



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞME İÇİN
UYARLANABİLİR MODÜLASYON VE
KODLAMA**

Sayed Hasan HARİQ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman

Yrd. Doç. Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU

Haziran , 2013

İSTANBUL



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞME İÇİN
UYARLANABİLİR MODÜLASYON VE
KODLAMA**

Sayed Hasan HARİQ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman


Yrd. Doç. Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU


Haziran , 2013

İSTANBUL

Bu çalışma 17/06/2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

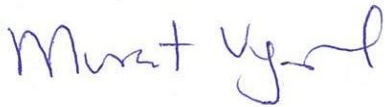

Y.Doç.Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi


Prof.Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi

Doç.Dr. Hakan DOĞAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi


Doç.Dr. Murat UYSAL
Özyeğin Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında sahip olduğu bilgi birikimiyle, bilimsel eleştiri ve yönlendirmeleriyle en büyük katkıyı sağlayan değerli hocalarım Sayın Yrd.Doç.Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU ve Sayın Doç.Dr. Murat UYSAL'a en içten dileklerle teşekkür ederim.

Bu çalışma boyunca yardımlarını esirgemeyen bütün hocalarıma, aileme ve çalışma arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Haziran, 2013

Sayed Hasan HARIQ

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
TABLO LİSTESİ	vi
SEMBOL LİSTESİ.....	vii
ÖZET.....	ix
SUMMARY	x
1. GİRİŞ.....	1
1.1. KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞME NEDİR?	1
1.2. KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞMENİN TARİHİ VE GEREKLİLİĞİ.....	1
1.3. TEZİN AMACI VE KATKILARI.....	3
2. GENEL KISIMLAR	5
2.1. KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞMENİN TEMELLERİ.....	5
2.1.1. Kablosuz Optik Haberleşmenin Çalışma Prensibine bir Bakış	5
2.1.2. Kablosuz Optik Haberleşmenin Özellikleri.....	7
2.2. KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞMENİN BLOK DİYAGRAMI.....	7
2.2.1. Verici Yapısı.....	8
2.2.2. Alıcı Yapısı.....	9
2.2.2.1. Direk Sezim Yapan Alıcılar.....	10

2.2.2.2. Eşevreli Sezim Yapan Alıcılar	11
2.3. ATMOSFERİK KANAL	12
2.3.1. Güç Kaybı	12
2.3.1.1. Yol kaybı	13
2.3.1.2. Optik Işının Genişlemesi	17
2.3.2. Atmosferik Türbülans	18
2.3.2.1. Atmosferik Türbülans Modeli	19
2.3.2.2. Atmosferik Türbülanslı Kanal ve Log-normal Türbülans Modeli ...	20
2.4. MODÜLASYON TEKNİKLERİ	25
2.4.1. Aç-Kapa Anahtarlama “On-Off Keying (OOK)” Modülasyonu	26
2.4.2. Darbe Konum Modülasyonu “Pulse Position Modulation (PPM)”	28
2.5. GÖZ GÜVENLİĞİ VE STANDARTLARI	30
3. MALZEME VE YÖNTEM	33
3.1. GİRİŞ	33
3.2. TURBO KODLAMA	33
3.2.1. Turbo Kodların İteratif Kod Çözümü	35
3.2.1.1. MAP Kod Çözme ve LLR Hesaplama	35
3.2.1.2. BCJR Algoritması	36
3.3. UYARLANABİLİR MODÜLASYON VE KODLAMA TEKNİKLERİ	41
3.3.1. Kanal Modeli	41
3.3.2. Sistem Modeli	43
3.3.3. Kodlamasız Sistem için Uyarlanabilir Modülasyon Tekniği	44
3.3.4. Kodlamalı Sistem için Uyarlanabilir Modülasyon Tekniği	46
3.3.5. Uyarlanabilir Modülasyon ve Kodlama Tekniği	48
4. BULGULAR	51

4.1. GİRİŞ	51
4.2. KODLAMASIZ SİSTEM İÇİN UYARLANABİLİR MODÜLASYON TEKNİĞİ BAŞARIM SONUÇLARI.....	51
4.3. KODLAMALI SİSTEM İÇİN UYARLANABİLİR MODÜLASYON TEKNİĞİ BAŞARIM SONUÇLARI.....	53
4.4. UYARLANABİLİR MODÜLASYON VE KODLAMA TEKNİĞİ BAŞARIM SONUÇLARI	55
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	58
KAYNAKLAR	59
EKLER.....	62
EK 1. Uyarlanabilir Olmayan Sistemler için Bant Verimi Hesabı	62
ÖZGEÇMİŞ.....	64

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1: Kablosuz optik haberleşme sisteminin şematik gösterimi.....	6
Şekil 2.2: Geleneksel kablosuz optik haberleşmenin blok diyagramı.	6
Şekil 2.3: Kablosuz optik haberleşmenin blok diyagramı.	8
Şekil 2.4: Direk sezim yapan optik alıcıların blok diyagramı.	11
Şekil 2.5: Eşvreli sezim yapan optik alıcıların blok diyagramı.	11
Şekil 2.6: Rayleigh saçılmasının ışının dalgaboyuna olan bağımlılığı.....	14
Şekil 2.7: Mie saçılmasının ışının dalgaboyuna olan bağımlılığı.....	16
Şekil 2.8: Transmisyon penceresi.....	17
Şekil 2.9: Işının ıraksaması.....	17
Şekil 2.10: Türbülanlı atmosfer hücreleri.....	20
Şekil 2.11: C_n^2 'in A'ya, yüksekliğe ve rüzgar hızına göre değişimi.....	23
Şekil 2.12: Farklı σ_l^2 değerleri için log-normal olasılık yoğunluk fonksiyonun normalize parlaklığa göre değişimi.	24
Şekil 2.13: Kablosuz optik haberleşmede kullanılan modülasyon teknikleri.....	26
Şekil 2.14: OOK/NRZ ve OOK/RZ modülasyonların dalga biçimleri.....	27
Şekil 2.15: OOK modülasyonun taban fonksiyonu ve yıldız diyagramı.....	28
Şekil 2.16: 4-PPM için taban fonksiyonları.....	29
Şekil 2.17: OOK ve M-PPM için AWGN kanalında SGO'ya karşı bit hata oranı eğrileri.	30
Şekil 2.18: İnsanın gözünde dalgaboyuna karşı emilim miktarı.....	31
Şekil 3.1: Turbo kodlayıcı yapısı.....	34
Şekil 3.2: Turbo kodlar için iteratif kod çözücü yapısı.	39
Şekil 3.3: 1/3 oranlı turbo kodun BPPM için AWGN kanalındaki hata performansı.	40
Şekil 3.4: 1/3, 1/2 ve 2/3 oranlı turbo kodların BPPM için AWGN kanalındaki hata performansı.....	40
Şekil 3.5: Uyarlanabilir turbo kodlamalı modülasyon sisteminin blok diyagramı.....	43
Şekil 3.6: Uyarlanabilir modülasyon algoritması için akış diyagramı.....	47
Şekil 4.1: Verici gücüne karşı bant verimi (Kodlamsız sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği) ($V = 10km$ ve $C_n^2 = 1 \times 10^{-15}$).....	52
Şekil 4.2: Verici gücüne karşı bant verimi (Kodlamsız sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği) ($V = 2km$ ve $C_n^2 = 5 \times 10^{-15}$).	53
Şekil 4.3: Verici gücüne karşı bant verimi (Kodlamalı sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği) ($V = 10km$ ve $C_n^2 = 1 \times 10^{-15}$).....	54
Şekil 4.4: Verici gücüne karşı bant verimi (Kodlamalı sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği) ($V = 2km$ ve $C_n^2 = 5 \times 10^{-15}$).	55
Şekil 4.5: Verici gücüne karşı bantgenişliği verimliliği (Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniği) ($V = 10km$ ve $C_n^2 = 1 \times 10^{-15}$).....	56
Şekil 4.6: Verici gücüne karşı bant verimi (Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniği) ($V = 2km$ ve $C_n^2 = 5 \times 10^{-15}$).....	57

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 2.1: Optik kaynaklar.	10
Tablo 2.2: Kablosuz optik haberleşme için fotodedektörler.	11
Tablo 2.3: Atmosferin gaz bileşenleri.	12
Tablo 2.4: 850 nm dalgaboylu lazerler için IEC ve CDRH'e göre lazer güç sınıflandırılması. .	32
Tablo 2.5: 1550 nm dalgaboylu lazerler için IEC ve CDRH'e göre lazer güç sınıflandırılması.	32
Tablo 3.1: AWGN kanalında $P_{b,th}=10^{-6}$ bit hata oranına tekabül eden M-PPM turbo kodlamalı modülasyon sistemler ve parametreleri.	49
Tablo 3.2: AWGN kanalında $P_{b,th}=10^{-6}$ bit hata oranına tekabül eden M-PPM turbo kodlamalı modülasyon sistemler ve parametreleri.	50

SEMBOL LİSTESİ

A_R	: Alıcı açıklığının alanı
A_T	: Verici açıklığının alanı
B	: Sinyalin bantgenişliği
BW_{eff}	: Bantgenişliği verimliliği
C	: Kanal kodlayıcıdan çıkan kodlanmış sembol dizisi
C_{1k}	: İlk kodlayıcıdan çıkan sistematik bilgi
C_{2k}	: İlk kodlayıcıdan çıkan kodlanmış bilgi
C_{3k}	: İkinci kodlayıcıdan çıkan kodlanmış bilgi
C_n^2	: Atmosferin kırılma yapı parametre indisi
d	: Verici ve alıcı arasındaki mesafe
E_b	: Ortalama bit enerjisi
G_c	: Kodlama kazancı
h	: Kanal kazancı
h_a	: Türbülans katsayısı
h_l	: Yol kaybı
I	: Lazer ışının yoğunluğu
I_0	: Türbülanssız olarak alınan optik radyasyon yoğunluğu
k	: Dalga sayısı
l	: Lazer ışığının log yoğunluğu
$L(C_k)$: C_k bitine ait LLR değeri
L_{Geom}	: dB cinsinden geometrik kayıp
M	: Modülasyon boyutu
n	: Atmosferin kırılma indisi
N_0	: Gürültü yoğunluğu
P	: Atmosfer basıncı
P_b	: Bit hata olasılığı
$P_{b,th}$: Hedeflenen bit hata olasılığı değeri
P_m	: Vericinin tepe güç değeri sınırı
P_{out}	: Devre dışı kalma olasılığı
PO	: Hedeflenen devre dışı kalma olasılığı
P_R	: Alınan güç
P_t	: Verici gücü
q	: Görüş mesafesine bağlı bir katsayı
r	: Alıcıda alınan optik sinyal
R	: Dedektörün tepkisi
R_c	: Kodlama oranı
s	: Gönderilen optik sinyal
T_e	: Atmosferin sıcaklığı
V	: Görüş mesafesi
w	: Sıfır ortalamalı toplamsal beyaz gauss gürültüsü
α_a	: Atmosferdeki geçici partiküllerin emilim katsayısı
α_m	: Atmosferdeki moleküler bileşenlerin emilim katsayısı
β_a	: Atmosferdeki geçici partiküllerin saçılma katsayısı

β_m	: Atmosferdeki moleküler bileşenlerin saçılma katsayısı
γ	: Toplam zayıflama katsayısı
γ_M	: Sinyal gürültü oranı
ε	: Kanal kazancının eşik değeri
λ	: Optik sinyalin dalgaboyu
μ_1	: 1 rasgele değişkeninin beklenen değeri
σ	: Zayıflama katsayısı
σ_1^2	: Raytov varyansı
σ_w	: Toplamsal beyaz gauss gürültüsünün standart sapması
τ	: Optik radyasyonun atmosferdeki transmitansı
φ_m	: M-PPM modülasyonunun taban fonksiyonu
φ_{ook}	: OOK modülasyonunun taban fonksiyonu

ÖZET

KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞME İÇİN UYARLANABİLİR MODÜLASYON VE KODLAMA

Uzun mesafeli kablosuz optik haberleşme bağlantıları için en önemli sorun, atmosferin sıcaklık ve basınç homojensizliğinden kaynaklanan atmosferik türbülansdır. Sönümlenme veya parıltama olarak da bilinen atmosferik türbülans, alınan optik sinyalin gücünde dalgalanmalara neden olmaktadır. Son yıllarda kablosuz optik haberleşme sistemlerinin performansını arttırmak için sönümlenme etkisini azaltmaya yönelik birçok teknik geliştirilmiştir. Bütün bu tekniklerdeki ortak varsayım, sadece alıcının kanal durum bilgisine sahip olması ve bu bilginin vericide mevcut olmamasıdır. Atmosferik türbülans sönümlenmeli kanallarda olduğu gibi çok yavaş değişen kanallar için, kanal durum bilgisinin alıcıda kestirilip geribesleme yolu ile vericiye gönderilmesi mümkündür. Verici bu bilgiyi kullanarak güç, modülasyon boyutu ve kodlama oranı gibi iletişim parametrelerini, bantgenişliği verimliliğini maksimize etmek için kanal durumuna göre değiştirebilir. Bu işlem, bağlantı uyarlaması olarak adlandırılmaktadır.

Bu tezde, log-normal türbülanslı ve darbe konum modülasyonlu (pulse position modulation, PPM) kablosuz optik haberleşme sistemi için, tepe güç sınırı koşulu altında uyarlanabilir modülasyon ve kodlama teknikleri geliştirilmiştir. Özellikle üç teknik üzerinde çalışılmıştır: i) Kodlamasız kablosuz optik haberleşme sistemleri için uyarlanabilir modülasyon tekniği, ii) Kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemleri için uyarlanabilir modülasyon tekniği, ve iii) Modülasyon ve kodlamanın birlikte uyarlanması. Bu teknikler geliştirilirken sistemin verimliliğini tepe güç sınırı koşulu altında belli bir bit hata oranı ve devre dışı kalma olasılığı için maksimize eden optimal uyarlama stratejisi belirlenmiştir. Bilgisayar benzetim sonuçları, önerilen uyarlanabilir tekniklerinin uyarlanabilir olmayanlara göre daha iyi performans gösterdiğini kanıtlamaktadır.

SUMMARY

ADAPTIVE MODULATION AND CODING FOR FREE SPACE OPTICAL COMMUNICATION

A major problem in long-range wireless optical links is atmospheric turbulence due to inhomogeneities in the temperature and pressure. This results in severe fluctuations of the received intensity of the optical signal, known as fading or scintillation. Over the last decade, various fading mitigation techniques have been proposed to improve the reliability of wireless optical links. A common assumption in all those techniques is that only the receiver has channel state information (CSI) while the transmitter has no knowledge of the channel. For very slowly-varying fading channels as in the case of atmospheric turbulence-induced fading, it is possible to reliably estimate the channel state information and send it back to the transmitter. The transmitter can use this information to vary the transmission parameters such as power, modulation size, code rate etc. according to the channel conditions. This is known as link adaptation.

In this thesis, we investigate an adaptive modulation and coding scheme for wireless optical communication systems with M-ary pulse position modulation over log-normal turbulence channels under peak power constraints. Specifically, we consider three schemes: i) Adaptive modulation for uncoded wireless optical communication systems, ii) An adaptive modulation scheme for coded wireless optical communication systems, and iii) Joint modulation and coding adaptation. Optimal adaptation strategy that maximizes the efficiency of the system at a targeted bit-error rate and outage probability under peak power constraint is determined. Our simulation results demonstrate significant performance improvements of the proposed adaptive schemes over non-adaptive counterparts.

1. GİRİŞ

1.1. KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞME NEDİR?

Kablosuz optik haberleşme, ışık kaynağını kullanarak (genellikle bir lazer) direk görüşe sahip iki nokta arasında atmosfer üzerinden bilgi taşınmasını sağlayan teknolojidir. Kablosuz optik haberleşme geleneksel fiberoptik haberleşme sistemlerine benzer bir haberleşme teknolojisidir. Her iki sistemde de bilgiyi taşımak için ışık kaynağı kullanılmaktadır. Aralarındaki fark bilgiyi taşımak için kullandıkları ortamdır. Fiberoptik sistemler bilgiyi alıcı tarafına bir fiber kablo üzerinden iletirken kablosuz optik haberleşmede iletim ortamı olarak atmosfer kullanılmaktadır.

1.2. KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞMENİN TARİHİ VE GEREKLİLİĞİ

Kablosuz optik haberleşmenin 1970 yıllarında ortaya çıktığını bilmemize rağmen, gerçekte atmosfer üzerinden ışık kullanılarak bilgi taşımının tarihi ateş sinyalleri kullanılarak uzun mesafelerde haber yollamak ile başlamıştır. Örnek olarak M.Ö. 800 yıllarında Eski Yunanlılar ve Romalılar uzun mesafeler için ateş sinyallerini kullanarak haberleşme yapmaktaydılar. Aynı şekilde M.Ö. 150 yıllarında kızılderililer aynı amaç için dumandan yararlandılar.

Bugünkü optik haberleşme teknolojisi ilk olarak 1880 yılında Alexander Graham Bell tarafından foton deneyi ile yapılmıştır (Killinger, 2002) ve (Bell, 1880). Bell, bu deneyinde güneş radyasyonunu ses sinyalleri ile modüle ederek 200 metre uzaklıkta bulunan alıcıya göndermiştir. Bu deneyde alıcı odak noktasında selenyum hücre bulunan parabolik bir aynadan yapılmıştır. Bell'in yaptığı deney kablosuz optik haberleşmenin potansiyelini başarılı bir şekilde ortaya koymuşsa da lazerin 1960 yıllarında keşfedilmesine kadar (Alexander, 1997) kablosuz optik haberleşmede herhangi bir teknolojik ilerleme olmamıştır.

Lazerin keşfedilmesiyle kablosuz optik haberleşmeye olan ilgi artmaya başlamıştır. 1963 yılında M.I.T. Lincoln laboratuvarlarında ışık yayan GaAs diyot kullanılarak televizyon sinyallerinin 48 kilometre mesafeye kadar iletilebileceği gösterilmiştir (Goodwin, 1970). Uzun mesafede lazer ile haberleşme yapmak ilk olarak Kasım

1962'de Hughes grubu tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu deneydeki iletim mesafesi 30 kilometre olarak belirtilmiştir. Bu deney 6328-A helium-neon (He-Ne) dan yapılmış lazerin keşfedilmesinden kısa bir süre sonra gerçekleştirilmiştir. Bu deneyde, lazer yüksek frekanslı amatör bir RF vericisi ile uyarılmıştır; lazerin ürettiği ışının yoğunluk modülasyonu RF kaynağının yoğunluk modülasyonu ile basit bir şekilde elde edilmiştir. Alıcı tarafında bir fotocoğaltıcı kullanılarak gönderilen sinyal elde edilmiştir. Mayıs 1963'de Amerika Birleşik Devletleri'nde, ses sinyali ile modüle edilmiş 6328-A ışını 190 kilometre mesafeye iletilmiştir (Goodwin, 1970). Televizyon sinyallerinin lazer ile iletilmesi ilk kez Mart 1963'de Kuzey Amerika'da gerçekleştirilmiştir.

Kablosuz optik haberleşme güvenli iletişim özelliğine sahip olduğundan 1970'li yıllardan başlayarak daha çok askeri amaçlı kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle, Amerikan Ulusal Havacılık ve Uzay Dairesi (NASA) ve Avrupa Uzay Ajansı (ESA) kablosuz optik haberleşmenin derin uzay uygulamaları üzerinde araştırmalarını sürdürmüştür (Hemmati, 2007) ve (Zoran, ve diğ., 2006).

Kablosuz optik haberleşme, üzerindeki araştırmalar bu kadar erken bir dönemde başlamasına rağmen birçok sebepten dolayı pratik hayatta yerini alamamıştır. Var olan haberleşme sistemlerinin zamanın ihtiyacını karşılayabilecek kapasitede olması, kablosuz optik haberleşmenin verici ve alıcı kısmında kullanılan elektronik elemanların yeterince hızlı ve hassas olmamaları ve atmosfer üzerinden iletişim yapan bir sistemin hava koşullarından çok etkilenmesi bu sebeplerden bir kaç tanesidir.

Optoelektronik elemanların hızlıca gelişmesi ve yerel ağlardaki artan bantgenişliği ihtiyacı, kablosuz optik haberleşmenin yeniden ele alınmasına ve ticari gelişmesine neden olmuştur. Fiber optik sistemler yüksek kurulum maliyeti gerektirdiğinden kablosuz optik haberleşme bir alternatif haline gelmiştir. Bugün kablosuz optik haberleşme veri, ses ve video iletişimi sağlamak için radyo frekans (RF) haberleşme teknolojisinin tamamlayıcısı olarak kullanılmaktadır.

Radyo frekans (RF) haberleşme sistemleri ile kablosuz optik haberleşme teknolojisini karşılaştırdığımızda, RF kablosuz ağlar tek noktadan-çoklu noktalara (point-to-multipoint) 10 Mbps ve noktadan-noktaya (point-to-point) 100 Mbps'a kadar veri hızı sağlarken (Kim, ve diğ., 2001), aralarındaki mesafe 35 kilometre olan iki sabit nokta arasında çift yönlü iletişim sağlayan bir kablosuz optik haberleşme sistemi, her türlü

hava koşulları gözönüne bulundurularak, 1.25 Gbps veri hızı sağlamaktadır. 2008 yılında ilk 10 Gbps'lik veri hızına sahip kablosuz optik haberleşme sistemi en hızlı ticari amaçlı kullanılabilir kablosuz haberleşme teknolojisi olarak pazara sunulmuştur (Kim, 2009).

Kablosuz optik haberleşme, son kullanıcıların bantgenişliği ve yüksek veri hızı ihtiyaçlarını karşılayabilen ve modern haberleşme sistemleri ile entegre olabilen, tamamlayıcı bir teknoloji olduğunu ispatlamıştır. Kablosuz optik haberleşmenin karasal uygulamalarında karşılaştığı ve araştırmacıların da üstesinden gelmeye çalıştıkları en büyük sorun hava koşullarının getirdiği sınırlamalardır. Kötü hava koşullarında, özellikle yoğun sis, optik sinyali alıcıya varana kadar önemli ölçüde zayıflatmaktadır (Acampora, 2002). Atmosfer kanalının yoğun sis, duman ve türbülans gibi etkileri uzun mesafe erişimlerini zorlaştırmaktadır. Bu da kablosuz optik haberleşmenin en büyük dezavantajlarından biridir.

1.3. TEZİN AMACI VE KATKILARI

Kablosuz optik haberleşmenin karşılaştığı en büyük problem atmosferik türbülansdır. Türbülans etkisi, özellikle bir kilometreden daha uzun bağlantılarda kablosuz optik sisteminin performansını önemli ölçüde etkilemektedir. Sönümlenme (fading) veya parıldama (scintillation) olarak da adlandırılan atmosferik türbülans, kırılma indisindeki dalgalanmalara sebep olan atmosferdeki sıcaklığın homojensizliğinden kaynaklanmaktadır (Andrews, ve diğ., 2001). Şimdiye kadar atmosferik türbülansın etkisini azaltmaya ve kablosuz optik haberleşmenin performansını arttırmaya yönelik çok sayıda yöntem geliştirilmiştir. Zhu ve Kahn (2003) ve aynı zamanda Uysal ve diğ. (2004) hata düzeltme kodları kullanarak türbülansın optik sinyal üzerindeki sönümlenme etkisini azaltmaya çalışmışlardır. Maksimum olabilirlik dizi kestirimi (Zhu, ve diğ., 2003), çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) optik haberleşme sistemleri (Navidpour, ve diğ., 2007) ve işbirlikli (cooperative) kablosuz optik haberleşme sistemleri de (Karagiannidis, ve diğ., 2006) son yıllarda aynı amaç için geliştirilen ve başarılı sonuçlar veren tekniklerdendir.

Yukarıda zikredilen bütün tekniklerin ortak özelliği sadece alıcının kanal durum bilgisine (CSI) sahip olması ve bu bilginin vericide mevcut olmamasıdır. Dolayısıyla verici iletim parametrelerini kanalın durumuna göre adapte edemez. Bu tür sistemler

kanalın en kötü durumuna göre tasarlanırlar. Bu nedenle kanal kapasitesini verimli bir şekilde kullanamazlar. Böyle sistemler, kanalın durumunu alıcıda kestirip geribesleme yolu ile vericiye göndermenin güç olduğu hızlı değişen kanallar için uygundur. Atmosferik türbülans sönümlenmeli kanallarda olduğu gibi çok yavaş değişen kanallar için, kanal durum bilgisinin uygun şekilde alıcıda kestirilip bir geribesleme yolu ile vericiye gönderilmesi mümkündür. Verici bu bilgiyi kullanarak güç, modülasyon boyutu, kodlama oranı vb. iletim parametrelerini kanalın durumuna göre uyarlayabilir. Böylece kanal kapasitesi daha verimli kullanılabilir. Bu tür tekniklere uyarlanabilir modülasyon ve kodlama “*Adaptive Modulation and Coding (AMC)*” (Goldsmith, 2005) veya bağlantı uyarlaması “*Link Adaptation*” (Caponi, ve diğ., 2007) denilmektedir.

Bu tez kapsamında, uyarlanabilir iletişim tekniklerinin kablosuz optik haberleşme sistemlerindeki uygulaması incelenmiştir. İlk olarak kodlamasız kablosuz optik haberleşme sisteminde modülasyon boyutu kanal durumuna göre değiştirilerek uyarlanabilir modülasyon tekniği elde edilmiştir. Daha sonra, Shannon kapasite sınırına çok yakın bir performans gösteren turbo kodlar ile kodlanmış kablosuz optik haberleşme sisteminde kullanılan modülasyon tipinin boyutu kanal durumuna göre değiştirilerek kodlamalı sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği elde edilmiştir. Bunun yanında, turbo kodlayıcısının bileşen kodlayıcılarında delikli “*punctured*” katlamalı kodlar kullanılarak yüksek oranlı kodlar elde edilmiştir. Elde edilen farklı kodlama oranlarına sahip turbo kodlar ve çeşitli modülasyon tipleri kullanılarak kanal durumuna göre hem kod oranı hem de modülasyon boyutu ve tipi değiştirilerek uyarlanabilir turbo kodlamalı modülasyon tekniği elde edilmiştir.

Geliştirilen uyarlanabilir iletim tekniklerinde kodlama oranı ve modülasyon çeşidi belirli bir bit hata oranı “*bit error rate*” ve servis dışı kalma olasılığına “*outage probability*” ulaşma koşulu altında bantgenişliği verimliliğini maksimum yapacak şekilde seçilmektedir. Ayrıca sistem tarafından empoze edilen ve göz güvenliği için oldukça önemli olan tepe güç sınırlaması da geliştirilen tekniklerde dikkate alınmıştır.

Tezin son kısmında “*Monte-Carlo*” bilgisayar benzetim metodu kullanılarak geliştirilen tekniklerin performans değerlendirilmesi yapılmış ve çalışmanın geliştirilmesi için ileride yapılacak araştırmalara yönelik önerilerde bulunulmuştur.

2. GENEL KISIMLAR

Bu bölümde, kablosuz optik haberleşmenin temelleri anlatılacak ve kablosuz optik haberleşmeyi tamamlayıcı bir erişim ağ teknolojisi haline getiren özellikleri üzerinde durulacaktır. Kablosuz optik haberleşmeyi etkileyen faktörler, iletim kanal modelleri, alıcı-verici yapısı ve kablosuz optik haberleşmede en çok kullanılan modülasyon teknikleri de kısaca bu bölümde anlatılacaktır. Bölüm sonunda, optik radyasyonun etkileri, göz güvenliği ve uyulması gereken standartlardan bahsedilecektir.

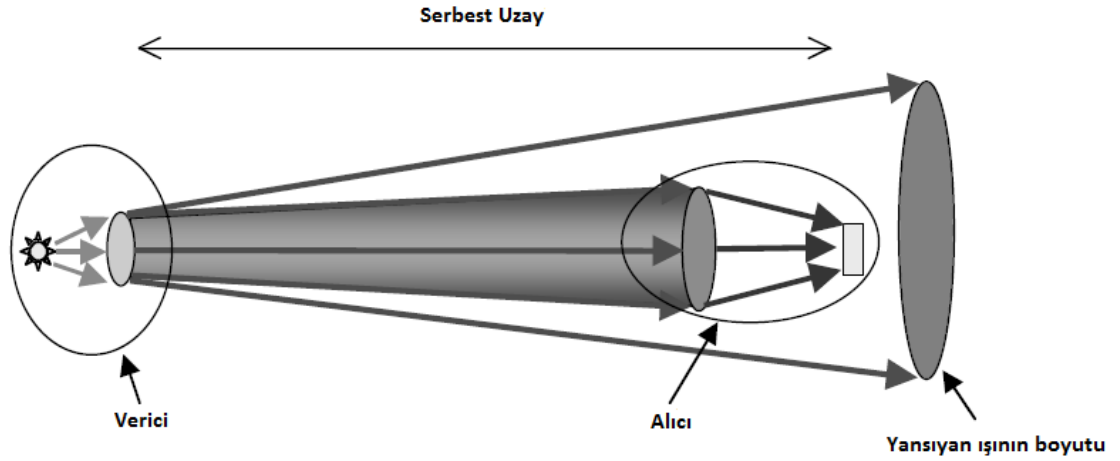
2.1. KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞMENİN TEMELLERİ

2.1.1. Kablosuz Optik Haberleşmenin Çalışma Prensibine bir Bakış

Kablosuz optik haberleşme sistemleri kızılötesi frekans spektrumunda çalışmaktadırlar. Ticari amaçlı kullanılan kablosuz optik haberleşme sistemleri 200THz civarındaki frekanslara karşılık gelen ve görünür ışığın spektrumuna yakın olan 850 nm ve 1550 nm civarındaki dalgalı boylarını kullanmaktadırlar. Fiber optik haberleşme sistemlerinde de aynı dalgalı boyundaki ışıklar kullanıldığı için, fiber optik haberleşmede kullanılan iletim elemanları kablosuz optik haberleşmenin alıcı ve verici kısmında da kullanılabilir.

Temel bir noktadan-noktaya (point-to-point) iletişim sisteminde, bir kablosuz optik alıcı-vericisi (tranceiver) iletim yolunun her iki tarafında yerleştirilir. Kablosuz optik haberleşmenin çalışabilmesi için, iletim yapan iki nokta arasında direk görüş olması gerekmektedir. Bunun nedeni, kablosuz optik haberleşmenin, duvarlar ve ağaçlar gibi katı maddelerden geçemeyen ışığı kullanmasıdır. Kablosuz optik haberleşmenin basit bir şematik gösterimi şekil 2.1’de verilmiştir.

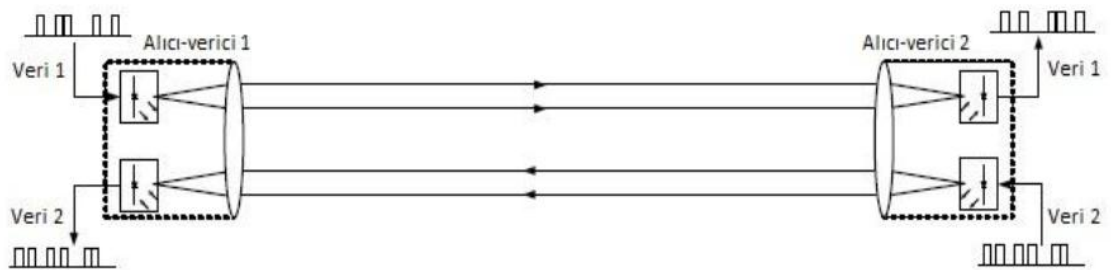
Kablosuz optik haberleşme sisteminin verici kısmının optik bölümü bir ışık kaynağı ve monte edilmiş bir teleskoptan oluşmaktadır. Teleskop lensler ve parabolik aynalardan yapılmıştır. Teleskop ışın demetlerini daraltıp alıcıya doğru yansıtır. Pratik uygulamalarda, ışın demetinin ıraksaması bir kaç yüz mikroradyan ile birkaç milliradyan arasındadır. Örneğin, 1-milliradyan ışın ıraksaması, ışın demetinin çapının 1 kilometrede 1 metre olması anlamına gelir (Willebrand ve Ghuman, 2002).



Şekil 2.1: Kablosuz optik haberleşme sisteminin şematik gösterimi.

Alıcı tarafında bir lens veya ayna kullanılarak gönderilen ışık toplanmaktadır. Ardından alınan ışık bir fotodetektör üzerinde odaklanır. Pratikte alıcıda yansıyan ışının boyutu alıcı boyutundan büyük olmaktadır. Bu nedenle iletim sırasında iletilen ışığın bir kısmı kaybolur. Buna geometrik yol kaybı denilir. Daha dar bir ışın demeti kullanılarak geometrik yol kaybı azaltılabilir.

Kablosuz optik haberleşme sistemi çift-yönlü (full duplex) olarak iletişim yapabilir. Çift yönlü iletişimde bilgi aynı zamanda paralel olarak hem iletilir hem alınır. Bu durumda kablosuz optik haberleşme sisteminin alıcı-vericisi çift yönlü iletim yapabilen donanıma sahip olması gerekir. Çift-yönlü iletişim yapan geleneksel bir kablosuz optik haberleşmenin blok diyagramı şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2: Geleneksel kablosuz optik haberleşmenin blok diyagramı.

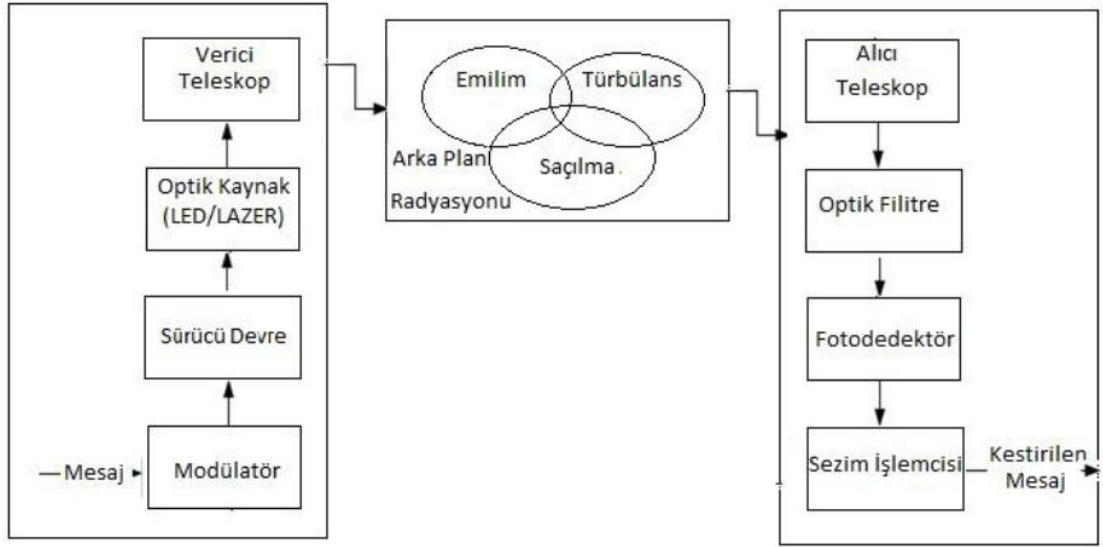
2.1.2. Kablosuz Optik Haberleşmenin Özellikleri

Kablosuz optik haberleşmenin temel özellikleri aşağıda verilmiştir:

- a) Büyük bantgenişliği ve yüksek veri hızı sağlar.
- b) İnce ışın demetine sahiptir.
- c) Tüm dünyada spektrum düzenleyiciler tarafından 300 GHz'in üstündeki frekanslar için herhangi bir frekans düzenlemesi yapılmamaktadır. Kablosuz optik haberleşme 200 THz frekansı civarında çalıştığı için çalışma lisansına gerek duymamaktadır.
- d) Kablosuz optik haberleşme sistemlerinin kurulum maliyeti RF haberleşme sistemlerine göre çok azdır. Bir kablosuz optik haberleşme sisteminin kurulum maliyeti RF haberleşme sisteminin yaklaşık yarısı kadardır (Rockwell ve Mecherle, 2001).
- e) Kablosuz optik haberleşme sistemlerinin kurulumu RF ve fiber optik haberleşme sistemlerine göre daha kolaydır. Bir fiber optik sisteminin kurulumu bir kaç ayda yapılabilirken kablosuz optik haberleşme bir kaç hafta hatta bir kaç günde yapılabilmektedir (Willebrand ve Ghuman, 2002).
- f) Kablosuz optik haberleşmenin performansı hava koşullarına bağlıdır. Atmosferde ortaya çıkan olaylar kablosuz optik haberleşme sisteminin performansını büyük ölçüde etkilemektedir.
- g) Elektromanyetik girişime neden olmaz ve ondan bağımsızdır.
- h) Fiber optik haberleşme sistemlerinde kullanılan optoelektronik elemanlar kablosuz optik haberleşme sistemlerinde de kullanılabilir.
- i) Güç tüketimi RF haberleşme sistemlerine göre daha azdır.
- j) Işın demetinin dar ve ince olmasından dolayı direk görüşe sahip olması gerekir.

2.2. KABLOSUZ OPTİK HABERLEŞMENİN BLOK DİYAGRAMI

Diğer haberleşme sistemlerinde olduğu gibi kablosuz optik haberleşme sistemi de verici, iletim kanalı ve alıcıdan oluşmaktadır. Kablosuz optik haberleşmenin blok diyagramı şekil 2.3'te verilmiştir (Popoola, 2009). Bu bölümde kablosuz optik haberleşmenin verici ve alıcı yapısı üzerinde kısaca durulacaktır. İletim kanalı bir sonraki bölümde ayrıntılı şekilde incelenecektir.



Şekil 2.3: Kablosuz optik haberleşmenin blok diyagramı.

2.2.1. Verici Yapısı

Vericinin en temel görevi, optik taşıyıcıyı bilgi kaynağı ile modüle edip atmosfer üzerinden alıcıya göndermektir. Kablosuz optik haberleşmede en çok kullanılan modülasyon türü yoğunluk modülasyonu “*Intensity Modulation (IM)*” dur. Yoğunluk modülasyonunda bilgi kaynağı optik radyasyonunun yoğunluğunu modüle etmektedir. Bu da iletilmek istenen veriye göre sürücü akımının değiştirilmesi ile elde edilir. Dış bir modülatör kullanılarak frekans ve faz gibi optik radyasyonun başka özellikleri de kaynak veri ile modüle edilebilir (Popoola, 2009).

Verici teleskobu optik radyasyonunu toplar, hizalar ve alıcı teleskobuna doğru yönlendirir. Kablosuz optik haberleşmede genellikle üç farklı ışık kaynağı kullanılmaktadır:

- 1) **Işık yayan diyot “*Light Emitting Diodes (LED)*”:** Işık yayan diyotlar veya LED’ler ışık yayan yarıiletkenlerden oluşmaktadırlar. Düşük iletim gücüne sahip olduklarından dolayı kısa mesafeli bağlantılarda ve 155 Mbps’a kadar bantgenişliğine sahip sistemlerde kullanılmaktadır. Sistemin malzemesine bağlı olarak farklı dalgaboyu bölgelerinde çalışabilirler. Uzun ömürlü ve düşük maliyetli olmaları LED’lerin avantajlarından (Willebrand ve Ghuman, 2002).

- 2) **Lazer:** LED'lere benzerdirler fakat karakteristikleri bakımından LED'lere göre birkaç farklılık gösterirler. 0.1-1 W'lık çıkış gücüne sahiptirler (LED'lere göre daha yüksek). Fakat LED'lere göre daha hantaldırlar (Gagliardi ve Karp, 1995).
- 3) **Lazer diyotlar (LD):** Lazer diyotlar yarıiletken jonksiyonlardan oluşan malzemelerdir ve lazerler gibi çalışırlar (Gagliardi ve Karp, 1995). Boyutları küçük, çıkış güçleri yüksek ve fiyatları uygun olduğundan günümüzdeki ticari kablosuz optik haberleşme sistemlerinde en çok lazer diyotlar ışık kaynağı olarak kullanılmaktadır (Willebrand ve Ghuman, 2002). Tablo 2.1'de kablosuz optik haberleşme sisteminde en çok kullanılan ışık kaynaklarının özeti verilmiştir (Popoola, 2009).

2.2.2. Alıcı Yapısı

Alıcı optik ışıktan iletilen veriyi elde etme işlevini yerine getirmektedir. Kablosuz optik haberleşme sistemlerinde alıcı aşağıdaki elemanlardan oluşmaktadır.

- a) Alıcı teleskobu – Vericiden gelen optik radyasyonu toplar ve fotodedektör üzerine odaklar.
- b) Optik bant geçiren süzgeç – Optik radyasyonla beraber alıcı teleskopla alınan arka plan radyasyonu azaltmak için kullanılır.
- c) Fotodedektör – PIN diyot veya APD diyottan yapılmış bir malzemedir. Alınan anlık optik alanı elektriksel sinyale çevirmek için kullanılır. Kablosuz optik haberleşme sistemlerinde en çok kullanılan fotodedektör türleri Tablo 2.2'de gösterilmiştir (Popoola, 2009).
- d) Karar devresi – Gönderilen veriyi büyük doğrulukla tekrar elde edebilmek için gerekli kuvvetlendirme, süzgeçleme ve sinyal işleme işlemlerinin yapıldığı bileşendir.

Tablo 2.1: Optik kaynaklar.

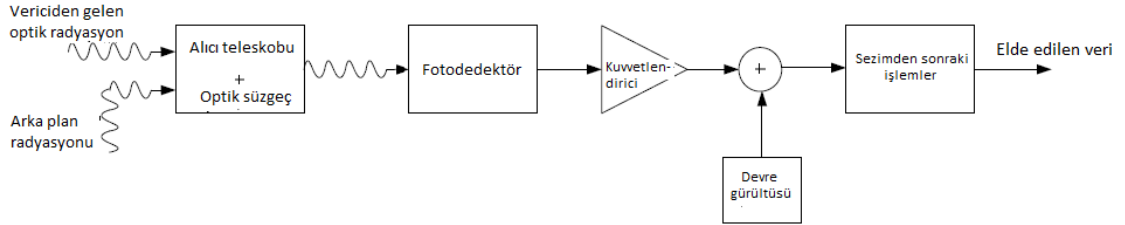
Dalgaboyu (nm)	Tip	Açıklama
~850	Dikey boşluklu yüzey emilimli lazer	Güç yoğunluğu düşüktür. Ucuz ve kolay kullanılabilir (CD lazerleri). Aktif soğutmaya ihtiyacı yok. 10 Gbps'a kadar güvenilir iltişim sağlamaktadır. Tipik güç değeri 6 mW.
~1300/~1550	Fabry-Perot Dağılımlı geribeslemeli lazerler	Uzun ömürlüdür. Göz güvenliği kriterleri düşüktür. Yüksek güç yoğunluğuna sahiptir (100mW/cm ²) Tipik güç değeri 28 mW. 40 Gbps'a kadar veri hızı sağlamaktadır. 0.03-0.2 W/A eğim verimine sahiptir.
~10.000	Kuantum kademeli lazerler	Pahalıdır ve yeni bir teknolojidir. Çok hızlı ve yüksek hassasiyete sahiptir. Siste iletim karakteristiği daha iyidir. Bileşenleri hazırda mevcut değil. Cama nütuz edememektedir.
Yakın kızılötesi	LED	Ucuzdur. Sürücü devresi basittir. Düşük güç yoğunluğu ve düşük veri hızına sahiptir.

Kablosuz optik haberleşme sistemlerinde iki çeşit alıcı sistemi mevcuttur. 1) Direk sezim (direct detection) yapan alıcılar. 2) Eşvreli sezim (coherent detection) yapan alıcılar.

2.2.2.1. Direk Sezim Yapan Alıcılar

Bu tür alıcılar fotodedektöre çarpan optik radyasyonun yoğunluğu veya gücünü algırlar ve elektrik sinyale çevirirler. Işının faz veya frekansı gibi özelliklerini

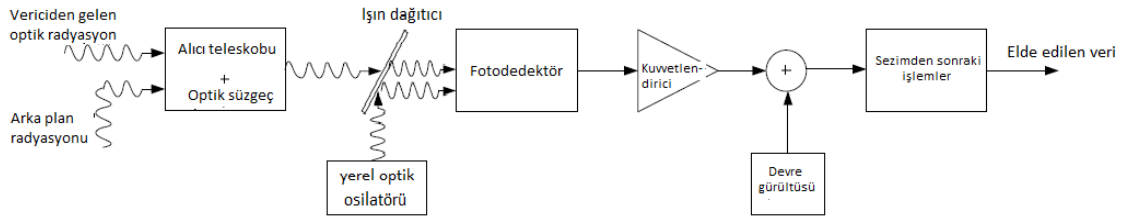
değerlendirmeler. Yapısı çok basit olup yoğunluk modülasyonu için en uygun alıcı türüdür (Gagliardi ve Karp, 1995). Direk sezim yapan optik alıcıların blok diyagramı şekil 2.4'te gösterilmiştir (Popoola, 2009).



Şekil 2.4: Direk sezim yapan optik alıcıların blok diyagramı.

2.2.2.2. Eşvreli Sezim Yapan Alıcılar

Alıcıya gelen optik alanını bir lokal optik alanı ile karıştırıp fotodetektöre verir. Eşvreli alıcılar daha çok faz veya frekans modülasyonu için optik haberleşme sistemlerinde kullanılmaktadırlar (Hemmati, 2007). Eşvreli sezim yapan optik alıcıların blok diyagramı şekil 2.5'te gösterilmiştir.



Şekil 2.5: Eşvreli sezim yapan optik alıcıların blok diyagramı.

Tablo 2.2: Kablosuz optik haberleşme için fotodetektörler.

Malzeme	Dalgaboyu (nm)	Tepkesi	Tipik duyarlılık	kazanç
Silikon PIN	300-1100	0.5	155 Mbps'de -34dBm	1
Transempedans kuvvetlendirici ile silikon PIN	300-1100	0.5	1.25 Gbps'de -26dBm	1
InGaAs PIN	1000-1700	0.9	155 Mbps'de -46dBm	1
Silikon APD	400-1000	77	155 Mbps'de -52dBm	150
InGaAs APD	1000-1700	9	1.25 Gbps'de -33dBm	10
Quantum-well ve Quantum-dot dedektörler	~10000			

2.3. ATMOSFERİK KANAL

Atmosferik kanal Tablo 2.3’de verilen ve atmosferi oluşturan gaz molekülleri ve geçici olarak atmosferde bulunan küçük partiküllerden (aerosols) oluşmaktadır. Ayrıca zaman zaman atmosferde yağmur, sis, duman vb gibi maddeler de mevcut olabilir. Bu partiküller atmosferde yayılım yapan optik ışının emilimine ve saçılmasına neden olmaktadır. Atmosferik kanalın diğer bir özelliği atmosferik türbülansdır. Güneşten yeryüzüne gelen radyasyonlar yeryüzünün yüzeyi tarafından emilmektedir. Bunun sonucu yeryüzü yüzeyine yakın hava kütlelerinin ısısı artar. Böylece ısısı farklı olan hava kütleleri ortaya çıkar ve atmosferin kırılma indisindeki rasgele dalgalanmalara neden olur. Atmosferin kırılma indisindeki rasgele dalgalanmalar da atmosferik türbülansı oluşturmaktadır (Killinger, 2002).

Atmosferde yayılım yapan optik radyasyonun emilimi ve/veya saçılması sonucu optik radyasyonda aşağıdaki kayıplar oluşur.

Tablo 2.3: Atmosferin gaz bileşenleri.

Bileşenler	Hacim oranı (%)	Milyonda bir hisseleri (ppm)
Azot (N ₂)	78.09	
Oksijen (O ₂)	20.95	
Argon (Ar)	0.93	
Karbon dioksit (CO ₂)	0.03	
Su buharı (H ₂ O)		40-40000
Neon (Ne)		20
Helyum (He)		5.2
Metan (CH ₄)		1.5
Kripton (Kr)		1.1
Hidrojen (H ₂)		1
Azot oksit (N ₂ O)		0.6
Karbonmonoksit (CO)		0.2
Ozon (O ₃)		0.05
Ksenon (Xe)		0.09

2.3.1. Güç Kaybı

Optik radyasyon atmosferde yol alırken bazı fotonları atmosferde bulunan su buharı, CO₂, sis, duman, ozon gibi maddelerin molekülleri tarafından yutulur (emilim) enerjileri ısı enerjisine dönüşür. Diğer bazı fotonlar enerji kaybına uğramazlar fakat ilk yayılım yönleri değişir (saçılma). Bu nedenlerden dolayı alıcıya varana kadar optik radyasyon güç kaybına maruz kalır. Optik alanın atmosferdeki geçirgenliği Beer-Lambert kuralı ile tanımlanmaktadır (Bouchet, ve diğ., 2006). Ayrıca optik radyasyon

atmosferde ilerlerken ışın gitgide genişler ve alıcıya varan ışının boyutu alıcının boyutundan daha büyük olur. Bu da alıcının vericiden gelen optik radyasyonun tamamını alamamasına neden olur. Bu faktörlerin hepsi gönderilen ve alınan optik güçler arasındaki farka neden olur. Bunlar aşağıda ayrı ayrı incelenmiştir.

2.3.1.1. Yol kaybı

Emilme ve saçılma sonucu atmosfer kanalı atmosferde yol alan optik alanını zayıflatmaktadır. Optik sinyalin zayıflamasına neden olan atmosferdeki maddelerin yoğunluğu mekansal ve zamansal olarak değişmektedir. Beer-Lambert kanunu, atmosferde yol alan ışığın hem emilim hem de saçılmadan dolayı zayıflamasını tanımlamaktadır.

Genel olarak, optik radyasyonun atmosferdeki transmisyonu, τ , mesafenin (d) fonksiyonu olarak Beer-Lambert kanunu ile aşağıdaki gibi verilmektedir (Willebrand ve Ghuman, 2002).

$$\tau(\lambda, d) = \frac{P_R}{P_T} = \exp(-\gamma(\lambda)d) \quad (2.1)$$

Burada $\gamma(\lambda)$ toplam zayıflama katsayısını, P_R alınan güç, P_T verici gücünü ve λ optik radyasyonun dalgaboyunu göstermektedir.

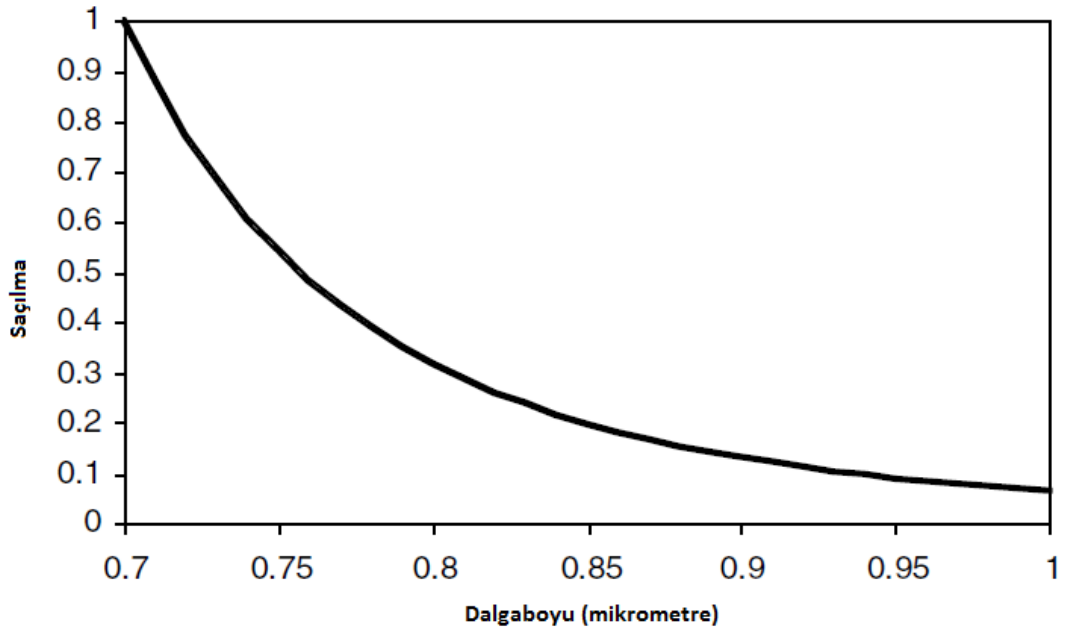
Atmosferi oluşturan gazların moleküler bileşenleri ve atmosferde geçici olarak bulunan partiküller, optik radyasyonun emilimine ve/veya saçılmasına neden olduğu için, zayıflama katsayısı atmosferdeki moleküler bileşenler ve geçici partiküllerin emilim ve saçılma katsayılarının toplamından oluşmaktadır.

$$\gamma(\lambda) = \alpha_m(\lambda) + \alpha_a(\lambda) + \beta_m(\lambda) + \beta_a(\lambda) \quad (2.2)$$

Burada ilk iki terim moleküler bileşenlerin ve geçici partiküllerin emilim katsayısını ve son iki terim moleküler bileşenlerin ve geçici partiküllerin saçılma katsayısını göstermektedir.

Saçılma

Saçılma kablosuz optik haberleşme sistemlerinin performansını büyük ölçüde etkilemektedir. Saçılma ışığın emiliminden dolayı enerji kaybına neden olan bir olay değildir. Bilakis saçılma, alıcıda alınan ışığın şiddetinde önemli ölçüde azalmaya sebep olan optik radyasyonun atmosferde ilerlerken yön değiştirmesidir (Willebrand ve Ghuman, 2002). Işığın hedefine gittiği yolda karşılaştığı partiküllerin karakteristik boyutuna (r) göre birkaç farklı saçılma rejimi mevcuttur. Bu tanımlardan bir tanesi $x_0 = 2\pi r / \lambda$ olarak verilmektedir. Burada λ dalgaboyu ve r partikülün yarıçapını göstermektedir. $x_0 \ll 1$ için saçılma Rayleigh rejimindedir (Bates, 1984), $x_0 \approx 1$ için saçılma Mie rejimindedir ve $x_0 \gg 1$ için saçılma geometrik optikler kullanılarak tanımlanmaktadır (Willebrand ve Ghuman, 2002). Rayleigh saçılmasının ışığın dalgaboyuna bağımlılığı şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6: Rayleigh saçılmasının ışığın dalgaboyuna olan bağımlılığı.

Kablosuz optik haberleşmede kullanılan optik ışığın dalgaboylarının boyutu atmosferdeki sis partiküllerin boyutu ile yaklaşık aynı olduğundan, sis optik ışığın saçılmasında en önemli etkidir. Sis ve sis gibi boyutları optik ışığın dalgaboyuna yakın partiküllerin neden olduğu saçılma Mie rejimi ile tanımlanmaktadır (Willebrand ve

Ghuman, 2002). Mie saçılması, görüş mesafesi cinsinden deneysel olarak elde edilen bir formül ile ifade edilmektedir (Bouchet, ve diğ., 2006).

$$\beta_a(\lambda) = \frac{3.91}{V} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-q} \quad (2.3)$$

Burada V kilometre olarak görüş mesafesini ve λ nanometre olarak dalgaboyunu göstermektedir. q görüş mesafesine bağlı bir katsayı olup Kim modeli ve Kruse modeli olarak iki farklı model ile tanımlanmaktadır.

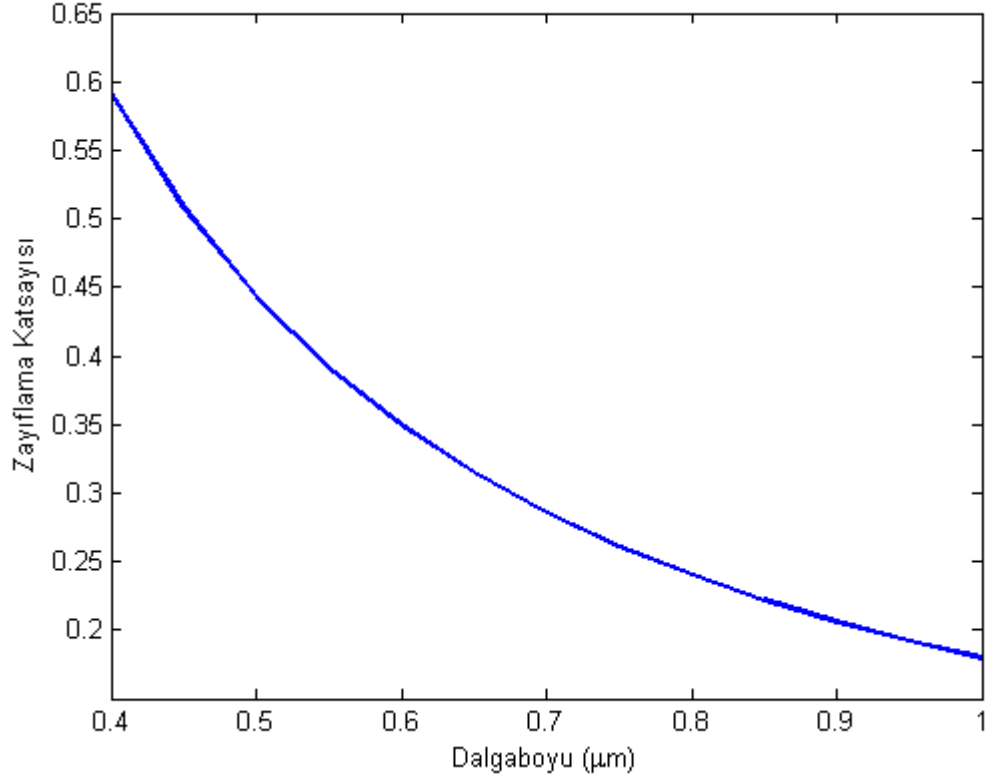
Kim Modeli

$$q = \begin{cases} 1.6 & V > 50km \\ 1.3 & 6km < V < 50km \\ 0.16V + 0.34 & 1km < V < 6km \\ V - 0.5 & 0.5km < V < 1km \\ 0 & V < 0.5km \end{cases} \quad (2.4)$$

Kruse Modeli

$$q = \begin{cases} 1.6 & V > 50km \\ 1.3 & 6km > V > 50km \\ 0.585V^{1/3} & V < 6km \end{cases} \quad (2.5)$$

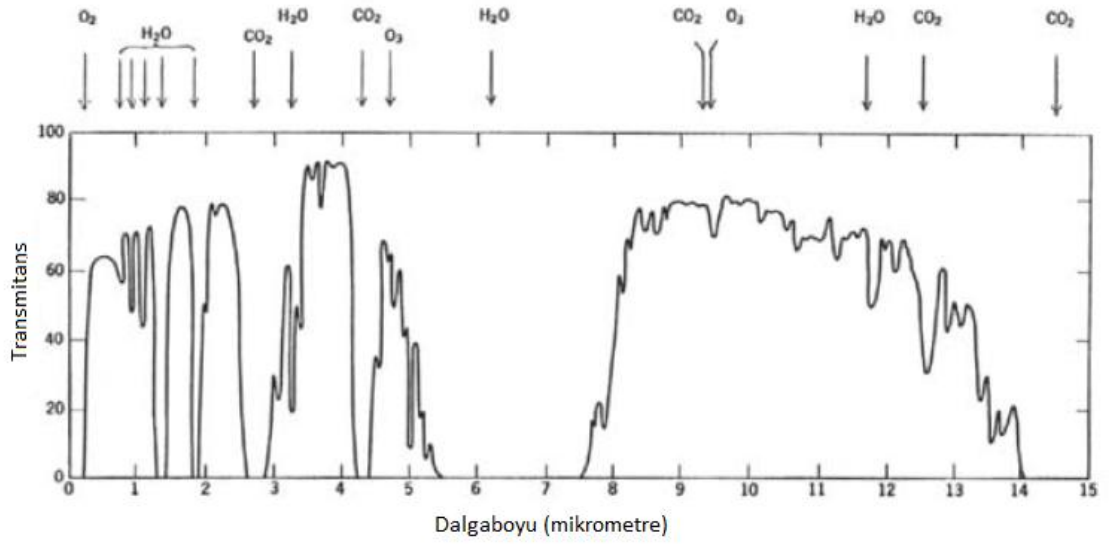
Mie saçılmasının ışının dalgaboyuna olan bağımlılığı şekil 2.7'de verilmiştir.



Şekil 2.7: Mie saçılmasının ışının dalgaboyuna olan bağımlılığı.

Emilme

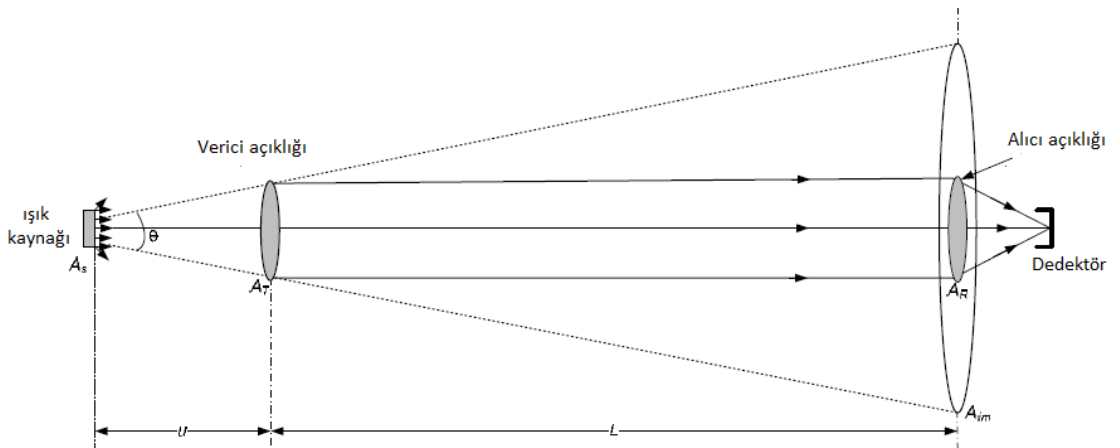
Emilme atmosferde bulunan moleküller ile atmosferde yol alan fotonların etkileşimi ile meydana gelir. Bazı fotonlar moleküller tarafından yutulur ve enerjileri ısıya dönüşür (Pratt, 1969). Emilim katsayısı gaz moleküllerinin türü ve yoğunluğuna bağlıdır (Gagliardi ve Karp, 1995). Emilim ışının dalgaboyuna da bağlıdır. Dolayısıyla emilimi minimum edecek dalgaboyu seçilmesi faydalıdır. Şekil 2.8’de atmosferik transmisyonun, emilime neden olan maddelerin varlığında, dalgaboyuna göre değişimi verilmiştir. Şekil 2.8, transmisyon penceresi olarak adlandırılmaktadır. Kablosuz optik haberleşmede kullanılan dalgaboyları transmisyon penceresiyle uyumlu olduğundan, emilimden dolayı zayıflama minimumdur. Dolayısıyla zayıflama katsayısında, saçılma katsayısının etkisi diğerlerine göre çok büyüktür Bu nedenle $\gamma(\lambda) \cong \beta_a(\lambda)$ şeklinde yazılabilir (Willebrand ve Ghuman, 2002).



Şekil 2.8: Transmisyon penceresi.

2.3.1.2. Optik Işının Genişlemesi

Optik ışının ince demete sahip olması daha güvenli bir iletişim sağladığından kablosuz optik haberleşmenin avantajlarından biridir. Fakat ışının kırınımından dolayı optik radyasyon gitgide genişler. Bu durumda alıcı, boyutu küçük olduğundan, vericiden gelen radyasyonun ancak bir kısmını alabilir. Böylece optik ışın genişleme kaybı (beam divergence loss) meydana gelmektedir. Buna geometrik kayıp da denilir. Işının genişlemesi şekil 2.9'da gösterilmiştir.



Şekil 2.9: Işının ıraksaması.

Işının genişlemesi sonucu meydana gelen geometrik kayıp dB cinsinden aşağıdaki gibi verilmektedir (Bouchet, 2006).

$$L_{Geom} = -10 \left[\log \left(\frac{A_T A_R}{d^2 \lambda^2} \right) + 2 \log \left(\frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (2.6)$$

Burada A_T verici açıklığının alanı ve A_R alıcı açıklığının alanını göstermektedir.

2.3.2. Atmosferik Türbülans

Güneşten dünya yüzeyine gelen radyasyonlar yüzeydeki hava kütesini ısıtır ve atmosferde farklı sıcaklıklara sahip hava kütlelerin oluşmasına sebep olur. Atmosferin sıcaklığındaki homojensizlik atmosfer kırılma indisinde değişimlere yol açar ve bunun sonucu atmosferde çapları 0.1 cm'den 10 metreye kadar değişen girdaplar ve hava hücreleri meydana gelir (Killinger, 2002). Bu hava kütleleri kırılma indisleri farklı olan prizmalar gibi davranırlar. Dolayısıyla atmosferde yol alan optik radyasyon, ışının boyutu ve ilerlediği yolun sıcaklığının homojensizlik derecesine göre ya tamamen ya da kısmen yayılım yönünden saparlar. Bu da bazı radyasyonların alıcı tarafından alınamamasına sebep olur. Sonuç olarak atmosferde ilerleyen bir optik radyasyonun parlaklığında ve fazında rasgele değişimler meydana gelir ve bu durum kablosuz optik haberleşme sistemlerinin performansını önemli ölçüde düşürmesine neden olur. Atmosferik türbülans aşağıdaki üç parametreye bağlıdır.

- 1) Atmosfer basıncı / yükseklik
- 2) Rüzgar hızı
- 3) Sıcaklığın homojensizliğinden dolayı kırılma indisindeki değişim miktarı

Atmosferik türbülansın bilinen etkileri aşağıdaki gibi verilmiştir (Pratt, 1969).

- a) **Işın sapması** – Işının ilerlediği yolda kırılma indisindeki değişimden dolayı yayılım yönünün açısal değişimine sebep olur. Bunun sonucu olarak ışının, alıcının sezim alanının dışına yönelmesine sebep olur.
- b) **Görüntü dalgalanması** – Işının varış açısındaki değişimlerden dolayı odağın görüntü alanında hareketler meydana gelir.
- c) **Radyasyonun yayılması** – Saçılmadan dolayı ışın genişler ve bu da alıcıda güç kaybına neden olur.

- d) **Radyasyonun parıldaması** – Optik radyasyonun alıcı alanındaki uzaysal güç yoğunluğundaki değişimler, optik radyasyondaki küçük ölçekli girişimler sonucunda meydana gelir.
- e) **Uzaysal uyumun azalması** – Optik radyasyonun fazı da türbülansın etkilenmektedir. Bu özellikle eşevreli sezim yapan alıcılarda sorun yaratmaktadır.
- f) **Polarizasyon dalgalanması** – Bu durum türbülanslı bir ortamdan geçen optik alanın polarizasyonunda meydana gelen değişimlerden ortaya çıkmaktadır. Ancak atmosferik türbülansın yatay olarak ilerleyen optik radyasyonun polarizasyon dalgalanması ihmal edilebilir derecededir (Karp, ve diğ., 1988).

2.3.2.1. Atmosferik Türbülans Modeli

Lazer ışınının türbülanslı ortamdan etkilenmesi sonucunda bilgi taşıyan optik radyasyonun faz ve genliğinde rasgele değişimler meydana gelmektedir ki bu da kablosuz optik haberleşmenin performansını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu tez kapsamında da ve aynı zamanda pratikte de, kablosuz optik haberleşme sistemlerinde en çok yoğunluk modülasyonu ve direkt sezim tekniği kullanıldığı için burada sadece alınan optik radyasyonun gücünde türbülansın dolaylı meydana gelen rasgele dalgalanmaların modellenmesi incelenecektir.

Atmosferik türbülans, atmosferin kırılma indisindeki değişimin ve homojensizliğin miktarına göre farklı rejimlere ayrılmaktadır. Bu rejimler optik radyasyonun atmosferde yol aldığı mesafenin bir fonksiyonu olup zayıf, orta, güçlü ve doymada olan rejimler olarak sınıflandırılmaktadır. Burada optik radyasyonun gücündeki rasgele dalgalanmaları modelleyen olasılık yoğunluk fonksiyonunun (pdf) istatistikleri üzerinde durulacaktır. Maalesef atmosferik türbülansın matematiksel modellenmesindeki karmaşıklığından dolayı bütün türbülans rejimlerini kapsayan evrensel bir model henüz mevcut değildir. Literatürde zayıf, zayıf – güçlü ve doyma rejimleri için geçerli olan üç model mevcuttur (Osche, 2002) ve (Goodman, 1985). Bunlar sırasıyla log-normal, gamma-gamma ve negatif üssel modelleridir. Bu tez kapsamında zayıf türbülans rejimi düşünüldüğü için burada sadece log-normal modeli üzerinde durulacaktır. Gamma-gamma ve negatif eksponansiyel modelleri için (Popoola, 2009)'ya bakılabilir.

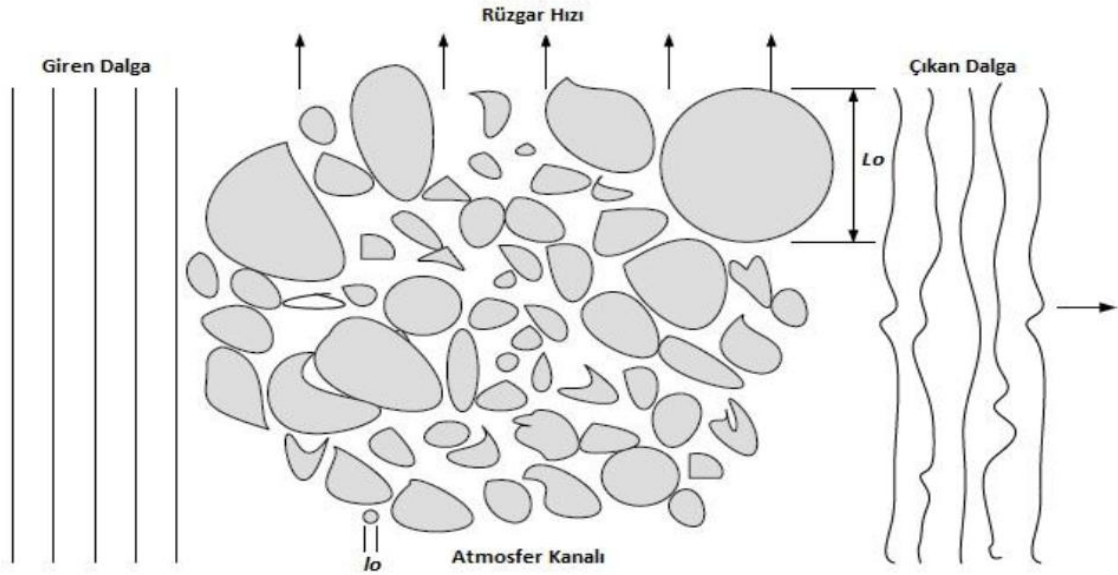
2.3.2.2. Atmosferik Türbülanslı Kanal ve Log-normal Türbülans Modeli

Atmosferik türbülans, atmosferde hareket eden bir dalğanın ilerlediği yolun kırılma indisindeki rasgele dalgalanmalardan meydana gelmektedir. Kırılma indisindeki dalgalanmalar atmosfer sıcaklığının değişiminin bir ürünüdür (Popoola, 2009). Atmosferin sıcaklığındaki rasgele değişimler, atmosfer basıncı, yükseklik ve rüzgar hızının bir fonksiyonudur (Osche, 2002). Atmosferin sıcaklığı ile kırılma indisindeki ilişki aşağıdaki gibi verilmektedir (Osche, 2002).

$$n = 1 + 77.6 \times (1 + 7.52 \times 10^{-3} \lambda^{-2}) \frac{P}{T_e} \times 10^{-6} \quad (2.7)$$

Burada P milibar cinsinden atmosfer basıncını ve T_e kelvin cinsinden sıcaklığı göstermektedir.

Atmosferik türbülans, paketlenmiş girdaplar içeren ve değişen boyut ve kırılma indisine sahip prizmalar şeklinde tanımlanabilir. En küçük girdap paketinin boyutu birkaç milimetre olup türbülansın iç ölçeği olarak adlandırılır ve l_0 ile gösterilmektedir. Türbülansın dış ölçeği L_0 ile gösterilip bir kaç metre boyutundadır. Bu girdap paketlerinden oluşan türbülanslı atmosfer hücreleri şekil 2.10'da gösterilmiştir (Popoola, 2009).



Şekil 2.10: Türbülanslı atmosfer hücreleri.

Türbülans atmosfer kanalının modellenmesinde Taylor'un "frozen-in" modeli büyük ölçüde kabul görmüştür. Bu modele göre, türbülanslı atmosferin istatistiksel özellikleri hava kütlelerinin hareketinden dolayı zamansal olarak değişmektedir. Aynı zamanda türbülanslı girdaplar sabittirler ve sadece rüzgarın atmosferde hareket eden dalganın yönüne dik olarak hareketinden dolayı değişmektedirler (Popoola, 2009). Atmosferik türbülansın uyum zamanı milisaniye mertebelerindedir (Andrews ve Phillips, 2005). Bu değer tipik veri sembol sürelerine göre çok büyüktür. Dolayısıyla karasal kablosuz optik haberleşme kanalı yavaş sönümlenmeli bir kanaldır. Burada sadece yoğunluk modülasyonu ve direk sezim tekniğini kullanan lazer haberleşme sistemlerinden bahsedildiği için, türbülansın sadece atmosferde hareket eden lazer radyasyonunun parlaklığı üzerindeki etkisi incelenecektir.

Türbülanslı bir ortamda optik ışının parlaklığındaki rasgele dalgalanmaların şiddeti, log-yoğunluğun (l) varyansı (σ_l^2) ve türbülanslı bir kanalda hareket eden bir alanın çapraz uyum uzunluğu (ρ_0) ile verilmektedir. Log-yoğunluğun varyansı Raytov varyansı olarak da adlandırılmaktadır. $l_0 \leq \sqrt{\lambda L} \leq L_0$ aralığında bu parametreler aşağıdaki gibi ifade edilmektedir (Andrews, ve diğ., 2001) ve (Osche, 2002).

$$\begin{aligned}\sigma_l^2 &= 1.23 C_n^2 k^{7/6} d^{11/6} \\ \rho_0 &= \sqrt{\lambda d}\end{aligned}\tag{2.8}$$

Burada C_n^2 ($m^{-2/3}$) atmosferin kırılma yapı parametre indisini, $k = 2\pi / \lambda$ optik dalga sayısını ve d optik radyasyonun yol aldığı mesafeyi göstermektedir. C_n^2 için genelde kullanılan model Hafnagel-Valley (H-V) modelidir ve aşağıdaki denklem ile verilmektedir (Andrews, ve diğ., 2001).

$$\begin{aligned}C_n^2(h') &= 0.00594 \times \left(\frac{v}{27}\right)^2 \times (10^{-5} \times h')^{10} \times \exp\left(-\frac{h'}{1000}\right) \\ &+ 2.7 \times 10^{-16} \times \exp\left(-\frac{h'}{1500}\right) + A \exp\left(-\frac{h'}{100}\right)\end{aligned}\tag{2.9}$$

Burada v (m/saniye), rüzgarın hızını, h' (metre), yüksekliği ve A ($m^{-2/3}$), yeryüzünde $C_n^2(0)$ 'ın nominal değerini göstermektedir.

H-V modeli ile tanımlanan C_n^2 'in logaritması yüksekliğe göre iki farklı A değeri ve üç farklı rüzgar hızı için şekil 2.11'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi A parametresi 1 kilometre yüksekliğe kadar etkilidir ve rüzgar hızı daha çok 10 kilometre civarındaki yükseklikte etkisini göstermektedir (Andrews, ve diğ., 2001).

Genellikle yapı parametresi atmosferde yatay olarak sabit düşünülür ve değeri zayıf türbülanslı güçlü türbülansa $10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ ile $10^{-12} \text{ m}^{-2/3}$ arasında değişmektedir (Andrews, ve diğ., 2001).

Zayıf türbülanslı karakterize eden tek saçılmanın var olduğu durumda, atmosferde hareket eden lazer ışığın log yoğunluğu (I) normal dağılımdadır.

$$I \sim N(\mu_I, \sigma_I) \quad (2.10)$$

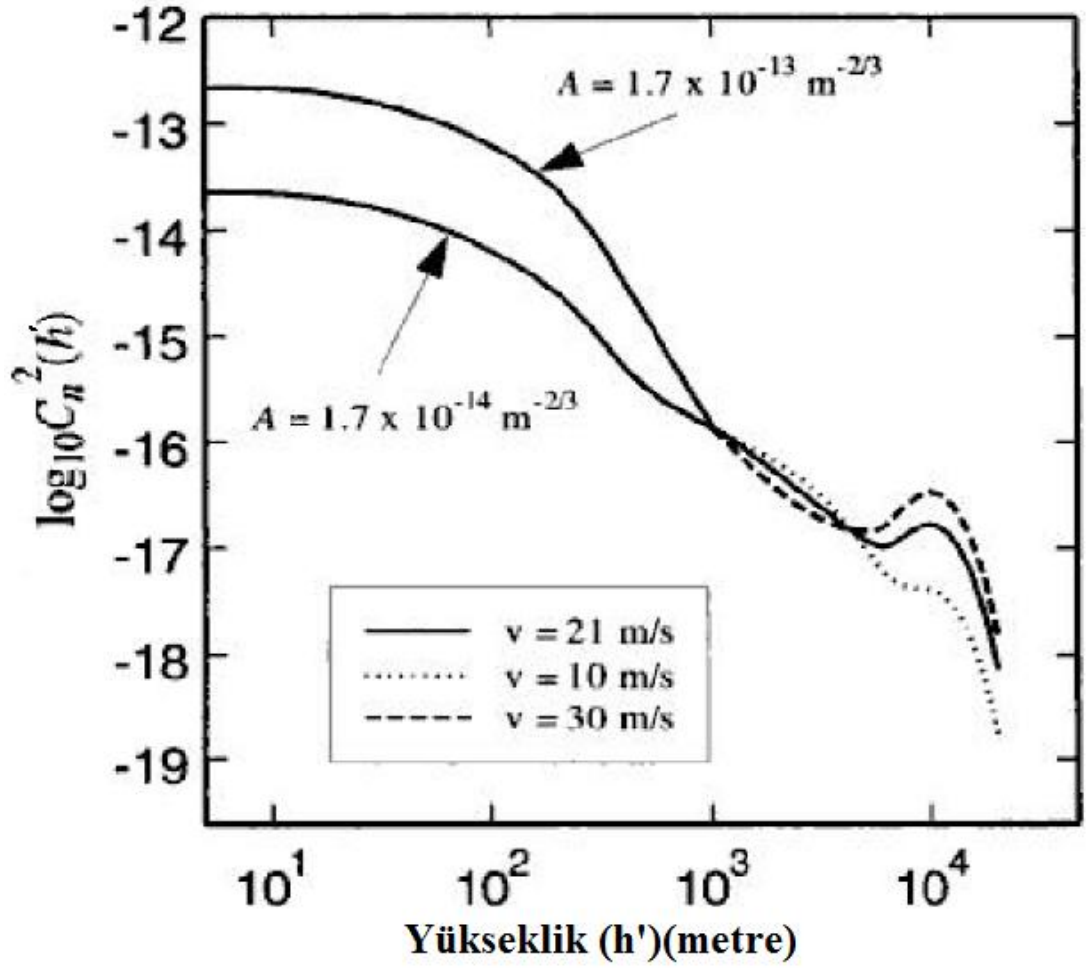
Burada μ_I log yoğunluğun ortalaması ve σ_I^2 log yoğunluğun varyansını göstermektedir. O halde lazer ışının yoğunluğunun, $I = I_0 \exp(I)$, olasılık yoğunluk fonksiyonu (pdf) aşağıdaki gibi verilebilir.

$$p(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_I^2}} \frac{1}{I} \exp\left\{-\frac{[\ln(I/I_0) - \mu_I]^2}{2\sigma_I^2}\right\} \quad (2.11)$$

Burada I_0 türbülanssız olarak alınan optik radyasyon yoğunluğunun ortalamasıdır.

Türbülanslı dolay saçılmada enerji kaybı yaşanmadığı için (2.11) ile verilen ifadedeki I 'nin enerjisi normalize edilmelidir. I 'nin normalize olması için $\mu_I = -\sigma_I^2/2$ olması gerekmektedir (Popoola, 2009). Denklem (2.11) ile verilen ifade log-normal dağılımın olasılık yoğunluk fonksiyonudur ve farklı varyans değerleri için şekil 2.12'de verilmiştir (Popoola, 2009).

Parlaklık dalgalanmalarının olasılık yoğunluk fonksiyonunu bulduktan sonra şiddetini karakterize eden varyansını da bulabiliriz. Parlaklık dalgalanmalarının varyansı aşağıdaki gibi verilmektedir (Popoola, 2009).

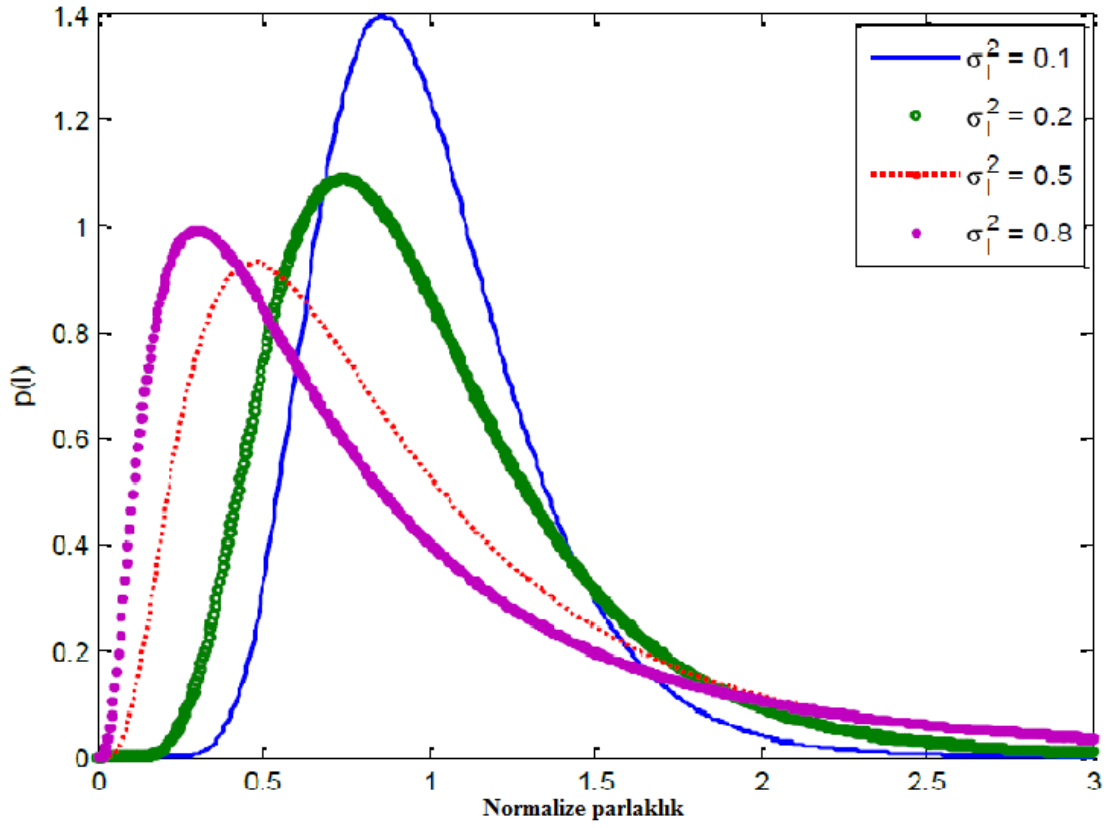


Şekil 2.11: C_n^2 'in A 'ya, yüksekliğe ve rüzgar hızına göre değişimi.

$$\begin{aligned}\sigma_l^2 &= E[I^2] - E[I]^2 = I_0^2 \left\{ E[\exp(2l)] - E[\exp(l)]^2 \right\} \\ &= I_0^2 \left[\exp(\sigma_l^2) - 1 \right]\end{aligned}\quad (2.12)$$

Optik yoğunluğun normalize varyansı parıldama indisi “*Scintillation Index (S.I.)*” olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$S.I. = \sigma_N^2 = \frac{\sigma_l^2}{I_0^2} = \exp(\sigma_l^2) - 1 \quad (2.13)$$



Şekil 2.12: Farklı σ_l^2 değerleri için log-normal olasılık yoğunluk fonksiyonunun normalize parlaklığa göre değişimi.

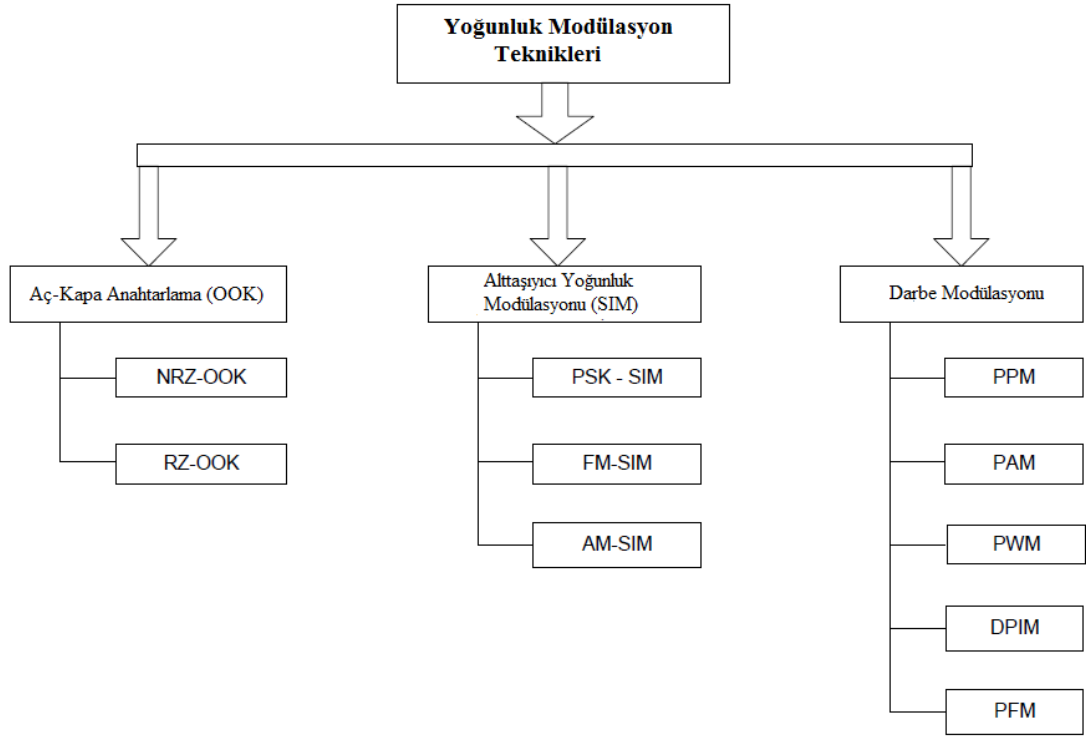
Tezde şimdiye kadar üzerinde durulan türbülans modeli log-normal dağılımlı türbülans için önerilen modeldir. Bu model, $\sigma_N^2 < 1.2$ olan zayıf türbülanslar için geçerlidir. $\sigma_N^2 > 1.2$ için log-normal türbülans doymaya girer ve artık bu model geçerliliğini kaybeder. Türbülansın dolayı optik radyasyonun parlaklığındaki rasgele dalgalanmalar C_n^2 'in artışından, bağlantı mesfesinin uzamasından ve dalgaboyunun kısalmasından dolayı doymaya girebilir. Bu durumda, burada üzerinde durulmayan, daha geniş aralıkta geçerli olan fakat matematiksel karmaşıklığı log-normal modeline göre daha fazla olan gamma-gamma türbülans modeli kullanılmaktadır. Dahası, doyma rejimleri ve ötesinde, parlaklığın rasgele dalgalanmalarının negatif üssel dağılımda olduğu düşünülmektedir (Karp, ve diğ., 1988).

2.4. MODÜLASYON TEKNİKLERİ

Bu bölümde kablosuz optik haberleşme sistemlerinde kullanılan modülasyon tekniklerine kısaca değinilecek ve toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanaldaki performansları incelenecektir. Kablosuz optik haberleşme için uygun olan modülasyon teknikleri şekil 2.13’de gösterilmiştir (Popoola, 2009). Bu bölümde özel olarak, tez kapsamında da kullanılan ve pratikte en çok kullanılan aç-kapa anahtarlama modülasyonu “*On-Off Keying (OOK) modulation*” ve darbe konum modülasyonu “*Pulse Position Modulation (PPM)*” üzerinde durulacaktır.

Herhangi bir haberleşme sistemini tasarlarken en önemli kararlardan biri uygun modülasyon tekniğini seçmektir. Kablosuz optik haberleşme açısından bir modülasyon tekniği aşağıda sıralanan kriterlere bakarak seçilmelidir.

- a) **Güç verimliliği** – Kablosuz optik haberleşme sistemlerinde göz ve deri güvenliği için optik vericinin çıkış gücü sınırlandırılmış (Willebrand ve Ghuman, 2002) olmasına rağmen, gücü batarya tarafından sağlanan kablosuz optik araçlarda güç tüketiminin minimize edilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla kablosuz optik haberleşme sistemlerinde modülasyon türünün seçilmesinde güç verimliliği çok önemli bir parametredir.
- b) **Bantgenişliği verimliliği** – Optik taşıyıcının sınırsız bantgenişliğine sahip olduğu söylene de, sistemdeki fotodetektör, çok yollu kanal gibi diğer bileşenler bantgenişliğini sınırlandırmaktadır. Dolayısıyla modülasyonun türü seçilirken, bantgenişliği verimliliği de gözönüne bulundurulması gereken bir parametredir.
- c) **Diğer parametreler** – Gerçekleştirilme basitliği bir modülasyon türünün seçilmesinde dikkat edilmesi gereken başka bir parametredir. Güç ve bantgenişliği verimliliği açısından ne olursa olsun, çok karmaşık bir modülasyon tekniğinin maliyeti onu pratik haberleşme sistemlerinde kullanılmasını imkansız hale getirir. Ayrıca daha iyi hata performansı gösterme ve sembollerarası karışım karşısında daha duyarlı olma özellikleri de bir modülasyon türünün seçilmesinde önem arz eden parametrelerdir.



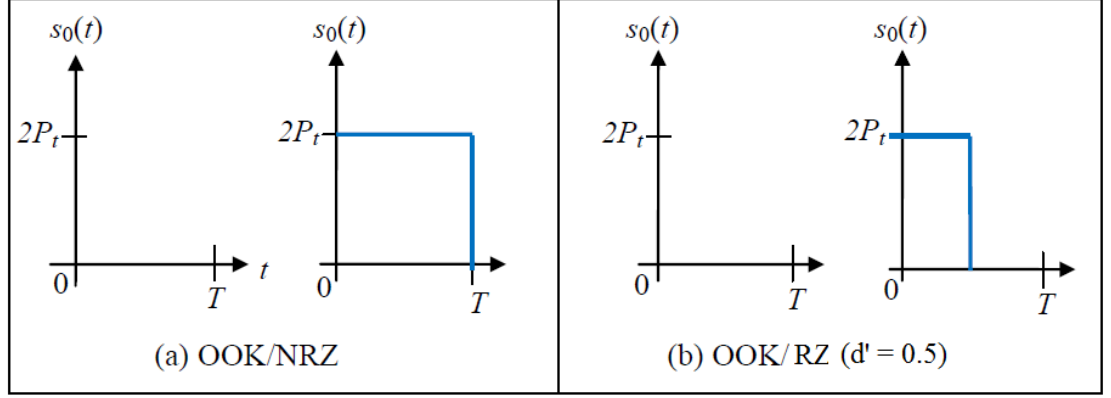
Şekil 2.13: Kablosuz optik haberleşmede kullanılan modülasyon teknikleri.

Burada üzerinde durulan modülasyon tekniklerinin hepsinde optik taşıyıcının yoğunluğu bilgi bitleri tarafından modüle edilmekte ve alıcıda da direk foto sezim işlemi ile tekrar bilgi bitleri elde edilmektedir. Buna yoğunluk modülasyonu direk sezim tekniği “*Intensity Modulation / Direct Detection (IM/DD)*” denilmektedir.

2.4.1. Aç-Kapa Anahtarlama “On-Off Keying (OOK)” Modülasyonu

Kablosuz optik haberleşme sistemlerinde IM/DD tekniği için en çok kullanılan modülasyon türü OOK modülasyonudur. OOK kablosuz optik haberleşmede gerçekleştirilmesi en basit olan modülasyon tekniğidir. Bilgi bitleri iletilmeden önce, bir dizi darbe sinyalleri elde etmek için Manchester, sıfıra dönen “*Return to Zero (RZ)*” veya sıfıra dönmeyen “*Non Return to Zero (NRZ)*” gibi belli bir koda çevrilir. OOK modülasyonunda 1 bilgi biti için süresi sabit olan bir darbe sinyali gönderilir ve 0 bilgi biti için sabit bir süre zarfında verici sessiz kalır ve hiçbir sinyal göndermez (Singh, ve diğ., 2002). Darbe sinyalleri herhangi bir görev süresine “*duty cycle (d')*” sahip olabilir. Görev süresi birden küçük ($d' < 1$) darbe sinyalleri kullanıldığında, gerekli bantgenişliği $1/d'$ ile artarken gerekli ortalama güç azalmaktadır. OOK/NRZ ve görev

süresi $d' = 0.5$ olan OOK/RZ modülasyonlarının dalga biçimi şekil 2.14'te gösterilmiştir.



Şekil 2.14: OOK/NRZ ve OOK/RZ modülasyonların dalga biçimleri.

Ticari kablosuz optik haberleşme sistemlerinde en çok NRZ-OOK kullanılmaktadır (Popoola, 2009). Bu nedenle tezde de, NRZ-OOK modülasyonunun beyaz Gauss gürültülü kanaldaki performansı incelenecektir.

OOK modülasyonu ikili modülasyon türü olup iki sembol içermektedir. Her bir sembol aralığında bu sembollerden biri eşit olasılıkla seçilip gönderilmektedir. İletilen semboller, sembol süresi boyunca sıfır veya $2P_t$ sabit yoğunluğa sahiptirler. OOK sinyali için taban fonksiyonu aşağıdaki gibi verilmektedir (Hranilovic, 2005).

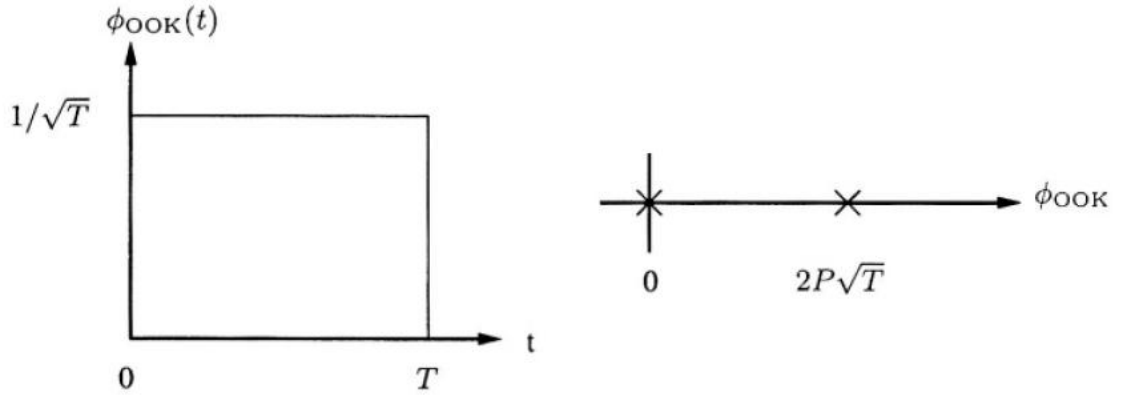
$$\varphi_{ook}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (2.14)$$

Burada T sembol süresini göstermektedir ve

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq t < 1 \\ 0 & , \text{diğer} \end{cases} \quad (2.15)$$

ile ifade edilmektedir.

Tek boyutlu uzayda iki nokta içeren OOK'nin yıldız diyagramı ve taban fonksiyonu şekil 2.15'te gösterilmiştir (Hranilovic, 2005).



Şekil 2.15: OOK modülasyonun taban fonksiyonu ve yıldız diyagramı.

Yıldız diyagramı kullanılarak OOK modülasyonu için toplamsal beyaz Gauss gürültüsü durumunda bit hata olasılığı aşağıdaki gibi verilmektedir (Xiong, 2006).

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.16)$$

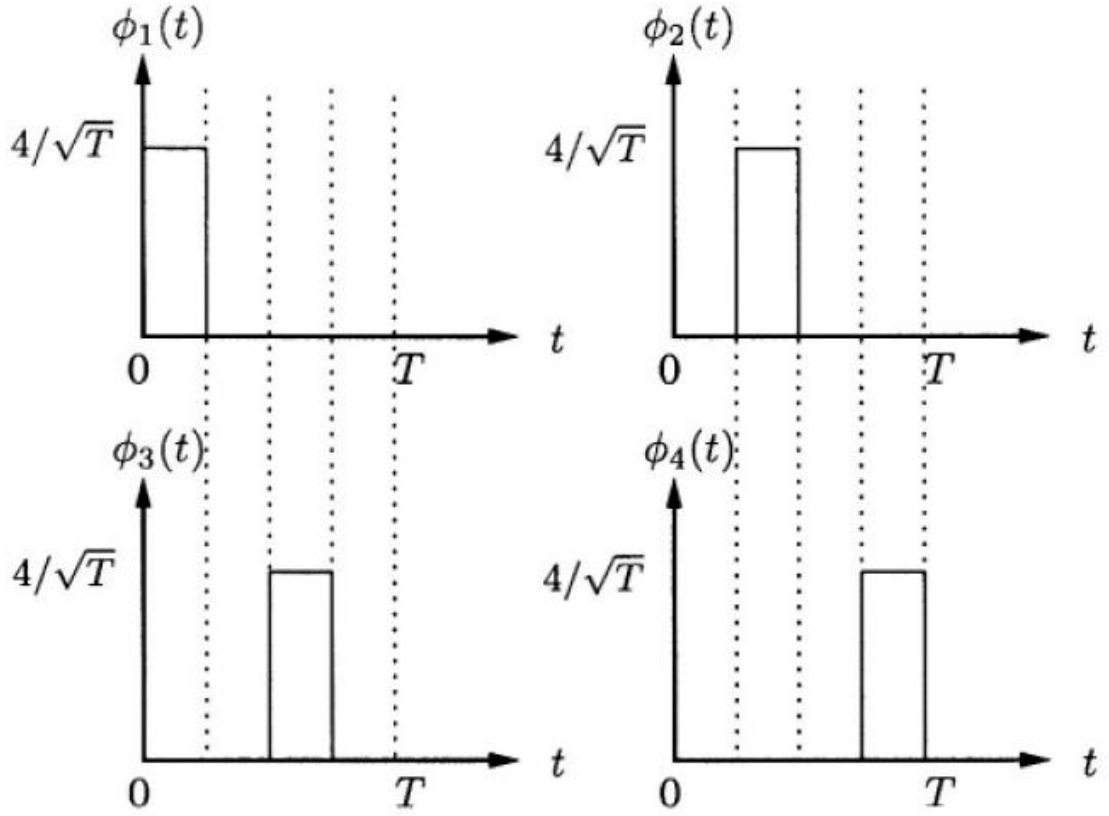
Burada E_b ortalama bit enerjisini ve N_0 sıfır ortalamalı toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün güç yoğunluğunu göstermektedir.

2.4.2. Darbe Konum Modülasyonu “Pulse Position Modulation (PPM)”

Darbe konum modülasyonu (PPM) bir çeşit ortogonal sinyalleşme tekniğidir. PPM’de bilgi bitleri optik darbenin konumu ile kodlanır (Hranilovic, 2005). M-PPM’de sembol süresi M parçaya ayrılır ve sembolün değerine göre bu parçaların sadece birisinde bir darbe sinyali iletilir. M-PPM için taban fonksiyonu $m \in M$ için aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Hranilovic, 2005).

$$\varphi_m(t) = \sqrt{\frac{M}{T}} \text{rect}\left(\frac{t - (T/M)(m-1)}{T/M}\right) \quad (2.17)$$

4-PPM için örnek taban fonksiyonları şekil 2.16’da gösterilmiştir.



Şekil 2.16: 4-PPM için taban fonksiyonları.

Darbe konum modülasyonunun yıldız diyagramında her nokta diğer noktalara diktir ve sinyal uzayının boyutu $M = N$ dir. Bu nedenle her nokta diğer bütün noktalara eşit mesafededir. Bu geometriyi kullanarak M-PPM için yaklaşık bit hata olasılığı aşağıdaki gibi verilmektedir (Xiong, 2006).

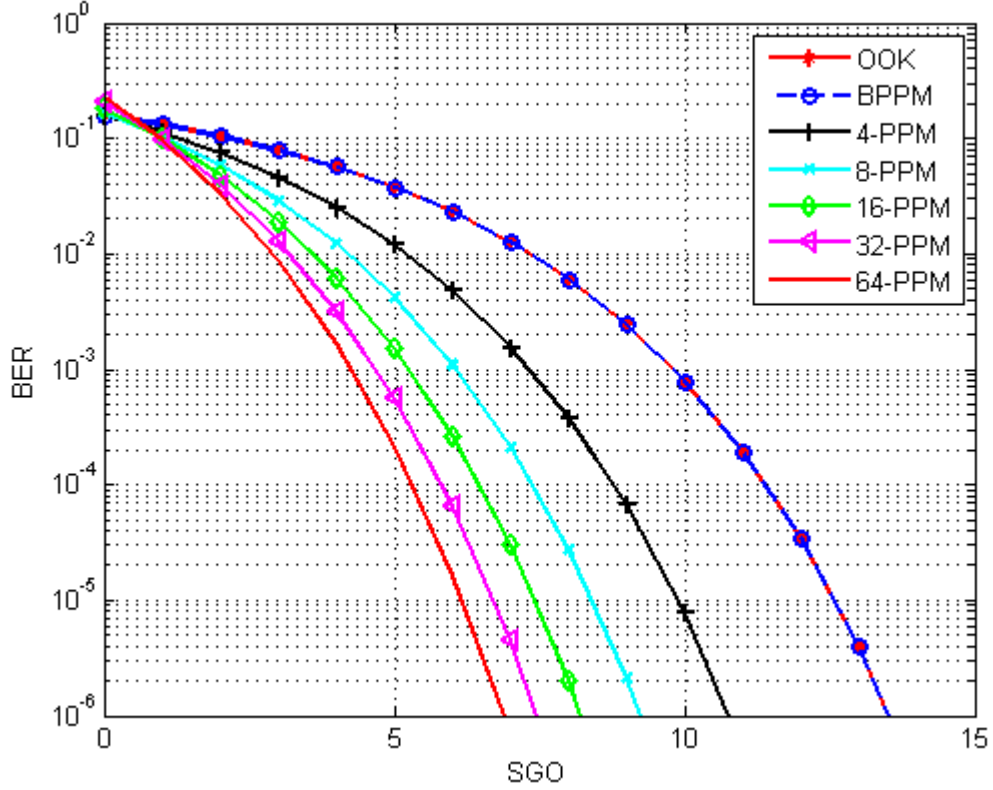
$$P_b \cong \frac{M}{2} Q \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0} \log_2 M} \right) \quad (2.18)$$

First-null bantgenişliği tanımına göre M-PPM için bantgenişliği verimliliği aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır (Hranilovic, 2005).

$$BW_{eff} = \frac{R'}{B} = \frac{1}{M} \log_2 M \quad \frac{bit/s}{Hz} \quad (2.19)$$

Burada R' , veri hızını ve B sinyalin bantgenişliğini göstermektedir.

M-PPM ve OOK modülasyonları için toplamsal beyaz Gauss gürültüsü durumunda sinyal gürültü oranına (SGO) karşı bit hata olasılığı eğrileri şekil 2.17’de gösterilmiştir.

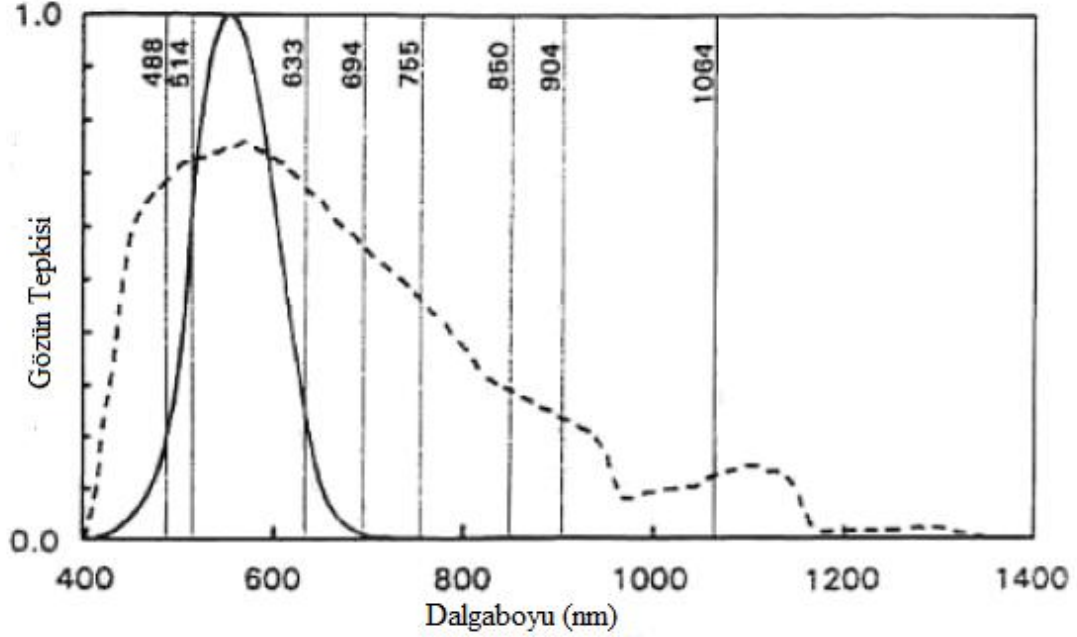


Şekil 2.17: OOK ve M-PPM için AWGN kanalında SGO'ya karşı bit hata oranı eğrileri.

2.5. GÖZ GÜVENLİĞİ VE STANDARTLARI

Tıbbi amaçlı kullanılan bazı yüksek güçlü lazerler insan derisine zarar verebilir. İnsan vücudunda lazerlere karşı en hassas organ gözdür. Güneş ışığı gibi lazer ışığı da paralel ışınlar şeklinde hareket etmektedirler. İnsanın gözü böyle ışınları, ışığa yanıt veren retinanın bir noktasına odaklar. Direk güneşe bakan gözde olduğu gibi, yeterli çıkış gücüne sahip bir lazer ışınına maruz kalan gözde de kalıcı hasar meydana gelebilir (Willebrand ve Ghuman, 2002). Bu nedenle göz güvenliğini sağlamak ve olası bir tehlikeyi önlemek için, standart belirleyen ve düzenleyen kurumlar, lazerlerin çıkış gücünü sınırlayan belli standartlar belirlemişlerdir. Bu standartlar lazerin dalgaboyu, uzun mesafeler için ortalama güç, bir darbe sinyalindeki tepe güç miktarı, ışın yoğunluğu ve lazere yakınlık gibi parametreler gözönüne alınarak belirlenmiştir.

Standartların belirlenmesinde lazerin dalgaboyu önemlidir çünkü sadece belli dalgaboyları yaklaşık 400 nm ile 1400 nm arasındadır (Popoola, 2009). Gözün güvenli bir şekilde tolere edebildiği güç miktarı dalgaboyuna göre değişmektedir. Şekil 2.18 gözün farklı dalgaboylarına tepkisini göstermektedir (Willebrand ve Ghuman, 2002).



Şekil 2.18: İnsanın gözünde dalgaboyuna karşı emilim miktarı.

Çoğu ülkeler lazer ürünleri için belirli standartlar belirlemişlerdir. Amerika Birleşik Devletleri'nde bu görev, yiyecek ve ilaç yönetimi ajansının (FDA) bir şubesi olan Radyolojik Sağlık ve Cihazlar Merkezi (CDRH) tarafından yerine getirilmektedir. Birçok ülke, Uluslararası Elektroteknik Komisyonunun (IEC) belirlediği standartlara uymaktadır (Willebrand ve Ghuman, 2002). Birçok kurum, lazer güvenliği ile uğraşır birbirinden çok farklı standartlar belirledikleri için, IEC ve FDA bütün dünyada geçerli olan ve bütün lazer sistemlerini kapsayan tek bir standart belirlemek üzere anlaşmışlar ve belirlenen bu standarda göre lazerleri yukarıda belirtilen parametrelere göre sınıf I den sınıf IV'e kadar olmak üzere dört sınıfa ayırmışlardır. Bu ana sınıfların bazıları sınıf IIIA ve sınıf IIIB gibi alfabetik harflerle gösterilen alt sınıflara bölünmüşlerdir. IEC 60825-1 düzeltme 2. Standardına göre uluslararası yeni bir sınıflandırma kablosuz optik haberleşme için en uygun olup lazerleri sınıf I ve sınıf IM olarak sınıflandırmaktadırlar.

IEC ve CDRH'e göre lazer güç sınıflandırılması Tablo 2.4 ve 2.5'te gösterilmiştir (Willebrand ve Ghuman, 2002).

Tablo 2.4: 850 nm dalgaboylu lazerler için IEC ve CDRH'e göre lazer güç sınıflandırılması.

Lazerin sınıfı	Güç (mW)	Açıklık Boyutu	Mesafe (mm)	Güç Yoğunluğu (mW/cm ²)
CDRH Sınıf I (eski)	0.076	7	200	0.20
IEC Sınıf I (eski)	0.44	50	100	0.02
IEC Sınıf IIIA (eski)	2.2	50	100	0.11
IEC/CDRH Sınıf I (yeni)	0.78	7	14	2.03
IEC/CDRH Sınıf IM (yeni)	500	7	14	1299.88
IEC/CDRH Sınıf IM (yeni)	500	50	2000	25.48
IEC/CDRH Sınıf IIIR (yeni)	3.9	7	14	10.14

Tablo 2.5: 1550 nm dalgaboylu lazerler için IEC ve CDRH'e göre lazer güç sınıflandırılması.

Lazerin sınıfı	Güç (mW)	Açıklık Boyutu	Mesafe (mm)	Güç Yoğunluğu (mW/cm ²)
CDRH Sınıf I (eski)	0.79	7	200	2.05
IEC Sınıf I (eski)	10	50	100	0.51
IEC Sınıf IIIA (eski)	50	50	100	2.55
IEC/CDRH Sınıf I (yeni)	10	7	14	26
IEC/CDRH Sınıf IM (yeni)	500	7	14	1299.88
IEC/CDRH Sınıf IM (yeni)	500	25	2000	101.91
IEC/CDRH Sınıf IIIR (yeni)	50	25	2000	10.19

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. GİRİŞ

Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama teknikleri zamanla değişen kanallarda bantgenişliğinin daha verimli kullanılmasını sağlamaktadır. Uyarlanabilir iletişim yöntemlerinde temel kaide kanalın alıcıda kestirilip bir geribesleme yolu ile vericiye gönderilmesi ve böylece iletişim parametrelerinin kanal karakteristiklerine göre adapte edilmesidir. İletişim parametreleri kanal durumuna göre adapte olmayan sistemler, kabul edilebilir bir performansa ulaşabilmek için kanalın en kötü durumuna göre tasarlanırlar. Dolayısıyla böyle sistemlerde kanal çok verimsiz bir şekilde kullanılmaktadır. İletişim parametrelerini kanal durumuna göre adapte etmek, ortalama bantgenişliği verimliliğini arttırabilmekte ve gerekli iletim gücünü veya ortalama bit hata olasılığını azaltabilmektedir (Goldsmith, 2005).

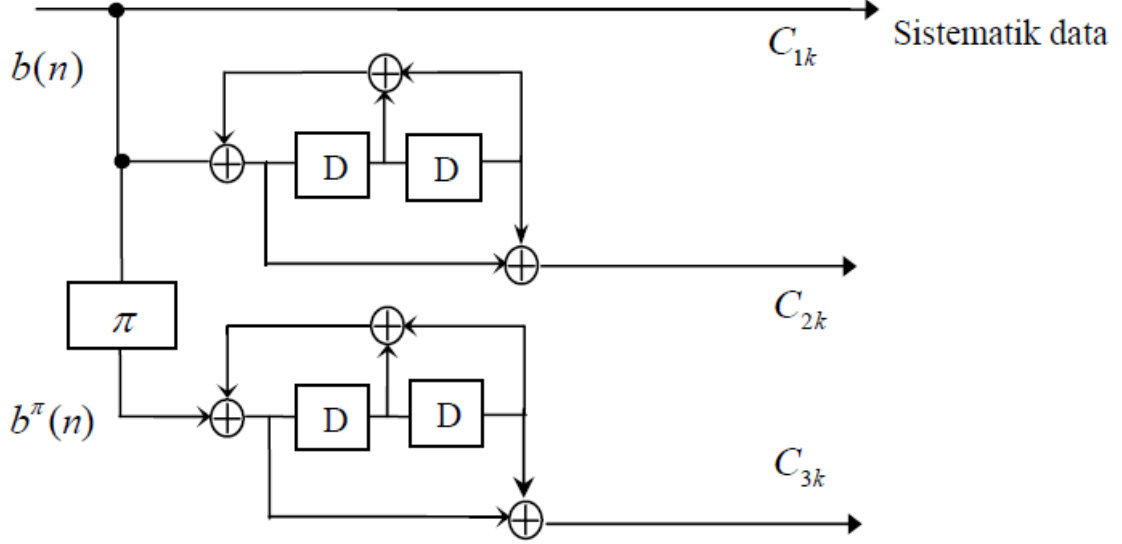
Uyarlanabilir iletişim yöntemlerini kullanan sistemlerde verici ve alıcı arasında bir geribesleme yolunun mevcut olması gerekmektedir. Kanal bilgisinin alıcıda kestirilip geribesleme yolu ile vericiye gönderilmesi belli bir süre içinde yapılmaktadır. Eğer kanal bu süreden daha hızlı değişirse, uyarlanabilir iletişim yöntemleri iyi sonuç vermemektedir. Fakat kablosuz optik haberleşme sistemlerinde olduğu gibi yavaş değişen kanallarda, kanal durum bilgisinin alıcıda kestirilip geribesleme yolu ile alıcıya gönderilmesi mümkündür. Dolayısıyla bu tür sistemlerde uyarlanabilir iletişim yöntemleri kullanılabilmekte ve sistemin verimliliği önemli ölçüde arttırılabilmektedir.

Bu bölümde önce, tez çalışmasında kullanılan turbo kodlama kısaca tanıtılmış ve daha sonra kablosuz optik haberleşme sistemleri için uyarlanabilir iletişim yöntemleri geliştirilmiştir.

3.2. TURBO KODLAMA

Güvenli bir iletişimin sağlanması için önerilen en güçlü hata düzeltme kodlarından biri olan Turbo Kodlama ilk olarak 1993 yılında Berrou ve diğ. tarafından tanımlanmıştır (Berrou, ve diğ., 1993). Turbo kodlayıcı yapısı aralarında serpiştirici (π) bulunan

paralel bağılı iki geribeslemeli sistematik katlamalı kodlayıcıdan (RSC) oluşan bir sistemdir. Şekil 3.1’de tipik bir turbo kodlayıcı yapısı gösterilmiştir.



Şekil 3.1: Turbo kodlayıcı yapısı.

Şekil 3.1’de verilen turbo kod sistematik bir koddur. Her bir mesaj biti için, biri mesaj bitinin kendisi diğer iki bit parite kontrol biti olmak üzere üç kod biti üretmektedir. Dolayısıyla bu kodun kod oranı $1/3$ ’tür. Kodlama sonunda RSC kodlayıcılarının belleklerini sıfır durumuna getirmek için mesaj bitlerine sonlandırma bitleri eklenmektedir. Her iki RSC kodlayıcılar bileşen kodlar olarak adlandırılmaktadır.

Yüksek oranlı turbo kodlar elde etmek için deliklenme delikleme (puncturing) yöntemi kullanılmaktadır. Delikleme yönteminde ana kodun bileşen kodlarının çıkışındaki bazı bitler alınıp bazı bitler belli bir kurala göre silinmektedir. Böylece bantgenişliği verimliliği açısından daha iyi olan yüksek oranlı turbo kodlar elde edilmektedir. Buna karşılık hata performansından ödünç verilmektedir. $1/3$ oranlı ana turbokoddan $k/k+1$ oranlı turbo kodlar elde etmek için optimum delikleme algoritması Acıkel ve Ryan (1999) tarafından önerilmiştir.

Turbo kodlar kablosuz haberleşme ve derin uzay haberleşmesi gibi bir çok konuda uygulama alanı bulmuştur. Turbo kodlar, Shannon sınırına çok yakın bir performans

gösterdiği için üçüncü nesil (3G) iletişim sistemlerinde de yerini almıştır (Woodrard ve Hanzo, 2000).

3.2.1. Turbo Kodların İteratif Kod Çözümü

Berrou ve diğ. (Berrou, ve diğ., 1993) ilk önce turbo kodun çözümü için en büyük sonsal olasılık “*maximum a posterior probability (MAP)*” kod çözme algoritmasını kullanmayı düşünmüşlerdir. Fakat izleyen bölümlerde de görülebileceği gibi ilgili bitlerin olası değerlerini gösteren ve öncül bilgi olarak adlandırılan logaritmik olabilirlik oranı (LLR) değerleri olmadan MAP kod çözücü turbo kodlar için iyi bir performans sağlayamamaktadır. Bu nedenle, turbo kodlamayı ortaya atan araştırmacılar farklı kod çözme tekniği olan iteratif kod çözme yöntemine yönelmişlerdir. İteratif kod çözme tekniğinde turbo kod alıcısı iki bileşen kod çözücü kullanmaktadır. Her bir kod çözme iterasyonunda her iki bileşen kod çözücü birbirleri için öncül LLR’ları hesaplar ve birbirleri ile paylaşırlar. Her kod çözücü diğer kod çözücünden gelen bu bilgiyi kullanarak mesaj bitleri hakkında daha doğru bilgi elde ederek diğer kod çözücüye gönderir. Belirli bir iterasyon sayısından sonra bileşen kod çözücülerin birisinden çıkış alınarak mesaj bitlerine karar verilir.

İteratif kod çözme yönteminde LLR değerleri her bir komponent kod çözücünde bir yumuşak girişli-yumuşak çıkışlı “*Soft Input-Soft Output (SISO)*” kod çözücü kullanılarak hesaplanmaktadır. Burada LLR hesaplamasından kısaca bahsedilecek ve ardından iteratif kodçözücünün çalışma prensibi incelenecektir. Kolaylık amacıyla şekil 3.1’de verilen turbo kod için LLR hesaplamasını incelenecektir. Burada bahsedilen temel ilkeler bütün turbo kodlara uygulanabilir.

3.2.1.1. MAP Kod Çözme ve LLR Hesaplama

$\vec{c} = c_0, c_1, \dots, c_{N-1}$ kod oranı 1/2 olan RSC kodlayıcı tarafından üretilen kod dizisi ve $\vec{r} = r_0, r_1, \dots, r_{N-1}$ de alıcıda alınan gütültülü dizi olsun. Burada $c_k = (c_{1k}, c_{2k})$, ilk biti (sistemik olduğundan) mesaj bitini $c_{1k} = b_k$, ve ikinci bit eşlik bitini göstermektedir. Buna karşılık gelen alınan bitler $r_k = (r_{1k}, r_{2k})$ dir. BPSK modülasyonun kullanıldığı farzedilirse kodlanmış bitler +1 veya -1 değerlerinden birini alabilmektedir. MAP kod çözme yöntemi aşağıdaki gibi ifade edilmektedir (Lin ve Costello, 2004).

$$c_{1k} = \begin{cases} +1 & , \quad P(c_{1k} = +1 | \vec{r}) \geq P(c_{1k} = -1 | \vec{r}) \\ -1 & , \quad P(c_{1k} = +1 | \vec{r}) < P(c_{1k} = -1 | \vec{r}) \end{cases} \quad (3.1)$$

c_{1k} ile ilgili LLR değeri

$$L(c_{1k}) \triangleq \ln \left[\frac{P(c_{1k} = +1 | \vec{r})}{P(c_{1k} = -1 | \vec{r})} \right] \quad (3.2)$$

ile tanımlanmaktadır.

Eşitlik (3.1)'deki MAP kodçözme kuralı alternatif olarak LLR değerleri cinsinden aşağıdaki gibi tanımlanabilir

$$c_{1k} = \text{sign} \left[L(c_{1k} | \vec{r}) \right] \quad (3.3)$$

LLR değerlerinin büyüklüğü $c_{1k} = +1$ ve $c_{1k} = -1$ 'in olabilirliğini göstermektedir. LLR değerlerinin hesaplamasında en çok Bahl Cocke Raviv Jelinek (BCJR) ve yumuşak çıkışlı viterbi “*Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA)*” algoritmaları kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında BCJR algoritması kullanıldığı için burada BCJR algoritması ile LLR hesaplama yöntemini incelenecektir.

3.2.1.2. BCJR Algoritması

Eşitlik (3.2)'ye Bayes' kuralı uygulanırsa

$$L(c_{1k}) = \ln \left[\frac{P(c_{1k} = +1, \vec{r})}{P(c_{1k} = -1, \vec{r})} \right] \quad (3.4)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifadedeki olasılıklar RSC kodlayıcının kafes diyagramı yardımıyla aşağıdaki gibi yazılabilir (Lin ve Costello, 2004).

$$\begin{aligned} P(c_{1k} = +1 | \vec{r}) &= \sum_{s^+} P(s_{k-1} = S', s_k = S, \vec{r}) \\ P(c_{1k} = -1 | \vec{r}) &= \sum_{s^-} P(s_{k-1} = S', s_k = S, \vec{r}) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Burada s_{k-1} ve s_k , k-1 ve k zamanlarında kodlayıcının durumunu göstermektedir. S^+ , toplamın mesaj biti +1 olduğunda bütün S' den S durumuna geçiş üzerinden hesaplandığını göstermektedir. S^- , toplamın mesaj biti -1 olduğunda bütün S' den S

durumuna geçiş üzerinden hesaplandığını göstermektedir. Buradan hareketle eşitlik (3.4) aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$L(c_{1k}) = \ln \left[\frac{\sum_{s^+} P(s_{k-1} = S', s_k = S, \vec{r})}{\sum_{s^-} P(s_{k-1} = S', s_k = S, \vec{r})} \right] \quad (3.6)$$

Eşitlik (3.6)'deki olasılık ifadesi aşağıdaki üç olasılık ifadesinin çarpımı şeklinde ifade edilebilir (Lin ve Costello, 2004).

$$P(s_{k-1} = S', s_k = S, \vec{r}) = \alpha_{k-1}(S') \gamma_k(S', S) \beta_k(S)$$

$$\alpha_{k-1}(S') = P[s_{k-1} = S', \vec{r}(0:k-1)] \quad (3.7)$$

$$\gamma_k(S', S) = P[s_k = S, r_k | s_{k-1} = S']$$

$$\beta_k(S) = P[\vec{r}(k+1:N-1) | s_k = S]$$

BCJR algoritması yukardaki üç olasılığın hesaplamasından başka birşey değildir. Turbo kodun 1/2 oranlı bileşen kodu için $\gamma_k(S', S)$ aşağıdaki eşitlikten hesaplanır.

$$\gamma_k(S', S) = Z_k \exp \left(\frac{L_c}{2} \sum_{i=1}^2 c_{ik} r_{ik} \right) \exp \left[\frac{L^{ext}(c_{1k}) r_{ik}}{2} \right] \quad (3.8)$$

Burada Z_k bir sabit olup hem payda hem de paydada olduğundan birbirlerini götürür ve hesaplamalarda bir etkisi yoktur. Eşitlik (3.8)'in ispatı (Lin ve Costello, 2004)'de verilmiştir. $L^{ext}(c_{1k})$, c_{1k} bitinin LLR değerini göstermektedir. Fakat burada hesaplanan LLR değeri değil başka bir kaynaktan gelen LLR değeridir. BCJR algoritması bu LLR değerini kullanarak daha güvenilir bir LLR değeri hesaplar. L_c , kod oranı R_c ve sinyal gürültü oranı cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$L_c = 4R_c \frac{E_b}{N_0} \quad (3.9)$$

$\alpha_k(S)$ ve $\beta_{k-1}(S')$ yinelemeli olarak hesaplanmaktadır.

$$\alpha_k(S) = \sum \gamma_k(S', S) \alpha_{k-1}(S')$$

$$\beta_{k-1}(S') = \sum \gamma_k(S', S) \beta_k(S) \quad (3.10)$$

LLR değerlerinin nasıl hesaplandığını inceledikten sonra iteratif kod çözücünün çalışma prensibine geri dönelim. Şekil 3.2’de D1 ve D2 bileşen kodçözücülerden oluşan turbo kod çözücünün yapısı gösterilmiştir. Kod çözme işlemi başlamadan önce alınan \vec{r} dizisi, sistematik bitler, birinci bileşen kodlayıcının çıkışı ve ikinci bileşen kodlayıcının çıkışı olan \vec{c}_1, \vec{c}_2 ve \vec{c}_3 dizilerine karşılık gelen \vec{r}_1, \vec{r}_2 ve \vec{r}_3 alt dizilerine bölünür. Turbo kod çözücü aşağıdaki gibi çalışır. İlk önce \vec{r}_1 ve \vec{r}_2 , D1 bileşen kod çözücüye verilmektedir. D1 kod çözme işlemi uygulayarak bir LLR değerini hesaplar. Bu LLR değeri ikinci bileşen kodçözücü için bir öncül bilgidir. Dolayısıyla birinci bileşen kod çözücünün hesapladığı LLR değerleri serpiştirilerek ikinci bileşen kod çözücüye gönderilir. İkinci bileşen kod çözücü \vec{r}_1, \vec{r}_3 ve D1’den gelen öncül bilgiyi kullanarak D1 için daha güvenilir bir öncül bilgi üretir. Daha sonra D2 ile üretilen bu öncül bilgi geri serpiştirilerek yeni bir iterasyon için D1’e gönderilir. Kod çözme işlemi belirlenen bir iterasyon sayısına ulaşana kadar böyle devam eder.

LLR değerlerinin üç terimin toplamından oluştuğu (Lin ve Costello, 2004)’de gösterilmiştir.

$$L(c_{1k}) = \chi_k + L_k^{apri} + L_k^{apos} \quad (3.11)$$

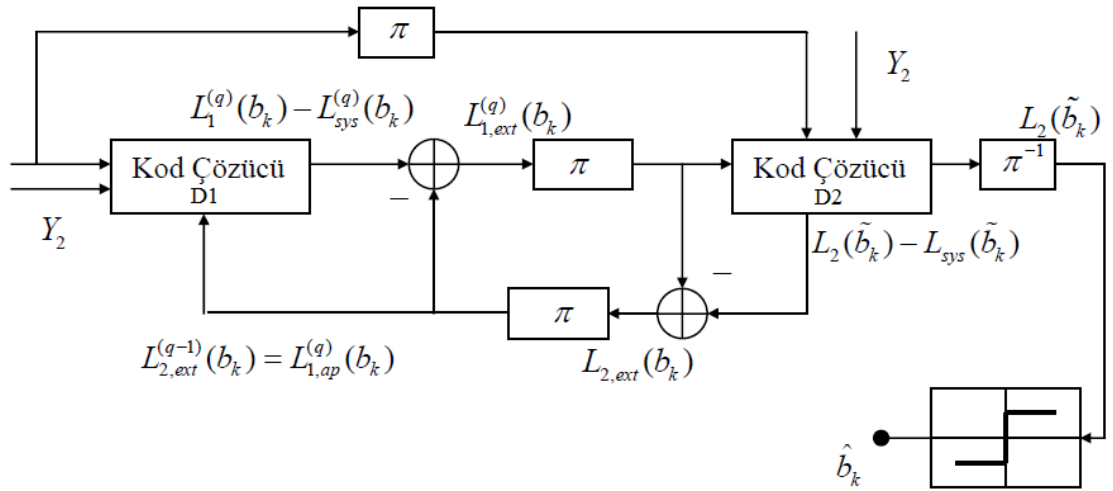
Burada χ_k , kanal durumuna bağlı bir nicelik, L_k^{apri} diğer kod çözücünden gelen öncül bilgi ve L_k^{apos} bu kod çözücünün diğer kod çözücü için ürettiği öncül bilgiyi göstermektedir.

L_k^{apos} ’ın değeri eşitlik (3.11)’den hesaplanabilir.

$$L_k^{apos} = L(c_{1k}) - \chi_k - L_k^{apri} \quad (3.12)$$

Burada χ_k aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

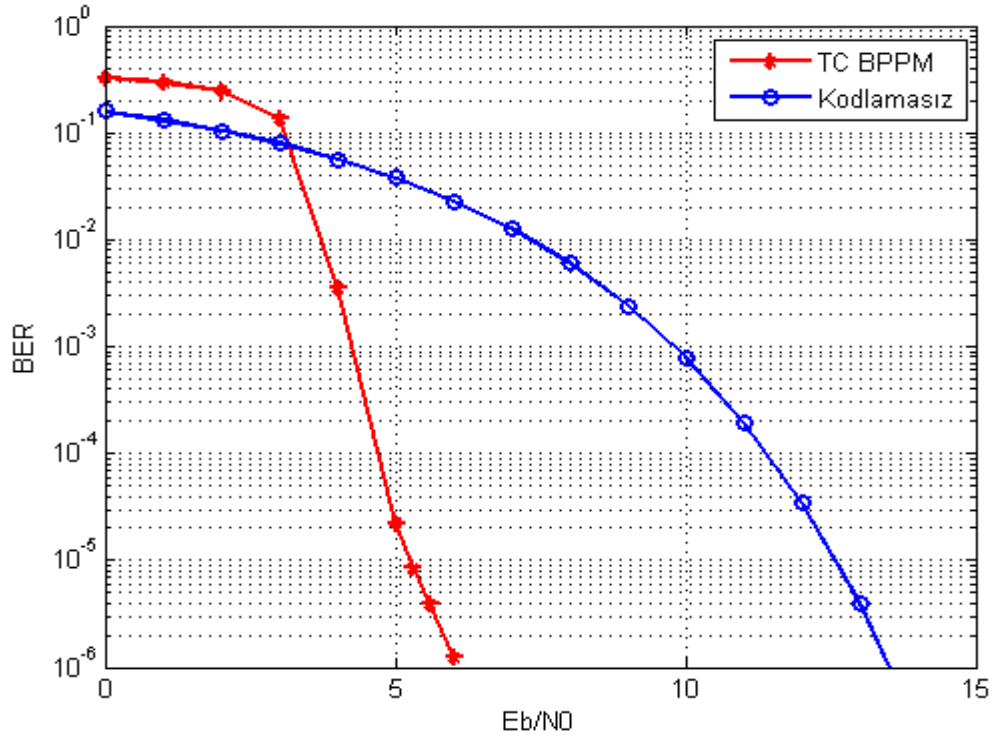
$$\chi_k = L_c r_{1k} \quad (3.13)$$



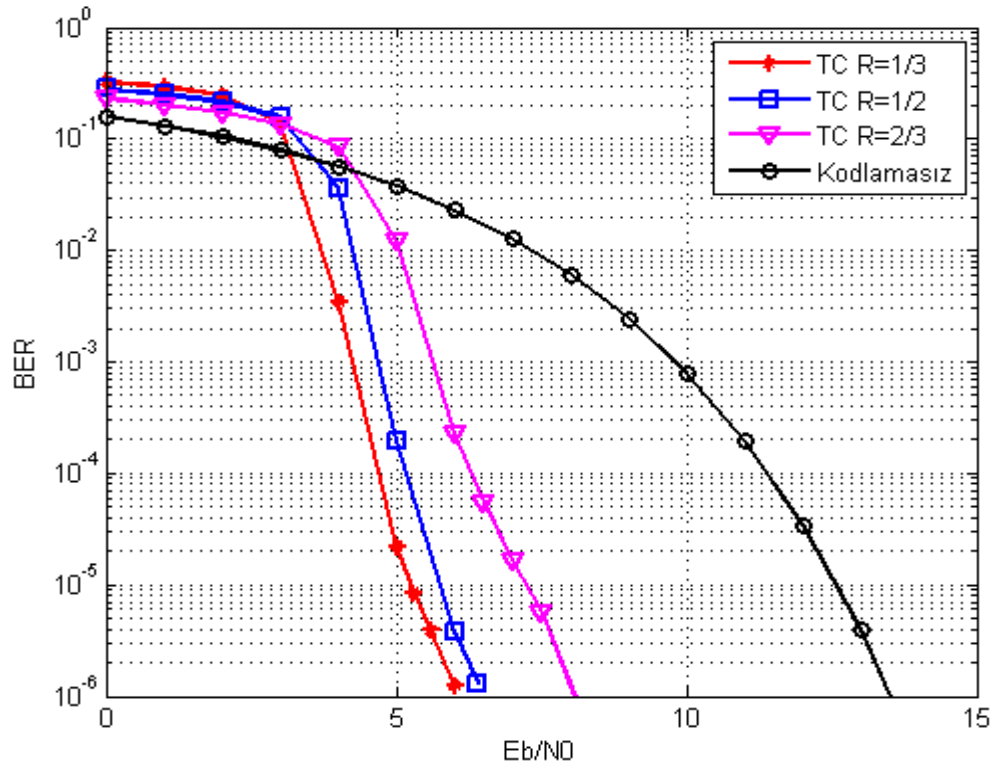
Şekil 3.2: Turbo kodlar için iteratif kod çözücü yapısı.

Kablosuz optik haberleşme sistemlerinde kullanılan turbo kodlamalı OOK ve BPPM modülasyonları için iteratif kod çözme tekniği Yamamoto ve Ohtsuki (2001) tarafından geliştirilmiştir. OOK ve BPPM için geliştirilen iteratif kod çözme tekniği ile yukarıda anlatılan iteratif kod çözme yöntemi arasında çok fark yoktur. Temel ilkeler her zaman aynıdır. Burada modülasyon türü değiştiğinden sadece $\gamma_k(S', S)$ ifadesinde kullanılan c_k 'lar modülasyon türüne göre değişmektedir. Şekil 3.3'te bu tez çalışmasında kullanılan ve şekil 3.1'de verilen turbo kodun BPPM için AWGN kanalındaki hata performansı gösterilmiştir. Turbo kodun bileşen kodlayıcıları RSC olup üreteç matrisi $G = [1 \ 5/7]$ olan katlamalı kodlardan oluşmaktadır. Kod uzunluğu 1024 olarak alınmıştır ve blok serpiştirici kullanılmıştır. Alıcı tarafında iteratif MAP kod çözücü kullanılmış ve 8 kod çözme iterasyonu uygulanmıştır.

Acıkel ve Ryan (1999) tarafından önerilen optimum delikleme yöntemi ile 1/3 oranlı ana turbodan elde edilen 1/2 ve 2/3 oranlı turbo kodların hata performansı BPPM için AWGN kanalında şekil 3.4'te verilmiştir. Burada da bileşen kodlayıcılar olarak üreteç matrisi $G = [1 \ 5/7]$ olan RSC katlamalı kodlar kullanılmıştır. Kod uzunluğu 1024 olarak alınmış ve blok serpiştirici kullanılmıştır. Aynı şekilde alıcı tarafında 8 iterasyonlu iteratif MAP kod çözücü kullanılmıştır.



Şekil 3.3: 1/3 oranlı turbo kodun BPPM için AWGN kanalındaki hata performansı.



Şekil 3.4: 1/3, 1/2 ve 2/3 oranlı turbo kodların BPPM için AWGN kanalındaki hata performansı.

3.3. UYARLANABİLİR MODÜLASYON VE KODLAMA TEKNİKLERİ

Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniklerinde, kanal alıcıda kestirilip geribesleme yolu ile vericiye gönderilir. Verici bu bilgiyi kullanarak iletişim parametrelerini kanal durumuna göre adapte eder. Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama teknikleri (Goldsmith, 2005) ve içindeki referanslarda RF haberleşme sistemleri bağlamında genişçe incelenmiştir. Ancak, kablosuz optik haberleşme sistemleri için uyarlanabilir modülasyon ve kodlama teknikleri üzerinde yapılan çalışmalar sınırlıdır (Karimi ve Uysal, 2012) ve (Djordjevic, 2010). Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniklerinin kablosuz optik haberleşme için neler vaat ettiğini daha iyi anlamak için üzerinde daha çok araştırmalar yapılması gerekmektedir.

Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniklerinin yavaş değişen kanallarda kullanılmasının daha uygun olduğu önceki bölümlerde belirtilmişti. Çünkü bu tür kanallarda kanal durumunun alıcıda kestirilip geribesleme yolu ile vericiye gönderilmesi mümkündür. Kablosuz optik haberleşme sistemlerinde atmosferik türbülans çok yavaş değişmektedir. Kanal uyum zamanı yaklaşık 1-100 ms arasındadır. Dolayısıyla sönmelenme etkisi tipik iletişim hızlarında binlerce ardışık bitler için sabit kalmaktadır (Andrews ve Phillips, 2005). Bu nedenle uyarlanabilir iletişim yöntemlerinin kablosuz optik haberleşme sistemleri için iyi bir çözüm olduğu düşünülmektedir.

Bu tez çalışması kapsamında, kablosuz optik haberleşme için uyarlanabilir iletişim teknikleri incelenmiş ve uyarlanabilir modülasyon ve kodlama teknikleri için yeni algoritmalar geliştirilmiştir. İzleyen alt bölümlerde önce varsayılan kanal ve sistem modelinden bahsedilecek, daha sonra kodlamasız ve kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemleri için uyarlanabilir modülasyon teknikleri incelenecektir. Bölümün sonunda hem modülasyon boyutu hem de kodlama oranı kanal durumuna göre değiştirilerek uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniği elde edilecektir.

3.3.1. Kanal Modeli

Optik radyasyon atmosferde yol alırken bazı fotonları atmosferde bulunan zerrecikler ve moleküller tarafından yutulur veya hareket yönleri değiştirilir. Bu da optik ışığın gücünde azalmaya neden olur. Bunun yanında atmosferdeki ısı değişimleri kırılma

indisini etkiler ve bu da alıcıda alınan optik radyasyonun gücünde dalgalanmalara neden olur.

Atmosfer kanalının modellenmesinden daha önce bahsedilmiştir. Bu tezde, zayıf türbülans etkisinde yoğunluk modülasyonlu direk sezim IM/DD kablosuz optik haberleşme sistemi üzerinde çalışılmıştır. Burada, hem saçılmadan kaynaklanan yol kaybı hem de türbülans etkisini içeren bir kanal modeli düşünülmüştür. h_l yol kaybı ve h_a sönümlenme katsayısını göstermek üzere kanal katsayısı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$h = h_l h_a \quad (3.14)$$

Beer-Lambert kanununa göre h_l aşağıdaki gibi yazılabilir (Willebrand ve Ghuman, 2002).

$$h_l = \exp(-\sigma d) \quad (3.15)$$

Burada d iletim mesafesini ve σ zayıflama katsayısını göstermektedir. Zayıflama katsayısı aşağıdaki gibi ifade edilir (Willebrand ve Ghuman, 2002).

$$\sigma = \frac{3.91}{V} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-q} \quad (3.16)$$

Burada, V kilometre cinsinden görüş mesafesini ve λ nanometre cinsinden optik sinyalin dalgaboyunu göstermektedir. q görüş mesafesine bağlı bir katsayı olup Kim modeli için denklem (2.4) ve Kruse modeli için denklem (2.5)'ten hesaplanmaktadır.

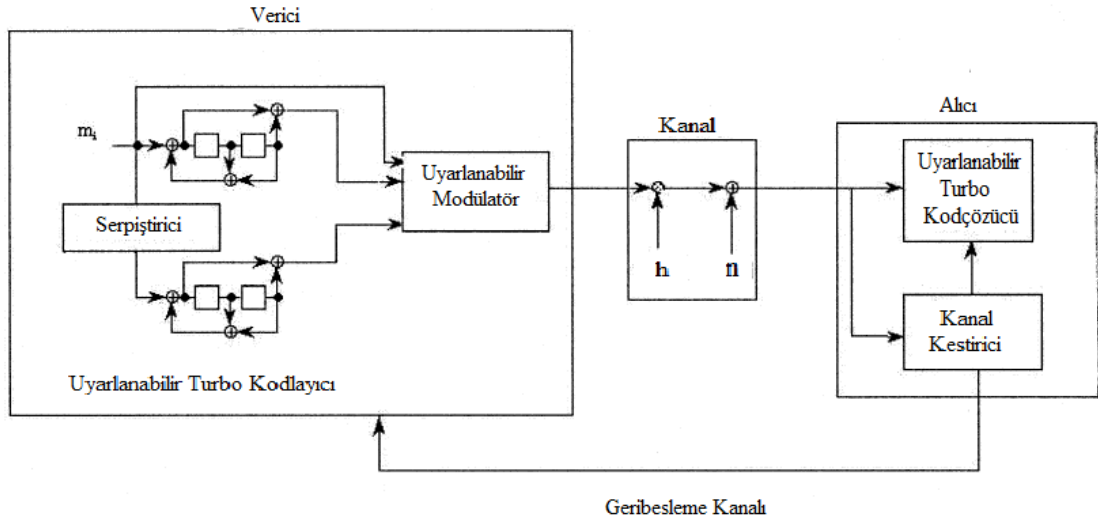
Optik ışın atmosferde yol alırken türbülans kaynaklı farklı faz ve genlik dalgalanmaları ile karşılaşır. Zayıf türbülans etkisinde atmosfer kanalı log-normal dağılımı ile modellenmektedir. Log-normal dağılımlı sönümlenmeyi gözönüne alırsak, türbülans etkisini gösteren $h_a = \exp(\chi)$ olarak ifade edilebilir. Burada χ , μ_χ ortalamalı ve σ_χ^2 varyanslı Gauss rasgele değişkenini göstermektedir. Varyans bölüm 2.3.2.2'de belirtildiği gibi atmosferik parametreler cinsinden $\sigma_\chi^2 = 1.23 C_n^2 k^{7/6} d^{11/6}$ şekilde elde edilmektedir. Türbülans kaynaklı sönümlenmenin ortalama gücü

kuvvetlendirmedeği veya zayıflatmadığı düşünülmektedir. Bu nedenle $E[h_a^2]=1$ olması gerekmektedir. Bunu sağlamak için $\mu_\chi = -\sigma_\chi^2$ şeklinde seçilmesi gerekmektedir. Bu durumda, h_a 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$p(h_a) = \frac{1}{h_a \sqrt{2\pi\sigma_\chi^2}} \exp \left\{ -\frac{[\ln(h_a) + \sigma_\chi^2]^2}{2\sigma_\chi^2} \right\} \quad (3.17)$$

3.3.2. Sistem Modeli

Uyarlanabilir iletişim yöntemlerinde temel prensip kanalın alıcıda kestirilip geribesleme yolu ile vericiye gönderilmesidir. Verici bu bilgiyi kullanarak iletişim parametrelerini kanal durumuna göre adapte eder. Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama sistemi şekil 3.5'te gösterilmiştir. Kodlamasız bir sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği gözönüne alındığında sadece uyarlanabilir modülatör kısmı düşünülüp kodlayıcı kısmının kaldırılması yeterli olacaktır.



Şekil 3.5: Uyarlanabilir turbo kodlamalı modülasyon sisteminin blok diyagramı.

Şekil 3.5'de görüldüğü gibi vericinin girişine gelen bilgi bitleri ilk önce bir turbo kodlayıcı ile kodlanmakta ve kodlanmış bu bitler modülatör kısmında darbe konum modülasyonu (PPM) kullanılarak, PPM sembol kümesindeki semboller ile eşleştirilmektedir. Modülatör çıkışındaki sinyal kanal üzerinden alıcıya gönderilmektedir. Kodlama oranı ve modülasyon boyutu kanal durumuna göre belli bir

bit hata oranı ve devre dışı kalma olasılığına ulaşmak koşulu altında bantgenişliği verimliliğini maksimize edecek şekilde seçilmektedir.

Verici çıkışındaki sinyal s ile gösterilirse, alıcıda alınan sinyal aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$r = RhP_t s + w \quad (3.18)$$

Burada R dedektör tepkisini, h denklem (3.14) ile verilen kanal kazancını, P_t verici gücünü ve w sıfır ortalamalı ve σ_w^2 varyanslı Gauss gürültüsünü göstermektedir.

3.3.3. Kodlamasız Sistem için Uyarlanabilir Modülasyon Tekniği

Kablosuz optik haberleşmenin bantgenişliği verimini arttırmak için verici tarafında çok sayıda iletim parametresi kanal durumuna göre değiştirilebilir. Bu alt bölümde kodlamasız kablosuz optik haberleşme sistemi için uyarlanabilir modülasyon tekniği geliştirilecektir. Uyarlanabilir modülasyon tekniğinde, modülasyon boyutu kanal durumuna göre bantgenişliği verimliliğini maksimize edecek şekilde değiştirilecektir. M-PPM modülasyonunu kullanan sistemimizdede kanal durumu iyi olduğunda modülasyon boyutu düşürülecek, kanal durumu kötü olduğu durumda modülasyon boyutu arttırılacak ve kanal kazancı belli bir eşik değerinin altında düştüğü zaman da iletim yapılmayacaktır.

Kanal durum bilgisi verildiğinde, M-PPM için sönümlenmeli kanal katsayısına bağlı olarak koşullu bit hata olasılığı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir (Xiong, 2006).

$$P_b \cong \frac{M}{2} Q\left(\gamma_M \sqrt{\log_2 M}\right) \quad (3.19)$$

Burada, Q fonksiyonu $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^{+\infty} \exp(-u^2/2) du$ şeklinde tanımlanır ve M modülasyon boyutunu göstermektedir. γ_M anlık sinyal gürültü oranı (SGO) olup aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\gamma_M \triangleq P_t Rh / \sigma_w \quad (3.20)$$

Ulaşılmak istenen bit hat olasılığı $P_{b,th}$ ile verilirse buna karşılık gelen SGO değeri aşağıdaki ifadeden elde edilebilir.

$$\gamma_M = \frac{1}{\sqrt{\log_2 M}} Q^{-1} \left(\frac{2P_{b,th}}{M} \right) \quad (3.21)$$

Lazer ve göz güvenliği için kablosuz optik haberleşmede verici gücünün tepe değerini sınırlandıran uluslararası standartlara riayet edilmesi gerekmektedir. P_t kanal durumuna bağlı anlık verici gücünü ve P_m uygulanan tepe güç sınırını gösterdiği varsayılırsa, $P_t \leq P_m$ olması gerekmektedir. P_t verici gücünü eşitlik (3.20)'den kanal katsayısı cinsinden $P_t = (\gamma_M \sigma_w) / (Rh)$ şeklinde ifade edebiliriz. Burada h 'nin çok küçük değerleri için, P_t çok büyük değerler alabilmekte ve tepe güç sınırını geçebilmektedir. Dolayısıyla, h 'nin belli bir ε eşik değerinin altındaki değerleri için P_t sıfır yapılmakta ve iletişim kesilmektedir. Bu durum bağlantının devre dışı kalma durumudur. Özetle verici gücünü aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz.

$$P_t = \begin{cases} 0 & h < \varepsilon \\ \gamma_M \sigma_w / (Rh) & h \geq \varepsilon \end{cases} \quad (3.22)$$

Bu nedenle devredışı kalma olasılığı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_{out} = P\{h \leq \varepsilon\} = P\left\{h_a \leq \frac{\varepsilon}{h_t}\right\} = \int_0^{\varepsilon/h_t} p(h_a) dh_a \quad (3.23)$$

h_a log-normal rasgele değişken olduğundan, log-normal dağılımın kümülatif dağılım fonksiyonu (cdf) kullanılarak devredışı kalma olasılığı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{out} = Q\left(\frac{1}{\sigma_\chi} \ln\left(\frac{h_t}{\varepsilon}\right) - \sigma_\chi\right) \quad (3.24)$$

Hedeflenen devredışı kalma olasılığı $P_{out} = PO$ ile gösterilirse, ε aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\varepsilon = h_t \exp(-\sigma_\chi Q^{-1}(PO) - \sigma_\chi^2) \quad (3.25)$$

Tepe güç değeri sınırını ($P_t \leq P_m$) ve denklem (3.22)'yi gözönüne alırsak aşağıdaki koşulu yazabiliriz.

$$\frac{\gamma_M \sigma_w}{P_m R} \leq \varepsilon \quad (3.26)$$

γ_M , M 'nin azalan bir fonksiyonudur. Minimum M 'ye karşılık gelen bir γ_{\max} SGO değeri vardır. Eğer (3.25)'deki ε , $(\gamma_{\max} \sigma_w)/(P_m R) \leq \varepsilon$ koşulunu sağlıyorsa, $M \in \mathbf{M} = \{4, 8, \dots, M_{\max}\}$ ¹ bütün değerleri için bu koşul sağlanmaktadır. Bu nedenle, ilk başta eşitlik (3.25) kullanılarak hedeflenen bir devredışı kalma olasılığı için ε değeri elde edilir. Daha sonra, elde edilen ε 'un $(\gamma_{\max} \sigma_w)/(P_m R) \leq \varepsilon$ koşulunu sağlayıp sağlamadığına bakılır. Eğer yukardaki koşulu sağlıyorsa, $M \in \mathbf{M}$ kümesinden, karşılık gelen SGO değeri için aşağıdaki koşulu sağlayan minimum M seçilir.

$$\gamma_M \leq \frac{P_t R h_t}{\sigma_w} \int_{\varepsilon/h_t}^{\infty} h_a P(h_a) dh_a \quad (3.27)$$

Uyarlanabilir modülasyon tekniği için önerilen algoritmanın akış diyagramı şekil 3.6'da gösterilmiştir.

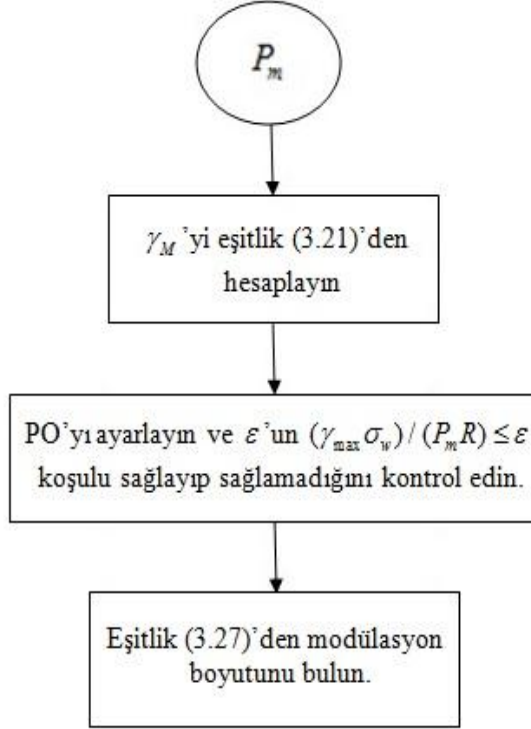
3.3.4. Kodlamalı Sistem için Uyarlanabilir Modülasyon Tekniği

Kod oranı sabit olan turbo kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemi için uyarlanabilir modülasyon tekniğinde, veri bitleri önce bir turbo kodlayıcıyla kodlanmaktadır. Daha sonra, kanal durumuna göre modülasyon boyutu seçilip kodlanmış bitler modüle edilir ve kanal üzerinden alıcıya gönderilir. Modülasyon boyutunun seçilme yöntemi bir önceki bölümde anlatılan algoritma ile aynıdır. Sadece verilen denklemlerin turbo kodun kod kazancını içerecek şekilde yeniden düzenlenmesi gerekmektedir. Kodlama kazancı belli bir bit hata oranı için kodlamasız ve kodlamalı sistemler arasındaki SGO farkıdır. Bu nedenle turbo kodlamalı ve M-PPM modülasyonlu bir sistem için bit hata olasılığı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

¹ Eşitlik (3.19)'dan görüldüğü gibi M=2 ve M=4 için aynı bantgenişliği verimliliği değeri (0.5) elde edilmektedir. M=4 'ün hata performansı M=2'ye göre daha iyi olduğundan minimum modülasyon boyutu olarak M=4 kullanılır.

$$P_b \cong \frac{M}{2} Q\left(\gamma_M \sqrt{G_c \log_2 M}\right) \quad (3.28)$$

Burada G_c , turbo kodun kodlama kazancını göstermektedir.



Şekil 3.6: Uyarlanabilir modülasyon algoritması için akış diyagramı.

Eşitlik (3.21)'in de γ_M için verilen ifadeyi de kodlama kazancını içerecek şekilde aşağıdaki gibi yeniden düzenlenmesi gerekmektedir.

$$\gamma_M = \frac{1}{\sqrt{G_c \log_2 M}} Q^{-1}\left(\frac{2P_{b,th}}{M}\right) \quad (3.29)$$

Böylece, kodlamalı bir sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniğinde sadece bit hata olasılığı ifadesi ve dolayısıyla γ_M ifadesi yukardaki gibi değişmekte ve diğer bütün denklemler bir önceki bölümde verilen ifadelerle aynı kalmaktadır.

R_c oranlı turbo kodlamalı ve M-PPM modülasyonlu bir sistemin bantgenişiği verimliliği aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$BW_{eff} = R_c \frac{\log_2 M}{M} \quad (3.30)$$

3.3.5. Uyarlanabilir Modülasyon ve Kodlama Tekniği

Önceki bölümlerde kodlamasız ve kod oranı sabit olan kodlamalı sistemler için uyarlanabilir modülasyon tekniği geliştirilmiştir. Bu bölümde ise sistemin bant verimini daha da arttırmak için hem modülasyon boyutu hem de kodlama oranı kanal durumuna göre değiştirilerek uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniği elde edilecektir.

Burada geliştirilen uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniğinde, bit hata oranları şekil 3.4'de verilen 1/3, 1/2 ve 2/3 oranlı turbo kodlar ile M-PPM modülasyonu kullanılmıştır. Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniğinde turbo kodlamalı bir sistem için, optimizasyon parametreleri olan kod oranı, bant verimi ve SGO cinsinden açık bir bit hata oranı ifadesi mevcut olmadığından, turbo kodların simülasyon sonuçları kullanılarak farklı kod oranı ve modülasyon boyutunu kullanan sistemlerin belli bir $P_{b,th}$ hedeflenen bit hata oranı için optimizasyon parametrelerini içeren bir tablo oluşturulmuştur. Verici bu tabloyu kullanarak bu bölümde açıklanacak yöntemle kanal durumuna göre bant verimini maksimum yapacak kodlama oranı ve modülasyon boyutunu seçecektir.

Belirtilen tablo turbo kodlamalı sistemin AWGN kanalındaki bit hata oranı grafiği kullanılarak oluşturulmuştur. Çünkü, kanal durum bilgisi tam olarak hem vericide hem de alıcıda mevcut olan log-normal sönümlenmeli bir kanal SGO'nun her bir değeri için bir AWGN kanalıdır. Bu çalışmada kullandığımız 1/3, 1/2 ve 2/3 oranlı turbo kodların BPPM modülasyon için AWGN kanalındaki bit hata oranı performansları şekil 3.4'te verilmiştir. Şekil 3.4 kullanılarak 1/3, 1/2 ve 2/3 oranlı turbo kodların $G_{1/3}$, $G_{1/2}$ ve $G_{2/3}$ kodlama kazançları elde edilmektedir. Kodlama kazançları eşitlik (3.29)'da G_c 'nin yerine yazılarak $P_{b,th} = 10^{-6}$ bit hata olasılığı için γ_M değerleri hesaplanıp Tablo 3.1 oluşturulmaktadır. Tablo'daki bant verimi değerleri eşitlik (3.30)'dan elde edilmiştir.

Tablo 3.1'den aşağıdaki kurallara göre bazı satırlar çıkartılarak Tablo 3.2 oluşturulmaktadır.

- Aynı SGO (γ_M) değerlerine sahip sistemlerden en büyük bant verimi sağlayan sistem seçilip diğerleri tablodan çıkarılmıştır.
- Aynı bant verimine sahip sistemlerden en düşük SGO değerine sahip olan sistem seçilip diğerleri tablodan çıkarılmıştır.
- SGO değeri başka bir sisteme göre büyük ve bant verimi daha düşük olan sistem tablodan çıkarılmıştır.

Verici Tablo 3.2'den kanal durumuna göre bant verimini maksimize eden sistemi aşağıdaki koşulu sağlayacak şekilde seçecektir.

$$\gamma_M \leq \frac{P_t R h_l}{\sigma_w} \int_{\epsilon/h_l}^{\infty} h_a p(h_a) dh_a \quad (3.31)$$

Tablo 3.1: AWGN kanalında $P_{b,th}=10^{-6}$ bit hata oranına tekabül eden M-PPM turbo kodlamalı modülasyon sistemler ve parametreleri.

Kod oranı	Modülasyon boyutu	SGO değeri (γ_M)	Bant Verimi
1/3	4-PPM	1.4756	0.166
1/3	8-PPM	1.238	0.125
1/3	16-PPM	1.1001	0.0833
1/3	32-PPM	1.0085	0.052
1/3	64-PPM	0.9424	0.03125
1/2	4-PPM	1.5469	0.25
1/2	8-PPM	1.2978	0.1875
1/2	16-PPM	1.1533	0.125
1/2	32-PPM	1.0572	0.07812
1/2	64-PPM	0.9880	0.04687
2/3	4-PPM	1.8568	0.333
2/3	8-PPM	1.5578	0.25
2/3	16-PPM	1.3844	0.166
2/3	32-PPM	1.2691	0.104
2/3	64-PPM	1.1860	0.0625

Tablo 3.2: AWGN kanalında $P_{b,th}=10^{-6}$ bit hata oranına tekabül eden M-PPM turbo kodlamalı modülasyon sistemler ve parametreleri.

Kod oranı	Modülasyon boyutu	SGO değeri (γ_M)	Bant verimi
2/3	4-PPM	1.8568	0.333
1/2	4-PPM	1.5469	0.25
1/2	8-PPM	1.2978	0.1875
1/2	16-PPM	1.1553	0.125
1/3	16-PPM	1.1001	0.0833
1/2	32-PPM	1.0572	0.07812
1/3	32-PPM	1.0085	0.052
1/2	64-PPM	0.9880	0.04687
1/3	64-PPM	0.9424	0.03125

4. BULGULAR

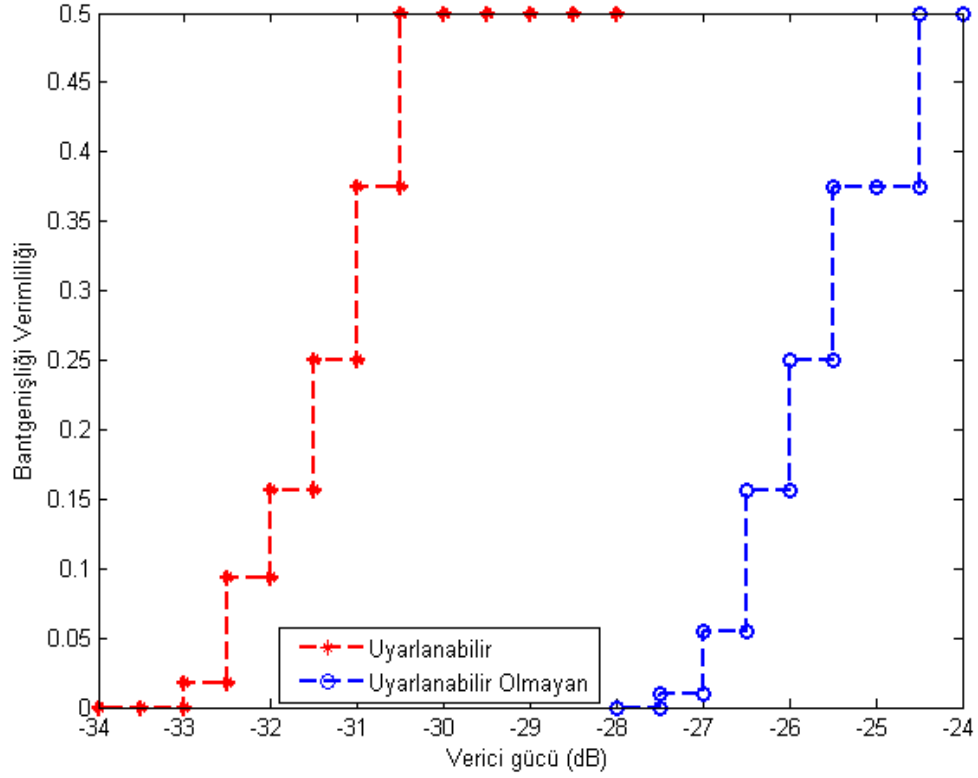
4.1. GİRİŞ

Bu bölümde kablosuz optik haberleşme sistemlerinde önceki bölümde geliştirilen uyarlanabilir modülasyon ve kodlama teknikleri uygulandığında ulaşılan başarımların sonuçları açıklanmıştır. Başarımların sonuçları ‘MATLAB’ bilgisayar programı yardımı ile ‘Monte Carlo’ bilgisayar benzetim metodu kullanılarak elde edilmiştir.

Burada bulunan başarımların hesaplanmasında gerekli parametreler şöyle kabul edilmiştir: verici ve alıcı arasındaki mesafe $d = 5$ kilometre, optik ışının yayın yaptığı dalga boyu $\lambda = 1550$ nanometre, atmosferin kırılma yapı parametre indisi $C_n^2 = 1 \times 10^{-15} m^{-2/3}$, hava açık olup görüş mesafesi $V = 10$ kilometre, toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün standart sapması $\sigma_w = 10^{-4}$, kodlamasız ve kodlamalı sistemler için uyarlanabilir modülasyon tekniğinde maksimum modülasyon boyutu $M = 2^{10}$, tepe güç sınırı $P_m = 500$ mW, dedektör tepkisi $R = 0.5$, hedeflenen devre dışı kalma olasılığı $PO = 10^{-6}$ ve hedeflenen bit hata oranı $P_{b,th} = 10^{-6}$.

4.2. KODLAMASIZ SİSTEM İÇİN UYARLANABİLİR MODÜLASYON TEKNİĞİ BAŞARIM SONUÇLARI

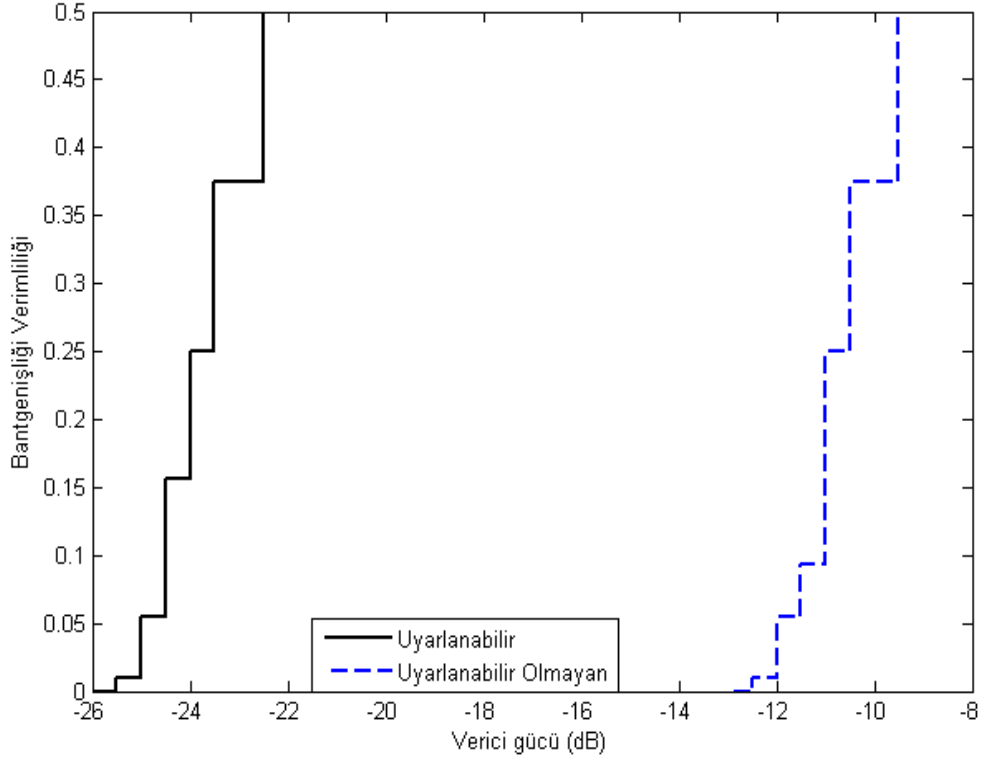
Şekil 4.1’de kodlamasız kablosuz optik haberleşme sistemi için önerilen uyarlanabilir modülasyon tekniğinin başarımların sonuçları verilmiştir. Şekilde verici gücüne karşı sistemin bant verimi çizilmiştir. Uyarlanabilir modülasyonun performans başarımını görebilmek için uyarlanabilir olmayan kodlamasız kablosuz optik haberleşme sisteminin bant verimi performansı da çizilmiştir (Bkz. Ek 1). Şekil 4.1’den de açıkça görülebileceği gibi uyarlanabilir modülasyon tekniğini kullanan bir sistem $BW_{eff} = 0.375$ bant verimine $P_t = -31$ dB verici gücünde ulaşabilirken uyarlanabilir olmayan sistem aynı bant verimine $P_t = -25.5$ dB verici gücünde ulaşabilmektedir. Bu karşılaştırmadan açıkça görülmektedir ki uyarlanabilir modülasyon tekniği kodlamasız kablosuz optik haberleşme sistemi için $BW_{eff} = 0.375$ bant verimi için 5.5 dB’lik bir kazanç sağlamaktadır.



Şekil 4.1: Verici gücüne karşı bant verimi (Kodlansız sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği) ($V = 10km$ ve $C_n^2 = 1 \times 10^{-15}$).

Kodlansız kablosuz optik haberleşme sistemi için uyarlanabilir modülasyon tekniğinin kötü hava şartlarında uyarlanabilir olmayan sisteme karşı performansının daha da arttığını şekil 4.2'den görülmektedir. Görüş mesafesinin azaldığı ve türbülans etkisinin arttığı durumlarda uyarlanabilir modülasyon tekniğinin nasıl bir performans gösterdiğini görebilmek için şekil 4.2'de uyarlanabilir modülasyon tekniğinin başarımlı sonuçları $V = 2$ kilometre görüş mesafesi ve $C_n^2 = 5 \times 10^{-15} m^{-2/3}$ değeri için çıkarılmıştır. Şekil 4.2'den de görüldüğü gibi uyarlanabilir modülasyon tekniğinin sağladığı kazanç kötü hava şartlarında daha da artmıştır. Örneğin, uyarlanabilir modülasyon tekniğini kullanan bir sistem $BW_{eff} = 0.375$ bantgenişliği verimliliğine $P_t = -23.5dB$ verici gücünde ulaşabilirken uyarlanabilir olmayan sistem aynı bant verimine $P_t = -10.5dB$ verici gücünde ulaşabilmektedir. Bu karşılaştırmadan açıkça görülmektedir ki uyarlanabilir modülasyon tekniği kodlansız kablosuz optik haberleşme sistemi için yukarıda

belirtilen hava şartlarında, $BW_{eff} = 0.375$ bant verimi için $13dB$ 'lik bir kazanç sağlamaktadır.

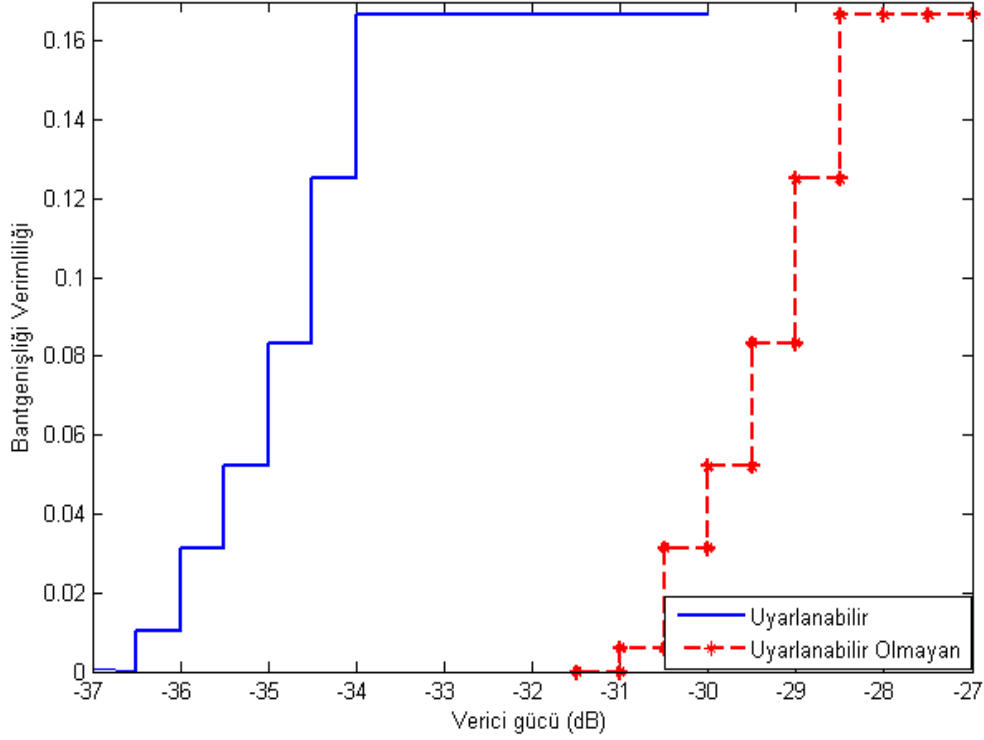


Şekil 4.2: Verici gücüne karşı bant verimi (Kodlamsız sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği) ($V = 2km$ ve $C_n^2 = 5 \times 10^{-15}$).

4.3. KODLAMALI SİSTEM İÇİN UYARLANABİLİR MODÜLASYON TEKNİĞİ BAŞARIM SONUÇLARI

Şekil 4.3'de kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemi için önerilen uyarlanabilir modülasyon tekniğinin başarımları verilmiştir. Şekilde verici gücüne karşı sistemin bant verimi performansı çizilmiştir. Uyarlanabilir modülasyonun performans başarımını görebilmek için uyarlanabilir olmayan kodlamalı kablosuz optik haberleşme sisteminin performansı da çizilmiştir. Şekil 4.3'den de görüldüğü gibi uyarlanabilir modülasyon tekniğini kullanan bir sistem $BW_{eff} = 0.125$ bant verimine $P_t = -34.5dB$ verici gücünde ulaşabilirken adaptif olmayan sistem aynı bant verimine $P_t = -29dB$ verici gücünde ulaşabilmektedir. Bu karşılaştırmadan açıkça görülmektedir ki

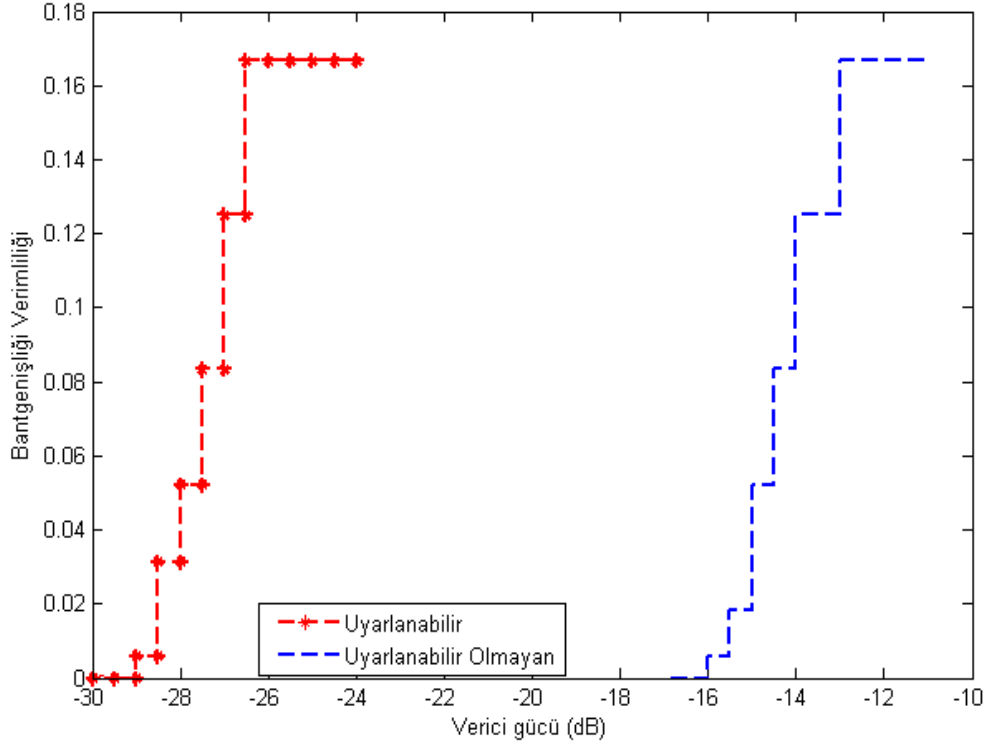
uyarlanabilir modülasyon tekniği kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemi için $BW_{eff} = 0.125$ bantgenişliği verimliliğinde $5.5dB$ 'lik bir kazanç sağlamaktadır.



Şekil 4.3: Verici gücüne karşı bant verimi (Kodlamalı sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği) ($V = 10km$ ve $C_n^2 = 1 \times 10^{-15}$).

Kodlamasız sisteme benzer şekilde kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemi için de uyarlanabilir modülasyon tekniğinin kötü hava şartlarında uyarlanabilir olmayan kodlamalı sisteme karşı bant verimi performansının daha da arttığı şekil 4.4'den görülebilmektedir. Görüş mesafesinin azaldığı ve türbülans etkisinin arttığı durumlarda uyarlanabilir modülasyon tekniğinin nasıl bir performans gösterdiğini görebilmek için, şekil 4.4'de uyarlanabilir modülasyon tekniğinin başarımlı sonuçları $V = 2$ kilometre görüş mesafesi ve $C_n^2 = 5 \times 10^{-15} m^{-2/3}$ değeri için çıkarılmıştır. Şekil 4.4'den açıkça görülmektedir ki uyarlanabilir modülasyon tekniğinin sağladığı kazanç kötü hava şartlarında daha da artmıştır. Örneğin uyarlanabilir modülasyon tekniğini kullanan kodlamalı bir sistem $BW_{eff} = 0.125$ bant verimine $P_t = -27dB$ verici gücünde

ulaşabilirken uyarlanabilir olmayan sistem aynı bant verimine $P_t = -14dB$ verici gücünde ulaşabilmektedir. Bu karşılaştırmadan açıkça görülmektedir ki uyarlanabilir modülasyon tekniği kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemi için yukarıda belirtilen hava şartlarında, $BW_{eff} = 0.125$ bant verimi için $13dB$ 'lik bir kazanç sağlamaktadır.

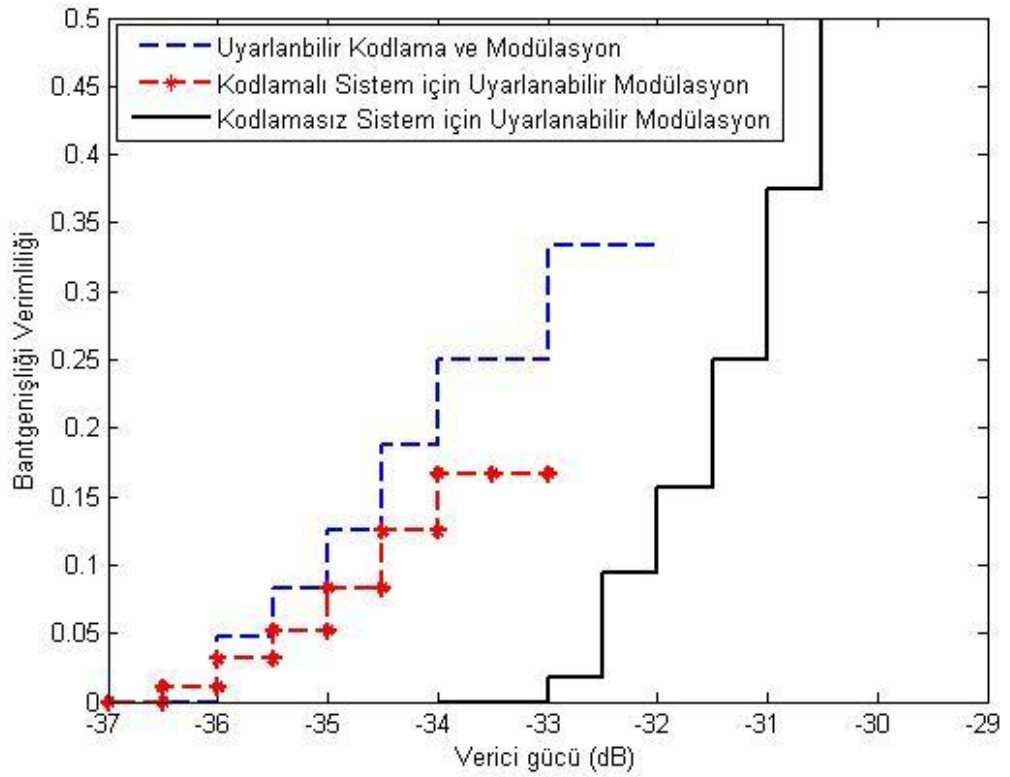


Şekil 4.4: Verici gücüne karşı bant verimi (Kodlamalı sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği) ($V = 2km$ ve $C_n^2 = 5 \times 10^{-15}$).

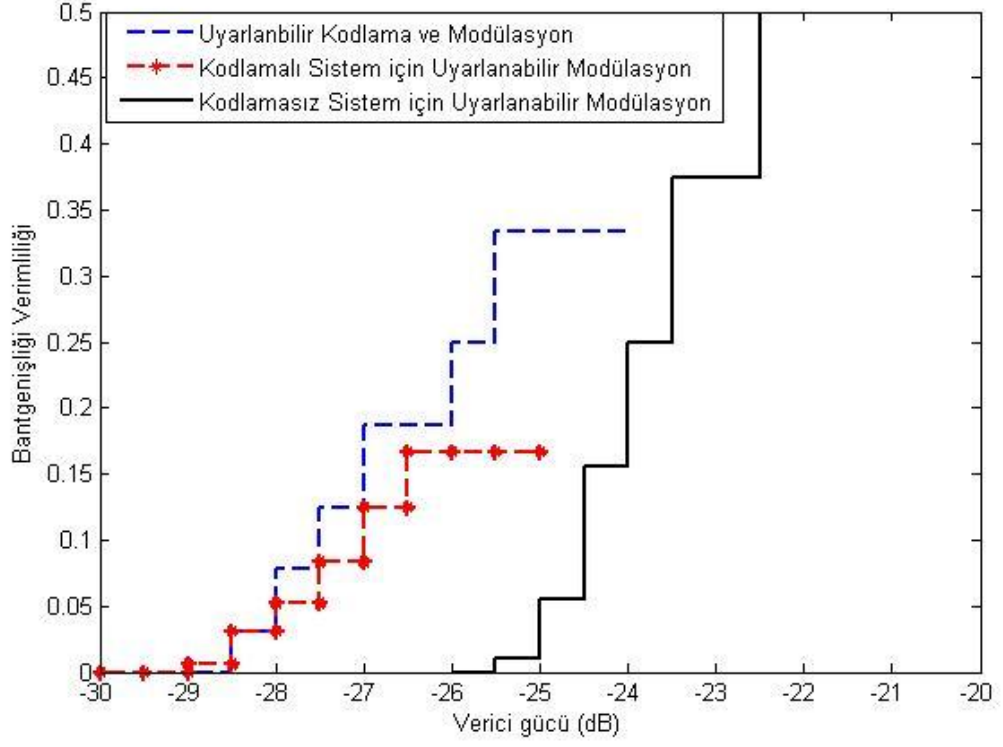
4.4. UYARLANABİLİR MODÜLASYON VE KODLAMA TEKNİĞİ BAŞARIM SONUÇLARI

Önceki bölümlerde kodlamasız ve kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemleri için uyarlanabilir modülasyon tekniğinin başarımları verilmiştir. Geliştirilen tekniklerin önemli oranlarda kazanç sağladıkları başarımlarından açıkça görülmektedir. Kodlamalı sistem için uyarlanabilir modülasyon tekniği uyarlanabilir olmayan kodlamalı sisteme göre belli bir kazanç sağlamasına rağmen, kodlama oranından dolayı ulaşılabildiği maksimum bant verimi ($BW_{eff,kodlamasız} / \text{kodlama oranı}$) kadardır. Bu nedenle kodlamalı sistemin bant verimini arttırmak için uyarlanabilir

modülasyon ve kodlama tekniği önerilmiştir. Bu teknikte modülasyon boyutunun yanında kodlama oranı da kanal durumuna göre değiştirilerek bant verimi daha da arttırılabilmektedir. Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniğinin başarımları sonuçları şekil 4.5 ve 4.6’da verilmiştir. Uyarlanabilir kodlama ve modülasyon tekniğinin performans başarımını görebilmek için kodlamasız ve kodlamalı sistemlerde uyarlanabilir modülasyon tekniğinin performansları da aynı şekiller üzerinde çizilmiştir. Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniğinin sistemin bant verimini daha da arttırdığı şekillerden açıkça görülebilmektedir.



Şekil 4.5: Verici gücüne karşı bantgenişliği verimliliği (Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniği) ($V = 10km$ ve $C_n^2 = 1 \times 10^{-15}$).



Şekil 4.6: Verici gücüne karşı bant verimi (Uyarlanabilir modülasyon ve kodlama tekniği)
 $(V = 2km$ ve $C_n^2 = 5 \times 10^{-15})$.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Uzun mesafeli kablosuz optik haberleşme bağlantıları için en önemli sorun, atmosferin sıcaklık ve basınç homojensizliğinden kaynaklanan atmosferik türbülansdır. Sönümlenme veya parıldama olarak da bilinen atmosferik türbülans, alınan optik sinyalin gücünde dalgalanmalara neden olmaktadır. Son yıllarda kablosuz optik haberleşme sistemlerinin performansını arttırmak için sönümlenme etkisini azaltmaya yönelik birçok teknik geliştirilmiştir. Bütün bu tekniklerdeki ortak varsayım, sadece alıcının kanal durum bilgisine sahip olması ve bu bilginin vericide mevcut olmamasıdır. Dolayısıyla verici iletim parametrelerini kanal durumuna göre adapte edemez. Bu tür sistemler kanalın en kötü durumuna göre tasarlandıklarından dolayısıyla kanal kapasitesini verimli bir şekilde kullanamazlar. Böyle sistemler, kanal durum bilgisini alıcıda kestirip geribesleme yolu ile vericiye gönderilmesinin zor olduğu hızlı değişen kanallar için uygundur. Atmosferik türbülans sönümlenmeli kanallarda olduğu gibi çok yavaş değişen kanallar için, kanal durum bilgisinin alıcıda kestirilip geribesleme yolu ile vericiye gönderilmesi mümkündür. Verici bu bilgiyi kullanarak güç, modülasyon boyutu ve kodlama oranı gibi iletişim parametrelerini, bant verimini maksimize etmek için kanal durumuna göre değiştirebilir. Böylece kanal kapasitesi daha verimli bir şekilde kullanılabilir. Böyle bir teknik bağlantı adaptasyonu olarak adlandırılmaktadır.

Bu tezde, log-normal türbülanslı ve darbe konum modülasyonlu (PPM) kablosuz optik haberleşme sistemi için, tepe güç sınırı koşulu altında uyarlanabilir modülasyon ve kodlama teknikleri geliştirilmiştir. Özellikle üç teknik üzerinde çalışılmıştır: i) Kodlamasız kablosuz optik haberleşme sistemleri için uyarlanabilir modülasyon tekniği, ii) Kodlamalı kablosuz optik haberleşme sistemi için uyarlanabilir modülasyon tekniği, ve iii) Modülasyon ve kodlamanın birlikte uyarlanması. Bu teknikler geliştirilirken sistemin verimliliğini tepe güç sınırı koşulu altında belli bir bit hata oranı ve devre dışı kalma olasılığı için maksimize eden optimal adaptasyon stratejisi belirlenmiştir. Bilgisayar benzetim sonuçları, önerilen uyarlanabilir tekniklerinin uyarlanabilir olmayanlara göre daha iyi performans gösterdiğini kanıtlamaktadır.

KAYNAKLAR

- ACAMPORA, A., 2002. Last mile by laser. *Scientific American*, 17 June.
- ACIKEL, O. F., RYAN, W. E., 1999. Punctured turbo-codes for BPSK/QPSK channels. *IEEE Transactions on communications*, Sep., Volume 47, pp. 1315-1323.
- ALEXANDER, S. B., 1997. *Optical communication receiver design*. Bellingham: SPIE Optical Engineering Press.
- ANDREWS, L. C., PHILLIPS, R. L., HOPEN C. Y., 2001. *Laser Beam Scintillation with Applications*. Bellingham: SPIE Press.
- ANDREWS, L. C., PHILLIPS, R. L., 2005. *Laser beam propagation through random media*. 2nd ed. Bellingham: SPIE Press.
- BATES, D. R., 1984. Rayleigh scattering by air. *Planetary and Space Science*, June, Volume 32, pp. 785-790.
- BELL, A. G., 1880. On the production and reproduction of sound by light,. *American Journal of Sciences*, Oct., Volume 3, pp. 305-324.
- BERROU, C., GLAVIEUX, A., THITIMASHIMA, P., 1993. *Near shannon limit error correcting coding: Turbo codes*. Geneva, in Proc. IEEE Int. conf. communications, pp. 1064-1070.
- BOUCHET, O., SIZUN, H., BOISROBERT, C., FORNEL, F., FAVENNEC, P., 2006. *Free-Space Optics: Propagation and Communication*. 1st ed. London: ISTE Ltd.
- CAPONI, L., CHITI, F., FANTACCI, R., 2007. Performance evaluation of a link adaptation technique for high speed wireless communication systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, December, Volume 6, pp. 4568-4575.
- DJORDJEVIC, I. B., 2010. Adaptive modulation and coding for free-space optical channels. *IEEE/OSA Journal of Optical Communication and Networking*, May, Volume 2, pp. 221-229.
- GAGLIARDI, R. M., KARP, S., 1995. *Optical communications*. 2nd ed. New York: John Wiley and Sons.
- GOLDSMITH, A., 2005. *Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge U. Press,.
- GOODMAN, J. W., 1985. *Statistical Optics*. New York: John Wiley.

- GOODWIN, F. E., 1970. A review of operational laser communication systems. *Proceedings of IEEE*, Oct., Volume 58, pp. 1746-1752.
- HEMMATI, H., 2007. Interplanetary laser communications. *Optics and Photonics News*, Nov., Volume 18, pp. 22-27.
- HRANILOVIC, S., 2005. *Wireless optical communication systems*. Boston: Springer.
- KARAGIANNIDIS, G. K., TSIFTSIS, T. A., SANDALIDIS, H. G., 2006. Outage probability of relayed free space optical communication systems. *IEEE Electronics Letters*, 17 August, Volume 42, pp. 994-995.
- KARIMI, M., UYSAL, M., 2012. Novel adaptive transmission algorithms for free-space optical links. *IEEE Trans. Commun.*, December, Volume 60, pp. 3808-3815.
- KARP, S., GAGLIARDI, R. M., MORAN, S. E., STOTTS, L. B., 1988. *Optical channels: fibers, clouds, water and the atmosphere*. New York: Plenum Press.
- KILLINGER, D., 2002. Free space optics for laser communication through the air. *Optics & Photonics News*, Oct., Volume 13, pp. 36-42.
- KIM, I. I., MCARTHUR, B., KOREVAAR, E. J., 2001. Comparison of laser beam propagation at 785nm and 1550nm in fog and haze for optical wireless communications. *SPIE proceeding: Optical wireless communications III*, Volume 4214, pp. 26-37.
- KIM, I., 2009. 10G FSO systems position technology for the future. *Lightwave online*, July, pp. 10-21.
- LIN, S., COSTELLO, D. J., 2004. *Error Control Coding*. 2nd ed. New Jersey: Prentice Hall.
- NAVIDPOUR, S. M., UYSAL, M., KAVEHRAD, M., 2007. BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, August, Volume 6.
- OSCHE, G. R., 2002. *Optical detection theory for laser applications*. New Jersey: Wiley.
- POPOOLA, W. O., 2009. *Subcarrier intensity modulated free-space optical communication systems*. Newcastle: Northumbria Üniversitesi doktora tezi.
- PRATT, W. K., 1969. *Laser communication systems*. New York: John Wiley & Sons Inc.
- ROCKWELL, D. A., MECHERLE, S. G., 2001. *Optical Wireless: Low-Cost, Broadband, Optical Access*. [Online] Available at: http://www.freespaceoptic.com/WhitePapers/optical_wireless.pdf

- SINGH, C., JOHN, J., SINGH, Y. N., TRIPATHI, K., 2002. A review on indoor optical wireless systems. *IETE Technical*.
- UYSAL, M., NAVIDPOUR, S. M., LI, J., 2004. Error rate performance of coded free-space optical links over strong turbulence channels,. *IEEE Commun. Lett.*, October, Volume 51, pp. 635-637.
- WILLEBRAND, H., GHUMAN, B. S., 2002. *Free-Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Network*. Indianapolis: Sams.
- WOODRARD, J. P., HANZO, L., 2000. Comparative study of turbo decoding techniques: an overview. *IEEE Trans. on vehicular technology*, Volume 49, pp. 2208-2233.
- XIONG, F., 2006. *Digital Modulation Techniques*. 2nd ed. Boston: Artech House.
- YAMAMOTO, N., OHTSUKI, T., 2001. *Iterative MAP decoding of turbo coded OOK and turbo coded BPPM*. San Antonio, s.n., pp. 1913-1917.
- ZHU, X., KAHN, J. M., 2003. Markov chain model in maximum-likelihood sequence detection for free-space optical communication through atmospheric turbulence channels,. *IEEE Trans. Commun.*, March, Volume 51, pp. 509-516.
- ZHU, X., KAHN, J. M., 2003. Performance bounds for coded free-space optical communications through atmospheric turbulence channels,. *IEEE Trans. Commun*, August, Volume 51, pp. 1233-1239.
- ZORAN, S., BERNHARD, F., HANSPETER, L., 2006. *Free-space laser communication activities in europe: SILEX and beyond*. Noordwijk, s.n., pp. 78-79.

EKLER

EK 1. Uyarlanabilir Olmayan Sistemler için Bant Verimi Hesabı.

Uyarlanabilir olmayan sistemlerde, kanal durum bilgisi vericide mevcut değildir. Dolayısıyla, iletişim parametreleri kanal durumuna göre değiştirilemez. Ancak belli bir P_t değeri için optimum iletişim parametreleri seçilebilir. Uyarlanabilir iletişim yöntemlerinde iletişim parametreleri her bir çerçeve için seçilirken, uyarlanabilir olmayan sistemlerde aynı iletişim parametreleri bütün transmision boyunca kullanılmaktadır.

İstediğimiz bit hata oranına ($P_{b,th}$) ulaşmak için gereken SGO (γ_M) değerlerini kodlamasız sistem için denklem (3.21)'den ve kodlamalı sistem için denklem (3.29)'den hesaplayabiliriz. Denklem (3.20)'de verilen anlık SGO'nun tanımından kanal kazancı için aşağıdaki ifadeyi yazabiliriz.

$$h = \frac{\gamma\sigma_w}{P_t R} \quad (7.1)$$

Uyarlanabilir olmayan sistem için devre dışı kalma olasılığı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_{out,NA} = P\left\{h < \frac{\gamma\sigma_w}{P_t R}\right\} = P\left\{h_a < \frac{\gamma\sigma_w}{P_t R h_l}\right\} = \int_0^{\frac{\gamma\sigma_w}{P_t R h_l}} p(h_a) dh_a \quad (7.2)$$

h_a log-normal rasgele değişkeni olduğundan, log-normal dağılımın kümülatif dağılım fonksiyonu (cdf) kullanılarak devredışı kalma olasılığı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{out,NA} = Q\left(\frac{1}{\sigma_x} \ln\left(\frac{P_t R h_l}{\gamma\sigma_w}\right) - \sigma_x\right) \quad (7.3)$$

Yukardaki denklemden belli bir $P_{out,NA} = PO$ değeri için γ 'yı aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$\gamma = \frac{PRh_l}{\sigma_\chi} \exp(-\sigma_\chi Q^{-1}(PO) - \sigma_\chi^2) \quad (7.4)$$

Denklem (7.4)'ten γ 'yı hesaplayarak γ_M ile karşılaştırırız. Bantgenişliği verimliliğini maksimize etmek için, $\gamma_M \leq \gamma$ koşulunu sağlayan minimum modülasyon boyutunu seğeriz ve bütün iletim boyunca bu modülasyon boyutu kullanılacaktır. Modülasyon boyutunu seçtikten sonra kodlamasız sistem için denklem (2.19) ve kodlamalı sistem için denklem (3.30) kullanılarak sistemin bantgenişliği verimliliği elde edilecektir.

ÖZGEÇMİŞ

Sayed Hasan Hariq, Ekim 1988'da Afganistan'ın Kabil şehrinde doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Kabil'de tamamladıktan sonra, 2006 yılında Türkiye Cumhuriyeti Devlet bursunu kazanarak yükseköğrenim için Türkiye'ye geldi. 2006-2007 akademik yılında Türkçe hazırlık öğrenimi gördü ve 2007 yılında, İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde lisans öğrenimine başladı. Noya iletişim'de stajlarını yapan Sayed Hasan Hariq, bu bölümden 2011 yılında, bölüm birincisi olarak mezun oldu. Aynı yıl, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programında yüksek lisans eğitimine başladı ve kablosuz optik haberleşme sistemleri üzerinde çalışmalarına devam etmektedir.

Sayed Hasan HARIQ