

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**KAPALI MEKANLARDA GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ İÇİN ORANSIZ
KODLARA DAYALI HIZ UYARLAMASI**

DOKTORA TEZİ

Elektronik Yük. Müh. Cenk ALBAYRAK

MAYIS 2018

TRABZON



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce

Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : / /

Tezin Savunma Tarihi : / /

Tez Danışmanı :



Trabzon



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Cenk ALBAYRAK Tarafından Hazırlanan

KAPALI MEKANLARDA GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ İÇİN ORANSIZ
KODLARA DAYALI HIZ UYARLAMASI

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 10 /04/2018 gün ve 1748 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda
DOKTORA TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Bülent ÇAKMAK

Üye : Prof. Dr. Mustafa ULUTAŞ

Üye : Doç. Dr. Birol SOYSAL

Üye : Doç. Dr. Kadir TÜRK

Üye : Doç. Dr. Gökçe HACIOĞLU


.....

.....

.....

.....

.....

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik–Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora Programı çerçevesinde hazırlanmış olan bu tezde, görünür ışık haberleşme sistemlerinde spektral verimliliği arttırmak için hız uyarlamalı bir sistem önerilmiştir. Önerilen sistemin temelini oluşturan Raptor kodlarda, kod çözme karmaşıklığını azaltmak amacıyla kod çözücü yapısına yaklaşım yöntemleri adapte edilmiş ve başarılı kod çözme işleminin algılanabilmesini sağlayan erken durdurma yöntemleri geliştirilmiştir.

Sunulan tez çalışmasının hazırlanmasında tecrübe ve bilgi birikimini benimle paylaşan ve bu konuda araştırma yapmam için beni teşvik eden, bana her türlü desteği sağlayan tez danışmanım sayın Doç. Dr. Kadir TÜRK'e en içten teşekkürlerimi sunuyorum. Lisans üstü çalışmalarım boyunca ve halen hiç bir yardımı esirgemeyen hocalarım Dr. Öğr. Üyesi Emin TUĞCU, Dr. Öğr. Üyesi Cemaleddin ŞİMŞEK ve Dr. Öğr. Üyesi Ayhan YAZGAN'a teşekkür ederim.

Tez çalışmamın gerçekleşmesinde 215E308 numaralı (1003-Öncelikli Alanlar Ar-Ge Projeleri Destekleme programı) proje ile maddi destek sağlayan, yine doktora eğitimimde Yurt İçi Öncelikli Alanlar Doktora Burs Programı-BİDEB 2211-C kapsamında maddi olarak beni destekleyen Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırmalar Kurumu'na (TÜBİTAK) teşekkür ederim.

Tüm hayatım boyunca benden maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen aileme ve özellikle bana enerji veren kızım Pelin ALBAYRAK'a sonsuz ve en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Bu tezin bundan sonraki çalışmalara katkı sağlaması temennisiyle.

Cenk ALBAYRAK

Trabzon 2018

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum "Kapalı Mekanlarda Görünür Işık Haberleşmesi İçin Oransız Kodlara Dayalı Hız Uyarlaması" başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Doç. Dr. Kadir TÜRK'ün sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 14/05/2018

Cenk ALBAYRAK

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.	IV
İÇİNDEKİLER	V
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ	IX
TABLolar DİZİNİ	XII
SEMBOLLER DİZİNİ	XIV
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş	1
1.2. Görünür Işık Haberleşmesi	5
1.2.1. VLC Kanal Modeli	6
1.2.2. Optik İşaret Gürültü Oranı	16
1.3. Optik OFDM Teknikleri	20
1.4. Oransız Kodlar	23
1.4.1. LT Kodlar	24
1.4.1.1 LT Kodlayıcı	24
1.4.1.2 LT BP Kod Çözme Algoritması	26
1.4.2. Raptor Kodlar	27
1.4.2.1 Raptor BP Kod Çözme Algoritması	28
1.4.3. Bit ve Denetim Düzümlerinin Derece Dağılımları	29
1.4.4. Oransız Kodlar İçin Teorik Analiz Yöntemleri	31
1.5. BP Algoritması İçin Karmaşıklık Azaltılmış Yaklaşıklık Yöntemleri	33
1.6. Oransız Kodlar İçin Erken Durdurma Yöntemleri	35
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	39
2.1. Giriş	39

2.2.	VLC İçin Oransız Kodlara Dayalı Hız Uyarlama Yöntemi	42
2.2.1.	Dar Bantlı VLC Kanalı İçin Hız Uyarlaması	42
2.2.1.1	Tasarlanan Model Oda ve Optik SNR Dağılımı	43
2.2.1.2	Dar Bantlı Kanal İçin Hız Uyarlamalı VLC Sisteminin Yapısı	45
2.2.1.3	Dar Bantlı VLC Kanalı İçin Sayısal Sonuçlar	46
2.2.2.	Geniş Bantlı VLC Kanalı İçin Hız Uyarlaması	48
2.2.2.1	Tasarlanan Laboratuvar Ortamı ve Optik SNR Dağılımı	49
2.2.2.2	Optik OFDM	52
2.2.2.3	Geniş Bantlı Kanal İçin Hız Uyarlamalı VLC Sisteminin Yapısı	54
2.2.2.4	Geniş Bantlı VLC Kanalı İçin Sayısal Sonuçlar	55
2.3.	Oransız Kodlar İçin BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri	58
2.3.1.	LT Kodlar İçin BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri	59
2.3.1.1	LT Kodlardaki Standart BP ve BP Tabanlı Kod Çözme Algoritmalarının Karmaşıklık Analizleri	61
2.3.1.2	LLR Tabanlı Uyarlanı Demodülasyon Algoritması	62
2.3.1.3	LT Kod Çözme Algoritması İçin MC-DE Teorik Analiz Yöntemi	63
2.3.1.4	AWGN Kanalda LT Kod Çözme Algoritmaları İçin Sayısal Sonuçlar	65
2.3.1.5	VLC Kanalda LT Kod Çözme Algoritmaları İçin Sayısal Sonuçlar	72
2.3.2.	Raptor Kodlar İçin BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri	73
2.3.2.1	Raptor Kodlardaki Standart BP ve BP Tabanlı Kod Çözücülerin Karmaşıklık Analizleri	74
2.3.2.2	Raptor Kod Çözme Algoritması İçin MC-DE Teorik Analiz Yöntemi	76
2.3.2.3	AWGN Kanalda Raptor Kod Çözme Algoritmaları İçin Sayısal Sonuçlar	76
2.3.2.4	VLC Kanalda Raptor Kod Çözme Algoritmaları İçin Sayısal Sonuçlar	80
2.4.	Oransız Kodlar İçin Erken Durdurma Yöntemleri	80
2.4.1.	İşaret Değişimi Tabanlı Erken Durdurma Yöntemi	82
2.4.1.1	SAB ve CSR Erken Durdurma Yöntemlerinin Karmaşıklık Analizleri	83
2.4.1.2	SAB ve CSR ETM'ler İçin Sayısal Sonuçlar	84
2.4.2.	Güvenilirliği En Az Olan Mesajlara Dayalı Erken Durdurma Yöntemi	87
2.4.2.1	LRM ve CSR Erken Durdurma Yöntemlerinin Karmaşıklık Analizleri	91
2.4.2.2	LRM ve CSR ETM'ler İçin Sayısal Sonuçlar	92

3.	SONUÇLAR	100
4.	ÖNERİLER	103
5.	KAYNAKLAR	104

ÖZGEÇMİŞ



Doktora Tezi

ÖZET

KAPALI MEKANLARDA GÖRÜNÜR IŞIK HABERLEŞMESİ İÇİN ORANSIZ
KODLARA DAYALI HIZ UYARLAMASI

Cenk ALBAYRAK

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Doç.Dr. Kadir TÜRK
2018, 119 Sayfa

Bu tez çalışmasında temel olarak, kanal şartlarının oldukça değişken olduğu kapalı mekan görünür ışık haberleşme (visible light communications, VLC) sistemleri için spektral verimliliği artırmak amacıyla oransız kodlara dayalı bir hız uyarlama yöntemi önerilmiştir. Önerilen hız uyarlama yöntemi ile ulaşılabilecek veri iletim hızları ve spektral verimlilik, dar ve geniş bantlı VLC kanalları için elde edilmiş ve RF sistemlerde yaygın olarak kullanılan uyarlanabilir modülasyon ve kodlama (adaptive modulation and coding, AMC) yöntemiyle eşit platformda karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, önerilen yöntemin geleneksel AMC yöntemine göre spektral verimliliği önemli ölçüde artırdığını göstermiştir.

Bahsi geçen çalışmalara ek olarak, önerilen hız uyarlama yönteminin temelini oluşturan oransız kodların gerçek zamanlı uygulamalardaki kullanılabilirliğini artırmak amacıyla çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmaların bir bölümünde, oransız kod çözme algoritmasının hesaplama karmaşıklığını önemli ölçüde azaltabilen yaklaşıklık yöntemleri önerilmiştir. Elde edilen sonuçlar, oransız kod çözme algoritmasının karmaşıklığının, küçük bir performans kaybı ile önemli ölçüde azaltılabildiğini göstermiştir. Çalışmaların son bölümünde ise, oransız kod çözücü için iki yeni erken durdurma yöntemi önerilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen erken durdurma yöntemlerinin mevcut yöntemlere göre oldukça az hesaplama karmaşıklığına sahip olduklarını ve kodun çözüldüğünü daha erken algılayabildiklerini göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Görünür ışık haberleşmesi, Spektral verimlilik, Hız uyarlaması, Oransız kodlar, LT kodlar, Raptor kodlar, BP kod çözme algoritması, BP tabanlı yaklaşıklıklar, Erken durdurma yöntemleri.

Ph.D. THESIS

SUMMARY

RATE ADAPTATION BASED ON RATELESS CODES FOR INDOOR VISIBLE LIGHT
COMMUNICATION

Cenk ALBAYRAK

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Assoc.Prof.Dr. Kadir TÜRK
2018, 119 Pages

In this thesis, mainly, a rate adaptation method based on rateless codes is proposed to improve the spectral efficiency for indoor Visible Light Communication (VLC) systems in which channel conditions vary significantly. The data transmission rates and spectral efficiency that can be achieved with the proposed rate adaptation method are obtained for narrow and broadband VLC channels and are compared on the same platform with Adaptive Modulation and Coding (AMC) methods which are widely used in RF systems. Results show that the proposed method remarkably improves the spectral efficiency compared to the conventional AMC method.

In addition to the aforementioned works, studies have been performed to increase the usability of rateless codes, which form the basis of the proposed rate adaptation method, in real time applications. In a part of these studies, approximation methods have been proposed which can significantly reduce the computational complexity of rateless decoding algorithms. Obtained results demonstrate that the complexity of rateless decoding algorithm can be significantly reduced with a small performance degradation. In the last part of these studies, two new early termination methods are proposed for rateless decoder. Obtained results show that the proposed early termination methods have quite low computational complexity and can detect earlier that the code is decoded compared to the present methods.

Key Words: Visible light communications, Spectral efficiency, Code rate adaptation, Rateless codes, LT codes, Raptor codes, BP decoding algorithm, BP-based approximations, Early termination methods.

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. Görünür ışık bandının elektromanyetik spektrumdaki yeri [5]	2
Şekil 1.2. Cree Xlamp® XP-E2 marka LED'in spektral güç dağılımı [53]	7
Şekil 1.3. LED kaynağından çıkan ışınların foto-detektöre ulaşırken izledikleri yolların örnek bir gösterimi	8
Şekil 1.4. Farklı malzemelerin yansıtma katsayılarının dalga boyuna göre değişimi	11
Şekil 1.5. Görünür ışık haberleşmesinin kullanıldığı boş bir model oda tasarısı	13
Şekil 1.6. Özellikleri Tablo 1.1'de verilen Şekil 1.5'teki boş model oda için VLC kanalının dürtü yanıtı	15
Şekil 1.7. Şekil 1.5'te verilmiş olan model oda içerisindeki SNR dağılımı . . .	19
Şekil 1.8. Şekil 1.6'da verilen kanal dürtü yanıtının 5 tabı	19
Şekil 1.9. DCO-OFDM yöntemini kullanan VLC sisteminin blok diyagramı [1]	21
Şekil 1.10. ACO-OFDM yöntemini kullanan VLC sisteminin blok diyagramı [1]	22
Şekil 1.11. LT kodlar için örnek bir H matrisi	25
Şekil 1.12. LT kodlar için örnek bir Tanner grafiği gösterimi	26
Şekil 1.13. LDPC kodlar için örnek bir Tanner grafiği gösterimi	34
Şekil 1.14. Erken durdurma yöntemi kullanan BP algoritmasının akış şeması . .	36
Şekil 2.1. Tasarlanan boş model oda	43
Şekil 2.2. Tasarlanan model oda içerisindeki SNR dağılımı	45
Şekil 2.3. Tasarlanan model oda için önerilen Raptor kod tabanlı hız uyarlamalı sistemin blok diyagramı	46
Şekil 2.4. Kod çözme algoritmasının 128-PAM ile farklı kodlama oranları kullanılarak elde edilen BER eğrileri	48
Şekil 2.5. Önerilen hız uyarlama yönteminin model odadaki VLC sisteminde kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için elde edilen spektral verimlilik	49
Şekil 2.6. Tasarlanan model laboratuvar ortamı	51
Şekil 2.7. Tasarlanan laboratuvar ortamındaki SNR dağılımı	51

Şekil 2.8.	Özellikleri Tablo 2.4'te verilen Şekil 2.6'daki laboratuvar ortamında, alıcı birim (0.1m, 0.1m, 0.8m) konumunda iken VLC kanalının dürtü yanıtı	53
Şekil 2.9.	Şekil 2.8'de verilen kanal dürtü yanıtının 5 tabı	54
Şekil 2.10.	Önerilen oransız kodlar tabanlı hız uyarlamalı DCO-OFDM sisteminin blok diyagramı	55
Şekil 2.11.	Model laboratuvar ortamı içerisindeki SNR değişim aralığında, AMC ve önerilen hız uyarlama yöntemi kullanılarak ulaşabileceği iletim hızları	57
Şekil 2.12.	Model laboratuvar ortamı içerisinde (0.1m, 2.0m, 0.8m) konumundan (7.9m, 2.0m, 0.8m) konumuna doğru yürüyen bir kullanıcının, AMC yöntemi ve önerilen hız uyarlama yöntemi kullanarak ulaşabileceği iletim hızları	58
Şekil 2.13.	Tasarlanan model laboratuvar ortamında, önerilen hız uyarlama yöntemi kullanılarak ulaşılabilen iletim hızlarının dağılımı	59
Şekil 2.14.	Tanner grafiğindeki örnek birer VN v ve CN c düğümleri	61
Şekil 2.15.	AWGN kanal modeli	64
Şekil 2.16.	Ele alınan sistem parametreleri için α ve β değerlerine göre BER değişimleri	67
Şekil 2.17.	LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının teorik analiz yöntemi ve benzetim çalışmalarıyla elde edilmiş BER performansları	67
Şekil 2.18.	LLR-ADM algoritması ile birleştirilen LT BP kod çözücünün MC-DE yöntemiyle elde edilen BER performansı	70
Şekil 2.19.	LLR-ADM algoritması ile birleştirilen LT MS kod çözücünün MC-DE yöntemiyle elde edilen BER performansı	70
Şekil 2.20.	LLR-ADM algoritması ile birleştirilen LT N-MS kod çözücünün MC-DE yöntemiyle elde edilen BER performansı	71
Şekil 2.21.	LLR-ADM algoritması ile birleştirilen LT O-MS kod çözücünün MC-DE yöntemiyle elde edilen BER performansı	71
Şekil 2.22.	LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının VLC kanaldaki BER performansları	73
Şekil 2.23.	Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının teorik analiz yöntemi ve benzetim çalışmalarıyla elde edilmiş BER performansları	79
Şekil 2.24.	Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının VLC kanaldaki BER performansları	81
Şekil 2.25.	CSR ETM'nin kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için LT BP kod çözücünün BER performansları	85

Şekil 2.26. SAB ETM'nin kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için LT BP kod çözücünün BER performansları	86
Şekil 2.27. LRM ETM kullanan LT BP kod çözücünün $P_{LRM} = \%0.6$ için farklı Γ_{LC} değerlerindeki BER eğrileri	93
Şekil 2.28. LRM ETM kullanan LT BP algoritmasının $P_{LRM} = \%0.5$ için farklı Γ_{LC} değerlerindeki BER eğrileri	96
Şekil 2.29. LRM ETM kullanan LT BP algoritmasının $P_{LRM} = \%1$ için farklı Γ_{LC} değerlerindeki BER eğrileri	97
Şekil 2.30. Erken durdurma için sadece RCM'leri kullanan (LRM'leri kullanmayan) LT BP kod çözücünün BER performansı	99



TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. Şekil 1.5'teki model oda ve VLC için sistem parametreleri	14
Tablo 1.2. Isıl ve atış gürültüsü varyanslarının hesabı için örnek parametre değerleri	18
Tablo 2.1. Şekil 2.1'deki model odanın özellikleri	44
Tablo 2.2. Isıl ve atış gürültüsü varyanslarının hesabı için örnek parametre değerleri	44
Tablo 2.3. Şekil 2.3'te önerilen hız uyarlamalı sistem için parametreler	47
Tablo 2.4. Şekil 2.6'daki model laboratuvar ortamı ve VLC sistemi için parametre değerleri	50
Tablo 2.5. Şekil 2.10'da önerilen hız uyarlamalı sistem için parametreler	56
Tablo 2.6. LDPC ve LT kod çözücülerin güncelleme denklemleri	60
Tablo 2.7. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı yaklaşıklık yöntemlerindeki denetim düğümü güncellemelerinin hesaplama karmaşıklıkları	62
Tablo 2.8. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının BER performanslarını incelemek için kullanılan sistem parametreleri	66
Tablo 2.9. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının denetim düğümü güncellemelerinin hesaplama miktarları ($C_1 = 208173$)	69
Tablo 2.10. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının bir kod çözme özyinelemesindeki ortalama işlem süreleri	69
Tablo 2.11. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının VLC kanaldaki BER performanslarını incelemek için kullanılan sistem parametreleri	72
Tablo 2.12. Raptor kodlar için önerilen BP tabanlı algoritmaların denetim düğümlerinin denklemleri	74
Tablo 2.13. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı yaklaşıklık yöntemlerindeki denetim düğümü güncellemelerinin hesaplama karmaşıklıkları	75
Tablo 2.14. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının BER performanslarını incelemek için kullanılan sistem parametreleri	78
Tablo 2.15. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının denetim düğümü güncellemelerinin hesaplama miktarları ($R_5 = 225183$)	78

Tablo 2.16.Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının bir kod çözme özyinelemesindeki ortalama hesaplama süreleri	79
Tablo 2.17.Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının VLC kanaldaki BER performanslarını incelemek için kullanılan sistem parametreleri	81
Tablo 2.18.CSR ve SAB ETM'lerin bir özyinelemelerindeki hesaplama karmaşıklıkları	84
Tablo 2.19.CSR ve SAB ETM'leri karşılaştırmak için kullanılan sistem parametreleri	84
Tablo 2.20.CSR ve SAB ETM'lerinin bir özyinelemelerindeki işlem miktarları .	86
Tablo 2.21.CSR ve SAB ETM kullanan LT BP kod çözücünün yakınsadığı ortalama özyineleme miktarları	87
Tablo 2.22.CSR ve SAB ETM'lerin tam bir kod çözme işlemindeki ortalama hesaplama süreleri	88
Tablo 2.23.CSR ve LRM erken durdurma yöntemlerinin ve LT BP kod çözme algoritmasının bir özyinelemelerindeki hesaplama karmaşıklıkları . . .	91
Tablo 2.24.CSR ve LRM ETM kullanan LT BP kod çözücünün yakınsadığı ortalama özyineleme miktarları (CSR için $\Gamma_{LC} = 5$, LRM için $P_{LRM} = \%0.6$ ve $\Gamma_{LC} = 1$)	94
Tablo 2.25.BP algoritmasının ve CSR, LRM ve SAB ETM'lerinin bir özyinelemelerindeki işlem miktarları ($N_{LRM} = 282$)	95
Tablo 2.26.CSR ve LRM ETM'leri kullanan LT BP kod çözücünün ve sadece ETM kısımlarının tam bir kod çözme işlemindeki ortalama hesaplama süreleri (CSR için $\Gamma_{LC} = 5$, LRM için $P_{LRM} = \%0.6$ ve $\Gamma_{LC} = 1$)	95
Tablo 2.27.LRM ETM'de P_{LRM} 'nin $\%1$ ve $\%5$ olduğu durumlar için, bir özyinelemedeki işlem miktarları	98
Tablo 2.28.LRM ETM'de P_{LRM} 'nin $\%1$ ve $\%5$ olduğu durumlar için, tam bir kod çözme işlemindeki sadece ETM kısımlarının ortalama hesaplama süreleri	98

SEMBOLLER DİZİNİ

ADM	:	Uyarlanır demodülasyon
ACO	:	Asimetrik kırılmış optik
AM	:	Uyarlanır modülasyon
AMC	:	Uyarlanır modülasyon ve kodlama
$AWGN$:	Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü
A_{PD}	:	Foto-detektörün yüzey alanı
A_{ref}	:	Yansıtıcı yüzeyin alanı
B	:	Bant genişliği
B_{DC}	:	DC öngerilim değeri
$B_{DC(dB)}$:	DC öngerilim değerinin desibel olarak karşılığı
BEC	:	İkili silinen kanal
BER	:	Bit hata oranı
BP	:	Kanı yayılımı
β	:	Ofset sabiti
c	:	Işık hızı
CN	:	Denetim düğümü
C_p	:	Foto-detektörün birim alanı başına sabit kapasitesi
C	:	Lineer kod
CIR	:	Kanal dürtü yanıtı
CP	:	Çevrimsel önek
CSR	:	Denetim toplamı memnuniyet oranı
CSI	:	Kanal durum bilgisi
DC	:	Doğru akım
DCO	:	Doğru akım eklemeli optik
DE	:	Yoğunluk evrimi
d_c	:	CN derecesi
$d_{c_{max}}$:	En büyük CN derecesi
d_k	:	k yansıma yapan ışının yansıdığı konum ile ulaştığı konum arasındaki mesafe

d_v	: VN derecesi
$d_{v_{max}}$: En büyük VN derecesi
$E\{.\}$: Beklenen değer
ETM	: Erken durdurma yöntemi
FOV	: Foto-detektörün kabul etme açısı
G	: Açık devre gerilim kazancı
g_m	: FET iletkenliği
H	: Üreteç matrisi
$H(0)$: Kanalın DC kazancı
$h^{(k)}$: k yansıma yapan ışınların birim vuruş tepkisi
$h(t)$: Birim vuruş tepkisi
I_2	: Gürültü bant genişliği faktörü
I_3	: Gürültü bant genişliği faktörü
I_{bg}	: Arkaplan ışımalarının neden olduğu fotoakım
$IFFT$: Ters hızlı Fourier dönüşümü
ISD	: İdeal Soliton dağılımı
ISI	: Semboller arası girişim
IM/DD	: Yoğunluk modülasyonu/doğrudan sezim
k	: Yansıma sayısı
L_k	: k yansıma yapan ışının yol kaybı
l	: Özyineleme sayısı
l_{avg}	: Ortalama özyineleme sayısı
l_x	: Duvarın x eksenindeki boyu
l_y	: Duvarın y eksenindeki boyu
$LDPC$: Düşük yoğunluklu eşlik denetim
LED	: Işık yayan diyot
LLR	: Logaritmik olabilirlik oranı
LRM	: Güvenilirliği en az olan mesajlar
LOS	: Direk görüş
LT	: Luby dönüşümü
m	: Lambert indeksi
m_c	: Kanaldan gelen kod kelimelerinin LLR değerleri
\hat{m}_c	: Karar verilen m_c mesajları
$m_{c \rightarrow v}$: LT kodlarda CN'den VN'ye giden mesajlar

$m_{i \rightarrow o}$: LDPC kodlarda VN'den CN'ye giden mesajlar
M_{LDPC}	: LDPC fazlalık kod kelimesi sayısı
m_o	: LDPC kod çözücü çıkışındaki mesajlar
\hat{m}_o	: LDPC kod çözücü çıkışında karar verilen m_o mesajları
$m_{o \rightarrow i}$: LDPC kodlarda CN'den VN'ye giden mesajlar
m_v	: LT kod çözücü çıkışındaki mesajlar
\hat{m}_v	: LT kod çözücü çıkışında karar verilen m_v mesajları
$m_{v \rightarrow c}$: LT kodlarda VN'den CN'ye giden mesajlar
N	: OFDM alt-taşıyıcı sayısı
N_{LRM}	: LRM mesajlarının sayısı
N_{LT}	: LT kod kelimesi sayısı
$N_{m_{v \rightarrow c}}$: $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarının sayısı
N_t	: Toplam LED sayısı tepkisi
$n(t)$: Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü
N_x	: Yansıtıcı yüzeyin x ekseninde bölünme miktarı
N_y	: Yansıtıcı yüzeyin y ekseninde bölünme miktarı
N_z	: Yansıtıcı yüzeyin z ekseninde bölünme miktarı
$N(\mu, \sigma^2)$: μ ortalamalı σ standart sapmalı Gauss dağılımı
OWC	: Optik kablosuz haberleşme
$OFDM$: Dikgen frekans bölmeli çoğullama
QAM	: Karesel genlik modülasyonu
PAM	: Darbe genlik modülasyonu
P_{d_n}	: d_n derecesinin gelme olasılığı
P_{LRM}	: Yüzdeler LRM mesajlarının sayısı
P_r	: Alınan ortalama optik güç
P_t	: Gönderilen ortalama optik güç
q	: Elektron yükü
R	: Foto-detektörün tepkiselliği
RF	: Radyo frekansı
R_{LDPC}	: LDPC kodlama oranı
R_{LT}	: LT kodlama oranı
R_{Raptor}	: Raptor kodlama oranı
$rect()$: Dikdörtgen fonksiyonu
RSD	: Sağlam Soliton dağılımı

SAB	:	İşaret değişimi tabanlı
SNR	:	İşaret gürültü oranı
t	:	Zaman
T_k	:	Mutlak sıcaklık
VN	:	Bit düğümü
VLC	:	Görünür ışık haberleşmesi
WDM	:	Dalga boyu bölmeli çoğullama
\mathbf{x}	:	Gerçel ve çift kutuplu işaret
\mathbf{X}	:	Karmaşık bilgi işareti
$x_{ACO}(t)$:	ACO-OFDM'de gönderilecek olan işaret
$x_{BDC}(t)$:	DC öngerilim eklenen işaret
$x_{DCO}(t)$:	DCO-OFDM'de gönderilecek olan işaret
x_{PD}	:	Foto-detektörün x eksenindeki konumu
x_R	:	Yansıtıcı nesnenin x eksenindeki konumu
XOR	:	Modül 2'ye göre toplama
x_S	:	LED'in x eksenindeki konumu
$x(t)$:	Gönderilen optik işaret
y_{PD}	:	Foto-detektörün y eksenindeki konumu
y_R	:	Yansıtıcı nesnenin y eksenindeki konumu
y_S	:	LED'in y eksenindeki konumu
$y(t)$:	Alınan elektriksel işaret
z_{PD}	:	Foto-detektörün z eksenindeki konumu
z_R	:	Yansıtıcı nesnenin z eksenindeki konumu
z_S	:	LED'in z eksenindeki konumu
α	:	Normalizasyon sabiti
\oplus	:	Modül 2'ye göre toplama operatörü
$\delta()$:	Dirac delta fonksiyonu
ΔCSR	:	Ardışık özyinelemelerde hesaplanan μ_{CSR} değerleri arasındaki fark
Γ_{CSR}	:	CSR test eşik değeri
Γ_F	:	FET kanal gürültü faktörü
Γ_{LC}	:	Kod çözücü durdurma şartı
Γ_n	:	n . LED'in ışın yayma gücü
κ	:	Boltzmann sabiti

λ	:	Dalga boyu
$\lambda(x)$:	VN düğümü derece dağılımı
μ	:	Ortalama değer
μ_{CSR}	:	CSR test değeri
μ_p	:	Poisson parametresi
$\Omega(x)$:	Derece dağılımı
$\Omega'(x)$:	$\Omega(x)$ 'in x 'e göre 1. dereceden türevi
\oplus	:	Modül 2'ye göre toplama işlemi
\otimes	:	Konvolüsyon
$\Phi_n(\lambda)$:	n . LED'in güç spektral dağılımı
$\phi_{1/2}$:	LED'in görüş açısının yarısı
ϕ_k	:	k yansımadan sonra gelen ışının normal ile yaptığı açı
π	:	Pi sayısı
$\rho(\lambda)$:	Malzemenin yansıtırlığı
$\rho(x)$:	CN düğümü derece dağılımı
θ_k	:	k yansımadan sonra çıkan ışının normal ile yaptığı açı
σ	:	Standart sapma
∞	:	Sonsuz

1. GENEL BİLGİLER

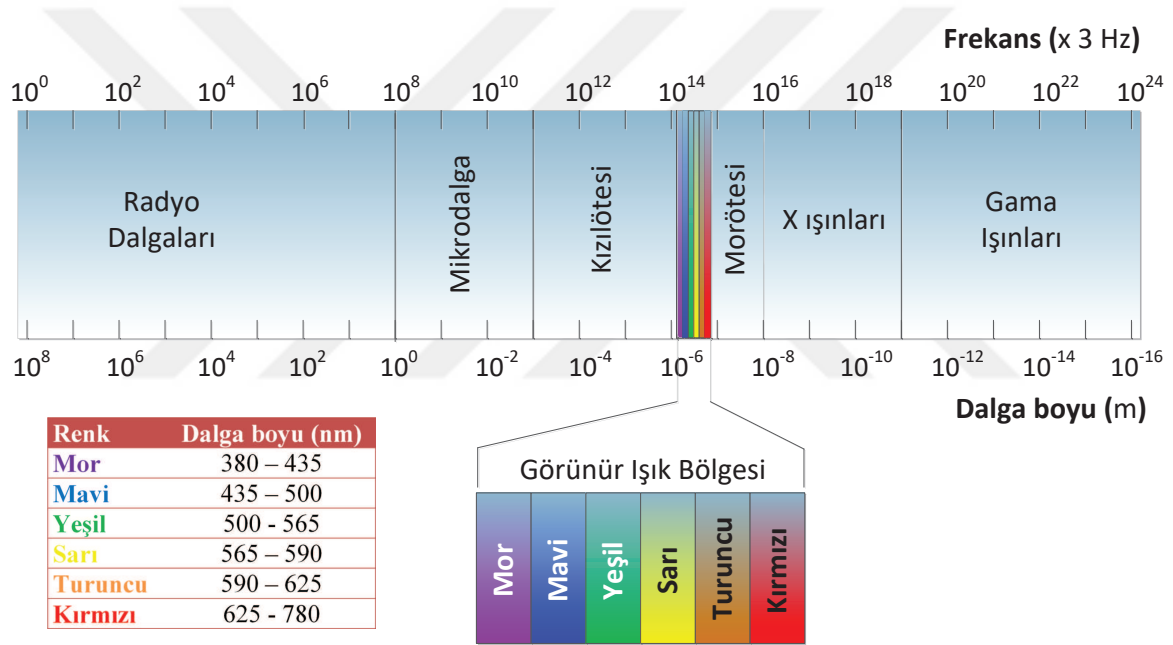
1.1. Giriş

Özellikle kişisel mobil cihazların yaygınlaşmasıyla birlikte günden güne artan müşteri taleplerinden dolayı telekomünikasyon sistemleri çok hızlı bir gelişme göstermektedir. Kullanılan radyo frekans (Radio Frequency, RF) sistemleri, spektral verimlilik açısından neredeyse teorik limitlerde çalışabilecek düzeyde geliştirilmiş olmalarına rağmen, kablosuz mobil haberleşme için tahsis edilen RF spektrumu hızla dolmaya ve yetersiz hale gelmeye başlamıştır [2]. Artan talebi geleneksel şebekelerle karşılamaya çalışmak, maliyet etkin bir şekilde çözümlenemeyecek problemleri ortaya çıkardığından [3], akademik dünya ve servis sağlayıcıları yeni teknolojiler geliştirmek için çalışmaktadır. Optik kablosuz haberleşme sistemlerinden (Optical Wireless Communications, OWC) biri olan görünür ışık haberleşmesi (Visible Light Communications, VLC), bazı uygulama alanlarında RF teknolojisine alternatif olabilecek, bazı uygulama alanlarında ise tamamlayıcı bir rol üstlenerek, talepleri karşılamaya yardımcı olabilecek uygun bir teknoloji olarak öne çıkmaktadır [4].

VLC teknolojisi, ışık şiddetini veya rengini insan gözünün fark edemeyeceği hızda değiştirerek ortam aydınlatmasının ve kablosuz bilgi iletişiminin birlikte yapılmasını amaçlamaktadır [4]. Bu anlamda VLC sistemlerinde bilgi iletimi için, görünür ışık dalga boylarında çalışan ve asıl amacı aydınlatma olan ışık yayan diyotlar (Light Emitting Diode, LED) kullanılır [5]. VLC sistemlerinde yüksek hızlı bilgi iletişiminin sağlanabilmesi için, kullanılan ışık kaynaklarının yüksek hızlarda anahtarlanabilmesi gerekmektedir. Bundan dolayıdır ki, LED teknolojisinin gelişmesi ve LED tabanlı aydınlatma elemanlarının yaygınlaşmasıyla birlikte VLC konusundaki çalışmalar özellikle son bir kaç yılda büyük bir ivme kazanmıştır.

VLC teknolojisi, RF sistemlere göre bir çok avantaja sahiptir. En önemli avantajı, Şekil 1.1'de elektromanyetik spektrumdaki yeri gösterilen VLC spektrumunun [6], 380 nm ile 780 nm dalga boyları arasında, yaklaşık olarak 400 THz'lik oldukça geniş, lisanssız bir bant genişliğine sahip olmasıdır [7]. Görünür ışığın elektromanyetik radyasyona neden olmaması, karbondioksit emisyonunu azaltması [8, 9], RF bandını kullanan elektronik cihazların çalışmasını engellememesi ve bu bantta istenmeyen girişimlere neden olmaması da

önemli avantajlarıdır. Bahsi geçen özelliklerinden dolayı VLC sistemlerinin, özellikle uçak kabinleri, hastaneler, kimyasal tesisler gibi riskli alanlarda kablosuz bilgi iletişimi için ideal bir çözüm olduğu söylenebilir [10]. VLC sistemlerinde bilgi iletişimi için kullanılan görünür ışık bandındaki dalgaların duvarlar ve yüzeylerden geçememesi, RF sistemlerdeki gibi geniş menzilli bir bağlantı ağının oluşturulamamasına neden olmaktadır. Bu durum dezavantajmış gibi görünse de, veri güvenliği açısından RF sistemlere göre güçlü bir üstünlük sağlamaktadır [9]. Ayrıca, LED'lerin aydınlatma alanında yaygın bir şekilde kullanılması sayesinde VLC sistemleri, alışveriş merkezleri, tren istasyonları, restoranlar, süpermarketler, kampüsler ve bunun gibi birçok kamusal alandaki kablosuz yerel ağlara hızlı bir şekilde adapte edilebilir.



Şekil 1.1. Görünür ışık bandının elektromanyetik spektrumdaki yeri [5]

VLC konusunda farklı organizasyonların yayınladığı bir dizi standartlar bulunmaktadır. 2007 yılında "Japon Elektronik ve Bilgi Teknolojileri Endüstrisi Birliği" (JEITA) "Visible Light ID System" adında bir standart oluştururken [11], 2008 yılında ise "Görünür Işık Haberleşmeleri Konsorsiyumu" (VLCC) tarafından bir spesifikasyon standardı yayınlamıştır [12]. Bunların yanında Avrupa'da ev ağları için VLC sistemlerini tanımlayan "Ev Gigabit Erişim Projesi" (OMEGA) isimli bir proje geliştirilmiştir [13]. Fakat bu standartların hiçbirinde, bilgi iletişiminin ve aydınlatmanın beraber yapılabilmesi için ele alınması gereken ışıktaki titreşimi azaltma, renk değişimini engelleme ve aydınlatma şiddetini

ayarlayabilme konularına odaklanılmamıştır [7]. Sonrasında ise, 2011 yılında IEEE 902.15 çalışma grubu tarafından VLC için ilk IEEE standardı "802.15.7 Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light" ismiyle yayınlanmıştır [14]. IEEE 802.15.7 standardı, haberleşme ile birlikte aydınlatmanın sağlıklı bir şekilde yapılabilmesi için gerekli düzenlemeleri, tanımlamaları ve sınırlamaları içermektedir [4].

VLC ile ilgili yapılmış bir çok çalışmada araştırmacılar aydınlatmayı göz ardı ederek, sadece bilgi iletim hızı açısından adeta bir yarış içerisine girmişlerdir. [15]'teki çalışmada dalga boyu bölmeli çoğullama (Wavelength Division Multiplexing, WDM) yöntemi kullanılarak 3.4 Gbps bilgi iletim hızına ulaşılmıştır. Yapılan deneysel çalışmalarda, VLC verici LED ile VLC alıcı foto-detektör arasındaki mesafe 10 cm ile 30 cm arasında değiştirilmiş ve lensler aracılığıyla LED'den çıkan ışık foto-detektöre odaklanmıştır. [16]'teki çalışmada ise VLC ile ofis ortamı için yüksek iletim kapasiteli bir ağ yapısı önerilmiştir. Önerilen sistemin çalışmasını gösterebilmek için belirlenen standartlarda iki nokta arasında deneysel olarak uplink ve downlink bağlantıları VLC ile kurulmuş olup, LED ve foto-detektör lensler vasıtasıyla birbirine odaklanmıştır. Belirlenen şartlarda verici ve alıcı birim arasındaki mesafe 65 cm ile sınırlandırılarak 500 Mbps bilgi iletim hızına ulaşılabilmektedir. Literatürde benzer şekilde yüksek veri hızlarına ulaşmayı hedefleyen bir dizi çalışma daha yapılmıştır [17-21]. Fakat bu çalışmalarda VLC sadece bilgi iletişimi için kullanılmış ve aydınlatma dikkate alınmamıştır. Ayrıca VLC alıcı ve verici arasındaki mesafeler ev, ofis gibi gerçek ortamlarda kullanılamayacak kadar kısa olup, lensler vasıtasıyla odaklama yapılmıştır. Dolayısıyla, bu çalışmalarda VLC ile ulaşılabilen bilgi iletişim hızları, gerçek dünyada kullanılabilecek bir ürün için gerçekçi olmaktan çok uzaktır.

Yukarıda bahsi geçen çalışmalarda da olduğu gibi, VLC ile ilgili literatürdeki çoğu çalışmada, alıcı ve verici birimlerin belirli konumlarda sabit olarak durdukları varsayılmaktadır [5, 22-24]. Fakat, alıcı ve verici birimlerin sürekli olarak sabit durmaları, kablosuz haberleşme sisteminin doğasına ters düşen bir durumdur. Dolayısıyla, VLC sistemleri için yapılacak incelemelerin ve değerlendirmelerin gerçek dünya ile daha uyumlu olabilmesi için, alıcı birimlerin hareketli olduğunun düşünülmesi, hesaba katılması gereken önemli bir durumdur. Hareketli kullanıcıların olduğu bir VLC sisteminde alıcıdaki sinyal kalitesi çok hızlı bir şekilde değişmektedir [25, 26]. Kanal şartlarının değişken olduğu sistemlerde spektral verimliliği artırmak için bilgi iletim hızını kanal şartlarına göre ayarlayabilen yöntemler kullanılmaktadır [14, 27]. Aksi takdirde bilgi iletim hızının haberleşme sisteminin en kötü kanal şartlarına göre ayarlanması gerekecektir ve bu durumda

ise, sinyal kalitesi daha yüksek hızda bilgi iletişimini destekleyecek seviyede olsa bile haberleşme hızı değişmeyeceğinden, spektral verimlilik oldukça düşecektir.

Geleneksel RF sistemlerinde modülasyon türünün ve/veya kodlama derinliğinin kanal kalitesine göre değiştirildiği uyarlanabilir modülasyon ve kodlama (Adaptive Modulation and Coding, AMC) yöntemleri, iletişim hızının kanal şartlarına göre ayarlanması için sıkça kullanılan yöntemlerdir [27-32]. AMC yönteminde, verici birimin kanal hakkında belirli düzeyde bir bilgiye sahip olduğu varsayılır. Bu bilgiye dayanarak daha önceden tanımlı modülasyon türleri ve kodlama oranlarından uygun olan bir çift seçilir ve bilgi iletişimi bu seçime göre gerçekleştirilir. Bilgi iletişim hızı, haberleşmenin kesintiye uğrama ihtimalini düşürmek için, sistemin izin verebileceği üst sınırdan bir miktar düşük olacak şekilde seçilir. Bu nedenle AMC yöntemi sistemin spektral verimliliğini yükseltse de modülasyon türü ve kodlama oranı çifti ile ulaşılabilecek haberleşme hız sınırına tam olarak ulaşamaz. Ayrıca modülasyon türü ve kodlama oranı çiftlerinin sınırlı sayıda olması bilgi iletişim hızının da sürekli değil ayrık bir fonksiyona göre belirlenmesini sağlayacağından, AMC yöntemiyle spektral verimlilik üst sınırına ulaşamaz. Tipik olarak AMC sistemleri alıcıda kestirilen kanal durum bilgilerini (Channel State Information, CSI) vericiye göndererek vericinin kanal hakkında bilgi sahibi olmasını sağlar. Bu geri bildirim de spektral verimliliği düşüren bir başka etken olmakla birlikte, kanal şartlarının hızlı değiştiği durumlarda verimlilik daha da düşmektedir. Kanalin çok daha hızlı değiştiği durumlarda kestirilen CSI'nin oldukça sık bir şekilde vericiye geri bildirimini, işlem yüküne neden olacaktır. Ayrıca, hatalı CSI ve geri bildirim gecikmelerinin olduğu durumlarda kanal durumu değişse bile verici kanalın o anki durumunu bilemeyeceği için, AMC'nin performansı önemli ölçüde düşmektedir [9, 25, 33]. Bunların yanında noktadan çoklu noktaya yapılacak haberleşmelerde AMC yönteminin kullanımı uygun değildir. Çünkü, alıcı birimler ile verici arasındaki kanal şartları birbirlerinden farklı olacağından uygun modülasyon türü – kodlama oranı çifti belirlenemeyecektir.

Spektral verimlilik probleminin üstesinden gelebilmek için AMC yöntemine bir alternatif olarak oransız kodları kullanan hız uyarlamalı yöntemler tanıtılmıştır [9, 16, 27, 34]. Oransız kodlarla birbirinden bağımsız neredeyse sonsuz sayıda kodlanmış sembol üretmek mümkündür [34]. Kod çözme işlemi için ise kodlayıcıda üretilen tüm sembollerin kod çözücüye ulaşmasına gerek yoktur. Kodlanmış sembollerin rasgele bir kısmı kod çözücüye ulaşmasa, bilgi bitlerinin kodlanmış sembollerden yeniden elde edilebilmesi için, bilgi bitlerinin sayısından biraz daha fazla sayıda kodlanmış sembolün kod çözücüde toplanması

yeterlidir [35]. Başarılı bir kod çözme işlemi için gerekli olan fazlalık kodlanmış sembollerin sayısı haberleşme kanalının o anki durumuna göre değişkenlik göstermektedir. Sinyal kalitesinin iyi olduğu durumlarda daha az sayıda fazlalık kodlanmış sembole ihtiyaç duyulurken, tersi durumlarda ise daha fazla kodlanmış sembole ihtiyaç duyulmaktadır. Başka bir ifadeyle, oransız kodlarda kodlama oranı, herhangi bir CSI geri bildirimine ihtiyaç duyulmadan, verici birim yerine alıcı birimde kanal şartlarına bağlı bir şekilde dinamik olarak ayarlanabilmektedir [36]. Böylece, AMC yöntemiyle ancak merdivene benzer şekilde ayrı olarak değiştirilebilen bilgi iletim hızı, oransız kodlar ile sürekli bir fonksiyona bağlı olarak kesintisiz bir şekilde değiştirilebilmektedir. Bu nedenle, kanal şartlarının değişken olduğu haberleşme sistemlerinde, oransız kodları kullanan hız uyarlama yöntemleri, AMC yöntemlerine göre sistemin spektral verimliliğini daha fazla artırmaktadır [9,25,36].

VLC konusunda yapılan çalışmaların çoğunda alıcı ve verici birimlerin belirli konumlarda sabit oldukları senaryolar ele alındığı için, kanal şartlarının değişken olduğu durumlar söz konusu olmamaktadır. Bu nedendir ki, yapılan literatür araştırmasında, VLC sistemlerde spektral verimliliği iyileştirmek için yapılmış sınırlı sayıda çalışmaya rastlanmakla birlikte yapılan çalışmaların hemen hemen hepsinde uyarlanabilir modülasyon (Adaptive Modulation, AM) yöntemi kullanılmıştır [37-40]. AM yönteminde, AMC yönteminden farklı olarak CSI geri bildirimine göre sadece modülasyon seviyesi değiştirildiğinden, AMC yöntemi için bahsi geçen problemlerin hepsi AM yöntemi için de geçerli olmaktadır. Bu çalışmaların haricinde, analog oransız kodlar [41-43] kullanan hibrit bir VLC – RF sistemi, [9]’deki çalışmada hız uyarlaması yapabilen bir sistem olarak önerilmiştir. Fakat, önerilen yöntem, hem aydınlatmanın hem de haberleşmenin yapıldığı gerçekçi bir VLC sistemi üzerinden değerlendirilmeye alınmamış olup, yaklaşık bir VLC kanal modeli kullanılmıştır. Ayrıca, yapılan deneysel çalışmalarda, VLC alıcı ve verici arasındaki mesafe 0.5 m ile 2.0 m arasında değiştirilmiş ve lensler vasıtasıyla LED’den çıkan ışık foto-dedektöre odaklanmıştır.

Bu değerlendirmeler doğrultusunda tez kapsamında yapılan çalışmalarda, IEEE 802.15.7 VLC standardı ile uyumlu olması açısından, LED armatürlerin hem aydınlatma hem de bilgi iletimi yapmak için kullanıldığı kapalı ortamlarda, alıcı birimlerin hareketli olduğu durumlar dikkate alınmış olup, kanal şartlarının oldukça değişken olduğu VLC sistemlerde spektral verimliliği artırmak için oransız kodlar tabanlı hız uyarlama yöntemi önerilmiştir [25]. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin geleneksel AMC yöntemine göre spektral verimliliği önemli ölçüde artırdığını göstermiştir. Buna ek olarak, tez kapsamında önerilen yöntemin temelini oluşturan oransız kodlar ile ilgili çalışmalar da yapılmıştır. Oransız kodların gerçek

zamanlı uygulamalardaki kullanılabilirliğini artırmak amacıyla, kod çözme algoritmasının karmaşıklığını önemli ölçüde azaltan yöntemler önerilmiştir [44-46]. Ayrıca, oransız kodlar için literatürdeki mevcut yöntemlere göre karmaşıklıkları oldukça az olan iki farklı erken durdurma yöntemi önerilmiştir [47,48].

Tez kapsamında yapılan çalışmalar doğrultusunda bir sonraki bölümde görünür ışık haberleşmesinden başlamak üzere sadece tez ile doğrudan ilgili olan bilgiler özetlenmiştir.

1.2. Görünür Işık Haberleşmesi

VLC teknolojisi, hızla artan kablosuz veri transferi taleplerini karşılamada bazı uygulamalarda geleneksel RF sistemlere yardımcı bazı uygulamalarda ise iyi bir alternatif olabilecek bir teknoloji olarak öne çıkmaktadır [7]. LED aydınlatmanın da yaygınlaşmasıyla birlikte, RF haberleşmesine göre daha düşük maliyetli, daha az enerji tüketen ve daha yüksek veri güvenliğine sahip VLC teknolojisi ile ilgili yapılan çalışmalar büyük bir ivme kazanmıştır. Son yıllarda VLC sistemlerine olan yoğun ilgi artışına rağmen, literatürde gerçekçi VLC kanal modeli ile ilgili sınırlı sayıda çalışmaya rastlanmaktadır [22, 25, 49]. Fakat, VLC için haberleşme sistemlerinin tasarlanabilmesi ve önerilecek yöntemlerin geçerlilik kazanabilmesi için VLC kanal yapısının gerçekçi bir şekilde ortaya konulması gerekmektedir. Gerçekçi VLC kanal modeli için literatürde referans alınabilecek iki kanal modelinden söz edilebilir. Bunlardan ilki Barry'nin modeli olarak bilinmektedir [5] ve John R. Barry tarafından 1993 yılında ilk olarak kızılötesi (Infrared, IR) haberleşmesi için tanımlanan model yapı [50], 2011 yılında VLC kanal modeli olarak kullanılabilir şekilde geliştirilmiş ve güncellenmiştir [5]. Referans alınabilecek diğer VLC kanal modeli ise [22]'de tanımlanmıştır. Bu çalışmada VLC kanal modellemesinin Zemax[®] yazılımı kullanılarak nasıl yapıldığı konusu detaylı olarak açıklanmaktadır. Zemax[®] ticari olarak optik ve aydınlatma sistemlerinin tasarımını içeren bir yazılımdır. Zemax[®] ile tasarlanacak olan sanal ortamın geometrisi, malzeme cinsi, malzemelerin yansıtma özellikleri, ışık kaynaklarının çalışma karakteristikleri, kullanılan eşyaların konumları vb. özellikler belirlenebilmekte ve seçilen parametreler doğrultusunda, herhangi bir konumdaki alıcıda alınan optik güç ve kanalın dürtü yanıtı (Channel Impulse Response, CIR) hesaplanabilmektedir [22, 51]. Barry'nin modeli ile arasındaki fark ise Zemax[®] yazılımı ile ideal olmayan kaynak ve farklı yansıma türleri için de hesaplamalar yapılabilmesidir.

1.2.1. VLC Kanal Modeli

Tez kapsamında, LED armatürlerin hem aydınlatma hem de bilgi iletiminde kullanıldığı düşünülerek model odalar tasarlanmış ve model odalarda kullanılan VLC sistemi için CIR hesapları Barry'nin modelinden faydalanılarak yapılmıştır. Barry'nin modelinde, tasarlanan model odadaki her bir ışık kaynağı LED, ayrı birer VLC verici olarak düşünülmekte ve her bir vericinin VLC alıcı foto-detektörde oluşturduğu optik güç birbirinden bağımsız olarak hesaplanmaktadır [5]. Zamanın her anı için hesaplanan optik güçler (1.1) numaralı denklemde verildiği gibi toplanarak CIR elde edilmektedir [49].

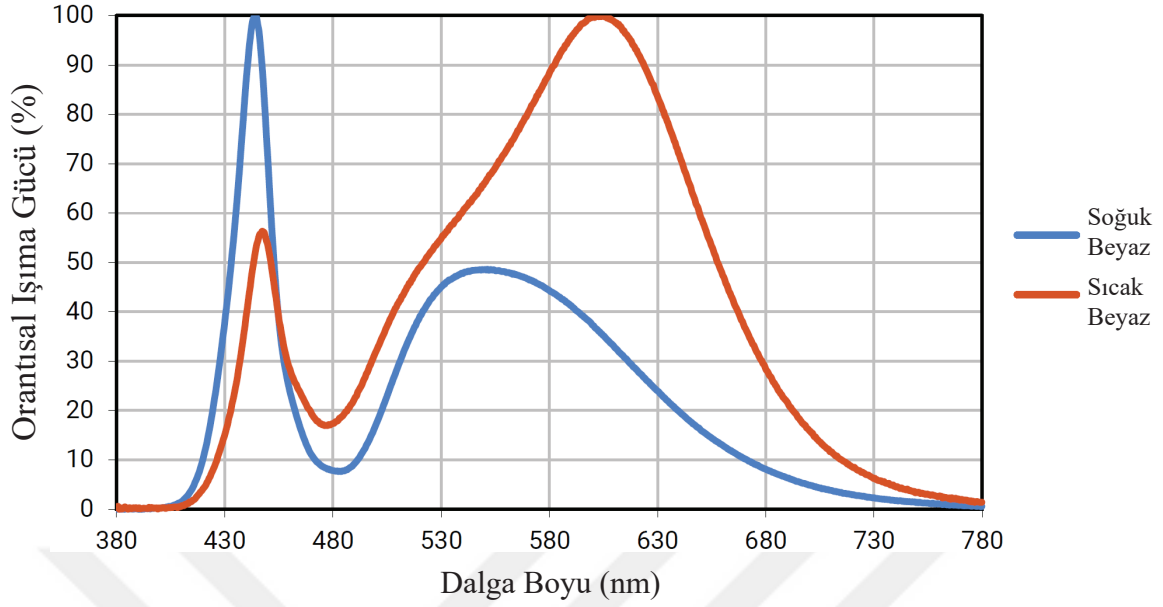
$$h(t) = \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; \Phi_n) \quad (1.1)$$

Burada N_t toplam LED kaynağı sayısını, t zamanı, k yansıma sayısını ve Φ_n ise n . LED'in güç spektral dağılımını temsil etmektedir. (1.1) eşitliğinden de anlaşılacağı gibi, her bir LED kaynağının etkisi birbirinden bağımsız olarak hesaplanır ve kanalın dürtü yanıtına eklenir. Bunun için her bir LED kaynağından çıkan ışınların fiziksel olarak izleyebilecekleri olası bütün yollar takip edilir. Bu takip esnasında, direk görüşün (Line of Sight, LOS) ($k = 0$) olduğu ve olmadığı (Non-Line of Sight, NLOS) ($k \geq 1$) durumlar için ışınların yol kayıpları ve yansdıkları nesnelere olan etkileşimleri de hesaba katılmaktadır [5, 22, 49].

Spektral güç dağılımı $\Phi(\lambda)$ bir ışık kaynağının birim dalga boyu başına ışın yayma gücünü tanımlamaktadır [5, 52, 53]. Şekil 1.2'de ticari bir ürün olan Cree Xlamp[®] XP-E2 marka bir LED aydınlatma elemanın spektral güç dağılımı verilmiştir [54]. Şekilden de anlaşıldığı üzere bir ışık kaynağı farklı dalga boylarında farklı ışın yayma miktarlarına sahiptir. Bu değişimin altında kalan alan ($\int_{\lambda} \Phi(\lambda) d\lambda$) ait olduğu LED'in ışın yayma gücünü vermektedir [49, 53].

n . LED kaynağından çıkan ve herhangi bir nesneden yansımadan direk olarak alıcıya ulaşan ışınların, yani LOS ($k = 0$) durumunun birim vuruş tepkisi (1.2) numaralı denklem kullanılarak hesaplanmaktadır. Denklemde kullanılan terimleri daha anlaşılır bir biçimde ifade edebilmek için Şekil 1.3'te LED kaynağından çıkan ışınların alıcıya ulaşana kadar izledikleri yolları gösteren örnek bir geometrik yapı verilmiştir.

$$h^{(0)}(t; \Phi_n) = L_0 \Gamma_n^{(0)} \text{rect}\left(\frac{\theta_0}{\text{FOV}}\right) \times \delta\left(t - \frac{d_0}{c}\right) \quad (1.2)$$



Şekil 1.2. Cree Xlamp[®] XP-E2 marka LED'in spektral güç dağılımı [53]

L_0 terimi, n . LED kaynağından çıkan ve direk olarak foto-detektöre ulaşan ışının katettiği yolda, yani d_0 mesafesindeki yol kaybını temsil etmektedir ve (1.3) numaralı denklemde verildiği gibi hesaplanmaktadır. Bu denklemde, A_{PD} foto-detektörün yüzey alanını, m lambert indeksini, ϕ_0 terimi n . LED kaynağından çıkan ve direk olarak foto-detektöre giden ışının normal ile yaptığı açığı, θ_0 terimi n . LED kaynağından direk olarak foto-detektöre gelen ışının normal ile yaptığı açığı ve d_0 ise n . LED kaynağı ile foto-detektör arasındaki mesafeyi temsil etmektedir.

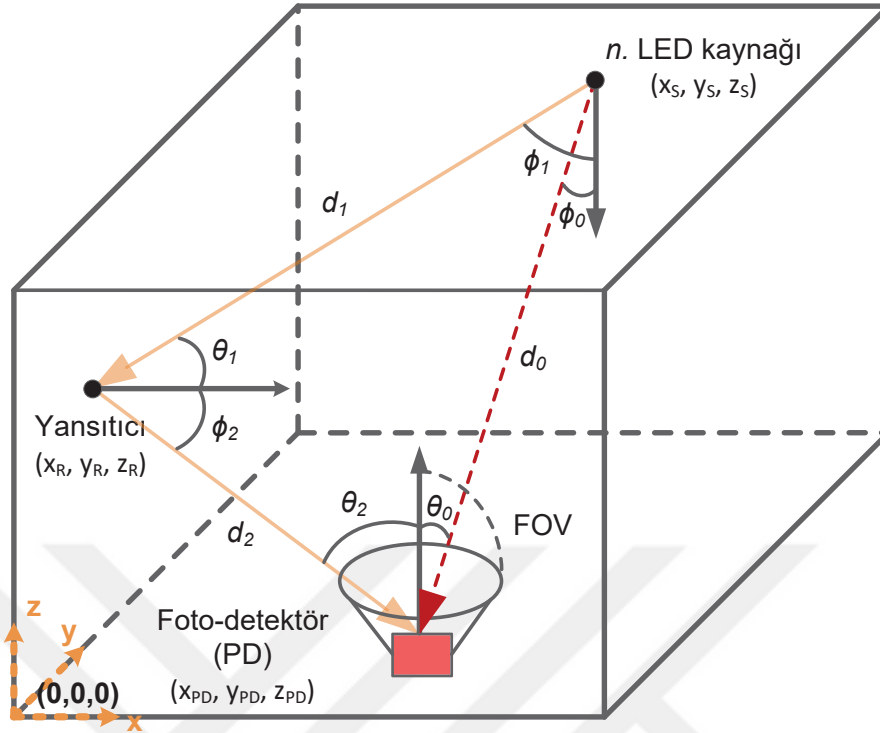
$$L_0 = \frac{A_{PD}(m+1)\cos^m\phi_0\cos\theta_0}{2\pi d_0^2} \quad (1.3)$$

Lambert indeksi LED'in görüş açısının yarısına ($\phi_{1/2}$) bağlı olarak (1.4) numaralı denklemdeki gibi hesaplanmaktadır [55].

$$m = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos\phi_{1/2})} \quad (1.4)$$

Cree Xlamp[®] XP-E2 LED'in görüş açısı 110° derece olduğundan [54] $m_{XP-E2} = 1.24697$ olarak hesaplanır.

$$\cos\phi_0 = \cos\theta_0 = \frac{|z_S - z_{PD}|}{d_0} \quad (1.5)$$



Şekil 1.3. LED kaynağından çıkan ışınların foto-detektöre ulaşırken izledikleri yolların örnek bir gösterimi

$$d_0 = \sqrt{(x_S - x_{PD})^2 + (y_S - y_{PD})^2 + (z_S - z_{PD})^2} \quad (1.6)$$

L_0 yol kaybı için gerekli olan $\cos\phi_0$, $\cos\theta_0$ ve d_0 terimlerinin Şekil 1.3'teki örnek gösterim için hesaplamaları denklem (1.5) ve (1.6)'da verilmiştir [25].

LOS durumu için CIR hesabının verildiği (1.2) numaralı denklemdeki Γ_n^0 terimi, n . LED kaynağının ışın yayma gücünü temsil etmektedir ve yukarıda bahsedildiği gibi LED'in güç spektral dağılımı altında kalan alana eşittir. XP-E2 LED'in ışın yayma gücü 3 W olduğundan [54], soğuk beyaz LED için Şekil 1.2'deki mavi renkli eğrinin altında kalan alan da 3 W değerinde olacaktır [5, 53].

FOV (Field of View) terimi foto-detektörün görüş açısını temsil etmektedir. CIR denkleminde kullanılan dikdörtgen fonksiyonu $rect(\cdot)$ LED kaynağından çıkan herhangi bir ışının foto-detektör tarafından algılanabilmesi için FOV'dan daha küçük bir açıyla foto-detektöre ulaşması gerektiğini ifade etmektedir [5]. $rect(\cdot)$ fonksiyonu (1.7) numaralı denklemde verilmiştir. Buna göre, geliş açısı FOV'dan küçük ($\theta_0 < FOV$) ise $rect(\cdot)$

fonksiyonu çıkışı "1" olmaktadır ve bu durum gelen ışının foto-detektör tarafından algılandığını ifade etmektedir. Aksi durumda ise $rect(\cdot)$ fonksiyonu çıkışı "0" olmaktadır ve bu durum ise gelen ışın foto-detektör tarafından algılanmadığını ve herhangi bir güç oluşturmadığını göstermektedir [49].

$$rect(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1, \\ 0, & |x| > 1. \end{cases} \quad (1.7)$$

$\delta(\cdot)$ ifadesi Dirac delta fonksiyonunu, c ise ışık hızını temsil etmektedir. $\delta(\cdot)$ fonksiyonu, LED kaynağından çıkan bir ışının, sadece foto-detektöre ulaştığı anda bir güç oluşturduğunu, aynı ışının zamanın başka anlarında foto-detektörde bir etki oluşturmayacağını ifade etmektedir. Bu nedenle, her bir LED kaynağından çıkan her ışının foto-detektörde oluşturduğu güç birbirinden bağımsız olarak hesaplanır ve zamana göre toplanarak kanalın dürtü yanıtı elde edilir [5, 49, 50, 56].

($k \geq 1$) durumu, yani n . LED kaynağından çıkan ışınların bir ya da birden fazla yansıma yaparak foto-detektöre ulaştığı NLOS durumu için kanalın dürtü yanıtı (1.8) numaralı denklemde verilmiştir.

$$h^{(k)}(t; \Phi_n) = \int_S \left[L_1 L_2 \dots L_{k+1} \Gamma_n^{(k)} rect\left(\frac{\theta_{k+1}}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_1 + d_2 + \dots + d_{k+1}}{c}\right) \right] dA_{ref} \quad (1.8)$$

Burada L terimleri yukarıda da bahsedildiği gibi yol kayıplarını temsil etmektedir. n . LED kaynağından çıkan ve k defa yansdıktan sonra foto-detektöre ulaşan bir ışın için, L_1, L_2, \dots, L_{k+1} yol kayıpları söz konusu olmaktadır ve (1.9)'da verilen denklemler ile hesaplanmaktadır.

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

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

⋮

$$L_{k+1} = \frac{A_{PD} \cos \phi_{k+1} \cos \theta_{k+1}}{\pi d_{k+1}^2} \quad (1.9)$$

Bu denklemlerdeki A_{ref} ışının yansıdığı yüzeyin alanını temsil etmektedir. Şekil 1.3'ten de görüldüğü gibi, ϕ terimleri LED kaynağından ya da herhangi bir yüzeyden yandıktan sonra çıkan ışının normal ile yaptığı açıları, θ terimleri ise foto-detektöre ya da herhangi bir yüzeye gelen ışının normal ile yaptığı açıları temsil etmektedir [5, 25]. d ise LED kaynağı–yansıtıcı, yansıtıcı–yansıtıcı veya yansıtıcı–alıcı arasındaki mesafeleri belirtmektedir. Bu bilgiler doğrultusunda Şekil 1.3'teki n . LED kaynağından çıkan ve duvardan yandıktan sonra foto-detektöre ulaşan ışının izlediği yol için gerekli olan $\phi_1, \phi_2, \theta_1, \theta_2$ açılarının ve d_1, d_2 mesafelerinin hesapları (1.10), (1.11), (1.12) ve (1.13) numaralı denklemlerde verilmiştir [25].

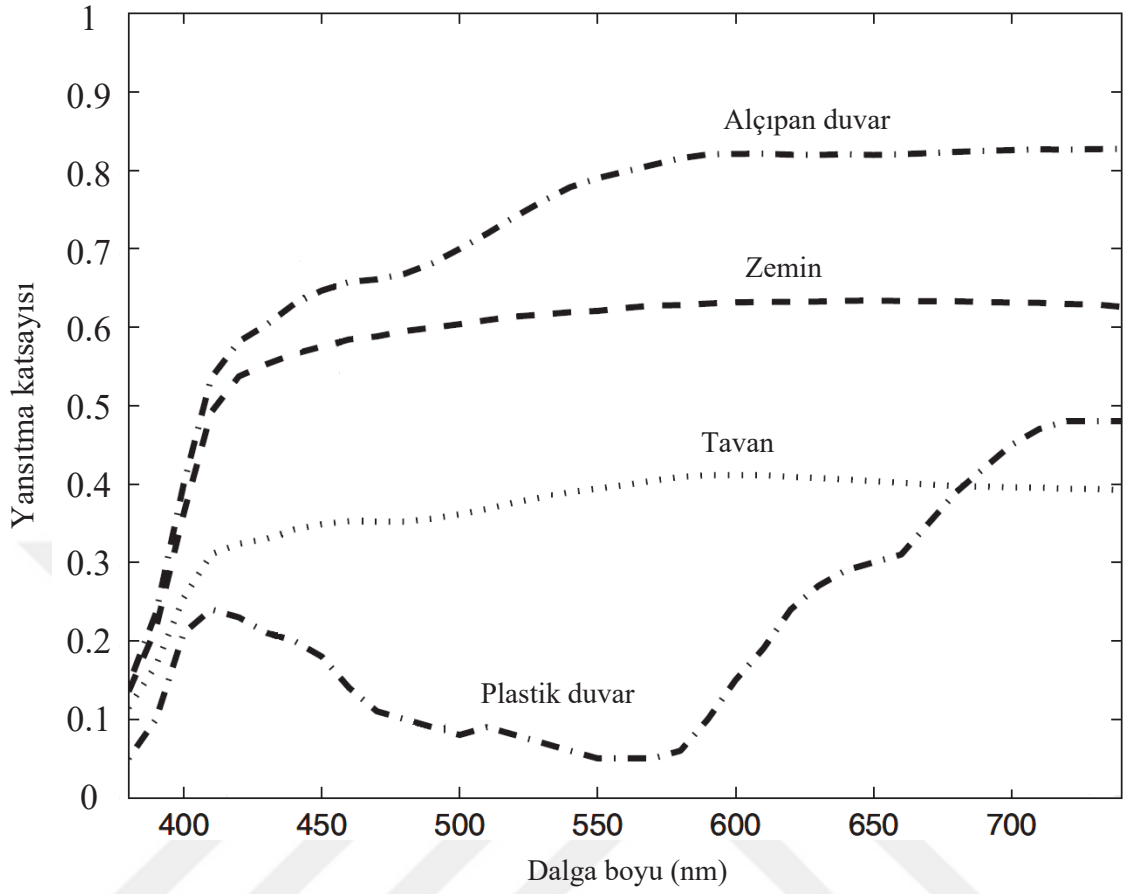
$$\cos\phi_1 = \frac{|z_S - z_R|}{d_1}, \quad \cos\theta_1 = \frac{|x_S - x_R|}{d_1} \quad (1.10)$$

$$\cos\phi_2 = \frac{|x_R - x_{PD}|}{d_2}, \quad \cos\theta_2 = \frac{|z_R - z_{PD}|}{d_2} \quad (1.11)$$

$$d_1 = \sqrt{(x_S - x_R)^2 + (y_S - y_R)^2 + (z_S - z_R)^2} \quad (1.12)$$

$$d_2 = \sqrt{(x_R - x_{PD})^2 + (y_R - y_{PD})^2 + (z_R - z_{PD})^2} \quad (1.13)$$

LED kaynağından çıkan herhangi bir ışın foto-detektöre ulaşana kadar, Şekil 1.3'te görüldüğü gibi, bir nesneye çarparak yansıyabilir ve yoluna devam edebilir. Her nesnenin kullanıldığı malzemeye bağlı olarak bir yansıtma katsayısı vardır. Malzemenin yansıtma katsayısı veya yansıtırlığı $\rho(\lambda)$ ile ifade edilir ve dalga boyuna bağlı olarak değişmektedir [5, 25, 55, 57]. Başka bir ifadeyle $\rho(\lambda)$ değişimi, gelen ışının malzeme tarafından farklı dalga boylarında farklı miktarlarda yansıtıldığını ifade etmektedir. [5]'teki çalışmada farklı malzemelerin yansıtma katsayılarının dalga boyuna göre değişimini gösteren grafik Şekil 1.4'te verilmiştir. Bir malzemenin yansıtma katsayısının "1" olması, o malzemenin yapılmış bir nesneye gelen ışının tamamının yansıtılacağını gösterirken, yansıtma katsayısının "0" olması ise gelen ışının tamamının malzeme tarafından emileceğini ve hiç yansıtılmayacağını göstermektedir [5, 25].



Şekil 1.4. Farklı malzemelerin yansıtma katsayılarının dalga boyuna göre değişimi

NLOS durumu için CIR hesabının verildiği (1.8) numaralı denklemdeki Γ_n^k terimi, n . LED kaynağından çıkan bir ışının k defa yansdıktan sonraki gücünü temsil etmektedir. Γ_n^k , yansdığı nesnelere malzemelerine ve LED'in spektral güç dağılımına bağlı olarak (1.14) numaralı denklemde verildiği gibi hesaplanır [5, 25, 49].

$$\Gamma_n^{(k)} = \int_{\lambda} \Phi_n(\lambda) \rho_1(\lambda) \rho_2(\lambda) \dots \rho_k(\lambda) d\lambda \quad (1.14)$$

Örneğin, ele alınan XP-E2 LED kaynağından çıkan bir ışının alçıpan duvardan bir defa yansdıktan sonraki gücü (1.15) numaralı denklem ile hesaplanır.

$$\Gamma^{(1)} = \int_{380nm}^{780nm} \Phi_{XP-E2}(\lambda) \rho_{alçıpan}(\lambda) d\lambda \quad (1.15)$$

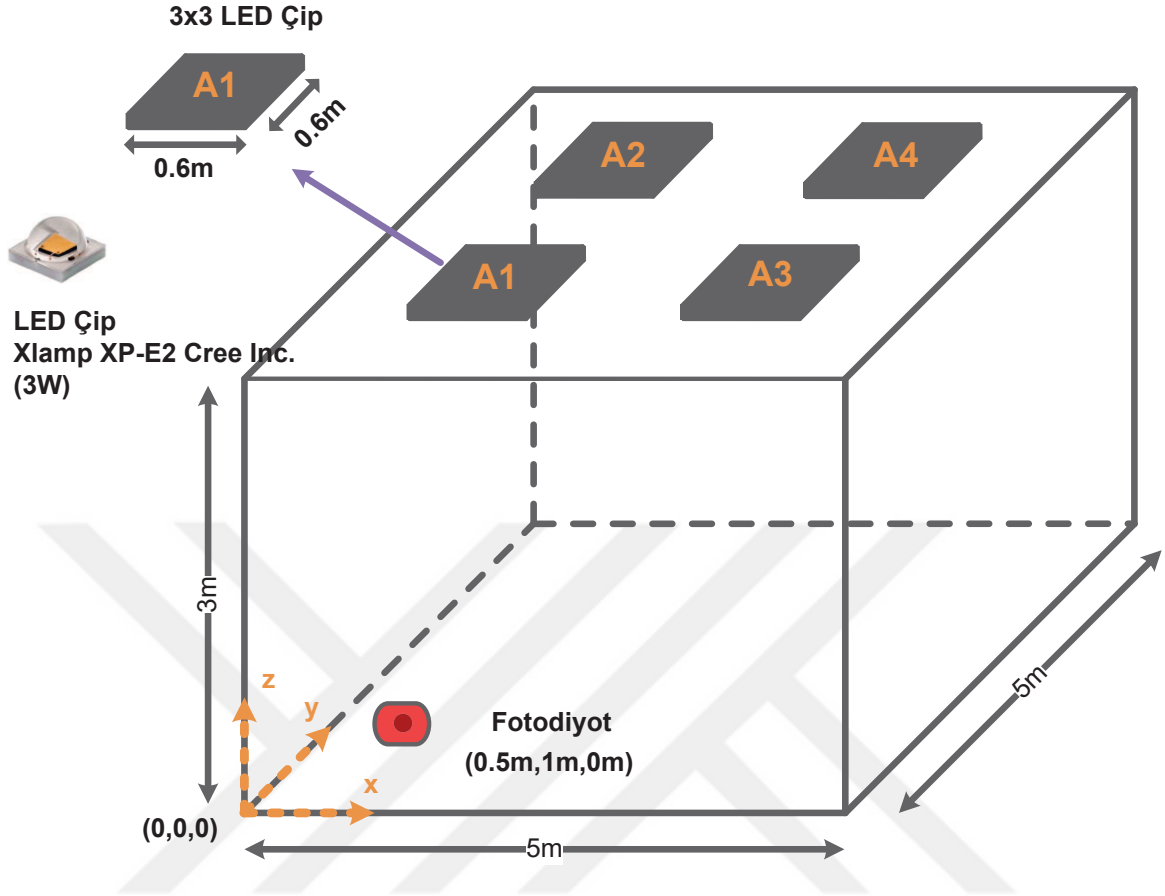
LED'in ışığının soğuk beyaz olduğu varsayılırsa, Şekil 1.2'deki mavi renkteki spektral güç dağılımı ve Şekil 1.4'teki alçıpan malzemenin yansıtma katsayısının dikkate alınarak

$\Gamma^{(1)} \approx 2.0724$ Watt olarak hesaplanır. Aynı ışın başka bir alçıpan duvardan daha yansıdığına ise gücü $\Gamma^{(2)} = \int_{380nm}^{780nm} \Phi_{XP-E2}(\lambda) \rho_{alçıpan}(\lambda) \rho_{alçıpan}(\lambda) d\lambda \approx 1.4503$ Watt olarak hesaplanır. Görüldüğü gibi, ışık kaynağından çıkan ışının gücü ortamdaki nesnelere her yansıdığına daha da azalmaktadır.

NLOS durumu için CIR hesabı yapılırken oda içindeki bütün yansıtıcı nesnelere A_{ref} boyutunda küçük parçalara bölünür. LED kaynağından çıkan ışınların söz konusu A_{ref} parçalarının hepsinden yansıyarak foto-detektöre ulaştıklarında oluşturdukları optik güçler ayrı ayrı hesaplanarak toplanır ve böylece NLOS durumu için (1.8)'de verilen CIR denklemindeki integral hesabı yapılmış olur. Sonuç olarak da LOS ve NLOS durumları için hesaplanan kanal dürtü yanıtları (1.1) numaralı denklemde verildiği gibi toplanarak VLC kanalının dürtü yanıtı hesaplanır [5, 25, 50, 56].

Örnek olması açısından Şekil 1.5'te verilen boş bir model oda içerisinde LED armatürlerin hem aydınlatma hem de görünür ışık haberleşmesi için kullanıldığı varsayılmıştır. Model oda içerisinde alıcı (0.5m, 1.0m, 0.0m) konumunda iken VLC kanalının dürtü yanıtı, Tablo 1.1'deki sistem parametreleri ve en fazla üç yansımanın olduğu durumlar ($k \leq 3$) dikkate alınarak hesaplanmış ve yorumlanmıştır. Model oda içerisindeki A1, A2, A3 ve A4 armatürlerin her biri 3x3 matris halinde dizilmiş toplamda 9 adet LED dizisinden oluşmaktadır. Her bir armatür içerisinde Cree Xlamp® XP-E2 [54] marka LED'ler birbirine eşit uzaklıkta konumlandırılmış ve LED'lerin aynı sinyali eş zamanlı olarak gönderdiği varsayılmaktadır. Birinci, ikinci ve üçüncü yansıma durumlarında LED kaynağından çıkan ışınların yansıyacağı yüzeylerin alanları Tablo 1.1'deki N_x , N_y ve N_z değerleri ile belirlenmektedir. N_x , N_y ve N_z sırasıyla yansıtıcı yüzeyin x, y ve z eksenlerinde bölündüğü parça sayılarını ifade etmektedir. Örneğin, l_x ve l_y sırasıyla x ve y eksenleri üzerinde bulunan bir duvarın boyutlarını göstermek üzere, bu duvar üzerindeki yansıtıcı yüzey alanları $\left(\frac{l_x l_y}{N_x N_y}\right)$ şeklinde hesaplanır [56]. VLC kanalın dürtü yanıtının hesabı için öncelikle LED kaynağından çıkan ışınların yansıyacağı olası bütün nesnelere N_x , N_y , N_z çözünürlüklerinde parçalara ayrılarak her yansıtıcı yüzeyin koordinatları belirlenir. Sonrasında ise, belirlenen koordinatlar doğrultusunda d mesafeleri, ϕ ve θ açıları ve L yol kayıpları yukarıda ayrıntılı olarak ele alındığı gibi hesaplanarak ayrı ayrı işleme konulur. Tablo 1.1'de verilen sistem parametreleri dikkate alınarak yapılan hesaplamalar sonucunda elde edilen kanal dürtü yanıtı Şekil 1.6'da verilmiştir.

Yansımali ve yansımazlı durumların kanal dürtü yanıtına etkilerini inceleyebilmek amacıyla direk görüşün ve 1, 2 ve 3 yansımanın olduğu durumların kanal dürtü yanıtları ayrı ayrı elde edilmiş ve verilmiştir.



Şekil 1.5. Görünür ışık haberleşmesinin kullanıldığı boş bir model oda tasarısı

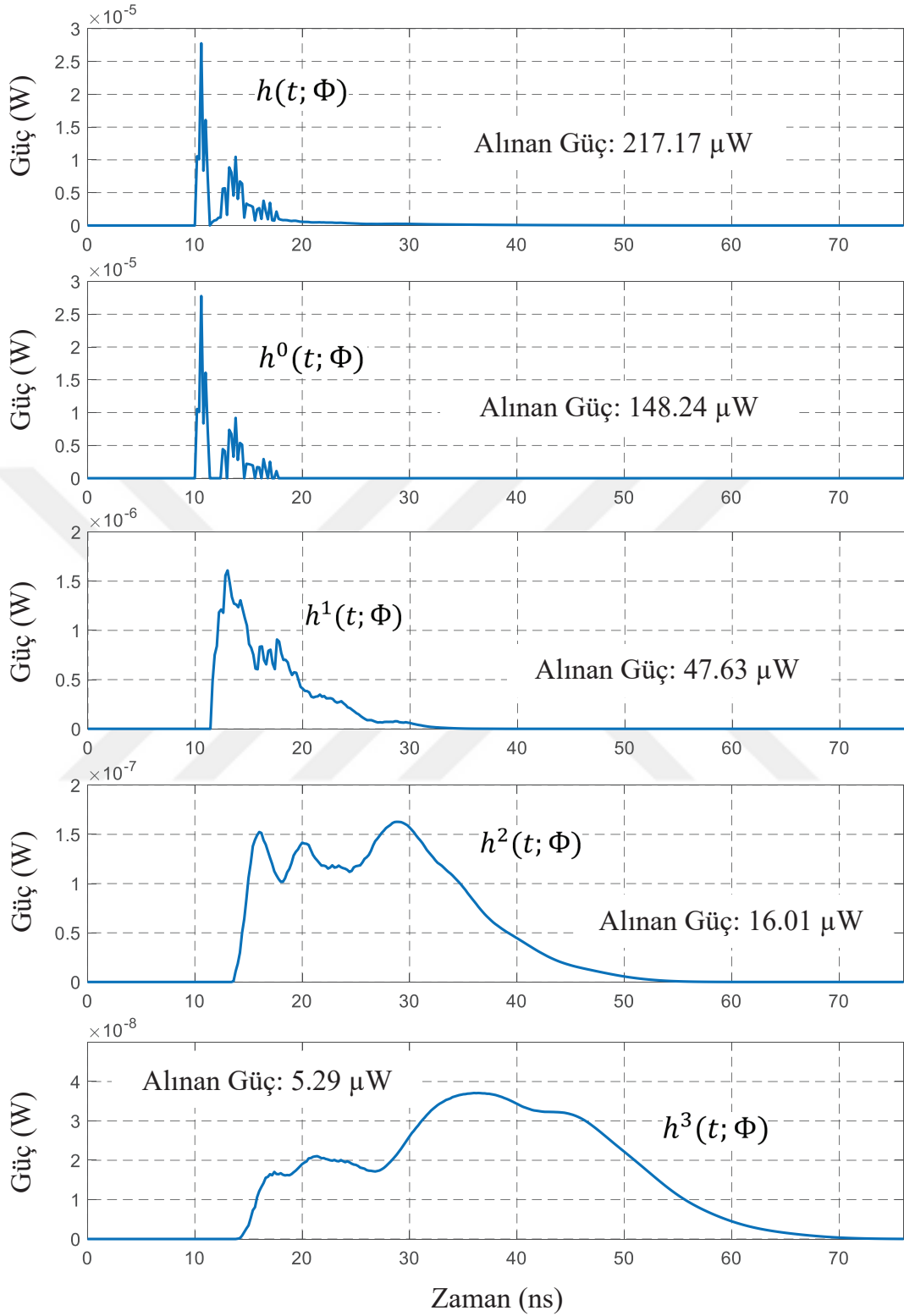
VLC kanalının dürtü yanıtı $h(t; \Phi)$ ise hepsinin toplamı olarak hesaplanmıştır. Şekil 1.6'da görüldüğü gibi, LED'lerden çıkan ve direk olarak alıcıya ulaşan ışınların foto-detektörde oluşturduğu güç yansımaları göre çok daha fazladır. Foto-detektörde alınan toplam gücün %68.26'sini yansıma yapmadan gelen ışınlar oluştururken, %21.93'ünü 1 yansıma ile gelen ışınlar, %7.37'sini 2 yansıma ile gelen ışınlar ve %2.44'ünü de 3 yansıma ile gelen ışınlar oluşturmaktadır.

[22]'deki çalışmada, 4'den fazla yansıma ($k > 4$) yaparak foto-detektöre gelen ışınların alınan güçte farkedilebilir bir etkisinin olmadığı gösterilirken [5] ve [56] referanslarındaki çalışmalar da ise en fazla 3 yansımanın ($k \leq 3$) olduğu durumlar dikkate alınmıştır. Çünkü elde edilen sonuçlar, 3'ten daha fazla yansıma yaparak foto-detektöre gelen ışınların etkilerinin ihmal edilebilecek kadar küçük olduğunu göstermiştir. Barry'nin modeli kullanılarak VLC kanal dürtü yanıtı $k \geq 3$ yansımaları için bilgisayar ortamında hesaplanırken, alıcı ve vericinin sabit olduğu sadece bir nokta için bile yapılması gereken işlemler, N_x , N_y , N_z çözünürlüklerine de bağlı olarak oldukça fazla zaman alabilmektedir [56].

Tablo 1.1. Şekil 1.5'teki model oda ve VLC için sistem parametreleri

Parametreler	Değerler
Odanın boyutu (m)	5x5x3
Duvar, tavan ve zeminde kullanılan malzemelerin cinsi	Şekil 1.4'te alçıpan duvar, zemin ve tavan için yansıtma katsayılarının değişimleri verilen malzemeler kullanılmıştır.
Armatür sayısı	4
Armatürlerin konumları (m)	A1→(1.5,1.5,3.0), A2→(1.5,3.5,3.0), A3→(3.5,1.5,3.0), A4→(3.5,3.5,3.0)
Her armatürdeki LED sayısı	9
Kullanılan LED	Cree Xlamp® XP-E2 LED
Her LED'in gücü	3 W
LED'in görüş açısı	110°
LED'lerin yönü	Yatay eksen ile -90° (direk zemine doğru)
Foto-detektörün konumu (m)	(0.5, 1.0, 0.0)
Foto-detektörün FOV açısı	85°
Foto-detektörün yüzey alanı	1 cm ²
Foto-detektörün yönü	Yatay eksen ile 90° (direk tavana doğru)
Zaman çözünürlüğü (t)	0.2 ns
1. yansıtma için N _x , N _y ve N _z	N _x = 100, N _y = 100, N _z = 60
2. yansıtma için N _x , N _y ve N _z	N _x = 25, N _y = 25, N _z = 15
3. yansıtma için N _x , N _y ve N _z	N _x = 10, N _y = 10, N _z = 5

Ele alınan boş model oda için yukarıda yapılan çalışmalarda, 3. yansımının oluşturduğu dürtü yanıtı $h^{(3)}(t; \Phi)$ 'nin toplam dürtü yanıtına etkisinin oldukça az olduğu ve foto-detektörde alınan toplam gücün %3'ünden daha azını oluşturduğu görülmektedir. Bir sonraki bölümde VLC sistemine etkileyen toplanır gürültü ayrıntılı olarak ele alınmış olup, ele alınan model odada dikkate alınan gürültü parametre değerleri için yapılan hesaplamaların sonucu, sisteme etkileyen gürültünün 3.6×10^{-7} Volt seviyelerinde olduğunu göstermiştir. Oysa ki, aynı model oda için yapılan hesaplamalar ile elde edilen Şekil 1.6'daki sonuçlardan, $h^{(3)}(t; \Phi)$ 'nin 3.7×10^{-8} Volt seviyelerinin altında olduğu görülmektedir. Dolayısıyla, böyle bir sistemde $k \geq 3$ durumlarının etkisi, VLC sistemine etkileyen gürültü seviyesinin altında kaldığından $h^{(3)}(t; \Phi)$ 'nin hesabı sadece zaman kaybı olup, en fazla 2 yansımının ($k \leq 2$) olduğu durumları hesaba katmak yeterli olacaktır.



Şekil 1.6. Özellikleri Tablo 1.1'de verilen Şekil 1.5'teki boş model oda için VLC kanalının dürtü yanıtı

1.2.2. Optik İşaret Gürültü Oranı

VLC kanalı, (1.16) numaralı denklemde verildiği gibi, birim vuruş tepkisi $h(t)$ olan doğrusal zamanla değişmeyen bir sistem olarak modellenenbilir [58, 59].

$$y(t) = Rx(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (1.16)$$

Bu denklemde $x(t)$ gönderilen optik işareti, $y(t)$ alınan elektriksel işareti, R foto-detektörün duyarlılığı, $n(t)$ toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) ve \otimes sembolü ise katlama işlemi ifade etmektedir. $n(t)$ 'nin elemanları $N(0, \sigma_n^2)$ dağılımına sahiptir ve $N(\mu, \sigma^2)$ gösterimi, ortalaması μ ve standart sapması σ olan bir Gauss dağılımını temsil etmektedir.

Foto-detektörün duyarlılığı R , foto-detektörün optik işareti elektriksel işarete dönüştürme hassasiyetiyle ilgili bir dönüştürme oranını ifade eder ve birimi Amper/Watt (A/W)'dir. Verici tarafta, modüle edilmiş işaretler LED'ler tarafından gönderilirken, elektriksel işaret optik işarete, yani (1.16) numaralı denklemdeki $x(t)$ 'ye dönüştürülmektedir. Alıcı tarafta ise alınan optik işaretler foto-detektörde R oranında elektriksel işarete, yani $Rx(t)$ 'ye dönüştürülmektedir. Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü $n(t)$ ise, alınan işaretlere elektriksel bölgede eklenmektedir [60, 61]. Kanal girişine direk olarak optik işaret geldiği için $x(t)$ işareti pozitif ve gerçel değerlikli sayılardan oluşmaktadır [62]. P_t ifadesi, vericiden gönderilen ortalama optik gücü temsil etmekte olup (1.17) numaralı denklemde verildiği gibi hesaplanmaktadır. Burada $x(t)$ işareti genlik yerine direk olarak gücü temsil ettiği için vericiden gönderilen ortalama güç, RF sistemlerinde olduğu gibi işaretin karelerinin ($|x(t)|^2$) ortalaması şeklinde değil de (1.17) numaralı denklemde görüldüğü gibi direk olarak işaretin kendisinin ortalaması alınarak hesaplanmaktadır [60].

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt \quad (1.17)$$

Alınan optik güç P_r ile gösterilmekte olup (1.18) numaralı denklemdeki gibi hesaplanmaktadır [58, 61]. Burada $H(0)$ terimi kanalın doğru akım (Direct Current, DC) kazancını temsil etmektedir ve (1.19) numaralı denklemde verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_r = H(0) P_t \quad (1.18)$$

$H(0)$, sabit verici gücü için ulaşılabilecek işaret gürültü oranını (Signal to Noise Ratio, SNR) belirleyen en önemli VLC kanal özelliklerinden birisidir [22, 63].

$$H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad (1.19)$$

Bu bilgiler doğrultusunda elektriksel SNR, alınan ortalama optik güce ve foto-detektörün duyarlılığına bağlı olarak (1.20) numaralı denklem kullanılarak hesaplanır [63, 64].

$$SNR = \frac{(RP_r)^2}{\sigma_n^2} \quad (1.20)$$

σ_n^2 ifadesi, yukarıda da bahsi geçtiği gibi, toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün varyansını temsil etmektedir ve VLC sistemlerinde (1.21) numaralı denklemde verildiği gibi ısı ve atış gürültülerini içermektedir [63, 65].

$$\sigma_n^2 = \sigma_{\text{ısı}}^2 + \sigma_{\text{atış}}^2 \quad (1.21)$$

Isıl gürültüye alıcı kısımda kullanılan devre elemanları neden olurken, atış gürültüsüne ortamdaki diğer ışık kaynakları neden olmaktadır. Isıl ve atış gürültüsünün varyansları (1.22) ve (1.23) numaralı denklemler ile hesaplanabilmektedir [58].

$$\sigma_{\text{ısı}}^2 = \frac{8\pi\kappa T_k}{G} C_p A_{PD} I_2 B^2 + \frac{16\pi^2 \kappa T_k \Gamma_F}{g_m} C_p^2 A_{PD}^2 I_3 B^3 \quad (1.22)$$

$$\sigma_{\text{atış}}^2 = 2qRP_r B + 2qI_{bg} I_2 B \quad (1.23)$$

Bu denklemlerde κ Boltzmann sabitini, T_k mutlak sıcaklığı, G açık çevrim gerilim kazancını, C_p foto-detektörün birim alanı başına sabit kapasitesini, A_{PD} foto-detektör yüzey alanı, I_2 ve I_3 gürültü bant genişliği faktörlerini, B bant genişliğini, Γ_F alan etkili transistör (Field Effect Transistor, FET) kanal gürültü faktörünü, g_m FET iletkenliğini, q elektron yükünü ve I_{bg} ise arkaplan ışığının neden olduğu foto-akımı temsil etmektedir [60, 63].

VLC alıcının sabit bir konumda olmadığı, yani hareketli olduğu durumu değerlendirmek için, daha önce ele aldığımız Şekil 1.5'teki model oda içerisindeki SNR değişimi incelenmiştir. Gürültünün varyansını hesaplamak için Tablo 1.2'de verilmiş olan ve [60, 63] referanslarda

da kullanılan parametre değerleri dikkate alınmıştır. Ayrıca vericiden gönderilen işaretin ortalamasının $P_t = 0.5$ olduğu varsayılmıştır. Bu bilgiler doğrultusunda, model oda içerisinde VLC alıcının zeminde, yani yerden yüksekliğinin 0 m olduğu ve direk olarak tavana baktığı düşünülerek, x ve y eksenlerinde 25 cm aralıklarla SNR hesabı yapılmıştır. VLC’de ortam aydınlatmasının ve bilgi iletiminin birlikte yapılabilmesi beklendiği için, odanın aydınlanma seviyesi de dikkat edilmesi gereken bir konudur [4]. Tasarlanan model oda için ortalama aydınlatma seviyesi 185 lux olarak hesaplanmıştır ki bu değer, ev ortamı için aydınlatma seviyelerini karşılamaktadır [66].

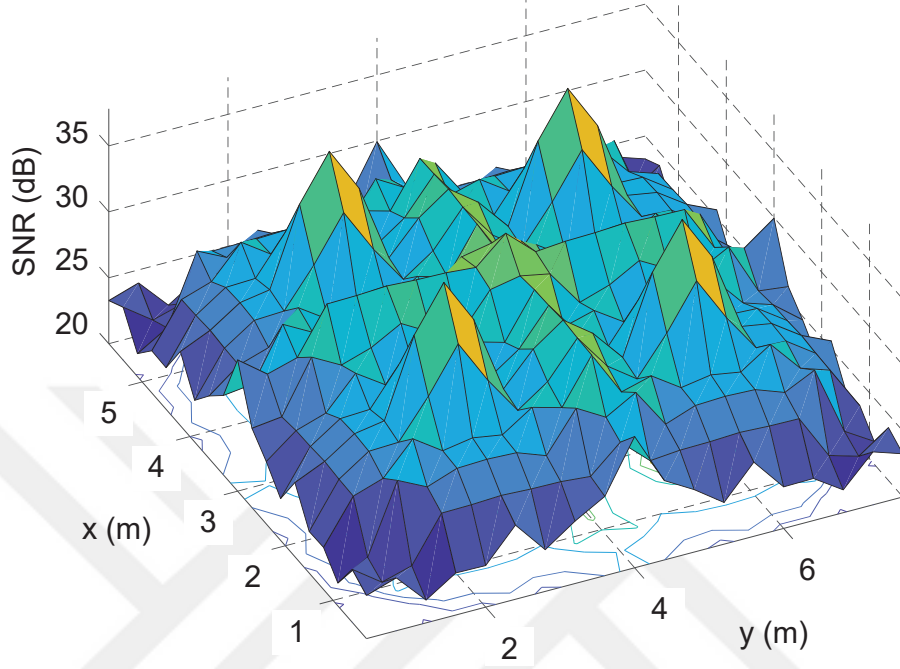
Tablo 1.2. Isıl ve atış gürültüsü varyanslarının hesabı için örnek parametre değerleri

Semboller	Tanımlar	Değerler
R	Foto-detektör duyarlılığı	0.54 A/W
A_{PD}	Foto-detektör yüzey alanı	1.0 cm ²
κ	Boltzmann sabiti	1.38 x 10 ⁻²³ J/K
T_k	Mutlak sıcaklık	298 K
G	Açık devre gerilim kazancı	10
I_2	Gürültü bant genişliği faktörü	0.562
I_3	Gürültü bant genişliği faktörü	0.0868
I_{bg}	Arkaplan akımı	5100 μ A
C_p	Sabit kapasite	112 pF/cm ²
Γ_F	FET kanal gürültü faktörü	1.5
g_m	FET iletkenliği	30 mS
q	Elektron yükü	1.602 x 10 ⁻¹⁹ C
B	Bant genişliği	100 MHz

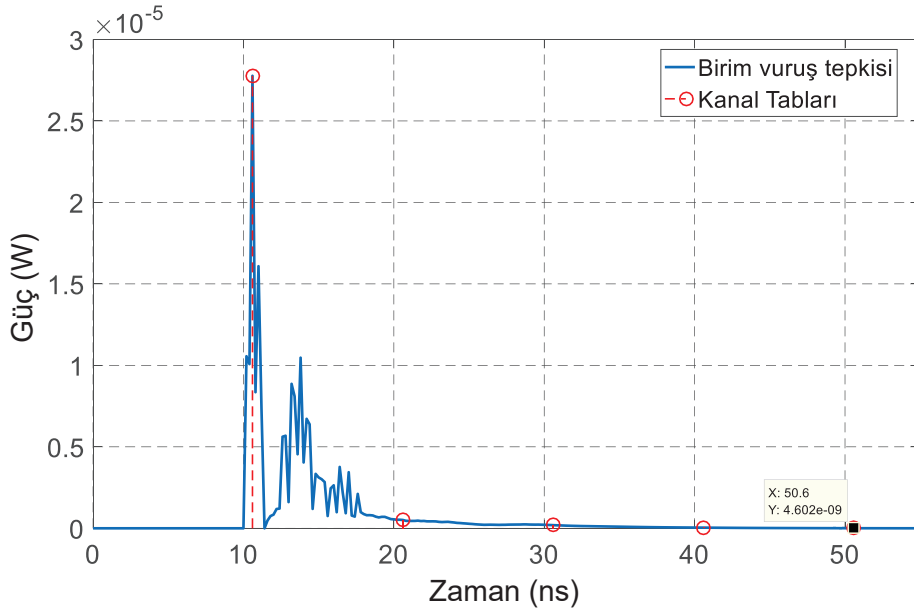
Model oda içerisindeki SNR dağılımı Şekil 1.7’de verilmiştir. SNR hesabı, optik anahtarlamamanın 100 MHz olduğu düşünülerek, oda içerisinde taranan her nokta için elde edilen kanal dürtü yanıtlarının 5 tabı dikkate alınarak yapılmıştır. Ele alınan parametre değerleri için hesaplanan oda içerisindeki SNR dağılımı 21.73 dB ile 37.81 dB arasında değişmektedir.

SNR hesabında kanal dürtü yanıtının 5’den büyük tablalarının neden değerlendirmeye alınmadığı bir örnek ile açıklanmıştır. Bunun için model oda içerisinde foto-detektör (0.5m, 1.0m, 0.0m) konumunda iken yukarıda hesaplanan ve Şekil 1.6’da verilen kanal dürtü yanıtı ele alınmıştır. Bu kanal dürtü yanıtında, 100 MHz bilgi iletişim hızı için, 10 ns örnekleme periyodunda yapılan örnekleme işlemi Şekil 1.8’de verilmiştir. Görüldüğü gibi, kanal dürtü yanıtının 5’den sonraki tablaları 4.6×10^{-9} Volt seviyesinden daha küçük, yani yukarıda basedilen gürültü seviyesinin oldukça altında kalmaktadır. Bu nedenle, ele alınan her

nokta için elde edilen kanal dürtü yanıtlarının 5 tabı dikkate alınarak hesaplamalar yapılmıştır.



Şekil 1.7. Şekil 1.5'te verilmiş olan model oda içerisindeki SNR dağılımı



Şekil 1.8. Şekil 1.6'da verilen kanal dürtü yanıtının 5 tabı

Elde edilen sonuçlar göstermiştir ki, VLC sistemlerinde SNR yüksek değerlikli olup [8, 67-69] alıcının hareketli olduğu durumlarda da dramatik bir şekilde değişmektedir [25, 26]. Bu nedenle, alıcının hareketli olduğu VLC sistemlerde spektrum verimliliğini artırmak için, yüksek seviyeli modülasyon türlerinin hız uyarlamalı sistemlerle kullanılması gerekmektedir [9, 25, 26, 40].

1.3. Optik OFDM Teknikleri

Semboller arası girişime (Inter Symbol Interference, ISI) karşı oldukça dirençli ve kanal denkleştiricilere göre basit yapıya sahip olması, dikgen frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) tekniğinin, geniş bantlı RF haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmasını ve bir çok standartta yer almasını sağlamıştır [70-77]. Aynı nedenlerden dolayı, OFDM tekniğinin VLC sistemlerinde de kullanımına yoğun bir ilgi bulunmaktadır [1, 40, 64, 78-85]. RF haberleşme sistemlerinde kullanılan klasik OFDM tekniğinde, iletilen işaretler karmaşık ve çift kutuplu (pozitif/negatif) işaretlerdir [1, 79, 80]. VLC gibi optik haberleşme sistemlerinde bilgi iletimi, yoğunluk modülasyonu/doğrudan sezim (Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD) yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmektedir [1]. IM/DD yönteminde bilgi, ışık şiddeti üzerinden taşınabildiği için iletimde kullanılan optik işaretler RF sistemlerin aksine gerçel ve pozitif değerli olmak zorundadırlar [1, 78-80]. Bundan dolayı, RF sistemlerinde kullanılan klasik OFDM tekniği direk olarak VLC sistemlerine uygulanamamaktadır. Fakat, OFDM tekniğinde alt taşıyıcılar ile iletilen işaretler Hermisyen simetrik olacak şekilde ayarlanarak, ters hızlı Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) çıkışındaki işaretin gerçel değerli olması sağlanabilmektedir. Fourier dönüşümünün bu özelliği, OFDM çerçevesinin bant verimliliğini yarıya düşürse de, OFDM tekniğinin VLC sistemlerinde kullanılabilmesini mümkün kılmıştır [1, 79, 86].

Hermisyen simetriklik kullanılarak gerçel değerli olması sağlanan işaretin, sadece pozitif değerli olarak iletilebilmesi için literatürde iki temel yöntem önerilmiştir [1, 59, 78, 79]. Doğru akım eklemeli optik OFDM (Direct Current Biased Optical OFDM, DCO-OFDM), OFDM tekniğinin VLC sistemlerindeki kullanımı ile ilgili önerilen ilk yöntemdir [1, 78, 79]. DCO-OFDM yönteminde, iletilmek istenen işareti pozitif değerli hale getirebilmek için IFFT işlemi çıkışında elde edilen gerçel ve çift kutuplu işarete, uygun genlikte bir pozitif sayı (DC öngerilim) eklemesi yapılmaktadır. DC öngerilim değeri B_{DC} ile, IFFT işleminin çıkışındaki zaman bölgesindeki işaret ise $x(t)$ ile temsil edilmek üzere, eklenecek DC seviye

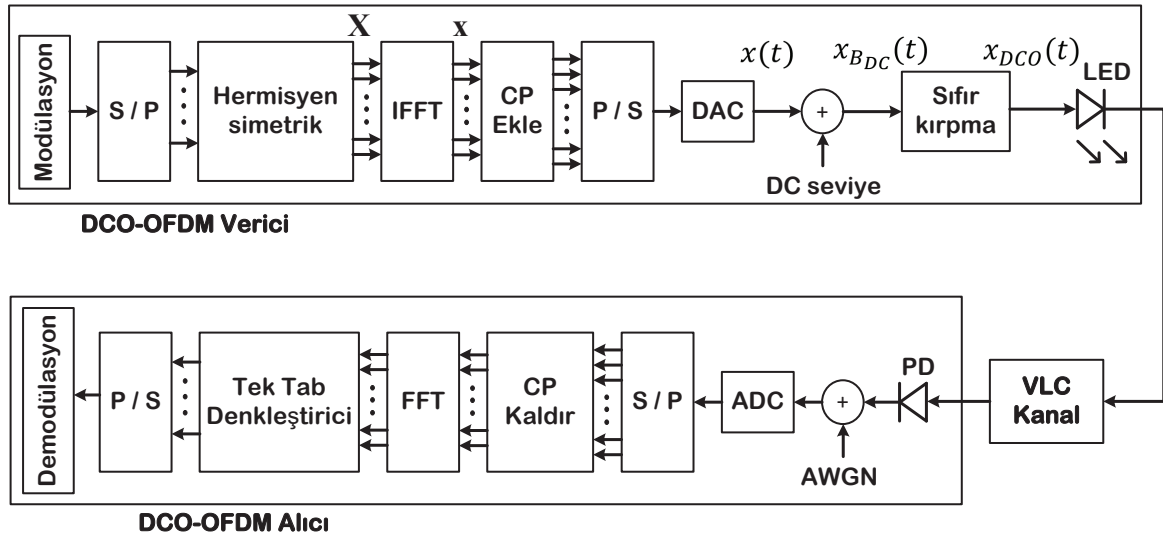
(1.24) numaralı denklemde verildiği gibi $x(t)$ işaretinin standart sapmasına bağlı olarak belirlenmektedir [1, 79].

$$B_{DC} = \mu \sqrt{E\{x(t)^2\}} \quad (1.24)$$

Burada $E\{\cdot\}$ ifadesi beklenen değer hesabını belirtirken, μ ise gerçel ve pozitif değerli bir sayıyı temsil etmektedir. Eklenen B_{DC} pozitif sayının desibel olarak karşılığı (1.25) numaralı denklem ile hesaplanabilmektedir [1].

$$B_{DC(dB)} = 10 \log_{10}(\mu^2 + 1) \quad (1.25)$$

DCO-OFDM yönteminin blok diyagramı Şekil 1.9'da verilmiştir. Görüldüğü gibi bilgi işareti modüle edildikten sonra IFFT bloğuna gelmeden önce, \mathbf{X} karmaşık bilgi işareti Hermisyen simetrik olacak şekilde, yani (1.26) numaralı denklemdeki şartları sağlayacak şekilde düzenlenir. Burada N , IFFT boyutunu, yani alt-taşıyıcı sayısını temsil etmektedir. Hermisyen simetriklik sayesinde IFFT bloğunun çıkışındaki x işareti gerçel ve çift kutuplu sayılardan oluşmaktadır. Çevrimsel önek (Cyclic Prefix, CP) eklenerek oluşturulan OFDM sembolü sayısal-analog dönüştürücü bloğundan geçirildikten sonra çift kutuplu ve gerçel değerli $x(t)$ işareti elde edilir.



Şekil 1.9. DCO-OFDM yöntemini kullanan VLC sisteminin blok diyagramı [1]

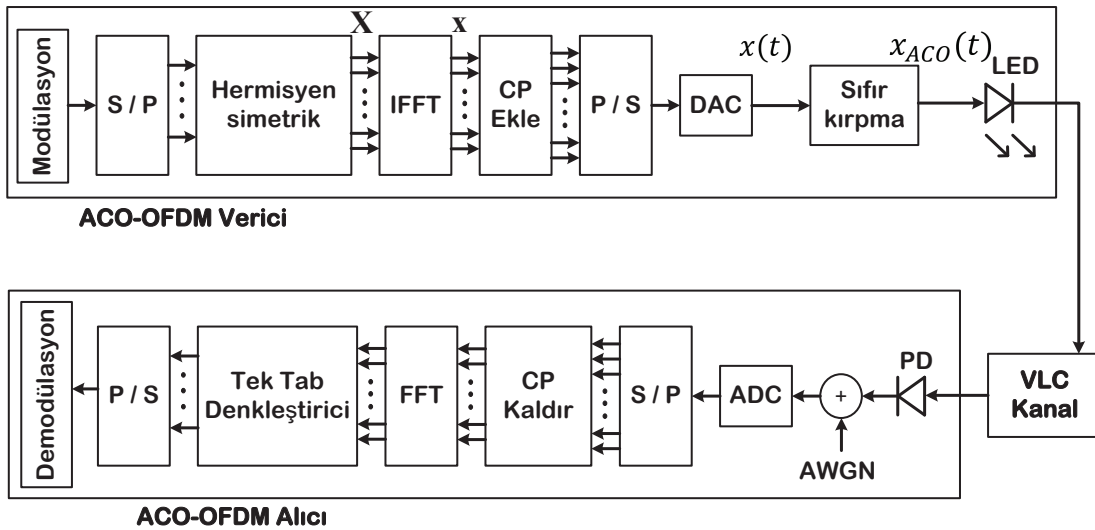
$$\begin{aligned} X(0) &= X\left(\frac{N}{2}\right) = 0 \\ X(K) &= X^*(N-K), \quad K = 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (1.26)$$

Sonrasında ise, $x(t)$ gerçel ve çift kutuplu işarete DC öngerilim eklendikten sonra elde edilen $x_{B_{DC}}(t) = x(t) + B_{DC}$ işaretinde geriye kanal negatif kısımlar (1.27) numaralı denklemde verildiği gibi sıfıra kırılarak LED'ler vasıtasıyla gönderilecek olan $x_{DCO}(t)$ işareti oluşturulur [1].

$$x_{DCO}(t) = \begin{cases} x_{B_{DC}}(t), & x_{B_{DC}}(t) \geq 0 \\ 0, & x_{B_{DC}}(t) < 0 \end{cases} \quad (1.27)$$

DCO-OFDM yönteminin yapısı oldukça basittir fakat, DC ekleme işleminden dolayı VLC sisteminin güç gereksinimi oldukça artmaktadır. Başka bir ifadeyle DCO-OFDM yönteminin güç verimliliği düşüktür.

DCO-OFDM yöntemine alternatif olarak literatürde önerilen ikinci temel yöntem ise asimetrik kırılmış optik OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM, ACO-OFDM) yöntemidir [79, 80]. Bu yöntemde, bilgi işaretinin pozitif değerlikli olarak iletilebilmesi için FFT dönüşümünün özelliklerinden faydalanılır ve sadece tek indisli alt-taşıyıcıların kullanımı esas alınır.



Şekil 1.10. ACO-OFDM yöntemini kullanan VLC sisteminin blok diyagramı [1]

Blok diyagramı Şekil 1.10'da verilen ACO-OFDM yönteminde, (1.26) numaralı denklemdeki Hermisyon simetriklik şartlarını sağlayan modüle \mathbf{X} işareti, çift indisli

alt-taşıyıcılar sıfır olmak üzere, sadece tek indisli alt-taşıyıcıları kullanacak şekilde, yani $\mathbf{X} = [0, X_1, 0, X_3, \dots, 0, X_{N-1}]$ yapısında düzenlenir [1, 78, 79]. Bu düzenlemeler sonucunda, IFFT işlemi sonrası zaman bölgesindeki x işaretinin pozitif ve negatif değerli örnekleri, (1.28) numaralı denklemde verildiği gibi, simetrik bir yapıya sahip olmaktadır.

$$x\left(n + \frac{N}{2}\right) = -x(n), \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (1.28)$$

CP eklenerek oluşturulan OFDM sembolü sayısal-analog dönüştürücü bloğundan geçirildikten sonra elde edilen $x(t)$ işaretinden, (1.29) numaralı denklemde verildiği gibi herhangi bir bilgi kaybına neden olmaksızın negatif kısımlar çıkarılarak LED'ler vasıtasıyla iletilecek olan $x_{ACO}(t)$ işareti elde edilmiş olur. Böylece ACO-OFDM yöntemi sayesinde bilgi işareti, DC öngerilim eklemesine gerek duyulmadan pozitif değerlikli olarak gönderilebilir [1].

$$x_{ACO}(t) = \begin{cases} x(t), & x(t) \geq 0 \\ 0, & x(t) < 0 \end{cases} \quad (1.29)$$

ACO-OFDM yöntemi, DC öngerilim eklemeye ihtiyaç duymadığı için, DCO-OFDM yönteminden daha iyi bir güç verimliliğine sahiptir. Fakat, sadece tek indisli alt-taşıyıcılar ile bilgi iletimi yapıldığından dolayı ACO-OFDM'in bant verimliliği DCO-OFDM'in yarısı kadardır [79].

[1] ve [79] referanslarındaki çalışmalarda DCO-OFDM ve ACO-OFDM yöntemleri, güç verimliliği ve bant verimliliği açısından karşılaştırılmaktadır. Elde edilen sonuçlar göstermiştir ki, 4-QAM (dik genlik modülasyonu, Quadrature Amplitude Modulation), 16-QAM, 64-QAM ve 256-QAM modülasyonlarının kullanıldığı VLC sistemlerinde DCO-OFDM yönteminin güç verimliliği ACO-OFDM'den daha düşüktür. Fakat, 1024-QAM ve 4096-QAM gibi daha yüksek seviyeli modülasyon türleri kullanıldığında ise DCO-OFDM yönteminin güç verimliliği daha iyidir. Çünkü, düşük seviyeli modülasyonlarda DC öngerilimin VLC sistemine etkisi daha baskın iken, yüksek seviyeli modülasyonlarda bant verimliliğinin sisteme etkisi daha baskın hale gelmektedir. Başka bir ifadeyle, 1024-QAM ve 4096-QAM gibi yüksek seviyeli bir modülasyon türünün kullanıldığı VLC sisteminde, aynı optik güç seviyelerinde DCO-OFDM yöntemi kullanılarak iletilebilen bilgi biti miktarı ACO-OFDM'den daha fazladır, yani spektral verimliliği daha fazladır [1].

1.4. Oransız Kodlar

Oransız kodlar, ilk olarak internet haberleşmesini modellemek için kullanılan ikili silinen kanallarda (Binary Erasure Channel, BEC) [87] güvenilir iletişimi sağlamak amacıyla geliştirilen kapasite başarılı kodlardır [88-90]. İsimlerinden de anlaşılacağı üzere kod oranları sabit değildir. Bir oransız kodlayıcı kodlama oranını literatürdeki diğer kanal kodlayıcıların aksine dinamik olarak değiştirebilme özelliğine sahiptir [34, 36]. Kendilerine özgü oransızlık özellikleri sayesinde bir oransız kodlayıcı, iletmek istenen bilgi bitlerini kullanarak birbirinden bağımsız sonsuz sayıda kodlanmış sembol üretebilir ve bu sembolleri verici birimden sürekli olarak gönderilebilir. Alıcı birimde başarılı bir kod çözme işlemi için, üretilen kodlanmış sembollerin hepsinin kod çözücüye ulaşmasına gerek yoktur. Başka bir ifadeyle, kodlanmış sembollerin herhangi bir kısmı rasgele olarak silinse bile bilgi bitlerinin kodlanmış sembollerden yeniden elde edilebilmesi için, bilgi bitlerinin sayısından biraz daha fazla sayıda kodlanmış sembolün kod çözücüde toplanması yeterli olmaktadır [88, 89]. Başarılı bir kod çözme işleminden sonra kodlanmış sembollerin gönderilme işlemi sonlandırmak için, alıcı birim tarafından verici birime bilgilendirme mesajı gönderilebilir. Bu sayede oransız kodlar, herhangi bir CSI geri bildirimine ihtiyaç duymadan kendi kodlama oranlarını, verici birim yerine alıcı birimde, kanal şartlarına göre dinamik olarak değiştirebilir [34].

Oransız kodlar ailesinin pratik olarak kullanılabilirliği gösterilmiş ilk üyesi Luby tarafından 2002 yılında önerilmiş olan Luby dönüşümü (Luby Transform, LT) kodlarıdır [88]. Sonrasında, oransız kodlar ailesinin ikinci üyesi olan Raptor kodlar, Maymounkov [91] ve Shokrollahi [89] tarafından birbirlerinden bağımsız olarak sırasıyla 2002 ve 2006 yıllarında geliştirilmiştir. LT kodların kodlayıcı karmaşıklığı bilgi biti sayısı ile logaritmik olarak artmaktadır. Bunun yanı sıra, LT kodlar hata tabanına neden olmaktadır [90]. Raptor kodlar ise LT kodların genişletilmiş versiyonu olup, bir LT kodlayıcıya kodlama oranı yüksek bir düşük-yoğunluklu eşlik-denetim (Low Density Parity Check, LDPC) ön kodlayıcısı eklenerek elde edilebilirler [89, 92]. Raptor kodların bit hata oranı (Bit Error Rate, BER) başarımları LT kodlara göre oldukça iyidir. Raptor kodlarda, LT kodlardaki gibi hata tabanı problemi bulunmamaktadır. Buna ek olarak, Raptor kodların kodlayıcı ve kod çözme karmaşıklıkları bilgi biti sayısı ile doğrusal olarak artmaktadır [90].

Kapasite başarılı olmaları, kendilerine özgü oransızlık özellikleri ve herhangi bir kanal durum bilgisi geri bildirimine gerek duymadan kanal şartlarına hızlıca adapte olabilmeleri, oransız kodların gürültülü kanallarda da kullanımına olan ilgiyi artırmıştır [34, 46, 93] Raptor

kodlar hali hazırda, "Third Generation Partnership Project (3GPP)" [94] ve "Digital Video Broadcasting (DVB)" [95] gibi tek vericiden bir çok alıcıya bilgi iletme uygulamaları içeren standartlarda yer almaktadır.

1.4.1. LT Kodlar

LT kodlarda, kodlama işlemi önceden belirlenmiş bir derece dağılımına göre yapılmaktadır. LT kodların BER performansını etkileyen en önemli parametrelerden biri derece dağılımıdır. Luby'nin 2002 yılındaki çalışmasında ideal Soliton dağılımı (Ideal Soliton Distribution, ISD) ve sağlam Soliton dağılımı (Robust Soliton Distribution, RSD) olarak iki ayrı derece dağılımı önerilmiştir. RSD derece dağılımı kullanılarak ISD'ye göre daha iyi BER performansına ulaşılabilmektedir [34, 88]. Fakat, RSD kullanılarak elde edilen LT üreteç matrisindeki 1'lerin sayısı fazla olmaktadır. Bu durum ise kodlayıcıda ve kod çözücüde fazla işlem yapılması anlamına gelmektedir. Başka bir ifadeyle, RSD'nin kullanımı LT kodlayıcı ve kod çözücüde fazla işlem yükü getirmektedir. Luby'nin önerdiği derece dağılımlarının dışında literatürde zayıflatılmış LT olarak isimlendirilen, kodlayıcı ve kod çözücüye ISD ve RSD'ye göre çok daha az işlem yükü getiren derece dağılımları da mevcuttur [34, 89]. Raptor kodlar da zayıflatılmış LT kodlar kullanılarak oluşturulmaktadır [34, 90].

1.4.1.1. LT Kodlayıcı

Bir LT kodlayıcı, önceden belirlenmiş bir derece dağılımı vasıtasıyla birbirinden bağımsız, teorik olarak sonsuz sayıda kodlanmış sembol üretebilmektedir [89]. LT kodlayıcıda kullanılan derece dağılımı $\Omega(x)$ ile simgelenmektedir ve (1.30) numaralı denklemdeki gibi polinom şeklinde tanımlanmaktadır.

$$\Omega(x) = P_{d_1}x^{d_1} + P_{d_2}x^{d_2} + \dots + P_{d_n}x^{d_n} \quad (1.30)$$

Burada, $d \in \{d_1, d_2, \dots, d_n\}$ olmak üzere dereceyi, $P \in \{P_{d_1}, P_{d_2}, \dots, P_{d_n}\}$ olmak üzere d derecesinin gelme olasılığını temsil etmektedir. Önceden belirlenmiş $\Omega(x)$ derece dağılımına göre bir LT kodlayıcı, kodlama işlemini aşağıdaki iki adımda gerçekleştirir [88, 90];

1. $\Omega(x)$ derece dağılımından d derecesi belirlenir. d , kodlama işleminde kullanılacak bilgi biti sayısını temsil etmektedir.

2. Belirlenen d sayısı kadar bilgi biti, bütün bilgi bitlerinin arasından, düzgün dağılımlı olarak seçilir ve modül 2'ye göre toplanır.

Bir LT kodlayıcıda, her kod kelimesi için yukarıdaki iki adımı sırasıyla yapılarak k adet bilgi bitinden sürekli olarak birbirinden bağımsız kod kelimeleri üretebilir [34]. Böyle bir LT kodlayıcı $(k, \Omega(x))$ parametreleri ile ifade edilir [89].

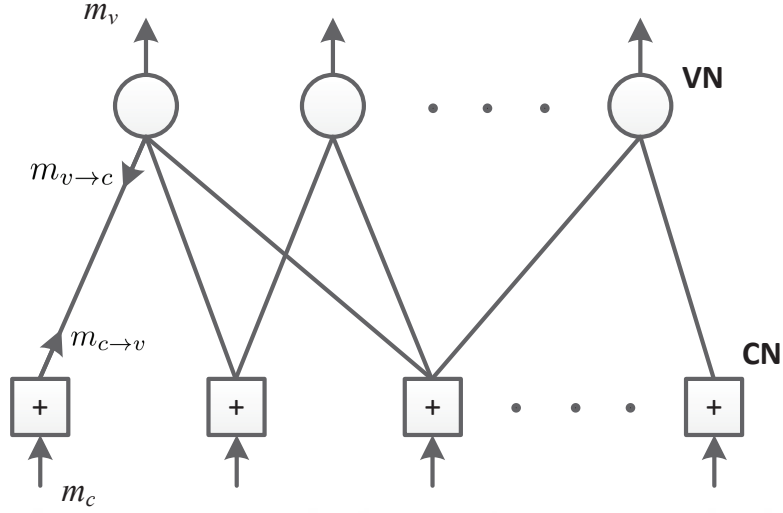
LT kodlama için bahsi geçen işlemler, hem verici hem de alıcı birimler tarafından bilinen bir çekirdek değer ile yapılmaya başlanır. Böylece kodlama işlemleri sonucunda oluşturulacak olan H matrisi, başka bir adıyla üreteç matrisi, hem kodlayıcı hem de kod çözücü algoritma tarafından bilinir. Örnek bir H matrisi Şekil 1.11'de görülmektedir. LT kodların kod oranları değişken olmasına rağmen, 3 adet bilgi bitinden 4 adet kod kelimesinin üretildiği bir örnekte, bilgi bitleri $v = [1 \ 0 \ 1]$ ve LT kodlayıcının oluşturduğu H matrisinin de Şekil 1.11'deki gibi olduğu varsayıldığında, LT kodlayıcı çıkışındaki kod kelimeleri $c = (v * H)_{mod_2}$ matrisel çarpımı sonucunda $c = [1 \ 1 \ 0 \ 1]$ olarak hesaplanır.

$$H = \left[\begin{array}{cccc} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{array} \right] \left. \vphantom{\begin{array}{cccc} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{array}} \right\} \begin{array}{l} \text{Bit D\u00f6\u00fcm\u00fcleri (VN)} \\ \text{Denetim D\u00f6\u00fcm\u00fcleri} \\ \text{(CN)} \end{array}$$

Şekil 1.11. LT kodlar için örnek bir H matrisi

1.4.1.2. LT BP Kod Çözme Algoritması

Gürültülü kanallarda oransız yumuşak kod çözücü olarak mesaj-geçiş tabanlı bir algoritma olan kanı yayılımı (Belief Propagation, BP) algoritması kullanılmaktadır [46]. BP özyinelemeli bir kod çözme algoritmasıdır ve Tanner grafiği [96] kullanılarak etkin bir şekilde görselleştirilebilmektedir [47]. LT kodların Tanner grafiği gösterimi, denetim düğümü (Check Node, CN) ve bit düğümü (Variable Node, VN) olarak isimlendirilen iki tip düğüm içermektedir. Şekil 1.11'de örnek olarak verilen H matrisi kullanılarak oluşturulan Tanner grafiği Şekil 1.12'de verilmiştir. Görüldüğü gibi H matrisindeki "1" ler, Tanner grafiğindeki VN ve CN düğümleri arasındaki bağları ifade ederken, "0" lar ise ilgili VN düğümü ile CN düğümü arasında bir bağın olmadığını göstermektedir.



Şekil 1.12. LT kodlar için örnek bir Tanner grafiği gösterimi

BP algoritması logaritmik olabilirlik oranı (Logarithmic Likelihood Ratio, LLR) mesajlarını CN ve VN düğümleri arasında özyinelemeli olarak göndererek kod çözme işlemini gerçekleştirmektedir [46]. CN ve VN güncelleme denklemleri sırasıyla (1.31) ve (1.32) numaralı denklemlerde verilmiştir.

$$m_{c \rightarrow v}^{(l)} = 2 \tanh^{-1} \left[\tanh \left(\frac{m_c}{2} \right) \prod_{v' \neq v} \tanh \left(\frac{m_{v' \rightarrow c}^{(l)}}{2} \right) \right] \quad (1.31)$$

$$m_{v \rightarrow c}^{(l+1)} = \sum_{c' \neq c} m_{c' \rightarrow v}^{(l)} \quad (1.32)$$

Burada, m_c kanaldan gelen kod kelimelerinin LLR değerlerini temsil eder ve direk olarak ilgili CN c 'ye gönderilir. $m_{c \rightarrow v}$ ve $m_{v \rightarrow c}$, sırasıyla CN c 'den VN v 'ye giden ve tersi yönde giden LLR mesajlarını ifade eder. $\tanh(\cdot)$ ve $\tanh^{-1}(\cdot)$ özel operatörleri sırasıyla hiperbolik tanjant ve ters hiperbolik tanjant işlemleri olup özyineleme indeksi ise üst simge l ile gösterilmektedir.

Güncelleme denklemlerinden de anlaşılacağı üzere, herhangi bir CN c 'den VN v düğümüne giden $m_{c \rightarrow v}$ mesajı hesaplanırken, $m_{c \rightarrow v}$ mesajının bağlı olduğu v düğümü hariç, ilgili c düğümüne bağlı bütün v 'lerden gelen $m_{v \rightarrow c}$ mesajları (1.31) numaralı denklemdeki gibi işleme alınmaktadır. Benzer şekilde, herhangi bir VN v 'den CN c 'ye giden $m_{v \rightarrow c}$ mesajı

hesaplanırken, $m_{v \rightarrow c}$ mesajının bağlı olduğu c düğümü hariç, ilgili v 'ye bağlı bütün c 'lerden gelen $m_{c \rightarrow v}$ mesajları (1.32) numaralı denklemdeki gibi işleme alınarak güncellemeler yapılır.

BP kod çözücü, önceden belirlenmiş sabit bir özyineleme miktarı kadar çalıştıktan sonra, bilgi biti karar adımı (1.33) numaralı denklem ile tamamlanarak kod çözme işlemi sonlandırılır. Burada \hat{m}_v , ilgili v düğümü için karar verilen bilgi bitini ifade etmektedir.

$$m_v = \sum_c m_{c \rightarrow v}^{(l)}, \quad \hat{m}_v = \begin{cases} 1, & m_v \geq 0 \\ 0, & m_v < 0 \end{cases} \quad (1.33)$$

LT BP kod çözme algoritmasının işlem adımları Algoritma 1 'de verilmiştir.

Algorithm 1 LT BP kod çözücü

- 1: **Başlatma**
 - 2: m_c mesajları hesaplanır;
 - 3: $m_{c \rightarrow v}^{(0)}$ ve $m_{v \rightarrow c}^{(0)}$ mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
 - 4: $l = 0$;
 - 5: **son Başlatma**
 - 6: **while** ($l < \text{maksimum_özyineleme}$) **do**
 - 7: CN güncelleme(); ▷ (1.31) nolu denklem
 - 8: VN güncelleme(); ▷ (1.32) nolu denklem
 - 9: $l = l + 1$; ▷ Bir sonraki özyinelemeye git
 - 10: **son while**
 - 11: Bilgi_Biti_Karar(); ▷ (1.33) nolu denklem
-

1.4.2. Raptor Kodlar

Raptor kodlar, bir LT kod ile bir doğrusal kodun birleşiminden meydana gelmektedir [89]. C , bir doğrusal kodu ifade etmek üzere, bir Raptor kod $(k, C, \Omega(x))$ parametreleri ile ifade edilir. Bu gösterim, " k adet bilgi biti C ön kodlayıcısı ile kodlandıktan sonra, $\Omega(x)$ derece dağılımını kullanan LT kodlayıcı ile tekrar kodlanarak kod kelimeleri üretilir" anlamına gelmektedir. Lineer ön kodlayıcı olarak literatürde genellikle LDPC kodların özel bir sınıfı olan VN dereceleri düzenli 4 ve CN dereceleri Poisson dağılımına sahip bir LDPC kodu kullanılmaktadır [92]. Raptor kodlayıcıda, iletilmek istenen bilgi bitleri öncelikle bahsi geçen LDPC ön kodlayıcı ile kodlanarak ara bitler üretilir. Sonrasında ise ara bitlerden, LT kodlayıcı kullanılarak sürekli olarak birbirinden bağımsız kod kelimeleri üretilir. Kod çözme işlemi ise kodlama işleminin tersi yönde ilerlemektedir. İlk olarak kanaldan gelen mesajlar kullanılarak LT BP kod çözücü çalıştırılmakta ve sonrasında ise LDPC BP kod çözme

algoritması çalıştırılmaktadır [92]. LDPC kodların Raptor kodlardaki işlevi, LT kodlarda çözümü mümkün olmayan ve hata tabanına neden olan mesajları çözümü mümkün hale getirmek olduğu için, Raptor kodlar ile hata tabanı problemi ortadan kalmaktadır. Yüksek kod oranına sahip bir LDPC kodlayıcı hem az işlem yüküne sahip olmakta, hem de bahsi geçen işlevi yerine getirebilmektedir. Literatürde, LDPC ön kodlayıcının kod oranı genellikle 0.95 veya 0.98 olarak seçilmektedir [89,92].

1.4.2.1. Raptor BP Kod Çözme Algoritması

Raptor yumuşak kod çözücü olarak da BP algoritması kullanılmaktadır [34,92]. Kod çözme işlemi LT kod çözücü ile başlar ve LLR mesajları CN c 'den VN v 'ye ve tersi yöne sırasıyla (1.31) ve (1.32) numaralı denklemler ile güncellenerek gönderilir. LT kod çözücü önceden belirlenmiş bir özyineleme miktarı kadar çalıştırdıktan sonra LDPC kod çözücüye gönderilecek olan m_v mesajları (1.33) numaralı denklem kullanılarak hesaplanır. LDPC kod çözme işleminde ise, LLR mesajları VN i 'den CN o 'ya ve tersi yönde sırasıyla (1.34) ve (1.35) numaralı denklemler ile güncellenerek gönderilir.

$$m_{i \rightarrow o}^{(l)} = m_v + \sum_{o' \neq o} m_{o' \rightarrow i}^{(l)} \quad (1.34)$$

$$m_{o \rightarrow i}^{(l+1)} = 2 \tanh^{-1} \left[\prod_{i' \neq i} \tanh \left(\frac{m_{i' \rightarrow o}^{(l)}}{2} \right) \right] \quad (1.35)$$

LDPC kod çözücü önceden belirlenmiş bir özyineleme miktarı kadar çalıştırdıktan sonra karar adımı (1.36) numaralı denklem ile tamamlanarak kod çözme işlemi sonlandırılır [34]. Burada \hat{m}_o , Raptor kod çözücü çıkışında karar verilen bilgi bitlerini temsil etmektedir. Raptor BP kod çözme algoritmasının işlem adımları Algoritma 2 'de verilmiştir.

$$m_o = m_v + \sum_o m_{o \rightarrow i}^{(l+1)}, \quad \hat{m}_o = \begin{cases} 0, & m_o \geq 0 \\ 1, & m_o < 0 \end{cases} \quad (1.36)$$

BP algoritmasının da bir üyesi olduğu mesaj-geçiş tabanlı kod çözme algoritmalarının performanslarını teorik olarak analiz edebilmek için literatürde kullanılan yöntemlerin çoğunda kodlama işlemi sonucunda VN ve CN düğümlerinde oluşacak olan derecelerin

dağılımlarından faydalanılmaktadır [90, 97-102]. Söz konusu derece dağılımlarının hesabı ve teorik analiz yöntemleri takip eden bölümlerde ele alınmıştır.

Algorithm 2 Raptor BP kod çözücü

```

1: Başlatma
2:    $m_c$  mesajları hesaplanır;
3:    $m_{c \rightarrow v}^{(0)}$  ve  $m_{v \rightarrow c}^{(0)}$  mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
4:    $l = 0$ ;
5: son Başlatma
6: while ( $l < LT\_maksimum\_özyineleme$ ) do
7:   LT için CN güncelleme(); ▷ (1.31) nolu denklem
8:   LT için VN güncelleme(); ▷ (1.32) nolu denklem
9:    $l = l + 1$ ; ▷ Bir sonraki özyinelemeye git
10: son while
11: Başlatma
12:    $m_v$  mesajları hesaplanır; ▷ (1.33) nolu denklem
13:    $m_{i \rightarrow o}^{(0)}$  ve  $m_{o \rightarrow i}^{(0)}$  mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
14:    $l = 0$ ;
15: son Başlatma
16: while ( $l < LDPC\_maksimum\_özyineleme$ ) do
17:   LDPC için VN güncelleme(); ▷ (1.34) nolu denklem
18:   LDPC için CN güncelleme(); ▷ (1.35) nolu denklem
19:    $l = l + 1$ ; ▷ Bir sonraki özyinelemeye git
20: son while
21: Bilgi_Biti_Karar(); ▷ (1.36) nolu denklem

```

1.4.3. Bit ve Denetim Düğümlerinin Derece Dağılımları

Yapısı Şekil 1.12’de gösterilen Tanner grafiğinde, herhangi bir VN v ’ye bağlı olan CN c ’lerin sayısı bahsi geçen v düğümünün derecesini ifade etmektedir. Benzer şekilde, herhangi bir CN c ’ye bağlı olan VN v ’lerin sayısı ise bahsi geçen c düğümünün derecesidir. Dolayısıyla, bir LT kodlayıcı ile önceden belirlenmiş bir $\Omega(x)$ derece dağılımı kullanılarak kodlama işlemi yapıldığında, CN ve VN düğümlerinde oluşacak olan derecelerin de dağılımları söz konusu olmaktadır [103-105]. Meydana gelecek olan CN ve VN derece dağılımların hesabı, BP algoritmasının performansını analiz etmek amacıyla kullanılan teorik analiz yöntemleri için önem taşımaktadır.

LT kodlayıcının, CN ve VN düğümlerinin derece dağılımlarının sırasıyla $\Omega(x) = \sum_{j=1}^{j_{max}} h_j x^j$, $\rho(x) = \sum_{k=1}^{k_{max}} \rho_k x^k$ ve $\lambda(x) = \sum_{i=1}^{i_{max}} \lambda_i x^i$ şeklinde ifade edilmektedir. Burada i ve k sırasıyla VN ve CN düğümlerinde meydana gelen dereceleri ifade ederken,

λ_i ve ρ_k 'da sırasıyla VN düğümlerinde i derecesinin olma olasılığını ve CN düğümlerinde k derecesinin olma olasılığını temsil etmektedir. i_{max} ve k_{max} ise sırasıyla en büyük VN ve CN dereceleridir. $\Omega(x)$, $\rho(x)$ ve $\lambda(x)$ derece dağılımları (1.37), (1.38) ve (1.39) numaralı denklemlerdeki şartları sağlamaktadırlar [104].

$$\sum_{j=1}^{j_{max}} h_j = 1 \quad ve \quad 0 \leq h_j \leq 1 \quad (1.37)$$

$$\sum_{k=1}^{k_{max}} \rho_k = 1 \quad ve \quad 0 \leq \rho_k \leq 1 \quad (1.38)$$

$$\sum_{i=1}^{i_{max}} \lambda_i = 1 \quad ve \quad 0 \leq \lambda_i \leq 1 \quad (1.39)$$

CN derece dağılımdaki ρ_k olasılık katsayıları (1.40) numaralı denklem kullanılarak hesaplanmaktadır [103].

$$\rho_k = \frac{k h_k}{\sum_{j=1}^{j_{max}} j h_j} \quad (1.40)$$

LT kodlama işleminde kod kelimesi oluşturulurken bilgi bitleri düzgün dağılımlı olarak seçildiği için VN derece dağılımı Poisson dağılımlıdır [103, 104]. Buna göre VN derece dağılımındaki olasılık katsayıları (1.41) numaralı denklemde verildiği gibi hesaplanmaktadır [104].

$$\lambda_i = \frac{i u_i}{\sum_{i=1}^{i_{max}} i u_i}, \quad u_i = \frac{e^{-\mu_p} \mu_p^i}{i!} \quad (1.41)$$

Burada μ_p Poisson parametresidir ve LT kodlayıcının kodlama oranı R_{LT} olmak üzere Poisson parametresi (1.42) numaralı denklem ile hesaplanmaktadır [105].

$$\mu_p = \frac{\sum_{j=1}^{j_{max}} j h_j}{R_{LT}} \quad (1.42)$$

VN dereceleri Poisson dağılımlı olduğu için VN derece dağılımı $u(x) \approx e^{\mu_p (x-1)}$ şeklinde yaklaşık olarak hesaplanabilir [104].

1.4.4. Oransız Kodlar İçin Teorik Analiz Yöntemleri

Mesaj-geçiş tabanlı kod çözme algoritmalarının performanslarının teorik analizleri için literatürde kullanılan beş farklı yöntemden bahsedilebilir. Bahsi geçen bütün yöntemlerin temelinde, vericiden gönderilen kod kelimelerinin sonsuz uzunlukta ve tamamının "1" olduğu, kod çözme algoritmasının ise sonsuz özyineleme sayısında çalıştığı kabulü yapılarak, alıcı tarafta kod çözme işlemi çıktısının "0" olma olasılığı, başka bir ifadeyle algoritmanın hatalı kestirim yapma olasılığı hesaplanmaktadır. Böylece, kod çözme algoritmasının ulaşabileceği en iyi sonuç teorik olarak elde edilebilmektedir [106, 107].

Yoğunluk evrimi (Density Evolution, DE) yöntemi mesaj-geçiş tabanlı algoritmaların teorik olarak performans analizi için tasarlanmış literatürdeki ilk yöntemdir [99, 100]. Yöntemde, kod çözme algoritmasındaki VN ve CN düğümlerinde güncellenerek birbirlerine gönderilen LLR mesajlarının olasılık dağılımlarının takibi yapılır. Bu takip işleminde kapalı formda yazılan olasılık dağılım fonksiyonlarının güncelleme denklemlerindeki toplama ve çarpma işlemleri için nasıl değiştikleri hesaplanmaktadır. İşlemlerin olasılık dağılım fonksiyonları üzerinden yapılması nedeniyle, DE yönteminin uygulanması oldukça karmaşık olup, yüksek işlem yükü getirmektedir.

DE yöntemindeki işlem yükünü azaltmak amacıyla literatürde bir dizi yaklaşıklık yöntemleri önerilmiştir. Bunlardan ilki, DE yönteminin bir türevi olan Gauss yaklaşımli DE (Gaussian Approximation Density Evolution, GA-DE) yöntemidir [97]. Bu yöntem, AWGN kanal modeli için tanıtılmış olup haberleşme kanalından gelen m_c mesajlarının olasılık dağılımlarının simetrik Gauss dağılımına sahip olduğu, VN ve CN güncelleme işlemleri sırasında da bu durumun değişmediği kabulünden yola çıkılarak geliştirilmiştir. BP kod çözme algoritmasındaki m_c , $m_{v \rightarrow c}$ ve $m_{c \rightarrow v}$ mesajlarının simetrik Gauss dağılımına sahip oldukları kabulü yapılarak, DE yöntemindeki çok boyutlu problem, GA-DE yöntemiyle mesajların sadece beklenen değerlerinin hesabı gibi tek boyutlu probleme indirgenmiştir [97]. $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarının olasılık dağılımı simetrik Gauss'a oldukça benzerken, $m_{c \rightarrow v}$ mesajlarının olasılık dağılımı için aynı şey söylenemez. Bundan dolayıdır ki, GA-DE yöntemi ile hesaplanan sonuçlar ile gerçek sonuçlar arasında bir fark oluşmaktadır. Bu fark, VN'nin derecesi 10'dan küçük iken ihmal edilebilecek seviyede iken 10'dan büyük olduğunda oldukça artmaktadır [97].

GA-DE yöntemindeki 10 derece sınırlamasını iyileştirmek için dışsal bilgi transfer (Extrinsic Information Transfer, EXIT) grafiği yöntemi tanıtılmıştır [101, 102]. Bu yöntemde de $m_{v \rightarrow c}$ ve $m_{c \rightarrow v}$ mesajlarının olasılık dağılımlarının simetrik Gauss dağılımına sahip olduğu kabulü yapılır. Fakat, mesajların beklenen değerlerinin takibi yerine karşılıklı bilginin (Mutual Information, MI) takibi yapılır. Bu sayede, GA-DE yöntemine göre daha doğru sonuçlar elde edilmektedir ve derece sınırlaması ortadan kalkmaktadır [101, 102].

Yarı-Gauss yaklaşımlı DE (Semi-GA DE) yöntemi, GA-DE ve EXIT grafiği yöntemlerindeki $m_{c \rightarrow v}$ mesajlarının olasılık dağılımlarının simetrik Gauss dağılımına sahip olduğu yanlış varsayımını düzeltmek için tanıtılmıştır [90]. Fakat, bu yöntemde de $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarının olasılık dağılımının simetrik Gauss dağılımına sahip olduğu varsayımı yapılmaktadır. Bu kabul ile $m_{v \rightarrow c}$ mesajları sayısal olarak uzun boyutlu (10^6 veya daha uzun) şekilde üretilir. Bu sayısal değerler CN güncellemesinde yerine konarak, $m_{c \rightarrow v}$ mesajlarının dağılımları için sayısal hesaplamalar yapılır. GA-DE, EXIT grafiği ve Semi-GA DE yöntemleri DE yönteminin işlem yükünü önemli ölçüde azaltmaktadır. Fakat, bu yöntemlerin kullanımı AWGN kanal modeli ile sınırlanmakta olup VN ve CN düğümlerinden çıkan LLR mesajların olasılık dağılımının simetrik Gauss dağılımına sahip olduğu kabulünden dolayı hatalı sonuçlara neden olmaktadır.

DE yönteminin işlem yükünü ve karmaşıklığını azaltmak için literatürde kullanılan diğer bir yöntem de Monte-Carlo tabanlı DE (MC-DE) yöntemidir [44-46, 98]. Bu yöntem, aslında DE yönteminin bir gerçeğidir. DE yönteminde VN ve CN düğümlerinden çıkan LLR mesajlarının olasılık dağılımları takip edilirken, MC-DE yönteminde ise sözü geçen olasılık dağılımlarına sahip oldukça uzun boyuttaki (10^6 veya daha uzun boyutta) LLR mesajları sayısal olarak üretilir ve hesaplamalar bu sayısal veriler üzerinden yapılır [46]. Sonuçta, DE yöntemindeki gibi LLR mesajlarının olasılık dağılımları takip edilmiş olur. Böylece, MC-DE yöntemi sayesinde hem GA-DE, EXIT grafiği ve Semi-GA DE yöntemlerindeki varsayımlardan ve sınırlamalardan, hem de DE yöntemindeki işlem yükü ve karmaşıklıktan kurtulmak mümkün olmaktadır [46]. Dolayısıyla, tez kapsamında LT ve Raptor kod çözücü için yapılan teorik analizlerde, MC-DE yöntemi tercih edilmiştir. MC-DE yönteminin LT ve Raptor kodlardaki kullanımına ait ayrıntılı bilgiye Yapılan Çalışmalar bölümünde yer verilmiştir.

BP kod çözme algoritmasının CN güncelleme denklemindeki $\tanh(\cdot)$, $\tanh^{-1}(\cdot)$ özel operatörleri, BP kod çözme algoritmasının hesaplama karmaşıklığını önemli ölçüde artırmaktadır. Literatürde LDPC kod çözücü olarak da kullanılan BP kod çözme algoritmasının

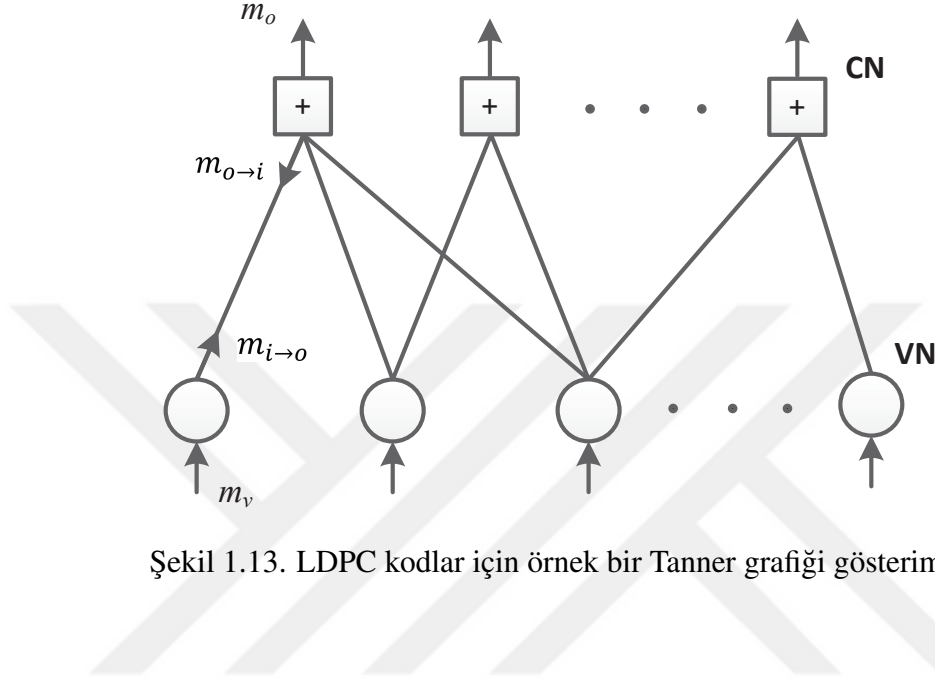
hesaplama karmaşıklığını azaltmak için CN güncellemesini yaklaşık olarak hesaplayabilen farklı yaklaşım yöntemleri tanıtılmıştır [106]. Yapılan literatür araştırmasında, karmaşıklığı azaltılmış BP kod çözme algoritmalarının oransız kodlarda kullanılmadığı görülmüş ve tez kapsamında yapılan çalışmalarda, LDPC kodlar için önerilen BP tabanlı yaklaşım yöntemleri oransız kodlara uyarlanmıştır [44-46]. Oransız kodlara uyarlanan BP tabanlı yaklaşım yöntemleri ve performans analizleri yapılan çalışmalarda ayrıntılı olarak ele alınmakta olup, teorik analizleri için yukarıda anlatılan MC-DE yöntemi kullanılmıştır. Bu konuda yapılan çalışmalara temel oluşturması açısından bir sonraki bölümde, LDPC kodlar için tanıtılan BP tabanlı yaklaşım yöntemleri ele alınmaktadır.

1.5. BP Algoritması İçin Karmaşıklığı Azaltılmış Yaklaşıklık Yöntemleri

LDPC BP kod çözme algoritmasının hesaplama karmaşıklığını artıran ana etken, algoritmanın işlem adımlarından biri olan CN güncellemesidir. LDPC BP algoritmasının (1.35) numaralı CN güncelleme denkleminde bulunan \tanh , \tanh^{-1} özel operatörleri ve çarpma işlemlerinin neden olduğu hesaplama karmaşıklığını azaltmak için literatürde BP tabanlı yaklaşım yöntemleri önerilmiştir [106]. Önerilen yöntemler temelde, CN güncellemesindeki özel operatörleri ve çarpma işlemlerini kullanmadan CN güncellemesini yaklaşık olarak hesaplamayı hedeflemektedir. Bu yöntemlerden ilki Min-Sum (MS) yaklaşımıdır ve BP algoritmasının işlem yükünü oldukça azaltabilmesine rağmen BER başarımını önemli ölçüde düşürmektedir. MS yaklaşımının BER başarımını iyileştirmek amacıyla Normalize (N-MS) ve Ofset Min-Sum (O-MS) algoritmaları olarak farklı iki BP tabanlı yaklaşım yöntemi tanıtılmıştır. Bu iki yaklaşım, MS yönteminin neden olduğu performans düşüşünü önemli ölçüde iyileştirilebilmekte olup, BP algoritması kadar iyi BER performansına sahip olmadıkları LDPC kodlar için yapılan çalışmalarda gösterilmiştir [106].

LDPC BP kod çözme algoritmasının işlem adımları ve VN, CN güncellemeleri Bölüm 1.4.2.1'de ayrıntılı olarak ele alınmış olup bahsi geçen BP tabanlı yaklaşım yöntemlerini daha anlaşılır hale getirebilmek amacıyla LDPC BP kod çözücü için Tanner grafiği Şekil 1.13'te verilmiştir. Tanner grafiğinden de görüldüğü gibi, LT kodlardan farklı olarak LDPC kod çözücünde kanaldan gelen m_v LLR mesajları VN düğümlerine girmektedir. Sonrasında, VN i 'den CN o 'ya giden $m_{i \rightarrow o}$ ve CN o 'dan VN i 'ye giden $m_{o \rightarrow i}$ LLR mesajları sırasıyla (1.34) ve (1.35) numaralı denklemler kullanılarak özyinelemeli bir biçimde daha önceden belirlenmiş bir özyineleme miktarı kadar güncellenir. Güncelleme işlemi tamamlandıktan sonra (1.36)

numaralı denklem kullanılarak bilgi bitine karar verilir [97, 106]. Görüldüğü gibi, LDPC BP kod çözücünün güncelleme adımlarının sırası LT BP algoritmasının tam tersi şeklindedir. Ayrıca LT BP kod çözücünde kanaldan gelen mesajlar CN düğümlerine girmekte iken LDPC BP algoritmasında VN düğümlerine girmektedir.



Şekil 1.13. LDPC kodlar için örnek bir Tanner grafiği gösterimi

BP tabanlı yaklaşım yöntemleri ile temelde, BP algoritmasının CN güncelleme denkleminin hesaplama karmaşıklığını azaltmak hedeflendiği için bu yöntemlerin sadece CN güncelleme denklemleri farklılık göstermektedir. VN güncelleme denklemleri ise (1.34) numaralı denklemde verilen BP algoritmasının VN güncelleme denklemiyle aynıdır. MS, N-MS ve O-MS yaklaşım yöntemlerinin LDPC kodlardaki CN güncelleme denklemleri sırasıyla (1.43), (1.44) ve (1.45) numaralı denklemlerde verilmiştir [106].

$$m_{o \rightarrow i}^{MS} = S_{LDPC} \times \min_{i' \neq i} (|m_{i' \rightarrow o}|) \quad (1.43)$$

$$m_{o \rightarrow i}^{N-MS} = S_{LDPC} \times \frac{\min_{i' \neq i} (|m_{i' \rightarrow o}|)}{\alpha} \quad (1.44)$$

$$m_{o \rightarrow i}^{O-MS} = S_{LDPC} \times \max \left[\left(\min_{i' \neq i} (|m_{i' \rightarrow o}|) - \beta \right), 0 \right] \quad (1.45)$$

Burada, α ve β sırasıyla normalizasyon ve ofset sabitleridir ve $\alpha > 1$, $\beta > 0$ şartları ile kullanılmaktadır. Kısaltma yapmak amacıyla kullanılan S_{LDPC} ifadesi ise (1.46) numaralı denklemde verilmiştir. α ve β sabitlerinin kullanıldığı sisteme göre en uygun değerleri teorik analiz yöntemleri ile belirlenebilmektedir [46, 106].

$$S_{LDPC} = \text{sign} \left(\prod_{i' \neq i} m_{i' \rightarrow o} \right) \quad (1.46)$$

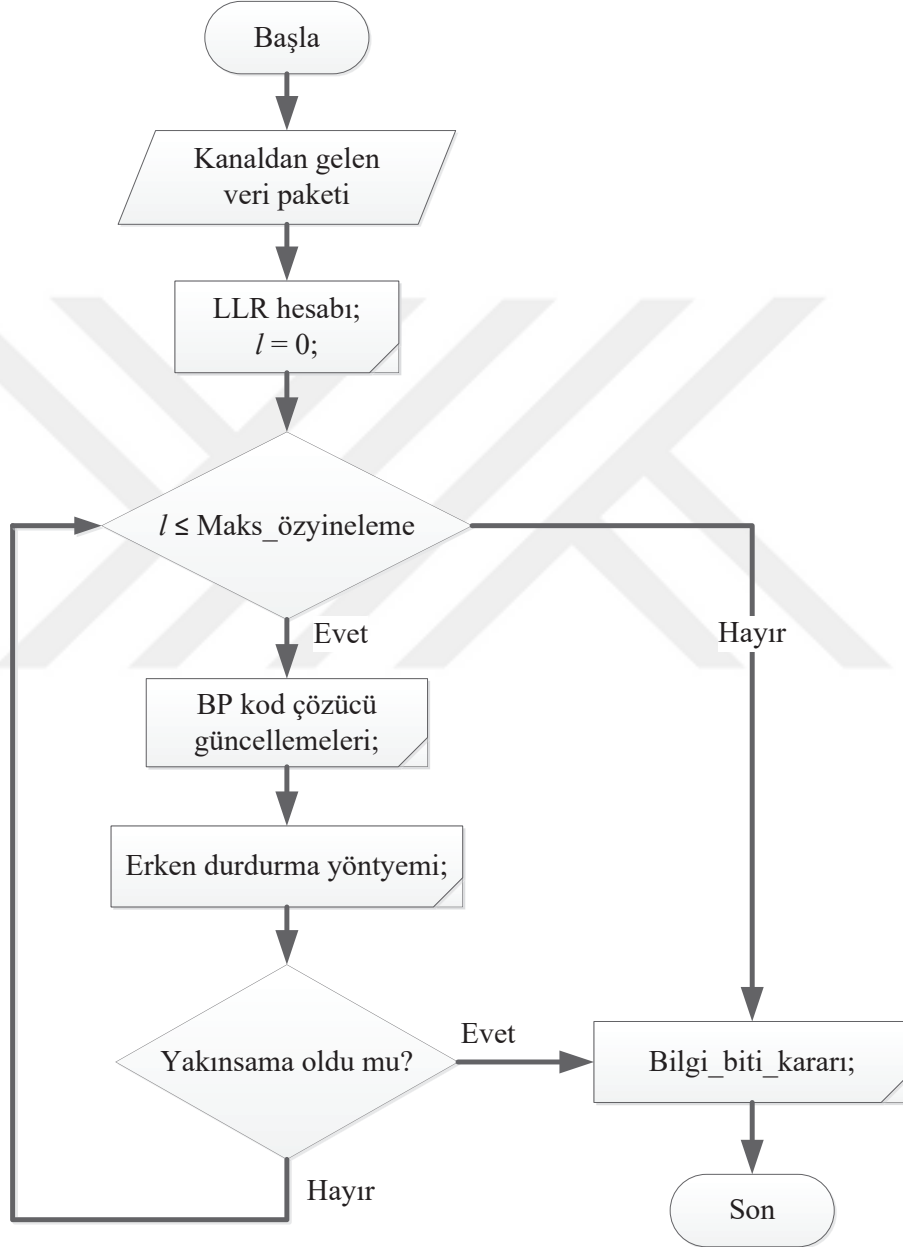
MS yaklaşım yönteminde, Tanner grafiğinde verilen herhangi bir CN o 'dan VN i düğümüne giden $m_{o \rightarrow i}$ mesajı hesaplanırken, $m_{o \rightarrow i}$ mesajının bağlı olduğu i düğümü haricindeki o 'ya bağlı diğer bütün $m_{i' \rightarrow o}$ mesajları arasından genlik olarak en küçüğü dikkate alınmaktadır. Başka bir ifadeyle MS algoritmasında, (1.35) numaralı CN güncellemesi kullanılarak hesaplanan mesajın değerinin yaklaşık olarak genliği en küçük olan mesaja eşit olduğu kabulü yapılmaktadır [106]. Böylece, tanjant hiperbol ve tersi hesaplamalarından ve çarpma işlemlerinden kurtulmak mümkün olmaktadır. Fakat, yukarıda da bahsedildiği gibi MS yönteminde yapılan bu işlem, BER başarımı açısından önemli ölçüde düşüşe neden olmaktadır. MS yönteminin performansı, mesajların genlik olarak en küçüğü belirlendikten sonra, bir α veya β sabitleri ile sırasıyla normalize edilerek veya ötelenerek iyileştirilmiştir. N-MS ve O-MS yaklaşımları olarak bilinen bu yöntemlerde performansı iyileştirmek için yapılan işlemler, MS yöntemine fazla bir işlem yükü de getirmemektedir [44, 46, 106].

Tez kapsamında oransız yumuşak kod çözme algoritmasının hesaplama karmaşıklığını azaltmak için önerilen BP tabanlı yaklaşım yöntemleri haricinde, erken durdurma yöntemleri konusunda da çalışmalar yapılmıştır. Konu ile ilgili tez kapsamında iki farklı erken durdurma yöntemi önerilmekte olup, detayları Yapılan Çalışmalar bölümünde verilmiştir. Yapılan çalışmalara temel oluşturması açısından bir sonraki bölümde, oransız kod çözücü için literatürde kullanılan erken durdurma yöntemleri ele alınmaktadır.

1.6. Oransız Kodlar İçin Erken Durdurma Yöntemleri

BP özyinelemeli kod çözme algoritması, kod çözme işlemini önceden belirlenmiş sabit bir özyineleme sayısına kadar yapmaktadır [34, 92, 93]. Oysa BP kod çözücünün çıkışı genellikle belirlenen bu sabit özyineleme sayısından daha önce orjinal veriye yakınsamaktadır ki, yakınsamanın olması kod çözme işleminin başarılı bir şekilde yapıldığını göstermektedir. Kod çözünün çıkışı orjinal veriye yakınsadıktan sonra kod çözme işlemi, gerekmeseyse bile,

belirlenen özyineleme miktarı kadar devam edecektir. Bu durum kod çözme gecikmesine, yüksek hesaplama karmaşıklığına ve enerji israfına neden olacaktır. Bu olumsuzlukları önlemek için BP kod çözücüsü bir erken durdurma yöntemi (Early Termination Method, ETM) ile desteklenebilir [47, 48, 108].



Şekil 1.14. Erken durdurma yöntemi kullanan BP algoritmasının akış şeması

ETM'nin görevi, Şekil 1.14'teki akış şemasından da anlaşılacağı gibi, BP algoritmasının çıkışının orjinal veriye yakınsayıp yakınsamadığını algılamak ve yakınsama olmuşsa kod

çözme işleminini sonlandırmaktır. Böylece ETM, BP algoritması orjinal veriye yakınsadığında kod çözme işlemini sabit özyineleme sayısını beklemeden sonlandırabilir ve gereksiz işlem yükünü engelleyebilir [47, 48, 108].

Literatürde oransız kodlar için önerilmiş sınırlı sayıda erken durdurma yöntemine rastlanmaktadır. Mevcut yöntemler temelde, denetim-toplamı memnuniyet oranı (Check-sum Satisfaction Ratio, CSR) erken durdurma yöntemine dayanmaktadır [109-112]. CSR, BP kod çözücü çıkışında karar verilen bilgi bitleri ile kod çözücü girişindeki mesajların karşılaştırılması ilkesine dayanmaktadır. CSR yönteminde, BP algoritmasındaki her özyinelemenin sonunda, sırasıyla kod çözücü çıkışındaki bilgi bitlerine karar verilir, karar verilen bilgi bitleri tekrar kodlanır ve kod çözücü çıkışının yakınsayıp yakınsamadığını algılayabilmek için kod çözücü girişindeki mesajlar ile tekrar kodlanarak elde edilen veri bitleri karşılaştırılır [109, 112].

LT BP kod çözücü için CSR ETM'yi daha ayrıntılı olarak ele alalım. Buna göre, LT BP kod çözücünde kullanılan CSR ETM'de, BP kod çözücü çıkışında (1.33) numaralı denklem kullanılarak karar verilen \hat{m}_v bilgi bitleri ile kod çözücü girişine kanaldan gelen \hat{m}_c veri bitleri karşılaştırılır [109, 112]. Burada \hat{m}_c ifadesi, m_c mesajının karar verilen değerini ifade etmektedir. Dolayısıyla CSR ETM, (1.47) nolu denklemin sonucunun "0" olup olmadığını her CN c düğümü için kontrol etmektedir.

$$\hat{m}_c \oplus \left(\bigoplus_v \hat{m}_v \right) \quad (1.47)$$

Bu denklemde \oplus sembolü modül 2'ye göre toplama işlemini, \bigoplus sembolü ise modül 2'ye göre toplama operatörünü temsil etmektedir. Denklemde parantez içinde bulunan ifade kod çözücü çıkışında karar verilen bilgi bitlerinin tekrar kodlanması işlemine karşılık gelirken, geri kalan ifade ise kod çözücü girişindeki karar verilen mesajlar ile tekrar kodlanarak elde edilen veri bitlerinin karşılaştırılması işlemine karşılık gelmektedir. (1.47) numaralı denklem icra edildikten sonra, CSR ETM'de LT BP kod çözücünün sonlandırılmasında karar mekanizması olan ve μ_{CSR} ile temsil edilen CSR test değeri (1.48) numaralı denklem kullanılarak hesaplanır.

$$\mu_{CSR} = \frac{s^{(l)}}{N_{CN}} \quad (1.48)$$

Bu denklemde $s^{(l)}$, (1.47) numaralı denklemin sonucunun "0" olduğu CN c düğümlerinin

sayısını, l ve N_{CN} ise sırasıyla kod çözücü algoritmanın özyineleme sayısını ve toplam CN düğümlerinin sayısını temsil etmektedir. CSR yönteminde, $\mu_{CSR} \geq \Gamma_{CSR}$ eşitsizliği sağlandığı zaman kod çözücü çıkışının orjinal bilgi bitlerine yakınsadığı kabul edilir ve kod çözme işlemi sonlandırılır [47, 48, 109, 112]. Burada Γ_{CSR} ifadesi, kullanıcı tarafından tanımlanan bir eşik değeridir.

CSR ETM kullanan LT BP kod çözücünün işlem adımları Algoritma 3'te verilmiştir. Burada ΔCSR ifadesi ardışık iki özyinelemede hesaplanan μ_{CSR} değerleri arasındaki farkı temsil etmektedir. Ardışık özyinelemelerde hesaplanan ΔCSR değeri, kullanıcı tarafından belirlenen Γ_{LC} tam sayısı kadar ard arda "0" olursa kod çözücü çıkışının orjinal bilgi bitlerine yakınsadığı kabul edilir ve kod çözme işlemi sonlandırılır [47, 48, 111].

Algorithm 3 CSR ETM kullanan LT BP kod çözücü [109]:

```

1: Başlatma
2:    $m_c$  mesajları hesaplanır;
3:    $m_{c \rightarrow v}^{(0)}$  ve  $m_{v \rightarrow c}^{(0)}$  mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
4:    $\Gamma_{LC}$  belirlenir;
5:    $l = 0$ ;
6:    $sayaç_{LC} = 0$ ;           ▷ Yakınsama şartını sağlayan ardışık özyinelemelerin sayısı
7: son Başlatma
8: while ( $l < maksimum\_özyineleme$ ) ve ( $\Gamma_{LC} \neq sayaç_{LC}$ ) do
9:   CN güncelleme();           ▷ (1.31) nolu denklem
10:  VN güncelleme();           ▷ (1.32) nolu denklem
11:  Veri_Biti_Karar();           ▷ (1.33) nolu denklem
12:   $\mu_{CSR}$  ve  $\Delta CSR$  hesaplanır;           ▷ (1.48) nolu denklem
13:  if ( $\Delta CSR == 0$ ) then
14:     $sayaç_{LC} = sayaç_{LC} + 1$ ;           ▷ Ardışık özyinelemelerde şart
15:  else                           ▷ sağlanırsa bir artırılır.
16:     $sayaç_{LC} = 0$ ;
17:  son if
18:   $l = l + 1$ ;           ▷ Bir sonraki özyinelemeye git
19: son while

```

CSR yönteminde, BP algoritmasının her özyinelemesinde yapılan tekrar kodlama, bilgi biti kararı ve karşılaştırma işlemleri hesaplama karmaşıklığını artırmaktadır. Tez kapsamında, literatürde oransız kodlar için önerilmiş olan CSR yöntemine alternatif olarak karmaşıklığı CSR ETM'ye göre oldukça az olan iki ayrı erken durdurma yöntemi önerilmiştir [47, 48]. Önerilen erken durdurma yöntemleri temelde, sadece mesajların işaret bitlerinin değişiminin takibini içerdiğinden, CSR yönteminin aksine oldukça basit yapıya sahiptirler. Ayrıca önerilen yöntemlerin LT BP kod çözücüyü, herhangi bir performans

düşüşüne neden olmadan, CSR yöntemine göre ortalama olarak daha erken özyineleme sayılarında durdurdukları gösterilmiştir [47,48]. Bahsi geçen bu yöntemler Yapılan Çalışmalar bölümünde ayrıntılı olarak ele alınmaktadır.



2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

2.1. Giriş

VLC ile ilgili literatürdeki çoğu çalışmada, alıcı ve verici birimlerin belirli bir konumda sabit olarak durdukları varsayılmaktadır [5, 22-24]. Fakat, kablosuz haberleşme sistemleri için mobilite dikkate alınması gereken, olmazsa olmaz durumlardan birisidir. Bu nedenle, VLC konusunda yapılan çalışmaların gerçek VLC sistemlerine uygun olabilmesi için alıcı birimlerin hareketli olduğu durumların hesaba katılması gerekmektedir. VLC alıcı birim hareketli iken alıcıya ulaşan ışık sinyalinin kalitesi çok hızlı bir şekilde değişmektedir [25, 26]. Haberleşmede, kanal şartlarının değiştiği uygulamalarda spektral verimliliği artırabilmek için literatürde hız uyarlama yöntemleri önerilmektedir [9, 14, 34]. Aksi takdirde, bilgi iletim hızı kanal şartlarının en kötü olduğu duruma göre ayarlanacak ve bu durumda da sinyal kalitesi daha yüksek hızda bilgi iletimini destekleyecek seviyede olsa bile haberleşme hızı değişmeyeceğinden spektral verimlilik oldukça düşecektir.

Uyarlanır modülasyon ve kodlama, kanal şartlarının değişken olduğu RF haberleşme sistemlerinde spektral verimliliği artırmak için yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir [9, 27, 29-32, 113]. AMC yönteminde, alıcı birim tarafından algılanan ve verici birime geri bildirim olarak gönderilen kanal durum bilgisi değerlendirilerek, sistemde tanımlanmış olan ve o anki sinyal kalitesi için en yüksek haberleşme hızını destekleyen en uygun modülasyon türü – kodlama oranı ikilisi belirlenir. Bundan sonraki süreçte ise alıcı birimden tekrar CSI geri bildirimine gelene kadar belirlenen modülasyon türü – kodlama oranı çifti hem verici hem de alıcı birim tarafından kullanılır. Böylece, bilgi iletim hızını haberleşme kanalının değişken şartlarına göre dinamik olarak ayarlayabilen bir sistem elde edilmiş olur. Fakat, alıcı ve verici birimlerde sınırlı sayıda modülasyon türü – kodlama oranı kombinasyonları kullanılabilmesi için, AMC yönteminde sinyal kalitesine bağlı olarak değişmesi beklenen haberleşme hızı SNR'ye göre ancak merdivene benzer şekilde basamaklı olarak değiştirilebilmektedir [9]. Modülasyon türü – kodlama oranı kombinasyonlarının artırılması ise, sinyal kalitesinin değişken olduğu sistemlerde verici birime sürekli olarak CSI geri bildiriminin gönderilmesine ve modülasyon türü – kodlama oranı ikilisinin değiştirilmesine neden olacaktır. Bunun sonucunda da sistem karmaşıklığı ve gecikmeler meydana gelecektir. Ayrıca, hatalı CSI

ve geri bildirim gecikmeleri AMC performansını önemli ölçüde etkilemektedir [9, 25, 33]. Buna ek olarak, tek vericiden çoklu alıcılara yapılan bilgi iletimi uygulamalarında AMC yönteminin kullanımı uygun değildir. Çünkü, alıcı birimler ile verici arasındaki kanal şartları birbirlerinden farklı olacak ve en uygun modülasyon türü – kodlama oranı çiftinin belirlenmesi mümkün olmayacaktır.

Kanal şartlarının değişken olduğu RF uygulamalarında, yukarıda bahsi geçen spektral verimlilik probleminin üstesinden gelebilmek için kullanılan diğer bir yöntem ise oransız kodlar tabanlı hız uyarlamalı sistemlerdir [9, 16, 27, 34]. Oransız kodlar, Bölüm 1.4’te ayrıntılı olarak bahsedildiği gibi, verici birim tarafında birbirinden bağımsız sonsuz sayıda kodlanmış sembol üretebilme yeteneğine, alıcı birim tarafında da kodlanmış sembollerin hepsine ihtiyaç duymadan, yeterli miktardaki kodlu veriyi kullanarak başarılı kod çözme işlemi gerçekleştirebilme yeteneğine sahiptirler [34, 92]. Alıcı ve verici birimlerdeki bahsi geçen yetenekleri dikkate alınarak, oransız kodların kullanıldığı bir haberleşme sisteminde veri iletiminin nasıl gerçekleştiği üç adımda özetlenebilir;

1. Verici birim tarafında sürekli olarak üretilen kodlanmış semboller, alıcı birim tarafından bir bilgilendirme gelene kadar gönderilirler,
2. Alıcı birim tarafında, kanalın o anki durumuna bağlı olarak miktarı değişen kodlanmış semboller kullanılarak başarılı bir kod çözme işlemi yapıldıktan sonra verici birime bir bilgilendirme gönderilir,
3. Bilgilendirmeyi alan verici birim, yeni bilgi bitlerini göndermek için ilk adıma geri döner.

Başka bir ifadeyle, oransız kodlarda bilgi iletim hızı, AMC yöntemindeki gibi CSI geri bildirimine gerek duyulmadan verici birim yerine alıcı birim tarafında kanalının o anki durumuna göre otomatik olarak ayarlanabilmektedir. Bu nedenle, oransız kodlar tabanlı hız uyarlamalı sistemlerde haberleşme hızı sinyal kalitesine bağlı olarak kesintisiz bir şekilde değişebilmektedir. Haberleşme hızının AMC yöntemindeki gibi basamaklı şekilde değil de sürekli şekilde değişebilmesi, sistemin spektral verimliliğini AMC yöntemine göre daha fazla artırmaktadır [9, 25, 36].

Görünür ışık haberleşme sistemlerinde spektral verimliliği iyileştirmek için literatürde sınırlı sayıda çalışmaya rastlanmaktadır. Fakat, açıkça görüldüğü gibi alıcı birimlerin hareketli olduğu VLC sistemlerinde spektral verimlilik, üstesinden gelinmesi gereken önemli bir

problemdir. VLC sistemlerde spektral verimliliği iyileştirmek için yapılan çalışmaların hemen hemen hepsinde uyarlanır modülasyon yöntemi kullanılmaktadır [37-40]. AM yöntemi, AMC yönteminin kanal kodlayıcı kullanılmayan bir türevi olup bu yöntemde sadece modülasyon seviyesi kanal şartlarına göre değiştirilmektedir. AM yönteminde de, AMC için yukarıda bahsedilen hatalı CSI'ya duyarlılık, kesintili olarak hız uyarlaması ve tek verici – çoklu alıcının olduğu sistemlerle uyumsuzluk problemleri bulunmaktadır. [9]'deki çalışmada analog oransız kodları [41-43] kullanan hibrit bir VLC – RF sistemi, kanal şartlarına göre hız adaptasyonunu yapabilen bir sistem olarak tanıtılmaktadır. Fakat, önerilen yöntem hem aydınlatmanın hem de haberleşmenin yapıldığı gerçekçi bir görünür ışıkla haberleşme sistemi üzerinden değerlendirilmeye alınmamış olup yaklaşık bir VLC kanal modeli kullanılmıştır. Yapılan deneysel çalışmalarda ise VLC alıcı ve verici arasındaki mesafe 0.5 m ile 2.0 m arasında değiştirilmiş, lensler vasıtasıyla LED'den çıkan ışık foto-dedektöre odaklanmış ve aydınlatma göz ardı edilmiştir. VLC alıcı ve verici arasındaki mesafelerin ev, ofis gibi gerçek ortamlarda kullanılamayacak kadar kısa olmasından ve odaklama işleminin yapılmasından dolayı bu çalışmada elde edilen sonuçlar, gerçek dünyada kullanılacak bir ürün için geçerli olmaktan çok uzaktır.

Bu değerlendirmeler doğrultusunda yapılan bu doktora tez çalışmasının ilk bölümünde, kanal şartlarının oldukça değişken olduğu VLC sistemler için spektral verimliliği artırmak amacıyla oransız kodlara dayalı bir hız uyarlama yöntemi önerilmiştir [25]. Gerçekçi bir VLC kanalı üzerinden değerlendirmelerin yapılabilmesi amacıyla, IEEE 802.15.7 VLC standardı [4] ile uyumlu olacak şekilde, LED armatürlerin hem aydınlatma hem de bilgi iletimi yapmak için kullanıldığı model oda ve laboratuvar ortamları tasarlanmış ve Bölüm 1.2.1'de ele alınan Barry'nin kanal modelinden [5] faydalanılmıştır. Tasarlanan kapalı mekanların aydınlanma seviyeleri aydınlatma standartlarındaki [66] değerleri sağlayacak şekilde LED dizileri oluşturulmuş olup, seçilen LED'ler ticari bir ürün olan Cree firmasının LED'leridir [114]. Ele alınan senaryolarda VLC verici olarak kullanılan LED'lerin aynı bilgiyi eş zamanlı olarak gönderdikleri ve VLC alıcının ise tasarlanan model odalar içerisinde hareketli olduğu varsayılmıştır. Önerilen oransız kodlara dayalı hız uyarlama yöntemi kullanılarak ulaşılabilecek haberleşme hızları hesaplanmış ve geleneksel AMC yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin geleneksel AMC yöntemine göre spektral verimliliği önemli ölçüde artırdığını göstermiştir.

Çalışmanın ikinci bölümünde, önerilen yöntemin temelini oluşturan oransız kodlar ile ilgili çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda, oransız kodların gerçek

zamanlı uygulamalardaki kullanılabilirliğini artırmak amacıyla, kod çözme algoritmasının karmaşıklığını önemli ölçüde azaltabilen yaklaşıklık yöntemleri önerilmiştir [44-46]. Önerilen yöntemlerin hem AWGN hem de VLC kanallardaki BER başarımları elde edilmiş olup birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Bu çalışmalarda elde edilen sonuçlar, oransız kod çözme algoritmasının karmaşıklığının, küçük bir performans kaybı ile önemli ölçüde azaltılabildiğini göstermiştir.

Çalışmanın son bölümünde ise oransız kodlar için iki farklı erken durdurma yöntemi önerilmiş ve literatürdeki mevcut yöntemler ile karşılaştırılmıştır [47,48]. Elde edilen sonuçlar, önerilen erken durdurma yöntemlerinin mevcut yöntemlere göre oldukça az hesaplama karmaşıklığına sahip olduklarını ve kodun çözüldüğünü daha erken algılayabildiklerini göstermiştir.

Bir sonraki bölümde, VLC sistemlerinde spektral verimliliği artırmak için tez kapsamında önerilen hız uyarlama yöntemi ve sonrasında da önerilen yöntem kullanılarak elde edilen sonuçlar verilmiştir.

2.2. VLC İçin Oransız Kodlara Dayalı Hız Uyarlama Yöntemi

Tez kapsamında önerilen oransız kodlara dayalı hız uyarlama yöntemi, VLC sisteminin kullanıldığı iki farklı kapalı mekan tasarımında incelenmiş ve değerlendirilmiştir. Tasarlanan ilk model odada sadece direk görüşün olduğu dar bantlı kanal durumları dikkate alınmıştır. Yani yansımalar ihmal edilmiş ve haberleşme hızının ISI'ya neden olacak kadar hızlı olmadığı varsayılmıştır. Söz konusu çalışmanın asıl amacı ise, LED armatürlerin hem aydınlatma hem de haberleşme için kullanıldığı bir model oda tasarlamak, gerçekçi VLC kanalı için Barry'nin modelini gerçeklemek ve önerilen hız uyarlama yöntemini VLC sistemine adapte edebilmektir [25]. Bu nedenledir ki, yansımalar ve ISI dikkate alınmamıştır. Sonrasında ise, ortalama aydınlatma seviyesi standartlardaki değerleri sağlayacak şekilde bir laboratuvar ortamı tasarlanmıştır ve yansımaların (LOS ve NLOS) ve ISI'nın etkileri de dikkate alınarak geniş bantlı bir VLC kanalı elde edilmiştir. Söz konusu laboratuvar ortamında, önerilen hız uyarlama yöntemi kullanılarak, ulaşılabilecek haberleşme hızları elde edilmiş ve geleneksel AMC yöntemi ile karşılaştırılmıştır.

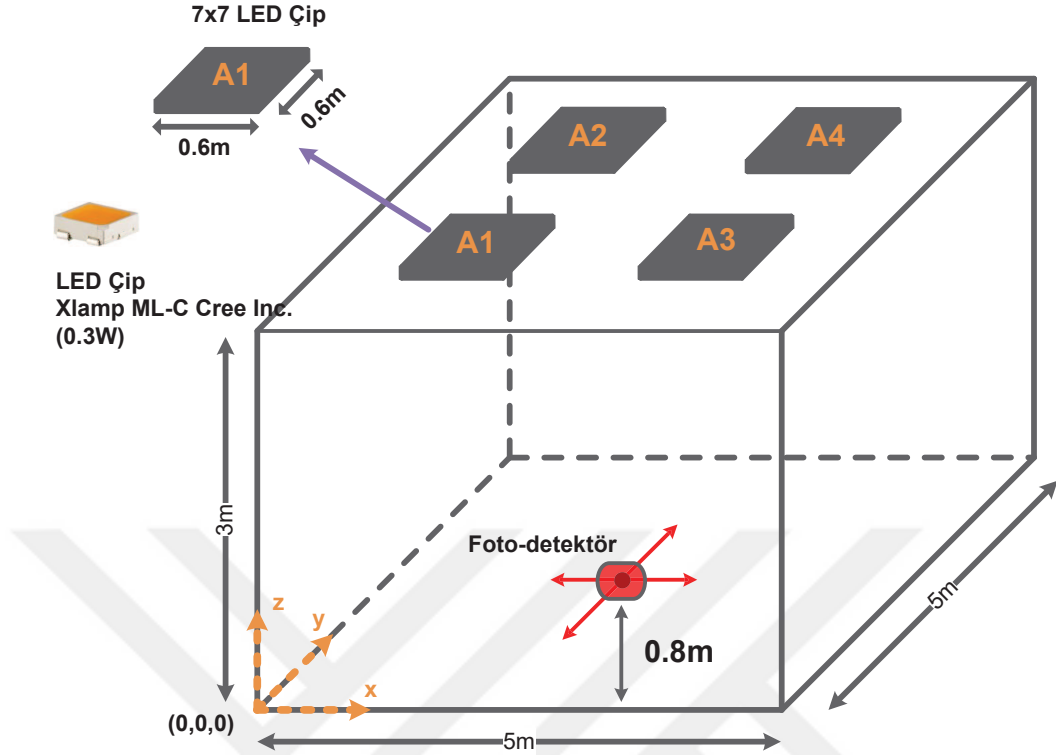
2.2.1. Dar Bantlı VLC Kanalı İçin Hız Uyarlaması

Bu çalışmada, dar bantlı bir VLC kanalı elde edebilmek için ilk olarak birden çok LED armatürün hem aydınlatma hem de bilgi iletimi amacıyla kullanıldığı model bir oda tasarlanmıştır. Sonrasında ise, [5] referansındaki Barry'nin VLC kanal modeli kullanılarak, Bölüm 1.2.1'de ayrıntılı olarak açıklandığı gibi, model oda içerisindeki SNR dağılımı hesaplanmıştır. Elde edilen SNR değişim aralığı dikkate alınarak, önerilen yöntemde kullanılan oransız kodların parametre değerleri ve modülasyon seviyesi belirlenmiş ve önerilen hız uyarlamalı sistemin spektral verimliliği incelenmiştir. Bu çalışmada yapılan incelemeler ve değerlendirmelerde, sadece LOS durumu dikkate alınmış olup haberleşme hızının ISI'ya neden olacak kadar hızlı olmadığı varsayılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen hız uyarlama yöntemi kullanılarak kanal kapasitesinin SNR'ye göre değişimini sürekli olarak takip edebilen ve herhangi bir hız uyarlama yönteminin kullanılmadığı duruma göre spektral verimliliği oldukça iyi olan bir sistemin elde edildiğini göstermiştir [25].

2.2.1.1. Tasarlanan Model Oda ve Optik SNR Dağılımı

Tasarlanan boş model oda Şekil 2.1'de verilmiş olup, VLC sisteminin ve model odanın özellikleri Tablo 2.1'de görülmektedir. Model oda içerisindeki A1, A2, A3 ve A4 armatürlerin her biri 7x7 matris halinde dizilmiş toplamda 49 adet LED dizisinden oluşmaktadır. Ticari bir ürün olan Cree Xlamp® ML-C marka LED'ler [115], her bir armatür içerisinde birbirine eşit uzaklıkta konumlandırılmış ve her LED'in aynı sinyali eş zamanlı olarak gönderdiği varsayılmıştır. Dolayısıyla, bahsi geçen LED'lerin her biri 0.3 W olduğuna göre, model oda içerisinde hem aydınlatma hem de bilgi iletimi için her biri 14.7 W gücünde olan dört adet LED armatür kullanılmıştır.

Şekil 2.1'den de görüldüğü gibi, VLC alıcının yüksekliği sabit 0.8m olup yatay ve düşey ekseninde hareket edebilmektedir. Bu kabuller doğrultusunda, Bölüm 1.2.2'de detaylı olarak açıklandığı gibi ortamda oluşan ısı ve atış gürültüleri için Tablo 2.2'deki parametre değerleri [60, 63] dikkate alınarak model oda içerisindeki SNR dağılımı Şekil 2.2'de verildiği gibi hesaplanmıştır [25]. Foto-detektörde alınan optik güç, alıcı – verici birimler arasındaki mesafenin karesiyle ters orantılı olarak değiştiği için VLC alıcı, LED armatürlere daha yakın mesafelerde olduğunda SNR fazlasıyla yüksek iken, uzak mesafelerde ise en büyük SNR değerine göre oldukça düşük olmaktadır.



Şekil 2.1. Tasarlanan boş model oda

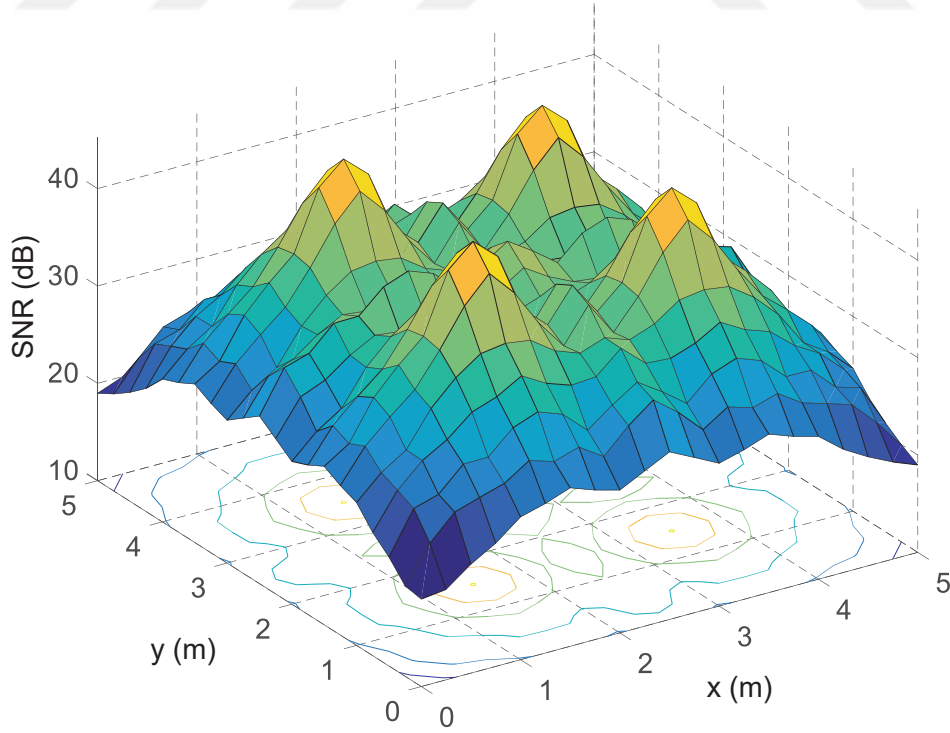
Tablo 2.1. Şekil 2.1'deki model odanın özellikleri

Parametreler	Değerler
Odanın boyutu (m)	5x5x3
Armatür sayısı	4
Armatürlerin konumları (m)	A1→(1.5,1.5,3.0), A2→(1.5,3.5,3.0), A3→(3.5,1.5,3.0), A4→(3.5,3.5,3.0)
Her armatürdeki LED sayısı	49
Kullanılan LED	Cree Xlamp® ML-C LED
Her LED'in gücü	0.3 W
LED'in görüş açısı	120°
LED'lerin yönü	Yatay eksen ile -90° (direk zemine doğru)
Foto-detektörün FOV açısı	85°
Foto-detektörün yüzey alanı	1 cm ²
Foto-detektörün yönü	Yatay eksen ile 90° (direk tanava doğru)
Zaman çözünürlüğü (t)	0.2 ns

Tablo 2.2. Isıl ve atış gürültüsü varyanslarının hesabı için örnek parametre değerleri

Semboller	Tanımlar	Değerler
R	Foto-detektör tepkiselliği	0.54 A/W
A_{PD}	Foto-detektör yüzey alanı	1.0 cm ²
κ	Boltzmann sabiti	1.38 x 10 ⁻²³ J/K
T_k	Mutlak sıcaklık	298 K
G	Açık devre gerilim kazancı	10
I_2	Gürültü bant genişliği faktörü	0.562
I_3	Gürültü bant genişliği faktörü	0.0868
I_{bg}	Arkaplan akımı	5100 μ A
C_p	Sabit kapasite	112 pF/cm ²
Γ_F	FET kanal gürültü faktörü	1.5
g_m	FET iletkenliği	30 mS
q	Elektron yükü	1.602 x 10 ⁻¹⁹ C
B	Bant genişliği	20 MHz

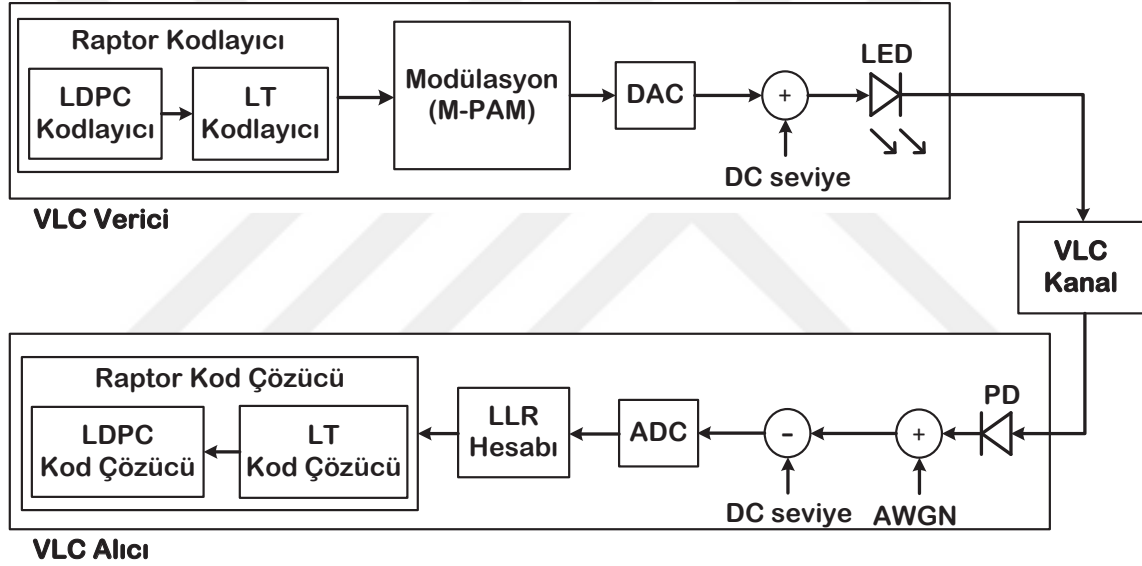
Boş model oda için elde edilen Şekil 2.2'deki SNR dağılımı, 18.98 dB ile 45.25 dB arasında değişmektedir. Böyle bir VLC sisteminde, spektral verimliliği iyileştirebilmek için bir hız uyarlama yönteminin kullanımının gerekli olduğu açık bir şekilde görülmektedir.



Şekil 2.2. Tasarlanan model oda içerisindeki SNR dağılımı

2.2.1.2. Dar Bantlı Kanal İçin Hız Uyarlamalı VLC Sisteminin Yapısı

Tasarlanan Şekil 2.1'deki boş model odada, VLC için önerilen oransız kodlara dayalı hız uyarlamalı sistemin blok diyagramı Şekil 2.3'te verilmiştir. Modülasyon türü olarak darbe genlik modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation, PAM) kullanılmış olup, blok diyagramda görülen M-PAM ifadesindeki M, modülasyon seviyesini belirtmektedir. VLC sistemlerinde bilgi iletimi için IM/DD yöntemi kullanıldığından, LED'ler üzerinden gönderilecek olan işaretin gerçel ve pozitif değerli olmasının gerekliliğinden daha önceki bölümlerde de bahsedilmiştir [79].



Şekil 2.3. Tasarlanan model oda için önerilen Raptor kod tabanlı hız uyarlamalı sistemin blok diyagramı

PAM modülasyonu zaten gerçel değerli bir modülasyon olduğundan, blok diyagramında görüldüğü gibi DC seviye kullanılarak gönderilen bilgi işaretlerinin pozitif değerli yapılması IM/DD yöntemi için yeterli olmaktadır. Bu çalışmada DC seviye, gönderilen bilgi işaretinin en küçük değeri sıfır olacak şekilde belirlenmiştir [64].

Önerilen hız uyarlamalı sistemde iletilmek istenen bilgi bitleri Raptor kodlayıcı ile sürekli olarak kodlanarak LED'ler vasıtasıyla gönderilmekte iken, Raptor kod çözücü, gelen kodlanmış sembolleri kullanarak kod çözme işlemini gerçekleştirmeye çalışır. Alıcı birimde başarılı bir kod çözme işlemi yapılanaya kadar verici birim kodlama ve gönderme

işlemine devam eder. Kod çözme işlemi başarılı bir şekilde gerçekleştirildiğinde ise alıcı birim tarafından verici birime bir bitlik bir bilgilendirme gönderilir. Verici birim tarafından bilgilendirme alındıktan sonra yeni bilgi paketinin iletilmesi için aynı işlemler tekrarlanır. Böylece, oransız kodların yetenekleri sayesinde kendisini alıcı birimde kanal şartlarına göre otomatik olarak adapte edebilen bir VLC sistemi elde edilmiş olur.

2.2.1.3. Dar Bantlı VLC Kanalı İçin Sayısal Sonuçlar

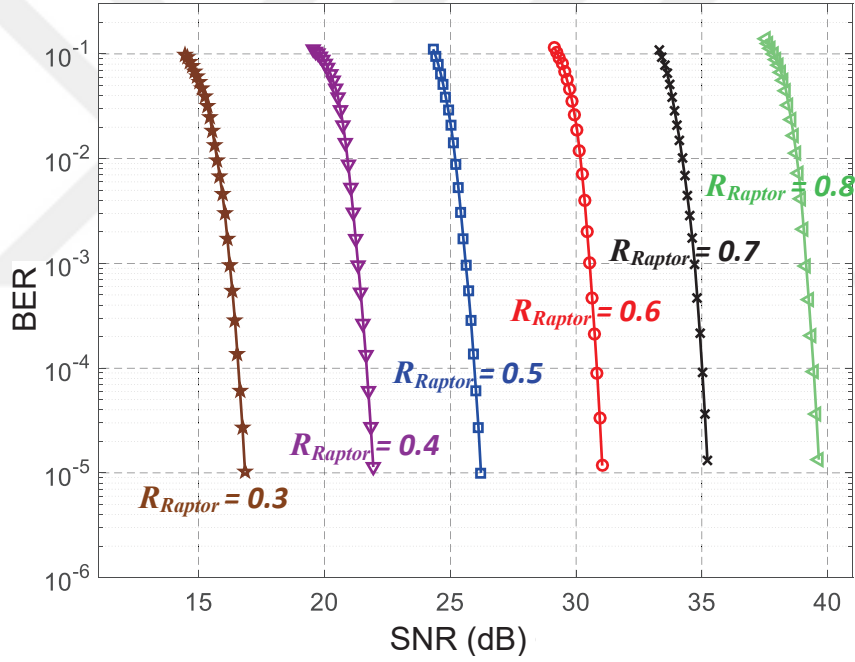
Bu alt bölümde, ele alınan Şekil 2.1'deki boş model oda içerisindeki VLC sisteminde, Şekil 2.3'te blok diyagramı verilen oransız kodlara dayalı hız uyarlama yöntemi kullanılarak elde edilen spektral verimlilik incelenmiştir. Bunun için ilk olarak, model oda için hesaplanan Şekil 2.2'deki SNR değişim aralığı dikkate alınarak, kullanılan Raptor kodların parametre değerleri ve modülasyon seviyesi belirlenmiş ve sonrasında da, belirlenen parametreler doğrultusunda elde edilen sayısal sonuçlar verilmiştir.

Alıcı birimde, başarılı bir kod çözme işlemi için gerekli olan kodlanmış sembollerin sayısının kanal şartlarına göre değişmesi aslında Raptor kodlayıcının kodlama oranını değiştirmektedir. Kanal şartlarının kötü olduğu durumlarda başarılı kod çözme işlemi için daha fazla kodlanmış sembole ihtiyaç duyulduğundan Raptor kodlayıcının kodlama oranı küçük olmakta iken tersi durumda ise kodlama oranı büyük olmaktadır. Bu nedenle, blok diyagramı Şekil 2.3'te verilen sistemin bir önceki bölümde açıklandığı gibi çalışabilmesi için, Raptor kodlayıcının kodlama oranı değiştirilerek, model oda içerisindeki SNR değişim aralığında başarılı kod çözme işlemlerinin yapılabildiği en yüksek modülasyon seviyesi belirlenmiştir. Başka bir ifadeyle, 18.98 dB – 45.25 dB aralığını kapsayan SNR değerlerinde kodlama oranı değiştirilerek bit hata oranının 10^{-5} seviyesine düşebildiği en büyük PAM modülasyonu seviyesi belirlenmiştir. Tablo 2.3'te hız uyarlama yöntemi için verilen parametre değerleri ve (2.1) numaralı denklemdeki derece dağılımı dikkate alınarak yapılan benzetim çalışmalarında, 128-PAM için kodlama oranını 0.34 ile 0.85 arasında değiştirildiğinde, önerilen sistemin model oda içerisindeki SNR değişim aralığında efektif çalıştığı sonucuna ulaşılmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları Şekil 2.4'te verilmiştir.

$$\begin{aligned} \Omega(x) = & 0.007969x + 0.493570x^2 + 0.166220x^3 + 0.072646x^4 + \\ & 0.082558x^5 + 0.056058x^8 + 0.037229x^9 + 0.055590x^{19} + \\ & 0.025023x^{65} + 0.003135x^{66} \end{aligned} \quad (2.1)$$

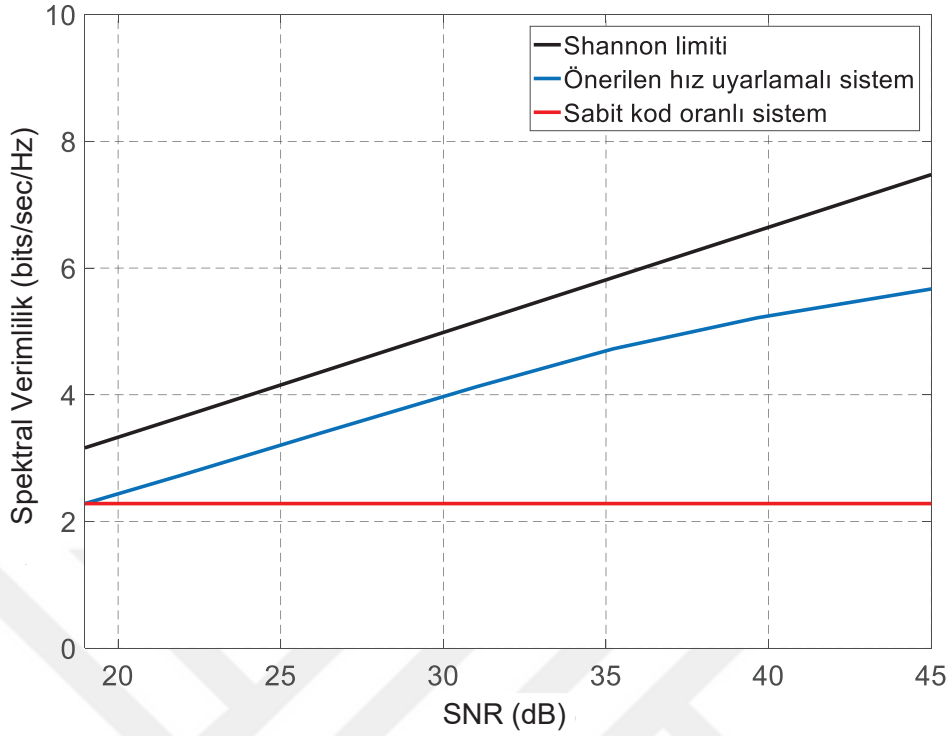
Tablo 2.3. Şekil 2.3'te önerilen hız uyarlamalı sistem için parametreler

Semboller	Tanımlar	Değerler
K	Bilgi biti sayısı	2000
R_{Raptor}	Raptor kod oranı	Değişken
R_{LDPC}	LDPC kod oranı	0.95
—	LT BP Özyineleme sayısı	100
—	LDPC BP Özyineleme sayısı	50
—	Haberleşme kanalı	VLC
—	Modülasyon türü	128-PAM



Şekil 2.4. Kod çözme algoritmasının 128-PAM ile farklı kodlama oranları kullanılarak elde edilen BER eğrileri

Önerilen hız uyarlama yöntemi kullanılarak model odadaki VLC sisteminde elde edilen spektral verimlilik Şekil 2.5'te verilmiştir. Kırmızı renkle çizilmiş olan doğru, hız uyarlaması için herhangi bir yöntemin kullanılmadığı durumu ifade etmekte iken siyah renkli eğri Shannon limitini göstermektedir [9]. Daha önce de bahsedildiği gibi, bir hız uyarlama yöntemi kullanılmadığında iletim hızı kanalın en kötü durumuna göre ayarlanacaktır ki bu durum, şekilden de görüldüğü gibi spektral verimliliği oldukça düşürecektir. Önerilen hız uyarlama



Şekil 2.5. Önerilen hız uyarlama yönteminin model odadaki VLC sisteminde kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için elde edilen spektral verimlilik

yöntemi kullanılarak Şekil 2.5'ten de görüldüğü gibi kanal kapasitesini kesintisiz bir şekilde sürekli olarak takip edebilen ve sabit kodlama oranının kullanıldığı duruma göre spektral verimliliği oldukça iyi olan bir sistem elde edilmiş olur [25].

Önerilen hız uyarlama yöntemi için bu bölüme kadar yapılan çalışmalarda, VLC kanal modelinin (Barry'nin modelinin) oluşturulması ve oransız kodların hız uyarlaması amacıyla VLC sistemine adapte edilmesi konularına ağırlık verildiği için, yansımaların ihmal edildiği, ISI'nın olmadığı durumlar ele alınmıştır. Önerilen hız uyarlama yöntemi ile ilgili bundan sonraki bölümlerde yapılan çalışmalarda ise, direk görüşün olduğu ve olmadığı (LOS ve NLOS) durumları içerecek şekilde ISI'nın da etkisi dikkate alınarak geniş bantlı bir VLC kanalı oluşturulmuştur. Önerilen hız uyarlama yöntemi, söz konusu geniş bantlı VLC kanalı üzerinden değerlendirilmiştir.

2.2.2. Geniş Bantlı VLC Kanalı İçin Hız Uyarlaması

Bu çalışmada, LED dizilerinden oluşan LED armatürlerin hem aydınlatma hem de bilgi iletimi için kullanıldığı bir laboratuvar ortamı tasarlanmış olup, IEEE 802.15.7 VLC

standartı ile uyumlu olması açısından ortamın ortalama aydınlatma seviyesinin, aydınlatma standartlarındaki değerlere [66] uygun olmasına dikkat edilmiştir. Ticari olarak mevcut olan LED'lerin [114] kullanıldığı laboratuvar ortamı için [5]'teki Barry'nin modelinden faydalanılarak VLC kanalın dürtü yanıtı Bölüm 1.2.1'de ayrıntılı olarak açıklandığı gibi hesaplanmıştır. Bu çalışmada yapılan incelemeler ve değerlendirmelerde, yansımaların (LOS ve NLOS) ve ISI'nın etkileri de dikkate alınarak geniş bantlı bir VLC kanalı elde edilmiştir. ISI'nın üstesinden gelebilmek için VLC sistemlerinde yaygın olarak kullanılan ve detayları Bölüm 1.3'te ayrıntılı olarak verilen optik OFDM tekniklerinden faydalanılmıştır [1, 9, 79, 80].

Bu çalışmada, yukarıda bahsi geçen parametreler doğrultusunda seçilen LED'lerin aynı bilgiyi eş zamanlı olarak gönderdiği, VLC alıcının ise hareket edebildiği bir model laboratuvar ortamında, VLC sisteminin spectral verimliliğini artırmak için önerilen oransız kodlar tabanlı hız uyarlama yöntemi kullanılmıştır. Önerilen hız uyarlama yöntemi kullanılarak laboratuvar ortamında ulaşılabilecek haberleşme hızları hesaplanmış olup, RF sistemlerde yaygın olarak kullanılan AMC yöntemiyle karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin AMC yöntemine göre spektral verimliliği önemli ölçüde artırdığını göstermiştir.

2.2.2.1. Tasarlanan Laboratuvar Ortamı ve Optik SNR Dağılımı

Tasarlanan laboratuvar ortamı Şekil 2.6'da verilmiş olup A1, A2, A3, A4, A5 ve A6 olarak isimlendirilmiş LED armatürlerin her biri 3x3 matris halinde dizilmiş toplamda 9 adet LED dizisinden oluşmaktadır. Işın yayma gücü 5 W, görüş açısı ise 110° olan Cree Xlamp® XB-H marka LED'ler [116] her bir LED armatür içerisinde birbirine eşit uzaklıkta konumlandırılmıştır. Dolayısıyla her bir LED armatür 45 W ışın yayma gücüne sahip olup, model laboratuvar ile ilgili özellikler Tablo 2.4'te verilmiştir. VLC alıcının (foto-detektörün) masa üstünde veya laboratuvar içinde yürüyen bir kişinin elinde olabileceği düşüncesiyle yerden 0.8m yükseklikte olduğu ve iki yatay ekseninde hareket edebildiği varsayılmaktadır. Ele alınan sistem parametreleri için model laboratuvar ortamının ortalama aydınlatma seviyesi 362 lux olarak hesaplanmıştır ki bu değer, laboratuvar ortamı için tipik aydınlanma seviyelerini karşılamaktadır [66].

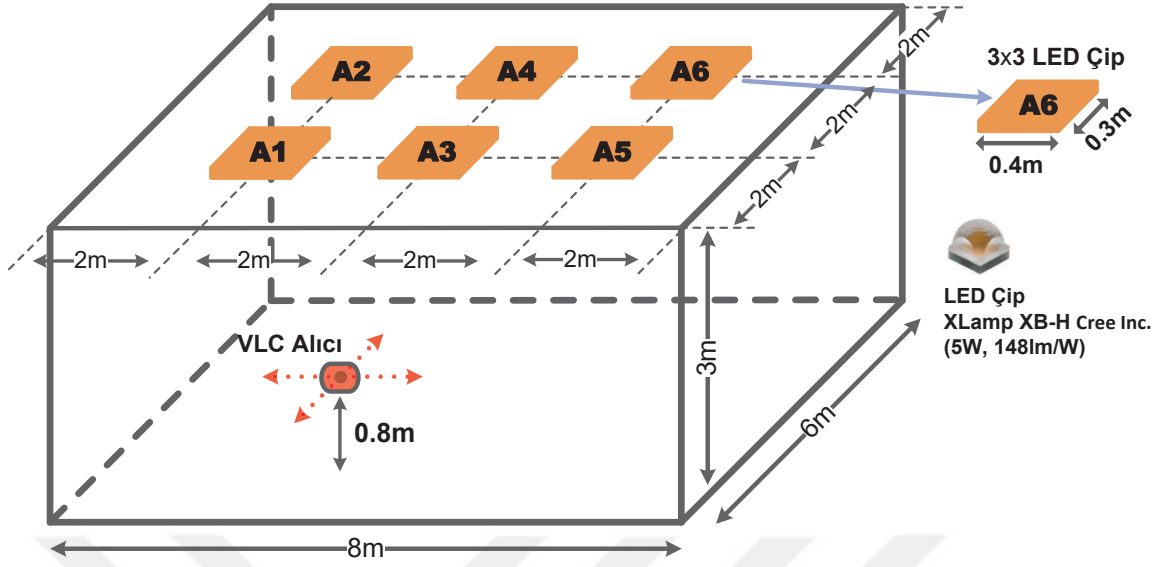
Model laboratuvar içerisindeki SNR dağılımı Şekil 2.7'de verilmiştir. Hesaplamalar için Tablo 2.2 ve Tablo 2.4'te verilen değerler kullanılmıştır. Tablo 2.2'deki parametre değerlerinden farklı olarak bu çalışmada bant genişliğinin 100 MHz olduğu varsayılmış olup, yapılan hesaplamaların detayları Bölüm 1.2.1 ve 1.2.2'de örnek bir model oda için ayrıntılı olarak ele alınmıştır.

Tablo 2.4. Şekil 2.6'daki model laboratuvar ortamı ve VLC sistemi için parametre değerleri

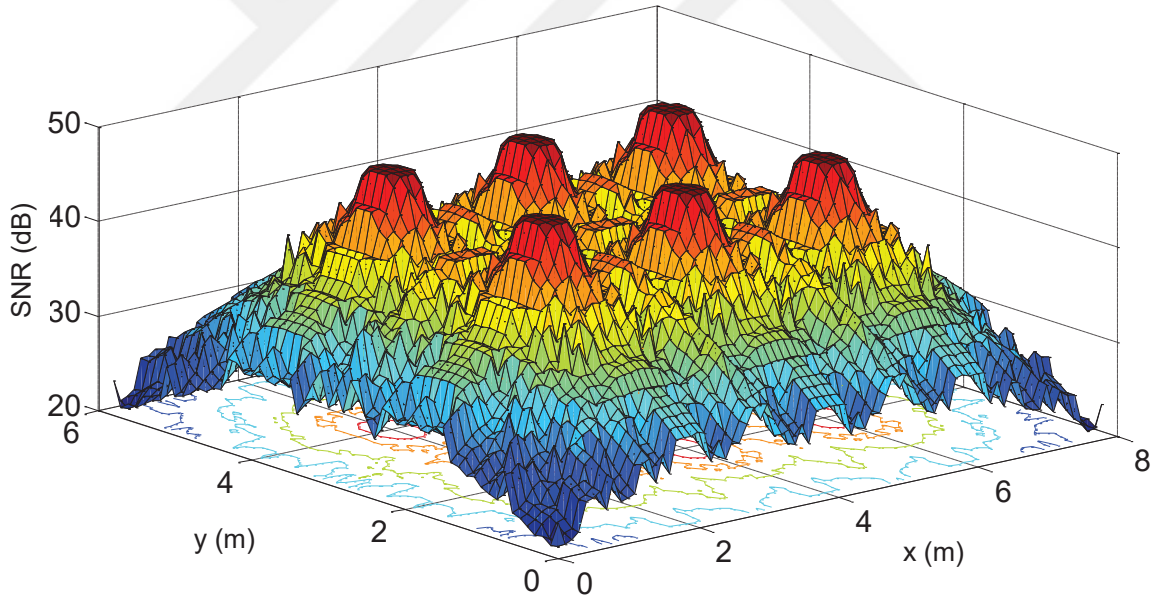
Parametreler	Değerler
Odanın boyutu (m)	8x6x3
Duvar, tavan ve zeminde kullanılan malzemelerin cinsi	Şekil 1.4'te alçıpan duvar, zemin ve tavan için yansıtma katsayılarının değişimleri verilen malzemeler kullanılmıştır.
Armatür sayısı	6
Her armatürün boyutu (m)	0.4x0.3
Armatürlerin konumları (m)	A1→(2.0,2.0,3.0), A2→(2.0,4.0,3.0), A3→(4.0,2.0,3.0), A4→(4.0,4.0,3.0) A5→(6.0,2.0,3.0), A6→(6.0,4.0,3.0)
Her armatürdeki LED sayısı	9
Kullanılan LED	Cree Xlamp [®] XB-H LED
Her LED'in gücü	5 W
LED'in görüş açısı	110°
LED'lerin yönü	Yatay eksen ile -90° (direk zemine doğru)
Foto-detektörün FOV açısı	85°
Foto-detektörün yüzey alanı	1 cm ²
Foto-detektörün yönü	Yatay eksen ile 90° (direk tanava doğru)
Zaman çözünürlüğü (t)	0.2 ns
1. yansıma için N_x, N_y ve N_z	$N_x = 100, N_y = 100, N_z = 60$
2. yansıma için N_x, N_y ve N_z	$N_x = 25, N_y = 25, N_z = 15$

Optik anahtarlama hızının 100 MHz olduğu düşünülerek model laboratuvar içerisinde taranan her konumda en fazla 2 yansımali durumlar ($k \leq 2$) için elde edilen kanal dürtü yanıtlarının 5 tabı dikkate alınarak yapılan hesaplamalara göre, model laboratuvardaki SNR'nin değişimi 20.42 dB ile 47.61 dB arasında olmaktadır.

Yapılan hesaplamalarda en fazla 2 yansımali durumların ve 5 tabın dikkate alınmasının nedenlerini açıklamak amacıyla VLC alıcının, yansımaların daha etkin olduğu köşe konumlardan herhangi birinde bulunduğu düşünülerek kanal dürtü yanıtı hesaplanmış ve değerlendirmeler yapılmıştır. VLC alıcının model laboratuvarında (0.1m, 0.1m, 0.8m) konumunda bulunduğu düşünülerek, ele alınan sistem parametreleri ve bu parametrelere ek olarak 3. yansıma için N_x, N_y ve N_z değerlerinin sırasıyla 10, 10 ve 5 olduğu varsayılmıştır.



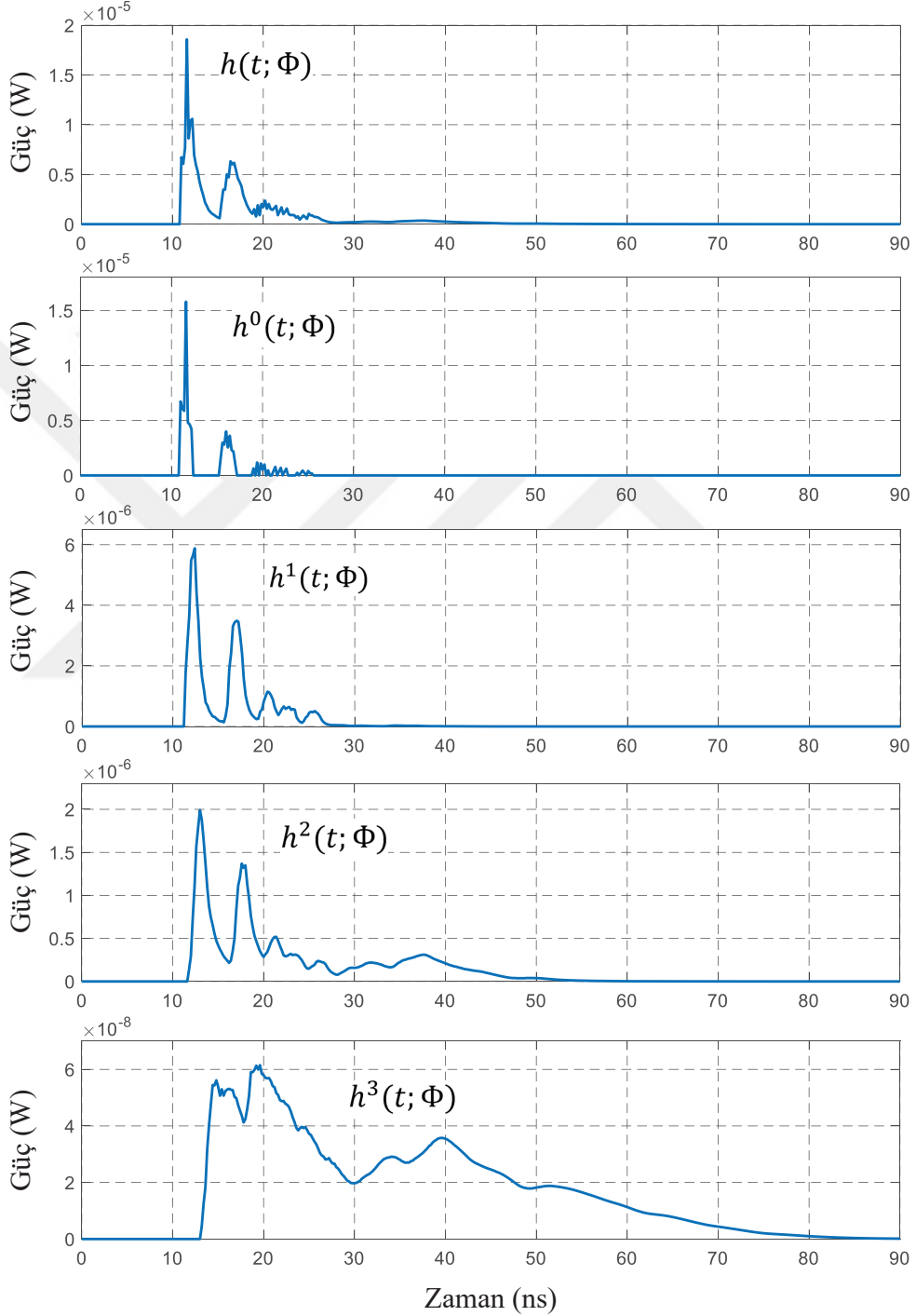
Şekil 2.6. Tasarlanan model laboratuvar ortamı



Şekil 2.7. Tasarlanan laboratuvar ortamındaki SNR dağılımı

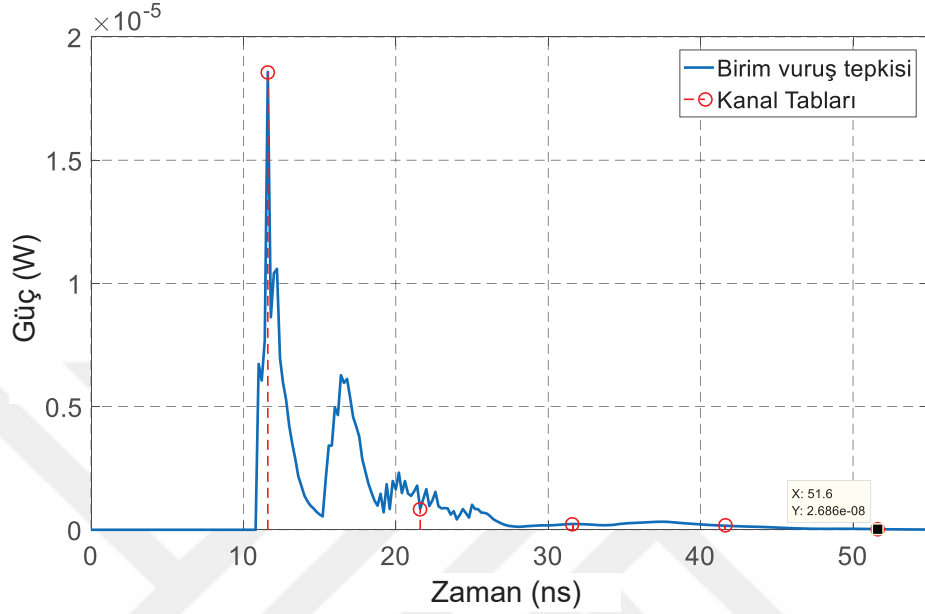
Hesaplanan kanal dürtü yanıtı Şekil 2.8'de verilmiş olup, farklı yansımaların, kanalın toplam dürtü yanıtına etkisini incelemek için $h^{(0)}(t; \Phi)$, $h^{(1)}(t; \Phi)$, $h^{(2)}(t; \Phi)$ ve $h^{(3)}(t; \Phi)$ dürtü yanıtları ayrı ayrı elde edilmiştir. VLC sistemine etkiyen toplamın gürültünün seviyesi, ele alınan gürültü parametreleri için 3.6×10^{-7} Volt seviyelerinde hesaplanmakta iken 3 yansıma yaparak alıcıya ulaşan ışınların oluşturduğu $h^{(3)}(t; \Phi)$ dürtü yanıtının seviyesi, Şekil

2.8'den de görüldüğü gibi en fazla 6×10^{-8} Volt seviyelerinde olabilecektir. Dolayısıyla, 3 yansımali durumun etkisi gürültü seviyesinin altında kaldığından model laboratuvar için yapılan hesaplamalarda en fazla 2 yansımali olduğu durumların etkisi hesaba katılmıştır.



Şekil 2.8. Özellikleri Tablo 2.4'te verilen Şekil 2.6'daki laboratuvar ortamında, alıcı birim (0.1m, 0.1m, 0.8m) konumunda iken VLC kanalının dürtü yanıtı

Model laboratuvar içerisinde VLC alıcının (0.1m, 0.1m, 0.8m) konumunda durdurduğu durum için hesaplanan Şekil 2.8'deki kanal dürtü yanıtının 100 MHz örnekleme hızında elde edilen ilk 5 tabı Şekil 2.9'da verilmiştir.



Şekil 2.9. Şekil 2.8'de verilen kanal dürtü yanıtının 5 tabı

Görüldüğü gibi kanal dürtü yanıtının 5. tabı 2.686×10^{-8} Volt seviyelerinin altında ve 5'ten büyük tabları da daha küçük seviyelerde olacaktır. Bu değerler VLC sistemine etkiyen gürültü seviyesinin çok altında kalacağından, model laboratuvar için yapılan hesaplamalarda kanal dürtü yanıtlarının 5 tabı dikkate alınmıştır.

Model laboratuvar için Şekil 2.7'de verilen SNR dağılımından görüldüğü gibi, ele alınan VLC sisteminde SNR yüksek değerlikli [67] ve alıcının hareketli olduğu durumlarda da sinyal kalitesi çok hızlı bir şekilde değişmektedir [25, 26]. Elde edilen sonuçlar, model laboratuvar ortamında bilgi iletimi için kullanılan VLC sisteminde, değişken sinyal kalitesine göre haberleşme hızını dinamik olarak değiştirebilen bir hız uyarlama yönteminin gerekliliğini ortaya koymaktadır. Aksi durumda, sistemin spektral verimliliğinin oldukça kötü olacağı net bir şekilde görülmektedir.

2.2.2.2. Optik OFDM

Ele alınan Şekil 2.6'daki model laboratuvar ortamındaki söz konusu ISI'nın üstesinden gelebilmek için yaygın olarak kullanılan optik OFDM tekniklerinden faydalanılmıştır.

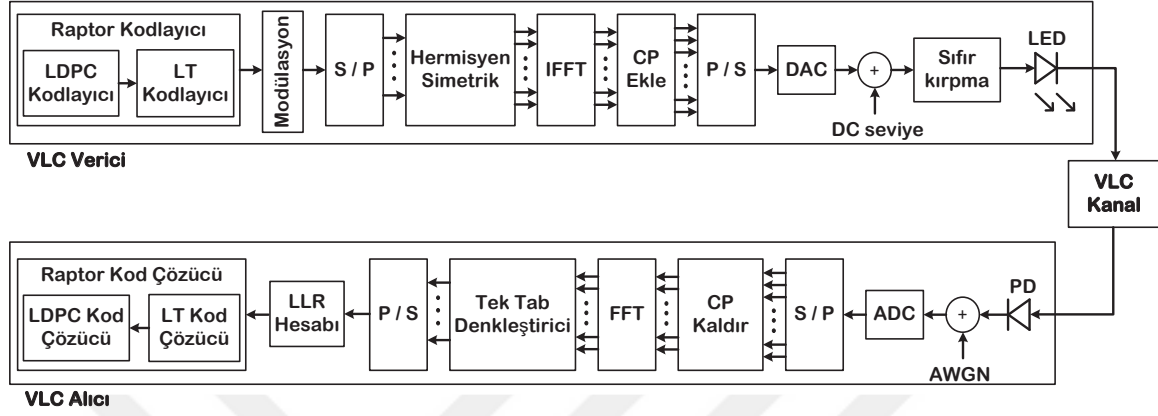
OFDM tekniğinin VLC sistemlerinde kullanılabilmesi için tanıtılmış iki temel yöntem olan DCO-OFDM ve ACO-OFDM, Bölüm 1.3'te ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Bu yöntemler, [1] ve [79]'daki çalışmalarda spectral verimlilikleri açısından karşılaştırılmaktadır. Elde edilen sonuçlar göstermiştir ki, 4, 16, 64 ve 256 seviyelerindeki QAM modülasyonlarının kullanıldığı VLC sistemlerinde ACO-OFDM yönteminin spektral verimliliği DCO-OFDM yönteminden daha iyi iken, 1024 ve 4096 gibi daha yüksek seviyeli QAM modülasyonu kullanıldığında ise DCO-OFDM yönteminin spektral verimliliği daha iyidir. Bu çalışmada model laboratuvar ortamı için hesaplanan SNR değerleri, bir önceki alt bölümde de bahsedildiği gibi oldukça yüksektir. Dolayısıyla, ele alınan sistemde yüksek spektral verimlilik elde edebilmek için yüksek seviyeli bir modülasyonun kullanılması gerekmektedir. Açıklanan bu nedenlerden dolayı, bu çalışmada DCO-OFDM yöntemi kullanılmıştır.

Bu çalışmada ele alınan diğer bir konu ise DCO-OFDM yöntemindeki DC seviyenin, önerilen sistem için en uygun değerinin belirlenmesi olmuştur. [40] ve [79]'daki çalışmalarda, DCO-OFDM yöntemindeki DC seviyenin etkileri incelenmiş ve elde edilen sonuçlar göstermiştir ki, DCO-OFDM yöntemindeki DC seviyenin mümkün olduğunca küçük olması, spektral verimliliği artırmaktadır. Fakat, DC seviyenin çok küçük olması da kırpma gürültüsünün etkin olmasına, yani performans düşüşüne neden olmaktadır. Dolayısıyla, kırpma gürültüsünün etkin olmadığı mümkün olan en küçük DC seviye, kullanıldığı sistem için en uygun DC seviye olacaktır. Önerilen hız uyarlamalı sistem için en uygun DC seviyenin kullanımı, diğer DC seviyelere göre sistemin spektral verimliliğini artırırken güç tüketimini de azaltacaktır. Bölüm 2.2.2.4'te detayları verilen sistem parametreleri dikkate alınarak, 7 dB ile 13 dB arasında 1'er dB aralıklarla seçilen DC seviye değerleri için yapılan benzetim çalışmalarında, DC seviye 9 dB iken en iyi spektral verimlilik elde edilmiştir. Dolayısıyla, bu çalışmada yapılan bütün incelemelerde DCO-OFDM yöntemindeki DC seviye 9 dB olarak belirlenmiştir.

2.2.2.3. Geniş Bantlı Kanal İçin Hız Uyarlamalı VLC Sisteminin Yapısı

Şekil 2.6'daki model laboratuvar ortamında, bilgi iletimi için kullanılan VLC sisteminin spektral verimliliğini artırmak için önerilen oransız kodlara dayalı hız uyarlamalı sistem Şekil 2.10'da görülmektedir. Önerilen sistemin çalışma mantığı Bölüm 2.2.1.2'de önerilen sistem ile aynıdır. Alıcı birimden bir bilgilendirme gelene kadar iletilmek istenen bilgi bitleri verici birimde sürekli olarak kodlanarak gönderilir. Alıcı birim ise kanal şartlarına otomatik

olarak adapte olup, sinyal kalitesinin düşük olduğu yerlerde daha fazla kodlanmış sembol, yüksek olduğu yerlerde ise daha az kodlanmış sembol ile başarılı kod çözme işlemini yaparak verici birime bilgilendirme gönderir.



Şekil 2.10. Önerilen oransız kodlar tabanlı hız uyarlamalı DCO-OFDM sisteminin blok diyagramı

Önerilen sistemde QAM modülasyonu kullanılmakta olup modülasyon seviyesi, farklı kodlama oranlarında, model oda içerisindeki SNR değişim aralığının tamamını kapsayacak şekilde, bit hata oranını 10^{-5} seviyelerine düşürebilen en yüksek modülasyon seviyesi olarak belirlenir. Bu kriterler doğrusultusunda yapılan benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlara göre, 4096-QAM için Raptor kodlayıcının kodlama oranı 0.23 ile 0.85 arasında değiştirildiğinde önerilen hız uyarlamalı sistem, model oda içerisindeki SNR değişim aralığının bütününde efektif şekilde çalışabilmektedir, yani başarılı kod çözme işlemi yapabilmektedir.

2.2.2.4. Geniş Bantlı VLC Kanalı İçin Sayısal Sonuçlar

Şekil 2.10'da blok diyagramı verilen hız uyarlamalı VLC sistemi için yapılan incelemeler ve değerlendirmelerde, Tablo 2.5'teki sistem parametreleri ve (2.2) numaralı denklemde verilen derece dağılımı dikkate alınmıştır. Önerilen hız uyarlama sistemi ve geleneksel AMC yöntemini adil bir şekilde karşılaştırabilmek için, AMC yönteminde de farklı modülasyon seviyeleri ve kodlama oranları için önerilen hız uyarlamalı sistemin blok diyagramı kullanılmıştır. Buna ek olarak, AMC yöntemi kullanılarak yapılan benzetim çalışmalarında, alıcı birim tarafından verici birime gönderilen CSI bilgisinin tamamen doğru

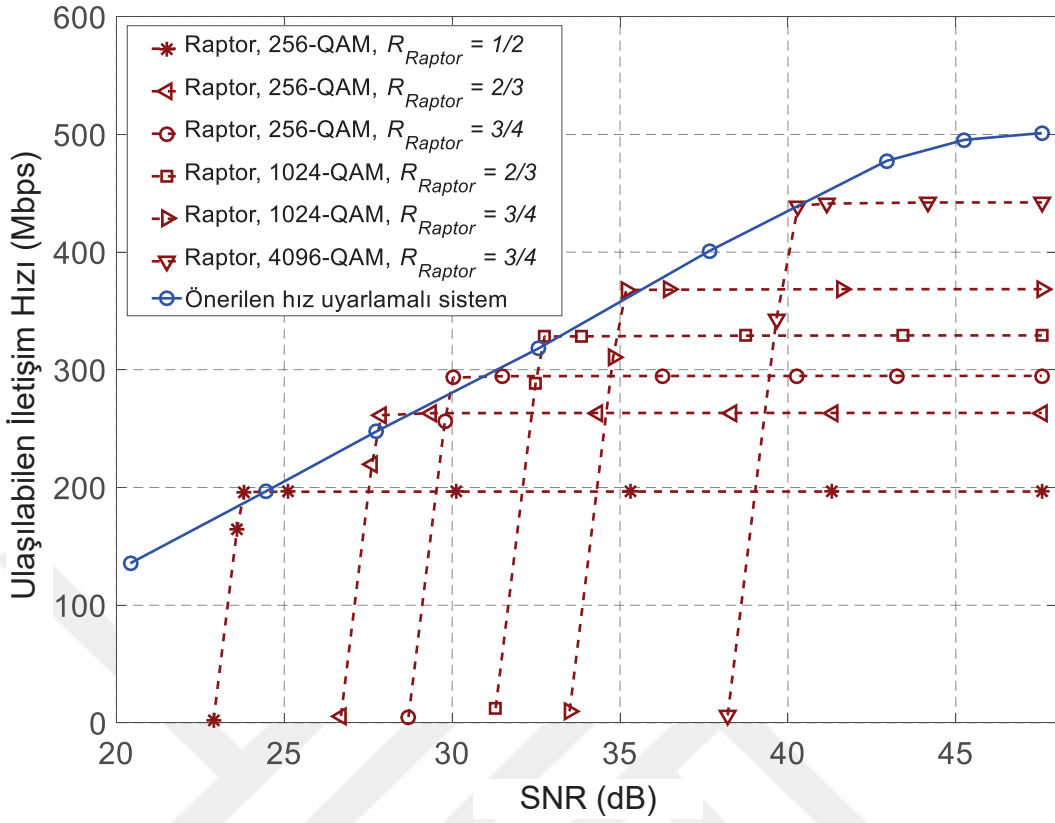
olduğu varsayılmıştır.

$$\begin{aligned} \Omega(x) = & 0.004807x + 0.496472x^2 + 0.166912x^3 + 0.073374x^4 + \\ & 0.082206x^5 + 0.057471x^8 + 0.035951x^9 + 0.001167x^{18} + \\ & 0.054305x^{19} + 0.018235x^{65} + 0.0091x^{66} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Tablo 2.5. Şekil 2.10’da önerilen hız uyarlamalı sistem için parametreler

Semboller	Tanımlar	Değerler
–	Optik OFDM	DCO-OFDM
–	Alt taşıyıcı	1024
CP	Çevrimsel önek	16
–	DC seviye	9 dB
R_{Raptor}	Raptor kodlama oranı	Değişken
R_{LDPC}	LDPC kodlama oranı	0.98
–	LT BP özyineleme sayısı	100
–	LDPC BP özyineleme sayısı	50
–	Haberleşme kanalı	VLC
–	Modülasyon türü	4096-QAM
B	Bant genişliği	100 MHz

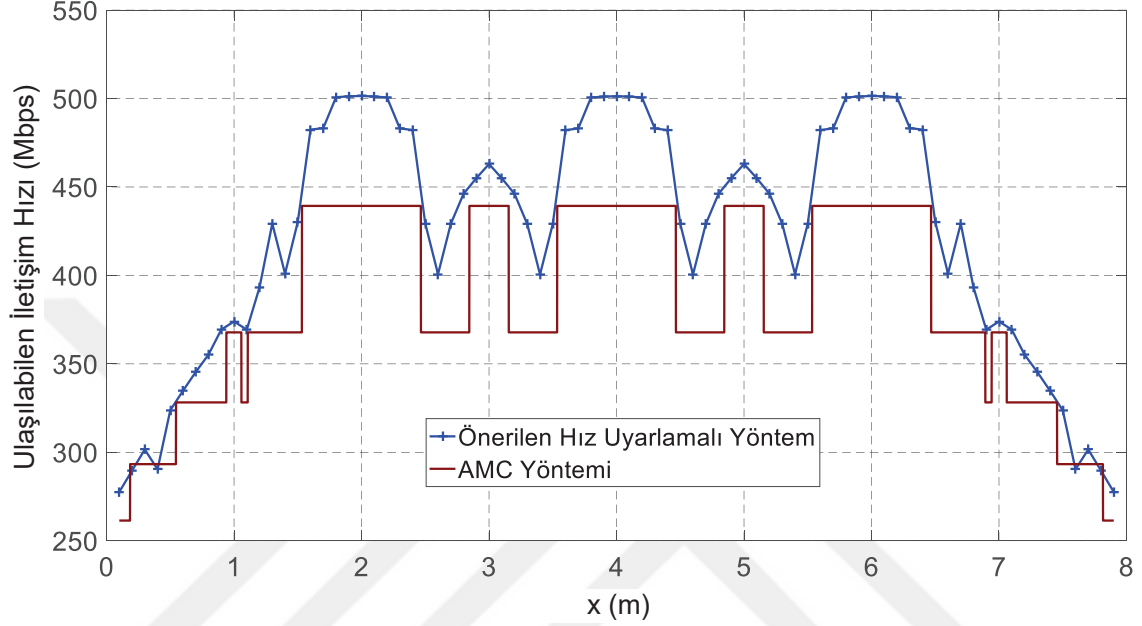
Ele alınan model laboratuvar ortamında, önerilen hız uyarlama yöntemi ve AMC yöntemi kullanılarak ulaşılabilecek iletim hızlarının sinyal kalitesine göre değişimleri Şekil 2.11’de verilmiştir. Verilen sonuçlardan görüldüğü gibi, AMC yöntemi kullanılarak ancak basamaklı yapıda bir hız uyarlaması yapılabilirken, önerilen yöntem ile sinyal kalitesine göre kesintisiz bir şekilde sürekli olarak değişebilen bir hız uyarlaması yapılabilmektedir. Bu nedenle, önerilen yöntem, AMC yöntemine göre, kullanıldığı sistemin spektral verimliliğini daha fazla artırmaktadır. Ayrıca, herhangi bir hız uyarlama yönteminin kullanılmaması durumunda haberleşme hızı, en küçük SNR değerine, yani kanalın en kötü olduğu duruma göre sabit olarak belirlenecektir ki ele alınan VLC sistemi için bu değerler, 20.42 dB SNR değeri için yaklaşık olarak 136 Mbps haberleşme hızına karşılık gelmektedir.



Şekil 2.11. Model laboratuvar ortamı içerisindeki SNR değişim aralığında, AMC ve önerilen hız uyarlamalı sistem kullanılarak ulaşılabilecek iletişim hızları

AMC ve önerilen hız uyarlamalı yöntem kullanılarak ulaşılabilecek bilgi iletim hızlarını, daha anlaşılır bir şekilde karşılaştırabilmek için, elinde VLC alıcısı olan bir kişinin model laboratuvar ortamında yürüdüğü bir senaryo ele alınmıştır. VLC alıcının (0.1m, 2.0m, 0.8m) konumundan (7.9m, 2.0m, 0.8m) konumuna doğru yatay eksen boyunca, tavana dik olacak şekilde yönü değişmeden hareket ettiği bir senaryo için elde edilen sonuçlar Şekil 2.12'de verilmiştir. Bu sonuçlar, AMC ve önerilen yöntem kullanılarak SNR değişimine göre ulaşılabilecek iletim hızlarının verildiği Şekil 2.11'deki değerler kullanılarak elde edilmiştir. VLC alıcının konumu y ve z eksenlerinde sabit kalarak sadece x eksenini boyunca değiştiği için verilen şeklin yatay eksenini sadece VLC alıcının x eksenindeki konumunu belirtmektedir. Şekil 2.12'de verilen sonuçlardan görüldüğü gibi, önerilen oransız kodlara dayalı hız uyarlamalı yöntem, AMC yöntemine göre, ele alınan VLC sisteminin spektral verimliliğini daha fazla artırmıştır. Ele alınan senaryo için yapılan hesaplamalara göre, önerilen yöntem, AMC'ye göre, sistemin spektral verimliliğini %10.60 artırmıştır. AMC yönteminde, sisteme kayıtlı SNR eşik değerlerine göre iletim hızı değiştirildiği için, SNR eşik değerleri arasına rastlayan

bölgelerde hız uyarlaması yapılamamaktadır. Bu nedenle, AMC yöntemiyle ancak basamaklı yapıda hız uyarlaması yapılabilmektedir. Önerilen yöntem, kesintisiz hız uyarlanması yapabilmeye olanak sağladığı için, AMC yönteminde kullanılan SNR eşik değerleri arasında kalan bölgelerde, önerilen yöntemin spektral verimliliği çok daha iyi olmaktadır.



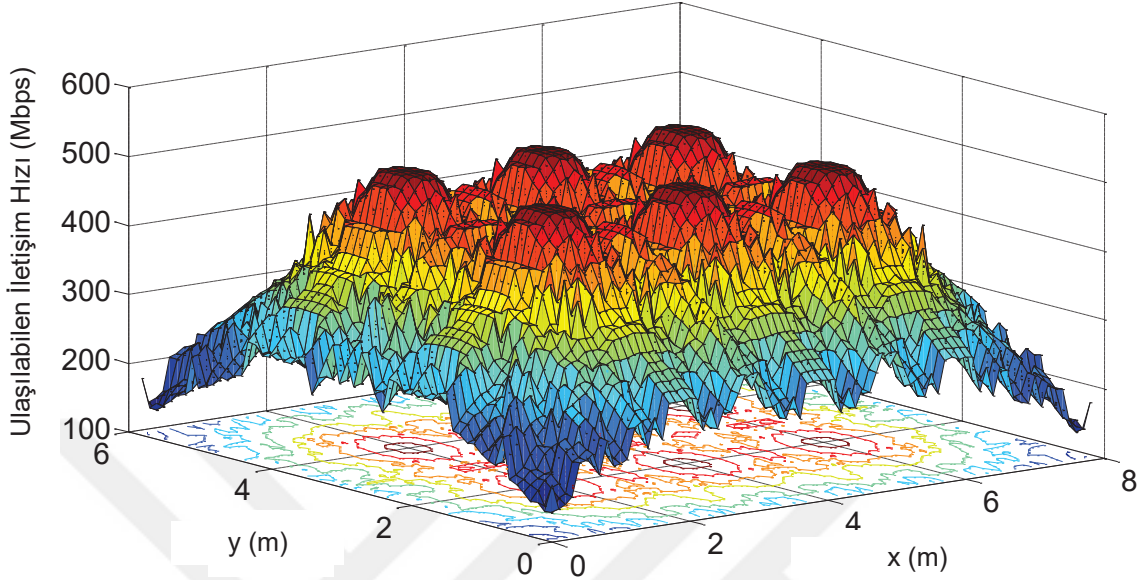
Şekil 2.12. Model laboratuvar ortamı içerisinde (0.1m, 2.0m, 0.8m) konumundan (7.9m, 2.0m, 0.8m) konumuna doğru yürüyen bir kullanıcının, AMC yöntemi ve önerilen hız uyarlama yöntemi kullanarak ulaşabileceği iletim hızları

Oransız kodlara dayalı hız uyarlama yöntemi kullanılarak ulaşılabilir iletim hızlarının model laboratuvardaki dağılımı Şekil 2.13'te verilmiştir. Buna göre, model laboratuvar içerisindeki hareketli bir VLC alıcının ulaşabileceği haberleşme hızları 136 Mbps ile 501 Mbps arasında değişmektedir. Önerilen yöntem kesintisiz hız uyarlaması sağladığı için, ulaşılabilir iletim hızı dağılımı Şekil 2.7'de model laboratuvar için verilen SNR dağılımı ile orantılı bir yapıya sahiptir.

2.3. Oransız Kodlar İçin BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri

Gürültülü kanallarda oransız yumuşak kod çözücü olarak mesaj-geçiş tabanlı BP algoritmasının kullanıldığından daha önceki bölümlerde bahsedilmiştir [92]. Bölüm 1.4.1.2 ve 1.4.2.1'de çalışma prensibi ayrıntılı olarak ele alınan LT ve Raptor BP kod çözme algoritmalarının nispeten yüksek hesaplama karmaşıklığına sahip olması, oransız kodların

çoğu pratik uygulamadaki kullanımını kısıtlamaktadır [90, 106].



Şekil 2.13. Tasarlanan model laboratuvar ortamında, önerilen hız uyarlama yöntemi kullanılarak ulaşılabilen iletim hızlarının dağılımı

BP algoritmasının hesaplama karmaşıklığını azaltmak için, Bölüm 1.5’te ayrıntılı olarak ele alınan, farklı BP tabanlı yaklaşıklık yöntemleri LDPC kodlar için tanıtılmıştır [106]. Yapılan literatür araştırmasında, LDPC kodlar için tanıtılan karmaşıklığı azaltılmış BP kod çözme algoritmalarının oransız kodlarda kullanılmadığı görülmüş ve tez kapsamında yapılan çalışmalarda, BP tabanlı yaklaşıklık yöntemleri LT ve Raptor kodların kod çözme yapısına uyarlanmıştır. Algoritmaların AWGN kanaldaki BER performansları hem teorik hem de benzetim çalışmaları yoluyla incelenmiş olup, [44] ve [45] referanslarındaki çalışmalar tarafımızca yapılarak yayınlanmıştır. Sonrasında, BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmaları, logaritmik olabilirlik oranı tabanlı uyarlanır demodülasyon (Logarithmic Likelihood Ratio Adaptive Demodulation, LLR-ADM) algoritması ile birleştirilerek karmaşıklıklarının daha da azaltılabilmesi sağlanmıştır. LLR-ADM algoritmasıyla birleştirilmiş kod çözme algoritmalarının BER performansları, teorik analiz yöntemi ve benzetim çalışmaları yoluyla AWGN kanal için incelenerek [46] referansındaki çalışma tarafımızca yapılarak yayınlanmıştır.

2.3.1. LT Kodlar İçin BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri

LDPC ve LT kodlarda kullanılan BP kod çözme algoritmalarının işleyişlerinde farklılıklar bulunmaktadır [92]. Algoritmalar arasında karışıklık olmaması için, LDPC BP algoritmasının VN ve CN düğümleri için sırasıyla i ve o notasyonları, LT BP algoritmasının VN ve CN düğümleri içinse sırasıyla v ve c notasyonları kullanılmıştır. LDPC kod çözme sürecinde, ilk olarak kanaldan gelen m_c mesajları VN düğümleri tarafından alınır ve sonra, BP algoritmasının her iterasyonunda sırasıyla VN i 'den CN o 'ya ve tersi yönde güncellenerek gönderilir [106]. LT kod çözme sürecinde ise, ilk olarak kanaldan gelen m_c mesajları CN düğümleri tarafından alınır ve her iterasyonda sırasıyla CN c 'den VN v 'ye ve tersi yönde güncellenerek gönderilir. Tablo 2.6'da LDPC ve LT kod çözücülerin VN ve CN güncelleme denklemleri verilmiştir. Görüldüğü gibi, bahsedilen farklılıklardan dolayı, kanaldan gelen m_c mesajları LDPC BP algoritmasının VN güncelleme denkleminde işlem görmekte iken, LT BP algoritmasının CN güncelleme denkleminde işlem görmektedir.

Tablo 2.6. LDPC ve LT kod çözücülerin güncelleme denklemleri

	CN Güncellemesi	VN Güncellemesi
LDPC BP	$m_{o \rightarrow i} = 2 \tanh^{-1} \left[\prod_{i' \neq i} \tanh \left(\frac{m_{i' \rightarrow o}}{2} \right) \right]$	$m_{i \rightarrow o} = m_c + \sum_{o' \neq o} m_{o' \rightarrow i}$
LT BP	$m_{c \rightarrow v} = 2 \tanh^{-1} \left[\tanh \left(\frac{m_c}{2} \right) \prod_{v' \neq v} \tanh \left(\frac{m_{v' \rightarrow c}}{2} \right) \right]$	$m_{v \rightarrow c} = \sum_{c' \neq c} m_{c' \rightarrow v}$

LDPC BP kod çözme algoritması, Bölüm 1.5'te ele alınan, BP tabanlı yaklaşıklık yöntemleri kullanılarak sadeleştirilebilmektedir [106]. BP algoritmasının işlem yükünün büyük bir kısmı, $\tanh(\cdot)$, $\tanh^{-1}(\cdot)$ özel operatörlerinden dolayı CN güncelleme denkleminde meydana geldiği için, BP tabanlı yaklaşıklık yöntemleri sadece CN güncellemesini sadeleştirmeyi hedeflemektedir. VN güncelleme denklemleri ise BP algoritmasıyla aynıdır. LDPC kod çözme algoritması için tanımlanan MS, N-MS ve O-MS yaklaşıklık yöntemleri, LDPC ve LT kod çözücüler arasındaki farklar dikkate alınarak, LT BP kod çözme algoritmasının yapısına, (2.3), (2.4) ve (2.5) numaralı denklemlerde verildiği gibi uyarlanmıştır [44, 46].

$$m_{c \rightarrow v}^{MS} = S_{LT} \times \min_{v' \neq v} (|m_c|, |m_{v' \rightarrow c}|) \quad (2.3)$$

$$m_{c \rightarrow v}^{N-MS} = S_{LT} \times \frac{\min_{v' \neq v} (|m_c|, |m_{v' \rightarrow c}|)}{\alpha} \quad (2.4)$$

$$m_{c \rightarrow v}^{O-MS} = S_{LT} \times \max \left[\left(\min_{v' \neq v} (|m_c|, |m_{v' \rightarrow c}|) - \beta \right), 0 \right] \quad (2.5)$$

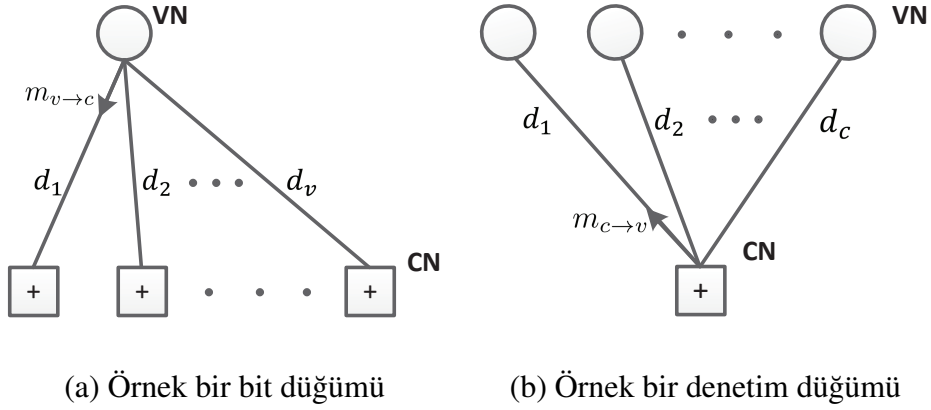
Burada, kısaltma yapmak amacıyla kullanılan S_{LT} ifadesi, (2.6) numaralı denklemde verilmiştir.

$$S_{LT} = \text{sign} \left(m_c \prod_{v' \neq v} m_{v' \rightarrow c} \right) \quad (2.6)$$

N-MS ve O-MS yöntemlerinde kullanılan α ve β ifadeleri sırasıyla normalizasyon ve ofset sabitleri olup $\alpha > 1$, $\beta > 0$ şartlarını sağlamaktadırlar. α ve β sabitlerinin en uygun değerleri teorik analiz yöntemleri ile belirlenebilmektedir [106].

2.3.1.1. LT Kodlardaki Standart BP ve BP Tabanlı Kod Çözme Algoritmalarının Karmaşıklık Analizleri

Bu alt bölümde, LT BP kod çözme algoritmasının ve bu algoritma için önerilen BP tabanlı yaklaşıklık yöntemlerinin karmaşıklık analizleri yapılmıştır. Şekil 2.14'te LT BP algoritmasının grafiksel gösterimi olan Tanner grafiğindeki örnek birer VN v ve CN c düğümleri verilmiştir. Şekildeki d_v , herhangi bir VN v düğümünün derecesini ve d_c ise herhangi bir CN c düğümünün derecesini temsil etmektedir. VN güncelleme denklemine göre, Şekil 2.14 (a)'da gösterilen VN v düğümündeki herhangi bir $m_{v \rightarrow c}$ mesajının hesabı için $(d_v - 2)$ adet toplama işlemi yapılması gerekmektedir. Söz konusu VN v düğümündeki d_v adet $m_{v \rightarrow c}$ mesajının hesabı için ise toplamda $(d_v (d_v - 2))$ adet toplama işlemi yapılması gerekir. Dolayısıyla, bit düğümlerinin derece dağılımı $\lambda^v(x) = \sum_{d_v=1}^{d_v^{max}} \lambda_{d_v} x^{d_v}$ olmak üzere, K adet bilgi biti için, LT BP algoritmasının VN güncellemesinde toplam $\left(K \sum_{d_v=2}^{d_v^{max}} d_v (d_v - 2) \lambda_{d_v} \right)$ adet toplama işlemi yapılmaktadır [44, 46]. Burada $d_{v^{max}}$, VN düğümlerindeki en büyük dereceyi temsil etmektedir. Bölüm 1.4.3'te bit ve denetim düğümlerinin derece dağılımları ayrıntılı olarak ele alınmaktadır.



Şekil 2.14. Tanner grafiğindeki örnek birer VN v ve CN c düğümleri

Şekil 2.14 (b)'de gösterilen CN c düğümündeki $m_{c \rightarrow v}$ mesajının hesabı için yapılması gereken işlemler ve adetleri, yukarıda VN güncellemesi için açıklandığı gibi, CN güncelleme denklemi dikkate alınarak hesaplanabilir [44, 46]. Bu hesaplamaların sonucunda, standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının CN güncellemelerinin bir özyinelemedeki hesaplama karmaşıklıkları Tablo 2.7'deki gibi elde edilmiştir.

Tablo 2.7. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı yaklaşıklık yöntemlerindeki denetim düğümü güncellemelerinin hesaplama karmaşıklıkları

	BP Algoritması	BP Tabanlı yaklaşıklık Yöntemleri		
		MS	N-MS	O-MS
Toplama	–	–	–	C_1
Çarpma	$3C_2$	C_2	$(C_1 + C_2)$	C_2
$\tanh(\cdot)$	C_2	–	–	–
$\tanh^{-1}(\cdot)$	C_1	–	–	–
$\min(\cdot)$	–	C_1	C_1	C_1
$\max(\cdot)$	–	–	–	C_1

Denetim düğümlerinin derece dağılımı $\rho^c(x) = \sum_{d_c=1}^{d_{c_{max}}} \rho_{d_c} x^{d_c}$ olmak üzere, Tablo 2.7'de kısaltma yapmak için kullanılan C_1 ve C_2 ifadeleri sırasıyla (2.7) ve (2.8) numaralı denklemlerde verilmiştir. Burada N_{LT} , LT kodlayıcı çıkışındaki kod kelimelerinin sayısını temsil etmektedir.

$$C_1 = N_{LT} \sum_{d_c=1}^{d_{c_{max}}} d_c \rho_{d_c} \quad (2.7)$$

$$C_2 = N_{LT} \sum_{d_c=1}^{d_c^{max}} d_c^2 \rho_{d_c} \quad (2.8)$$

Tablo 2.7’de verilen işlemlere ek olarak her kod çözme algoritmasının CN güncellemesi bir özyineleme boyunca $sign(\cdot)$ ve $abs(\cdot)$ operatörlerini sırasıyla C_1 ve C_2 adet içermektedir.

2.3.1.2. LLR Tabanlı Uyarlanı Demodülasyon Algoritması

LLR-ADM yöntemi, [34] referansındaki çalışmada, oransız kodlar için verici kısım yerine alıcı kısımda veri hızı uyarlaması yapabilen bir yöntem olarak önerilmektedir. Alıcı kısımda demodülasyon türünü ayarlayabilmek için, kanaldan gelen mesajların bir bölümünü çıkarmakta ve kod çözme işlemini geri kalan mesajlar ile yapmaktadır. Bölüm 1.4’te de açıklandığı gibi, oransız kod çözücünün kod çözme işlemini yapabilmesi için, verici birimde üretilen kodlanmış sembollerin hepsinin alıcıya ulaşmasına gerek yoktur. Rasgele bir kısmı silinse bile yeterli miktarda kodlanmış sembolün alıcıya ulaşması, kod çözme işleminin yapılabilmesini sağlamaktadır. Bundan dolayı LLR-ADM algoritması, oransız kodlar ile oldukça uyumlu bir yapıya sahiptir. LLR-ADM algoritmasında, kanaldan gelen m_c LLR mesajlarından genlik olarak en küçük olanların, yani sifira en yakın olanların, kod çözme işleminde hataya neden oldukları düşünülmektedir. Bundan dolayı LLR-ADM’de, m_c mesajlarından sifira en yakın olan bir kısmı çıkarılarak kod çözme işlemi geri kalan mesajlar ile yapılmaktadır [34]. Fakat çıkarılan mesajların miktarı gereğinden fazla olması bilgi kaybına neden olacağı ve kodlama oranı fazlasıyla azalacağı için, kod çözme algoritmasının performansında önemli ölçüde bir düşüşe neden olacaktır [46].

LLR-ADM algoritması, oransız kodlar ile uyumlu bir yapıya sahip olduğundan, BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarıyla beraber kullanılabilir. LLR-ADM uyarlaması ile kod çözme işleminde kullanılan mesajların bir kısmının çıkarılması, kod çözme algoritmasında yapılan işlemlerin miktarlarını da azaltacaktır. Başka bir ifadeyle, LT BP algoritmasının karmaşıklığını azaltmak için uyarlanan BP tabanlı kod çözme algoritmalarının hesaplama karmaşıklıklarının daha da azalmasını sağlayacaktır. LLR-ADM algoritmasında çıkarılacak mesajlar, [34] referansındaki gibi bir eşik değeri veya basit bir sıralama algoritması kullanılarak belirlenebilmektedir [46].

2.3.1.3. LT Kod Çözme Algoritması İçin MC-DE Teorik Analiz Yöntemi

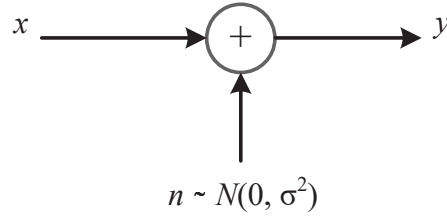
MC-DE teorik analiz yöntemi, Bölüm 1.4.4'te ayrıntılı olarak bahsedildiği gibi, literatürdeki diğer yöntemlere göre daha az işlem yüküne sahip olmakla birlikte yüksek doğrulukta hesaplama yapmaya olanak sağlamaktadır [44,46]. Bundan dolayı, tez kapsamında oransız kodlar için yapılan teorik analizlerde MC-DE yöntemi kullanılmıştır. Algoritma 4'te, LT kodlar için MC-DE teorik analiz yönteminin işlem adımları verilmiştir [44].

Algorithm 4 LT BP kod çözücü için MC-DE teorik analiz yöntemi

- 1: **Başlatma**
 - 2: CN ve VN derece dağılımları, $\rho(x)$ ve $\lambda(x)$ hesaplanır [46, 103];
 - 3: $m_{c \rightarrow v}^{(0)}$ ve $m_{v \rightarrow c}^{(0)}$ mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
 - 4: $l = 0$;
 - 5: **son Başlatma**
 - 6: **while** ($l < \text{maksimum_özyineleme}$) **do**
 - 7: Haberleşme kanalına göre m_c mesajları üretilir;
 - 8: $\rho(x)$ ve $\lambda(x)$ 'e göre CN ve VN dereceleri üretilir;
 - 9: LT CN güncelleme denklemiyle $m_{c \rightarrow v}$ mesajları hesaplanır;
 - 10: LT VN güncelleme denklemiyle $m_{v \rightarrow c}$ mesajları hesaplanır;
 - 11: Bilgi biti kararı verilir ve BER hesaplanır;
 - 12: $l = l + 1$; ▷ Bir sonraki özyinelemeye git
 - 13: **son while**
-

MC-DE yöntemindeki en önemli noktalar, CN ve VN derece dağılımlarının ve kanaldan gelen m_c mesajlarının olasılık dağılımının hesaplarıdır. CN ve VN düğümlerinin derece dağılımlarının hesabı Bölüm 1.4.3'te ayrıntılı olarak ele alınmış olup, bir sonraki bölümde de belirlenmiş bir derece dağılımı ve kod oranı için bütün düğümlerin derece dağılımlarının hesapları yapılmaktadır. m_c mesajlarının üretimi için ise bir örnek olması açısından, ikili girişli toplanır beyaz Gauss gürültülü (BI-AWGN) kanalda m_c mesajlarının olasılık dağılımının hesabı ele alınmıştır. Şekil 2.15'te AWGN kanal modeli görülmektedir. Burada x , y ve n simgeleri sırasıyla verici kısımda modüle edilmiş veriyi, alıcı kısımda alınan veriyi ve sıfır ortalamalı σ^2 varyanslı toplanır Gauss gürültüsünü temsil etmektedir. Bu kanal modeline göre alınan veri $y = x + n$ ve ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK) modülasyonu için $x \in \{-1, 1\}$ olmaktadır. x' iletilmek istenen bilgi bitini temsil etmek üzere, kanaldan gelen verinin LLR değerleri, yani m_c mesajları, BPSK modülasyonu için (2.9) numaralı denklemde verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$m_c = \ln \left[\frac{P(x' = 0|y)}{P(x' = 1|y)} \right] = \ln \left[\frac{P(x = 1|y)}{P(x = -1|y)} \right] \quad (2.9)$$



Şekil 2.15. AWGN kanal modeli

Kanaldan gelen verinin, yani y 'nin, olasılık yoğunluk fonksiyonu kullanılarak işlemler devam ettirilirse (2.10) numaralı denklemdeki sonuç elde edilir [34].

$$m_c = \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right) e^{-\left(\frac{y-1}{2\sigma} \right)^2}}{\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right) e^{-\left(\frac{y+1}{2\sigma} \right)^2}} \right]$$

$$m_c = \ln \left[e^{-\left(\frac{y-1}{2\sigma} \right)^2 + \left(\frac{y+1}{2\sigma} \right)^2} \right]$$

$$m_c = \ln \left[e^{\left(\frac{-y^2 + 2y - 1 + y^2 + 2y + 1}{2\sigma^2} \right)} \right]$$

$$m_c = \ln \left[e^{(2y/\sigma^2)} \right]$$

$$m_c = \frac{2y}{\sigma^2} \tag{2.10}$$

Teorik analiz yöntemlerinin hepsinde, vericiden gönderilen kod kelimelerinin tamamının "1" olduğu düşünülerek kod çözme algoritmasının çıkışının hatalı olma, yani "0" olma olasılığı hesaplandığı için, kanaldan gelen veri $y = 1 + n$ halini alacaktır. Burada $n \sim N(0, \sigma^2)$ olduğundan, y 'nin olasılık dağılımı, ortalaması 1 varyansı σ^2 olan normal dağılım, yani $y \sim N(1, \sigma^2)$ şeklinde olur. y ifadesi, (2.10) numaralı denklemde yerine yazılırsa, m_c 'nin

olasılık dağılımının $m_c \sim N\left(\frac{2}{\sigma^2}, \frac{4}{\sigma^2}\right)$ şeklinde olduğu ortaya çıkar [101]. Buna göre, Algoritma 4'te LT kod çözücü için verilen MC-DE yönteminin 7. adımında yapılması gereken, hesaplanan olasılık dağılımı kullanılarak m_c mesajlarının üretilmesidir. Sonrasında ise üretilen CN, VN dereceleri ve m_c değerleri, güncelleme denklemlerinde yerine konularak $m_{c \rightarrow v}$ ve $m_{v \rightarrow c}$ mesajları özyinelemeli olarak hesaplanır.

2.3.1.4. AWGN Kanalda LT Kod Çözme Algoritmaları İçin Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde, LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının, LLR-ADM algoritmasıyla birleştirilmiş durumlarının AWGN kanaldaki BER performansları hem teorik olarak hem de benzetim çalışmalarıyla incelenmiştir. Ayrıca, bahsi geçen algoritmaların hesaplama karmaşıklıkları karşılaştırılmıştır. Tüm incelemeler ve karşılaştırmalar Tablo 2.8'de verilen parametreler ve (2.11) numaralı denklemdeki derece dağılımı [89] dikkate alınarak yapılmıştır.

Tablo 2.8. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmaların BER performanslarını incelemek için kullanılan sistem parametreleri

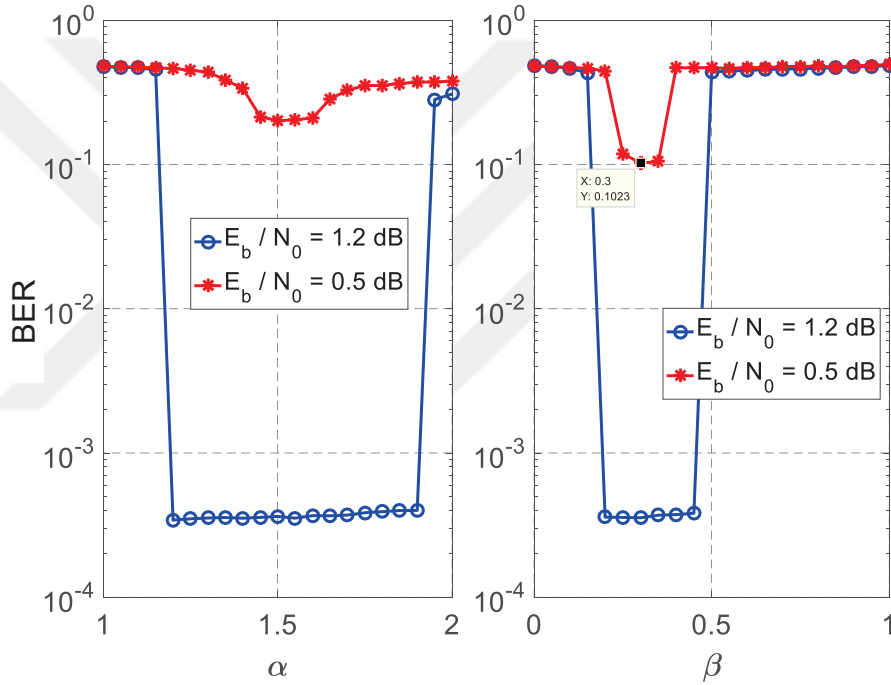
Semboller	Tanımlar	Değerler
K	Bilgi biti sayısı	4000
R_{LT}	LT kodlama oranı	0.5
—	Özyineleme sayısı	200
—	Teorik analiz yöntemi	MC-DE
—	Haberleşme kanalı	AWGN
—	Modülasyon türü	BPSK

$$\Omega(x) = 0.007969x + 0.493570x^2 + 0.166220x^3 + 0.072646x^4 + 0.082558x^5 + 0.056058x^8 + 0.037229x^9 + 0.055590x^{19} + 0.025023x^{65} + 0.003135x^{66} \quad (2.11)$$

Önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi, oransız kodların sabit bir kodlama oranı yoktur. Alıcı birimden bir bilgilendirme gelene kadar verici birim, birbirinden bağımsız olarak ürettiği kod kelimelerini sürekli olarak göndermektedir [88, 89]. Başka bir ifadeyle, alıcı birim kodlama oranını kanal şartlarına göre dinamik olarak ayarlamaktadır. Fakat, bu çalışmada ele

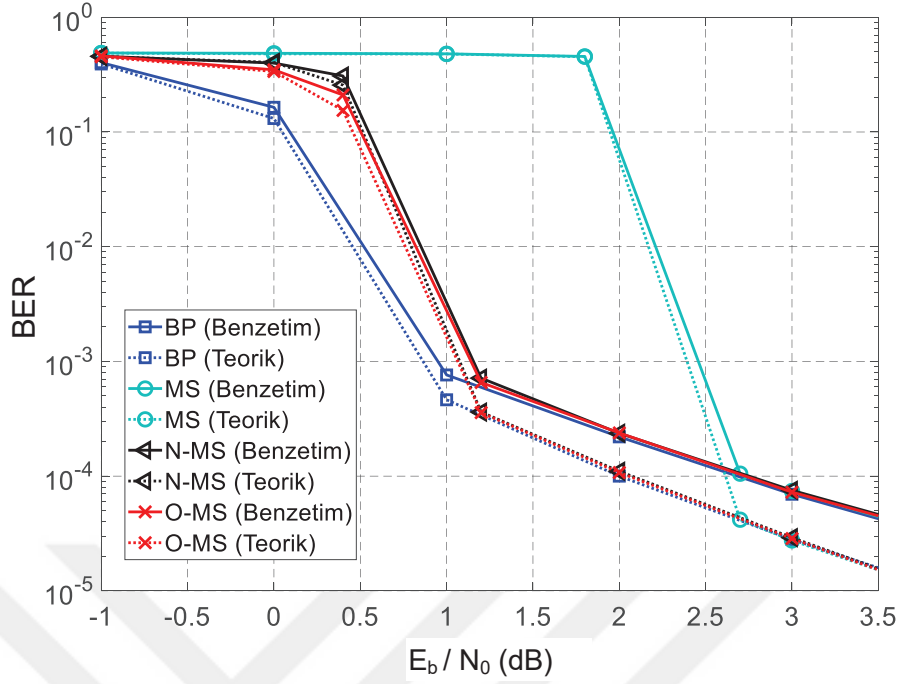
alınan kod çözme algoritmalarını birbirleriyle karşılaştırabilmek için sabit bir kodlama oranı belirlenmiştir.

Öncelikle, N-MS ve O-MS algoritmalarında kullanılan normalizasyon ve ofset sabitlerinin ele alınan sistem parametreleri için en uygun değerleri, MC-DE teorik analiz yöntemi kullanılarak belirlenmiştir. Bunun için, N-MS ve O-MS kod çözme algoritmalarının α ve β sabitlerine göre BER değişimleri MC-DE yöntemiyle hesaplanmış ve Şekil 2.16'da verilmiştir. İşaret gürültü oranının küçük ve büyük olduğu iki farklı durum için elde edilen BER değişimleri dikkate alınarak, söz konusu sabitlerin en uygun değerleri N-MS için $\alpha = 1.5$ ve O-MS için ise $\beta = 0.3$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 2.16. Ele alınan sistem parametreleri için α ve β değerlerine göre BER değişimleri

Teorik analiz yöntemi ve benzetim çalışmalarıyla LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmaları için elde edilen BER eğrileri Şekil 2.17'de verilmiştir. Şekildeki kesiksiz düz çizgiler ilgili algoritmanın benzetim sonuçlarını temsil ederken, kesikli çizgiler ise ilgili algoritmanın teorik analiz yöntemiyle elde edilen sonucunu temsil etmektedir. Teorik analiz yöntemlerinde, sonsuz kod boyu ve özyineleme sayısı varsayımı yapıldığı için, teorik ve benzetim sonuçları arasında bir fark meydana gelmektedir ki teorik sonuçların benzetim sonuçlarından daha iyi olması beklenen bir durumdur [98, 106].



Şekil 2.17. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının teorik analiz yöntemi ve benzetim çalışmalarıyla elde edilmiş BER performansları

Şekil 2.17'deki BER eğrilerinden görüldüğü gibi, N-MS, O-MS ve MS yaklaşıklık yöntemleri, BP algoritmasının BER performansında yaklaşık olarak sırasıyla 0.2 dB, 0.2 dB ve 1.7 dB düşüşe neden olmuştur [44].

Bölüm 1.4.4'te ayrıntılı olarak ele alınan ve Algoritma 4'te işleyişi verilen MC-DE teorik analiz yönteminin kullanılabilmesi için, bit ve denetim düğümlerinin derece dağılımlarının hesaplanması gerekmektedir. Bölüm 1.4.3'te ayrıntıları verilen hesaplamalar, (2.11) numaralı denklemdeki derece dağılımı ve $R_{LT} = 0.5$ kodlama oranı için yapıldığında, denetim ve bit düğümü derece dağılımları $\rho^c(x)$ ve $\lambda^v(x)$ sırasıyla (2.12) ve (2.13) numaralı denklemlerde verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} \rho^c(x) = & 0.001358x + 0.168158x^2 + 0.084946x^3 + 0.049501x^4 + \\ & 0.070319x^5 + 0.076396x^8 + 0.057077x^9 + 0.179925x^{19} + \\ & 0.277073x^{65} + 0.035247x^{66} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned}
\lambda^v(x) = & \left(7.96 \times 10^{-6}\right)x + \left(9.35 \times 10^{-5}\right)x^2 + 0.000549x^3 + 0.002148x^4 + \\
& 0.006305x^5 + 0.014805x^6 + 0.028969x^7 + 0.048588x^8 + \\
& 0.071306x^9 + 0.093020x^{10} + 0.109210x^{11} + 0.116563x^{12} + \\
& 0.114043x^{13} + 0.102995x^{14} + 0.086373x^{15} + 0.067604x^{16} + \\
& 0.049607x^{17} + 0.034260x^{18} + 0.022346x^{19} + 0.013808x^{20} + \\
& 0.008106x^{21} + 0.004532x^{22} + 0.002418x^{23} + 0.001234x^{24} + \\
& 0.000604x^{25} + 0.000284x^{26} + 0.000128x^{27} + \left(5.57 \times 10^{-5}\right)x^{28} + \\
& \left(2.34 \times 10^{-5}\right)x^{29} + \left(9.45 \times 10^{-6}\right)x^{30} + \\
& \left(3.70 \times 10^{-6}\right)x^{31} + \left(1.40 \times 10^{-6}\right)x^{32}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

Bir önceki alt bölümde kod çözme algoritmaları için elde edilen Tablo 2.7'deki karmaşıklık hesaplamaları, düğümlerin derece dağılımları ve kod kelimelerinin sayısı $N_{LT} = 8000$ bit için, Tablo 2.9'daki gibi oransal olarak elde edilmiştir. Ele alınan sistem parametreleri için, tabloda referans alınan C_1 ifadesi "208173" olarak hesaplanmaktadır.

Tablo 2.9. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının denetim düğümü güncellemelerinin hesaplama miktarları ($C_1 = 208173$)

	BP Algoritması	BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri		
		MS	N-MS	O-MS
Toplama	–	–	–	C_1
Çarpma	$161.71 \times C_1$	$53.9 \times C_1$	$162.71 \times C_1$	$53.9 \times C_1$
$\tanh(\cdot)$	$53.9 \times C_1$	–	–	–
$\tanh^{-1}(\cdot)$	C_1	–	–	–
$\min(\cdot)$	–	C_1	C_1	C_1
$\max(\cdot)$	–	–	–	C_1

$\tanh(\cdot)$, $\tanh^{-1}(\cdot)$ özel operatörleri asıl işlem yüküne neden oldukları için, BP tabanlı kod çözme algoritmalarının BP algoritmasına göre çok daha az işlem yüküne sahip olduğu, tablodaki sonuçlardan da görülmektedir. Tablo 2.9'daki sonuçlara biraz daha anlam kazandırabilmek için, benzetim çalışmalarında her algoritmanın bit ve denetim düğümü güncellemelerini içeren bir kod çözme özyinelemesindeki ortalama işlem süreleri hesaplanmıştır. Oldukça uzun dönemde ortalama alınarak hesaplanan işlem süreleri Tablo

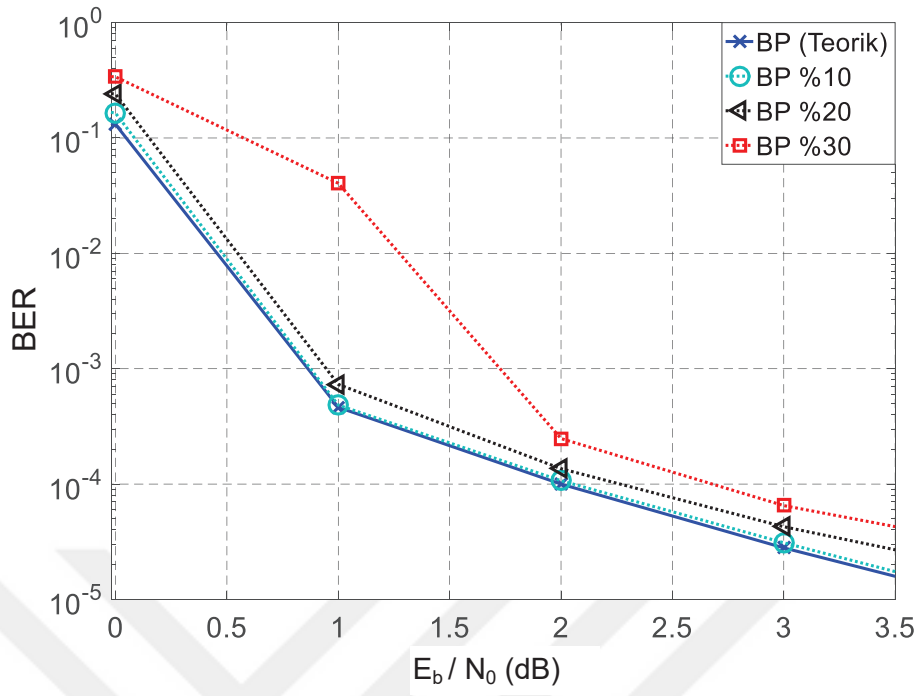
2.10'da verilmiştir [44]. BP tabanlı yaklaşıklık yöntemlerinin bir özyinelemesi için gereken ortalama işlem süresinin, BP algoritmasına göre yaklaşık olarak %70 daha az olduğu görülmektedir. N-MS ve O-MS algoritmaları, MS algoritmasına göre çok daha iyi BER performansına sahiptirler. Fakat gerçeklenmeleri MS algoritmasına göre biraz daha karmaşıktır.

Tablo 2.10. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının bir kod çözme özyinelemesindeki ortalama işlem süreleri

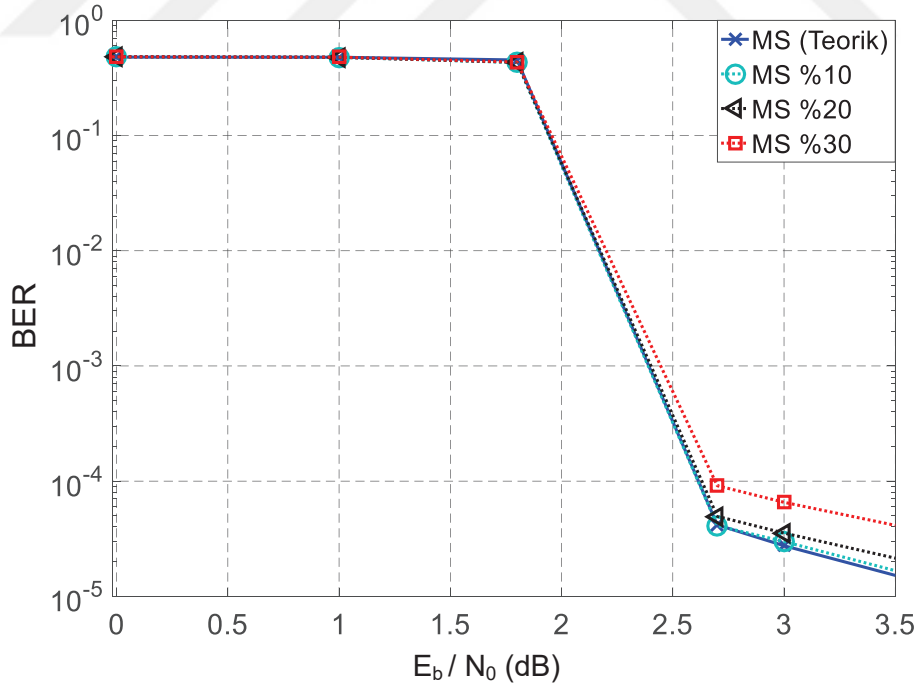
	BP Algoritması	BP Tabanlı Kod Çözme Algoritmaları		
		MS	N-MS	O-MS
Hesaplama süresi (ms)	174.18	51.5	52.55	53.73
BP'ye göre hesaplama süreleri (%)	%100	%29.57	%30.17	%30.85

LT kodlarda, LLR-ADM algoritması ile birleştirilen standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının teorik analiz yöntemiyle hesaplanan BER performansları Şekil 2.18, 2.19, 2.20 ve 2.21'de ayrı ayrı verilmiştir [46]. Bu şekillerin açıklama kısımlarında kullanılan %10, %20 ve %30 ifadeleri, LLR-ADM algoritması kullanılarak kanaldan gelen m_c mesajlarından çıkarılan, genlik olarak en küçük olan mesajların miktarlarını yüzdelik olarak temsil etmektedir. Buna göre, standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının hesaplama karmaşıklıkları, LLR-ADM algoritması kullanılarak çıkarılan yüzdelik miktar kadar azaltılabilmektedir. Tablo 2.10'daki ortalama işlem sürelerini dikkate alarak örnek verilirse, N-MS algoritmasının kod çözme işlemindeki bir özyinelemesi 52.55 ms zaman almaktayken, %20'lik çıkarma miktarını kullanan LLR-ADM algoritmasıyla birleştirildiğinde ise 42.04 ms zaman almaktadır. LLR-ADM kullanılmadığı durumda N-MS algoritması BP'nin %30.17'si kadar zaman almaktayken, %20'lik LLR-ADM ile birleştirildiğinde ise %24.14'ü kadar zaman almaktadır.

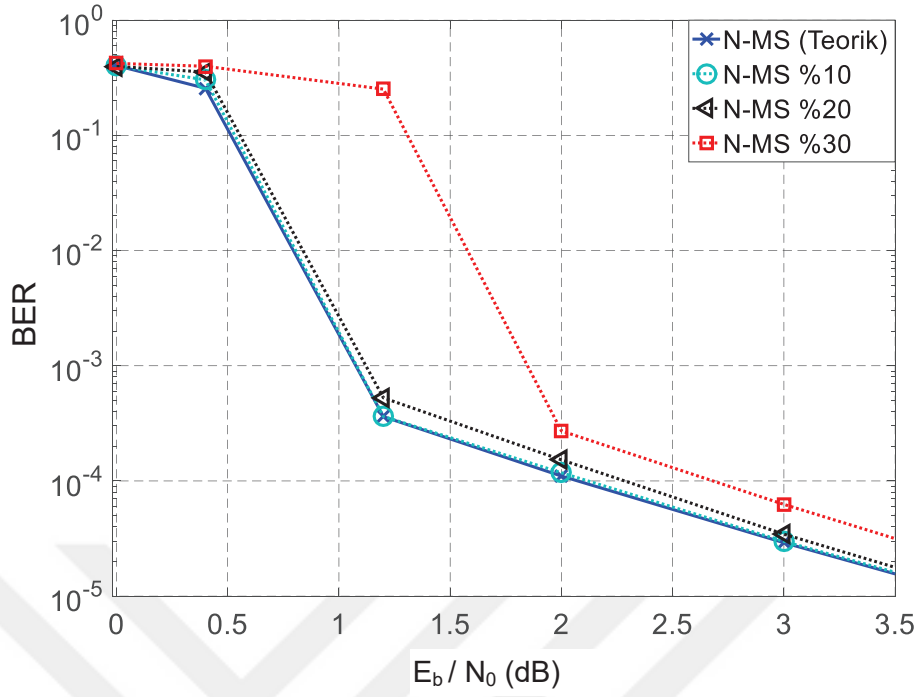
LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmaları LLR-ADM algoritması ile birleştirildiklerinde, çıkarma miktarı %20 olana kadar kod çözme algoritmasının BER performansında önemli bir düşüşe neden olmaz iken, çıkarma miktarı %20'den fazla olduğunda ise oldukça fazla performans düşüşüne neden olduğu gözlemlenmektedir.



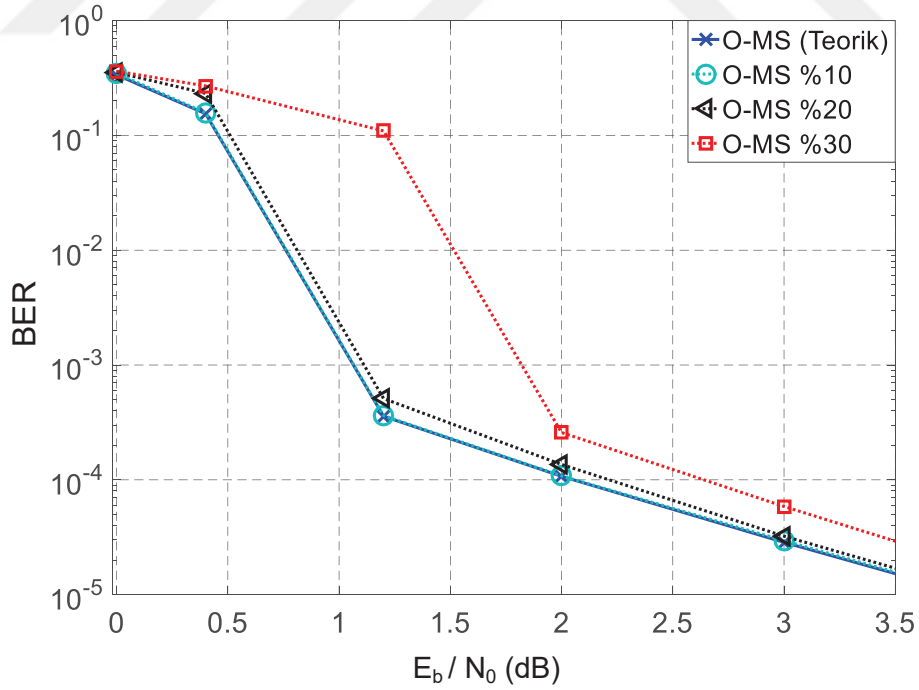
Şekil 2.18. LLR-ADM algoritması ile birleştirilen LT BP kod çözücünün MC-DE yöntemiyle elde edilen BER performansı



Şekil 2.19. LLR-ADM algoritması ile birleştirilen LT MS kod çözücünün MC-DE yöntemiyle elde edilen BER performansı



Şekil 2.20. LLR-ADM algoritması ile birleştirilen LT N-MS kod çözücünün MC-DE yöntemiyle elde edilen BER performansı



Şekil 2.21. LLR-ADM algoritması ile birleştirilen LT O-MS kod çözücünün MC-DE yöntemiyle elde edilen BER performansı

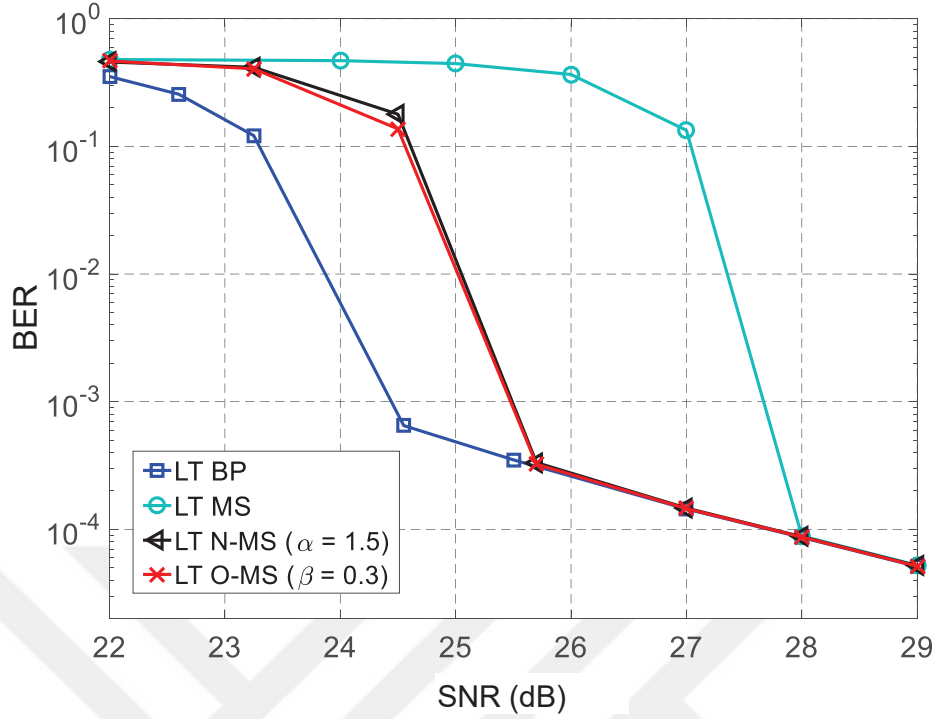
2.3.1.5. VLC Kanalda LT Kod Çözme Algoritmaları İçin Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde, LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının geniş bantlı bir VLC kanaldaki BER performansları benzetim çalışmalarıyla incelenmiştir. Tüm incelemeler için Bölüm 2.2.2.1’de detayları verilen Şekil 2.6’daki model laboratuvar ortamı kullanılmış olup, VLC alıcının, yansımaların daha etkin olduğu köşe noktalardan birinde sabit olarak durduğu varsayılmıştır. Söz konusu model laboratuvar ortamında VLC sistemi üzerinden haberleşme yapabilmek için, ayrıntıları Bölüm 2.2.2.3’te ve blok diyagramı Şekil 2.10’da verilen sistem kullanılmıştır. BER performansları hesaplanırken kullanılan sistemin Şekil 2.10’daki yapıdan farkı, Raptor kodlayıcı ve kod çözücü bloklar yerine LT kodlayıcı ve kod çözücü blokların kullanılması olup, algoritmaların birbirleriyle karşılaştırılabilmesi için kodlama oranının sabit seçilmiş olmasıdır.

LT kod çözücü BP algoritması ve tez kapsamında önerilen MS, N-MS ve O-MS kod çözme algoritmalarının BER performansları, Tablo 2.11’de verilen parametreler ve (2.2) numaralı denklemdeki derece dağılımı dikkate alınarak, benzetim çalışmaları sonucunda Şekil 2.22’de verildiği gibi elde edilmiştir. Şekildeki yatay eksen optik SNR’yi ifade ederken, N-MS ve O-MS algoritmaları için normalizasyon ve ofset sabitleri sırasıyla $\alpha = 1.5$ ve $\beta = 0.3$ olarak seçilmiştir.

Tablo 2.11. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının VLC kanaldaki BER performanslarını incelemek için kullanılan sistem parametreleri

Semboller	Tanımlar	Değerler
–	Optik OFDM	DCO-OFDM
–	Alt taşıyıcı	1024
CP	Çevrimsel önek	16
–	DC seviye	9 dB
R_{LT}	LT kodlama oranı	0.5
–	Özyineleme sayısı	100
–	Haberleşme kanalı	VLC
–	VLC alıcı konumu (m)	(0.1,0.1,0.8)
B	Bant genişliği	100 MHz
–	Modülasyon türü	256-QAM



Şekil 2.22. LT kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının VLC kanaldaki BER performansları

Elde edilen BER eğrilerinin, bir önceki bölümde AWGN kanal için hesaplanan BER eğrileri ile benzer yapıda olduğu görülmektedir. BP algoritması en iyi performansa sahip iken, N-MS, O-MS ve MS yaklaşıklık yöntemleri, BP algoritmasının BER performansında yaklaşık olarak sırasıyla 1.1 dB, 1.1 dB ve 3.45 dB düşüşe neden olmuştur.

2.3.2. Raptor Kodlar İçin BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri

LT BP kod çözücünün hesaplama karmaşıklığını azlatmak için önerilen BP tabanlı yaklaşıklık yöntemleri, Raptor kod çözücü yapısına da uyarlanmıştır. Raptor kodlardaki standart BP ve uyarlanan BP tabanlı kod çözme algoritmalarının AWGN kanaldaki BER performansları, hem teorik hem de benzetim çalışmalarıyla incelenerek karmaşıklık analizleri yapılmıştır [45].

Bölüm 1.4.2’de ayrıntılarıyla ele alınan Raptor kodlayıcı, bir LT kodlayıcı ile yüksek kodlama oranına sahip bir LDPC ön kodlayıcının birleştirilmesiyle oluşturulabilmektedir [92]. Raptor kodlayıcıda, iletilmek istenen bilgi bitleri ilk olarak LDPC ön kodlayıcı ile, sonrasında da LT kodlayıcı ile kodlanmaktadır. Kod çözme işlemi ise kodlamanın tersi yönde işleyeceği

için, ilk olarak LT BP kod çözme algoritması, sonrasında da LDPC BP kod çözme algoritması işlem adımları gerçekleştirilmektedir. Raptor BP kod çözücünün yapısı ve işlem adımları Bölüm 1.4.2.1 ve Algoritma 2’de ayrıntılı olarak verilmiştir.

BP tabanlı yaklaşıklık yöntemlerinin sadece denetim düğümü güncellemeleri farklılık gösterdiğinden, Tablo 2.12’de, MS, N-MS ve O-MS olarak bilinen BP tabanlı kod çözme algoritmalarının sadece CN güncelleme denklemleri verilmiştir. LDPC ve LT kodlar için önerilen BP tabanlı yaklaşıklık yöntemleri sırasıyla Bölüm 1.5 ve 2.3.1’de ayrı ayrı ele alınmış olup, kod çözücüler arasında karışıklık yaşanmaması amacıyla, LT BP algoritmasındaki bit ve denetim düğümleri için sırasıyla v ve c harfleri, LDPC BP algoritmasındaki bit ve denetim düğümleri içinse sırasıyla i ve o harfleri kullanılmıştır. Tablo 2.12’de, kısaltma için kullanılan S_{LT} ve S_{LDPC} ifadeleri sırasıyla (2.6) ve (1.46) numaralı denklemlerde verilmiştir.

Tablo 2.12. Raptor kodlar için önerilen BP tabanlı algoritmaların denetim düğümlerinin denklemleri

MS Algoritmasının CN Güncelleme Denklemi	
LDPC	$m_{o \rightarrow i} = S_{LDPC} \times \min_{i' \neq i} (m_{i' \rightarrow o})$
LT	$m_{c \rightarrow v} = S_{LT} \times \min_{v' \neq v} (m_c , m_{v' \rightarrow c})$
N-MS Algoritmasının CN Güncelleme Denklemi	
LDPC	$m_{o \rightarrow i} = S_{LDPC} \times \frac{\min_{i' \neq i} (m_{i' \rightarrow o})}{\alpha}$
LT	$m_{c \rightarrow v} = S_{LT} \times \frac{\min_{v' \neq v} (m_c , m_{v' \rightarrow c})}{\alpha}$
O-MS Algoritmasının CN Güncelleme Denklemi	
LDPC	$m_{o \rightarrow i} = S_{LDPC} \times \max \left[\left(\min_{i' \neq i} (m_{i' \rightarrow o}) - \beta \right), 0 \right]$
LT	$m_{c \rightarrow v} = S_{LT} \times \max \left[\left(\min_{v' \neq v} (m_c , m_{v' \rightarrow c}) - \beta \right), 0 \right]$

2.3.2.1. Raptor Kodlardaki Standart BP ve BP Tabanlı Kod Çözücülerin Karmaşıklık Analizleri

Bu alt bölümde, Raptor BP kod çözme algoritmasının ve bu algoritmanın karmaşıklığını azaltmak için önerilen BP tabanlı yaklaşıklık yöntemlerinin hesaplama karmaşıklıkları incelenmektedir.

Tablo 2.13. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı yaklaşıklık yöntemlerindeki denetim düğümü güncellemelerinin hesaplama karmaşıklıkları

		BP Algoritması	BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri		
			MS	N-MS	O-MS
LT Kod Çözücü	Toplama	–	–	–	R_1
	Çarpma	$3R_2$	R_2	$(R_1 + R_2)$	R_2
	$\tanh(\cdot)$	R_2	–	–	–
	$\tanh^{-1}(\cdot)$	R_1	–	–	–
	$\min(\cdot)$	–	R_1	R_1	R_1
	$\max(\cdot)$	–	–	–	R_1
LDPC Kod Çözücü	Toplama	–	–	–	R_4
	Çarpma	$2R_3$	R_3	$(R_3 + R_4)$	R_3
	$\tanh(\cdot)$	R_3	–	–	–
	$\tanh^{-1}(\cdot)$	R_4	–	–	–
	$\min(\cdot)$	–	R_4	R_4	R_4
	$\max(\cdot)$	–	–	–	R_4

Ele alınan algoritmaların CN güncellemelerinin bir özyinelemedeki hesaplama karmaşıklıkları Bölüm 2.3.1.1’de açıklandığı gibi hesaplanarak Tablo 2.13 oluşturulmuştur [45]. Kısaltma yapmak amacıyla kullanılan R_1 , R_2 , R_3 ve R_4 ifadeleri sırasıyla (2.14), (2.15), (2.16) ve (2.17) numaralı denklemlerde verilmiştir.

$$R_1 = N_{LT} \sum_{d_c=1}^{d_{c,max}} d_c \rho_{d_c} \quad (2.14)$$

$$R_2 = N_{LT} \sum_{d_c=1}^{d_{c,max}} d_c^2 \rho_{d_c} \quad (2.15)$$

$$R_3 = M_{LDPC} \sum_{d_o=2}^{d_{o,max}} d_o(d_o - 1) \rho_{d_o} \quad (2.16)$$

$$R_4 = M_{LDPC} \sum_{d_o=2}^{d_{o,max}} d_o \rho_{d_o} \quad (2.17)$$

Burada LDPC BP algoritmasındaki CN düğümlerinin dereceleri d_o ile temsil edilirken, d_o derecesinin olma olasılığı ise ρ_{d_o} ile temsil edilmektedir. d_c ve ρ_{d_c} ise Bölüm 2.3.1.1’de açıklandığı gibi sırasıyla LT BP algoritmasındaki CN düğümlerinin derecelerini ve d_c derecesinin olasılık katsayısını temsil etmektedir. $d_{c,max}$ ve $d_{o,max}$ ise sırasıyla LT ve LDPC BP algoritmalarının CN düğümlerindeki en büyük dereceyi ifade etmektedir [45]. LT kodlayıcı çıkışındaki kod kelimelerinin sayısı N_{LT} ile, LDPC kodlayıcı çıkışındaki fazlalık kod kelimelerinin sayısı ise M_{LDPC} ile ifade edilmektedir. M_{LDPC} , LDPC kodlayıcı çıkışındaki kod kelimelerinin sayısı ile girişindeki bilgi bitlerinin sayısı arasındaki farktır. Tablo 2.13’te verilen işlemlere ek olarak her kod çözme algoritmasının CN güncellemesi, $sign(\cdot)$ ve $abs(\cdot)$ operatörlerini LT için sırasıyla R_1 ve R_2 adet, LDPC için sırasıyla R_4 ve R_3 adet içermektedir.

2.3.2.2. Raptor Kod Çözme Algoritması İçin MC-DE Teorik Analiz Yöntemi

Tez kapsamında yapılan çalışmalarda, BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının teorik analizleri için kullanılan MC-DE yönteminin Raptor kod çözme algoritmasındaki işlem adımları Algoritma 5’te verilmiştir [45]. Daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi MC-DE yöntemi aslında DE yönteminin bir gerçekleştirilmesidir. MC-DE yöntemindeki hesaplamalar, Algoritma 5’ten de görüldüğü gibi, DE yöntemindeki aksine sayısal değerler üzerinden yapıldığı için, MC-DE’nin işlem yükü DE yöntemine göre oldukça azdır.

LT ve LDPC BP kod çözme algoritmalarındaki CN ve VN derece dağılımlarının ve kanaldan gelen m_c mesajlarının hesaplamaları, Raptor kod çözme algoritması için kullanılan MC-DE teorik analiz yönteminin hesaplama doğruluğu için oldukça önemlidir. Önceki bölümlerde ve bir sonraki bölümde, söz konusu derece dağılımlarının ve m_c mesajlarının hesaplamalarına detaylı olarak değinilmektedir.

2.3.2.3. AWGN Kanalda Raptor Kod Çözme Algoritmaları İçin Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde, Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının AWGN kanaldaki BER performansları hem teorik olarak hem de benzetim çalışmalarıyla

Algorithm 5 Raptor BP kod çözücü için MC-DE teorik analiz yöntemi

```

1: Başlatma
2:   LT BP için CN ve VN derece dağılımları hesaplanır [44, 90];
3:    $m_{c \rightarrow v}^{(0)}$  ve  $m_{v \rightarrow c}^{(0)}$  mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
4:    $l = 0$ ;
5: son Başlatma
6: while ( $l < LT\_maksimum\_özyineleme$ ) do
7:   Haberleşme kanalına göre  $m_c$  mesajları üretilir;
8:   LT için CN ve VN dereceleri üretilir;
9:   LT CN güncelleme denklemiyle  $m_{c \rightarrow v}$  mesajları hesaplanır;
10:  LT VN güncelleme denklemiyle  $m_{v \rightarrow c}$  mesajları hesaplanır;
11:   $l = l + 1$ ; ▷ Bir sonraki özyinelemeye git
12: son while
13: Başlatma
14:  LDPC BP için CN ve VN derece dağılımları hesaplanır [44, 90];
15:   $m_{i \rightarrow o}^{(0)}$  ve  $m_{o \rightarrow i}^{(0)}$  mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
16:   $m_v$  mesajları hesaplanır;
17:   $l = 0$ ;
18: son Başlatma
19: while ( $l < LDPC\_maksimum\_özyineleme$ ) do
20:   $m_v$  mesajları kendi içinde karıştırılır;
21:  LDPC için CN ve VN dereceleri üretilir;
22:  LDPC VN güncelleme denklemiyle  $m_{i \rightarrow o}$  mesajları hesaplanır;
23:  LDPC CN güncelleme denklemiyle  $m_{o \rightarrow i}$  mesajları hesaplanır;
24:  Bilgi biti kararı verilir ve BER hesaplanır;
25:   $l = l + 1$ ; ▷ Bir sonraki özyinelemeye git
26: son while

```

incelenmiş, hesaplama karmaşıklıkları hesaplanarak karşılaştırılmıştır. Bütün incelemeler ve karşılaştırmalar Tablo 2.14'teki sistem parametreleri ve (2.11) numaralı denklemdeki derece dağılımı için yapılmıştır. Raptor kodlayıcının kodlama oranı $R_{Raptor} = R_{LDPC} \times R_{LT}$ olarak hesaplandığı için, bu çalışmada LT kodlayıcının kodlama oranı $R_{LT} = 0.5 / 0.95 = 0.5263$ olmaktadır. Önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi, oransız kodların kodlama oranları sabit değildir. Fakat, ele alınan kod çözme algoritmalarını eşit şartlarda karşılaştırabilmek için sabit bir kodlama oranı kullanılmıştır.

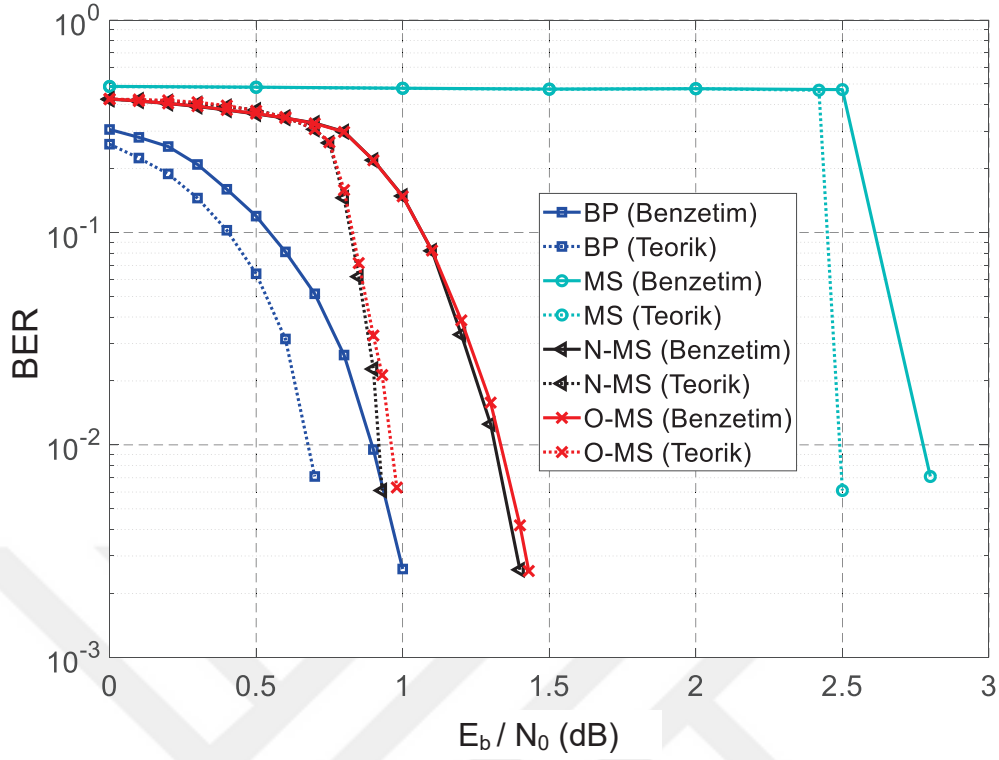
Benzetim çalışmalarıyla ve teorik analiz yöntemiyle elde edilen Raptor BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının BER performansları Şekil 2.23'te verilmiştir. Şekildeki kesiksiz düz çizgiler, ilgili algoritmanın benzetim sonuçlarını temsil ederken, kesikli çizgiler ise ilgili algoritmanın teorik analiz yöntemiyle elde edilen sonucunu temsil etmektedir. N-MS, O-MS ve MS yaklaşıklık yöntemlerinin, Raptor BP algoritmasının BER performansında yaklaşık olarak sırasıyla 0.3dB, 0.3dB ve 1.8dB düşüşe neden olduğu görülmektedir [44].

Bölüm 1.4.4 ve Algoritma 5'te Raptor BP algoritmasındaki işleyişi ile ilgili ayrıntıları verilen MC-DE teorik analiz yöntemi, LT ve LDPC kod çözümlerinin bit ve denetim düğümlerinin derece dağılımlarına ihtiyaç duymaktadır. Denetim ve bit düğümü derece dağılımları, LT BP algoritması için sırasıyla $\rho^c(x)$ ve $\lambda^v(x)$ ve LDPC BP algoritması için sırasıyla $\rho^o(x)$ ve $\lambda^i(x)$ ile temsil edilmek üzere, $\rho^c(x)$ ve $\lambda^v(x)$ dağılımlarının hesabı Bölüm 2.3.1.4'te sayısal değerler üzerinden yapılmaktadır.

Tablo 2.14. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının BER performanslarını incelemek için kullanılan sistem parametreleri

Semboller	Tanımlar	Değerler
K	Bilgi biti sayısı	4000
R_{Raptor}	Raptor kodlama oranı	0.5
R_{LDPC}	LDPC kodlama oranı	0.95
α	N-MS yöntemi için normalizasyon sabiti	1.5
β	O-MS yöntemi için ofset sabiti	0.3
–	LT özyineleme sayısı	200
–	LDPC özyineleme sayısı	100
–	Teorik analiz yöntemi	MC-DE
–	Haberleşme kanalı	AWGN
–	Modülasyon türü	BPSK

Raptor kodlarda, Bölüm 1.4.2'de açıklandığı gibi, LDPC kodların özel bir sınıfı olan bit düğümü dereceleri düzenli 4, başka bir ifadeyle sabit 4 ve denetim düğümü dereceleri ise Poisson dağılımına sahip bir LDPC ön kodlayıcı kullanıldığı için, $\lambda^i(x) = x^4$ olmak üzere $\rho^o(x)$ dağılımının hesabı, $\lambda^v(x)$ dağılımınıninki ile aynı olmaktadır. Tablo 2.13'te verilen hesaplama karmaşıklıkları, ele alınan sistem parametreleri için yapılan $\rho^c(x)$, $\lambda^v(x)$, $\rho^o(x)$ ve $\lambda^i(x)$ dağılımlarının hesapları doğrultusunda sayısal değerler üzerinden oransal olarak elde edilerek Tablo 2.15 oluşturulmuştur. Tabloda referans alınan R_5 ifadesi $R_1 + R_4$ toplamıyla hesaplanmakta olup, ele alınan sistem parametreleri için "225183" olarak hesaplanmaktadır. Raptor BP algoritmasındaki işlem yükünün büyük bir bölümüne $\tanh(\cdot)$, $\tanh^{-1}(\cdot)$ özel operatörleri neden olduğu için, BP tabanlı kod çözme algoritmalarının BP algoritmasına göre çok daha az işlem yüküne sahip olduğu Tablo 2.15'teki sonuçlardan da görülmektedir.



Şekil 2.23. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının teorik analiz yöntemi ve benzetim çalışmalarıyla elde edilmiş BER performansları

Tablo 2.15. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının denetim düğümü güncellemelerinin hesaplama miktarları ($R_5 = 225183$)

		BP Algoritması	BP Tabanlı Yaklaşıklık Yöntemleri		
			MS	N-MS	O-MS
Raptor Kod Çözücü	Toplama	—	—	—	R_5
	Çarpma	$161.73 \times R_5$	$55.95 \times R_5$	$56.95 \times R_5$	$55.95 \times R_5$
	$\tanh(\cdot)$	$55.95 \times R_5$	—	—	—
	$\tanh^{-1}(\cdot)$	R_5	—	—	—
	$\min(\cdot)$	—	R_5	R_5	R_5
	$\max(\cdot)$	—	—	—	R_5

Bu sonuçlara biraz daha anlam kazandırabilmek için, her algoritmanın bit ve denetim güncellemelerini içeren bir kod çözme özyinelemesindeki ortalama hesaplama süreleri hesaplanmıştır. Oldukça uzun dönemde hesaplanan ortalama işlem süreleri Tablo 2.16'da verilmektedir. Sonuçlar göstermiştir ki, Raptor kod çözücünde BP tabanlı yaklaşıklık

yöntemleri kullanılarak, yaklaşık 0.3dB'lik bir performans kaybı ile kod çözme işlem süresi ortalama %76 gibi dikkate değer ölçüde azaltılabilmektedir [45].

Tablo 2.16. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının bir kod çözme özyinelemesindeki ortalama hesaplama süreleri

	BP Algoritması	BP Tabanlı Kod Çözme Algoritmaları		
		MS	N-MS	O-MS
Hesaplama süresi (ms)	236.92	53.94	57.06	57.16
BP'ye göre hesaplama süreleri (%)	%100	%22.77	%24.08	%24.13

2.3.2.4. VLC Kanalda Raptor Kod Çözme Algoritmaları İçin Sayısal Sonuçlar

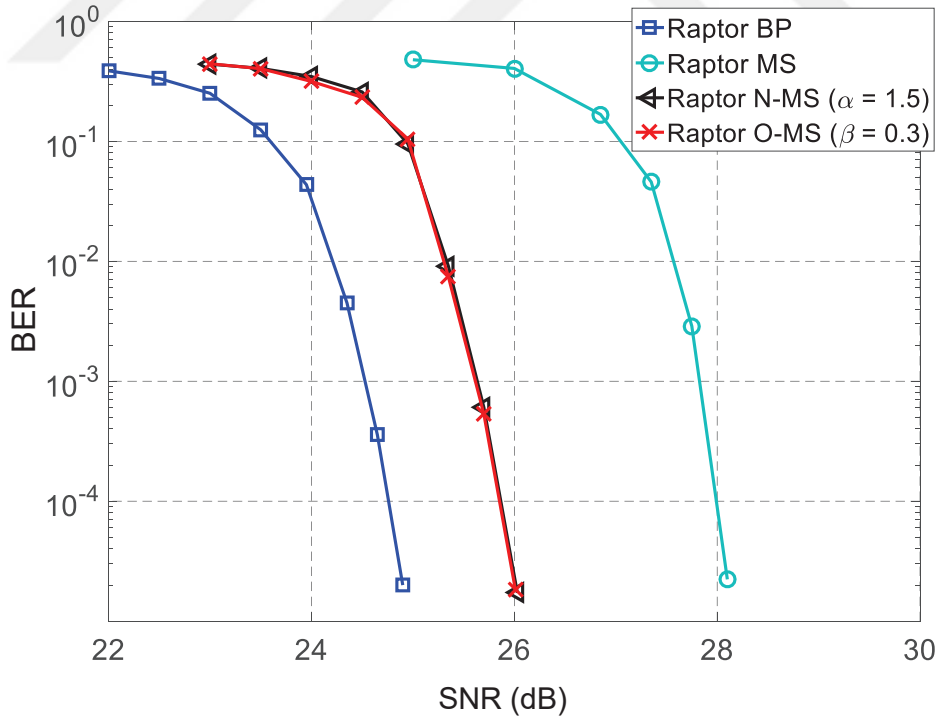
Bu bölümde, Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının gerçekçi bir VLC kanaldaki BER performansları benzetim çalışmalarıyla incelenmiştir. Tüm incelemeler için Bölüm 2.2.2.1'de detayları verilen Şekil 2.6'daki model laboratuvar ortamı kullanılmıştır. VLC alıcının laboratuvar ortamında yansımaların daha etkin olduğu köşe noktalardan biri olan (0.1m,0.1m,0.8m) konumunda sabit olarak durduğu varsayılmıştır. Söz konusu model laboratuvar ortamında VLC yapabilmek için, ayrıntıları Bölüm 2.2.2.3'te ve blok diyagramı Şekil 2.10'da verilen sistem kullanılmış olup tek fark, algoritmaların birbirleriyle karşılaştırılabilmesi için bu bölümde, kodlama oranının sabit alınmış olmasıdır.

Raptor kod çözücü BP algoritması ve tez kapsamında önerilen MS, N-MS ve O-MS kod çözme algoritmalarının BER performansları, Tablo 2.17'de verilen parametreler ve (2.2) numaralı denklemdeki derece dağılımı dikkate alınarak, benzetim çalışmaları sonucunda Şekil 2.24'te verildiği gibi elde edilmiştir. Şekildeki yatay eksen optik SNR'yi ifade ederken, N-MS ve O-MS algoritmaları için normalizasyon ve ofset sabitleri sırasıyla $\alpha = 1.5$ ve $\beta = 0.3$ olarak seçilmiştir.

Sonuçlardan da görüldüğü gibi, BP algoritması en iyi performansa sahip iken, N-MS, O-MS ve MS yaklaşıklık yöntemleri, BP algoritmasının BER performansında yaklaşık olarak sırasıyla 1.05 dB, 1.05 dB ve 3.15 dB düşüşe neden olmaktadır.

Tablo 2.17. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının VLC kanalındaki BER performanslarını incelemek için kullanılan sistem parametreleri

Semboller	Tanımlar	Değerler
–	Optik OFDM	DCO-OFDM
–	Alt taşıyıcı	1024
CP	Çevrimsel önek	16
–	DC seviye	9 dB
R_{Raptor}	Raptor kodlama oranı	0.5
R_{LDPC}	LDPC kodlama oranı	0.98
–	LT özyineleme sayısı	100
–	LDPC özyineleme sayısı	20
–	Haberleşme kanalı	VLC
–	VLC alıcı konumu (m)	(0.1,0.1,0.8)
B	Bant genişliği	100 MHz
–	Modülasyon türü	256-QAM



Şekil 2.24. Raptor kodlardaki standart BP ve BP tabanlı kod çözme algoritmalarının VLC kanalındaki BER performansları

2.4. Oransız Kodlar İçin Erken Durdurma Yöntemleri

Oransız yumuşak kod çözücü BP algoritması, kod çözme işlemini önceden belirlenmiş sabit bir özyineleme sayısına kadar yapmaktadır [34, 92, 93]. Fakat, BP kod çözücünün çıkışı kod çözme işlemi boyunca gözlemlendiğinde, genellikle belirlenen sabit özyineleme sayısından daha önce orjinal veriye yakınsadığı görülmektedir. Kod çözme işlemi sabit özyineleme sayısına göre sonlandırıldığında, yakınsama olduktan sonraki yapılan hesaplamalar kod çözme işlemine hiç bir katkı sağlamamaktadır. Bahsi geçen bu gereksiz hesaplamaları engellemek için kod çözme algoritması bir erken durdurma yöntemi (Early Termination Method, ETM) ile desteklenebilir [47, 48, 108].

ETM konusunda, oransız kod çözücü için sınırlı sayıda çalışmaya rastlanmakla birlikte, literatürde önerilen yöntemlerin hepsi, denetim-toplamı memnuniyet oranı (Check-sum Satisfaction Ratio, CSR) ETM tabanlı yöntemlerdir [109-112]. CSR yönteminde, BP kod çözücü çıkışının yakınsayıp yakınsamadığını anlamak için her özyinelemenin sonunda, kod çözücü çıkışında karar verilen bilgi bitleri tekrar kodlanarak kod çözücü girişiyle karşılaştırılmaktadır. Her özyinelemede yapılması gereken tekrar kodlama işi, yöntemin hesaplama karmaşıklığını artırmaktadır. Bir erken durdurma yönteminin işleyişi ve CSR ETM ile ilgili ayrıntılı bilgiler Bölüm 1.6'da verilmiştir.

Bu çalışmada, CSR ETM'ye göre hesaplama karmaşıklığı oldukça düşük, kod çözücü çıkışının yakınsamasını daha erken algılayabilen, çok daha az hesaplama süresine sahip iki farklı erken durdurma yöntemi önerilmektedir. Önerilen yöntemlerin ikisinde temelde, BP algoritmasındaki mesajların işaret değişimlerini takip ederek kod çözücü çıkışının yakınsayıp yakınsamadığını algılamaktadır. İşaret değişimi tabanlı (Sign Alteration Based, SAB) ve güvenilirliği en az olan mesajlara dayalı (Least Reliable Messages, LRM) olarak isimlendirilen erken durdurma yöntemleri ile ilgili olarak sırasıyla [47] ve [48] referanslarındaki çalışmalar, tez çalışması dahilinde tarafımızca yapılarak literatüre katılmıştır.

2.4.1. İşaret Değişimi Tabanlı Erken Durdurma Yöntemi

Bu çalışmada, LT BP kod çözme algoritması için, kod çözme işlemi sırasında kullanılan LLR mesajlarının işaret değişimlerine dayalı yeni bir erken durdurma yöntemi önerilmiştir. Önerilen SAB ETM, her özyinelemede BP algoritmasının son adımında hesaplanan LLR değerlerinin sadece işaret bitlerini gözlemlemektedir. Bu bitlerin değişimi,

kullanıcı tarafından belirlenen özyineleme sayısı kadar durduğunda, kod çözücü çıkışının orjinal veriye yakınsadığı kabul edilerek kod çözme işlemi sonlandırılır. Oransız kodlar için literatürde önerilen CSR erken durdurma yöntemi ve işlem adımları, Bölüm 1.6 ve Algoritma 3'te ayrıntılı olarak ele alındığı için bu alt bölümde sadece önerilen SAB yöntemiyle ilgili detaylı bilgi verilmektedir.

SAB ETM'de, BP kod çözücü çıkışındaki m_v mesajlarının sadece işaret bitleri gözlemlenerek kod çözücü çıkışının orjinal veriye yakınsayıp yakınsamadığına karar verilmektedir. BP algoritmasında bilgi bitlerine karar verme işlemi, (1.33) numaralı denklemden de görüleceği gibi, m_v mesajlarının işaretleri dikkate alınarak yapılmaktadır. Dolayısıyla, her yeni özyinelemede karar verilen bilgi bitlerinin bir önceki özyinelemedeki durumuna göre değişip değişmediği, m_v mesajlarının sadece işaret bitlerinin değişimleri gözlemlenerek anlaşılabilir. SAB ETM'de, LT BP kod çözme algoritmasının çıkışında karar verilen bilgi bitleri, önceden belirlenmiş Γ_{LC} tam sayısı kadar ard arda gelen özyinelemeler boyunca değişmiyorsa, kod çözücü çıkışının orjinal veriye yakınsadığı algılanır ve kod çözme işlemi sonlandırılır. Kolayca görülebileceği gibi, BP kod çözücünün ortalama özyineleme miktarlarının mümkün olan en küçük değerde olabilmesi için, Γ_{LC} değeri mümkün olduğunca küçük seçilmelidir. Γ_{LC} 'nin olması gerekenden küçük seçilmesi ise BP kod çözücünün orjinal veriye yakınsamadan önce durdurulmasına, dolayısıyla hata ihtimalinin artmasına sebep olacaktır. Bu, bir ETM için istenmeyen bir durumdur. Çünkü, bir ETM'den beklenen, kod çözücünün performansında kötüleşmeye neden olmadan başarılı kod çözme işleminin gerçekleştiğini algılamasıdır.

Önerilen SAB ETM'de, CSR'deki gibi kod çözücünün her özyinelemesinde tekrar kodlama ve girişteki veri bitleri ile karşılaştırma işlemleri yapılmamakta, sadece m_v mesajlarının işaret bitlerinin değişimleri takip edilmektedir. Bu nedenle, SAB ETM'nin hesaplama karmaşıklığı CSR'den çok daha az olmakla birlikte sadece işaret bitlerinin kullanımı, donanımsal uygulamalarda da çok büyük avantajlar sağlayacaktır. Bahsi geçen erken durdurma yöntemlerinin hesaplama karmaşıklıkları bir sonraki bölümde detaylı olarak ele alınmakta olup SAB ETM kullanan LT BP kod çözücünün işlem adımları Algoritma 6'da verilmiştir.

2.4.1.1. SAB ve CSR Erken Durdurma Yöntemlerinin Karmaşıklık Analizleri

Bu alt bölümde, CSR ve önerilen SAB ETM'nin hesaplama karmaşıklıkları incelenmektedir. Hesaplama karmaşıklıkları, kod çözücünün bir özyinelemesi için

Algorithm 6 SAB ETM kullanan LT BP kod çözücü:

```

1: Başlatma
2:  $m_c$  mesajları hesaplanır;
3:  $m_{c \rightarrow v}^{(0)}$  ve  $m_{v \rightarrow c}^{(0)}$  mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
4:  $\Gamma_{LC}$  belirlenir;
5:  $l = 0$ ;
6:  $sayaç_{LC} = 0$ ; ▷ Yakınsama şartını sağlayan ardışık özyinelemelerin sayısı
7:  $sayaç_{m_v} = 0$ ; ▷ İşaret değiştiren  $m_v$  mesajlarının sayısı
8: son Başlatma
9: while ( $l < maksimum\_özyineleme$ ) ve ( $\Gamma_{LC} \neq sayaç_{LC}$ ) do
10:   CN güncelleme(); ▷ (1.31) nolu denklem
11:   VN güncelleme(); ▷ (1.32) nolu denklem
12:    $m_v$  mesajları hesaplanır;
13:   İşaret değiştiren  $m_v$  mesajlarının sayısı hesaplanır;
14:   if ( $sayaç_{m_v} == 0$ ) then
15:      $sayaç_{LC} = sayaç_{LC} + 1$ ; ▷ Ardışık özyinelemelerde şart
16:   else ▷ sağlanırsa bir artırılır.
17:      $sayaç_{LC} = 0$ ;
18:   son if
19:    $l = l + 1$ ; ▷ Bir sonraki özyinelemeye git
20: son while
21: Bilgi_Biti_Karar(); ▷ (1.33) nolu denklem

```

hesaplanmış olup, sonuçlar Tablo 2.18 'de verilmiştir [47]. Karşılaştırmayı daha basit hale getirmek için $abs(\cdot)$, $sign(\cdot)$ ve XOR işlemlerinin aynı karmaşıklıkta oldukları varsayılmıştır. Tabloda λ_1 ifadesi, "1" dereceli VN düğümlerinin olasılık katsayısını temsil etmek üzere, λ_1 ve ρ_d dağılımlarının hesabı Bölüm 1.4.3 ve 2.3.1.4'de detaylı olarak ele alınmıştır. C_1 kısaltması ise daha önceki bölümlerde hesaplanmış olup, (2.7) numaralı denklemde verilmektedir. Bir sonraki bölümde, belirlenen sistem parametreleri için tablodaki denklemler sayısal olarak elde edilmektedir. Sayısal sonuçlara bakıldığında, SAB ETM'nin CSR yöntemine göre oldukça az hesaplama karmaşıklığına sahip olduğu daha net olarak ortaya çıkmaktadır.

Tablo 2.18. CSR ve SAB ETM'lerin bir özyinelemelerindeki hesaplama karmaşıklıkları

	CSR ETM	SAB ETM
Toplama	$N_{LT} + K(1 - \lambda_1)$	$K + K(1 - \lambda_1)$
$sign(\cdot)$, $abs(\cdot)$, XOR	C_1	K
Karşılaştırma	K	K

2.4.1.2. SAB ve CSR ETM'ler İçin Sayısal Sonuçlar

Bu bölümde, CSR ve önerilen SAB erken durdurma yöntemlerinin kullanıldığı ve herhangi bir ETM'nin kullanılmadığı durumlar için LT BP kod çözücünün AWGN kanaldaki BER performansları benzetim çalışmalarıyla incelenmektedir. Ayrıca, ele alınan ETM'lerin hesaplama karmaşıklıkları ve ortalama özyineleme miktarları da karşılaştırılmaktadır. Benzetim çalışmaları ve karmaşıklık analizleri için, Tablo 2.19'da verilen sistem parametreleri ve (2.11) numaralı denklemdeki derece dağılımı dikkate alınmıştır.

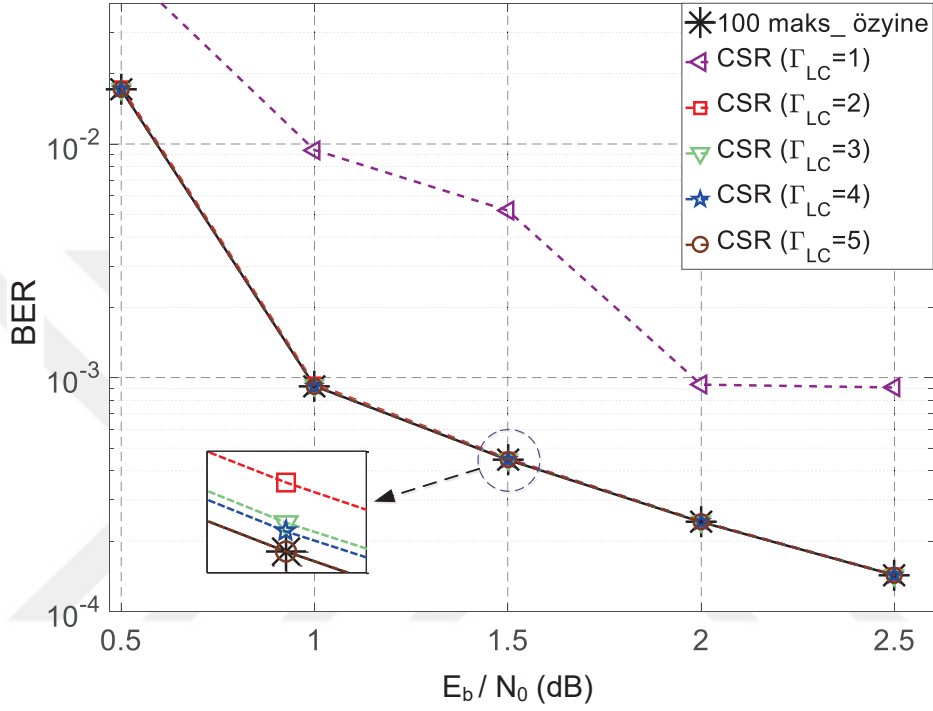
CSR ETM ve önerilen SAB ETM'nin kullanıldığı ve herhangi bir erken durdurma yönteminin kullanılmadığı durumlar için, LT BP kod çözücünün benzetim çalışmalarıyla elde edilen BER eğrileri sırasıyla Şekil 2.25 ve 2.26'da verilmiştir.

Tablo 2.19. CSR ve SAB ETM'leri karşılaştırmak için kullanılan sistem parametreleri

Semboller	Tanımlar	Değerler
K	Bilgi biti sayısı	4000
–	Kanal kodlayıcı	LT
R_{LT}	Kod oranı	0.5
–	Maximum özyineleme sayısı	100
–	Haberleşme kanalı	AWGN
–	Modülasyon türü	BPSK

Kod çözücünün herhangi bir ETM kullanmadan sabit 100 özyinelemede çalıştığı durum, BER performansının en iyi olabildiği durumu belirtmektedir. ETM kullanan BP kod çözücünün BER değerlerinin en iyi BER değerlerinden daha kötü olması, kullanılan ETM'nin BP kod çözücüyü daha yakınsamadan önce durdurduğu anlamına gelmektedir. Bir erken durdurma yönteminden, kod çözücünün BER performansında herhangi bir düşüşe neden olmaması ve kod çözme işlemini, kod çözücü çıkışının tam olarak yakınsadığı özyinelemede sonlandırması beklenir. Yapılan benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen BER eğrilerinden, CSR ETM ve SAB ETM'nin sırasıyla $\Gamma_{LC} \geq 5$ ve $\Gamma_{LC} \geq 3$ değerleri için BER performansında herhangi bir kötüleşmeye neden olmadığı görülmektedir. Γ_{LC} için seçilmesi en uygun olan değer, kod çözücünün BER performansında herhangi bir düşüşe neden olmayacak en küçük Γ_{LC} değeridir. Daha büyük Γ_{LC} değerinin kullanılması daha büyük ortalama özyineleme miktarına, yani daha fazla hesaplama karmaşıklığına neden olacaktır. Çünkü, kod çözücünün BER

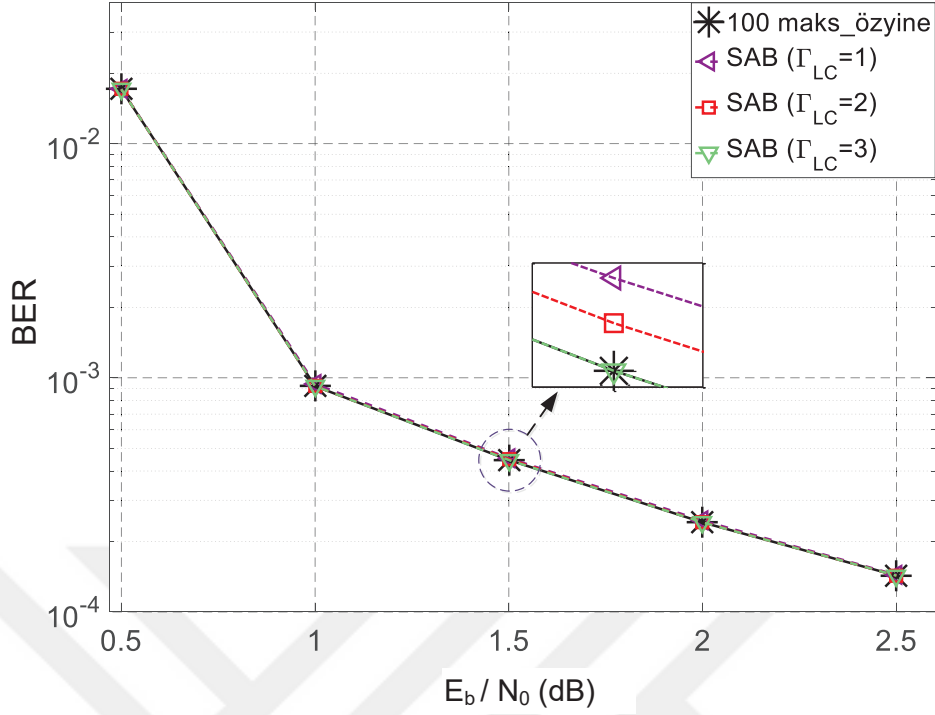
performansında herhangi bir düşüğe sebep olmayan daha küçük Γ_{LC} değerini kullanmak yerine daha büyük olanını kullanmak, kod çözme işlemini daha erken sonlandırabilecekken daha geç sonlandırmak anlamına gelmektedir. Bu bilgiler doğrultusunda, SAB ETM için $\Gamma_{LC} = 3$ ve CSR ETM için ise $\Gamma_{LC} = 5$ olarak belirlenmiştir ve karşılaştırmalar bu değerler üzerinden yapılmıştır.



Şekil 2.25. CSR ETM'nin kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için LT BP kod çözücünün BER performansları

Tablo 2.18'te hesaplama karmaşıklıkları verilen CSR ve SAB yöntemlerinin bir özyinelemelerinde yapılan işlem miktarları, ele alınan sistem parametreleri için hesaplanmış olup Tablo 2.20'de verilmiştir. C_1 ve λ_1 değerleri, aynı sistem parametreleri kullanıldığı için Bölüm 2.3.1.4'te hesaplanan değerleri ile aynıdır. Buna göre, $C_1 = 208173$ ve $\lambda_1 = 7.96 \times 10^{-6}$ olarak hesaplanmıştır. Tablodaki değerlerden de net olarak görüldüğü gibi CSR yönteminde, önerilen SAB ETM'ye göre çok daha fazla işlem yapılması gerekmektedir.

Tablo 2.21'de erken durdurma yöntemlerini kullanan LT BP kod çözücünün başarılı olarak yakınsadığı ortalama özyineleme miktarları karşılaştırılmıştır. Burada "Kod Çözücünün Yakınsaması" olarak isimlendirilen sütun, LT BP kod çözücünün başarılı olarak yakınsadığı en iyi ortalama özyineleme miktarlarını göstermektedir. Tablodaki sonuçlardan, SAB ETM'nin CSR yöntemine göre daha düşük ortalama özyineleme miktarına sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 2.26. SAB ETM'nin kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için LT BP kod çözücünün BER performansları

Tablo 2.20. CSR ve SAB ETM'lerinin bir özyinelemelerindeki işlem miktarları

	CSR ETM	SAB ETM
Toplama	$3 \times K$	$2 \times K$
$sign(\cdot)$, $abs(\cdot)$, XOR	$52.043 \times K$	K
Karşılaştırma	K	K

Başka bir ifadeyle SAB yöntemi, BP kod çözücü çıkışının yakınsadığını, CSR'ye göre daha erken algılayarak kod çözme işlemini sonlandırabilmektedir. Dolayısıyla, önerilen SAB ETM, LT BP kod çözme algoritmasının hesaplama karmaşıklığını CSR ETM'den daha fazla azaltabilmektedir.

CSR ETM'de $\Gamma_{LC} = 5$ ve SAB ETM'de $\Gamma_{LC} = 3$ değerleri için, tam bir kod çözme işleminde erken durdurma yöntemlerinin ortalama hesaplama süreleri Tablo 2.22'de verilmiştir. Uzun dönemde ortalama alınarak elde edilen sonuçlardan da görüldüğü gibi, önerilen SAB yöntemin hesaplama süresi CSR yönteminden oldukça düşüktür. Dikkat edilmelidir ki verilen zamanlama süreleri sadece erken durdurma yöntemlerinin hesaplanması için geçen ortalama sürelerdir ve LT BP kod çözücünün güncelleme adımlarını içermemektedir. Fakat, SAB

yönteminin ortalama özyineleme miktarı CSR'den daha küçük olduğundan, SAB yöntemi CSR yöntemine göre, LT BP kod çözücünün başarılı olarak yakınsadığına hem daha erken hem de daha kısa sürede karar vermektedir. Bunun sonucunda da, SAB ETM'nin CSR ETM'ye göre, toplam kod çözme süresini hatırı sayılır bir şekilde düşürdüğü açık bir şekilde görülmektedir.

Tablo 2.21. CSR ve SAB ETM kullanan LT BP kod çözücünün yakınsadığı ortalama özyineleme miktarları

E_b/N_0 (dB)	Kod Çözücünün Yakınsaması	Erken Durdurma Yöntemleri		Azalma Miktarı (%)
		CSR ($\Gamma_{LC} = 5$)	SAB ($\Gamma_{LC} = 3$)	
0.5	90.74	91.65	91.31	0.37
1.0	41.25	45.19	43.31	4.16
1.5	28.65	32.45	30.54	5.89
2.0	22.84	26.70	24.79	7.15
2.5	19.42	23.33	21.37	8.40

Tablo 2.22. CSR ve SAB ETM'lerin tam bir kod çözme işlemindeki ortalama hesaplama süreleri

E_b/N_0 (dB)	CSR (ms)	SAB (ms)	Azalma Miktarı (%)
0.5	63.21	10.44	83.48
1.0	25.62	5.35	79.12
1.5	17.93	3.60	79.92
2.0	14.69	2.86	80.53
2.5	12.96	2.52	80.56

2.4.2. Güvenilirliği En Az Olan Mesajlara Dayalı Erken Durdurma Yöntemi

Bu alt bölümde, tez kapsamında oransız kodlar için önerilen LRM erken durdurma yöntemi ayrıntılı olarak ele alınmaktadır. LRM ETM, oransız kodlar için önerilen literatürdeki diğer ETM'lere göre, daha az hesaplama karmaşıklığı ve daha küçük ortalama özyineleme miktarı sağlamaktadır. Başka bir ifadeyle, daha az işlem yaparak LT BP kod çözücü çıkışının başarılı bir şekilde yakınsadığını daha erken algılayabilmektedir [48]. Önerilen

LRM ETM temelinde, LT BP kod çözme algoritmasındaki VN ve CN düğümleri arasında güncellenerek gönderilen LLR mesajlarının işaret bitlerini gözlemleyerek kod çözücü çıkışının yakınsayıp yakınsamadığına karar vermektedir. Bu yöntemde, bahsi geçen LLR mesajlarının hepsinin yerine genlik olarak en küçük olanlarından oluşan küçük bir parçasının işaret bitleri gözlemlenmektedir. Genlik olarak en küçük olan bu mesajlar, bütün LLR mesajlarının içinde güvenilirliği en az, işaret değiştirme olasılığı ise en yüksek olan mesajlardır. Bir önceki bölümde ele alınan SAB ETM’de olduğu gibi LRM yönteminde de, gözlemlenen işaret bitlerinin değişimi, ardışık özyinelemeler boyunca önceden belirlenen bir sayı kadar durduğunda, LT BP kod çözücü çıkışının orjinal veriye yakınsadığı algılanarak kod çözme işlemi sonlandırılmaktadır. LRM ETM, literatürdeki CSR ETM’ye alternatif olarak önerilmekte olup, CSR ETM ile ilgili detaylı bilgi Bölüm 1.6’da verildiği için bu alt bölümde önerilen yöntem üzerinde durulmuştur.

Önerilen LRM ETM, üç madde ile özetlenebilir. Birincisi, LRM ETM’de LLR mesajlarının sadece işaret değişimleri gözlemlenmektedir. İkincisi, SAB ETM’deki gibi m_v mesajlarını gözlemek yerine LRM ETM’de, m_v mesajlarını oluşturan $m_{v \rightarrow c}$ mesajları gözlemlenmektedir. Sonuncusu ise, bütün $m_{v \rightarrow c}$ mesajları yerine, $m_{v \rightarrow c}$ ’lerin içinde genlik olarak en küçük olan mesajlardan oluşan küçük bir mesaj kümesi gözlemlenmektedir.

Başarılı bir kod çözme işlemi için gerekli olan yeterli veri miktarı alıcı birim tarafından toplandığında, BP kod çözme algoritmasındaki bütün LLR mesajları, özyineleme sayısının artışıyla birlikte doğal olarak bir değere yakınsamaktadırlar. Bu nedenle, karar verilen bilgi bitlerinin değişimi bir kaç ardışık özyineleme (Γ_{LC}) boyunca durmuşsa, LRM ETM, LT BP kod çözücü çıkışının başarılı bir şekilde orjinal veriye yakınsadığını varsaymaktadır. BP kod çözücüde bilgi biti kararı için, (1.33) numaralı denklemde görüldüğü gibi, kod çözücü çıkışındaki m_v mesajlarının işaretlerinden faydalandığı için, ardışık özyinelemeler boyunca mesajların sadece işaret değişimlerinin gözlemlenmesi, karar verilen bilgi bitlerinin değişip değişmediğini belirlemek amacıyla kullanılabilir. Fakat, bazı m_v mesajları diğerlerine göre daha yavaş yakınsamaktadır ve bu mesajların işaret bitleri bir kaç özyineleme süresince sabit kalabilirken, sonrasında tekrardan değişmeye başlayabilmektedir. Bu nedenledir ki SAB ETM’de $\Gamma_{LC} < 3$ durumları için kod çözücü yakınsaması yanlış algılanmakta ve BER performansı düşmektedir. Yakınsamanın yanlış olarak algılanmaması için daha büyük Γ_{LC} kullanmak, daha öncede bahsedildiği gibi gereksiz hesaplamaları ve dolayısıyla hesaplama karmaşıklıklarını artıracaktır. Önerilen LRM erken durdurma yönteminde, bahsi geçen fazladan özyinelemeleri ve yanlış yakınsama algılamalarını önlemek amacıyla, SAB

yöntemindeki gibi m_v mesajlarını kullanmak yerine, m_v mesajlarını oluşturan $m_{v \rightarrow c}$ mesajları gözlemlenmektedir. Yapılan gözleme işleminde mesajların sadece işaret bitleri kullanıldığı için, LRM ETM oldukça az hesaplama karmaşıklığına sahip olmaktadır [48].

LRM ETM'de, hesaplama karmaşıklığını daha da azaltmak amacıyla, $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarının hepsinin yerine $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarından belirlenen ve güvenilirliği en az olan küçük bir mesaj kümesinin işaret bitlerinin gözlemlenmesi yapılmaktadır. Güvenilirliği en az olan ve LRM olarak isimlendirilen bu mesajlar, $m_{v \rightarrow c}$ mesaj kümesinin içinde genlik olarak en küçük, yani sifıra en yakın olan mesajlardır. Kod çözme algoritmasının tam bir kod çözme işleminde, LRM'ler, genlik olarak daha büyük olan $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarına göre daha geç, yani daha büyük özyinelemelerde bir değere yakınsamaktadırlar. Başka bir ifadeyle, LRM'ler, bütün $m_{v \rightarrow c}$ mesajları arasında en yüksek işaret değiştirme olasılığına sahip olanlardır. Bu nedenle, kod çözücünün başarılı bir yakınsama yapıp yapmadığını algılamak için bütün $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarını gözlemek yerine sadece LRM'ler gözlemlenebilir.

LT BP kod çözücünde, kanaldan gelen LLR değerlerinin düğümlere yayılabilmesi için bir kaç özyineleme gerekmektedir. Çünkü, BP algoritmasının Algoritma 1'de verilen işlem adımlarına dikkat edilirse, düğümler arasındaki $m_{v \rightarrow c}$ ve $m_{c \rightarrow v}$ mesajları başlangıçta sıfırlanmaktadır ve bu mesajların sıfırdan farklı değerlere güncellenebilmesi için bir kaç özyinelemenin geçmesi gerekmektedir. Bu nedenle LRM'ler belirlenirken, kod çözücünün bir kaç özyineleme geçmesi beklenmelidir. Özyineleme sayısı arttıkça LLR değerlerinin yayılımı daha iyi olmakta ve doğru LRM'lerin belirlenme olasılığı artmaktadır. Kod çözme işleminde, en son yakınsayan mesajlar güvenilirliği en az olan mesajlar olacağından, LRM'lerin, LT BP kod çözücünün yakınsamaya başladığı özyinelemelerinde belirlenmesi daha doğru LRM'lerin elde edilmesini sağlayacaktır. Kod çözücünün yakınsamaya başladığı özyinelemeleri algılayabilmek için önerilen LRM ETM'de, kod çözme işleminin başlangıcında $m_{v \rightarrow c}$ mesajları arasından LRM ile aynı sayıda rasgele mesajlar seçilir. LRM'lerden önce ilk olarak rasgele seçilen bu mesajların (Randomly Chosen Messages, RCM) işaret bitleri, değişimleri durana kadar gözlemlenir. RCM'lerin değişimlerinin durması BP kod çözücünün yakınsamaya başladığını göstermektedir ve bu durumda LRM'ler, bir kereye mahsus, $m_{v \rightarrow c}$ mesajları arasından belirlenir. LRM'leri belirlemek için bu çalışmada, düşük hesaplama karmaşıklığına sahip olan "quickselect" algoritması kullanılmaktadır [117]. LRM'ler belirlendikten sonraki özyinelemeler boyunca, sadece LRM'lerin işaret bitlerinin değişimleri gözlemlenir ve LRM'lerin işaretleri Γ_{LC} ardışık özyineleme sayısı kadar değişmediğinde, kod çözücünün başarılı olarak yakınsadığı varsayılarak kod çözme işlemi

sonlandırılır [48]. LRM ETM kullanan LT BP kod çözme algoritmasının işlem adımları Algoritma 7’de verilmiştir.

Algorithm 7 LRM ETM kullanan LT BP kod çözücü:

```

1: Başlatma
2:    $m_c$  mesajları hesaplanır;
3:    $m_{c \rightarrow v}^{(0)}$  ve  $m_{v \rightarrow c}^{(0)}$  mesajlarının içerikleri sıfırlanır;
4:    $\Gamma_{LC}$  belirlenir;
5:   RCM’ler belirlenir;            $\triangleright m_{v \rightarrow c}$  mesajlarının arasından rasgele olarak belirlenir
6:    $sayaç_{LC} = 0$ ;                  $\triangleright$  Yakınsama şartını sağlayan ardışık özyinelemelerin sayısı
7:    $sayaç_{RCM}$ ;                      $\triangleright$  İşaret değiştiren RCM’lerin sayısı
8:    $sayaç_{LRM}$ ;                      $\triangleright$  İşaret değiştiren LRM’lerin sayısı
9:    $l = 0$ ;
10:   $flag = RCM$ ;                      $\triangleright$  İlk olarak RCM’ler gözlemlenir
11: son Başlatma
12: while ( $l < maksimum\_özyineleme$ ) ve ( $\Gamma_{LC} \neq sayaç_{LC}$ ) do
13:   CN güncelleme();                  $\triangleright$  (1.31) nolu denklem
14:   VN güncelleme();                  $\triangleright$  (1.32) nolu denklem
15:   if ( $flag = RCM$ ) then
16:      $sayaç_{RCM}$  hesaplanır;        $\triangleright$  İşaret değiştiren RCM mesajlarının sayısı hesaplanır;
17:     if ( $sayaç_{RCM} == 0$ ) then
18:       Quickselect();                  $\triangleright$  LRM’ler belirlenir
19:        $flag = LRM$ ;                  $\triangleright$  Bundan sonraki özyinelemelerde LRM’ler gözlemlenir
20:     son if
21:   son if
22:   if ( $flag = LRM$ ) then
23:      $sayaç_{LRM}$  hesaplanır;        $\triangleright$  İşaret değiştiren LRM mesajlarının sayısı hesaplanır;
24:     if ( $sayaç_{LRM} == 0$ ) then
25:        $sayaç_{LC} = sayaç_{LC} + 1$ ;    $\triangleright$  Ardışık özyinelemelerde şart
26:     else                              $\triangleright$  sağlanırsa bir artırılır.
27:        $sayaç_{LC} = 0$ ;
28:     son if
29:   son if
30:    $l = l + 1$ ;                        $\triangleright$  Bir sonraki özyinelemeye git
31: son while
32: Bilgi_Biti_Karar();                  $\triangleright$  (1.33) nolu denklem

```

2.4.2.1. LRM ve CSR Erken Durdurma Yöntemlerinin Karmaşıklık Analizleri

Bu alt bölümde, CSR ve LRM erken durdurma yöntemlerinin hesaplama karmaşıklıkları incelenmektedir. Kod çözücünün bir özyinelemesi için hesaplama karmaşıklıkları Tablo 2.23’te verilmektedir. Karşılaştırmayı daha basit hale getirmek için,

$abs(\cdot)$, $sign(\cdot)$ ve XOR işlemlerinin aynı karmaşıklıkta oldukları varsayılmıştır. C_1 ve C_2 kısaltmaları, Bölüm 2.3.1.1’de hesaplanmış olup sırasıyla (2.7) ve (2.8) numaralı denklemlerde verilmektedir. V_1 ve V_2 kısaltmaları ise sırasıyla (2.18) ve (2.19) numaralı denklemlerde verildiği gibi hesaplanmaktadır.

Tablo 2.23. CSR ve LRM erken durdurma yöntemlerinin ve LT BP kod çözme algoritmasının bir özyinelemelerindeki hesaplama karmaşıklıkları

İşlemler	BP Algoritması	ETM	
		CSR	LRM
Çarpma	$3C_2$	–	–
Toplama	V_1	$N_{LT} + V_2$	N_{LRM}
\tanh	C_2	–	–
\tanh^{-1}	C_1	–	–
$abs(\cdot)$, $sign(\cdot)$, XOR	$C_2 + C_1$	C_1	N_{LRM}
Karşılaştırma	–	K	$N_{LRM} + 2N_{m_{v \rightarrow c}}/l_{avg}$

$$V_1 = K \sum_{d_v=2}^{d_{v,max}} d_v(d_v - 2) \lambda_{d_v} \quad (2.18)$$

$$V_2 = K(1 - \lambda_1) \quad (2.19)$$

Tablodaki LT BP algoritmasının hesaplama karmaşıklığı, VN ve CN güncellemelerini içeren BP algoritmasının bir özyinelemesi için verilmiştir. N_{LRM} kısaltması, belirlenen LRM’lerin (ayrıca RCM’lerin) sayısını temsil etmekte olup (2.20) numaralı denklemdeki gibi hesaplanmaktadır.

$$N_{LRM} = P_{LRM} \times N_{m_{v \rightarrow c}} \quad (2.20)$$

Burada $N_{m_{v \rightarrow c}}$ ifadesi, $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarının sayısını ve P_{LRM} ifadesi ise, LRM’lerin sayısının $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarının yüzde kaçı olduğunu temsil etmektedir. $m_{v \rightarrow c}$ mesajlarının sayısı (2.21) numaralı denklemde verildiği gibi hesaplanmakta olup $\Omega'(1)$ ifadesi, LT kodlayıcıda kullanılan derece dağılımının ortalama derecesini temsil etmektedir. Başka bir ifadeyle, (1.30)

numaralı denklemdeki gibi polinom şeklinde verilen bir $\Omega(x)$ derece dağılımı için $\Omega'(1)$ ifadesi, $\Omega(x)$ 'in x 'e göre 1. dereceden türevinde x yerine 1 koyularak hesaplanmaktadır [100].

$$N_{m_{v \rightarrow c}} = N_{LT} \times \Omega'(1) \quad (2.21)$$

Yukarıda bahsedildiği gibi LRM ETM'de, bütün kod çözme işlemi boyunca LRM'ler sadece bir defa belirlenmekte ve bu işlem içinde bu çalışmada "quickselect" algoritması kullanılmaktadır. Bu algoritma, uzunluğu $N_{m_{v \rightarrow c}}$ olan bir dizi içerisinde en küçük N_{LRM} adet elemanı bulurken, $2 \times N_{m_{v \rightarrow c}}$ adetten daha az sayıda karşılaştırma işlemi yapmaktadır [100]. "Quickselect" algoritmasının kullanımının LRM ETM'nin bir özyinelemesindeki hesaplama karmaşıklığına etkisi, Tablo 2.23'te verildiği gibi $\left(2 \times N_{m_{v \rightarrow c}} / l_{avg}\right)$ şeklinde olmaktadır [48]. Burada l_{avg} ifadesi, kod çözücü çıkışının orjinal veriye başarılı olarak yakınsadığı ortalama özyineleme sayısını temsil etmektedir.

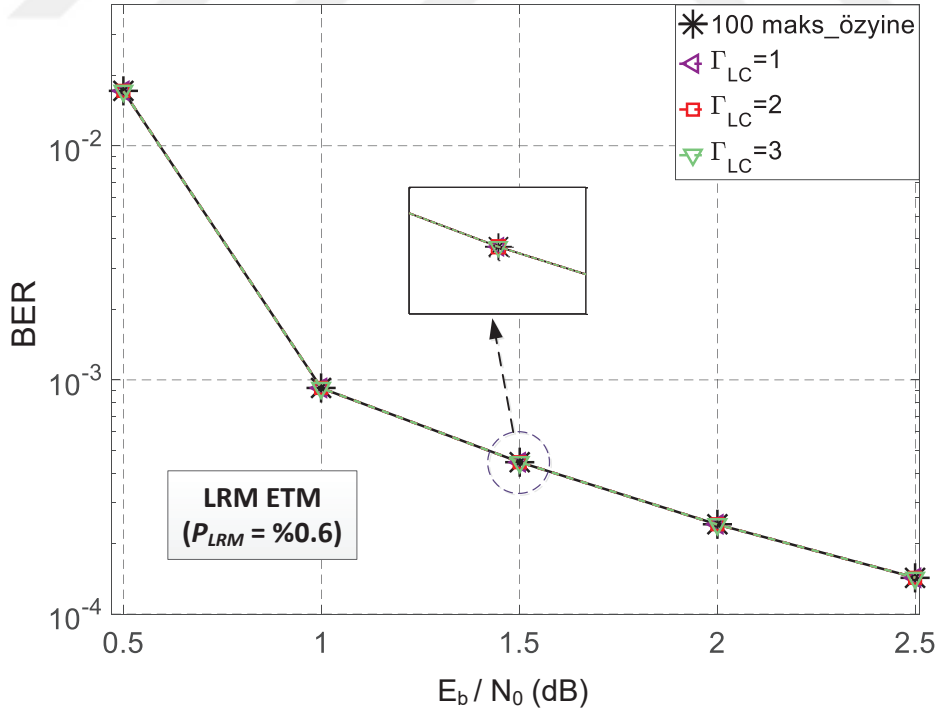
2.4.2.2. LRM ve CSR ETM'ler İçin Sayısal Sonuçlar

Bu alt bölümde, CSR ve LRM erken durdurma yöntemlerini kullanan ve kullanmayan LT BP kod çözücünün AWGN kanaldaki BER performansları değerlendirilmektedir. Ayrıca, ele alınan ETM'lerin hesaplama karmaşıklıkları ve söz konusu ETM'leri kullanan LT BP kod çözücünün yakınsadığı ortalama özyineleme sayıları karşılaştırılmaktadır. Bütün benzetim çalışmaları ve karmaşıklık analizleri için Tablo 2.19'da verilen sistem parametreleri ve (2.11) numaralı denklemdeki derece dağılımı dikkate alınmıştır.

Şekil 2.27'de LRM ETM kullanan LT BP kod çözücünün $P_{LRM} = \%0.6$ için farklı Γ_{LC} değerlerindeki BER performansları verilmiştir. Ele alınan sistem parametreleri için, $P_{LRM} = \%0.6$ iken LRM'lerin sayısı $N_{LRM} = 282$ olarak hesaplanmaktadır. Başka bir ifadeyle, sadece 282 adet $m_{v \rightarrow c}$ mesajının işaret biti gözlemlenerek erken durdurma işlemi yapılmıştır. Bu hesaplamalar ve P_{LRM} 'nin neden $\%0.6$ seçildiği, aşağıda daha detaylı olarak ele alınmaktadır. BER sonuçlarındaki maksimum 100 özyinelemeli durum, LT BP kod çözücünün herhangi bir ETM kullanmadığı ve sabit 100 özyineleme çalışarak kod çözme işlemi sonlandırdığı durumu temsil etmekte olup kod çözücünün BER performansının en iyi olabildiği duruma karşılık gelmektedir. Daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi bir erken durdurma yönteminden, kod çözücünün BER performansında herhangi bir düşüşe neden olmaması beklenmektedir. Ele alınan ETM'lerin bu şartı sağladığı Γ_{LC} değerlerini belirleyebilmek için,

sabit 100 özyinelemeli BER değerleri referans alınmıştır. Şekil 2.27 ve 2.25'ten de görüldüğü gibi, CSR yönteminde $\Gamma_{LC} \geq 5$ değerleri ve önerilen LRM yönteminde ise $P_{LRM} = \%0.6$ için $\Gamma_{LC} \geq 1$ değerleri kullanıldığında LT BP kod çözücünün BER performansında herhangi bir kötüleşme olmamaktadır. Bir ETM için en uygun Γ_{LC} , Bölüm 2.4.1.2'de detaylı olarak açıklandığı gibi, kod çözücünün performansında herhangi bir düşüşe neden olmayan en küçük Γ_{LC} değeri olduğundan, LRM yöntemi için $P_{LRM} = \%0.6$ 'da $\Gamma_{LC} = 1$, CSR yöntemi için de $\Gamma_{LC} = 5$ olarak seçilmiştir.

Tablo 2.24'te CSR ve LRM erken durdurma yöntemlerini kullanan LT BP kod çözücünün başarılı olarak yakınsadığı ortalama özyineleme miktarları verilmektedir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi, önerilen LRM ETM, BP kod çözücünün yakınsadığını, CSR yöntemine göre daha erken algılayarak kod çözme işlemini sonlandırabilmektedir. Ayrıca, Tablo 2.21'de SAB ETM için verilen ortalama özyineleme sonuçlarına bakıldığında, LRM yönteminin SAB yöntemine göre de daha küçük ortalama özyineleme sayılarına sahip olduğu görülmektedir. Çünkü SAB ETM'de, Γ_{LC} ancak 3 olduğunda kod çözücünün BER performansında herhangi bir kötüleşme oluşmamaktadır.



Şekil 2.27. LRM ETM kullanan LT BP kod çözücünün $P_{LRM} = \%0.6$ için farklı Γ_{LC} değerlerindeki BER eğrileri

Tablo 2.24. CSR ve LRM ETM kullanan LT BP kod çözücünün yakınsadığı ortalama özyineleme miktarları (CSR için $\Gamma_{LC} = 5$, LRM için $P_{LRM} = \%0.6$ ve $\Gamma_{LC} = 1$)

E_b/N_0 (dB)	Kod Çözücünün Yakınsaması	Erken Durdurma Yöntemleri		Azalma Miktarı (%)
		CSR	LRM	
0.5	90.74	91.65	90.88	0.84
1.0	41.25	45.19	42.76	5.38
1.5	28.65	32.45	29.92	7.80
2.0	22.84	26.70	24.05	9.93
2.5	19.42	23.33	20.39	12.60

CSR, LRM ve SAB ETM'lerin hesaplama karmaşıklıklarını karşılaştırabilmek için, Tablo 2.19'daki sistem parametreleri, $P_{LRM} = \%0.6$ ve Tablo 2.24'teki ortalama özyineleme sayıları dikkate alınarak, ETM'lerin bir özyinelemelerindeki işlem miktarları hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar Tablo 2.25'te oransal olarak verilmiştir. Tabloda referans değer olarak alınan N_{LRM} değeri, dikkate alınan parametre değerleri için 282 olarak hesaplanmaktadır. Tablo 2.24'ten de görüldüğü gibi, LRM yönteminin ortalama özyineleme sayısı işaret gürültü oranına bağlı olarak değiştiği için, Tablo 2.25'teki "Karşılaştırma" işlem miktarı işaret gürültü oranına göre değişmektedir. Sonuçlardan da net bir şekilde görülmektedir ki, ETM'lerin işlem miktarları BP algoritmasına göre oldukça az olmakla birlikte, LRM ETM'nin hesaplama karmaşıklığı CSR ve SAB ETM'lerden daha azdır. Ele alınan ETM'ler içinde en fazla hesaplama karmaşıklığına ise CSR yöntemi sahiptir.

Örnek olması amacıyla, $P_{LRM} = \%0.6$ için LRM'lerin sayısı hesaplanmıştır. (2.20) numaralı denklemde verilmiş olan N_{LRM} hesabını yapılabilmek için (2.21) numaralı denklemde verilen $N_{m_{v \rightarrow c}}$ ifadesinin hesaplanması gerekir. (2.11) numaralı denklemdeki derece dağılımının ortalama derecesi $\Omega'(1) = 5.87$ olarak hesaplanır. Kodlama oranı $R_{LT} = 0.5$ ve bilgi biti sayısı $K = 4000$ olduğu için $N_{LT} = 8000$ ve $N_{m_{v \rightarrow c}} = 8000 \times 5.87 = 46960$ adet mesaj olarak hesaplanmaktadır. $P_{LRM} = \%0.6$ için de $N_{LRM} = 0.006 \times 46960 \approx 282$ adet $m_{v \rightarrow c}$ mesajının işaret bitinin gözlemlendiği sonucuna ulaşılmış olur.

LT BP algoritmasının tam bir kod çözme işleminde, sadece ETM kısımlarının ve kullanılan ETM ile birlikte BP algoritmasının ortalama hesaplama süreleri Tablo 2.26'da verilmiştir. Uzun dönemde ortalama alınarak elde edilen sonuçlardan da görüldüğü gibi, önerilen LRM yönteminin hesaplama süresi CSR yönteminden oldukça azdır. Bunun yanısıra, LRM yönteminin ortalama özyineleme sayısı da CSR yöntemininkinden küçük olduğu için,

Tablo 2.25. BP algoritmasının ve CSR, LRM ve SAB ETM'lerinin bir özyinelemelerindeki işlem miktarları ($N_{LRM} = 282$)

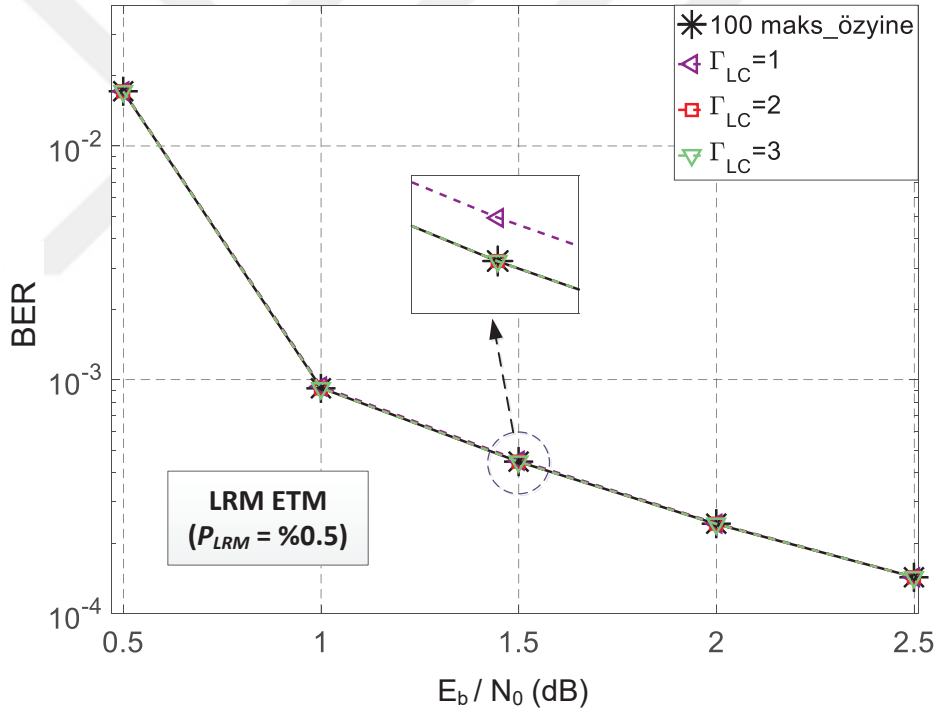
İşlemler	BP Algoritması	ETM		
		CSR	SAB	LRM
Çarpma	$119375 \times N_{LRM}$	–		–
Toplama	$181.71 \times N_{LRM}$	$42.55 \times N_{LRM}$	$28.37 \times N_{LRM}$	N_{LRM}
\tanh	$39789 \times N_{LRM}$	–		–
\tanh^{-1}	$738.2 \times N_{LRM}$	–		–
$abs(\cdot)$, $sign(\cdot)$, XOR	$44513.59 \times N_{LRM}$	$738.2 \times N_{LRM}$	$14.18 \times N_{LRM}$	N_{LRM}
Karşılaştırma	–	$14.18 \times N_{LRM}$	$14.18 \times N_{LRM}$	$0.5\text{dB} \Rightarrow 4.66 \times N_{LRM}$ $1.0\text{dB} \Rightarrow 8.79 \times N_{LRM}$ $1.5\text{dB} \Rightarrow 12.13 \times N_{LRM}$ $2.0\text{dB} \Rightarrow 14.85 \times N_{LRM}$ $2.5\text{dB} \Rightarrow 17.33 \times N_{LRM}$

LRM ETM kullanan LT BP kod çözücünün tam bir kod çözme işlemindeki hesaplama süresini CSR ETM kullanan LT BP kod çözücüyeye göre daha düşüktür. Tablodan görüldüğü gibi, tam bir kod çözme işleminde işaret gürültü oranı 2.5 dB iken, LRM yöntemi CSR'den %92.44 daha az sürede erken durdurma hesaplamalarını yapabiliyorken, LT BP kod çözücünün toplam hesaplama süresini de CSR'ye göre %13.07 azaltabilmektedir [48].

Şekil 2.28'de, LRM ETM kullanan LT BP kod çözücünün $P_{LRM} = \%0.5$ için elde edilen BER performansı verilmektedir. $P_{LRM} = \%0.5$ için işaret bitleri gözlemlenen LRM'lerin sayısı $N_{LRM} = 235$ olarak hesaplanır. Görüldüğü gibi, $P_{LRM} = \%0.5$ olduğunda LRM ETM, $\Gamma_{LC} \geq 2$ durumları için kod çözücünün BER performansında herhangi bir düşüşe neden olmamaktadır. Başka bir ifadeyle, $P_{LRM} \leq \%0.6$ iken LRM yöntemi $\Gamma_{LC} = 1$ için performans düşüşüne neden olmaktadır. Bu durumun bir ETM için istenmeyen bir durum olduğundan daha önce bahsedilmiştir. Ayrıca, daha büyük Γ_{LC} kullanımı, kod çözme işleminin daha büyük ortalama özyinelemelerde sonlandırılmasına, yani hesaplama karmaşıklığının daha fazla olmasına neden olacaktır.

Tablo 2.26. CSR ve LRM ETM'leri kullanan LT BP kod çözücünün ve sadece ETM kısımlarının tam bir kod çözme işlemindeki ortalama hesaplama süreleri (CSR için $\Gamma_{LC} = 5$, LRM için $P_{LRM} = \%0.6$ ve $\Gamma_{LC} = 1$)

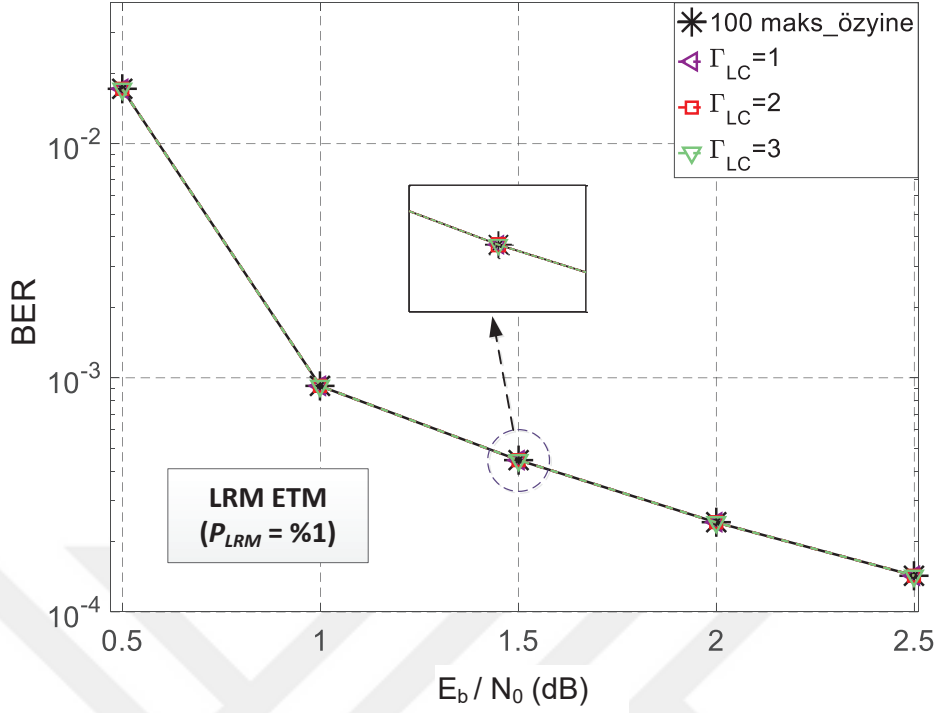
E_b/N_0 (dB)	Hesaplama Süresi (ms) (sadece ETM)			Hesaplama Süresi (ms) (LT BP + ETM)		
	CSR	LRM	Azalma Miktarı (%)	CSR	LRM	Azalma Miktarı (%)
0.5	63.21	1.67	97.36	8781.87	8647.08	1.53
1.0	25.62	1.19	95.36	4324.54	4068.95	5.91
1.5	17.93	1.08	93.98	3104.90	2847.37	8.29
2.0	14.69	1.02	93.06	2554.66	2288.90	10.40
2.5	12.96	0.98	92.44	2232.34	1940.68	13.07



Şekil 2.28. LRM ETM kullanan LT BP algoritmasının $P_{LRM} = \%0.5$ için farklı Γ_{LC} değerlerindeki BER eğrileri

Dolayısıyla, önerilen LRM ETM için kullanılması gereken en uygun P_{LRM} değeri, $\Gamma_{LC} = 1$ iken kod çözücünün performansında düşüşe neden olmayacak en küçük P_{LRM} değeridir.

$P_{LRM} = \%1$ için LRM ETM kullanan LT BP kod çözücünün BER performansı Şekil 2.29'da verilmiştir. $P_{LRM} = \%1$ için işaret bitleri gözlemlenen LRM'lerin sayısı $N_{LRM} = 470$ 'dir. Şekilden görüldüğü ve beklendiği gibi, LRM ETM kullanan LT BP kod



Şekil 2.29. LRM ETM kullanan LT BP algoritmasının $P_{LRM} = \%1$ için farklı Γ_{LC} değerlerindeki BER eğrileri

çözücünün $P_{LRM} \geq \%0.6$ için elde edilen BER performansı, $P_{LRM} = \%0.6$ kullanıldığı durum ile aynıdır. Fakat, P_{LRM} artarsa, LRM ETM'nin hesaplama karmaşıklığı artacaktır. Çünkü, gözlemlenmesi gereken mesajların sayısı artmaktadır.

Örnek olması amacıyla $P_{LRM} = \%1$ ve $P_{LRM} = \%5$ olarak seçildiği durumlar için önerilen LRM ETM'nin hesaplama karmaşıklıkları ve ortalama hesaplama süreleri hesaplanmış olup, sırasıyla Tabo 2.27 ve 2.28'de verilmiştir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi, P_{LRM} değeri $\%5$ 'e kadar artırılsa bile, LRM ETM, CSR'ye göre daha az işlem miktarına ve süresine sahip olmaktadır. $P_{LRM} = \%1$ durumu için LRM ETM, SAB ETM'den daha az sürede hesaplanmakta iken $P_{LRM} = \%5$ seçildiğinde ise, SAB ETM'nin hesaplama süresi biraz daha az olmaktadır. Fakat, LRM ETM'nin kod çözme işlemini sonlandırdığı ortalama özyineleme sayıları SAB yönteminden daha küçük olduğundan, $P_{LRM} = \%5$ olsa bile LRM ETM kullanıldığında LT BP kod çözücünün tam bir kod çözme işlemindeki ortalama hesaplama süresi, SAB ETM'ye göre daha az olacaktır.

Önerilen LRM ETM ile ilgili son olarak, güvenilirliği en az olan mesajların kullanımının gerekliliğini ve avantajını vurgulamak amacıyla, yöntemde LRM'lerin kullanılmadığını ve RCM'lerin işaret bitlerinin gözlemlenerek kod çözme işleminin

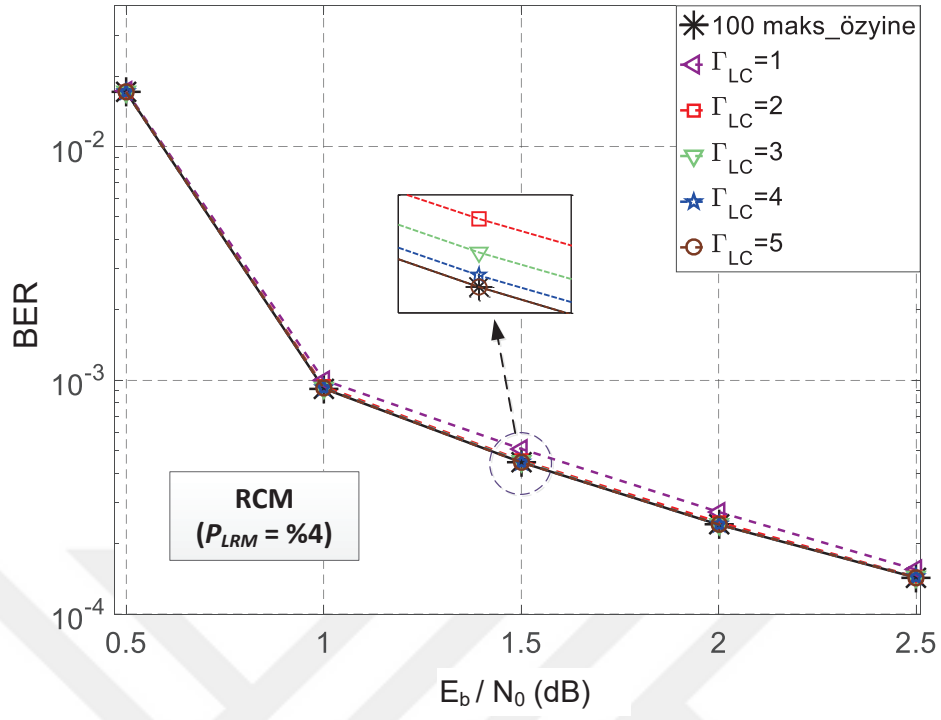
sonlandırıldığı düşünülürken, LT BP kod çözücünün farklı Γ_{LC} değerleri için elde edilen BER performansları Şekil 2.30'da verilmiştir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi, kullanılan RCM'lerin sayısı $P_{LRM} = \%4$ olarak seçilse bile, ancak $\Gamma_{LC} \geq 5$ değerleri için LT BP kod çözücünün BER performansında herhangi bir düşüş olmamaktadır. Yukarıda da detaylı olarak ele alındığı gibi bu durum, kod çözme işleminin sonlandırıldığı ortalama özyineleme sayılarını ve dolayısıyla hesaplama karmaşıklığını artırmaktadır. Görüldüğü gibi, güvenilirliği en az olan mesajlar kullanılmadığında, kod çözücü çıkışının yakınsama durumlarının yanlış algılanmaması için Γ_{LC} 'nin artırılması gerekmektedir.

Tablo 2.27. LRM ETM'de P_{LRM} 'nin %1 ve %5 olduğu durumlar için, bir özyinelemedeki işlem miktarları

	CSR	LRM ($P_{LRM} = \%1$)	LRM ($P_{LRM} = \%5$)
Toplama	12000	470	2348
<i>sign(.)</i> , <i>abs(.)</i> , <i>XOR</i>	208173	470	2348
Karşılaştırma	4000	0.5dB \Rightarrow 1503 1.0dB \Rightarrow 2666 1.5dB \Rightarrow 3609 2.0dB \Rightarrow 4375 2.5dB \Rightarrow 5099	0.5dB \Rightarrow 3381 1.0dB \Rightarrow 4544 1.5dB \Rightarrow 5487 2.0dB \Rightarrow 6253 2.5dB \Rightarrow 6954

Tablo 2.28. LRM ETM'de P_{LRM} 'nin %1 ve %5 olduğu durumlar için, tam bir kod çözme işlemindeki sadece ETM kısımlarının ortalama hesaplama süreleri

E_b/N_0 (dB)	Hesaplama Süresi (ms) ($P_{LRM} = \%1$)			Hesaplama Süresi (ms) ($P_{LRM} = \%5$)		
	CSR	LRM	Azalma Miktarı (%)	CSR	LRM	Azalma Miktarı (%)
0.5	63.21	2.12	96.65	63.21	13.31	78.94
1.0	25.62	1.56	93.91	25.62	11.38	55.58
1.5	17.93	1.38	92.30	17.93	10.11	43.61
2.0	14.69	1.25	91.49	14.69	9.38	36.15
2.5	12.96	1.19	90.82	12.96	9.16	29.32



Şekil 2.30. Erken durdurma için sadece RCM'leri kullanan (LRM'leri kullanmayan) LT BP kod çözücünün BER performansı

3. SONUÇLAR

Bu doktora tez çalışmasında temel olarak, haberleşme kanalının durağan olmadığı hızlı değişim gösterebildiği durumlar için kapalı mekanlardaki VLC sistemlerinin spektral verimliliğini artırmak amacıyla oransız kodlara dayalı bir hız uyarlama yöntemi önerilmiştir. Önerilen hız uyarlama yöntemi ile ulaşılabilecek veri iletim hızları ve spektral verimlilik, dar ve geniş bantlı VLC kanalları için elde edilmiştir.

VLC kanalını oluşturabilmek için, IEEE 802.15.7 VLC standardı ile uyumlu olması açısından, LED armatürlerin hem aydınlatma hem de bilgi iletimini yapabildiği kapalı ortamlar tasarlanmış ve Barry'nin fiziksel VLC kanal modeli kullanılmıştır. Dar bantlı VLC kanalı elde etmek için tasarlanan model odada, sadece LOS durumu dikkate alınarak, optik anahtarlama hızının ISI'ya neden olmayacak kadar yavaş (20 MHz) olduğu varsayılırken, geniş bantlı VLC kanalı için tasarlanan boş laboratuvar ortamında, LOS ile birlikte yansımaları durumları (NLOS) da dikkate alınarak, optik anahtarlama hızının ISI'ya neden olacak kadar hızlı (100 MHz) olduğu varsayılmıştır. Bahsi geçen model oda ve laboratuvar için yapılan hesaplamalarda, direk görüş ile VLC alıcıya gelen ışınların foto-detektörde oluşturduğu gücün, 1 yansıma yaparak gelen ışınların oluşturduğu güçten yaklaşık olarak 3 kat daha fazla olduğu ve ayrıca, yansıma sayısı arttığında, söz konusu ışınların foto-detektörde oluşturduğu gücün daha da çok azaldığı gözlemlenmiştir. Bundan dolayı, yapılan çalışmalarda en fazla 2 yansımaları durumunun etkisi hesaba katılmış olup, 3 ve daha fazla yansımaları durumlarının etkisinin, sisteme etkileyen toplanır gürültünün etkisinin altında kaldığı sonucuna ulaşılmıştır.

ISI'nın VLC sistemine etkisine bakıldığında, optik anahtarlama hızı 100 MHz olarak seçildiği durumda bile, ilk tabanın güç seviyesi sonraki tablaların gücüne göre oldukça fazla olmakta, yani VLC kanalı dar bant bir kanal profiline benzer bir yapı göstermektedir. Çünkü, VLC sistemlerde kanalın birim vuruş tepkisi yaklaşık olarak gücü 10 ns süre boyunca etkin olan ve sonrasında gücü, yok denecek kadar küçük olan bir profil göstermektedir. Buna rağmen tez çalışmasında, geniş bantlı VLC kanalı için önerilen yöntemde, kanalın birim vuruş tepkisinin 5 tabı dikkate alınmıştır. Tasarlanan model oda ve laboratuvar için bahsi geçen değerlendirmeler doğrultusunda yapılan hesaplamalarda, kapalı ortamlar içerisindeki SNR'nin, alıcı konumuna göre oldukça fazla değiştiği ve literatürdeki ilgili çalışmalarla uyumlu olarak yüksek değerlikli olduğu gözlemlenmiştir. Bu gözlemler doğrultusunda

önerilen hız uyarlama yönteminde, dar ve geniş bantlı VLC kanalları için kullanılan PAM ve QAM modülasyon türlerinin seviyeleri, spektral verimlilik için, sırasıyla 128 ve 4096 şeklinde yüksek seviyeli olarak belirlenmiştir.

Önerilen oransız kodlara dayalı hız uyarlama yöntemi, RF sistemlerde yaygın olarak kullanılan AMC yöntemiyle eşit platformda karşılaştırılmıştır. Sınırlı sayıdaki modülasyon türü – kodlama oranı ikilisinden dolayı, AMC yöntemiyle ancak SNR'ye göre merdivene benzer bir yapıda kesintili olarak değişen bir hız uyarlaması yapılabilirken, önerilen yöntemde, oransız kodların yetenekleri sayesinde, SNR'ye göre kanal kapasitesinin değişimini sürekli olarak takip edebilen hız uyarlaması yapılabilmektedir. Bunun sonucunda da yapılan çalışmalarda, önerilen yöntemin AMC'ye göre spektral verimliliği önemli ölçüde artırdığı görülmüştür. Ayrıca, AMC yöntemi hatalı ve gecikmeli CSI geri bildirimine oldukça duyarlı olmasına rağmen yapılan çalışmalarda, CSI geri bildiriminin her zaman doğru ve gecikmesiz olarak vericiye gönderildiği kabul edilmiştir. Başka bir ifadeyle AMC için elde edilen sonuçlar, yöntemin en iyi durumu için geçerli sonuçlardır.

Önerilen hız uyarlama yönteminin temelini oluşturan oransız kodların gerçek zamanlı uygulamalardaki kullanılabilirliğini artırmak amacıyla çalışmalar da yapılmıştır. Bu çalışmaların bir bölümünde, oransız kodların nispeten yüksek hesaplama karmaşıklığına sahip kod çözücüsünün karmaşıklığını azaltmak için yaklaşım yöntemleri önerilmekte iken, diğer bölümünde ise, oransız kod çözücü için erken durdurma yöntemleri önerilmiştir. LDPC kodlar için tanıtılan karmaşıklığı azaltılmış BP tabanlı yaklaşıklık yöntemleri, tez kapsamında yapılan çalışmalarda, LT ve Raptor kod çözme yapısına uyarlanmıştır. Buna ek olarak, oransız kod çözücü yapısına uyarlanan BP tabanlı yöntemler LLR-ADM algoritması ile birleştirilerek karmaşıklıklarının daha da azaltılması amaçlanmıştır. Söz konusu algoritmaların hem AWGN hem de VLC kanalındaki BER başarımları elde edilerek karşılaştırılmıştır. Bu çalışmalarda elde edilen sonuçlar, oransız kod çözme algoritmasının karmaşıklığının, küçük bir performans kaybı ile önemli ölçüde azaltılabildiğini göstermiştir. N-MS algoritması %20'lik çıkarma yapan LLR-ADM algoritması ile birleştirildiğinde, standart BP algoritmasına göre yaklaşık olarak 0.4dB kadar daha düşük BER performansında ve %75 daha az işlem süresinde hesaplama yapılabildiği sonucuna ulaşılmıştır.

Diğer taraftan, oransız kod çözücü için literatürde tanıtılan CSR erken durdurma yöntemine alternatif olarak, kod çözücünün başarılı kod çözme işlemi yaptığını daha erken algılayabilen ve çok daha az hesaplama karmaşıklığına sahip iki farklı erken durdurma yöntemi önerilmiştir. Önerilen SAB ve LRM ETM'ler temelde, BP algoritmasındaki

mesajların sadece işaret bitlerini gözlemlemektedir. Elde edilen sonuçlar, önerilen ETM'lerin CSR'ye göre oldukça az hesaplama miktarına ve süresine sahip olduklarını gösterirken, sadece işaret bitlerinin kullanımı, donanımsal uygulamalarda da çok büyük avantajlar sağlayacaktır. Yapılan çalışmalar, SAB ETM'nin tam bir kod çözme işlemindeki ortalama hesaplama süresinin, CSR'ye göre yaklaşık olarak ortalama %80 daha az olduğunu göstermiştir. Ayrıca yüksek SNR değerlerinde, LRM yönteminin CSR'den %92.44 daha az işlem süresine sahip olduğu ve LT BP kod çözücünün toplam hesaplama süresini CSR'ye göre %13.07 azaltabildiği sonucu elde edilmiştir. Buna ek olarak, LRM yönteminin SAB'a göre daha az hesaplama karmaşıklığına sahip olduğu ve kod çözme işleminin başarılı bir şekilde yapıldığını daha erken algılayabildiği, elde edilen sonuçlardan görülmektedir. Önerilen erken durdurma yöntemleri, LDPC kodlar, polar kodlar gibi BP kod çözücü kullanan kod ailelerine de kolayca uygulanabilecek yapıdadır.

4. ÖNERİLER

Sinyal kalitesinin değişken olduğu VLC sistemlerinde spektral verimliliği iyileştirmek amacıyla önerilen hız uyarlama yöntemi içi boş olarak tasarlanan kapalı mekanlar için incelenmiştir. Önerilen yöntem kullanılarak ulaşılabilecek veri iletim hızları, gerçek dünya ile uyumlu olması açısından içerisinde eşyaların ve insanların bulunduğu kapalı mekanlar için deneysel ölçümler yapılarak hesaplanabilir.

Tez çalışmasında önerilen yöntemler, tek renkli/kanallı LED'lerin kullanıldığı VLC sistemlerinde değerlendirilmiştir. Söz konusu yöntemler, çok renkli/kanallı LED'lerin kullandığı VLC sistemleri için de ele alınabilir.

RF sistemlere göre bir çok avantaja sahip olmasından dolayı VLC konusuna duyulan endüstriyel ve akademik ilgi oldukça artmıştır. Pratik olarak VLC'ye uygun bir şekilde çalışabilen son ürünlerin gerçekleştirilmesi için hala çözülmesi gereken bir çok problem bulunmaktadır. Bu problemlerden bazıları, yüksek verimli ve yüksek anahtarlama hızlı LED sürücülerin tasarlanması, yüksek anahtarlama hızlı LED'lerin geliştirilmesi, dar bantlı çok renkli LED'lerin geliştirilmesi, çok renkli LED'ler için optimum modülasyon türlerinin geliştirilmesidir.

Bu çalışmada, oransız kodlardaki BP kod çözme algoritması için, BP tabanlı karmaşıklığı azaltılmış yaklaşıklık yöntemleri ve hesaplama karmaşıklıkları oldukça az olan erken durdurma yöntemleri önerilmiştir. Önerilen yöntemlerin ortalama işlem süreleri, bilgisayar ortamında yazılan programlar üzerinden hesaplanmıştır. Daha doğru bir karşılaştırma için, yöntemlerin algoritmalarının donanımsal tasarımları yapılabilir.

5. KAYNAKLAR

1. Damnjanovic, A., Montojo, J., Wei, Y., Ji, T., Luo, T., Vajapeyam, M., Yoo, T., Song, O. ve Malladi, D., A Survey on 3GPP Heterogeneous Networks, IEEE Wireless Communications, 18, 3 (2011) 1536-1284.
2. Zhang, Q., Fitzek, F. ve Katz, M., Evolution of heterogeneous wireless networks: Towards cooperative networks, 3rd International Conference of the Center for Information and Communication Technologies (CICT)-Mobile and Wireless Content, Services and Networks - Short-Term and Long-Term Development Trends, Nov. 2006, Copenhagen, Denmark, 1-6.
3. IEEE 802.15.7TM-2011, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light, IEEE, 2011.
4. Lee, K., Park, H. ve Barry, J. R., Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications, IEEE Communications Letters, 15, 2 (2011) 217-219.
5. Adams, F., David L. Andrews (Ed.): Encyclopedia of Applied Spectroscopy, Analytical and Bioanalytical Chemistry, 396, 7 (2010) 2371-2372.
6. Rajagopal, S., Roberts, R. D. ve Lim, S.-K., IEEE 802.15. 7 Visible Light Communication: Modulation Schemes and Dimming Support, IEEE Communications Magazine, 50, 3 (2012) 72-82.
7. Elgala, H., Mesleh, R. ve Haas, H., Indoor Broadcasting via White LEDs and OFDM, IEEE Transactions on Consumer Electronics, 55, 3 (2009) 1127-1134.
8. Wang, M., Wu, J., Yu, W., Wang, H., Li, J., Shi, J. ve Luo, C., Efficient Coding Modulation and Seamless Rate Adaptation for Visible Light Communications IEEE Wireless Communications 22, 2 (2015) 86-93.
9. Yeşilkaya, A., Miramirkhani, F., Alsan, H. F., Başar, E., Panayırıcı, E. ve Uysal, M., Görünür Işık Kanallarının Modellenmesi ve Optik OFDM Sistemleri için Başarım Analizi, Emo Bilimsel Dergi, 5, 9 (2015) 18-29.
10. https://www.jeita.or.jp/cgi-bin/standard_e/list.cgi?cateid=1&subcateid=50 Visible Light Communications System (CP-1221) Japan Electronics and Information Technology Industries Association (JEITA). 20 Mart 2018.
11. <http://www.vlcc.net/modules/xpage1/> Visible Light Communications Consortium (VLCC). 20 Mart 2018.

12. O'Brien, D. C., Faulkner, G., Le Minh, H., Bouchet, O., El Tabach, M., Wolf, M., Walewski, J. W., Randel, S., Nerreter, S., Franke, M., Home Access Networks Using Optical Wireless Transmission, *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sept. 2008, Cannes, France, 1–5.
13. Karunatilaka, D., Zafar, F., Kalavally, V. ve Parthiban, R., LED Based Indoor Visible Light Communications: State of the Art., *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 17, 3 (2015) 1649–1678.
14. Cossu, G., Khalid, A., Choudhury, P., Corsini, R. ve Ciaramella, E., 3.4 Gbit/s Visible Optical Wireless Transmission Based on RGB LED, *Optics Express*, 20, 26 (2012) B501–B506.
15. Wang, Y., Chi, N., Wang, Y., Tao, L. ve Shi, J., Network Architecture of A High-Speed Visible Light Communication Local Area Network, *IEEE Photonics Technology Letters*, 27, 2 (2015) 197–200.
16. Wu, F., Lin, C., Wei, C., Chen, C., Chen, Z., Huang, H. ve Chi, S., Performance Comparison of OFDM Signal and CAP Signal over High Capacity RGB-LED-based WDM Visible Light Communication, *IEEE Photonics Journal*, 5, 4 (2013) 7901507–7901507.
17. Huang, X., Shi, J., Li, J., Wang, Y. ve Chi, N., A Gb/s VLC Transmission Using Hardware Preequalization Circuit, *IEEE Photonics Technology Letters*, 27, 18 (2015) 1915–1918.
18. Huang, X., Shi, J., Li, J., Wang, Y., Wang, Y. ve Chi, N., 750Mbit/s Visible Light Communications Employing 64QAM-OFDM Based on Amplitude Equalization Circuit, *Optical Fiber Communication Conference and Exhibition (OFC)*, March 2015, Los Angeles, CA, USA, Tu2G–1.
19. Liaw, S.-K., Chou, H., Wu, C.-J., Chien, M.-J. ve Teng, C., 500 Mb/s OOK Visible Light Communications Using RGB-based LEDs, *International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)*, May 2015, Taipei, Taiwan, 1–2.
20. Rajbhandari, S., Chun, H., Faulkner, G., Cameron, K., Jalajakumari, A. V., Henderson, R., Tsonev, D., Ijaz, M., Chen, Z. ve Haas, H., High-Speed Integrated Visible Light Communication System: Device Constraints and Design Considerations, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 33, 9 (2015) 1750–1757.
21. Miramirkhani, F. ve Uysal, M., Channel Modeling and Characterization for Visible Light Communications, *IEEE Photonics Journal*, 7, 6 (2015) 1–16.
22. Chun, H., Chiang, C.-J. ve O'Brien, D. C., Visible Light Communication Using OLEDs: Illumination and Channel Modeling, *International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, Oct. 2012, Pisa, Italy, 1–3.

23. Long, S., Khalighi, M.-A., Wolf, M., Bourennane, S. ve Ghassemlooy, Z., Channel characterization for indoor visible light communications, 3rd International Workshop in Optical Wireless Communications (IWOW), Sept. 2014, Funchal, Portugal, 75–79.
24. Albayrak, C. ve Turk, K., Rate Adaptive System for Visible Light Communications, 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), July 2017, Barcelona, Spain, 200–203.
25. Miramirkhani, F., Narmanlioglu, O., Uysal, M. ve Panayirci, E., A Mobile Channel Model for VLC and Application to Adaptive System Design, IEEE Communications Letters, 21, 5 (2017) 1035–1038.
26. Turk, K. ve Fan, P., Adaptive Demodulation for Raptor Coded Multilevel Modulation Schemes over AWGN Channel, IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Dec. 2012, Anaheim, CA, USA, 4030–4035.
27. Goldsmith, A. J. ve Chua, S.-G., Adaptive Coded Modulation for Fading Channels, IEEE Transactions on Communication, 46, 5 (1998) 595–602.
28. Zhou, Z., Vucetic, B., Dohler, M. ve Li, Y., MIMO Systems with Adaptive Modulation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 54, 5 (2005) 1828–1842.
29. Song, K.-B., Ekbal, A., Chung, S. T. ve Cioffi, J. M., Adaptive Modulation and Coding (AMC) for Bit-Interleaved Coded OFDM (BIC-OFDM), IEEE Transactions on Wireless Communications, 5, 7 (2006) 1685–1694.
30. Peng, F., Zhang, J. ve Ryan, W. E., Adaptive Modulation and Coding for IEEE 802.11n, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), March 2007, Kowloon, China, 656–661.
31. Simoens, S., Rouquette-Léveil, S., Sartori, P., Blankenship, Y. ve Classon, B., Error Prediction for Adaptive Modulation and Coding in Multiple-Antenna OFDM Systems, Signal Processing, 86, 8 (2006) 1911–1919.
32. Wang, M., Wu, J., Shi, S. F., Luo, C. ve Wu, F., Fast Decoding and Hardware Design for Binary-Input Compressive Sensing, IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2, 3 (2012) 591–603.
33. Turk, K. ve Fan, P., Adaptive Demodulation Using Rateless Codes Based on Maximum a Posteriori Probability, IEEE Communications Letters, 16, 8 (2012) 1284–1287.
34. MacKay, D. J., Information Theory, Inference and Learning Algorithms, First Edition, Cambridge University Press, Cambridge, 2003.

35. Turk, K. ve Fan, P., On Reliable Information Rate Bounds for Fading Channel with Receiver CSI Only, IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC), July 2013, Split, Croatia, 588–592.
36. Vucic, J., Kottke, C., Nerreter, S., Langer, K.-D. ve Walewski, J. W., 513 Mbit/s Visible Light Communications Link Based on DMT-Modulation of A White LED, Journal of Lightwave Technology, 28, 24 (2010) 3512–3518.
37. Park, K.-H., Ko, Y.-C. ve Alouini, M.-S., On The Power and Offset Allocation for Rate Adaptation of Spatial Multiplexing in Optical Wireless MIMO Channels, IEEE Transactions on Communications, 61, 4 (2013) 1535–1543.
38. Berenguer, P. W., Jungnickel, V. ve Fischer, J. K., The Benefit of Frequency-Selective Rate Adaptation for Optical Wireless Communications, 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), July 2016, Prague, Czech Republic, 1–6.
39. Wu, L., Zhang, Z., Dang, J. ve Liu, H., Adaptive Modulation Schemes for Visible Light Communications, Journal of Lightwave Technology, 33, 1 (2015) 117–125.
40. Cui, H., Luo, C., Tan, K., Wu, F. ve Chen, C. W., Seamless Rate Adaptation for Wireless Networking, Proceedings of The 14th ACM International Conference on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems, Nov. 2011, Miami, Florida, USA, 437–446.
41. Shirvanimoghaddam, M., Li, Y. ve Vucetic, B., Near-Capacity Adaptive Analog Fountain Codes for Wireless Channels, IEEE Communications Letters, 17, 12 (2013) 2241–2244.
42. Shirvanimoghaddam, M., Li, Y. ve Vucetic, B., Adaptive Analog Fountain for Wireless Channels, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), April 2013, Shanghai, China, 2783–2788.
43. Albayrak, C. ve Turk, K., BP-Based Approximation Methods for Rateless Codes, 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), May 2016, Zonguldak, Turkey, 1897–1900.
44. Albayrak, C. ve Turk, K., Reduced-Complexity Decoding Algorithms of Raptor Codes, 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), June 2016, Vienna, Austria, 149–152.
45. Albayrak, C. ve Turk, K., Reduced-Complexity Decoding of LT Codes, Wireless Personal Communications, 94, 3 (2017) 969–975.
46. Albayrak, C., Simsek, C. ve Turk, K., Sign Alterations of LLR Values Based Early Termination Method for LT BP Decoder, 25th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), May 2017, Antalya, Turkey, 1–4.

47. Albayrak, C., Simsek, C. ve Turk, K., Low-Complexity Early Termination Method for Rateless Soft Decoder, IEEE Communications Letters, 21, 11 (2017) 2356–2359.
48. Qiu, Y., Chen, H.-H. ve Meng, W.-X., Channel Modeling for Visible Light Communications—A Survey, Wireless Communications and Mobile Computing, 16, 14 (2016) 2016–2034.
49. Barry, J. R., Kahn, J. M., Krause, W. J., Lee, E. A. ve Messerschmitt, D. G., Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 11, 3 (1993) 367–379.
50. Uysal, M., Miramirkhani, F., Narmanlioglu, O., Baykas, T. ve Panayirci, E., IEEE 802.15.7r1 Reference Channel Models for Visible Light Communications, IEEE Communications Magazine, 55, 1 (2017) 212–217.
51. Wyszecki, G. ve Stiles, W. S., Color Science: Concepts and Methods, Quantitative Data and Formulae, Second Edition, Wiley, New York, 2000.
52. Grubor, J., Langer, K., Walewski, J. ve Randel, S., High-Speed Wireless Indoor Communication via Visible Light, ITG Fachbericht, 198 (2007) 203–208.
53. <http://www.cree.com/led-components/products/xlamp-leds-discrete/xlamp-xp-e2>
Cree Xlamp[®] XP-E2 LEDs Data Sheet, CLD-DS56 Rev 10E. 20 Mart 2018.
54. Ghassemlooy, Z., Popoola, W. ve Rajbhandari, S., Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with Matlab[®], First Edition, CRC Press, Boca Raton, 2012.
55. Barry, J. R., Wireless infrared communications, First Edition, Springer Science & Business Media, Atlanta, 1994.
56. Bouchet, O., Sizun, H., Boisrobert, C. ve De Fornel, F., Free-Space Optics: Propagation and Communication, First Edition, John Wiley & Sons, United States, 2010.
57. Kahn, J. M. ve Barry, J. R., Wireless Infrared Communications, Proceedings of The IEEE, 85, 2 (1997) 265–298.
58. Wilson, S. K. ve Armstrong, J., Transmitter and Receiver Methods for Improving Asymmetrically-Clipped Optical OFDM, IEEE Transactions on Wireless Communications, 8, 9 (2009) 4561–4567.
59. Komine, T., Lee, J. H., Haruyama, S. ve Nakagawa, M., Adaptive Equalization System for Visible Light Wireless Communication Utilizing Multiple White LED Lighting Equipment, IEEE Transactions on Wireless Communications, 8, 6 (2009) 2892–2900.
60. Mesleh, R., Elgala, H. ve Haas, H., Optical Spatial Modulation, Journal of Optical Communications and Networking, 3, 3 (2011) 234–244.

61. Green, R. J., Joshi, H., Higgins, M. D. ve Leeson, M. S., Recent Developments in Indoor Optical Wireless Systems, IET Communications, 2, 1 (2008) 3–10.
62. Komine, T. ve Nakagawa, M., Fundamental Analysis for Visible-Light Communication System Using LED Lights, IEEE Transactions on Consumer Electronics, 50, 1 (2004) 100–107.
63. Rahaim, M. ve Little, T. D., Reconciling Approaches to SNR Analysis in Optical Wireless Communication, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), March 2017, San Francisco, CA, USA, 1–6.
64. Wang, Z., Zhong, W.-D., Yu, C., Chen, J., Francois, C. P. S. ve Chen, W., Performance of Dimming Control Scheme in Visible Light Communication System, Optics Express, 20, 17 (2012) 18861–18868.
65. ISO 8995:2002 CIE S 008/E-2001, Lighting of Indoor Work Places, International Organization for Standardization (ISO), Geneva, 2001.
66. Marshoud, H., Kapinas, V. M., Karagiannidis, G. K. ve Muhaidat, S., Non-Orthogonal Multiple Access for Visible Light cCommunications, IEEE Photon. Technol. Lett., 28, 1 (2016) 51–54.
67. Kraemer, R. ve Katz, M., Short-Range Wireless Communications: Emerging Technologies and Applications, First Edition, John Wiley & Sons, United Kingdom, 2009.
68. O'Brien, D. C., Zeng, L., Le-Minh, H., Faulkner, G., Walewski, J. W. ve Randel, S., Visible Light Communications: Challenges and Possibilities, IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Sept. 2008, Cannes, France, 1–5.
69. Arrue, N., Velez, I., Sevillano, J. F. ve Fontan, L., Two Coarse Frequency Acquisition Algorithms for OFDM Based IEEE 802.11 Standards, IEEE Transactions on Consumer Electronics, 53, 1 (2007) 33–38.
70. Tomasoni, A., Gatti, D., Bellini, S., Ferrari, M. ve Siti, M., Efficient OFDM Channel Estimation via An Information Criterion, IEEE Transactions on Wireless Communications, 12, 3 (2013) 1352–1362.
71. Cao, Y., Zhang, H., Wu, D. ve Yuan, D., OGCMAC: A Novel OFDM Based Group Contention MAC for VANET Control Channel, IEEE Transactions on Wireless Communications, 16, 9 (2017) 5796–5809.
72. Liu, H. ve Li, G., OFDM-Based Broadband Wireless Networks: Design and Optimization, First Edition, John Wiley & Sons, United Kingdom, 2005.

73. IEEE Std 802.11a-1999, Part11: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications. High-speed Physical Layer in 5 GHz Band, IEEE, 1999.
74. ANSI/IEEE 802.11g-2003, Part11: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications. Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band, IEEE, 2003.
75. IEEE Std 802.11h-2003, Part11: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications. Amendment 5: Spectrum and Transmit Power Management Extensions in the 5GHz Band in Europe, IEEE, 2003.
76. IEEE Std 802.11j-2004, Part11: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications. Amendment. 7: 4.9GHz-5GHz Operation in Japan, IEEE, 2004.
77. Barros, D. J., Wilson, S. K., ve Kahn, J. M., Comparison of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing and Pulse-Amplitude Modulation in Indoor Optical Wireless Links, IEEE Transactions on Communications, 60, 1 (2012) 153–163.
78. Dissanayake, S. D. ve Armstrong, J., Comparison of Aco-Ofdm, Dco-Ofdm and Ado-Ofdm in IM/DD Systems, Journal of Lightwave Technology, 31, 7 (2013) 1063–1072.
79. Armstrong, J. ve Schmidt, B. J., Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN, IEEE Communications Letters, 12, 5 (2008) 343–345.
80. Armstrong, J., Schmidt, B. J., Kalra, D., Suraweera, H. A. ve Lowery, A. J., Performance of Asymmetrically Clipped Optical OFDM in AWGN for An Intensity Modulated Direct Detection System, IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), Dec. 2006, San Francisco, CA, USA, 1–5.
81. Tsonev, D., Chun, H., Rajbhandari, S., McKendry, J. J., Videv, S., Gu, E., Haji, M., Watson, S., Kelly, A. E. ve Faulkner, G., A 3-Gb/s Single-LED OFDM-Based Wireless VLC Link Using A Gallium Nitride μ LED, IEEE Photon. Technol. Lett., 26, 7 (2014) 637–640.
82. Wang, Q., Wang, Z. ve Dai, L., Asymmetrical Hybrid Optical OFDM for Visible Light Communications with Dimming Control, IEEE Photon. Technol. Lett., 27, 9 (2015) 974–977.
83. Wu, L., Cheng, J., Zhang, Z., Dang, J. ve Liu, H., Channel Estimation for Optical-OFDM-Based Multiuser MISO Visible Light Communication, IEEE Photonics Technology Letters, 29, 20 (2017) 1727–1730.
84. Yesilkaya, A., Basar, E., Miramirkhani, F., Panayirci, E., Uysal, M. ve Haas, H., Optical MIMO-OFDM with Generalized LED Index Modulation, IEEE Transactions on Communications, 65, 8 (2017) 3429–3441.

85. He, C. ve Armstrong, J., Clipping Noise Mitigation in Optical OFDM Systems, IEEE Communications Letters, 21, 3 (2017) 548–551.
86. Arnon, S., Visible light communication, First Edition, Cambridge University Press, Cambridge, 2015.
87. Elias, P., Coding for two noisy channels, Information Theory - Third London Symposium, Sept. 1955, London, England, 61–76.
88. Luby, M., LT codes, The 43rd Annual IEEE Foundations of Computer Science, Proceedings, Nov. 2002, Vancouver, BC, Canada, 271–280.
89. Shokrollahi, A., Raptor Codes, IEEE Transactions on Information Theory, 52, 6 (2006) 2551–2567.
90. Etesami, O. ve Shokrollahi, A., Raptor Codes on Binary Memoryless Symmetric Channels, IEEE Transactions on Information Theory, 52, 5 (2006) 2033–2051.
91. Maymounkov, P., Online codes, Technical report, New York University, 2002.
92. Sivasubramanian, B. ve Leib, H., Fixed-rate Raptor Codes over Rician Fading Channels, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 57, 6 (2008) 3905–3911.
93. Shirvanimoghaddam, M. ve Johnson, S., Raptor Codes in The Low SNR Regime, IEEE Transactions on Communications, 64, 11 (2016) 4449–4460.
94. 3GPP TS 26.346, Universal Mobile Telecommunications System (UMTS): Multimedia Broadcasting/Multicast Service (MBMS), Protocols and Codecs (ver. 6.6.0), European Telecommunications Standards Institute, 2006.
95. TS102-472, Digital Video Broadcasting (DVB): IP Datacast over DVB-H: Content Delivery Protocols, European Telecommunications Standards Institute, 2009.
96. Tanner, R., A recursive Approach to Low Complexity Codes, IEEE Transactions on Information Theory, 27, 5 (1981) 533–547.
97. Chung, S.-Y., Richardson, T. J. ve Urbanke, R. L., Analysis of Sum-Product Decoding of Low-Density Parity-Check Codes Using A Gaussian Approximation, IEEE Transactions on Information Theory, 47, 2 (2001) 657–670.
98. Gorgoglione, M., Savin, V. ve Declercq, D., Optimized Puncturing Distributions for Irregular Non-Binary LDPC Codes, International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA), Oct. 2010, Taichung, Taiwan, 400–405.
99. Richardson, T. J. ve Urbanke, R. L., The Capacity of Low-Density Parity-Check Codes Under Message-Passing Decoding, IEEE Transactions on Information Theory, 47, 2 (2001) 599–618.

100. Richardson, T. J., Shokrollahi, M. A. ve Urbanke, R. L., Design of Capacity-Approaching Irregular Low-Density Parity-Check Codes, IEEE Transactions on Information Theory, 47, 2 (2001) 619–637.
101. Ten Brink, S., Convergence Behavior of Iteratively Decoded Parallel Concatenated Codes, IEEE Transactions on Communications, 49, 10 (2001) 1727–1737.
102. Ten Brink, S., Kramer, G. ve Ashikhmin, A., Design of Low-Density Parity-Check Codes for Modulation and Detection, IEEE Transactions on Communications, 52, 4 (2004) 670–678.
103. Hussain, I., Xiao, M. ve Rasmussen, L. K., Design of Spatially-Coupled Rateless Codes, IEEE 23rd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Sept. 2012, Sydney, NSW, Australia, 1913–1918.
104. Hussain, I., Xiao, M. ve Rasmussen, L. K., Design of LT Codes with Equal and Unequal Erasure Protection over Binary Erasure Channels, IEEE Communications Letters, 17, 2 (2013) 261–264.
105. Hussain, I., Xiao, M. ve Rasmussen, L. K., Error Floor Analysis of LT Codes over The Additive White Gaussian Noise Channel, IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), Dec. 2011, Kathmandu, Nepal, 1–5.
106. Chen, J., Dholakia, A., Eleftheriou, E., Fossorier, M. P. ve Hu, X.-Y., Reduced-Complexity Decoding of LDPC Codes, IEEE Transactions on Communications, 53, 8 (2005) 1288–1299.
107. Richardson, T. ve Urbanke, Modern Coding Theory, First Edition, Cambridge University Press, Cambridge, New York, 2008
108. Simsek, C. ve Turk, K., Simplified Early Stopping Criterion for Belief-Propagation Polar Code Decoders, IEEE Communications Letters, 20, 8 (2016) 1515–1518.
109. AbdulHussein, A., Oka, A. ve Lampe, L., Decoding with Early Termination for Raptor Codes, IEEE Communications Letters, 12, 6 (2008) 444–446.
110. Chen, Y.-M., Lee, H.-C., Ueng, Y.-L. ve Yeh, C.-Y., Flooding-Assisted Informed Dynamic Scheduling for Rateless Codes, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), April 2012, Shanghai, China, 173–177.
111. Orozco, V. L. ve Yousefi, S., Trapping Sets of Fountain Codes, IEEE Communications Letters, 14, 8 (2010) 755–757.
112. AbdulHussein, A., Oka, A. ve Lampe, L., Decoding with Early Termination for Rateless (Luby Transform) Codes, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), April 2008, Las Vegas, NV, USA, 249–254.

113. Li, M., Queueing Analysis of Unicast IPTV With Adaptive Modulation and Coding in Wireless Cellular Networks, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 66, 10 (2017) 9241–9253.
114. <http://www.cree.com/led-components/> Cree Xlamp[®]. 20 Mart 2018.
115. <http://www.cree.com/led-components/products/xlamp-leds-discrete/xlamp-ml-c> Cree Xlamp[®] ML-C LEDs Data Sheet, CLD-DS46 Rev 4I. 20 Mart 2018.
116. <http://www.cree.com/led-components/products/xlamp-leds-discrete/xlamp-xb-h> Cree Xlamp[®] XB-H LEDs Data Sheet, CLD-DS90 Rev 1J. 20 Mart 2018.
117. Sedgewick, R. ve Wayne, K., Algorithms, Fourth Edition, Addison-Wesley Professional, Boston, 2011.



ÖZGEÇMİŞ

Cenk ALBAYRAK, 07.10.1985 tarihinde Trabzon'da doğdu. Lise öğrenimini Tevfik Serdar Anadolu Lisesi'nde tamamladı. 2003 yılında, Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. 2007 yılında bu bölümden Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2008–2011 yılları arasında Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimini yaptı. 2010 yılında kendi firmasını kurarak, T.C. Bilim, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı'nın Teknogirişim Sermayesi Desteği Programı'nda desteklenen "Evrensel Veri Erişim Terminali" isimli projesinde yürütücülük yaptı. 2011–2013 yılları arasında Ericsson Türkiye'nin yürüttüğü "Ericsson M2M Akıllı Ağ Geçidi için Kablosuz Arayüzlerin Gerçekleştirilmesi" ve TÜBİTAK 1512-Teknogirişim Sermayesi Desteği Programı'nda desteklenen "İstemli Göz Kırpma Hareketine Dayalı Kablosuz Tekerlekli Sandalye Kontrolü" isimli Ar-Ge projelerinde araştırmacı olarak çalıştı. 2012 Ekim ayından itibaren Karadeniz Teknik Üniversitesi Of Teknoloji Fakültesi Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır. 2015 yılında TÜBİTAK 2211-C Öcelikli Alanlar Doktora Burs Programı kapsamında burs almıştır. 2017 yılında TÜBİTAK 1003-Öncelikli Alanlar Ar-Ge Projeleri Destekleme programı tarafından desteklenen "215E308" proje kodlu "Kapalı Mekanlar için Görünür Işık Haberleşmesinin İncelenmesi ve Bir Demo Setinin Gerçeklenmesi" projesinde bursiyer olarak çalışmaktadır. İngilizce bilmektedir. Evli ve bir çocuk babasıdır.

Uluslararası hakemli dergilerde yayımlanan makaleler (SCI/SCI-E)

1. Albayrak, C., Simsek, C. ve Turk, K., Low-Complexity Early Termination Method for Rateless Soft Decoder, IEEE Communications Letters, 21, 11 (2017) 2356–2359.
2. Albayrak, C. ve Turk, K., Reduced-Complexity Decoding of LT Codes, Wireless Personal Communications, 94, 3 (2017) 969–975.

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler

1. Albayrak, C., Simsek, C. ve Turk, K., Sign Alterations of LLR Values Based Early Termination Method for LT BP Decoder, 25th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), May 2017, Antalya, Turkey, 1–4.

2. Albayrak, C. ve Turk, K., Rate Adaptive System for Visible Light Communications, 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), July 2017, Barcelona, Spain, 200–203.
3. Simsek, C., Albayrak, C. ve Turk, K., Hardware Friendly Early Stopping Structure for Polar Code, 25th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), May 2017, Antalya, Turkey, 1–4.
4. Albayrak, C. ve Turk, K., Reduced-Complexity Decoding Algorithms of Raptor Codes, 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), June 2016, Vienna, Austria, 149–152.
5. Albayrak, C. ve Turk, K., BP-Based Approximation Methods for Rateless Codes, 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), May 2016, Zonguldak, Turkey, 1897–1900.
6. Tugcu, E., Albayrak, C., Yazgan, A., Simsek, C. ve Turk, K., Bit Error Rate Analysis for Color Shift Keying Modulation, 26th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), May 2018, Izmir, Turkey.
7. Albayrak, C., Simsek, C., Tugcu, E., Yazgan, A., Erdol, H. ve Turk, K., Channel Measurement of Visible Light Communication for Indoor Environment, 26th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), May 2018, Izmir, Turkey.
8. Simsek, C., Kaya, I. ve Albayrak, C., Low Complexity, Lossless ECG Data Compression Algorithms for Wireless Sensor Network, 21th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), April 2013, Haspolat, Turkey, 1–4.

Ulusal Patentler

1. Kaya, I., Simsek, C., Albayrak, C. (2015). "Grafiksel verilerin öteleme yöntemi ile kayıpsız olarak sıkıştırılması", Patent No. 2013/08587. Türkiye Patent Enstitüsü.
2. Simsek, C., Turk, K. ve Albayrak, C. (2018). "Kanı Yayılımı Kod Çözücüler için Genelleştirilmiş Düşük Karmaşıklıklu Bir Yineleme Erken Durdurma Yöntemi". (değerlendirme aşamasında).