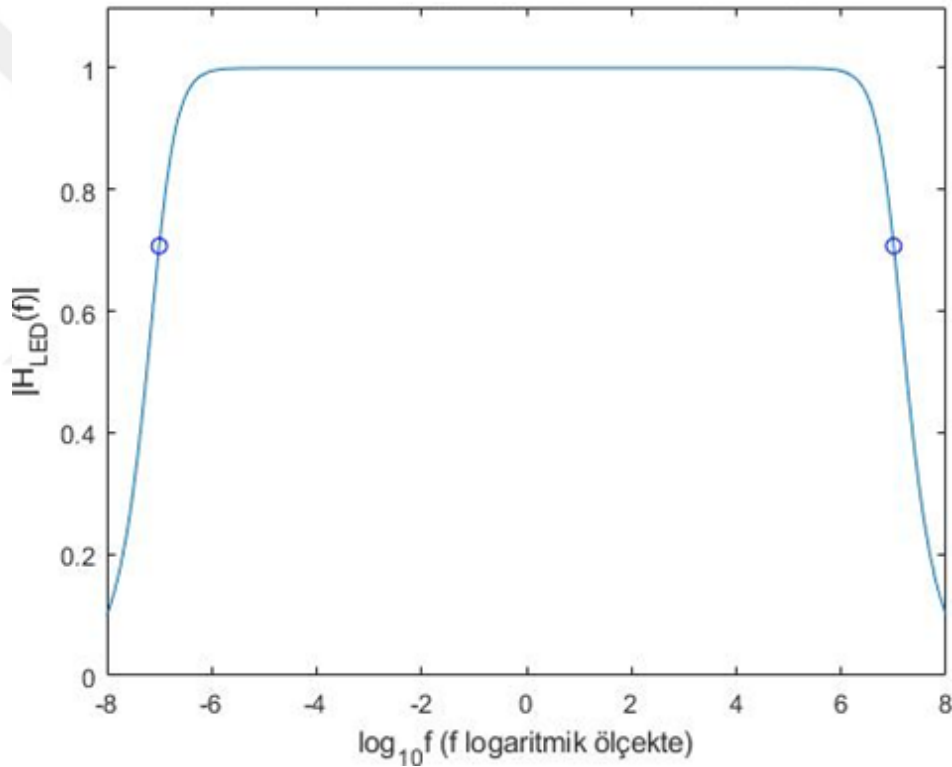
şeklinde olup Şekil 3.27’de gösterilmiştir. Şekilde frekans eksenini logaritmik ekseninde gösterilmiş ve $f_{cut-off}$ değerleri işaretlenmiştir. LED’in sebep olduğu LPF etkisi sonrası kanalın efektif frekans cevabı, $H_{eff}(f)$

$$H_{eff}(f) = H_{LED}(f)H_d(f) \quad (3.71)$$

şeklinde ifade edilirken $H_d(f)$, kanalın sürekli frekans cevabını göstermektedir. LED’in LPF etkisinin dürtü cevabı, $h_{LED}(t)$ ise gerekli işlemler yapıldığında aşağıdaki şekilde bulunacaktır:

$$h_{LED}(t) = f_{cut-off} e^{-t f_{cut-off}} u(t) \quad (3.72)$$

Burada $u(t)$, birim basamak fonksiyonunu göstermektedir.



Şekil 3.27: Sinyal bant genişliği boyunca LED'in genlik cevabı

Sistem simülasyonu yapılırken kanala gönderilen sürekli sinyal $x(t)$, ya LED'in dürtü cevabı, $h_{LED}(t)$ ile konvolüsyon yapılır ya da I-DFT girişinin öncesinde LED'in frekans cevabı, $H_{LED}(f)$ ile çarpım işlemine tabi tutulur. Zaman domeninde konvolüsyon işleminin frekans domeninde karşılığı çarpım olduğu için sonuç değişmeyecektir. Denklem (3.69)'un sağ tarafından ve Şekil 3.27'den görüldüğüne göre LED'in ayrık frekans cevabı, $H_{LED}[k]$ Hermityan simetriktir. Bunun sonucu olarak I-DFT öncesinde çarpım yapılırsa, Hermityan simetri bozulmayacak ve I-DFT çıkışı yine gerçel sayılardan ibaret olacaktır.

Sinyal gücüne karşı BER ve SER performanslarını elde ederken LED'in LPF etkisinin doğru incelenmesi için simülasyonda LED'in frekans cevabının gücünün aşağıdaki şekilde normalize edilmesine dikkat edilmelidir:

$$\dot{H}_{LED}(f) = \frac{1}{std(H_{LED}(f))} H_{LED}(f) \quad (3.73)$$

Burada $std(\cdot)$ fonksiyonu, standart sapma işlemini göstermektedir. Benzer şekilde LED'in normalize edilmiş dürtü cevabı, $\dot{h}_{LED}(t)$ aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\dot{h}_{LED}(t) = \frac{1}{std(H_{LED}(f))} h_{LED}(t) \quad (3.74)$$

LED vasıtasıyla elektriksel sinyalden elde edilen optik sinyal kanal üzerinden alıcıya iletilir ve LED'in LPF etkisinden dolayı kanala iletilen semboller şu şekilde ifade edilir:

$$x_{LED}(t) = \dot{h}_{LED}(t) \otimes x(t) \quad (3.75)$$

ve kanal çıkışında fotodetektör tarafından alınan sinyal aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$y(t) = RI \int_0^\infty h'_{c,d}(\tau) x_{LED}(t - \tau) + v(t) \quad (3.76)$$

Burada R , fotodetektörün tepkiselliğini; I , LED tarafından yayılan ortalama optik gücü ve $v(t)$, 0 ortalamalı ve N_0 güç spektral dağılımına (PSD) sahip olan toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü göstermekte olup kaynağı Bölüm 3.4.1'de verilmiştir. $h'_{c,d}(\tau)$ ise alıcının bulunduğu d konumundaki frekans seçici kanalın gecikme cinsinden sürekli fonksiyonunu göstermektedir. d konumu, aşağıdaki şekilde zaman, t ile denkleştirilir:

$$d = V_{UE} \times t \quad (3.77)$$

Burada V_{UE} , alıcının hızının göstermektedir.

Alıcıya sürekli zamanda gelen sinyal örneklenerek ayık zamana geçirilir ve aşağıdaki şekilde ifade edilir (Mostofi ve Cox, 2005):

$$\dot{y}[n] = RI \sum_{j=0}^\infty h'_d[j] x_{LED}[n - j] + v[n] \quad (3.78)$$

Burada $x_{LED}[n]$, LED'den kanala gönderilen sinyalin alıcıda örneklenmiş halini; $v[n]$, toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün örneklenmiş halini ve $h'_d[n]$, alıcının bulunduğu d

konumundaki frekans seçici kanalın gecikme cinsinden fonksiyonunun ayrık zaman ifadesini göstermekte olup, (3.29)'da tanımlanmış olan ifadenin bütün konumlardaki halini ifade etmektedir. $h'_d[n]$ 'nin bileşenleri $h_{j,d}$ olup (3.33)'e göre aşağıdaki şekilde gösterilir:

$$h_{j,d} = 10^{0.1 \times h_{j[dB]}(d)} \quad (3.79)$$

Burada $h_{j[dB]}(d)$, kanal güç bileşenlerinin mesafeye bağlı sürekli fonksiyonunu göstermekte olup tanımı (3.35)'te verilmiştir. Ayrıca d , konumu göstermekte olup aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$d = V_{UE} \times n \times T_S \quad (3.80)$$

Burada $T_S = 5$ ns olarak sembol süresini ifade etmektedir.

Alıcıda yapılan işlemler, vericide yapılanlara denk gelecek şekilde karşılıkları olmalıdır. İlk olarak CP atılır:

$$\dot{y}[n] = \dot{y}[n]_{N_{CP}+1}^{N+N_{CP}-1} \quad (3.81)$$

Daha sonra (3.66)'da yapılan normalizasyon işleminin tersi yani denormalizasyon yapılır:

$$y[n] = \sqrt{1 + k^2} \dot{y}[n] \quad (3.82)$$

Denormalizasyon işleminden sonra $y[n]$ sinyali DFT işlemine sokulur ve DFT çıkışındaki $Y[k]$ işareti elde edilir:

$$Y[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (3.83)$$

3.4.2.3. Frekans Seçici Kanalda Kanal Kestirimi ve Demodülasyon İşlemi

Frekans seçici kanalın ayrık frekans cevabı, $H_{fr}[k]$ LED'in frekans cevabı da dahil olduğu şekilde, aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$H_{fr}[k] = G_T[k] H_{LED}[k] H'_d[k] G_R[k] \quad (3.84)$$

Burada $G_T[k]$ ve $G_R[k]$ sırasıyla verici ve alıcı tarafındaki darbe şekillendirme fonksiyonlarının frekans cevaplarını göstermekte olup sinc filtre kullanıldığı için bu çalışmada $G_T[k] = 1$ ve $G_R[k] = 1$ olur. $H_{LED}[k]$, (3.69) ile verilen LED'in frekans cevabının ayrık halidir. CP'siz kısım

için optik kanalın ayırık frekans cevabı, $H'_d[k]$ ise (3.19) ile verilen ifadenin hem ayırık hem de konumda sürekli hali olup aşağıdaki şekilde verilir:

$$H'_d[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} h_d[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (3.85)$$

Burada her bir konum için ayrı bir $H'_d[k]$ ortaya çıktığı yani kanalın zamanda değiştiği görülmektedir.

Tam kanal durum bilgisi (P-CSI) durumunda kanal kestiriminin matrisyel formatta yapılması hem anlaşılmasını kolaylaştırmakta hem de ICI etkisini de dikkate alacak şekilde kanal kestirimi yapılmasını sağlamaktadır. Bundan sonrası matrisyel formata geçilerek CP uzunluğundan arındırılmış kanonik tarzda ifade edilmiştir:

$$\mathbf{H}_X = \begin{bmatrix} h_{1,(d=d_1)} & 0 & \cdots & h_{3,(d=d_1)} & h_{2,(d=d_1)} \\ h_{2,(d=d_2)} & h_{1,(d=d_2)} & 0 & \cdots & h_{3,(d=d_2)} \\ h_{3,(d=d_3)} & h_{2,(d=d_3)} & h_{1,(d=d_3)} & 0 & \cdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & \cdots & h_{1,(d=d_N)} & h_{1,(d=d_N)} & h_{1,(d=d_N)} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (3.86)$$

Burada (d) , konum göstermektedir. $\mathbf{H}_X$, optik kanal matrisini göstermekte olup satırları her bir konumdaki $h'_d[n]$ elemanlarından ve 0'lerden oluşmaktadır. Böylece sütunları da kanal güç bileşenlerinin mesafeye bağlı sürekli fonksiyonları, $h_{j[dB]}(d)$ 'den elde edilir ve her satır için güç bileşenleri bir eleman sağa çevrimsel ötelenir. Optik kanalın frekans cevabı, $H'_d[k]$ 'ler matrisyel formatta aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\mathbf{H}_d = \mathbf{F}_N \mathbf{H}_X \mathbf{F}_N^H \quad (3.87)$$

Burada $\mathbf{F}_N$, N -uzunluklu Galois matrisini (DFT matrisi) ve $\mathbf{F}_N^H$ ise $\mathbf{F}_N$ 'nin Hermityan tersini göstermektedir. $\mathbf{H}_d$ matrisinin ana köşegeni zamanla değişmeyen kanalın frekans cevabı bileşenlerini içerirken, yan köşegenler ise sıralarına göre ICI etkisini göstermekte olup simülasyon sonucunda çalışılan kanal için ICI etkisi yok denecek kadar düşük seviyede çıkmaktadır. Bu sebeple kanal kestirimi yaparken pilot sembolleri kullanmak dışında ICI etkisi bastırarak ekstra bir yöntem kullanılmamıştır. I-DFT girişine gelen sinyal, $X[k]$ ve DFT çıkışındaki sinyal, $Y[k]$ arasındaki bağıntı matrisyel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{R} \mathbf{I} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_X \mathbf{F}_N^H (\mathbf{H}_{LED} \cdot \mathbf{X}) + \mathbf{V} = \mathbf{R} \mathbf{I} \mathbf{H}_d (\mathbf{H}_{LED} \cdot \mathbf{X}) + \mathbf{V} \quad (3.88)$$

Burada R , fotodetektörün tepkiselliğini; I , LED tarafından yayılan ortalama optik gücü; $\mathbf{Y}$, $Y[k]$ 'in vektör formunu; $\mathbf{X}$, $X[k]$ 'in vektör formunu, $\mathbf{H}_{LED}$, LED'in normalize ayırık frekans cevabı $\hat{H}_{LED}[k]$ 'nin vektör formunu ve $\mathbf{V}$ ise $v[n]$ 'nin 0 ortalamalı ve $N_0 \times B_S$ PSD'li Gauss dağılımına sahip olan ayırık frekans cevabını göstermektedir. Ayrıca $\mathbf{X}$ vektörünün ilk elemanı olan 0'ın üstüne DC beslemenin bindiğini de belirtmek gerekir. Bu alt-taşıyıcı bu amaçla boş bırakıldığı için (3.88)'de yer vermeye gerek duyulmamıştır. Denek taşı olarak P-CSI durumunda sembol kestirimi yapılırken

$$\hat{\mathbf{X}}_{P-CSI} = \frac{1}{RI} \frac{\mathbf{H}_d^{-1} \mathbf{Y}}{\mathbf{H}_{LED}} \quad (3.89)$$

şeklinde DFT çıkışındaki sinyal dizisi kestirilir. $\mathbf{H}_d^{-1}$ matrisi, $\mathbf{H}_d$ matrisinin ters matrisidir. Sağdaki vektör bölme işleminden kastedilen ise nokta çarpım işleminin tersi, $(\cdot)^{-1}$ 'dir. P-CSI durumunda kanal kestiriminden sonraki aşama, Hermityan simetrisinin kaldırılması gerekliliğinden ötürü $\hat{X}_{P-CSI}[k]$ 'in üst yarısının ve DC beslemenin Fourier transformunun daha önce söylendiği gibi 0 frekansına gelmesinden ötürü ilk elemanın da atılması işlemidir. Böylece gönderilen sembol dizisi kestirilmiş olur:

$$\hat{s}_{fr,P-CSI}[n]_{n=0}^{N/2-2} = \hat{X}_{P-CSI}[k]_{k=1}^{N/2-1} \quad (3.90)$$

Pilot sembollerle kanal kestirimi yapılırken aralıksız tarak-tipi sembol düzeni için bir DCO-OFDM sembolüne denk gelen $Y[k]$ değerleri tampona alınır. Değerler tampona alındıktan sonra ilk olarak (3.83)'teki $Y[k]$ 'de etkisi sabit olan değişkenlerin etkisi giderilir:

$$\hat{Y}[k] = \frac{1}{RI} \frac{Y[k]}{\mathbf{H}_{LED}[k]} \quad (3.91)$$

Burada sağ taraftaki bölme işleminden kasıt (3.89)'daki gibi eleman elemana bölmedir. Sonrasında Hermityan simetrisinin kaldırılması gerekliliğinden ötürü $\hat{Y}[k]$ 'in üst yarısı ve DC beslemeden dolayı ilk eleman atılarak, $\hat{Y}[k]_{k=1}^{N/2-1}$ işareti kalır. Burada her DCO-OFDM sembolü içindeki $\mathbf{P}_K$ pozisyonlarında bulunan pilot sembollere denk gelen kanal sabitleri, $\hat{H}'_{d,P}[k]_{k \in \mathbf{P}_K}$ değerleri sıfır zorlama (zero forcing) yoluyla şu şekilde bulunur:

$$\hat{H}'_{d,P}[k] = \hat{Y}_P[k] / s_{fr,P}[k] \quad k \in \mathbf{P}_K \text{ için} \quad (3.92)$$

Burada $\hat{Y}_p[k]$, $\mathbf{P}_K$ pozisyonlarında bulunan pilot sembollere denk gelen $\hat{Y}[k]$ sembolünden alınan sinyali göstermektedir. Daha sonra $\hat{H}'_{d,p}[k]_{k \in \mathbf{P}_K}$ değerlerinden interpolasyon yardımıyla ilgili DCO-OFDM sembolü için bütün kanal fonksiyonu $\hat{H}'_d[k]$ elde edilir. Eğer zaman domeninde K_B aralıklı tarak-tipi sembol düzeni kullanılmışsa pilot sembol bulunan DCO-OFDM sembollerinde tarak-tipi pilotlar kullanılarak yukarıda anlatıldığı şekilde ilgili DCO-OFDM sembolü boyunca kanal frekans cevabı elde edilir. Sonrasında ise her alt-taşıyıcı için interpolasyon yardımıyla bütün DCO-OFDM sembollerinde ilgili alt taşıyıcıya denk gelen kanal frekans cevabı kestirilmiş olur. Zaman domeninde aralıklı tarak-tipi sembol düzeninde kanal kestirimi yaparken sadece bir DCO-OFDM sembolü boyunca değil, interpolasyon türüne bağlı olarak $(N_B - 1)K_B + 1$ adet DCO-OFDM sembolüne denk gelen $Y[k]$ değeri tamponda tutulmalıdır.

Kanal kestirimi yapıldığında sıradaki işlem gönderilen sembol ve bitlerin kestirilmesidir. $\hat{H}'_d[k]$ kullanılarak ML karar kuralına göre kestirilen semboller, $\hat{s}_{fr}[n]$ elde edilir:

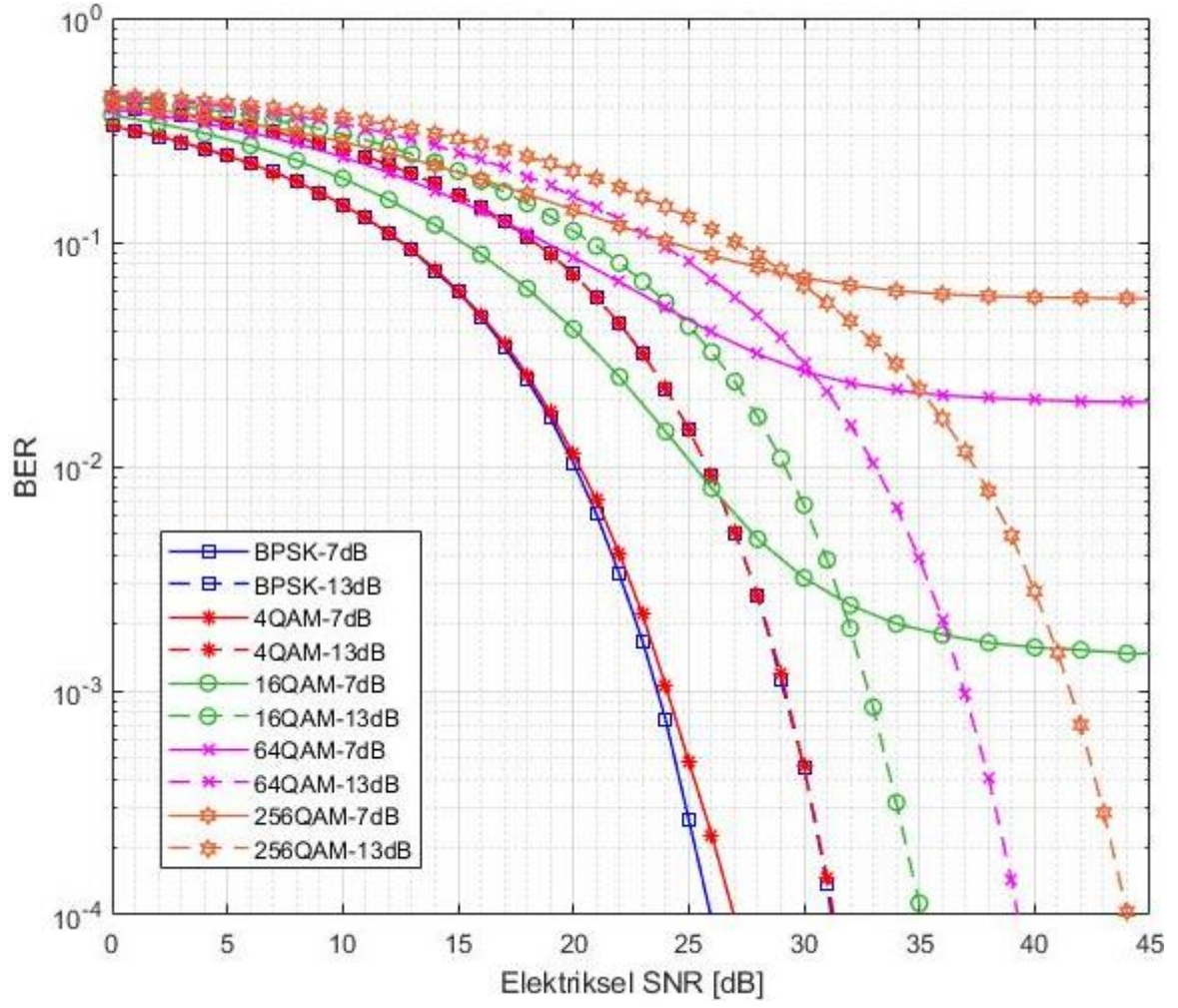
$$\hat{s}_{fr}[k] = \underset{s_{QAM} \in S_2}{\operatorname{argmin}} \left\| \hat{Y}[k]_{k=1}^{N/2-1} - \hat{H}'_d[k] s_{QAM} \right\| \quad (3.93)$$

Burada s_{QAM} , S_2 kümesindeki sembol örneklerini göstermektedir. Son olarak ise kestirilen semboller, $\hat{s}_{fr}[n]$ 'den kestirilen bitler $\hat{b}[n]$ elde edilir:

$$[\hat{b}_i]_{i=j \cdot \log_2 M}^{(j+1) \cdot \log_2 M - 1} = \mathcal{M}_{QAM}^{-1}(s_{fr,j}) \quad (3.94)$$

Aşağıdaki şekillerde DCO-OFDM tekniğinin başarımı ve LED'in LPF etkisinin hata performansına tesiri hakkında fikir vermesi için sadece toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanalda BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM modülasyonlarının DCO-OFDM performansı verilmiştir. Şekil 3.28 ve 3.29 sırasıyla LED'in frekans cevabı dikkate alınmadığı ve alındığı durumlardaki BER performans eğrilerini göstermektedir.

Şekil 3.28'den görüleceği üzere 7 dB DC besleme ile çift-kutuplu (klasik) OFDM'in performansları arasında 7 dB'den fazla güç farkı bulunmaktadır. OFDM 4-QAM modülasyonu için 10^{-3} hata oranına yaklaşık olarak 7 dB SNR seviyesinde ulaşırken, DCO-OFDM için aynı hata oranı 14 dB civarında gerçekleşmektedir. Ayrıca DC besleme miktarı alçakken, düşük mertebeli modülasyonlarda daha iyi sonuçlar elde edilmesine rağmen modülasyon mertebesi



Şekil 3.29: QAM modülasyonlarının LED etkisi varken DCO-OFDM performansları

4. BULGULAR

Bu bölümde düz sönümlmeli ve frekans seçici kanalda yapılan simülasyonların nasıl gerçekleştirildiği anlatılmış ve simülasyon parametreleri verilip sonuçlar paylaşılmıştır. Sonuçlarla ilgili dikkat çekici noktaların yorumlanması da bu bölümde yer almaktadır.

Bu tez kapsamında istatistiki sistemler için güvenilir sayıda deneme yapılması mantığına dayanan Monte Carlo simülasyonları yoluyla haberleşme sistemlerinin performansları elde edilmiştir. Yapılan simülasyonlar MATLAB® R2017b programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

4.1. Düz Sönümlmeli Kanalin Simülasyon Sonuçları

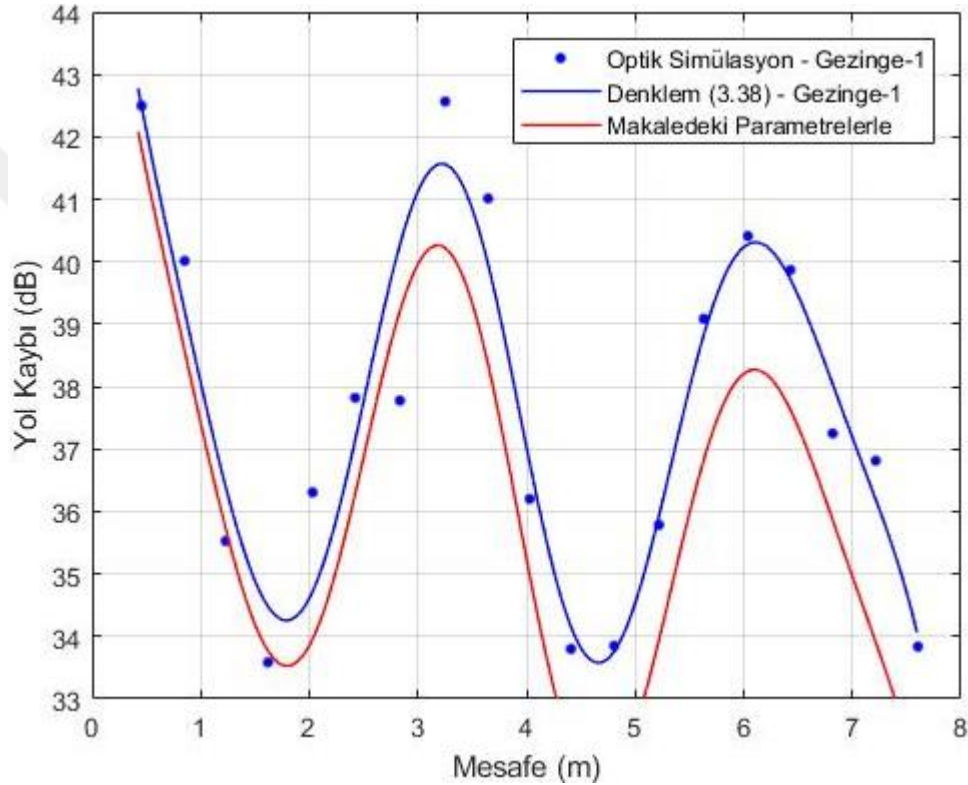
Düz sönümlmeli kanalda zamanla değişen kanalın etkisi göz önüne alınarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Pilot semboller ve çeşitli interpolasyon teknikleri kullanılarak kanal kestirimi yapılmış, alıcının belirli hızları, pilot yerleştirme aralıkları ve modülasyon mertebeleri için SER performansları elde edilmiştir.

Düz sönümlmeli kanalda Bölüm 3.3.2’de anlatıldığı şekilde öncelikle kanal değişkeni kullanıma hazır hale getirilmiştir. Burada Miramirkhani ve diğ, (2017) tarafından önerilen kanal modelinin parametrelerinde yanlışlık olduğu görülmüş ve öncelikle bu parametreler bahsedilen makaledeki şekilden simülasyon sonuçlarının elde edilmesi ve eğri uydurma yöntemleriyle parametrelerin tespit edilmesi sağlanmıştır. Buna göre parametrelerin doğru değerleri Tablo 3.3’te paylaşılmıştır. Parametrelerin bu değerlerine göre uydurulan eğri Şekil 3.22’de verilmiştir. Ayrıca Şekil 4.1’de makaledeki değerlere göre çizdirilen eğri ile doğru parametrelerle çizdirilen eğrilerin karşılaştırılması verilmiştir.

Yol kaybı eğrisinin doğru parametreleri elde edildikten sonra öncelikle mesafeye bağlı yol kaybı fonksiyonu (3.38)’e göre üretilir. Daha sonra bu fonksiyon ve (3.39) kullanılarak

mesafeye bağılı kanal dc kazancı fonksiyonu elde edilir. Kanal değişkeni, $h_{fl}(t)$ denklem (3.44)'e göre bir değişkende kullanıma hazır halde tutulur.

Kanal değişkeni hazır olduğunda haberleşme sisteminin simülasyonuna başlanabilir. Bölüm 3.4.1'de anlatıldığı şekilde düz sönümlemeli kanal için haberleşme sistemi simule edilir. Düz sönümlemeli kanalda haberleşme sisteminin simülasyonu sırasında kullanılan parametreler Tablo 4.1'de sunulmuş olup tabloda verilen R ve N_0 değerleri Grubor ve diğ. (2008) tarafından sunulmuştur.



Şekil 4.1: Makaledeki parametreler ve doğru parametreler için çizdirilen yol kaybı eğrileri

Tablo 4.1: Düz sönümlemeli kanalda haberleşme sisteminin simülasyon parametreleri

Sembol süresi, T_S	1 μ s
Darbe şekillendirici filtre ($g_T(t)$, $g_R(t)$)	Sinc filtre
Sembol bant genişliği, B_S (temel bantta)	500 kHz
Fotodetektörün tepkiselliği, R	0.28 A/W
Gürültünün PSD'si, N_0	10^{-22} W/Hz

Simülasyon yapılırken öncelikle gönderilecek semboller (3.40)'ta belirtildiği gibi M-PAM sembolleri ortalama sembol gücü, 1 W olacak şekilde üretilir. Simülasyon sırasında burada bir

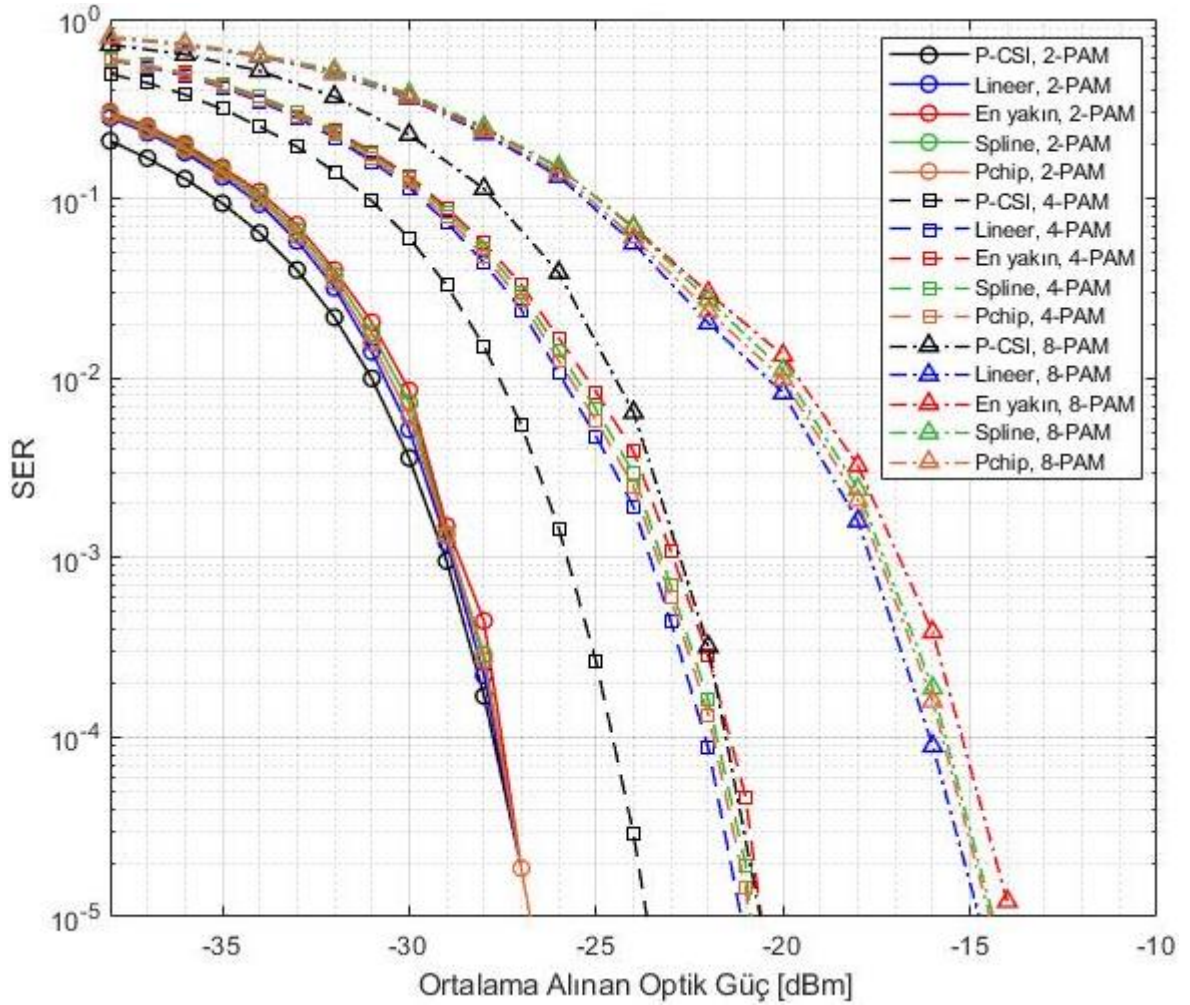
sorun çıkmaktadır ki üretilen sembollerin ortalama değerinin 0 olması gerekmektedir. Aksi takdirde ortalamanın 0'dan farklı olması sembolere bir DC besleme etkisi yapmakta ve buna göre BER yanlış hesaplanmaktadır. Bu sebeple sembol kümesi, S_1 'deki değerler ortalaması 0 olacak şekilde bir DC çıkarma işlemi yapılarak sanki RF'teki M-ASK sembolleri gönderiliyormuş gibi simule edilmektedir. Bu DC çıkarma işlemi BER sonuçlarına bir etki etmeyeceği gibi pratik duruma da uygundur. Zira haberleşme sembollerinin dışında LED'ler aydınlatma için bir miktar sabit aydınlatma değerinde çalışırlar ki bu değer DC olarak düşünülebilir.

Pilot semboller Bölüm 3.4.1'de anlatıldığı şekilde veri sembollerinin arasına yerleştirilir ve semboller darbe şekillendirici filtreden geçirilerek sürekli hale getirilip LED tarafından iletilir. Alıcı tarafında fotodetektör tarafından yakalanan semboller sürekli zamanda (3.45) formatındadır. Daha sonra analog/dijital dönüşümü yapılır ve darbe şekillendirici filtreden geçirilerek alınan sinyal ayrık halde tutulur ve tamponda tutulur. Tampondaki bu ayrık sinyale öncelikle $1/P$ oranında kırım (decimation) uygulanarak pilot sembolere denk gelen alınmış sinyal örnekleri elde edilir. Denklem (3.46)'ya göre pilot sembol anlarındaki kanal sabiti değerleri, $\hat{h}_{f_l,P}[n]$ kestirilir. Daha sonra interpolasyon yöntemleri kullanılarak bütün sembolere denk gelen kanal sabiti değerleri, $\hat{h}_{f_l}[n]$ elde edilir. Bu çalışmada interpolasyon teknikleri olarak lineer, spline, pchip ve en yakın (nearest) interpolasyon teknikleri kullanılmıştır. Daha sonra kestirilen kanal sabiti değerleri kullanılarak ML karar verme yöntemine göre gönderilen semboller kestirilir. Sonuçta kestirilen sembollerden kaç tanesinin sistem tarafından yanlış kestirildiği bulunarak yayılan her optik güç, I seviyesi için sembol hata oranları (SER) elde edilir. Bu çalışmada 2-PAM, 4-PAM, 8-PAM ve 16-PAM; çeşitli pilot yerleştirme sıklığı, P değerleri ve çeşitli alıcı hızları, V_{UE} için simülasyonlar yapılmış ve sonuçlar paylaşılmıştır.

4.1.1. Pilot Aralığı ve Alıcı Hızı Sabitken M-PAM SER Performansları

Bu bölümde alıcı hızı, V_{UE} sabitken ideal bir pilot yerleştirme aralığı, P için düz sönümlemeli kanalda farklı mertebeden PAM modülasyonlarının sonuçları incelenmektedir. $P = 10000$ ve $V_{UE} = 1$ m/s iken 2-PAM, 4-PAM ve 8-PAM modülasyonlarının tam kanal durum bilgisi (P-CSI) durumunda ve lineer, spline, pchip ve en yakın interpolasyon teknikleri kullanıldığında SER performanslarının nasıl değiştiği Şekil 4.2'de verilmiştir. Yatay eksen şekilden görüldüğü gibi dBm = dB + 30 birimindedir. Şekilden görüleceği üzere 2-PAM modülasyonunda artan

güçlerde bütün interpolasyon teknikleri kullanılarak yapılan kanal kestirimi sonuçları P-CSI durumuna yaklaşmaktadır. 4-PAM ve 8-PAM modülasyonlarının performanslarından gözlenildiği şekilde modülasyon mertebesi arttıkça interpolasyon kullanılarak yapılan kanal kestiriminin performansı azalmaktadır. 4-PAM için interpolasyon tekniğine göre değişmekle birlikte P-CSI durumuna göre SNR kötüleşmesi (penalty) 10^{-4} SER değeri için 3 dB'ye yaklaşmakta iken 8-PAM için 6 dB'ye, bir sonraki şekilden de görüleceği üzere 16-PAM için 10 dB'ye yaklaşmaktadır. İnterpolasyon tekniklerinin performanslarına baktığımızda bu alıcı hızı ve pilot aralığı için en iyi performansı lineer interpolasyon tekniğinin verdiği gözlemlenirken, sırasıyla pchip, spline ve en yakın interpolasyon teknikleri takip etmektedir.

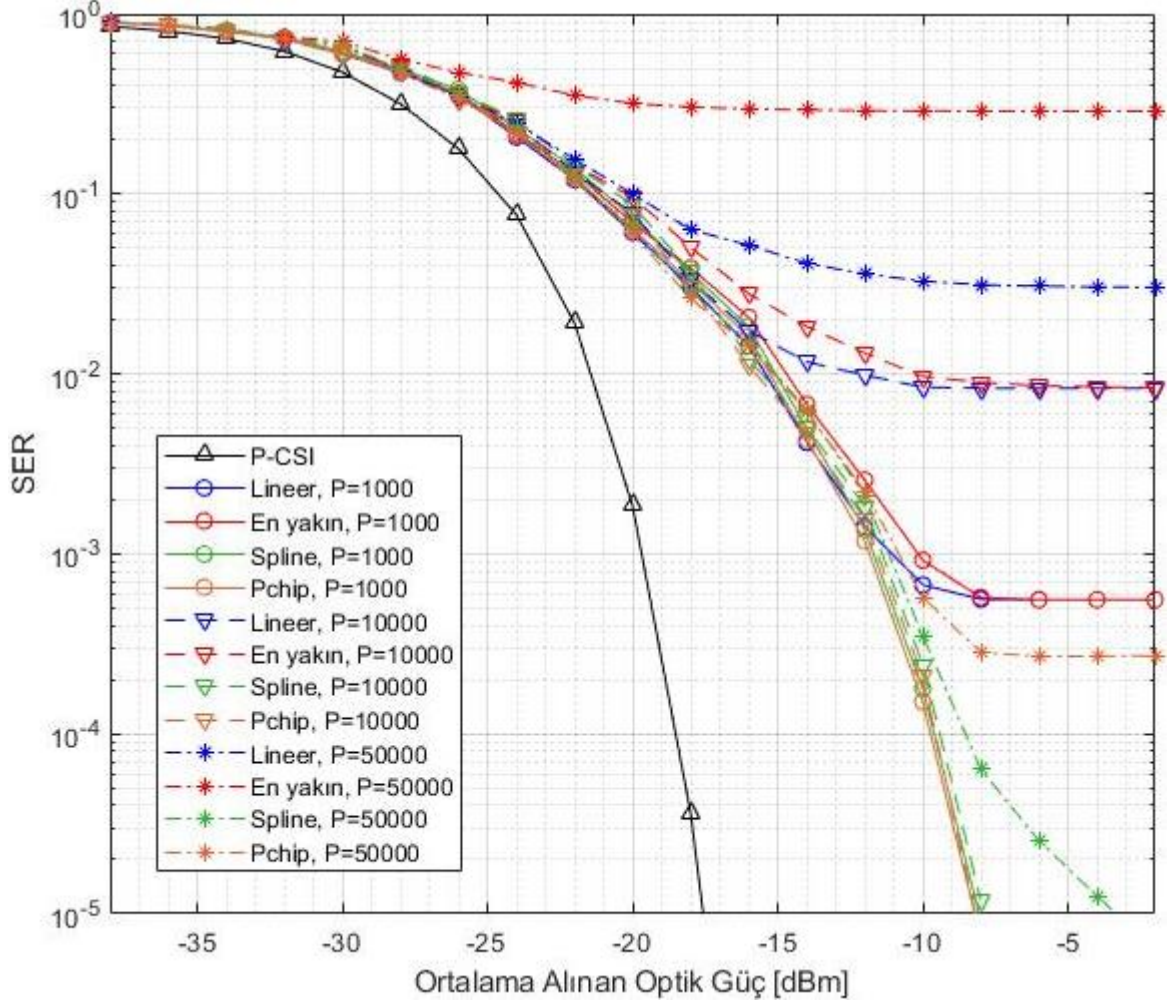


Şekil 4.2: Pilot aralığı, 10000 ve alıcı hızı, 1 m/s iken M-PAM SER performansları

4.1.2. Alıcı Hızı Sabitken 16-PAM Modülasyonu için Farklı Pilot Aralıklarında SER Performansları

Bu bölümde alıcı hızı $V_{UE} = 7$ m/s iken 16-PAM modülasyonu için pilot aralığı, $P = 1000, 10000$ ve 50000 için SER değerleri Şekil 4.3'te verilmiştir. Buradan anlaşılmaktadır

ki alıcı hızına bağlı olarak belirli bir pilot yerleştirme aralığını aşınca sistem kanal kestirimini doğru yapamamakta ve güç artırılmasına rağmen bastırılmayan hatalar yani hata katı meydana gelmektedir. P artırıldıkça hata oranının artacağı şekilden de görüldüğü üzere aşıkardır.



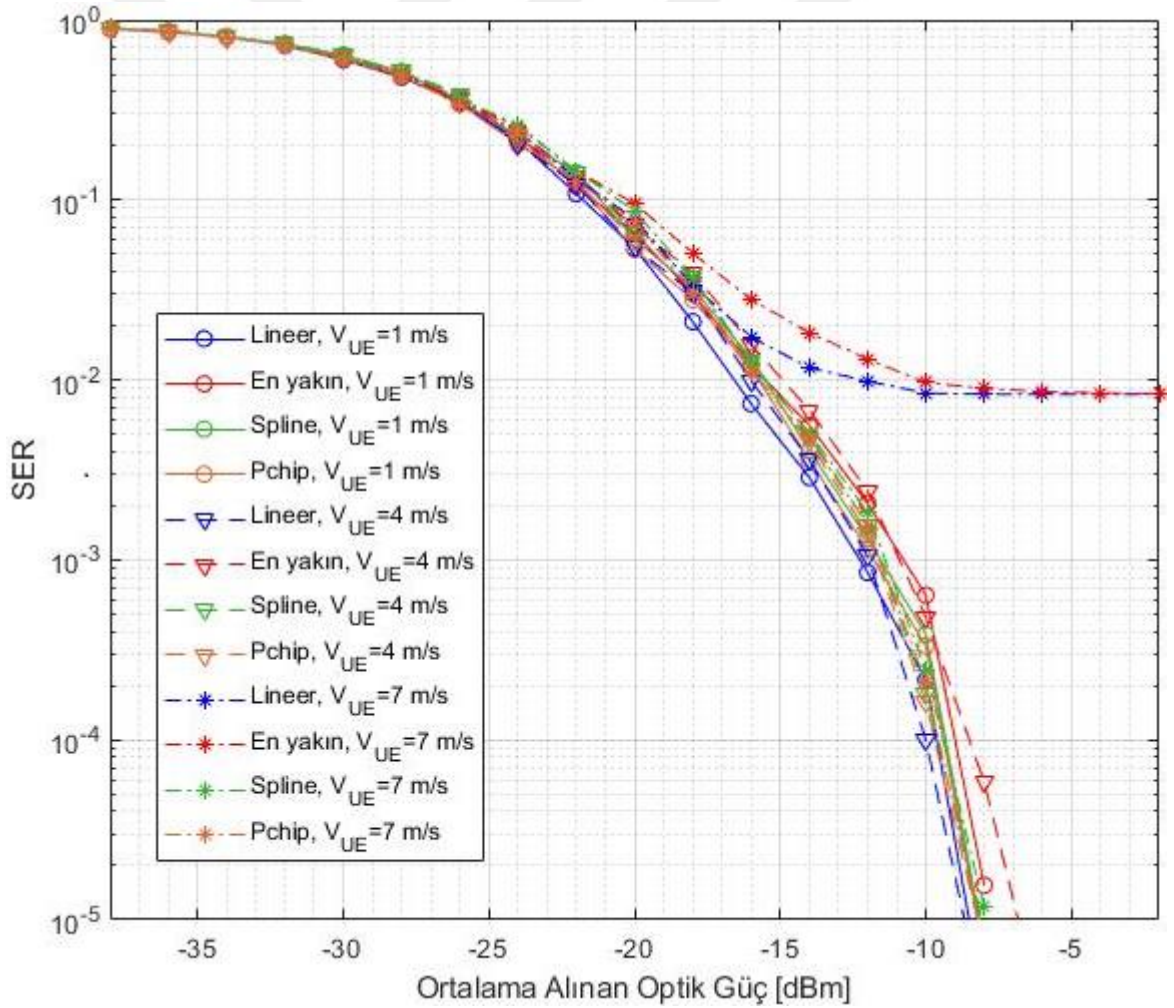
Şekil 4.3: Alıcı hızı, 7 m/s iken farklı pilot aralıkları için 16-PAM SER performansları

$P = 1000$ ve 10000 iken spline ve pchip interpolasyon tekniklerinin birbirine çok yakın sonuç verdiği gözlemlenmiştir. Ancak $P = 50000$ iken spline interpolasyon tekniği çok daha iyi sonuç vermekte ve çok daha düşük SER değerlerinde hata katı oluşmaktadır. Spline interpolasyon tekniği $P = 50000$ iken bile 10^{-5} SER değerine hata katı olmaksızın ulaşabilmektedir. Spline interpolasyon tekniğinden sonra artan pilot aralığında en iyi performans, pchip interpolasyon tekniğine aittir. Ancak dikkat çekici şekilde pilot sıklığı artırıldıkça pchip interpolasyonun performansı spline interpolasyonun performansını geçmektedir. Düşük alıcı hızı ve daha sık pilot yerleştirme durumunda en iyi sonucu veren lineer interpolasyon tekniği alıcı hızı ve pilot aralığı arttıkça sınıfta kalmakta ve en yakın interpolasyon tekniğinden sonra en kötü sonucu veren teknik olmaktadır. En yakın interpolasyon tekniği artan hız ve pilot yerleştirme sıklığında

çok daha zayıf bir performans sergilemektedir. Şaşırtıcı sonuçlardan birisi de şudur ki, lineer ve en yakın interpolasyon teknikleri $P = 1000$ ve 10000 iken aynı seviyede hata katına sahip iken, $P = 50000$ olduğunda en yakın interpolasyon tekniğinin performansı çok daha kötü çıkmaktadır.

4.1.3. Pilot Aralığı Sabitken 16-PAM Modülasyonu ve Farklı Alıcı Hızları için SER Performansları

Pilot aralığının değişmesi incelendikten sonra alıcı hızı, V_{UE} değişince nasıl sonuç vereceği akla gelmektedir. Çünkü pilot aralığı artışının V_{UE} artışına benzer sonuçlar vereceği düşünülebilir. Şekil 4.4'te $P = 10000$ iken 16-PAM modülasyonunun $V_{UE} = 1, 4, 7$ m/s için SER performansları görülmektedir. $V_{UE} = 1$ ve 4 m/s için sonuçların birbirine oldukça yakın çıktığı ancak daha düşük alıcı hızlarında sonuçların yine de daha iyi olduğu gözlenmektedir.



Şekil 4.4: Pilot aralığı, 10000 iken çeşitli alıcı hızları için 16-PAM SER performansları

Düşük alıcı hızlarında lineer interpolasyon tekniğinin en iyi sonucu verdiği Şekil 4.4'ten teyit edilebilir. Ancak hız artırıldıkça lineer interpolasyon hata katına sebebiyet vermektedir. En yakın interpolasyon tekniği de artan hızlara karşı dayanıklı olmamakta ve çok yüksek SER değerlerinde hata katına girmektedir. V_{UE} birkaç m/s mertebelerindeyken çok az farkla da olsa pchip interpolasyon tekniği spline interpolasyondan daha iyi performans sergilemektedir. Bir diğer dikkat çekici nokta artan alıcı hızlarında lineer interpolasyonun hata katının en yakın interpolasyonunun hata katına eşit olmasıdır.

4.2. Frekans Seçici Kanalin Simülasyon Sonuçları

Frekans seçici kanal için DCO-OFDM tekniği kullanılarak ISI etkisinin giderilmesi düşünülmüş ve zamanla değişen kanalın etkisi göz önüne alınarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Tarak-tipi pilot düzeni çeşitli interpolasyon teknikleriyle kullanılarak kanal kestirimi yapılmış, alıcının farklı hızları, pilot yerleştirme aralıklarına göre belirli modülasyon mertebeleri için BER ve SER performans eğrileri elde edilmiştir. Frekans seçici kanal için tasarlanan haberleşme sisteminin parametreleri Tablo 4.2'de verilmiştir.

Tablo 4.2: Frekans seçici kanalda haberleşme sisteminin simülasyon parametreleri

Sembol süresi, T_S	5 ns
DCO-OFDM alt taşıyıcı sayısı, N	1024
DC besleme seviyesi	13 dB
CP uzunluğu, N_{CP}	64
Darbe şekillendirici filtre ($g_T(t)$, $g_R(t)$)	Sinc filtre
Sembol bant genişliği, B_S (temel bantta)	100 MHz
LED kesim frekansı, $f_{cut-off}$	20 MHz
Fotodetektörün tepkiselliği, R	0.28 A/W
Gürültünün PSD'si, N_0	10^{-22} W/Hz

Frekans seçici kanal için 1 ns ile optik simülasyon konumlarındaki kanal dürtü cevapları (Miramirkhani ve diğ., 2017) makalesinin sahiplerinden temin edilmiştir. Daha sonra Bölüm 3.3.1.1'de anlatıldığı şekilde kanal dürtü cevapları 5 ns ile örneklenmiş hale getirilmiştir. Kanal dürtü cevaplarının 1 ns ve 5 ns ile örneklenmiş halleri Şekil 3.13-3.17'de verilmiştir. Her optik simülasyon konumu için kanal dürtü cevaplarındaki güç bileşenleri elde

edildikten sonra, Bölüm 3.3.1.2’de anlatıldığı şekilde aynı gecikmeye sahip güç bileşenlerinin mesafeye bağlı sürekli fonksiyonları eğri uydurma yoluyla dB cinsinden elde edilmiştir. Elde edilen fonksiyonların şekilleri Şekil 3.18-21’de verilmiş olup eğri uydurma sonucunda oluşan parametrelere ise Tablo 3.1 ve 3.2’den ulaşılabilir.

Kanal güç bileşenleri mesafeye bağlı olarak hazır bulunduktan sonra haberleşme sisteminin tasarımına geçilmiştir. Öncelikle DCO-OFDM sisteminin temel seviyede simülasyonu, yani AWGN kanal için tam kanal durum bilgisine (P-CSI) sahip olduğu farz edilerek gerçekleştirilmiştir. BPSK ve 4, 16, 64, 256-QAM modülasyonlarının AWGN kanalda DCO-OFDM kullanılarak gerçekleştirilen sistemdeki BER performansları Şekil 3.28’de verilmiştir. Bir sonraki adımda sembol bant genişliği, B_s , LED’in üst kesim frekansı, $f_{cut-off}$ ’tan daha büyük ($B_s > f_{cut-off}$) olduğu için AWGN kanalda DCO-OFDM simülasyonuna LED’in etkisi de eklenerek Şekil 3. 29’daki sonuçlar elde edilmiştir ve LED’in aynı BER seviyesine ulaşmak için 10 dB güç kötüleşmesine sebep olduğu görülmüştür.

Kanal elde edildikten ve DCO-OFDM sistemi gerçekleştirildikten sonra nihai haberleşme sisteminin simülasyonuna geçilmiştir. Bölüm 3.4.2’de anlatıldığı şekilde öncelikle bitler üretilmiş ve bunlar QAM sembollerine haritalanmıştır. Daha sonra tarak-tipi veya zaman domeninde aralıklı tarak-tipi pilot düzeni ile pilot semboller QAM sembollerinin içine Bölüm 3.4.2.1’de anlatıldığı şekilde yerleştirilmiştir. Sıradaki aşama DCO-OFDM’in uygulanması olup, Bölüm 3.4.2.2’de anlatıldığı şekilde öncelikle Hermityan simetri sağlanmıştır. Daha sonra LED’in frekans cevabı I-DFT işleminden önce uygulanır ve I-DFT işleminden geçirilen sinyale CP eklenir. Bir sonraki aşamada sinyale DC besleme eklenir. Sonrasında DC beslemeden kaynaklanan güç yükselmesi normalize edilir. Son olarak negatif kalan değerler 0 seviyesinde kırılır. Verici tarafında yapılacak ayrık işlemler bitmiş olur ve darbe şekillendirme yapılarak sürekli zamana çevrilen elektriksel sinyal LED tarafından optik sinyal haline getirilip optik kanal üzerinden iletilir.

Kanaldan geçtikten sonra alıcı tarafında fotodetektör tarafından alınan sinyal, öncelikle analogdan dijitala çevrilip darbe şekillendirme işleminden geçer. Sonra DC beslemeye bağlı yapılan normalizasyon geriye alınır yani denormalizasyon yapılır. CP kaldırıldıktan sonra DFT işlemine tabi tutulan sinyalin üst yarısı ve ilk örneği Bölüm 3.4.2.2’de anlatıldığı şekilde atılarak gönderilen sembollere denk gelen sinyal elde edilmiş olur. Bu aşamada tarak- tipi veya

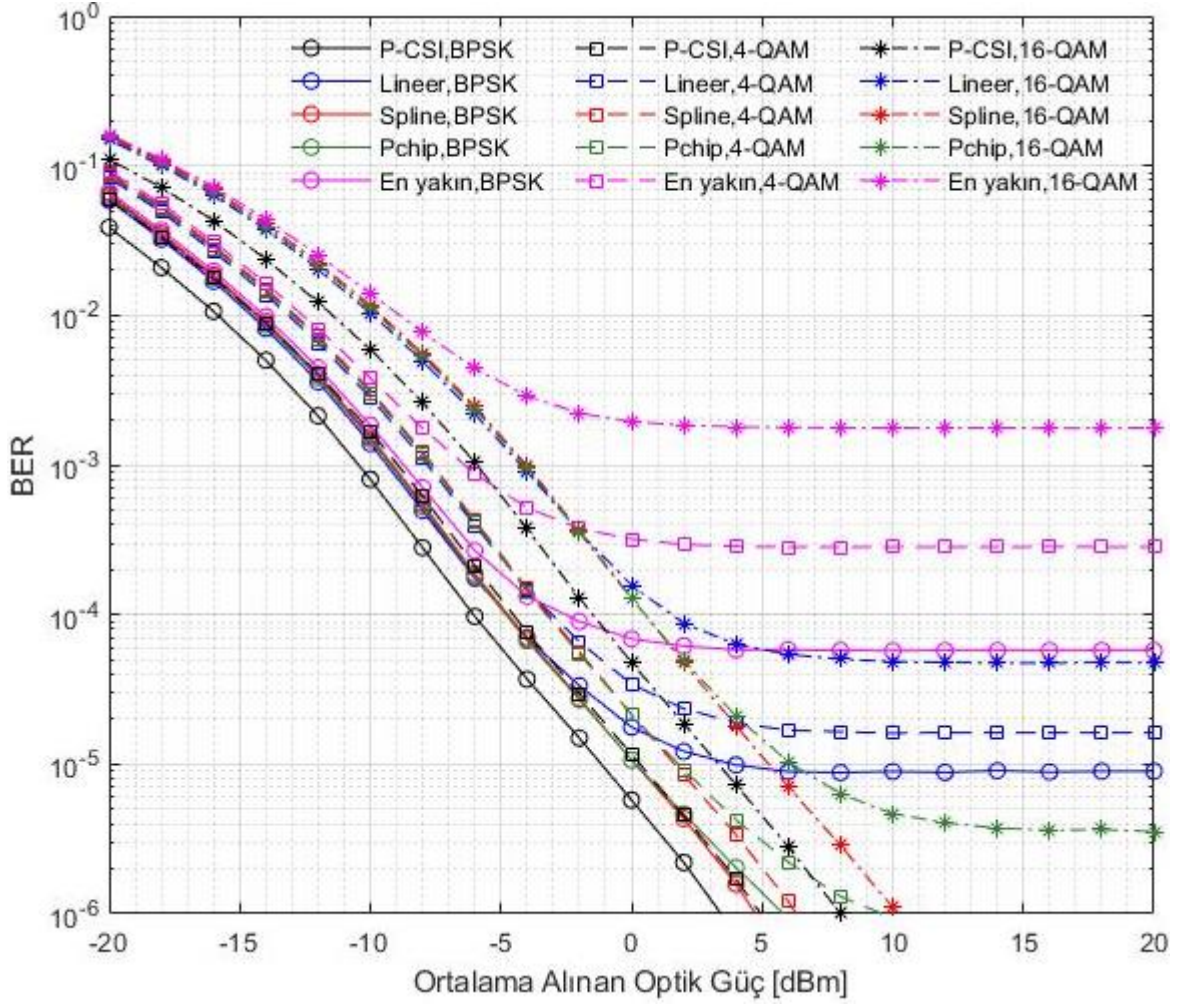
zaman domeninde aralıklı tarak-tipi pilot semboller kullanılarak Bölüm 3.4.2.3'te anlatıldığı şekilde kanal kestirimi yapılır. Pilot sembollere denk gelen kanal değişkenleri kestirildikten sonra lineer, spline, pchip ve en yakın interpolasyon teknikleri kullanılarak bütün sembollere denk gelen kanal cevabı elde edilmiş olur. Kanal cevabı elde edildiğine göre yapılması gereken işlem ML karar verme işlemidir. ML karar verme işlemiyle semboller kestirilir. Kestirilen semboller ilgili bitlere haritalanarak kestirilen bitler elde edilmiş olur. Semboller ve bitler kestirildikten sonra gönderilen bitler ve sembollerle karşılaştırılarak yayılan her optik güç, I seviyesi için BER ve SER değerleri elde edilmiş olur.

Bu çalışmada BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM ve 1024-QAM modülasyonları için simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Tarak-tipi pilot yerleştirme sıklığı, $K_C = 16, 32$ ve 48 değerlerine göre; zaman domeninde $K_B = 1, 10, 1000$ ve 10000 aralıklı olarak $K_C = 16$ ile tarak-tipi ve alıcının çeşitli hızları için simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Her durum için lineer, spline, pchip ve en yakın interpolasyon tekniklerinin sonuçlarına yer verilmiştir. Sonuçlar takip eden başlıklarda BER ve SER eğrileri olarak verilmiştir.

4.2.1. Pilot Aralığı ve Alıcı Hızı Sabitken M-QAM BER ve SER Performansları

Bu bölümde tarak-tipi pilot kullanılırken, öncelikle BPSK (2-QAM denilebilir), 4-QAM ve 16-QAM modülasyonlarının pilot aralığı, $K_C = 16$ ve alıcı hızı, $V_{UE} = 7$ m/s iken BER ve SER performansları Şekil 4.5 ve 4.6 ile verilmiştir. Hemen arkasından aynı pilot aralığı ve alıcı hızı için 64-QAM, 256-QAM ve 1024-QAM modülasyonlarının BER ve SER eğrileri yer almaktadır.

Şekil 4.5'ten görüldüğü üzere hata katına girmeyen güç seviyelerinde aynı BER değerini elde etmek için BPSK ile 4-QAM arasında 1.5 dB civarında ve 4-QAM ile 16-QAM arasında 3 dB civarında güç farkı vardır. En yakın ve lineer interpolasyon teknikleri sırasıyla en kötü performansı vermekte ve BPSK modülasyonu için dahi BER 10^{-5} 'in üstünde veya civarında hata katına girmektedirler. Modülasyon seviyesi yükseldikçe en yakın interpolasyonunun hata katı 10^{-3} 'ün üstüne çıkmaktadır. Lineer interpolasyon da her 3 modülasyon seviyesi için de 10^{-4} ila 10^{-5} arasında hata katına sebep olmaktadır. Pchip interpolasyon tekniğinin de artan modülasyon seviyelerinde dayanıklı olamadığı görülmekte ve 16-QAM için 10^{-6} seviyesinin üzerinde hata katına girmektedir.

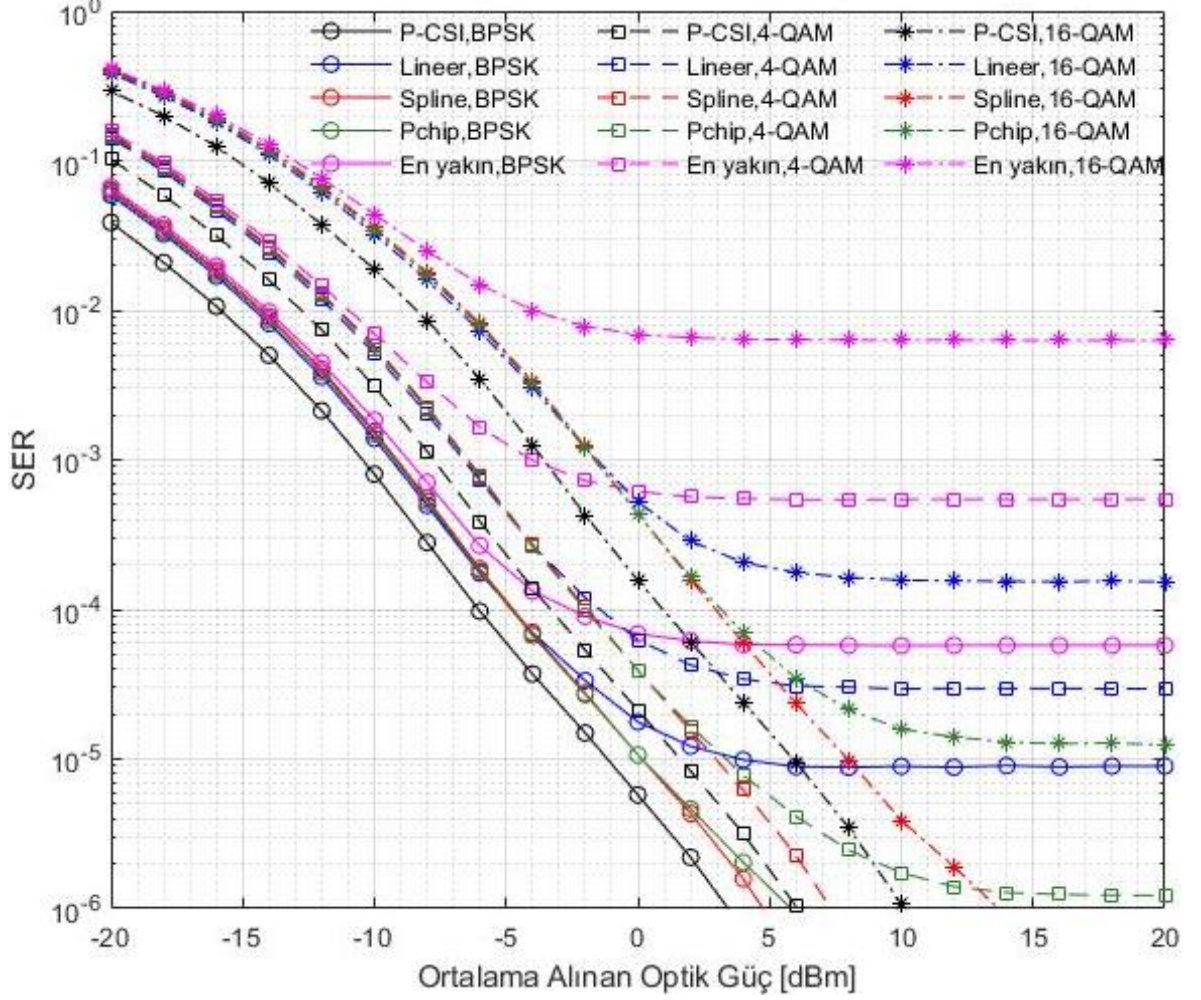


Şekil 4.5: Pilot aralığı, 16 ve alıcı hızı, 7 m/s iken 2, 4, 16-QAM BER performansları

Bölüm 4.1'dekine benzer şekilde düşük güçlerde hata performansı açısından lineer, pchip, spline ve en yakın interpolasyon tekniği sırasının aynı şekilde devam etmesi dikkate değerdir. Ancak artan güçlerde spline interpolasyon açık ara öne geçmekte ve düşük güçlerde en iyi sonucu veren lineer interpolasyon yüksek güçlerde oldukça düşük performans göstermektedir.

Şekil 4.6'da ise aynı şartlarda aynı modülasyon çeşitlerinin SER performansları görülebilir. Düz sönümlmeli kanal sonuçlarıyla kıyaslanırsa aynı seviyeli modülasyonda aynı SER oranına ulaşmak için frekans seçici kanal 23 ila 26 dB civarında bir güç kötüleşmesi göstermektedir. SER performansları da bir takım küçük farklılıklar dışında BER performanslarına benzerdir. En yakın interpolasyon tekniği BER performansında BPSK için bile kendisine en yakın olan lineer interpolasyonun 16-QAM performansını yakalayamamasına rağmen SER performansında BPSK için lineer interpolasyonun 16-QAM sonucunu geçebilmektedir. Bu da en yakın interpolasyonunda sembolleri komşu sembolden daha fazla diğer sembollere

kaydırdığını işaret etmektedir. Ayrıca pchip interpolasyon 4-QAM SER performansında 10^{-6} seviyesinin üzerinde hata katına girmektedir. Spline interpolasyonun 10^{-6} SER civarında hata katına yavaş yavaş yöneldiği görülmesine rağmen dayanıklı performansı dikkat çekicidir.

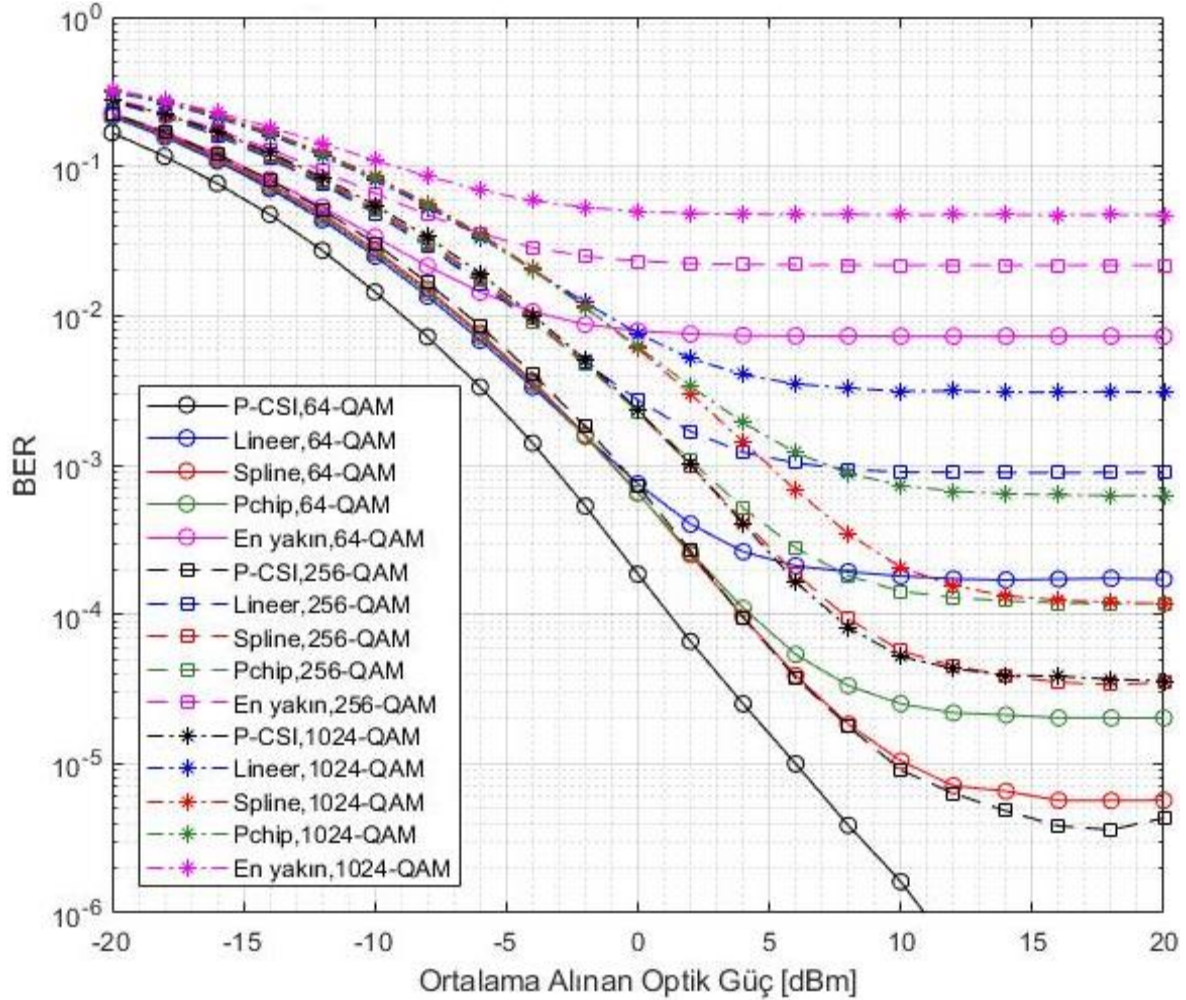


Şekil 4.6: Pilot aralığı, 16 ve alıcı hızı, 7 m/s iken 2, 4, 16-QAM SER performansları

Şekil 4.7’de aynı pilot aralığı ve alıcı hızı için 64-QAM, 256-QAM ve 1024-QAM modülasyonlarının sırasıyla BER performansları görülmektedir. Şekil 4.5 ile kıyaslandığında hata katına girmeyen güç seviyelerinde 64-QAM ile 16-QAM arasında aynı BER performansı için 3 dB, 256-QAM ile 64-QAM arasında yaklaşık 3 dB ve 1024-QAM ile 256-QAM arasında yaklaşık yine 3dB SNR farkı vardır. 3 dB 2 kat güce denk gelmektedir. Buna göre modülasyon seviyesi yükseldikçe BPSK’ya göre taşınan her ekstra bit başına –aynı BER seviyesi için– 1.5 dB = 1.4125 katlık bir güç cezası ortaya çıkmaktadır. Bunu

$$f_{M-QAM}(BER) \approx (\log_2 M - 1) \times 1.4125 \times f_{BPSK}(BER) \quad (4.1)$$

şeklinde matematiksel olarak ifade edebiliriz. Burada $f_{M-QAM}(\cdot)$ ve $f_{BPSK}(\cdot)$ sırasıyla M-QAM ve BPSK modülasyonları için istenilen BER seviyesine göre gereken SNR seviyesini gösteren bir fonksiyonlardır. (4.1)'den görüldüğü üzere modülasyon seviyesi arttıkça aynı BER seviyesi için bit başına güç aynı kalmaktadır. Buradan eğer maksimum güç limiti aşılmamışsa daha yüksek seviyeli modülasyonun aynı güç verimliliği sunarken bant verimliliği açısından daha verimli olacağı sonucu çıkarılabilir.

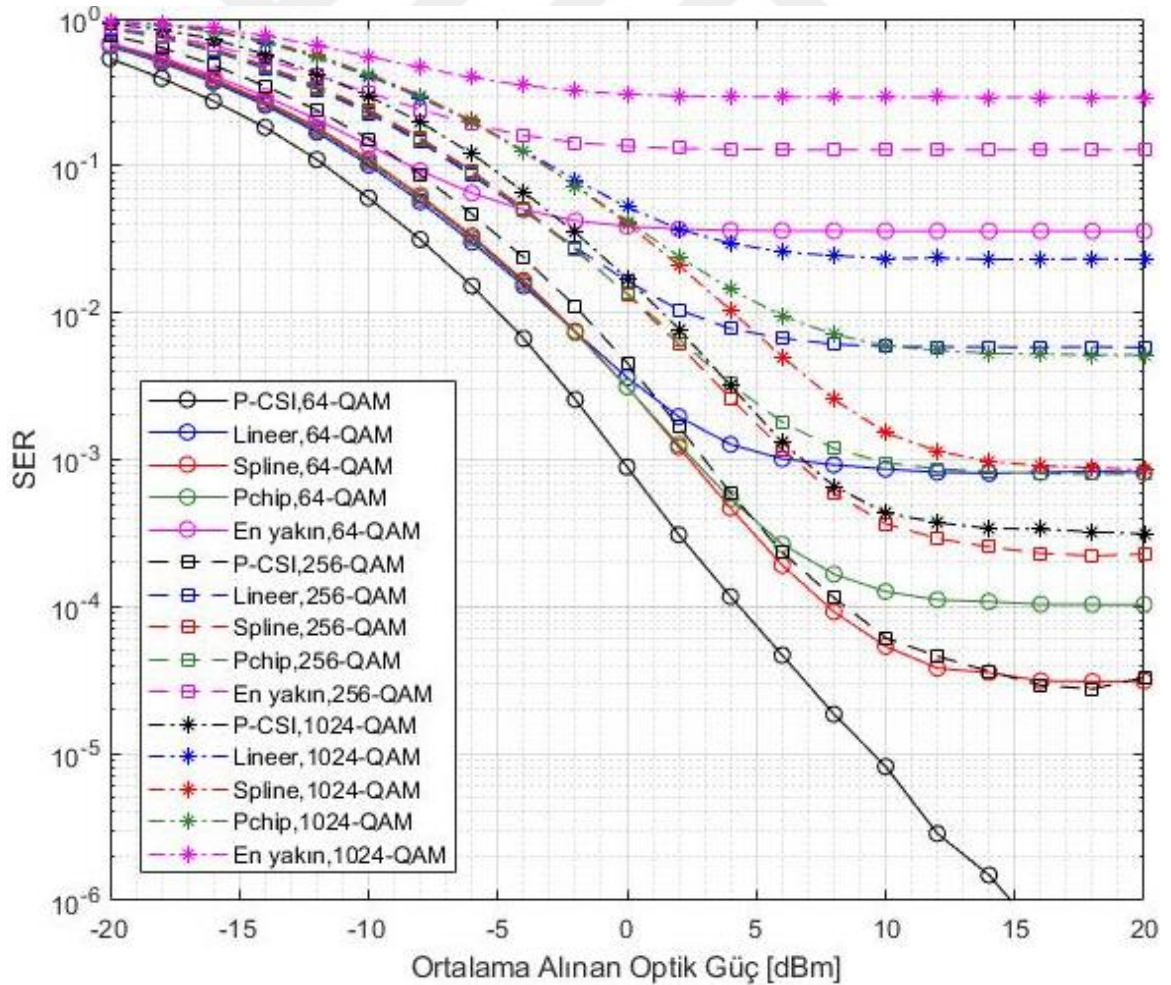


Şekil 4.7: Pilot aralığı, 16 ve alıcı hızı, 7 m/s iken 64, 256, 1024-QAM BER performansları

256-QAM ve 1024-QAM için P-CSI için bile artan BER seviyelerinde hata katına girdiği görülmektedir. En yakın interpolasyon tekniğinin hata katının 1024-QAM modülasyonuna doğru modülasyon seviyesi arttıkça 0.05 seviyesine yükseldiği görülmektedir. Lineer interpolasyonun en yakın interpolasyon tekniğini ve pchip interpolasyonun da lineer interpolasyonu yüksek güç değerlerinde hata katı olarak takip ettiği gözlenmektedir. Düşük güçlerdeki BER performansında lineer, pchip, spline, en yakın sıralaması aynı şekilde devam etmektedir. Spline interpolasyonun yüksek güçlerdeki performansı P-CSI durumuna en yakın

olandır. 1024-QAM için spline interpolasyonun performansı, yüksek güçlerde kendisinden sonra en iyi olan pchip interpolasyonun 256-QAM performansına yaklaşarak oldukça iyi sonuçlar vermektedir. P-CSI performanslarından anlaşıldığına göre 1024-QAM için 2×10^{-5} ve 256-QAM için 2×10^{-6} seviyesinde hata katı oluşmakta yani bu modülasyon seviyeleri için daha iyi performans sağlanamamaktadır.

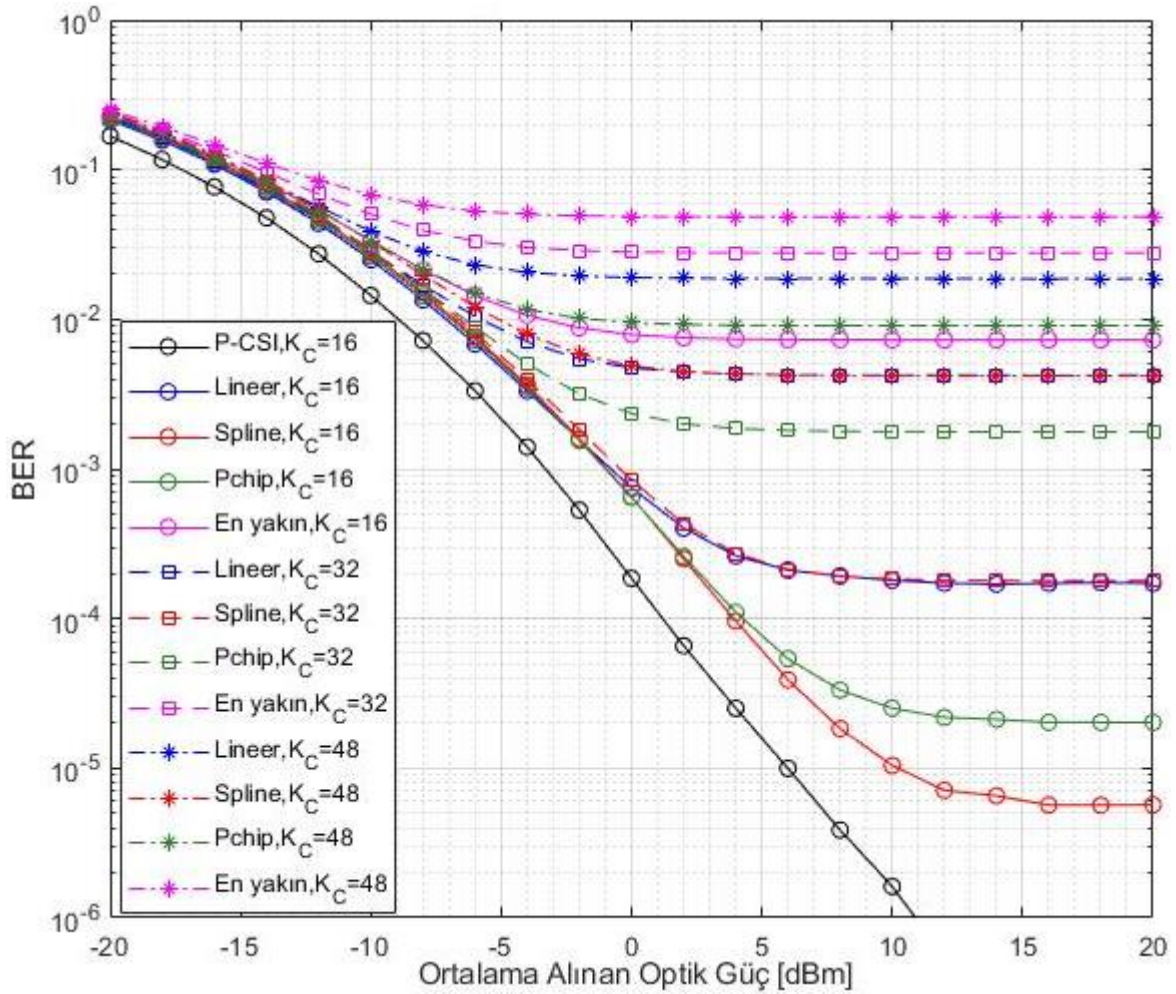
Şekil 4.8’de aynı pilot aralığı ve alıcı hızı için 64-QAM, 256-QAM ve 1024-QAM modülasyonlarının sırasıyla SER performansları görülmektedir. Şekil 4.7’de söylenenlere benzer şeyler burada da söylenebilir. Özellikle en yakın interpolasyonunun 1024-QAM’de 0.8 civarında hata katına girmesi dikkati çekmektedir. SER açısından bakıldığında 256-QAM ve 1024-QAM için P-CSI durumunda sırasıyla 2×10^{-5} ve 2×10^{-4} civarında hata katına girdiği yani daha iyi SER performansının mevcut sistem parametreleriyle mümkün olmadığı görülmektedir. 64-QAM için lineer, 256-QAM için pchip, 1024-QAM için spline interpolasyonun aynı SER seviyesinde hata katına girmeleri dikkate değerdir.



Şekil 4.8: Pilot aralığı, 16 ve alıcı hızı, 7 m/s iken 64, 256, 1024-QAM SER performansları

4.2.2. Alıcı Hızı Sabitken 64-QAM Modülasyonu ve Farklı Pilot Aralıkları için BER ve SER Performansları

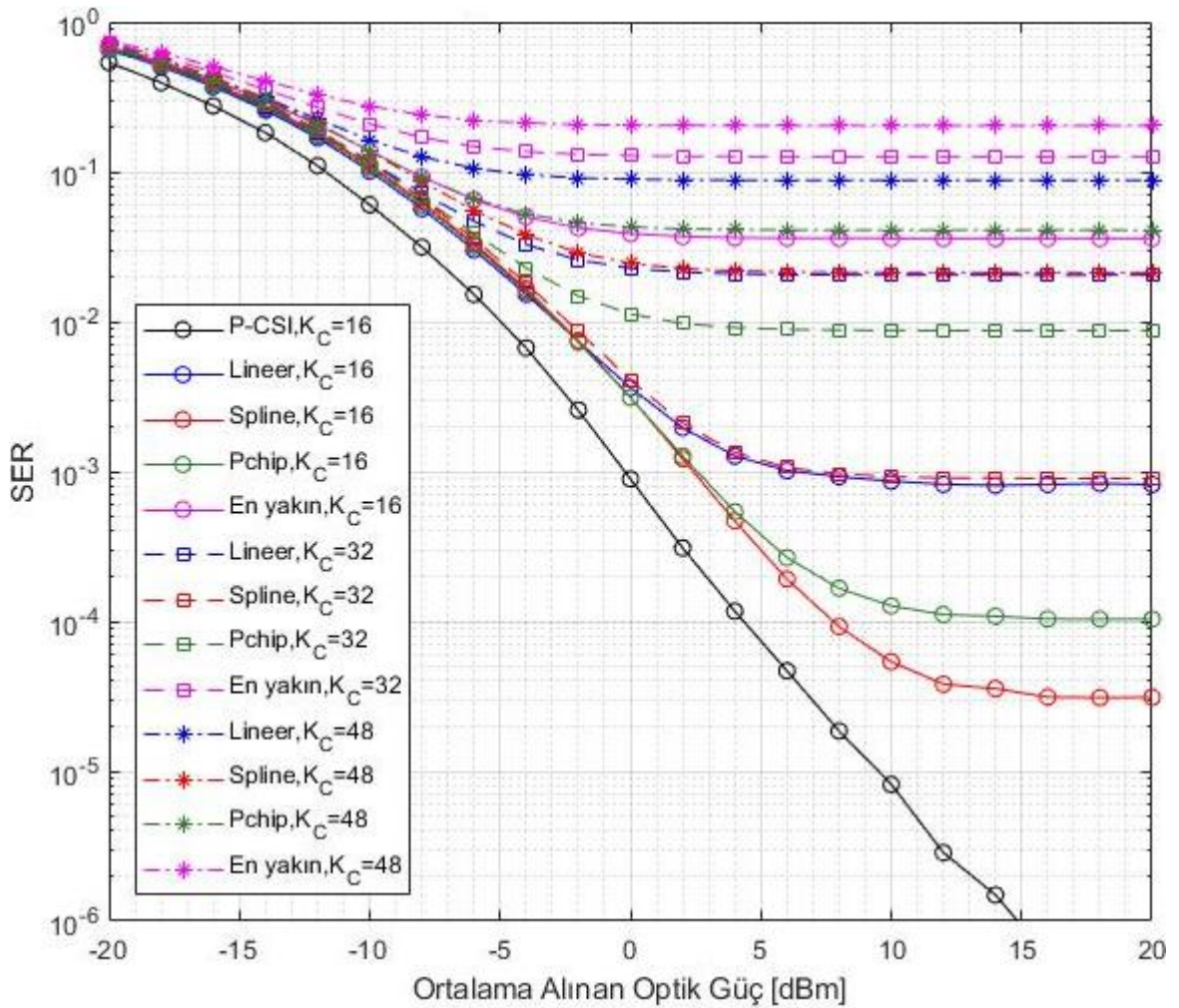
Frekans seçici kanalda tarak-tipi pilot aralığı, K_C değıştikçe BER ve SER performanslarının değışimi bu bölümde incelenmiştir. Alıcı hızı, $V_{UE} = 7$ m/s ve 64-QAM için $K_C = 16, 32$ ve 48 iken BER eğrileri Şekil 4.9’da verilmiştir. Burada K_C değeri arttıkça BER performansının kötüleştiğı gözlemlenmiştir. O kadar ki Şekil 4.7 ile karşılaştırıldığında 64-QAM’in $K_C = 32$ ile BER performansı 1024-QAM’in $K_C = 16$ ’daki performansından daha kötü olmaktadır.



Şekil 4.9: Alıcı hızı, 7 m/s ve 64-QAM için farklı pilot aralıklarında BER performansları

$K_C = 48$ olduğunda kötü şartlarda en iyi sonuçları veren spline interpolasyon 3×10^{-3} civarında hata katına girmiştir. Benzer durum aynı alıcı hızı ve pilot aralıkları için 64-QAM SER eğrisinde de mevcut olup ilgili performans eğrileri Şekil 4.10’da verilmiştir. BER performansına benzer şekilde SER performansında da Şekil 4.8 ile karşılaştırıldığında 64-QAM’in $K_C = 32$ ile performansı 1024-QAM’in $K_C = 16$ ’daki performansından daha zayıf olduğu görülmektedir.

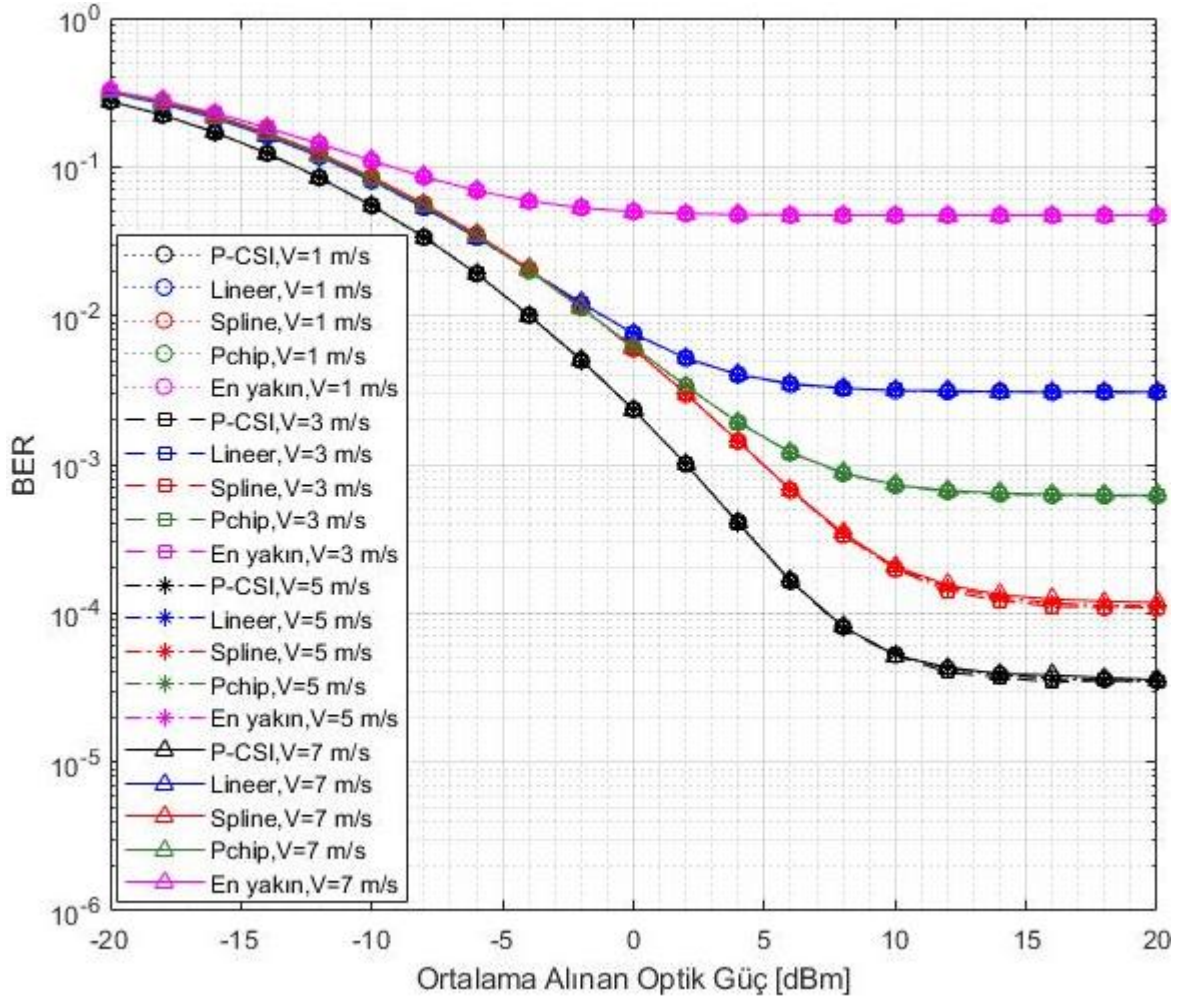
Bu bölümden kanalın frekans cevabının etkisi görülebilir. Bölüm 3.2.1’de anlatıldığı şekilde $c = 0.9$ için uyum bant genişliği $B_c \cong 1.5\text{-}3$ MHz, $c = 0.5$ için $B_c \cong 15\text{-}33$ MHz olmaktadır. Her bir alt-taşıyıcının bant genişliği $2B_s/N \cong 200$ kHz olduğundan $K_C = 16$ iken $16 \times 200 = 3.2$ MHz olmakta ve $c = 0.9$ için $B_c \cong 1.5\text{-}3.3$ MHz civarında gerçekleşmektedir. $K_C = 32$ ve 48 değerleri için frekans cevabının ilintisi düşmeye başladığı için kanal değişkeninin kestirimindeki hata artmakta ve daha yüksek BER değerlerinde hata katı oluşmaktadır. Ayrıca Bölüm 3.4.2.1’de söylendiği gibi L , kanal güç bileşeni sayısını göstermek üzere $K_C \geq L = 16$ olması gerekmektedir. Bu durumda mevcut sistem için optimum $K_C = 16$ olarak bulunur.



Şekil 4.10: Alıcı hızı, 7 m/s ve 64-QAM için farklı pilot aralıklarında SER performansları

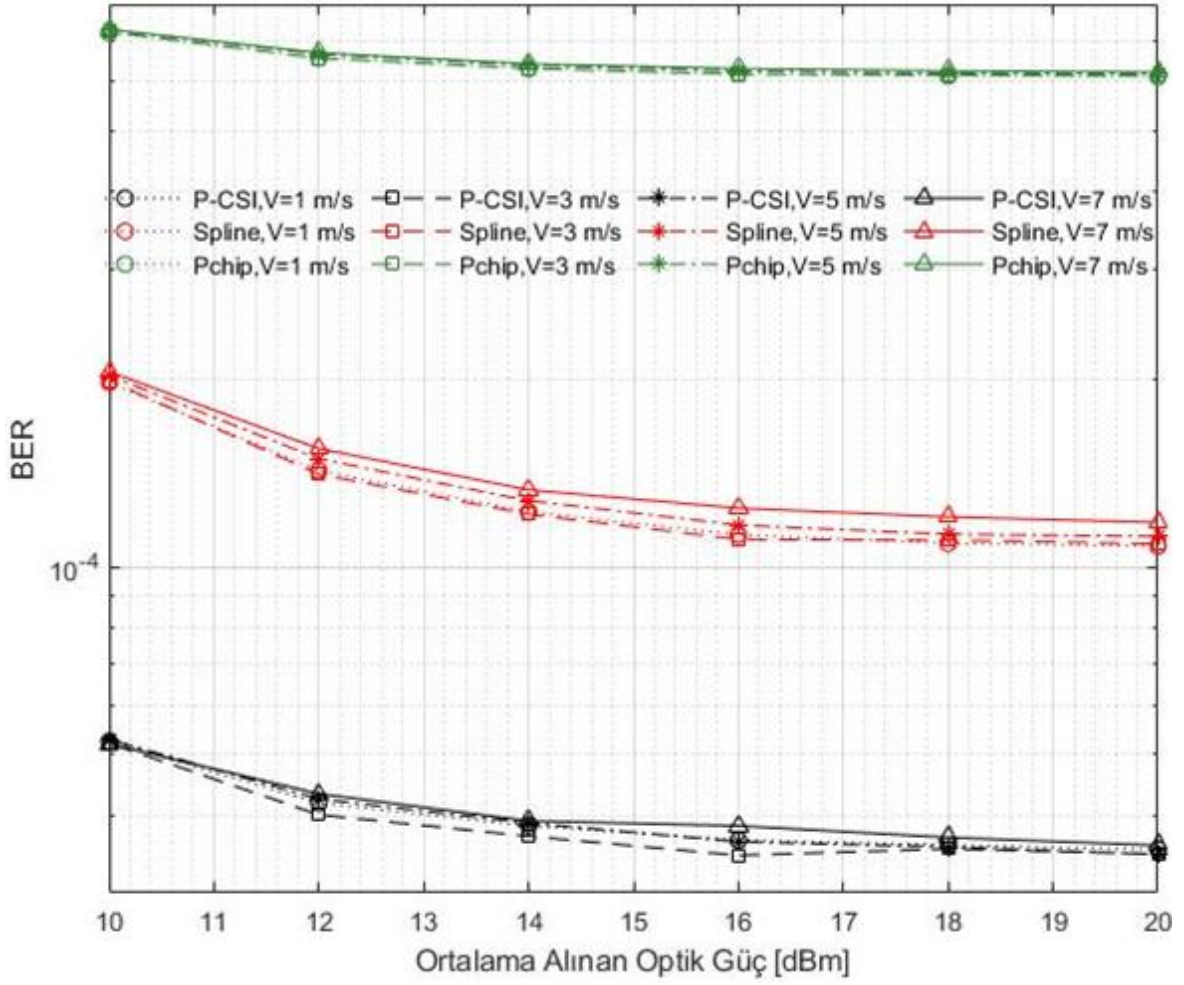
4.2.3. 1024-QAM için Pilot Aralığı Sabitken Çeşitli Alıcı Hızlarında BER ve SER Performansları

Pilot aralığı, $K_C = 16$ iken 1024-QAM modülasyonunun $V_{UE} = 1, 3, 5$ ve 7 m/s alıcı hızları için BER performans eğrileri Şekil 4.11 ve 4.12’de verilmiştir. Şekil 4.11’den de görüleceği üzere alıcı hızının değişmesi sistemin performansını çok az etkilemiş, hatta hemen hiç etkilememiştir.



Şekil 4.11: Pilot aralığı, 16 ve 1024-QAM için çeşitli alıcı hızlarında BER performansları

Şekil 4.12’de görüldüğü gibi yüksek güçlerde daha iyi performans veren spline interpolasyonda V_{UE} hızı arttıkça çok küçük miktarda BER performansının azaldığı görülmektedir. Bunun dışında tam kanal bilgisi durumunda da artan alıcı hızlarında yine hafif bir miktarda yukarı yönlü hareket görülebilmektedir. Ayrıca pchip interpolasyon için yok denecek kadar az bir etkisi olmaktadır. Ancak zaten çok yükseklerde hata katına giren lineer ve en yakın interpolasyon tekniklerinde bir performans kötüleşmesi görülmemektedir.

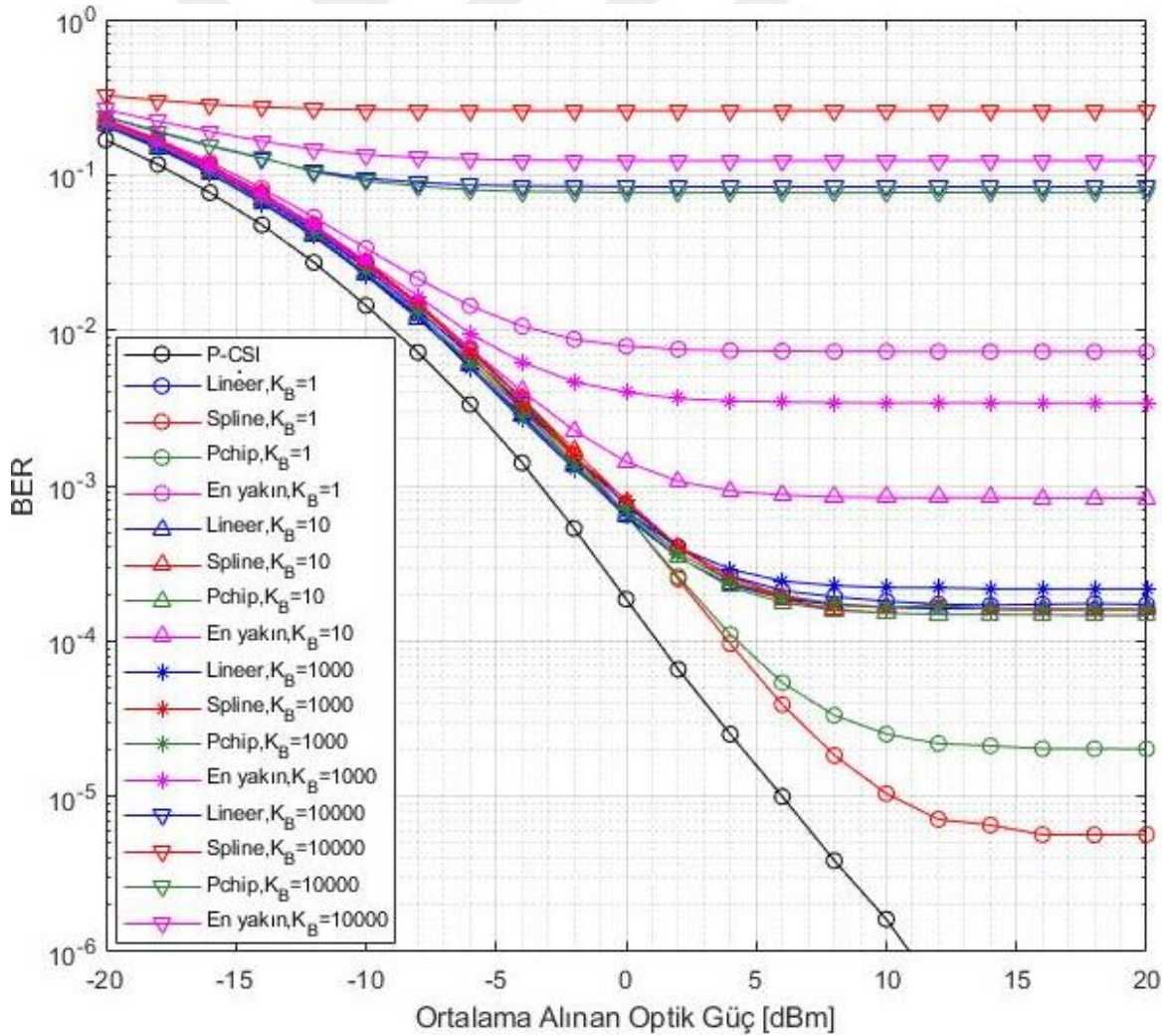


Şekil 4.12: P-CSI, pchip ve spline durumları için Şekil 4.1 yakınlaştırılmış hali

4.2.4. Zamanda Aralıklı Tarak-Tipi Sembol Düzeni Kullanılırken Sabit Alıcı Hızı için 64-QAM BER ve SER Performansları

Bir önceki bölümde görüldüğü üzere alıcı hızı değişmesiyle birlikte sistemin performansı değişmeyince zaman domeninde aralıklı tarak-tipi pilot sembol düzeni kullanılırsa performansın nasıl etkileneceği merak konusu olmuştur. Bunun üzerine alıcıda zaman domeninde $K_B = 10$, 1000 ve 10000 adet DCO-OFDM sembolü aralıklarla ve bu DCO-OFDM sembolleri içine de tarak-tipi pilot semboller yerleştirilerek alıcıya iletilmiştir. Alıcıda Bölüm 3.4.2.3'te anlatıldığı şekilde önce frekans domeninde kanal kestirimi yapılmış ve sonra bu kestirilen değerler kullanılarak zaman domeninde kanal kestirimi gerçekleştirilmiştir. Bu şekilde gerçekleşen sistemde sembol yerleştirilen DCO-OFDM sembollerinde tarak-tipi pilot aralığı, $K_C = 16$; alıcı hızı, $V_{UE} = 7$ m/s iken 64-QAM modülasyonu için BER performans eğrileri Şekil 4.14'te görülmektedir. Burada zaman domeninde kestirim yaparken 10 adet pilot sembol yerleştirilmiş DCO-OFDM sembolü dinamik olarak kullanılmıştır.

Sonuç olarak $K_B = 10$ ve 1000 için kanalın ICI gözlenmemektedir. Ancak $K_B = 10000$ için kanalın zamanda değişmesi gözlemlenmekte ve performans son derece kötü çıkmaktadır. Ayrıca $K_B = 10$ ile 1000 arasında sonuçlar en yakın interpolasyon hariç çok değişmemektedir. Dikkat çekici sonuç ise çift katlı kestirim gürültüsü olduğu için daha iyi performans veren spline ve pchip interpolasyonlarda kestirim hatasının artması ve performansın zayıflamasıdır. Özellikle spline interpolasyonun performansı pchip interpolasyonun performansına yaklaşmakta ve çok aşırı düşmektedir. En yakın interpolasyonun sonuçları ise değişkendir ama hiçbir zaman işe yarar değildir. Sembol süresi $T_S = 5$ ns olduğundan 1000 adet DCO-OFDM sembolü göndermek 5.12 ms süreye denk gelmekte ve uyum zamanında kaldığı için zamanda değişme etkisi görülmemektedir. Fakat 10000 aralıkla DCO-OFDM sembollerine pilot yerleştirme yapılırca 51.2 ms geçmekte, $V_{UE} = 7$ m/s için uyum zamanı sınırına gelmekte ve ICI etkisine maruz kalınmaktadır. ISI etkisine ICI etkisi de eklenince sonuç ölümcül olmaktadır. Özellikle spline interpolasyon son derece kötü etkilenmektedir.



Şekil 4.13: 64-QAM için zamanda aralıklı tarak-tipi pilot ile BER performansları

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Görünür ışık haberleşmesinde pratiğe uygun kanal modellerinin ortaya koyulması ve bu kanal modelleri üzerine haberleşme teorisinin uygulanması için birçok çalışma yapılmıştır. Görünür ışık haberleşmesinde mesafe oldukça kısa ve geometriden kaynaklanan rastgelelik radyo frekans haberleşmesine göre daha az olduğundan optik simülasyon araçları kullanılarak deterministik kanal modelleri çıkarılması yaygın bir uygulama haline gelmiştir. Bu zamana kadar genellikle oda içerisinde sabit kabul edilen alıcı üzerine çalışma yapılmış olup alıcının mobilitesi göz ardı edilmiştir.

Bu çalışmada mobil deterministik kanal modeli üzerinde çalışılmıştır. Düz sönümlemeli kanal için gezinge boyunca haberleşme sisteminde kullanılacak kanal değişkenleri elde edilmiş ve daha sonra PAM modülasyonları kullanılarak MATLAB programlama dilinde haberleşme sisteminin simülasyonu yapılmıştır. Haberleşme sisteminde pilot semboller kullanılarak kanal kestirimi yapılmış ve çeşitli interpolasyon teknikleriyle bütün kanal değişkeni elde edilerek sembol kestirimi yapıp SER performansları elde edilmiştir. Düz sönümlemeli kanalda düşük güç seviyelerinde ve daha sık pilot yerleştirildiğinde, interpolasyon tekniklerinden en iyi SER performansını lineer interpolasyon tekniğinin verdiği gözlemlenmiştir. Artan pilot aralığında ise spline interpolasyonun en dayanıklı interpolasyon tekniği olduğu sonucuna varılmıştır. En yakın interpolasyon tekniği en kötü sonuçları verirken, pchip interpolasyon düşük güç seviyeleri ve sık pilotlarda spline interpolasyondan iyi ancak yüksek güç ve seyrek pilotlarda daha zayıf performans sergilediği gözlemlenmiştir. Düz sönümlemeli alıcının hızının artmasının pilot sembollerin seyreltilmesi gibi olumsuz etki ettiği görülmüştür.

Bu çalışmada frekans seçici kanal için yine mobil deterministik görünür ışık haberleşmesi kanalı dikkate alınmıştır. Öncelikle haberleşme sisteminin örnekleme süresine uygun olarak her konumdaki kanal güç bileşenleri elde edilmiş, daha sonra bu kanal güç bileşenlerine bağlı olarak mesafeye bağlı kanal güç bileşenleri fonksiyonları çıkarılarak, frekans seçici kanal için kanal değişkeni elde edilmiştir. Sonrasında DC-beslemeli optik OFDM tekniği kullanılarak haberleşme sisteminin MATLAB ile simülasyonları yapılmıştır. Haberleşme sisteminde

tarak-tipi ve zamanda aralıklı tarak-tipi pilot düzeni kullanılarak kanal kestirimi yapılmıştır. Frekans seçici kanalın simülasyonunda kanalın zamanla değişme özelliği ve LED'in LPF etkisi de dikkate alınmıştır. Sonuç olarak sistemin bit hata oranı ve sembol hata oranı performans eğrileri elde edilmiştir.

Frekans seçici kanalda düz sönümlmeli kanalla aynı seviyeli modülasyon kullanıldığında aynı SER değeri için 23 -26 dB civarında bir güç kötüleşmesi görülmektedir. Frekans seçici kanalda düşük güç değerlerindeki performanslarda interpolasyon tekniklerinin sıralaması düz sönümlmeli kanala göre değişmemiştir. Ancak frekans seçici kanalın performansı genel olarak düz sönümlmeli kanala göre daha zayıf olacağı için yüksek güç değerlerinde hata katları daha fazla ortaya çıkmakta ve spline interpolasyon tekniği daha verimli çalışmaktadır. Ayrıca tarak-tipi pilot aralığının artırılmasının frekans seçici kanalda çok bozucu bir etki yaptığı gösterilmiş ve pilot sembollerin mümkün olan en sık şekilde yerleştirilmesinin daha iyi sonuç vereceği gösterilmiştir. Bunlarla beraber alıcı hızının artırılmasının yüksek güçlerde daha iyi sonuç veren spline interpolasyon tekniğinin performansına çok az etki ettiği görülmüştür. Son olarak QAM modülasyonlarının aynı BER için güç performanslarının taşıdıkları bit sayılarıyla orantılı olduğu gösterilmiş ve bu sebeple daha fazla güç uygulama imkanı varken daha yüksek seviyeli modülasyon kullanmanın, güç verimliliğini etkilemezken spektral verimlilik açısından daha iyi olduğu gösterilmiştir.

Frekans seçici kanalda zaman domeninde aralıklı tarak-tipi pilot düzeni kullanılarak performansın değişimi ve ICI etkisinin zamanda kaç aralıkla sembol yerleştirince ölümcül seviyede görüldüğü ortaya koyulmuştur. Zamanda aralıklı tarak-tipi pilot semboller kullanılınca spline ve pchip interpolasyonların performanslarının düştüğü, bilhassa spline interpolasyonun çok kötü etkilendiği gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- Ahn, K. Il ve Kwon, J. K., 2012, Color intensity modulation for multicolored visible light communications, *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(24), pp. 2254–2257, doi: 10.1109/LPT.2012.2226570.
- Al-Kinani, A. ve diğ., 2018, Optical wireless communication channel measurements and models, *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, pp. 1939–1962, doi: 10.1109/COMST.2018.2838096.
- Alsın, H. F., 2016, *Modelling of visible light channels and performance analysis for optical OFDM Systems*, Kadir Has University.
- Armstrong, J. ve Lowery, A. J., 2006, Power efficient optical OFDM, *Electronics Letters*, 42(6), pp. 370–372, doi: 10.1049/EL.
- Armstrong, J. ve Schmidt, B. J. C., 2008, Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN, *IEEE Communications Letters*, 12(5), pp. 343–345, doi: 10.1109/LCOMM.2008.080193.
- Cailean, A. M. ve Dimian, M., 2017, Current challenges for visible light communications usage in vehicle applications: a survey, *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, pp. 2681–2703, doi: 10.1109/COMST.2017.2706940.
- Carruthers, J. B. ve Kahn, J. M., 1996, Multiple-subcarrier modulation for nondirected wireless infrared communication, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 14(3), pp. 538–545, doi: 10.1109/49.490239.
- Carruthers, J. B. ve Kannan, P., 2002, Iterative site-based modeling for wireless infrared channels, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(5), pp. 759–765, doi: 10.1109/TAP.2002.1011244.
- Cheng, L. ve diğ., 2017, Comparison of radio frequency and visible light propagation channels for vehicular communications, *IEEE Access*, 6, pp. 2634–2644, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2784620.
- Cheong, Y. K., Ng, X. W. ve Chung, W. Y., 2013, Hazardless biomedical sensing data transmission using VLC, *IEEE Sensors Journal*, 13(9), pp. 3347–3348, doi: 10.1109/JSEN.2013.2274329.
- Chowdhury, M. I. S., Zhang, W. ve Kavehrad, M., 2014, Combined deterministic and modified monte carlo method for calculating impulse responses of indoor optical wireless channels, *Journal of Lightwave Technology*, 32(18), pp. 3132–3148, doi: 10.1109/JLT.2014.2339131.
- Chun, H., Chiang, C.-J. ve O'Brien, D. C., 2012, Visible light communication using OLEDs: Illumination and channel modeling, in *2012 International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*. IEEE, pp. 1–3, doi: 10.1109/IWOW.2012.6349685.

Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update, 2017–2022 white paper, 2019, Cisco, doi: 1486680503328360.

Coleri, S. ve diğ., 2002, Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems, *IEEE Transactions on Broadcasting*, IEEE, 48(3), pp. 223–229, doi: 10.1109/TBC.2002.804034.

Deng, Y. ve Chu, D., 2017, Coherence properties of different light sources and their effect on the image sharpness and speckle of holographic displays, *Scientific reports*, Nature Publishing Group, 7(1), p. 5893, doi: 10.1038/s41598-017-06215-x.

Dimitrov, S., 2012, *Analysis of OFDM-based intensity modulation techniques for optical wireless communications*, University of Edinburgh.

Doke, J., 2003, grabit.m.

Elamassie, M., Miramirkhani, F. ve Uysal, M., 2019, Performance characterization of underwater visible light communication, *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, 67(1), pp. 543–552, doi: 10.1109/TCOMM.2018.2867498.

Fernando, N., Hong, Y. ve Viterbo, E., 2012, Flip-OFDM for unipolar communication systems, *IEEE Transactions on Communications*, 60(12), pp. 3726–3733, doi: 10.1109/TCOMM.2012.082712.110812.

Ghassemlooy, Z. ve diğ., 2017, *Visible light communications: Theory and applications*, 1st edn. Boca Raton, FL: Taylor & Francis Group, LLC, doi: 10.1201/b12687-9.

Ghassemlooy, Z., Popoola, W. O. ve Rajbhandari, S., 2013, *Optical wireless communications, system and channel modeling with MATLAB*, 1st edn. Boca Raton, Florida: Taylor & Francis Group, LLC.

Grubor, J. ve diğ., 2008, Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting, *Journal of Lightwave Technology*, 26(24), pp. 3883–3892, doi: 10.1109/JLT.2008.928525.

Hranilovic, S., Lampe, L. ve Hosur, S., 2013, Visible light communications: The road to standardization and commercialization (Part 1), *IEEE Communications Magazine*, pp. 24–25, doi: 10.1109/MCOM.2013.6685753.

Hussein, A. T., Alresheedi, M. T. ve Elmirghani, J. M. H., 2015, 20 Gb/s mobile indoor visible light communication system employing beam steering and computer generated holograms, *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, 33(24), pp. 5242–5260, doi: 10.1109/JLT.2015.2495165.

James, G. ve diğ., 2013, *An introduction to statistical learning, with applications in R*, 1st edn. New York, doi: 0.1007/978-1-4614-7138-7.

Jungnickel, V. ve diğ., 2002, A physical model of the wireless infrared communication channel, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(3), pp. 631–640, doi: 10.1109/49.995522.

Lian, J. ve diğ., 2019, Orthogonal frequency division multiplexing techniques comparison for underwater optical wireless communication systems, *Sensors (Switzerland)*, 19(1), pp. 1–19, doi: 10.3390/s19010160.

López-Hernández, F. J., Pérez-Jiménez, R. ve Santamaría, A., 2002, Monte Carlo calculation

of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels, *Electronics Letters*, 34(12), p. 1260, doi: 10.1049/el:19980825.

Miramirkhani, F. ve diğ., 2017, A mobile channel model for VLC and application to adaptive system design, *IEEE Communications Letters*, 21(5), pp. 1–1, doi: 10.1109/LCOMM.2017.2651800.

Miramirkhani, F. ve diğ., 2018, Visible light channel modeling for gas pipelines', *IEEE Photonics Journal*. IEEE, 10(2), pp. 1–10. doi: 10.1109/JPHOT.2018.2819723.

Miramirkhani, F. ve Uysal, M., 2015, Channel modeling and characterization for visible light communications, *IEEE Photonics Journal*, IEEE, 7(6), pp. 1–16, doi: 10.1109/JPHOT.2015.2504238.

Mostofi, Y. ve Cox, D. C., 2005, ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(2), pp. 765–774, doi: 10.1109/TWC.2004.840235.

Narmanlioglu, O., Kizilirmak, R. C., Miramirkhani, F., ve diğ., 2017, Cooperative visible light communications with full-duplex relaying, *IEEE Photonics Journal*, IEEE, 9(3), pp. 1–11, doi: 10.1109/JPHOT.2017.2708746.

Narmanlioglu, O., Kizilirmak, R. C., Baykas, T., ve diğ., 2017, Link adaptation for MIMO OFDM visible light communication systems, *IEEE Access*, 5, pp. 26006–26014, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2771333.

Narmanlioglu, O. ve diğ., 2018, Pilot-aided channel estimation on SC-PAM based visible light communications, in *IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC)*, Chicago, IL, USA: IEEE, pp. 1–5, doi: 10.1109/VTCFall.2018.8690968.

Oppenheim, A. V., Schafer, R. W. and Buck, J. R., 1999, *Discrete-time signal processing*, 2nd edn, Upper Saddle River, New Jersey: Prentice-Hall, Inc.

Perez-Jimenez, R., Berges, J. and Betancor, M. J., 1997, Statistical model for the impulse response on infrared indoor diffuse channels, *Electronics Letters*, 33(15), pp. 1298–1300, doi: 10.1049/el:19970866.

Ramirez-Aguilera, A. M. ve diğ., 2018, A review of indoor channel modeling techniques for visible light communications, in *2018 IEEE 10th Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, Guadalajara, Mexico: IEEE, doi: 10.1109/LATINCOM.2018.8613205.

Sarbazi, E. and Uysal, M., 2014, Ray tracing based channel modeling for visible light communications, in *22nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, Trabzon, Turkey: 2014 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), pp. 702–705, doi: 10.1109/SIU.2014.6830326.

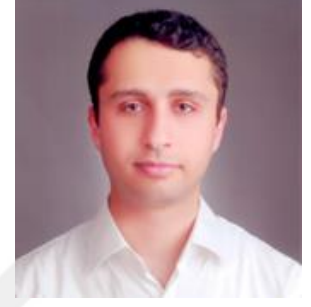
Tanakat, Y., Haruyama, S. ve Nakagawa, M., 2000, Wireless optical transmissions with white colored LED for wireless home links, in *11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2000*, London, UK, United Kingdom: IEEE, doi: 10.1109/PIMRC.2000.881634.

Tsonev, D., Sinanovic, S. ve Haas, H., 2012, Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for optical wireless, in *IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC)*, Yokohama, Japan: IEEE, doi: 10.1109/VETECS.2012.6240060.

- Tsonev, D., Videv, S. ve Haas, H., 2015a, Towards a 100 Gb/s visible light wireless access network, *Optics Express*, 23(2), p. 1627, doi: 10.1364/OE.23.001627.
- Tsonev, D., Videv, S. ve Haas, H., 2015b, Unlocking spectral efficiency in intensity modulation and direct detection systems, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 33(9), pp. 1758–1770, doi: 10.1109/JSAC.2015.2432530.
- Turan, B. ve diğ., 2018, IEEE 802.15.13-compliant visible light communications in vehicular networks, in *Vehicle-to-Vehicle and Vehicle-to-Infrastructure Communications – A Technical Approach*, 1st edn. Boca Raton, Florida: CRC Press.
- Uysal, M. ve diğ., 2017, IEEE 802.15.7r1 reference channel models for visible light communications, *IEEE Communications Magazine*, IEEE, 55(1), pp. 212–217, doi: 10.1109/MCOM.2017.1600872CM.
- Uysal, M. ve Fareed M. M., 2016, Cooperative visible light communications, in *Optical Wireless Communication – An Emerging Technology*, 1st edn. Boca Raton, Florida: CRC Press, p. 591.
- Wang, J. ve diğ., 2017, A general channel model for visible light communications in underground mines, in *2017 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*, Qingdao, China: IEEE, pp. 95–105, doi: 10.1109/CC.2018.8456455.
- Xiang, Y. ve diğ., 2011, Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications, *IEEE Communications Letters*, 15(2), pp. 217–219, doi: 10.1109/LCOMM.2011.010411.101945.
- Xiong, F., 2006, *Digital modulation techniques*, 2nd edn. Norwood, Massachusetts: Artech House, Inc.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler	
Adı Soyadı	Muhammed Abdurrahman HAZAR
Doğum Yeri	Kili
Doğum Tarihi	04.02.1990
Uyruğu	☒ T.C. ☐ Diğer:
Telefon	02162803333-4057
E-Posta Adresi	muhammed.hazar@medeniyet.edu.tr
Web Adresi	avesis.medeniyet.edu.tr/muhammed.hazar



Eğitim Bilgileri	
Lisans-1	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Fakülte	Mühendislik Fakültesi
Bölümü	Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Mezuniyet Yılı	2015
Lisans-2	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Fakülte	Mühendislik Fakültesi
Bölümü	Bilgisayar Mühendisliği
Mezuniyet Yılı	2016

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

Makale ve Bildiriler	
Hazar, M.A., Odabaşioğlu, N., Ensari, T., Kavurucu, Y. ve Sayan, Ö.F., 2017, Performance analysis and improvement of machine learning algorithms for automatic modulation recognition over Rayleigh fading channels, <i>Neural computing & applications</i>, 29, 351–360. Hazar, M.A., Odabaşioğlu, N., Ensari, T. ve Kavurucu, Y., 2015, Evaluation of machine learning algorithms for automatic modulation recognition, 9-12 November 2015 İstanbul, <i>Neural Information Processing. ICONIP 2015</i>, Springer, Cham, ISBN: 978-3-319-26531-5	