

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

**BİNA İÇİ ENERJİ HATTI İLETİŞİMİNDE YENİ BİR
KANAL MODELİ İÇİN SİSTEM PERFORMANSININ
İNCELENMESİ**

**Hazırlayan
Yasin KABALCI**

**Danışman
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

Doktora Tezi

**Ocak 2015
KAYSERİ**

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

**BİNA İÇİ ENERJİ HATTI İLETİŞİMİNDE YENİ BİR
KANAL MODELİ İÇİN SİSTEM PERFORMANSININ
İNCELENMESİ
(Doktora Tezi)**

**Hazırlayan
Yasin KABALCI**

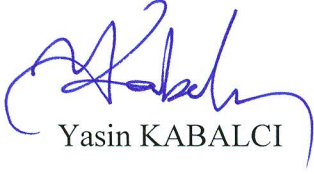
**Danışman
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

Bu çalışma; Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu tarafından 113E425 kodlu proje ve Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FBD-12-3986 kodlu proje ile desteklenmiştir.

**Ocak 2015
KAYSERİ**

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

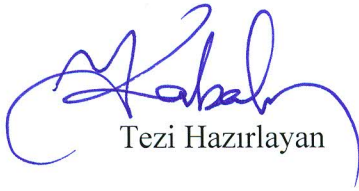
Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.



Yasin KABALCI

YÖNERGEYE UYGUNLUK

“Bina İçi Enerji Hattı İletişiminde Yeni Bir Kanal Modeli İçin Sistem Performansının İncelenmesi” adlı Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.



Tezi Hazırlayan

Yasin KABALCI



Danışman

Prof. Dr. İbrahim DEVELİ



Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Prof. Dr. İbrahim DEVELİ danışmanlığında **Yasin KABALCI** tarafından hazırlanan “**Bina İçi Enerji Hattı İletişiminde Yeni Bir Kanal Modeli İçin Sistem Performansının İncelenmesi**” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında **Doktora** tezi olarak kabul edilmiştir.

16/01/2015

JÜRİ:

Başkan : Doç. Dr. Vehbi Çağrı GÜNGÖR
 Üye : Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR
 Üye : Prof. Dr. Derviş KARABOĞA
 Üye : Prof. Dr. İbrahim DEVELİ
 Üye : Doç. Dr. Enis GÜNAY

V. Çağrı
Necmi Taşpınar
Derviş Karaboğa
İbrahim Develi
Enis Günay

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 20/01/2015... tarih ve 2015/03-05... sayılı kararı ile onaylanmıştır.



Prof. Dr. Kâzım KEŞLİOĞLU

Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması kapsamında bilgi ve tecrübesini hiçbir zaman esirgemeyen danışman hocam sayın Prof. Dr. İbrahim DEVELİ'ye teşekkürlerimi sunarım. Tez izleme komitesinde bulunarak çalışmalarımı yönlendiren hocalarım sayın Prof. Dr. Derviş KARABOĞA ve sayın Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR'a ayrıca teşekkür ederim.

“Ulusal Ölçekte Bina İçi Enerji Hattı Kanalların Ölçülmesi ve Esnek Hesaplama Yöntemleriyle Modellenmesi” isimli araştırma projesi ile doktora tezimi destekleyen Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'na (Proje No: 113E425) ve “Bina İçi Enerji Hattı İletişiminde Yeni Bir Kanal Modeli İçin Sistem Performansının İncelenmesi” isimli proje ile doktora tezimi destekleyen Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (Proje No: FBD-12-3986) teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca; çalışmalarına doğrudan ya da dolaylı olarak katkıda bulunmuş tüm arkadaşlarıma, değerli hocalarıma ve çalışmalarım süresince sabır göstererek beni daima destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Yasin KABALCI
Kayseri, Ocak 2015

BİNA İÇİ ENERJİ HATTI İLETİŞİMİNDE YENİ BİR KANAL MODELİ İÇİN SİSTEM PERFORMANSININ İNCELENMESİ

Yasin KABALCI

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Doktora Tezi, Ocak 2015

Danışman: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

KISA ÖZET

Enerji hattı iletişimi (EHİ), telekomünikasyon ve akıllı şebeke sistemlerinde son zamanlarda büyük önem kazanmış bir konudur. EHİ sistemleri; ses, resim, internet gibi farklı türlerdeki mesaj işaretlerinin mevcut enerji hatları üzerinden iletimini amaçlamaktadır. Diğer kablolu iletişim sistemleri ile karşılaştırılırsa, EHİ sistemlerinin sağladığı en büyük avantaj bu sistemler için yeni bir kanal ortamı kurulumunun gerekmemesidir. Diğer taraftan, enerji hattı ağları üzerinde çalışan kararlı bir iletişim sistemi kurabilmek için öncelikle enerji hatlarının karakteristik özelliklerinin çok iyi araştırılması ve enerji hattı kanalının (EHK) olabildiğince doğru şekilde tanımlanması gerekmektedir.

Bu tez çalışmasında, öncelikle Canete EHK modeli üzerinden veri iletimi gerçekleştiren düşük yoğunluklu eşlik denetim (LDPC) kodlamalı dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) sistemlerinin bit hata oranı (BHO) başarımları analiz edilmiştir. Ayrıca, bu analizlerde yumuşak ve sert kararlı LDPC kod çözücü yapıların sistem başarımı üzerindeki etkileri farklı kod uzunlukları ve kod oranları da göz önünde bulundurularak detaylı bir şekilde incelenmiştir. Elde edilen BHO başarımlarından yumuşak kararlı kanı yayılım (Belief Propagation, BP) kod çözücülerin tüm kanal senaryolarında en iyi başarımı sergiledikleri görülmüştür. Ardından, ulusal ölçekte bina içi EHK'nin tanımlanmasına yönelik çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Farklı konum ve ortamlara uygun, genel bir EHK modeli önerebilmek için farklı illerde (Kayseri ve Niğde illerinde) ve üniversite laboratuvarı, ofis, ev gibi değişik alanları kapsayan bina içi ortamlarda uzun süreli pratik kanal ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Deneysel ölçümler gerçekleştirilirken bina içi geniş bant EHİ standardı olan TS EN 50561-1 standardı temel alınmıştır. Ulusal ölçekli EHK modeli, kanal ölçüm sonuçlarına eğri uydurma

yöntemleri uygulanarak tanımlanmış ve elde edilen matematiksel ifadenin katsayıları genetik algoritma ve yapay arı koloni algoritması gibi iki güçlü esnek hesaplama yöntemi ile belirlenmiştir.

Ulusal ölçekte bina içi EHK modeli tanımlandıktan sonra bu kanal değişimi üzerinden veri ve resim iletiminin gerçekleştirilmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda ilk olarak, LDPC kodlamalı OFDM sistemin önerilen EHK üzerindeki resim iletim başarımları incelenmiştir. Bu analizlerde kodlamasız ve kodlamalı OFDM sistemleri için elde edilen başarımlar sonuçları karşılaştırılmış, LDPC kodları sayesinde pratik bir EHK senaryosu üzerinden hem yüksek kalitede görüntü iletiminin sağlanabileceği hem de sistem başarımının oldukça iyileştirilebileceği görülmüştür. Son olarak, güvenlik amacıyla enerji üretim merkezlerinin ve üretim miktarlarının anlık değişimlerinin izlenilmesini sağlayan sözde çevrimsel (QC)-LDPC kodlamalı OFDM sistemleri kullanan bir uzaktan izleme sistemi önerilmiştir. Bu sistemin veri ve resim iletimine ait başarımlarının kapsamlı bir şekilde incelenebilmesi için analizlerde hem farklı mesaj türleri (veri ve resim) hem de çeşitli kod oranlarına sahip farklı QC-LDPC kodları kullanılmıştır. Kodlamasız OFDM sistemleri yerine QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemlerinin kullanılması durumunda hem veri hem de resim iletiminde sistem başarımının üstün şekilde iyileştirilebildiği görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Enerji hattı iletişimi; enerji hattı kanalı; düşük yoğunluklu eşlik denetim kodları; dikgen frekans bölmeli çoğullama; ölçme ve modelleme; esnek hesaplama yöntemleri.

INVESTIGATION OF THE SYSTEM PERFORMANCE IN INDOOR POWER LINE COMMUNICATION SYSTEMS FOR A NEW CHANNEL MODEL

Yasin KABALCI

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

Ph.D. Thesis, January 2015

Supervisor: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

ABSTRACT

Power line communication (PLC) systems have recently received a great deal of attention in the field of communication and smart grid systems. The PLC technologies aim to transmit any type of information such as voice, image and internet over existing power lines. When it is compared to the other wire-line communication systems, the most important advantage of the PLC is not to require any extra cost for installing a new channel medium. On the other hand, investigation of power line characteristics and defining PLC channel as accurately as possible is required in order to establish a reliable communication system works over power line networks.

In this thesis, bit error rate (BER) performances of low-density parity-check (LDPC) coded orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) systems are firstly analyzed over Canete PLC channel model. In these analyses, effects of soft and hard decision LDPC decoders on the system performance are also investigated by considering different code lengths and rates in detail. The BER results obtained show that Belief Propagation (BP) decoder scheme, which is a soft decision decoder, outperforms in all PLC channel scenarios. After these analyses, different studies are performed to define an indoor PLC channel model in national scale. Long-term practical channel measurements are realized in different cities (Kayseri and Nigde) and various indoor places such as university laboratory, office and home in order to achieve a general and appropriate PLC channel model for different locations and environments. Experimental measurements are carried out with respect to TS EN 50561-1 standard, which is a standard for broadband indoor PLC systems. The PLC channel model is defined by applying curve fitting methods to the channel measurement results and coefficients of

derived mathematical expression is determined by two powerful soft computing techniques such as genetic algorithm and artificial bee colony algorithm.

After indoor PLC model defined on a national scale, several studies are performed for implementing data and image transmission over this channel. In these studies, image transmission performances of the LDPC coded OFDM systems are firstly examined in the proposed PLC channel. When results obtained for uncoded and coded OFDM systems are compared, it is shown that high quality image transmission can be provided over a practical PLC channel and system performance can be significantly improved through LDPC coding. Finally, a remote monitoring system which is based on quasi-cyclic (QC)-LDPC coded OFDM is proposed for monitoring both energy generation centers for security purposes and instantaneous variations of production quantities. In order to realize a comprehensive analysis for proposed system in terms of data and image transmission, different message types and QC-LDPC codes with various code rates are considered in the analyses. When the QC-LDPC coded OFDM system is utilized rather than uncoded OFDM system, it is shown that significant performance improvement can be achieved for both data and image transmission.

Key words: Power line communication; power line channel; low-density parity-check codes; orthogonal frequency-division multiplexing; measurement and modeling; soft computing techniques.

İÇİNDEKİLER

BİNA İÇİ ENERJİ HATTI İLETİŞİMİNDE YENİ BİR KANAL MODELİ İÇİN SİSTEM PERFORMANSININ İNCELENMESİ

Sayfa No

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK	i
YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	ii
KABUL ONAY	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
KISA ÖZET	v
ABSTRACT	vii
İÇİNDEKİLER	ix
TABLO ve ŞEKİL LİSTESİ.....	xii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xv
GİRİŞ	1

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR TARAMASI

1.1. Enerji Hattı İletişim Sistemi ve Teknolojilerinin Gelişimi	6
1.2. İletim Ortamı Olarak Enerji Hatlarının Kullanılması.....	10
1.3. Enerji Hatlarının Mimari Yapısı.....	12
1.4. Enerji Hattı Kanalı İçin Gürültü.....	15
1.4.1. Renkli Zemin Gürültüsü	15
1.4.2. Dar Bantlı Gürültü.....	16
1.4.3. Şebeke Frekansı ile Eşzamanlı Periyodik Dürtü Gürültüsü.....	16
1.4.4. Şebeke Frekansı ile Eş Zamansız Periyodik Dürtü Gürültüsü.....	17

1.4.5. Eş Zamansız Dürtü Gürültüsü	17
1.5. Enerji Hattı İletişiminde Kanal Empedansı.....	17
1.5.1. Dağıtım Transformatörünün Empedansı.....	18
1.5.2. Kullanılan Kablonun Karakteristik Empedansı.....	20
1.5.3. Elektrik Şebekesine Bağlı Cihazların Empedansları.....	21
1.6. Enerji Hattı İletişiminde İşaret Zayıflaması	21
1.7. Enerji Hattı İletişiminde Kuplaj İşlemi.....	21
1.7.1. Kapasitif Kuplaj	22
1.7.2. Endüktif Kuplaj	22
1.8. Enerji Hattı Kanal Modelleri	23
1.9. Enerji Hattı İletişim Sistemleri İçin Modülasyon Teknikleri.....	27
1.9.1. Tek Taşıyıcılı Modülasyon	27
1.9.2. Yayıllı Spektrum Teknikleri	28

2. BÖLÜM

YÖNTEM VE MATERYAL

2.1. Giriş	31
2.2. Düşük Yoğunluklu Eşlik Denetim (LDPC) Kodları Hakkında Temel Bilgiler	31
2.3. LDPC Kodları İçin Kodlama İşlemi.....	33
2.4. LDPC Kodları İçin Kod Çözme İşlemleri	35
2.4.1. WBF Algoritması	36
2.4.2. IWBf Algoritması.....	37
2.4.3. IRRWBF Algoritması	38
2.4.4. BP Algoritması	39
2.5. Sözde Çevrimsel (QC)-LDPC Kodları	40
2.6. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM).....	41
2.7. Canete EHK Modelinde Kullanılan Parametreler ve Değerleri.....	46

2.8. Pratik EHK Modelinin Elde Edilmesine Yönelik Çalışmalar	48
2.8.1. Kanal Ölçüm Sistemi.....	48
2.8.2. Kayseri İlinde Gerçekleştirilen Pratik Kanal Ölçümleri.....	50
2.8.3. Niğde İlinde Gerçekleştirilen Pratik Kanal Ölçümleri	52
2.8.4. Gerçekleştirilen Tüm Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması.....	54

3. BÖLÜM

BULGULAR

3.1. Giriş	56
3.2. LDPC Kodlamalı OFDM Sisteminin Tasarımı ve Test Edilmesi	56
3.3. Bina İçi Geniş Bantlı EHK Ortamında LDPC Kodlamalı Veri İletiminin BHO Başarım Analizi.....	60
3.4. LDPC Kodlamalı OFDM Sistemlerinde BP Kod Çözücünün BHO Başarım Analizi	66
3.5. LDPC Kodlamalı OFDM Sistemlerinde Farklı Kod Çözücülerin BHO Başarımlarının Karşılaştırılması.....	68
3.6. Kayseri İli için Elde Edilen EHK Modelinin Genetik Algoritma (GA) ile Optimizasyonu	72
3.7. Yapay Arı Koloni (YAK) Optimizasyon Algoritması.....	74
3.8. Enerji Hattı Kanal Modeline Yönelik Geliştirilen Yaklaşım	77
3.9. LDPC Kodlamalı OFDM Sistemleri Kullanılarak Bina İçi Geniş Bantlı Pratik EHK Ortamında Resim İletimine Ait Başarım Analizi.....	79
3.10. QC-LDPC Kodlamalı OFDM Sistemleri Kullanılarak Bina İçi Geniş Bantlı Pratik EHK Ortamında Veri ve Resim İletimine Ait Başarım Analizi	85

4. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

KAYNAKÇA.....	99
ÖZGEÇMİŞ	113

TABLO ve ŞEKİL LİSTESİ

Tablo 2.1.	Kullanılan elektrik kablolarına ait karakteristikler ($R = R_0 \cdot 10^{-5} \cdot \sqrt{f}$ (Ω / m) ve $G = G_0 \cdot 5 \cdot 10^{-14} \cdot 2\pi f$ (S / m)) [14].....	47
Tablo 2.2.	Canete EHK modelinde kullanılan parametreler [14].....	48
Tablo 3.1.	Tasarlanan OFDM sistemine ait parametreler	57
Tablo 3.2.	BHO başarımlarının elde edilmesinde kullanılan iletişim sistemine ait parametreler	60
Tablo 3.3.	Geliştirilen enerji hattı matematiksel kanal modeline ait denklemdeki b ve c parametrelerinin değerleri	77
Tablo 3.4.	Benzetim işlemlerinde kullanılan QC-LDPC kodların uzunluk ve oran bilgileri.....	87
Şekil 1.1.	Düşük ve yüksek hızlı EHİ teknolojilerinin kıyaslanması [20]	8
Şekil 1.2.	Örnek bir EHK modelinin değişimi [18]	11
Şekil 1.3.	Elektrik şebekesinin ülkelere göre mimari farklılıkları: (a) Avrupa/Türkiye/Çin, (b) Amerika/Japonya [60]	14
Şekil 1.4.	Enerji hatlarındaki gürültü türleri [67].....	16
Şekil 1.5.	0-100 KHz aralığında dağıtım transformatör modeli [73]	18
Şekil 1.6.	Yüksek frekanslar için dağıtım transformatör modeli [73].....	19
Şekil 1.7.	Pratik enerji hattı kablolarının empedanslarının karşılaştırılması [75].....	20
Şekil 1.8.	Kapasitif kuplaj yönteminin uygulanması [20].....	22
Şekil 1.9.	Tek faz üzerinden endüktif kuplaj işlemi [20]	23
Şekil 1.10.	Canete EHK modelinde basitleştirilmiş bina içi enerji hattı [14]	25
Şekil 1.11.	Enerji hattı iletişimi için modülasyon teknikleri [67]	29
Şekil 2.1.	(8,4) uzunluklu LDPC kodu için Tanner grafiği.....	34
Şekil 2.2.	OFDM sisteminde ortogonal alt taşıyıcı işaretler: (a) Zaman eksenli görüntüsü, (b) Frekans eksenli görüntüsü [137].....	42
Şekil 2.3.	Kodlamalı OFDM verici ve alıcı birimine ait blok diyagram.....	45
Şekil 2.4.	Canete EHK modeli kullanılarak oluşturulan farklı kanal senaryoları [14]	47
Şekil 2.5.	Kanal modelleme işlemi için kullanılan ölçüm sisteminin blok diyagramı	49
Şekil 2.6.	Enerji hattı karakteristiğinin elde edilmesi için kullanılan ölçüm sistemi	51
Şekil 2.7.	ERÜ MF enerji hattından elde edilen kanal ölçüm sonuçları	51

Şekil 2.8.	NTBMYO bünyesindeki enerji hattından elde edilen ölçüm sonuçları	53
Şekil 2.9.	Apartman dairesine ait enerji hattından elde edilen ölçüm sonuçları	53
Şekil 2.10.	Farklı ortamlardan elde edilen EHK ölçümlerinin kıyaslanması	55
Şekil 2.11.	Kayseri ve Niğde illerinde gerçekleştirilen EHK ölçüm sonuçlarının ortalama değişimlerinin karşılaştırılması	55
Şekil 3.1.	Tasarımı gerçekleştirilen LDPC kodlamalı OFDM sisteminin çeşitli yineleme sayıları için AWGN kanaldaki BHO başarımı	57
Şekil 3.2.	Futaki [142] tarafından AWGN kanalı için rapor edilen sonuçlar.....	58
Şekil 3.3.	Tasarımı gerçekleştirilen LDPC kodlamalı OFDM sisteminin çeşitli yineleme sayıları için Rayleigh sönümlü kanaldaki BHO başarımı	59
Şekil 3.4.	Futaki [143] tarafından gerçekleştirilen LDPC kodlamalı OFDM sisteminin 100 yineleme sayısı için Rayleigh kanaldaki BHO başarımı	59
Şekil 3.5.	(273,82) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin Canete EHK'nin en iyi kanal durumundaki BHO başarım sonuçları	61
Şekil 3.6.	(495,62) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin Canete EHK'nin en iyi kanal durumundaki BHO başarım sonuçları	61
Şekil 3.7.	(273,82) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin farklı kod çözücü yapılar ile Canete EHK'nin orta kanal durumundaki BHO başarım sonuçları	63
Şekil 3.8.	(495,62) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin farklı kod çözücü yapılar ile Canete EHK'nin orta kanal durumundaki BHO başarım sonuçları	63
Şekil 3.9.	(273,82) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin farklı kod çözücü yapılar ile Canete EHK'nin kötü kanal durumundaki BHO başarım sonuçları	64
Şekil 3.10.	(495,62) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin farklı kod çözücü yapılar ile Canete EHK'nin kötü kanal durumundaki BHO başarım sonuçları	65
Şekil 3.11.	LDPC kodlamalı OFDM sistemin Canete EHK'nin en iyi kanal durumundaki BHO başarım sonuçları.....	66
Şekil 3.12.	LDPC kodlamalı OFDM sistemin Canete EHK'nin orta kötülükteki kanal durumundaki BHO başarım sonuçları	67
Şekil 3.13.	LDPC kodlamalı OFDM sistemin Canete EHK'nin kötü kanal durumundaki BHO başarım sonuçları.....	68

Şekil 3.14. Farklı kod çözücüler kullanan LDPC kodlamalı OFDM sistemin blok diyagramı	69
Şekil 3.15. LDPC kodlamalı OFDM sistemin farklı kod çözücüler ile Canete EHK'nin iyi kanal durumundaki BHO başarımları	70
Şekil 3.16. LDPC kodlamalı OFDM sistemin farklı kod çözücüler ile Canete EHK'nin orta kanal durumundaki BHO başarımları	71
Şekil 3.17. LDPC kodlamalı OFDM sistemin farklı kod çözücüler ile Canete EHK'nin kötü kanal durumundaki BHO başarımları	72
Şekil 3.18. GA için temel bir akış diyagramı	73
Şekil 3.19. YAK algoritması için temel bir akış diyagramı	75
Şekil 3.20. Oluşturulan EHK modeline ait başarımlar grafiği	78
Şekil 3.21. Pratik EHK üzerinden görüntü iletimi için kullanılan LDPC kodlamalı OFDM sistemine ait blok diyagram	79
Şekil 3.22. Kodlamasız OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden görüntü iletimine ait başarımları	81
Şekil 3.23. LDPC kodlamalı OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden görüntü iletimine ait başarımları	84
Şekil 3.24. Pratik EHK üzerinden veri ve görüntü iletimi için kullanılan sisteme ait blok diyagram	86
Şekil 3.25. Kısa QC-LDPC kodlar kullanan OFDM sistemleri ile elde edilen veri iletim başarımlarına ait sonuçlar	88
Şekil 3.26. Uzun QC-LDPC kodlar kullanan OFDM sistemleri ile elde edilen veri iletim başarımlarına ait sonuçlar	89
Şekil 3.27. Kodlamasız OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden <i>cameraman</i> görüntüsünün iletimine ait başarımları	90
Şekil 3.28. (1800,900) QC-LDPC kodlu OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden <i>cameraman</i> görüntüsünün iletimine ait başarımları	93
Şekil 3.29. (1800,600) QC-LDPC kodlu OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden <i>cameraman</i> görüntüsünün iletimine ait başarımları	94

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
f	Frekans
ρ_i	i . dürtü katarı için ağırlıklandırma parametresi
τ_i	i . dürtü katarı için gecikme süresi
d_i	i . enerji hattı için yol uzunluğu
L_i	i . enerji hattı için hat uzunluğu
Z_i	i . terminal birimin empedansı
Z_G	Verici birimin empedansı
Z_L	Alıcı birimin empedansı
γ	Yayılma sabiti
Z_C	Karakteristik empedans
ω	Açısal frekans
l	Hat uzunluğu
H	Eşlik denetim matrisi
G	Üreteç matrisi
I	Birim matris
N	Eşlik denetim matrisinin sütun sayısı
K	LDPC kodlamada bilgi bitinin uzunluğu
R	LDPC kodlamada kod yoğunluğu
w_r	LDPC kodlar için satır ağırlığı
w_c	LDPC kodlar için sütun ağırlığı
b_N	LDPC kodlamada N adet bit düğümü
c_{N-K}	LDPC kodlamada $N - K$ adet denetim düğümü

$\lambda(x)$	Bit düğümleri için dağılım polinomu
$\rho(x)$	Denetim düğümleri için dağılım polinomu
u	$1 \times K$ uzunluğunda kodlanmamış bit dizisi
z	$1 \times N$ uzunluğunda kodlanmış bit dizisi
s_m	Sendrom bileşeni
E_n	Kod çözme işleminde hata ölçüm fonksiyonu
F_n	n . bit için logaritmik olabilirlik oranı
L_{mn}^i	m . denetim düğümünden n . bit düğümüne i . yineleme adımında gönderilen logaritmik olabilirlik oranı bilgisi
z_{mn}^i	n . bit düğümünden m . denetim düğümüne i . yineleme adımında gönderilen logaritmik olabilirlik oranı bilgisi
z_n^i	Her yineleme sonunda hesaplanan bitlerin sonsal logaritmik olabilirlik oranı bilgileri
$L(c_i)$	Kanı yayılım algoritmasında önsel olasılık bilgisi
P	Permütasyon matrisi
P^i	Çevrimsel permütasyon matrisi
T	OFDM sembol uzunluğu
T_{FFT}	OFDM sembolünün FFT süresi
T_{guard}	Güvenlik aralığının süresi
T_{win}	Pencere aralığının süresi
$x_{i,k}$	k . OFDM sembolünün i . alt taşıyıcısındaki modüleli sembolü
$\varphi(t)$	Verici birimin darbe şekli
ε_{eq}	Eşdeğer gerilme
$H(f)$	Kanal frekans cevabı
$\hat{H}(f)$	Kanalın kestirilen frekans cevabı

Kısaltmalar	Açıklama
EHİ	Enerji Hattı İletişimi
EHK	Enerji Hattı Kanalı
OFDM	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
LDPC	Düşük Yoğunluklu Eşlik Denetim Kodları
SNR	İşaret Gürültü Oranı
BHO	Bit Hata Oranı
AWGN	Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü
QC-LDPC	Sözde Çevrimsel Düşük Yoğunluklu Eşlik Denetim Kodları
ASK	Genlik Kaydırmalı Anahtarlama
FSK	Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
PSK	Faz Kaydırmalı Anahtarlama
BPSK	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
QAM	Karesel Genlik Modülasyonu
EIA	Elektronik Endüstri Birliği
P2P	Eşler Arası İletişim
CENELEC	Avrupa Elektrik Standardizasyon Kuruluşu
FCC	Federal İletişim Komisyonu
ARIB	Telsiz Endüstrisi Kuruluşları Birliği
YG	Yüksek Gerilim
OG	Orta Gerilim
AG	Alçak Gerilim
ISI	Simgelerarası Girişim
SS	Yayılı Spektrum
DSSS	Doğrudan Dizili Yayılı Spektrum
CDMA	Kod Bölmeli Çoklu Erişim
BP	Kanı Yayılım Algoritması
BF	Bit Çevirme Algoritması
WBF	Ağırlıklı Bit Çevirme Algoritması
IWBF	İyileştirilmiş Ağırlıklı Bit Çevirme Algoritması

IRRWBF	Uygulama Verimliliği Sağlayan Güvenilirlik Oranı
	Tabanlı Ağırlıklı Bit Çevirme Algoritması
MP	Mesaj Aktarma Algoritması
LLR	Logaritmik Olabilirlik Oranı
MSE	Ortalama Karesel Hata
GA	Genetik Algoritma
ERÜ MF	Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
NTBMYO	Niğde Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu
YAK	Yapay Arı Koloni Algoritması
PSNR	Tepe İşaret Gürültü Oranı

GİRİŞ

Bilgi ve İletişim Teknolojileri, son yıllardaki gelişmelerle daha da yaygınlaşmış ve insan hayatının temel yapı taşlarından birisi haline gelmiştir. Bunun bir sonucu olarak; geniş bantlı iletişim tekniklerine olan talebin artması ve kullanım alanlarının çeşitlenmesi, yeni teknolojilerin geliştirilmesini zorunlu hale getirmiştir. Bu gelişim ile meydana çıkan teknolojilerden biri de “Enerji Hattı İletişim (EHİ)” sistemleridir [1-108].

Enerji hatları üzerinden veri iletimi konusu uzun yıllar boyunca araştırılmış ancak, EHİ sistemlerinin sundukları yıkıcı ve zor iletişim ortamı nedeniyle kullanımı yaygınlaşmamıştır. İlerleyen zamanlarda ise enerji hattı alt yapısının dünya genelinde kurulu, yaygın bir ağ olması ve alt yapı kurulum maliyeti gerektirmemesi bu konuyu ilgi çekici hale getirmiştir. Teknolojinin gelişimi ile birlikte daha güçlü veri iletim tekniklerinin gerçekleştirilebilir olması hem enerji hatları üzerinden iletişimi uygulanabilir yaparken hem de EHİ’yi, diğer iletişim sistemlerine göre güçlü bir alternatif teknoloji haline dönüştürmüştür.

Dünya genelinde yaygın ve rakipsiz bir kapsama alanına sahip olan mevcut enerji hattı ağları internet, veri ve ses iletimi gibi birçok iletişim uygulaması için EHİ sistemlerini cazip hale getirmektedir. Sayısal Abone Hattı (Digital Subscriber Line, DSL), kablolu veya kablosuz geniş bant erişiminin mümkün olmadığı alanlarda, dünya genelini kapsayan mevcut alt yapısından dolayı geniş bant EHİ sistemlerinin kullanımı mümkün olmaktadır. Bundan dolayı bina içi EHİ sistemleri odalarda bulunan her prizden geniş bant internet erişimini ve tüm alanlarda internetin kullanılabilir olmasını sağlayabilmektedir. Bu sistemlerde herhangi bir ek kurulumu gerek olmadığından, EHİ sistemleri çok uygun maliyetli, kurulumu kolay olan “tak ve çalıştır” cihazlar olarak da sunulmaktadır. Yine bu sistemler akıllı ev uygulamaları için de en umut verici iletişim

seçeneklerinden birisi olarak kabul edilmektedir. Bunların dışında EHI sistemleri internet özellikli ev cihazlarını uzaktan kontrol etme fırsatı da sağlamaktadır.

Enerji hatlarının temel görevi elektrik enerjisini çok düşük frekanslarda (tipik olarak Kuzey Amerika’da 60 Hz, Avrupa ve dünyanın diğer kısımlarında 50 Hz) iletmek olduğundan enerji hatları, iletişim işaretleri için yıkıcı bir kanal davranışı sergilemektedirler. Enerji hattı ağları üzerinde çalışan kararlı bir iletişim sistemi kurabilmek için, enerji hatlarının karakteristik özelliklerinin çok iyi araştırılması gerekmektedir. Enerji hatlarının öngörülemeyen karakteristik özellikleri iletişim sistemlerinin başarımlarını ciddi şekilde etkilemektedir. Gürültü, oklu yol etkisi, seçici sönümlenme, değişken kanal empedansı ve zayıflama enerji hatlarının önemli karakteristik özelliklerindendir. Özellikle rastgele değişen dürtüsel gürültü EHI sistemlerinin başarımını düşüren önemli bir problemidir.

Yüksek frekanslı işaretlerin enerji hatları üzerinden iletilmesi zor bir görevdir ve bu problemin üstesinden gelebilmek için öncelikle “Enerji Hattı Kanalı (EHK)” olabildiğince doğru bir şekilde tanımlanmalıdır. Araştırmacılar tarafından önerilmiş farklı EHK modelleri bulunmaktadır. Bu modellerden ilki Hensen [1] tarafından önerilen modeldir ve bu modelde kanal zayıflaması frekans ile artacak şekilde basitçe tanımlanmıştır. Hensen modelinden sonra çoklu yol etkisini de göz önünde bulunduran Philips modeli [2] önerilmiş ve daha sonra ise Zimmermann [3] tarafından sunulan EHK modeli ile çoklu yol etkisi ve zayıflama enerji hattı kablosunun uzunluğuna bağlı olarak frekans ekseninde tanımlanmıştır. Bu EHK modellerini temel alarak gerçekleştirilmiş çeşitli çalışmalar literatürde mevcuttur [4-12]. Ancak, Cortes [13] tarafından rapor edilen sonuçlar EHK’nin Canete [14] kanal modeli ile daha doğru tanımlanabileceğini göstermiştir. Bu modelde şebeke yapısı, kablo türleri, kablo kesitleri ve şebekeye bağlı yükler gibi elektrik şebekesinin yapısal özellikleri göz önünde bulundurularak EHK tanımlanmaktadır. Canete modeli pratik elektrik şebekesinin fiziksel özelliklerine bağlı olduğundan, ortalama kanal kazancı, gecikme yayılımı ve zayıflama cinsinden EHK’yi önceki önerilerden daha doğru modellemektedir. Bu kanal modeli bu tez kapsamında gerçekleştirilen bazı çalışmalarda da kullanılmıştır.

Tasarımı gerçekleştirilen iletişim sistemlerinin olabildiğince doğru tanımlanmış EHK üzerinde başarımlarının test edilmesi, pratik uygulamalar için çok daha güvenilir ve doğru sonuçlar elde edilmesini sağlamaktadır. Enerji hatlarının karakteristik özelliklerinden kaynaklanan bozucu etkiler altında kararlı iletişim sağlayabilmek için iyi bir iletişim yöntemi Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) tekniğinin kullanılmasıdır. OFDM tekniğinin kullanılması hem çoklu yol etkilerini en aza indirmekte hem de seçici sönmülmeye karşı yüksek dayanıklılık sağlamaktadır. Ayrıca bu teknik, dürtüsel gürültülü ortamlarda güçlüdür ve tek taşıyıcılı modülasyon yöntemlerine göre daha iyi bir başarımlar sunmaktadır. Eğer bir OFDM sembolü dürtüsel gürültüden etkilenirse, bu etki alıcı birimde gerçekleştirilen ayrık Fourier dönüşümü ile çoklu alt taşıyıcılara yayılmaktadır. Dolayısıyla, aynı anda iletilen iletişim simgelerinin her biri meydana gelen dürtüsel gürültünün sadece bir kısmından etkilenmektedir.

EHİ sistemlerinde OFDM tekniğinin kullanımı, enerji hatlarındaki gürültü ve çoklu yol etkilerine karşı dayanıklılık sağlamasına rağmen bu tek başına yeterli bir çözüm olmamaktadır. Aynı zamanda, kanal kodlama tekniklerinin de sistem tasarımına dâhil edilmesi gerekmektedir. Doğrusal blok kodların bir türü olan Düşük Yoğunluklu Eşlik Denetim (LDPC) kodları, Shannon kapasite sınırına erişebilen önemli bir hata düzeltme kodudur ve bu kodlar yüksek başarımlarından dolayı iletişim ve depolama sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. LDPC kodları günümüzde DVB-S2, DVB-T2, DVB-C2, Wi-Fi (802.11n), WiMAX (802.16e), 10Gbit Ethernet (IEEE802.3an) ve G.hn/G.9960 gibi modern iletişim sistemlerinde kanal kodlama amacıyla tercih edilmektedir. Canete EHK modelinden önceki kanal önerileri üzerinde LDPC kodlarının başarımların analizleri gerçekleştirilmiş olmasına rağmen [6-12], LDPC kodlarının ve LDPC kodlamalı OFDM sisteminin Canete EHK modeli üzerindeki başarımların analizleri ilk kez bu tez çalışmasında incelenmiştir.

Bu tez çalışmasında, öncelikle LDPC kodları ardından LDPC kodlamalı OFDM sistemini oluşturan yapıların bilgisayar yazılımları gerçekleştirilmiştir. Yazılımları gerçekleştirilen sistemlerin “Bit Hata Oranı (BHO)” başarımları toplanır beyaz Gauss gürültülü (additive white Gaussian noise, AWGN) kanal ve Rayleigh sönmümlü kanal gibi temel iletişim kanalları üzerinde test edilmiş, literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılarak tasarlanan sistemler doğrulanmıştır. Ardından doğruluğu kanıtlanan sistemlerin Canete EHK üzerindeki başarımları farklı kanal senaryoları da göz önünde

bulundurularak detaylı olarak analiz edilmiştir. Buna ek olarak, Canete EHK modelinde gerçekleştirilen bu çalışmalarda çeşitli sert ve yumuşak kararlı LDPC kod çözücü algoritmaların (kanı yayılım, ağırlıklı bit çevirme, iyileştirilmiş ağırlıklı bit çevirme ve uygulama verimliliği sağlayan güvenilirlik oranı tabanlı ağırlıklı bit çevirme algoritmaları) BHO başarımları analiz edilmiş ve sonuçlar doğrultusunda kod çözücüler birbirleri ile karşılaştırılmıştır. Daha önce de vurgulandığı gibi LDPC kodların, LDPC kodlamalı OFDM sistemlerin ve farklı LDPC kod çözücü yapıların Canete EHK modeli üzerindeki BHO başarımlarının ilk kez bu tez kapsamında incelenmesi çalışmaya özgünlük kazandırmıştır.

Tez çalışmasının özgünlüğünün daha da artırılması için, ulusal ölçekte bina içi EHK'nin tanımlanmasına yönelik çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Oluşturulacak olan kanal modelinin farklı konum ve ortamlara uygun, genel bir enerji hattı kanal modeli olabilmesi için; farklı illerde (Kayseri ve Niğde illerinde), üniversite laboratuvarı, ofis, ev gibi değişik alanları kapsayan bina içi ortamlarda pratik kanal ölçümleri yapılmıştır. Tez kapsamında gerçekleştirilen tüm ölçümler bina içi geniş bant EHİ standardına (TS EN 50561-1 [15]) uygun olarak 500 KHz-30 MHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. Enerji hattı kanalının frekans cevabının ölçümü esnasında elde edilen veriler anlık değerler olduğundan, değişime uygun matematiksel bir fonksiyonun belirlenmesi amacıyla eğri uydurma yöntemleri de kullanılmıştır. Eğri uydurma işlemleri sonucunda bulunan fonksiyonlar kullanılarak üretilen değerler ile ölçüm sonuçları arasındaki ortalama karesel hatayı en aza indirmek amacıyla en küçük kareler yöntemi tercih edilmiş ve uygulanmıştır. Bu yöntemlerin yanı sıra genetik algoritma ve yapay arı koloni algoritması gibi iki güçlü esnek hesaplama yöntemi de sürece dâhil edilmiştir.

Bu tez kapsamında gerçekleştirilen çalışmalar sonucunda elde edilen ulusal ölçekte bina içi EHK modeli üzerinden veri ve resim iletiminin gerçekleştirilmesi amacıyla çeşitli çalışmalar da yapılmıştır. Bu amaçla, daha önce Canete EHK modeli üzerinde BHO başarımları analiz edilen LDPC kodlamalı OFDM sistemi temel alınarak, bu sistemin tanımlanan pratik EHK üzerindeki resim iletim başarımları analiz edilmiştir. Buna ek olarak, LDPC kodların özel bir türü olan sözde çevrimsel (QC)-LDPC kodlama tekniği kullanılarak tasarlanan QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemlerinin, deneysel ölçümlerle elde edilen EHK üzerindeki veri ve resim iletimine yönelik çalışmalar da

gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu çalışmalarda detaylı bir BHO başarımlarının analizinin sağlanabilmesi için çeşitli kod oranlarına sahip 10 farklı QC-LDPC kodu kullanılmıştır.

Bu tez çalışmasının organizasyonu ise şu şekilde planlanmıştır: Birinci bölümde EHI sistemleri, bu sistemlerin teknolojik uygulamaları, EHK'nin gürültü, empedans, işaret zayıflaması gibi karakteristik özellikleri ve sorunları, EHI sistemlerinde kuplaj işlemi ve modülasyon teknikleri hakkında detaylı bir literatür özeti sunulmaktadır.

İkinci bölümde, LDPC ve QC-LDPC kodları için kodlama, kod çözme işlemleri ve farklı kod çözme algoritmaları öncelikle incelenmektedir. Ardından OFDM sistemi, bu sistemin avantajları ve blok diyagramı hakkında bilgi verilmektedir. Canete EHK modeli kullanılarak kanal değişimi elde edilebilmesi için gerekli olan özel parametreler de bu bölümde incelenmiştir. Son olarak, pratik EHK'nin elde edilmesine için kullanılan deneysel ölçüm sistemi ve elde edilen ölçüm sonuçları sunulmaktadır.

Üçüncü bölümde, veri ve resim iletimi için oluşturulan LDPC kodlamalı OFDM iletişim sistemi, bu sistemin AWGN kanal ve Rayleigh sönümlü kanaldaki BHO başarımları ve bu başarımların literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılması öncelikli olarak incelenmektedir. Daha sonra pratik EHK'nin modellenmesi ve optimizasyonunun gerçekleştirilmesi sonucunda elde edilen bulgular bu bölümde verilmektedir. Ardından kodlamalı OFDM sisteminin Canete ve pratik EHK modelleri üzerinden farklı kanal senaryoları için elde edilen başarımların analizleri verilmektedir. Bu başarımların analizleri hem farklı mesaj türleri (veri ve resim) için hem de farklı kod çözücü yapılar için gerçekleştirilmiştir.

Son olarak dördüncü bölümde tartışma, sonuç ve önerilere yer verilmektedir.

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR TARAMASI

Enerji hatları, az sayıdaki kaynaktan (jeneratörler) çok sayıdaki alıcılara (kullanıcılara) 50 Hz veya 60 Hz frekansında elektrik enerjisinin iletilmesi için tasarlanmıştır. Enerji iletim hatları ve direklerinin şimdiye kadar inşa edilmiş en sağlam yapılar oldukları bir gerçektir. Enerji dağıtım ve iletim hatları gibi kurulu ve yaygın bir ağ üzerinden bilgi (mesaj) gönderme isteği, Enerji Hattı İletişiminin (EHİ) temelini oluşturmuştur [1-108].

Enerji hatları üzerinden ilk veri iletimi öncelikle sadece herhangi bir arıza olduğunda güç dağıtım sistemi ve birimlerini korumak için gerçekleştirilmiştir. Elektrik şebekesinin kontrol, bakım ve ücretlendirme amacı ile kullanımı uzun bir süre devam etmiştir. Telekomünikasyon ve elektrik hizmetlerinin serbest bırakılması, elektrik ağının daha verimli kullanımı için elektrik altyapısının potansiyel uygulamalarına yeni boyutlar kazandırmıştır. Ayrıca internetin doğuşu ve büyümesi sayısal telekomünikasyon hizmetlerine olan talebi hızlandırmıştır. Eğer bu hizmetler elektrik dağıtım şebekeleri üzerinden yapılabilirse her eve, ofise, fabrikaya ve kuruluşa bağlantı imkânı tanıyan evrensel bir veri yolu gerçekleştirilmiş olacaktır [16-20].

1.1. Enerji Hattı İletişim Sistemi ve Teknolojilerinin Gelişimi

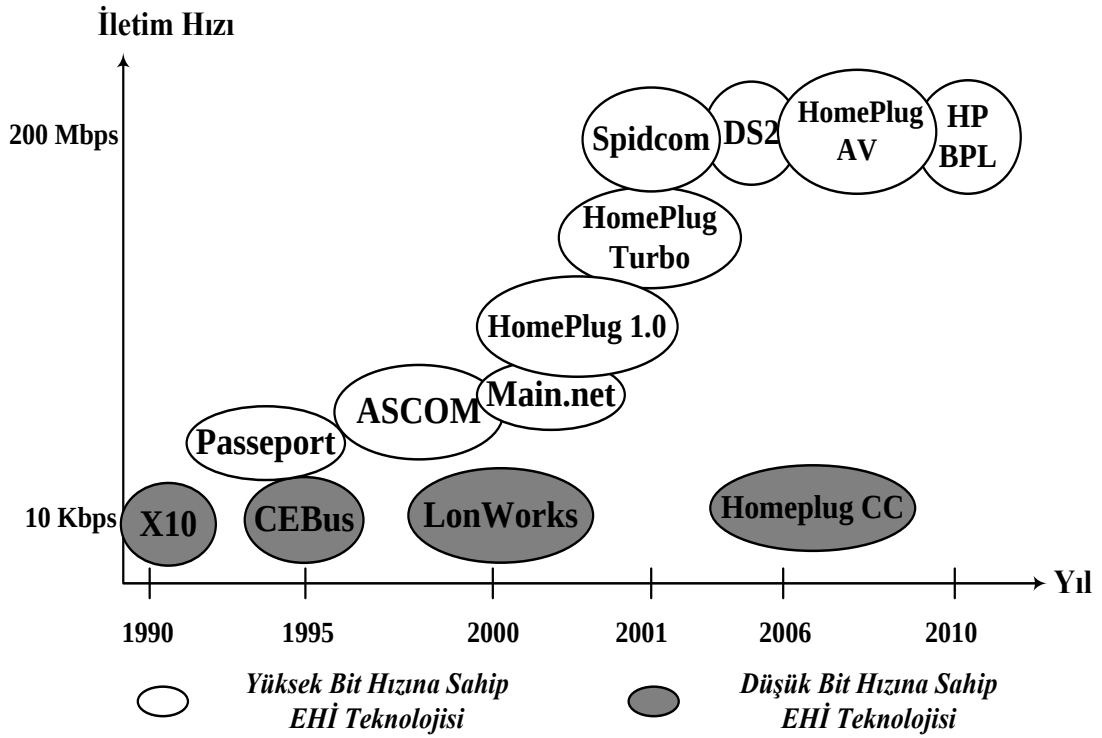
EHİ tekniğinin arkasındaki ilke aslında son zamanlarda ortaya çıkmış bir yenilik olmayıp ilk uygulamalar 19. yüzyıla kadar dayanmaktadır [17, 21, 22]. 1838 yılında İngiliz Edward Davy, Londra ve Liverpool arasındaki telgraf sistemi üzerinden batarya gerilim seviyelerinin uzaktan ölçümünü sağlayan bir çözüm önermiştir [23]. İlk patent ise, 1897 yılında Joseph Routin ve C.E.L. Brown tarafından İngiltere’de elektrik şebekesi üzerinden elektrik sayaç okuma uygulaması ile alınmıştır [24]. Chicago’dan Chester Thoradson, 1902 yılında tasarladığı elektrik sayaçlarını ek bir işaret hattı

kullanarak uzaktan okuyan sisteminin patentini 1905 yılında almıştır. Chester Thoradson tarafından önerilen sistem ek maliyet gerektirdiği için ticari ilgi görmemiştir.

Yüksek gerilim hatları üzerinden sesin Taşıyıcı Frekans İletimi (TFİ, Carrier Frequency Transmission) 1920'li yıllarda başlamıştır. Bu yıllarda kapsamlı bir telefon ağının mevcut olmaması, uzaktan kontrol ve izleme işlemleri için enerji hatları üzerinden veri iletimini önemli hale getirmiştir. Kuplaj cihazlarının maliyetleri uygulamalarda kullanılabilecek frekans değerlerini 15 KHz ile 500 KHz aralığına sınırlandırmıştır. Bu şartlarda ses iletimi için en basit ve en uygun çözüm genlik modülasyonunun kullanılması olmuştur [21, 25]. 1930 yılından itibaren orta ve alçak gerilim şebekelerinde Dalgacık Taşıyıcı İşaretleşme (DTİ, Ripple Carrier Signaling) kullanılmıştır. Bu sistemin ana görevleri enerji dağıtım sistemlerinin yük dağıtımı ve yük eğrisinin yapılandırılması olmuştur. DTİ sistemlerinde sayısal verilerin iletimi için genlik kaydırmalı anahtarlama (Amplitude Shift Keying, ASK) ve frekans kaydırmalı anahtarlama (Frequency Shift Keying, FSK) yöntemleri kullanılmıştır [21, 25].

1950 yılında Dalgacık Kontrolü (DK, Ripple Control) olarak bilinen ilk EHİ sistemi tasarlanmış, orta ve alçak gerilimli elektrik şebekeleri üzerinden uygulanmıştır. Taşıyıcı frekansı değeri önce 100 Hz, daha sonra ise 100 Hz ile 1 KHz arasında olmuştur. Kamu ışıklarının uzaktan açılıp/kapatılması ve tarife değişikliklerinin gerçekleştirilmesi için tek yönlü iletişim sistemlerinin kullanılması gerekmiştir. Pulsadis adındaki ilk endüstriyel uygulamalar Fransa'da 1960 yılında ortaya çıkmıştır [17-20].

Modülasyon yöntemlerinin gelişimi ve daha yüksek frekanslı taşıyıcıların kullanılması yüksek veri iletim hızlarına ulaşılmasını sağlarken, aynı zamanda hem çift yönlü veri iletimine, hem de iletim gücünün düşmesine imkân tanımıştır. 1980'li yılların sonunda hata kontrol tekniklerindeki ve bu tekniklerin uygulanabilirliğindeki gelişimler EHİ sistemlerin gelişimine hız katarak X10, MELKO™, LonWorks, CEBus, INSTEON ve HomePlug® gibi çeşitli teknolojilerin gelişimini sağlamıştır [21]. EHİ teknolojilerinin 1990'lı yılların başından beri erişebildikleri iletişim hızlarına göre sıralaması Şekil 1.1' de görülmektedir.



Şekil 1.1. Düşük ve yüksek hızlı EMI teknolojilerinin kıyaslanması [20].

Pico Elektronik firması tarafından geliştirilen X10 teknolojisi [26], ev otomasyonu için kullanılan elektronik cihazlar arasında iletişim için uluslararası ve açık bir endüstri standardıdır. Bu teknolojiye işaretleşme ve kontrol işlemleri için alçak gerilim elektrik hatları kullanılmıştır. Sayısal veri 120 KHz'lik taşıyıcı ile kodlanarak şebekedeki alternatif akım (AA) işaretin sıfır geçişlerinde iletilmiştir. Şebekedeki elektrik işaretinin her bir sıfır geçişinde tek bit iletimi gerçekleştirildiğinden dolayı, 50 Hz'lik şebekelerde ulaşılabilir maksimum veri hızı 100 bps olurken, 60 Hz'lik şebekelerde veri hızı 120 bps olmuştur [21, 26].

1984 yılında geliştirilen Enermet MELKO™ sistemi, 3025-4825 Hz frekans bandında faz kaydırmalı anahtarlama (Phase Shift Keying, PSK) modülasyonu kullanarak veri iletimini gerçekleştirmektedir. Bu sistemde orta ve alçak gerilim dağıtım şebekelerinde mümkün olan veri hızı 50 bps seviyelerindedir. Çift yönlü veri iletiminin mümkün olduğu MELKO™ sisteminin başlıca uygulamaları uzaktan sayaç okuma ve yük yönetimidir [21].

LonWorks platformu, Echelon firması [27] tarafından 1990 yılında sunulmuştur. Önceki komut tabanlı kontrol sistemlerinin aksine bu sistem bilgi tabanlı kontrol

gerçekleştirmektedir. LonWorks sisteminde kullanılan frekans bandına bağlı olarak veri iletim hızı 5.4 veya 3.6 Kbps değerlerindedir. Bu teknoloji ile gerçekleştirilen ana uygulamalara aydınlatma kontrolü, enerji yönetimi, güvenlik ve ev otomasyon sistemleri örnek verilebilir [21, 27].

Elektronik endüstri birliği (Electronic Industries Alliance, EIA) X10 standardından daha fazla kapasiteye sahip olacak yeni standardın gereksinimlerini 1984 yılında tanımlamıştır. Genellikle bina içi uygulamalar için uygun olan CEBus (diğer adıyla EIA-600) standardı 1992 yılında sunulmuştur. Bu standartta protokoller tanımlanarak enerji hatları, bükümlü tel çifti, koaksiyel kablo, kızılötesi, RF ve fiber optikler üzerinden cihazların iletişimini sağlayabilmektedir. 100-400 KHz frekans bandında yayılı spektrum iletişimi ile enerji hatları üzerinden iletişim imkânı sunan CEBus paket odaklı, bağlantısız ve eşler arası (P2P) bir ağ sistemidir [21]. Ev otomasyon ağ teknolojisi olan INSTEON ise 2001 yılında SmartLabs firması tarafından geliştirilmiştir. X10 standardı temeli üzerine kurulmuş olan bu yeni teknoloji kontrol ve algılama uygulamaları için geliştirilmiştir. 131.65 KHz frekansını ve ikili faz kaydırmalı anahtarlama modülasyonunu (BPSK) kullanan INSTEON teknolojisi aynı zamanda hata algılama ve düzeltme alt yapısına da sahiptir. Ani veri hızı yaklaşık olarak 12.9 Kbps hızlarına ulaşabilirken, ortalama veri hızı 2.8 Kbps değerlerindedir ve X10 sistemi ile uyumlu olarak çalışabilmektedir. Başlıca uygulama alanlarına kontrol sistemleri, ev algılayıcıları, enerji tasarrufu ve erişim kontrolü verilebilir [21, 28].

Son yıllarda çalışma frekans bantları kilo hertz seviyelerinden mega hertz seviyelerine çıkmıştır. Yeni işlemcilerin gelişimi, sayısal işaret işleme ve algoritma tekniklerindeki gelişmeler yeni modülasyonların ve hata kontrol kodlamalarının gömülü sistemlerde uygulanabilirliğini mümkün hale getirmiştir. Genişletilmiş frekans bandı ve yeni teknolojiler enerji hatları üzerinden geniş bantlı iletişime izin vermiştir. Elektrik şebekelerinin günümüzde neredeyse tüm haneleri kapsaması bina içi elektrik şebekelerinin geniş bantlı iletişim amacıyla kullanımının temelini oluşturmuştur. EHK'nin karakteristik özellikleri yoğun bir şekilde araştırılmış olup, şimdilerde frekans bandı 30 MHz değerine kadar genişletilmiştir. 2001 yılında geniş bantlı EHI sistemleri için umut verici bir teknoloji olan HomePlug 1.0 duyurulmuştur [29]. Çeşitli HomePlug uyumlu ev ağ ürünleri 2002 yılında Amerika'da ve devam eden yıllarda Avrupa'da piyasaya sunulmuştur [30]. HomePlug firması tarafından sunulan ikinci önemli standart

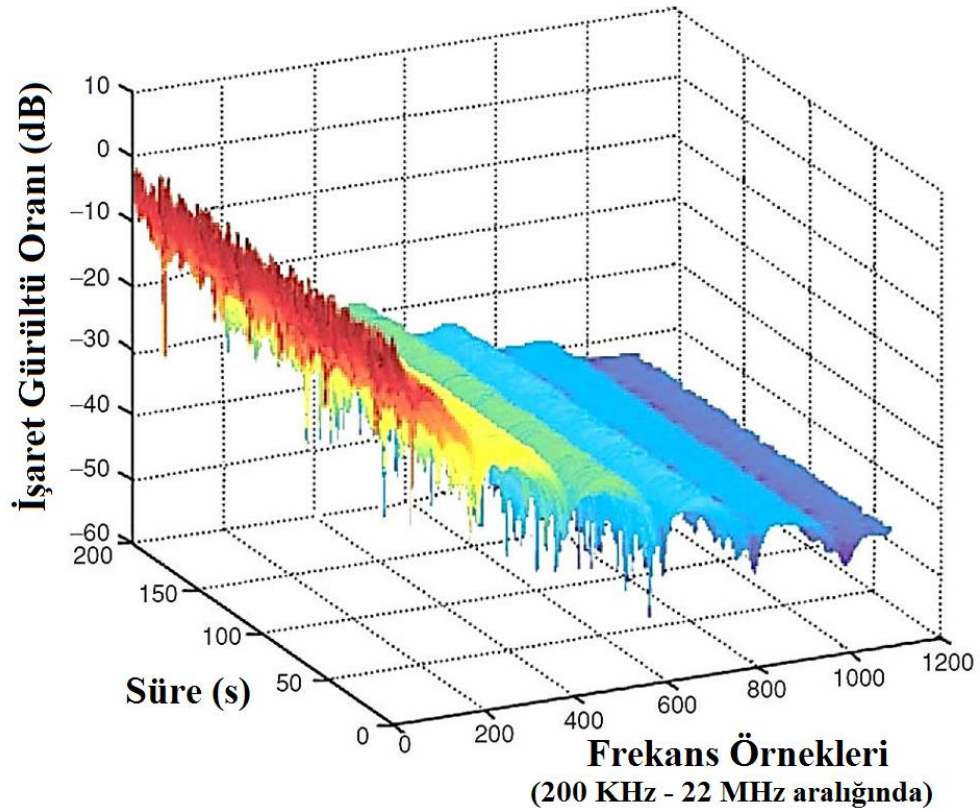
olan HomePlug AV, önceki sürüme ek olarak ses ve video içeriklerinin de bina içi ortamda iletimini amaçlamaktadır [21, 31, 32].

Ardından EHİ sistemleri için 3 KHz'den 148.5 KHz'e kadar uzanan ilk frekans bandı CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) tarafından önerilmiştir. Bu frekans bandı alçak gerilim elektrik şebekeleri üzerinden çift yönlü iletişime izin vermektedir. Bu sayede uzaktan sayaç okumalarının yanı sıra ev otomasyonu alanı ile ilgili çok sayıda uygulama (örneğin hırsız alarmı, yangın algılama, gaz kaçağı algılama vb.) EHİ ile gerçekleştirilebilir olmuştur [17, 20].

1.2. İletim Ortamı Olarak Enerji Hatlarının Kullanılması

Enerji hatlarının temel görevi üretim merkezlerindeki elektrik enerjisini kullanıcılara iletmek ve dağıtmaktır. Enerji hattı ağı; bükülü tel çifti, Ethernet kabloları, koaksiyel kablolar ve optik fiberler gibi geleneksel kablolu iletişim kanallarına göre önemli ölçüde topolojik, fiziksel ve karakteristik farklılıklara sahiptir. Bu nedenle, enerji hatları veri iletimi için oldukça yıkıcı bir kanal etkisi gösterirler. Başlıca problemler işaretin çok yollu yayılımı, empedans uyumsuzluğu, zayıflama, gürültü ve elektrik şebekesinin empedansının zaman ve frekans bağımlı olarak değişimi şeklinde sıralanabilir. Empedans uyumsuzluğu yükten işaret yansımaya ve çok yollu yayılıma sebep olmaktadır. Bunun sonucunda ise, kanal frekans cevabında derin sönümlenmeler veya kanal dürtü cevabında çeşitli tepeler meydana gelmektedir. Elektriksel aygıtlar elektrik şebekesine rastgele bağlandıklarından dolayı şebekenin empedansı zaman bağımlı olarak değişmektedir. Halojen lambalar, mikrodalga fırınlar ve diğer ev cihazları gibi çoğu elektrikli aygıt elektrik şebekesi üzerinde gürültüye neden olmaktadır. İletişim sistemleri için en zararlı gürültü türü ise anahtarlama mod güç kaynakları, floresan lambalar, karartıcılar (dimmerler) ve elektrikli süpürgeler tarafından üretilen dürtüsel gürültüdür [18, 19, 21]. Enerji hattı kanalı, enerji hattı ve iletişim kanalının kötü davranışlarını birleştirerek gezgin iletişim ortamından daha kötü bir iletim ortamı sunmaktadır. Kanal özellikleri hem zaman hem de frekans bağımlı olabileceği gibi, belirli bir elektrik hattı alt yapısındaki alıcı ve verici yapıların konumuna da bağlı olabilir. Dolayısıyla kanal; *zamanla rastgele değişen, frekans bağımlı İşaret-Gürültü Oranına* (Signal to Noise Ratio, SNR) sahip bir iletişim kanalı olarak tanımlanabilir [18,19].

Şekil 1.2’de 200 KHz ile 22 MHz frekans aralığında simülasyonu gerçekleştirilmiş örnek bir EHK değişimi görülmektedir. EHK modelinin oluşturulması için gerçekleştirilen simülasyonda örnekleme frekansı 18.166 KHz olarak ayarlanmıştır. Şekil 1.2’den kanalın artan frekans değeri ile yüksek seviyeli zayıflama gösterdiği görülmektedir [18, 19].



Şekil 1.2. Örnek bir EHK modelinin değişimi [18].

EHİ sistemleri kullandıkları bant genişliğine göre dar bantlı (DB) ve geniş bantlı (GB) sistemler olarak iki grupta sınıflandırılabilir [33-39]. Son yıllarda önerilen PRIME [40] ve G3-PLC [41, 42] gibi dar bantlı sistemler de dâhil olmak üzere, DB sistemler genel olarak 3-500 KHz frekans bandında çalışmaktadır [43]. Avrupa’daki CENELEC bandı [44] 3-148.5 KHz, Amerika’daki FCC (Federal Communications Commission) bandı [45] 14-480 KHz aralığında ve Japonya’daki ARIB (Association of Radio Industries and Businesses) bandı [46] 10-450 KHz aralığında tanımlanmıştır. CENELEC bandı EN 50065 standardı ile 3-148.5 KHz frekans aralığını dört alt banda bölmüştür. A bandı (3-95 KHz) enerji şirketleri, B bandı (95-125 KHz) erişim protokolü

olmadan tüm uygulamalar, C bandı (125-140 KHz) ev ağırları ve D bandı (140-148.5 KHz) alarm ve güvenlik sistemleri için ayrılmıştır.

DB sistemlerin akıllı şebekelerin dağıtım sistemlerindeki uygulamalarda daha uygun olduğu kabul edilmektedir [47]. Bu sistemler, GB sistemlerden çok daha düşük bir frekans bandında çalıştıklarından dolayı iletişim işaretindeki zayıflama değeri çok daha düşük olmaktadır. Bu sebeple, DB sistemler kullanılarak daha uzun mesafeler arasında iletişim sağlanabilmektedir ancak, veri hızı kilobayt seviyeleri gibi çok düşük değerlerdedir [41, 43, 48].

GB sistem 1-30 MHz frekans bandında çalışmaktadır ve OFDM gibi ileri düzey modülasyon tekniği kullanarak yüksek veri hızlarına ulaşabilmektedir. Ticari cihazlar için verilebilecek en uygun örnekler HomePlug AV [31] ve yüksek çözünürlüklü (high definition, HD) EHI [49] sistemleridir. 100 Mbps veri hızından daha yüksek bir iletişim hızı sağlayabilmek için oluşturulan IEEE 1901 GB EHI standardı dalgacık OFDM ve FFT-OFDM tekniklerini desteklemektedir. Ayrıca bu standart HomePlug AV ve HD-EHI sistemleriyle de uyumludur [16]. GB sistemler yüksek veri hızları sağladıkları için ses, veri, internet erişimi ve bina içi otomasyon uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır [33, 50]. Bu sistemlerin akıllı şebekelerde kullanılması üzerine gerçekleştirilmiş çalışmalar da literatürde mevcuttur [51-56].

1.3. Enerji Hatlarının Mimari Yapısı

Elektrik şebekeleri gerilim seviyelerine göre genel olarak yüksek gerilim (110 kV-330 kV), orta gerilim (10 kV-30 kV) ve alçak gerilim (110 V-400 V) olmak üzere üç kısımda sınıflandırılabilir [25, 49, 57]. Elektrik şebekelerinin bu farklı gerilim seviyelerine sahip kısımları transformatörler aracılığıyla birbirlerine bağlıdır. Veri işaretleri enerji hatları üzerinden yüksek frekansla iletildiğinde, transformatörler bir engelleyici gibi davranarak sadece düşük frekanslı elektrik işaretlerinin geçişine izin vermektedir.

Kilometrelerce uzunluklarda olabilen yüksek gerilim (YG) enerji hatları, enerji üretim merkezlerinde üretilen enerjinin alt istasyonlara iletiminde kullanılmaktadır. Elektrik enerjisinin yüksek gerilim seviyelerinde iletilmesinin ana nedeni aslında uzun mesafeli

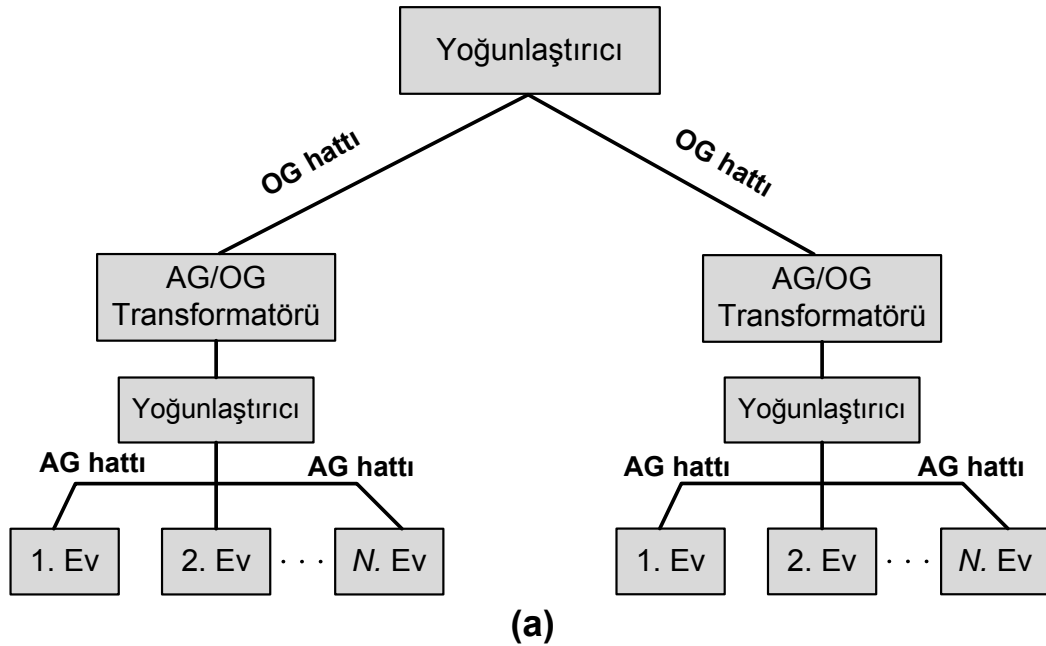
iletimdeki enerji kayıplarını en aza indirmektir. YG hatlarında görülen ana kayıplar enerji hatlarının direncinden meydana gelen ısı kayıpları ve sızıntı kayıplarıdır [25]. Isı kayıpları anma gerilim değeri artırılarak düşürülebilmektedir ancak gerilim seviyesindeki artış sızıntı kayıplarının da artmasına neden olmaktadır. İletken malzemenin iyi seçilmesi ve elektrik hatlarının uygun boyutlandırılması ısı kayıplarının kabul edilebilir seviyelerde kalmasını sağlamaktadır. Bu hatlarda yüksek elektrik alan gücü olduğu için ek olarak korona kayıpları (korona deşarjı) da meydana gelebilmektedir. Enerji kayıplarına ek olarak görülebilen korona deşarjı, alçak ve orta frekans bantlarını kullanan iletişim sistemleri üzerinde yoğun yüksek frekanslı dürtüsel girişimler üretebilmektedir. Korona kayıpları ve ilgili girişim sorunları YG iletim kablolarının uygun geometrik şekillerde düzenlenmesi ile en aza indirilebilmektedir [58]. Yüksek gerilim seviyelerindeki ciddi girişim ve zayıflama sorunlarından dolayı, YG enerji hatları veri iletimi için uygun değildir [59]. Bunun yerine, izleme ve kontrol amaçlı uygulamalar için genellikle yüksek kapasiteli veri iletim avantajından yararlanmak amacıyla fiber optik kablolar kullanılmaktadır [58, 59].

Orta gerilim (OG) şebekeleri genellikle elektrik enerjisinin kırsal alanlara, küçük kasabalara ve bireysel sanayi şirketlerine iletilmesi amacıyla kullanılmaktadır. Tipik olarak, OG elektrik hatları 5 km ile 25 km arasındaki uzaklıklara enerji iletiminde kullanılırlar. OG seviyelerinde enerji iletim ve dağıtım için hem havai hem de yer altı kablolarından faydalanılmaktadır. Ancak yoğun nüfuslu kentsel alanlarda, genellikle yer altı kabloları tercih edilmektedir [25]. YG iletim hatları ile kıyaslandığında OG havai hatları nispeten küçük direkler ve küçük tel kesitleri gerektirmektedirler. Bunun nedeni, OG hatlarının daha düşük gerilim seviyelerinde iletim gerçekleştirmesidir. Fiziksel yapı olarak ise bakır ve alüminyumdan yuvarlak, sektör-şekilli ve oval olmak üzere çeşitli kesit şekillerinde üretilmektedir [25]. Veri aktarımı açısından ise, OG hatları elektrik şirketlerinin enerji hatları üzerinden veri iletişiminde önemli bir yere sahiptir [59].

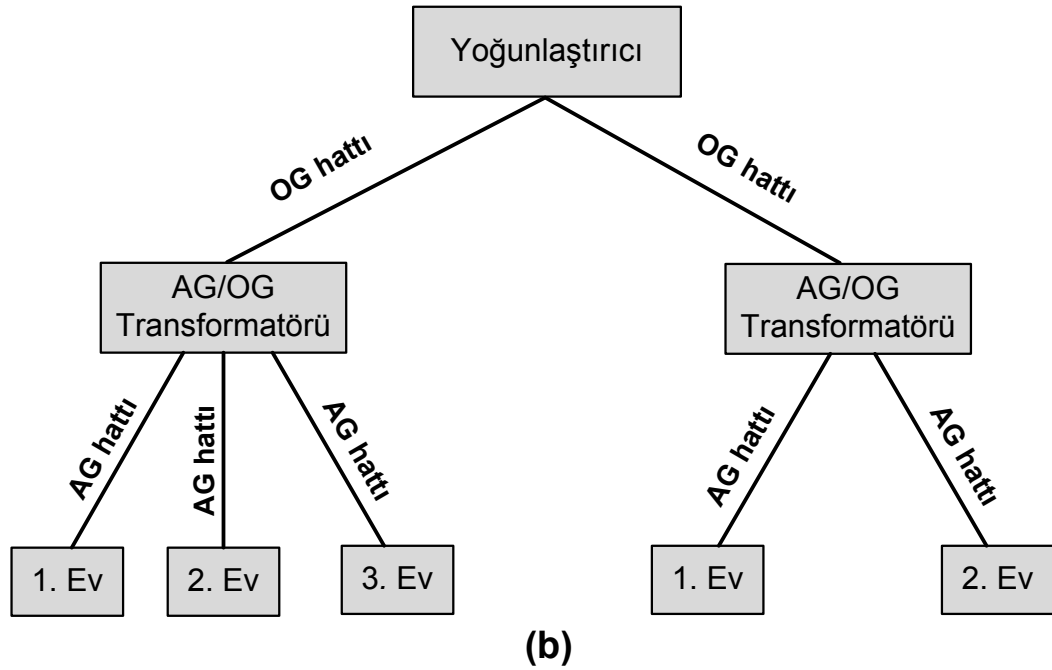
Alçak gerilim (AG) seviyesi için Avrupa'da genellikle yer altı kabloları kullanılmaktadır [25, 49]. Ancak, Avustralya'da kentsel alanlarda hala AG havai hatları kullanılmaktadır. AG hatlarının fiziksel özellikleri OG hatları ile aynıdır ve bu hatlar da yine bakır ve alüminyumdan üretilmektedir. Bu hatların uzunlukları 500 metreye kadar çıkabilir. AG elektrik şebekesini kullanan EHİ teknolojileri, ev veya ofisler için sundukları iletişim hizmetlerini bina içi ağ yapısı üzerinden gerçekleştirmektedirler.

Öte yandan, enerji iletim ve dağıtım sistemlerinin alt yapılarının ülkelere göre farklılık göstermesinin bir sonucu olarak EHK'nin yapısında değişiklikler olabilmektedir. Avrupa, Türkiye ve Çin'de her bir dağıtıcı transformatör 10-100 meskeni destekleyebilirken, Amerika ve Japonya'da her bir dağıtıcı transformatörün beslediği ev sayısı çok daha az sayıdadır. Örneğin Amerika'da bir dağıtıcı transformatör kırsal alanda 1-2 meskeni, kentsel alanda ise 2-8 meskeni besleyecek şekilde alt yapı kurulmuştur [60-63]. Avrupa/Türkiye/Çin ile Amerika/Japonya ülkeleri arasındaki elektrik şebekesi mimarisindeki farklılıklar Şekil 1.3'te görülmektedir.

Şekil 1.3'ten görüldüğü gibi AG hatları, OG hatlarına ikincil transformatör istasyonları üzerinden bağlanmaktadır. OG hattı üzerindeki bir iletişim işareti ikincil transformatör üzerinden AG hattına, benzer şekilde AG hattı üzerindeki bir iletişim işareti de ikincil transformatör üzerinden OG hattına geçebilmektedir ancak işaret 55 dB ile 75 dB arasında çok yüksek bir zayıflamaya maruz kalmaktadır [64]. Ayrıca, binaların çok katlı/merdivenli, çok katlı/ortak elektrik sayaçlı, müstakil ve çok yüksek katlı olması gibi yapısal farklılıkların ve bina içi elektriksel kablolama farklılıklarının da işaret zayıflaması üzerinde etkilerinin olduğu görülmektedir [65, 66].



Şekil 1.3. Elektrik şebekesinin ülkelere göre mimari farklılıkları: (a) Avrupa/Türkiye/Çin, (b) Amerika/Japonya [60] (devam ediyor).



Şekil 1.3. Elektrik şebekesinin ülkelere göre mimari farklılıkları: (a) Avrupa/Türkiye/Çin, (b) Amerika/Japonya [60].

1.4. Enerji Hattı Kanalı İçin Gürültü

Enerji hattı iletişimi için sadece iletim özellikleri değil, aynı zamanda girişim senaryoları da önemli bir rol oynamaktadır. EHK'ler iyi tasarlanmış diğer iletişim kanallarından farklı olarak AWGN şeklinde bir kanal modeli sergilemezler. Girişim senaryosu oldukça karmaşık olup sadece geniş bantlı renkli gürültü değil, aynı zamanda dar bantlı girişim ve dürtüsel bozukluklar da içerir. Şekil 1.4'te enerji hattı kanalındaki gürültü senaryoları görülmektedir. İletilen $s(t)$ işareti $h(t)$ dürtü cevabına sahip kanaldan geçtikten sonra farklı girişimlerin birleşimi olan $n(t)$ gürültü işareti ile toplanarak alıcıya ulaşmaktadır. Girişim senaryosu kabaca beş sınıfa ayrılabilir: *renkli zemin gürültüsü*, *dar bantlı gürültü*, *şebeke frekansı ile eşzamanlı periyodik dürtü gürültüsü*, *şebeke frekansı ile eşzamansız periyodik dürtü gürültüsü* ve *eşzamansız periyodik olmayan dürtü gürültüsü* [67, 68].

1.4.1. Renkli Zemin Gürültüsü

Renkli zemin gürültüsü oldukça düşük güç spektral yoğunluğuna sahip bir gürültüdür, ancak güç spektral yoğunluğu frekansla değişir ve düşük frekanslarda etkisini önemli ölçüde artırır. Bu tip gürültüye düşük güçlü çok sayıda gürültü kaynaklarının toplamı

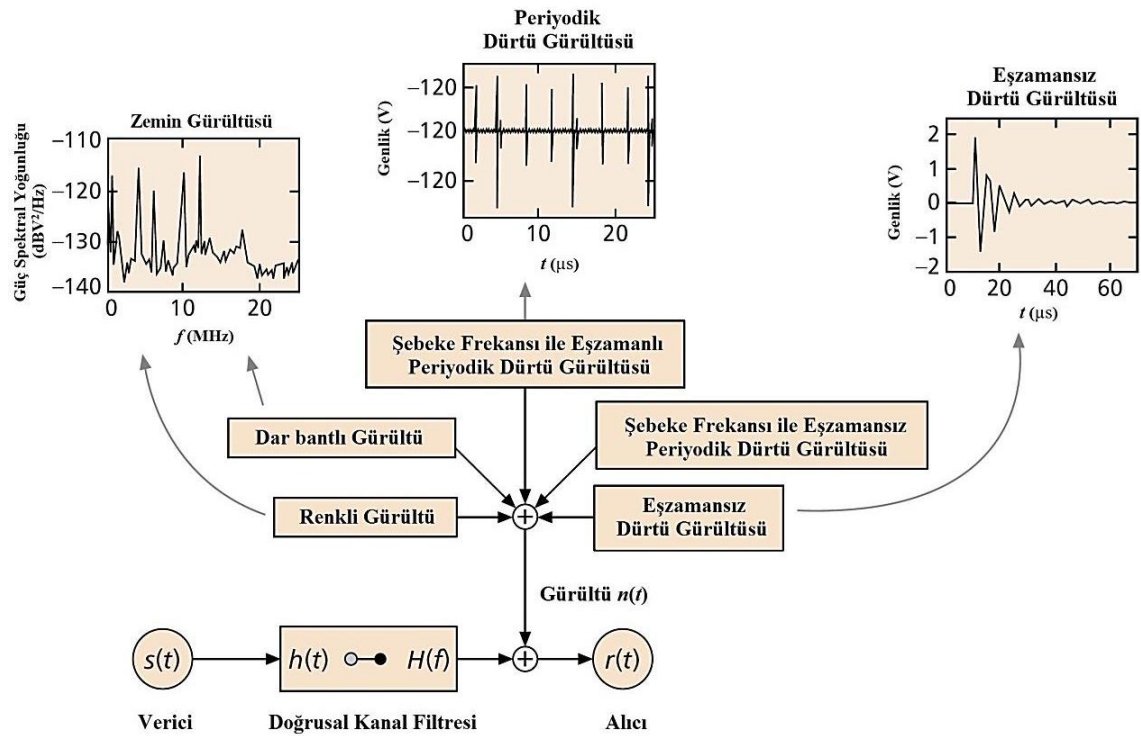
neden olmaktadır. Bu tür gürültü kaynaklarına karartıcı, saç kurutucuları ve bilgisayarlar gibi yaygın kullanılan ev ve ofis cihazları örnek verilebilir. Renkli zemin gürültüsünün güç spektral yoğunluğu oldukça dinamik şekilde zamanla değişir.

1.4.2. Dar Bantlı Gürültü

Bu tip gürültünün ana nedeni genlik modülasyonlu sinüzoidal işaretlerdir. Girişimin bu türü kısa ve orta dalga bandında yayın yapan istasyonlardan kaynaklanır. Girişim seviyesi gün boyunca defalarca değişir.

1.4.3. Şebeke Frekansı ile Eşzamanlı Periyodik Dürtü Gürültüsü

Bu tip dürtü gürültüsü genellikle 50/60 Hz şebeke frekansı ve şebeke frekansının katlarında görülmektedir. Yaklaşık birkaç mikro saniye kadar kısa süreli ve frekans artışı ile azalan güç spektral yoğunluğuna sahiptir. Gürültünün sebebi ise şebeke frekansı ile eş zamanlı çalışan güç kaynaklarında bulunan doğrultucu elemanlardır.



Şekil 1.4. Enerji hatlarındaki gürültü türleri [67].

1.4.4. Şebeke Frekansı ile Eş Zamansız Periyodik Dürtü Gürültüsü

Bu tip dürtü gürültüsü genellikle 50 KHz ile 200 KHz frekans aralığında ayrık çizgi spektrumu şeklinde periyodik olarak görülmektedir. Bu tür gürültüye çoğunlukla anahtarlama güç kaynaklarının uzun süreli kullanımı neden olmaktadır.

1.4.5. Eş Zamansız Dürtü Gürültüsü

Bu gürültüye elektrik şebekesindeki geçici anahtarlama neden olmaktadır. Veri iletimi için en zararlı gürültü tipidir. Bu tip gürültünün süresi birkaç mikro saniye ile mili saniyeye arasında rastgele değişir. Bu tip dürtü gürültüsünün güç spektral yoğunluğu zemin gürültüsünün 50 dB kadar üzerinde olabilir. Dolayısıyla bu tip bir gürültü, yüksek hızlı veri iletimi sırasında veri sembollerini blok halinde bozma kapasitesine sahiptir [18, 67, 68].

1.5. Enerji Hattı İletişiminde Kanal Empedansı

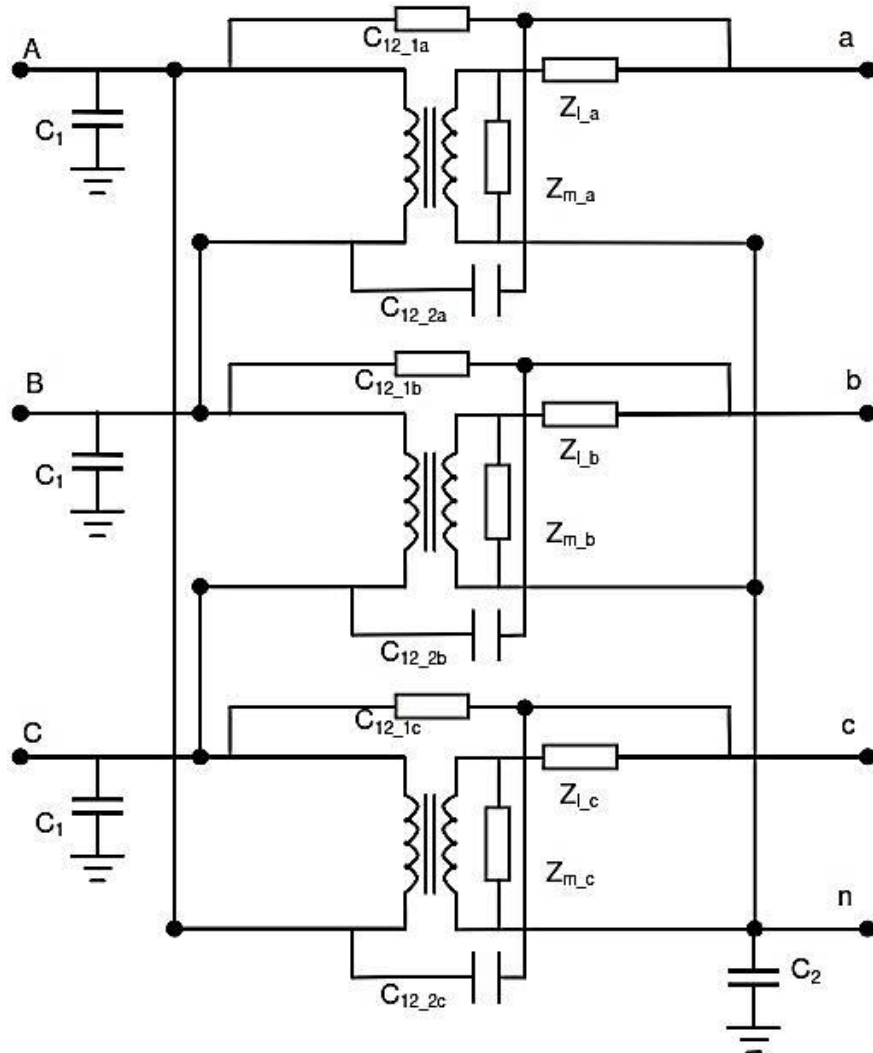
Elektrik şebekesi oldukça yaygın bir ağ yapısına sahiptir. Elektrik şebekesinin empedansını belirleyen başlıca iki unsur elektrik şebekesine bağlı olan yükler ve dağıtım transformatörlerinin empedanslarıdır. Orta ve alçak gerilim transformatörlerine çok sayıda paralel bağlı yük bulunması nedeniyle kanal empedansı çok kararsız bir değişim sergiler. Bu empedans değişimi iletişim ortamının ve iletim kanalının modellenmesini zorlaştırmaktadır. Verici, alıcı ve kanal empedanslarının uyumlu olduğu durumda ise alıcı tarafında işaret gücü maksimuma ulaşmaktadır. Bu nedenle EHİ'de empedans uyumu önemli bir rol oynamaktadır. Elektrik şebekesinin frekans bağımlı empedans eşitliği, Japonya'da yapılan ölçüm sonuçlarına en küçük kareler yöntemi uygulanarak Eşitlik (1.1)'deki matematiksel ifade ile elde edilmiştir [69-71].

$$|Z| = 0.005 \times f^{0.63} \text{ (ohm)} \quad (1.1)$$

Öte yandan, Vines'e [72] göre alçak gerilim elektrik şebekelerinde oluşan kanal empedansı; dağıtım transformatörünün empedansı, kullanılan kabloların karakteristik empedansı ve elektrik şebekesine bağlı elektrik cihazlarının empedansından kaynaklanmaktadır.

1.5.1. Dağıtım Transformatörünün Empedansı

Dağıtım transformatörleri frekans ile değeri artan endüktif bir empedans sergilerler. Bu transformatörlerin KHz seviyesindeki frekanslarda belirgin empedans eğrileri vardır ve bu eğriler transformatörün gücü, üretiminde kullanılan malzeme ve diğer üretim özelliklerine göre değişmektedir. Dağıtım transformatörlerinin orta frekans ve yüksek frekans değerleri için eşdeğer modeller önerilmiştir [73, 74]. 3 fazlı, iki sargılı, demir nüveli ve üçgen/yıldız bağlantılı bir dağıtım transformatörünün orta frekans (0-100 KHz) değer aralığı için eşdeğer modeli Şekil 1.5'te verilmektedir.

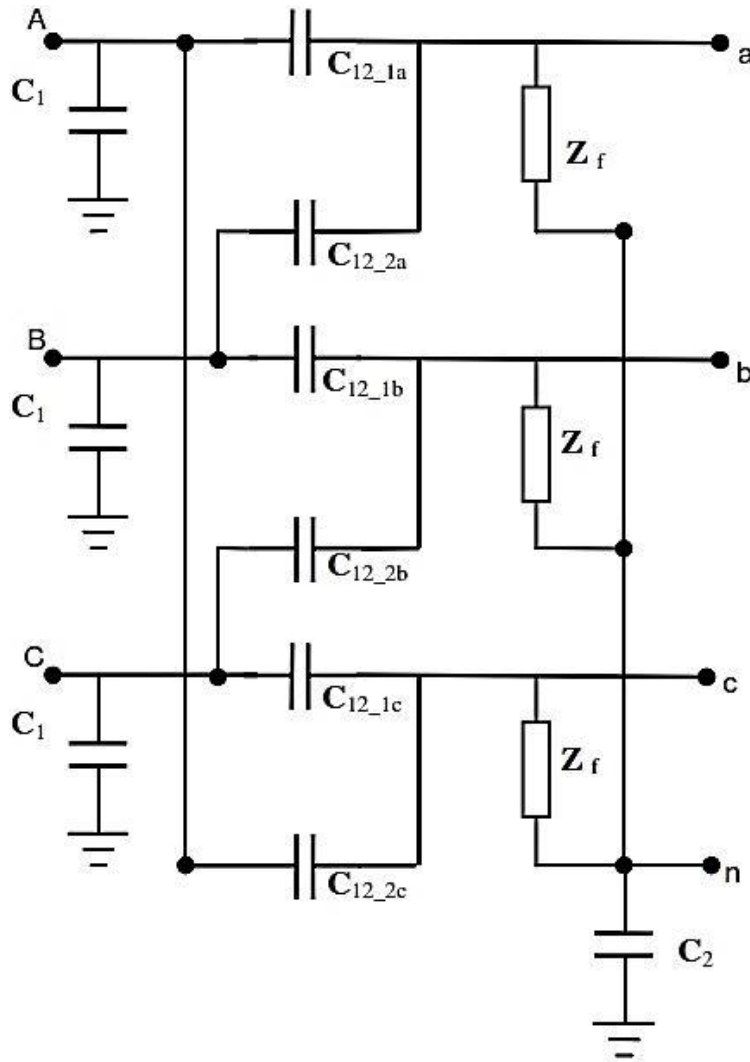


Şekil 1.5. 0-100 KHz aralığında dağıtım transformatör modeli [73].

Şekilde görülen ABC bağlantıları yüksek gerilim tarafını, abcd bağlantıları ise alçak gerilim tarafını göstermektedir. Z_l ile gösterilen empedanslar her bir faza ait sargının

kaçak empedansını gösterirken, Z_m empedansları her bir faza ait sargının mıknatıslanma empedansını göstermektedir. C_1 ve C_2 sargıları ile nüve kütlesi arasındaki kapasitansları C_{12_1} , yüksek gerilim kısmının iç taraf sargıları ile alçak gerilim kısmının dış taraf sargıları arasındaki kapasitansları ise C_{12_2} göstermektedir.

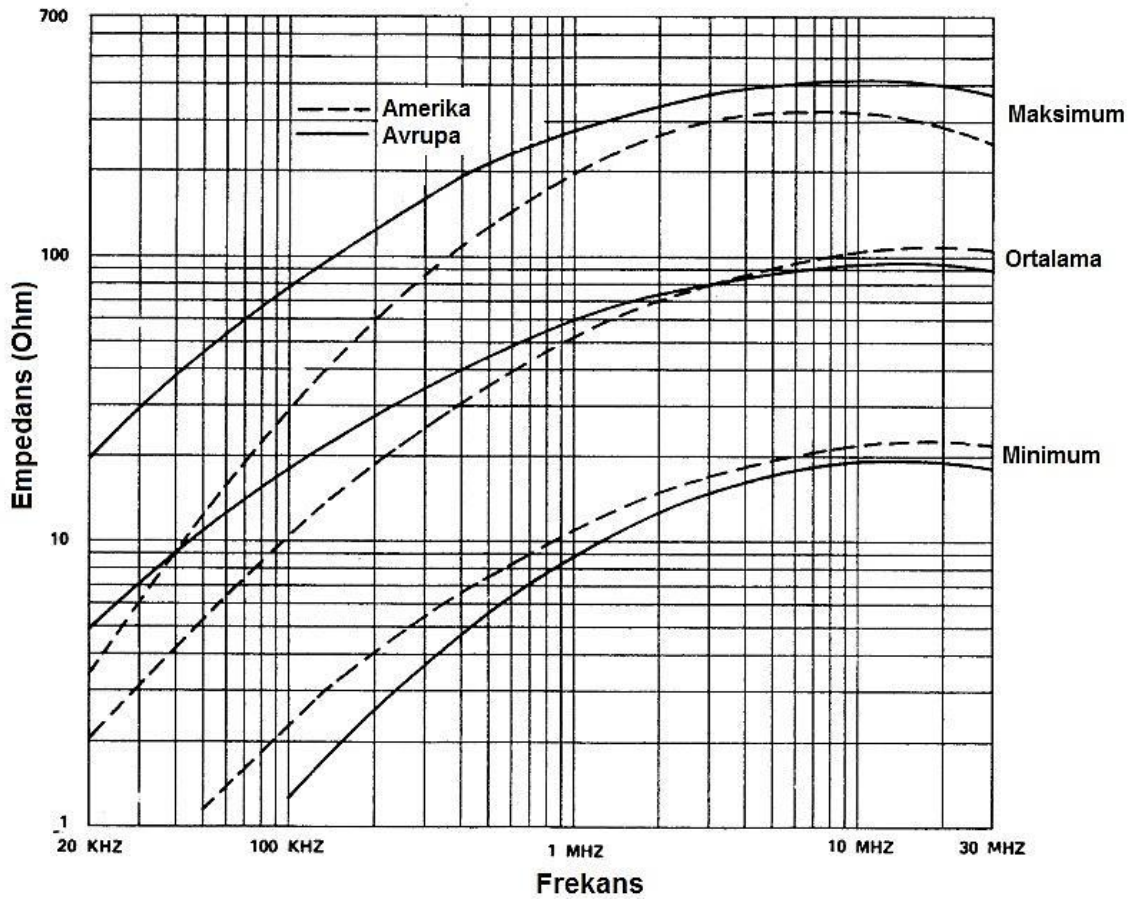
Dağıtım transformatörlerinin yüksek frekanslar için de eşdeğer model önerisi bulunmaktadır. 0-10 MHz frekans aralığı için eşdeğer bir model önerisi ise Şekil 1.6'da görülmektedir. Bu model önerisinde ideal transformatör yapıları göz ardı edilmiş, rezonans etkisi üzerinde durulmuştur. OG transformatörün düşük frekanslardaki eşdeğer modelindeki kapasitans ve bağlantı tanımları bu model için de aynen geçerlidir.



Şekil 1.6. Yüksek frekanslar için dağıtım transformatör modeli [73].

1.5.2. Kullanılan Kablonun Karakteristik Empedansı

Elektrik şebekesinde çok çeşitli kablolar kullanılmaktadır ve bu kablolar birbirlerine seri bağlı bobin ve dirençler şeklinde modellenebilirler. Literatürdeki sonuçlar karakteristik empedans değerinin ortalama 70 Ω ile 100 Ω arasında değiştiğini göstermektedir. Amerika ve Avrupa ülkelerinde kullanılan enerji iletim kablolarının karakteristik empedans değişimlerinin kıyaslanmasına ait bir grafik Şekil 1.7’de görülmektedir.



Şekil 1.7. Pratik enerji hattı kablolarının empedanslarının karşılaştırılması [75].

Malack [75] tarafından rapor edilen ölçümler 6 farklı Avrupa ülkesini ve 86 ticari güç dağıtım sistemini kapsayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. Şekil 1.7 ile sunulan sonuçlardan ülkeler arasındaki empedans farklılıklarının 100 KHz altındaki frekanslarda çok daha fazla olduğu, artan frekans değeri ile empedans değerlerinin birbirlerine yakınsadığı anlaşılmaktadır. Çavdar [76-78] tarafından CENELEC bandı için Türkiye’de gerçekleştirilen empedans ölçümlerinde ise kırsal, kentsel ve endüstriyel enerji hatlarının empedansları sırasıyla 3-17 Ω , 1-17 Ω ve 1-21 Ω olarak elde edilmiştir.

1.5.3. Elektrik Şebekesine Bağlı Cihazların Empedansları

Elektrik cihazları elektrik şebekesine sürekli olarak bağlanır veya ayrılırlar. Bu işlemler elektrik şebekesinin empedans değerinin dinamik olarak değişmesine neden olmaktadır. Ayrıca, herhangi bir cihazın empedans değeri çalışma türüne, hızına, yaşına ve cihazın tasarımı gibi faktörlere bağlı olarak değişebilmektedir. Yapılan araştırmalar sonucunda elektrik şebekesine bağlı olan cihazların empedanslarının 10 Ω ile 1000 Ω arasında değiştiği görülmektedir [20, 69, 72].

1.6. Enerji Hattı İletişiminde İşaret Zayıflaması

İşaret zayıflaması AG elektrik şebekeleri için 100 dB/km, OG elektrik şebekeleri için ise 10 dB/km kadar olmaktadır. Özellikle AG elektrik şebekelerinde görülen bu büyük işaret zayıflaması 1 kilometreden daha az aralıklarla tekrarlayıcıların kullanılmasını gerektirmektedir. İşaret zayıflamasında etkili olan faktörler ise şunlardır:

- *İşaret Zayıflamasının Zaman Bağımlılığı:* İşaret zayıflamasının zamana bağımlılığı çok fazladır, güçlü bir gündüz/gece hassasiyeti vardır.
- *İşaret Zayıflamasının Frekans Bağımlılığı:* 100 KHz'in üzerindeki frekanslar için işaret zayıflamasının her KHz başına 0.25 dB arttığı bildirilmektedir [79]. 400 m'den daha uzun kablolarda iletim hattının etkilerinden dolayı işaret zayıflaması belirli frekanslarda çok yüksek olabilmektedir.
- *İşaret Zayıflamasının Uzaklık Bağımlılığı:* Pratik durumlarda işaret zayıflamasının en kötü durumlarda km başına 100 dB olduğu kabul edilmektedir.
- *Şebeke Fazları Üzerinden İşaret Zayıflaması:* Fazlar arasındaki zayıflama genellikle 2 dB ile 15 dB arasında değişmektedir [80]. Ancak bazı aşırı durumlarda işaret zayıflamasının değeri 40 dB kadar olabilmektedir [69].

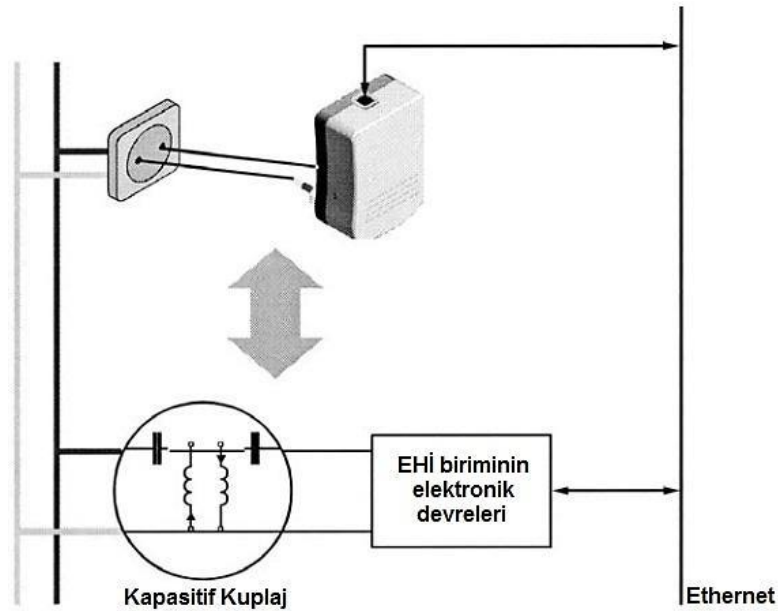
1.7. Enerji Hattı İletişiminde Kuplaj İşlemi

Kuplaj işlemi, iki elektrik devresinin birbirleri arasında elektron akışını sağlayacak şekilde bağlanması şeklinde tanımlanabilir. Bu elektron akışı elektrik devreleri arasında

kendiliğinden oluşan elektrik ve manyetik alanlar tarafından gerçekleştirilmektedir. EHI'de bozucu etkenlerin çok fazla olması verici birim ile alıcı birim arasındaki kuplaj işleminin önemini artırmaktadır. EHI'de iletişim birimini elektrik şebekesine bağlamanın kapasitif kuplaj ve endüktif kuplaj olmak üzere iki farklı yolu bulunmaktadır [69, 81].

1.7.1. Kapasitif Kuplaj

Bu yöntemde kuplaj işlemi kapasitörler aracılığıyla gerçekleştirilir ve işaret şebeke gerilimi üzerinden modüle edilir. Geleneksel kapasitif kuplaj yönteminde kondansatörler elektrik şebekesine paralel bağlanır. Alçak gerilim uygulamalarında düşük maliyetli bir çözüm sağladığından dolayı kapasitif kuplaj sıklıkla kullanılmaktadır, ancak orta gerilim uygulamalarında kuplaj kapasitörlerinin boyut ve maliyetindeki artış nedeniyle kullanımları uygun olmamaktadır [69, 81]. EHI modemlerde sıklıkla kullanılan kapasitif kuplaj yönteminin bağlantısı Şekil 1.8'de görüldüğü gibi gerçekleştirilmektedir.

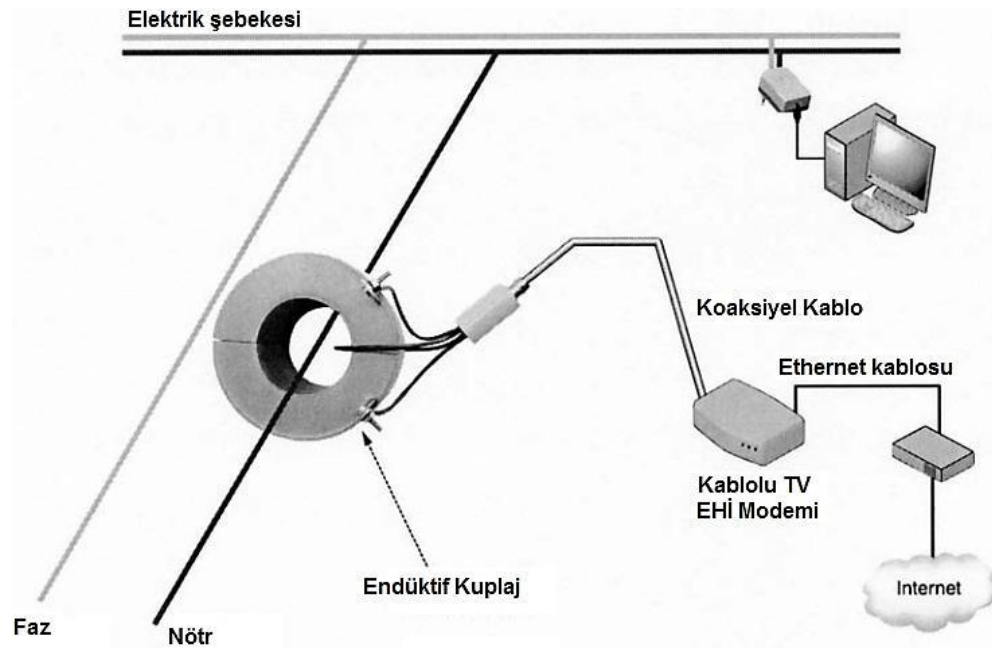


Şekil 1.8. Kapasitif kuplaj yönteminin uygulanması [20].

1.7.2. Endüktif Kuplaj

İşaretin şebeke akım dalga şekli üzerinden kuplajı bir endüktör kullanılarak gerçekleştirilir. Endüktif kuplaj, kapasitif kuplajın aksine elektrik yüklerine seri olarak

bağlanır. Bu nedenle tüketici uygulamalarında endüktif kuplaj kullanılmaz. Enerji hattı iletişimindeki endüktif kuplajın ana uygulama alanı, elektrik dağıtım şebekelerinde yüksek frekanslı geniş bant iletişimdir. Orta ve yüksek gerilim elektrik sistemlerinde kullanılan endüktif kuplaj yönteminin bağlantısı Şekil 1.9'da görüldüğü gibi gerçekleştirilmektedir. Endüktif kuplaj yönteminde elektrik şebekesiyle fiziksel bir bağlantı olmadığından dolayı kapasitif kuplaj yönteminden daha verimli ve güvenlidir [69, 81]. Sigorta kutusu ile priz arasındaki zayıflama 10-30 dB arasında değişmektedir ve en fazla zayıflama değeri 15 MHz ile 20 MHz aralığında olmaktadır. Endüktif yöntem kapasitif yöntem ile karşılaştırıldığında belirli frekanslarda zayıflamayı 10-15 dB kadar daha azaltabilmektedir. Öte yandan, endüktif kuplaj şebeke akımını kompanze ettiği için yüksek seviyeli harmoniklerin bastırılmasında da etkili bir rol oynar.



Şekil 1.9. Tek faz üzerinden endüktif kuplaj işlemi [20].

1.8. Enerji Hattı Kanal Modelleri

Hensen tarafından enerji hattı kanallarının transfer fonksiyonunu tahmin etmek için basit bir yaklaşım önerilmiştir [1]. Bu modele göre yüksek frekanslar ile artan zayıflamanın düz bir çizgi interpolasyonu sağlanabilir. Böylece kanal transfer fonksiyonunun genliğinin hesaplanması için basit bir formül oluşturulabilir. Bu yaklaşımda çok yollu yayılım etkisi dikkate alınmadığı için literatürde daha detaylı modeller geliştirilmiştir.

Philipps'in yankı modeli [2] kanal dürtü cevabını, N farklı yoldan gelen işaretlerin süper pozisyonunu temsil eden N dürtü katarının toplamı olarak sunar. Bu dürtülerin tümü ρ_i karmaşık katsayısı ile çarpılır ve τ_i süresi kadar geciktirilir. ρ_i karmaşık katsayısı, yansımaların çarpımını ve her yankı yolu boyunca iletim katsayılarını gösterir. Bu ise kanal transfer fonksiyonunun karmaşık (sanal) olmasına yol açar. Philipps'in yankı modeline göre kanal transfer fonksiyonu Eşitlik (1.2)' deki gibi ifade edilebilir:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \rho_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (1.2)$$

Bu model, kanal transfer fonksiyonunun çentiklerinin gerçeğe uygun şekilde yeniden üretilmesini sağladığından bina içi kanalların tanımlanmasında uygundur. Alçak geçiren davranış sergileyen tipik Avrupalı erişim şebekeleri gibi kanalların tanımlanması için Zimmermann ek bir zayıflama faktörü içeren uygun bir yankı (echo) modeli önermiştir [3]. Bu model N farklı yoldan gelen işaretlerin süperpozisyonunun her birini ayrı bir g_i ağırlıklandırma faktörü ve d_i yol uzunluğu ile tanımlar. Ayrıca bu modelde frekans bağımlı zayıflama; a_0 , a_1 ve k parametreleri ile modellenir. Zimmermann tarafından önerilen modelin kanal transfer fonksiyonu Eşitlik (1.3)'teki gibi ifade edilebilir:

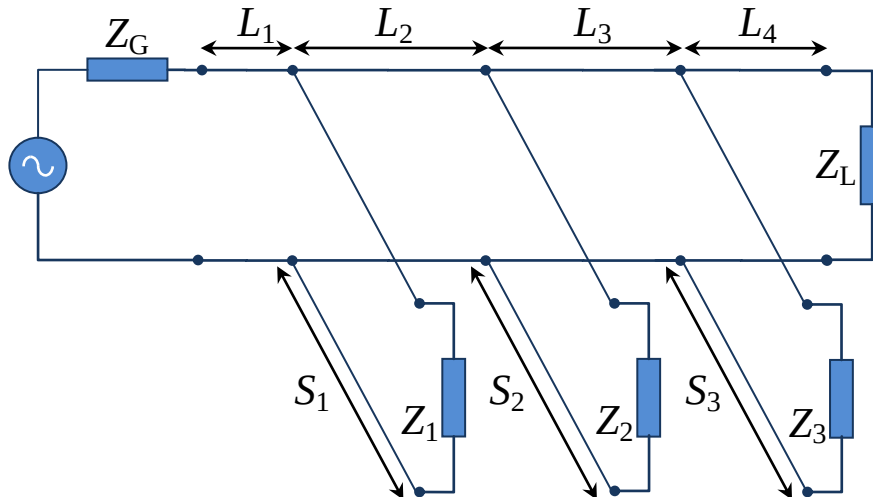
$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(a_0 + a_1 f^k) \cdot d_i} \cdot e^{-j2\pi f (d_i/v_p)} \quad (1.3)$$

Eşitlik (1.3)'teki ilk üstel fonksiyon zayıflamayı, ikinci üstel fonksiyon ise gecikmeyi tanımlamaktadır. Çok yollu modelin parametreleri, karmaşık kanal transfer fonksiyonunun ölçümlerinden elde edilebilir. a_0 , a_1 ve k zayıflama parametreleri frekans cevabının büyüklüğünden elde edilir. d_i ve g_i yol parametrelerinin belirlenmesi için de dürtü cevabı gereklidir. Dürtü cevabı her bir yolun gecikme süresi hakkında bilgi verir. g_i ağırlıklandırma faktörü ise her bir dürtünün genliğinden belirlenebilir [67].

Zimmermann tarafından önerilen enerji hattı kanal modelinden sonra farklı yaklaşımlara sahip enerji hattı kanal model önerileri de araştırmacılar tarafından literatüre sunulmuştur. Bu kanal önerileri genel olarak çoklu yol bileşenlerinin matris temelli

hesaplanmasına dayalı öneriler [82-84], enerji hattını iki portlu transmisyon (iletim) hattı eşdeğeri ile modelleyen öneriler [34, 85-88] ve deterministik yaklaşımlardan farklı olarak istatistiksel kanal model önerileri [89, 90] şeklinde sınıflandırılabilir. Literatürde farklı kanal modelleri bulunmasına karşın Zimmermann tarafından önerilen EHK modeli, kanalı literatürde bulunan modellerden daha iyi tanımlaması sebebiyle birçok çalışmada kullanılmıştır [5-12, 91-98]. Ancak Cortes *et al.* [13] tarafından gerçekleştirilen çalışma ile Canete [14] tarafından 2010 yılında önerilen kanal modelinin tipik Avrupa enerji hattını literatürde var olan diğer kanal önerilerinden daha iyi tanımladığı gösterilmiştir. Bu tez kapsamında gerçekleştirilen bazı çalışmalarda da bu EHK modeli kullanılmıştır. Canete [14] tarafından önerilen bina içi EHK modeli aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

Bina içi elektrik şebekesinin basitleştirilmiş yapısı Şekil 1.10'da görülmektedir. Bu yapı farklı uzunluklarda 7 adet elektrik hattı ($L_i (i \in \{1, 2, 3, 4\})$, $S_i (i \in \{1, 2, 3\})$) ve 5 adet terminal biriminden ($Z_i (i \in \{1, 2, 3\})$, Z_G ve Z_L) oluşmaktadır. Terminal yapılarından Z_G verici birimi, Z_L alıcı birimi gösterirken, Z_1, Z_2, Z_3 elektrik şebekesine bağlı yüklerin empedanslarını göstermektedir. Bu basitleştirilmiş hat modeli ve elektrik kablolarına ait direnç (R), indüktans (L), iletkenlik (G), birim uzunluk başına kapasitans (C), yayılma sabiti (γ) ve karakteristik empedans (Z_C) değerleri gibi pratik parametreler göz önünde bulundurularak ABCD matris teorisi vasıtasıyla bina içi enerji hattının transfer fonksiyonu Eşitlik (1.7)'deki gibi elde edilebilmektedir.



Şekil 1.10. Canete EHK modelinde basitleştirilmiş bina içi enerji hattı [14].

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.4)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$H = \frac{Z_c}{AZ_c + B + CZ_c Z_T + DZ_T} \quad (1.7)$$

burada ω ve l sırasıyla açısal frekansı ve kablo uzunluğunu göstermektedir. Literatürde son yıllarda Canete enerji hattı modelini kullanarak gerçekleştirilmiş çalışmalar mevcuttur [54, 99-102, 104-107].

Farklı ülkeler ve ortamlar için önerilen mevcut EHK modelleri göz önünde bulundurulduğunda, kanalın modellenmesinde temelde iki yöntemin olduğu ancak bu yöntemlerin kendi içerisinde alt dallarının olabildiği görülmektedir. Bu modelleme yöntemlerinden birincisi zaman ekseninde gerçekleştirilen kanal modelleme işlemleri iken [82-84], ikinci yöntem frekans ekseninde gerçekleştirilen kanal modelleme işlemleridir [1-3, 14, 85-90, 103].

Zaman eksenli yaklaşımında, EHK genellikle çoklu yol etkilerine bağlı olarak tanımlanmaktadır. AG enerji hattında yüksek frekanslı işaret yayılımı, verici birim ile alıcı birim arasında sadece doğrudan (direkt) bir yol vasıtasıyla gerçekleştirilememekte, aynı zamanda ek yankılar da işaret yayılımına dahil olmaktadır. EHK'deki çoklu yol etkilerinin ana nedeni, hattaki kopukluklar veya yansıyan ve iletilen işaretlerin her ikisinin de üretilmesine neden olan empedans uyumsuzluklarıdır. EHK'nin zaman ekseninde tanımlanması durumunda çoklu yol etkilerinin de göz önünde bulundurulması önemli bir konudur [82-84].

Frekans eksenli yaklaşımında hem iletim hattı teorisi tabanlı deterministik yaklaşım kullanılarak hem de enerji hattından pratik kanal ölçümleri gerçekleştirilerek kanal modelleme işlemleri gerçekleştirilmektedir [1-3, 14, 85-90, 103]. İletim hattı teorisi tabanlı yaklaşımın zaman eksenli temelli yaklaşıma göre en önemli avantajı, hesaplama karmaşıklığının enerji sisteminin topolojik karmaşıklığından ve uyumsuz düğüm

bağlantılarının sayısından hemen hemen bağımsız olmasıdır. Öte yandan, iletim hattı temelli frekans ekseni yaklaşımında enerji hattının topolojik yapısı, kullanılan kabloların türleri, kesitleri, karakteristik özellikleri ve her bir düğüme bağlı empedansların değerleri gibi bazı önsel bilgilerin bilinmesi gerekmektedir [34, 85-88]. Pratik kanal ölçüm yönteminde ise farklı bina ve ortamlara ait enerji hatlarından gerçekleştirilen deneysel kanal ölçüm verileri toplanarak bir veri tabanı oluşturulmaktadır ve bu verilere bağlı olarak kanal modelleme işlemi gerçekleştirilmektedir [85-90, 103]. Bu yöntemde enerji hattından önsel bir bilgi gereksinimi bulunmamaktadır ve doğru bir kanal modeli elde edebilmek için ev, ofis ve okul gibi farklı ortamlarda uzun süreli kanal ölçümlerinin gerçekleştirilmesi gerekmektedir.

1.9. Enerji Hattı İletişim Sistemleri İçin Modülasyon Teknikleri

EHİ teknolojileri diğer iyi bilinen iletişim kanallarında nadiren görülen zorlayıcı (kötü) kanal koşulları ile mücadele etmek zorundadır. Enerji hatlarının özellikleri ve gürültünün çeşitli türlerine karşı savunmasızlık EHİ sistemlerinde kullanılacak modülasyon tekniklerinin uygun seçilmesini gerektirmektedir. Bu sistemler için modülasyon seçimi yapılırken aşağıdaki üç sorun göz önünde bulundurulmalıdır [108]:

- Gürültünün farklı türlerine karşı olan duyarlılık (yüksek dürtüsel gürültü SNR değerini düşürmektedir),
- EHİ kanalının frekans seçici zamanla değişen bir kanal olması,
- Elektromanyetik uyumluluktan dolayı EHİ sistemlerindeki iletim gücünün göreceli olarak düşük seviyeler ile sınırlı olması.

1.9.1. Tek Taşıyıcılı Modülasyon

Tek taşıyıcılı sayısal modülasyon yönteminde veri işareti f_0 frekanslı tek bir taşıyıcıyı modüle etmektedir. Bilgi taşıyıcının genlik, frekans veya fazına kodlanmaktadır. ASK modülasyonunda mesaj işareti taşıyıcının genliğini modüle ederken, frekans ve fazı üzerinde değişiklik yapmamaktadır. Benzer şekilde, FSK modülasyonunda mesaj işareti taşıyıcının sadece frekansını, PSK modülasyonu ise mesaj işareti taşıyıcı işaretin sadece fazını modüle ederken taşıyıcının diğer parametreleri üzerinde herhangi bir değişiklik

yapmamaktadır. Karesel genlik modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) ise ASK ve PSK modülasyonlarının bir birleşimidir. Tek taşıyıcılı modülasyon teknikleri basitliklerinden dolayı EHI sistemleri için cezbedici adaylardır [58].

EHI sistemlerinin dar bantlı uygulamaları için tek taşıyıcılı modülasyon tekniği uygun bir seçenektir ve pratik uygulamalarda kabul edilmiştir [49, 69]. Ancak, geniş bantlı EHI sistemleri için tek taşıyıcılı sistemlerin enerji hattı kanalında yetersiz oldukları görülmüştür [5, 58]. Bu sonuç, enerji hattı kanalın iletim özellikleri ile ilgili birkaç faktörden kaynaklanmaktadır:

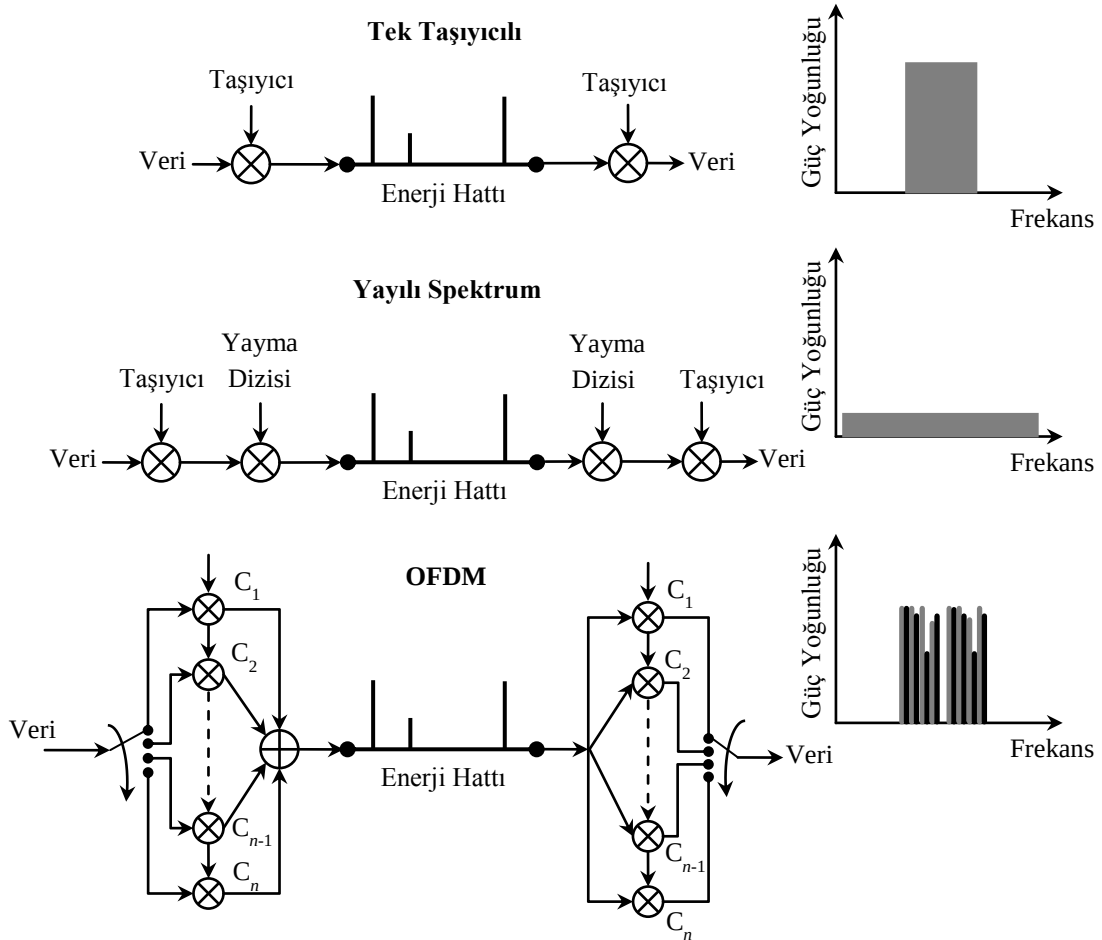
- Bu kanaldaki çoklu yol etkisi önemli derecede simgelerarası girişime (ISI) neden olmaktadır ve frekans ekseninde derin çentikler oluşturarak frekans seçici sönümlenmeye neden olmaktadır. Etkilenen frekanslar kullanılan elektrik hattı şebekesinin özellikleri ve yapısına bağlı olarak zaman ve yer ile değişebilir. Bu beklenmedik frekans seçici sönümlenmenin meydana gelmesi durumunda tek taşıyıcılı modülasyonun performansı çok kötü olabilmektedir [5]. Sistem performansını geliştirmek ve ISI'nın etkilerini en aza indirmek için güçlü algılama ve denkleştirme tekniklerinin kullanılması gerekmektedir ancak bu da tek taşıyıcılı modülasyonların basitlik avantajını ortadan kaldırmaktadır.
- Kanal zayıflaması genellikle frekans artışıyla artar ve geniş bantlar yüksek veri hızı iletişimi için yeterince düz olarak kabul edilemez.
- Enerji hatları gibi gürültülü bir ortam düşünüldüğünde, geniş bantlı EHI teknolojilerinin yüksek spektral verimlilik sağlamaları gerekmektedir. Maalesef, basit tek taşıyıcılı modülasyon teknikleri 1 Hz başına sadece 1 bit/s'ye kadar spektral verimliliğe ulaşabilmektedir [67].

1.9.2. Yayılı Spektrum Teknikleri

Yayılı spektrum (Spread spectrum, SS) teknikleri başlangıçta askeri uygulamalar için dar bant bir işareti geniş bir frekans spektrumu üzerinde yayarak kasti müdahalelere karşı dayanıklılık elde etmek amacıyla geliştirilmiştir. EHI uygulamaları için SS tekniklerine olan ilgi, çoklu yol etkisi ile ortaya çıkan frekans seçici sönümlenmeye karşı olan mücadele yeteneği ve dar bantlı girişimlerin tüm türlerine karşı olan dayanıklılığından kaynaklanmaktadır [5, 67]. Ayrıca, SS teknikleri EHI uygulamaları

için düşük güç spektral yoğunluğundan dolayı ilgi çekicidir. SS tekniklerinin doğrudan dizili yayılı spektrum (DSSS), frekans atlamalı, zaman atlamalı ve hibrid (melez) teknikleri gibi türleri bulunmaktadır. SS tekniklerinde medya (ortam) erişimi kod bölmeli çoklu erişim (CDMA) ile küresel koordinasyon ve eş zamanlama gerekmeden sağlanabilmektedir [67].

SS tekniğinde, f_0 frekanslı bir taşıyıcı geleneksel modülasyon yöntemleri kullanılarak mesaj işaretinin yaklaşık iki katı bir bant genişliğinde modüle edilir. Ardından Şekil 1.11’de görüldüğü gibi yüksek hızlı sözde rastgele bir dizi kullanılarak modülasyonun ikinci katmanı gerçekleştirilir. Bu modüle işleminden sonra sözde rastgele dizinin saat frekansının yaklaşık iki katı bir bant genişliği elde edilmektedir. Verici birimde kullanılan dizinin aynısı alıcı birim tarafından bilinmelidir ve alınan işaret ile eş zamanlanmalıdır. Devamında alınan işarete mesaj işaretinin elde edilebilmesi için geleneksel demodülasyon işlemleri gerçekleştirilir.



Şekil 1.11. Enerji hattı iletişimi için modülasyon teknikleri [67].

SS tekniğinin dar bantlı girişimin üstesinden gelebilmesi için çok geniş bir bant genişliği gerekmektedir. Sınırlı bir iletim bant genişliği olması durumunda, SS tekniği için gerekli olan bu yüksek bant genişliği veri hızını önemli ölçüde sınırlandırabilmektedir. Enerji hatları üzerinden SS tekniği kullanılarak yüksek hızlı iletişimin sağlanabilmesi için çok büyük bir bant genişliğine ihtiyaç vardır ancak EHK tarafından bu gerekliliğin sağlanması genellikle mümkün olmamaktadır. EHI sistemlerinde spektral verimlilik, OFDM gibi çok taşıyıcılı modülasyon yöntemleri kullanılarak sağlanabilir. OFDM sistemi bir sonraki bölümde detaylı olarak incelenecektir.

2. BÖLÜM

YÖNTEM VE MATERYAL

2.1. Giriş

Bu bölümde öncelikle LDPC kodları, bu kodlara ait kodlama yöntemi ve farklı kod çözücülerin yapıları incelenmektedir. Daha sonra OFDM sistemine ait temel bilgiler ve bu sistemin çalışma prensibi anlatılmaktadır. Canete EHK modelinde kullanılan özel parametreler, pratik EHK ölçüm yöntemi ve elde edilen deneysel ölçüm sonuçları da yine bu bölümde sunulmuştur.

2.2. Düşük Yoğunluklu Eşlik Denetim (LDPC) Kodları Hakkında Temel Bilgiler

Doğrusal Blok Kodlarının önemli bir türü olan Düşük Yoğunluklu Eşlik Denetim (LDPC) kodları, ilk kez R.G. Gallager tarafından 1960'lı yılların başında sunulmuştur [109]. LDPC kodları yüksek hesaplama karmaşıklığı gerektirdiğinden ve 1960'lı yıllardaki teknolojinin bu talebi karşılayamayacak olmasından dolayı uzun yıllar boyunca ihmal edilmiştir. Teknoloji ve bilgisayarların hesaplama kabiliyetindeki gelişmeler ile Kanı Yayılım Kod Çözücüler (Belief Propagation (BP) decoders), Tanner grafiği ve Turbo kodlar gibi teorik gelişmeler LDPC kodlarının yeniden akademik önem kazanmasını sağlamıştır. LDPC kodlarının Turbo kodlara benzer şekilde Shannon hata performans sınırına ulaşabileceği MacKay ve Neal [110, 111] tarafından yapılan çalışmalar ile gösterilmiş ve bu kodlar 1990'lı yılların sonunda adeta yeniden keşfedilmiştir.

LDPC kodlarının düşük yoğunluklu olarak adlandırılmasının nedeni, bu kodların oluşturulmasında kullanılan eşlik denetim (**H**) matrisindeki sıfır dışındaki elemanların sayısının ("1" elemanlarının sayısının) tüm eleman sayısına oranının çok düşük değerde

olmasından kaynaklanmaktadır. Eşlik denetim matrisindeki 1 elemanlarının konumu tamamen rastgele olduğundan, kod oluşturulurken aynı zamanda serpiştirme işlemi de gerçekleştirilmiş olmaktadır. Bu özellik sayesinde LDPC kodları harici bir serpiştirme işlemine gerek duymamakta ve rakipleri karşısında önemli bir üstünlük sağlamaktadır. LDPC kodlarının en büyük rakibi olan Turbo kodlar karşısında çeşitli üstünlükleri vardır. Bunlar ise; daha iyi blok hata performansı sergilemesi, hata tabanlarının çok daha düşük BHO değerlerinde meydana gelmesi, iyi bir hata performansı elde etmek için serpiştiriciye ihtiyaç duymaması ve kod çözme işlemlerinin kafes tabanlı değil yinelemeli tabanlı olmasıdır. LDPC kodlarının önemli bir diğer üstünlüğü ise, kod çözme karmaşıklığının blok uzunluğuyla doğrusal olarak artmasıdır [112-114].

LDPC kodlarının diğer kodlama türlerinden birçok üstünlüğünün bulunmasının yanı sıra bazı zayıflıkları da bulunmaktadır. Bunlardan en önemlisi ise; LDPC kodlarının oluşturulması işleminin karmaşık ve zor olmasıdır. Kod üretimindeki karmaşıklıkları azaltmak için literatürde çok sayıda yöntem önerilmiştir. Luby ve arkadaşları [115]'te İkili Silen Kanal (Binary Erasure Channel, BEC) üzerinden iletim için çift taraflı grafikler yerine kaskat grafiklerin başarımını araştırmışlardır. Kaskatlanmış grafik katmanlarının sayısı ve her bir katmanın boyutunun dikkatli bir şekilde seçimi sonucunda kodlama ve kod çözme karmaşıklığının blok uzunluğunun doğrusal bir fonksiyonu olarak değişebileceğini göstermişlerdir. Haley ve arkadaşları [116]'da yinelemeli kodlama işlemi gerçekleştiren bir yöntem önermişlerdir. Bu yöntemde $\mathbf{H}$ matrisinin tersinin alınması işlemi yinelemeli olarak gerçekleştirilmektedir ve klasik LDPC kodlarıyla elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında herhangi bir performans kaybı olmamaktadır ancak bu yöntem sadece düzenli LDPC kodları için doğrulanmıştır. Hu ve arkadaşları [117]'de alt üçgen matris formundaki $\mathbf{H}$ matrisini, Aşamalı Kenar Büyüme Algoritması (Progressive Edge Growth (PEG) Algorithm) kullanarak oluşturmuş ve LDPC kodlama kodlarını bu matris aracılığıyla elde etmişlerdir.

LDPC kodları çok iyi bir performans sergilediklerinden dolayı, DVB-S2, DVB-T2, DVB-C2, Wi-Fi (802.11n), WiMAX (802.16e), 10Gbit Ethernet (IEEE802.3an) ve G.hn/G.9960 gibi iletişim ve yayıncılık standartlarında kanal kodlama amacıyla kullanılmaktadır. Uygun şekilde tasarlanmış LDPC kodları üçüncü nesil mobil iletişim sistemlerinde de iyi bir performans sergilemektedir [118-120].

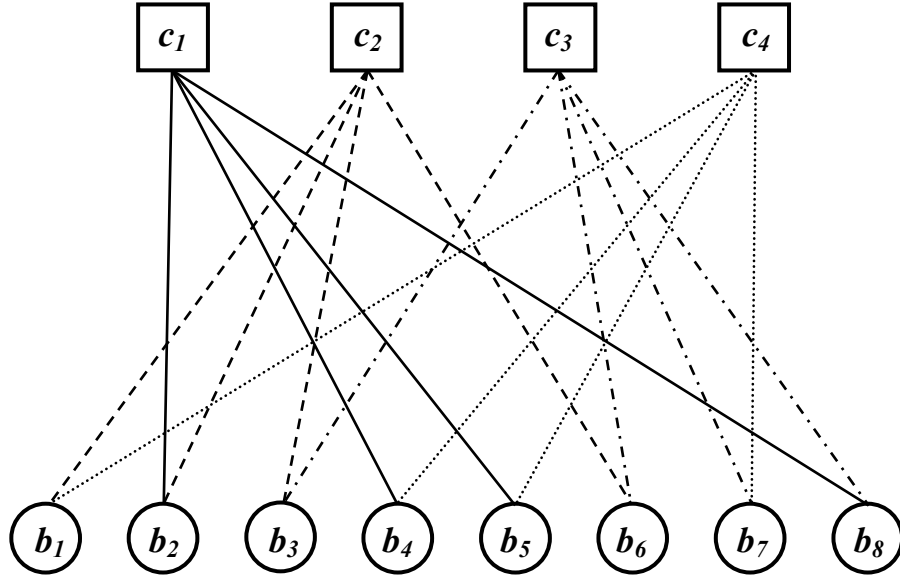
2.3. LDPC Kodları İçin Kodlama İşlemi

LDPC kodları, az sayıda 1 ve çok sayıda 0 elemanlarından oluşan $\mathbf{H}$ eşlik denetim matrisi aracılığıyla oluşturulan doğrusal blok kodlarıdır. (N, K) uzunluklu bir LDPC kodu elde etmek için gerekli $\mathbf{H}$ matrisi $(N - K) \times N$ boyutlu olmaktadır. Burada $(N - K)$ satır sayısını, N sütun sayısını (LDPC kodu için kod uzunluğunu) ve K bilgi bitlerinin sayısını göstermektedir. R kodlama yoğunluğu, $R = K/N$ olarak ifade edilmektedir. $\mathbf{H}$ matrisinin satırlarındaki 1 elemanlarının sayısı satır ağırlığı (w_r), sütunlarındaki 1 elemanlarının sayısı da sütun ağırlığı (w_c) olarak adlandırılmaktadır. LDPC kodları genel olarak, düzenli ve düzensiz LDPC kodlar şeklinde sınıflandırılabilir. Düzenli LDPC kodlarında w_r ve w_c sabit bir değer olurken, düzensiz LDPC kodlarında w_r ve w_c sabit değeri değildir.

$(8, 4)$ uzunluklu düzenli bir LDPC kodu için $\mathbf{H}$ matrisi Eşitlik (2.1)'de görülmektedir. Eşitlik (2.1) ile verilen $\mathbf{H}$ matrisi için $w_r = 4$ ve $w_c = 2$ olduğu matrisin satır ve sütunlarındaki 1 elemanların sayısından kolaylıkla anlaşılabilmektedir [119].

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

LDPC kodlarının çift taraflı grafiklerle görsel olarak ifade edilebileceği Tanner tarafından gösterilmiştir [121]. (N, K) uzunluklu LDPC kodu için Tanner grafiği N adet bit düğümü $(b_1, b_2, \dots, b_N)$, $(N - K)$ adet denetim düğümü $(c_1, c_2, \dots, c_{N-K})$ ve düğümler arasındaki bağlantılardan oluşmaktadır. Düğümler arasındaki bağlantılar $\mathbf{H}$ matrisindeki sadece 1 elemanları için kullanılmaktadır. Denetim düğümleri $\mathbf{H}$ matrisindeki satırlara karşılık gelirken, bit düğümleri de eşlik denetim matrisinin sütunlarına karşılık gelmektedir. Eşitlik (2.1) ile verilen $\mathbf{H}$ matrisine ait Tanner grafiği Şekil 2.1'de görülmektedir.



Şekil 2.1. (8,4) uzunluklu LDPC kodu için Tanner grafiği.

Tanner grafiği matematiksel olarak da ifade edilebilmektedir. Tanner grafiğinin matematiksel gösterimi, her satırdaki 1 elemanını veren bit düğümlerinin Mod-2 toplamının sifıra eşitlenmesi ile elde edilmektedir. Şekil 2.1'deki Tanner grafiğinin matematiksel eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilmektedir.

$$\begin{aligned}
 b_2 \oplus b_4 \oplus b_5 \oplus b_8 \oplus c_1 &= 0 \\
 b_1 \oplus b_2 \oplus b_3 \oplus b_6 \oplus c_2 &= 0 \\
 b_3 \oplus b_6 \oplus b_7 \oplus b_8 \oplus c_3 &= 0 \\
 b_1 \oplus b_4 \oplus b_5 \oplus b_7 \oplus c_4 &= 0
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Düzensiz LDPC kodlarında ise düğümler bir dağılım polinomu derecesine göre belirlenmektedir. Bit düğümleri için $\lambda(x)$ dağılım polinomu derecesi, denetim düğümleri için $\rho(x)$ dağılım polinomu derecesi önemlidir. Bu dağılım polinomları matematiksel olarak Eşitlik (2.3) ve (2.4)'teki gibi ifade edilmektedir.

$$\lambda(x) = \sum_{d=1}^{d_b} \lambda_d x^{d-1} \tag{2.3}$$

$$\rho(x) = \sum_{d=1}^{d_c} \rho_d x^{d-1} \tag{2.4}$$

burada λ_d , d derecesine sahip bit düğümüne gelen bağlantıların tüm bağlantılara oranını, ρ_d , d derecesine sahip denetim düğümüne gelen bağlantıların tüm bağlantılara oranını, d_b ve d_c değişkenleri de sırasıyla maksimum bit ve maksimum denetim düğümü derecelerini göstermektedir [119].

LDPC kodlarıyla kodlama işleminin gerçekleştirilebilmesi için öncelikle $\mathbf{H}$ matrisinden $\mathbf{G}$ üreteç matrisi oluşturulmalıdır. $\mathbf{G}$ matrisini elde etmek için, $\mathbf{H}$ matrisine Gauss-Jordan Yok Etme Yönteminin uygulanması sonucunda Eşitlik (2.5) elde edilmektedir.

$$\mathbf{H} = \left[-\mathbf{A}^T \mid \mathbf{I}_{N-K} \right] \quad (2.5)$$

burada, $\mathbf{I}_{N-K}$ $(N-K) \times (N-K)$ boyutlarındaki birim matrisi, $\mathbf{A}^T$ ise $(N-K) \times N$ boyutlu $\mathbf{A}$ matrisin devriğini ifade etmektedir. Eşitlik (2.5) ile elde edilen $\mathbf{H}$ matrisin uygun şekilde düzenlenmesi sonucunda $\mathbf{G}$ matrisi Eşitlik (2.6)'daki gibi olmaktadır.

$$\mathbf{G} = \left[\mathbf{I}_K \mid \mathbf{A} \right] \quad (2.6)$$

Kodlama işleminin gerçekleştirilmesindeki son işlem adımı ise, bilgi bitleri dizisi ile $\mathbf{G}$ matrisinin çarpılmasıdır,

$$\mathbf{z} = \mathbf{u} \cdot \mathbf{G} \quad (2.7)$$

burada $\mathbf{u}$ $1 \times K$ uzunluğundaki kodlanmamış bilgi bit dizisini, $\mathbf{z}$ ise $1 \times N$ uzunluğundaki kodlanmış bit dizisini göstermektedir [120].

2.4. LDPC Kodları İçin Kod Çözme İşlemleri

LDPC kodlarında kod çözme işlemi yumuşak ve sert kararlı kod çözme yöntemlerini kullanan kod çözücüler ile gerçekleştirilebilmektedir. Sert kararlı kod çözme yöntemlerini kullanan kod çözücüler, Tanner grafiğinin denklemlerini kullanarak kod çözme işlemini gerçekleştirirler. Sert kararlı kod çözme algoritmalarından ilki olan Bit Çevirme Algoritması (Bit Flipping (BF) algorithm) Gallager tarafından tanımlanmıştır.

Bu algoritmada öncelikle Tanner grafiğinin denklemleri ayrı ayrı hesaplanır ve Eşitlik (2.2)'deki koşulu sağlamayan denetim denklemleri için ilgili bitlerin değerleri değiştirilir. Ardından, yeni bit değerleri ile tüm denetim denklemleri tekrar hesaplanır. Bu işlem tüm denetim denklemleri için doğru bit değeri bulununcaya kadar ya da algoritmada belirlenen yinleme sayısına ulaşınca kadar devam eder. BF algoritması düşük karmaşıklık avantajı sunmasına rağmen tatmin edici bir performans gösterememektedir. Bu nedenle BF algoritmasının performansının iyileştirilmesine yönelik gerçekleştirilmiş çalışmalar literatürde mevcuttur. BF algoritmasının geliştirilmiş versiyonlarına *ağırlıklı bit çevirme* (Weighted Bit Flipping (WBF) algorithm), *iyileştirilmiş ağırlıklı bit çevirme* (Improved Weighted Bit Flipping (IWB) algorithm) ve *uygulama verimliliği sağlayan güvenilirlik oranı tabanlı ağırlıklı bit çevirme algoritmaları* (Implementation-efficient Reliability Ratio based Weighted Bit Flipping (IRWB) algorithm) gibi sert kararlı kod çözme yöntemleri örnek verilebilir [122-124].

En sık kullanılan yumuşak kararlı kod çözücü yapısı ise BP algoritmasını kullanan BP kod çözücüsüdür [125-127]. BP algoritması, LDPC kodlarının çözülmesinde etkili ve güçlü bir tekniktir. BP algoritması kod çözme işlemini Tanner grafiğindeki düğümler arasındaki bağlantıları kullanarak bir düğümden diğerine bilgi aktarımı ile gerçekleştirmektedir. Aktarılan bilgiler bilgi bitinin 1 ya da 0 olma olasılıklarıdır. Kanı yayılım algoritmasına *mesaj aktarma algoritması* (Message Passing (MP) Algorithm) da denilmektedir.

LDPC kod çözücü yapılar açıklanırken kullanılacak olan; $\mathbf{c} = (c_1, c_2, \dots, c_N)$ kod sözcüğünü, $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ iletilen BPSK modüleli bit dizisini, $y_n = x_n + w_n$ alıcı birimde alınan işareti, w_n ise sıfır ortalamalı $N_0/2$ varyanslı rastgele değişkeni göstermektedir.

2.4.1. WBF Algoritması

WBF algoritması Kou ve arkadaşları [122] tarafından geliştirilmiştir. Bu algoritmada, alınan simgelerin güvenilirlik bilgisi kod çözme işleminin karar adımlarına dâhil edilerek BF algoritmasının performansı iyileştirilmektedir [122]. WBF algoritmasında öncelikli olarak Eşitlik (2.8) kullanılarak m değerleri hesaplanır [122, 123]:

$$|y|_{\min-m} = \min_{n:n \in \mathcal{N}(m)} |y_n| \quad (2.8)$$

burada $\mathcal{N}(m) = \{n : \mathbf{H}_{mn} = 1\}$, $m = 1, 2, \dots, \mathcal{M}$ ve $\mathcal{M}(n) = \{m : \mathbf{H}_{mn} = 1\}$. m değerlerinin belirlenmesinden sonra WBF algoritması aşağıda verilen işlem adımlarına göre gerçekleştirilir [122, 123]:

1. Adım Sendrom bileşeni s_m , $\mathbf{z}$ sert karar dizisine bağlı olarak hesaplanır.

$$s_m = \sum_{n=1}^N z_n H_{mn} \quad (2.9)$$

2. Adım E_n , $n = (1, 2, \dots, N)$ aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$E_n = \sum_{m \in \mathcal{M}(n)} (2s_m - 1) |y|_{\min-m} \quad (2.10)$$

3. Adım $n = \arg \max_{1 \leq n \leq N} E_n$ olduğu sürece z_n bitini kaydır.

Maksimum yineleme sayısına ulaşılır veya tüm denetim denklemleri doğru hesaplanırsa algoritma sonlandırılır aksi halde 1. adımdan döngüye devam edilir.

2.4.2. IWBF Algoritması

Zhang ve arkadaşları [123] tarafından önerilen IWBF algoritması, WBF algoritmasında bulunan bit düğüm bilgilerinin değiştirilmesi ile elde edilmiştir [123]. Her bir bit düğümünün güvenilirliği WBF algoritmasında sadece denetim düğümlerindeki bilgilere bağlı olarak hesaplanırken, IWBF algoritmasında denetim ve bit düğümlerinin her ikisine bağlı olarak hesaplanmaktadır. IWBF algoritmasında bit mesajı için Eşitlik (2.12)'den görülebileceği gibi bir ağırlıklandırma parametresi (α) kullanılmaktadır. Ağırlıklandırma parametresi gerçek bir sayıdır ve sıfırdan büyüktür. $\alpha = 0$ alınması durumunda IWBF algoritması WBF algoritmasına dönüşmektedir. Bu algoritmanın adımları aşağıdaki gibi özetlenebilir [123]:

1. Adım Sert karar dizisi $\mathbf{z}$ kullanılarak sendrom bileşeni s_m hesaplanır.

$$s_m = \sum_{n=1}^N z_n H_{mn} \quad (2.11)$$

2. Adım E_n , $n = (1, 2, \dots, N)$ aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$E_n = \sum_{m \in \mathcal{M}(n)} (2s_m - 1) |y|_{\min-m} - \alpha \cdot |y_n| \quad (2.12)$$

3. Adım $n = \arg \max_{1 \leq n \leq N} E_n$ şartı sağlandığı sürece z_n biti kaydırılır.

Maksimum yinleme sayısına ulaşılmadığı veya tüm denetim denklemlerinin doğru hesaplanmadığı sürece algoritma 1. adımdan döngüye devam eder.

2.4.3. IRRWBF Algoritması

Lee ve arkadaşları [124] tarafından önerilen IRRWBF algoritması, sert kararlı kod çözücülerde karşılaşılan uzun işlem süresi problemine çözüm olarak önerilmiştir. Bu algoritma başlangıç, denetim düğümü, değişken düğümü ve karar aşamaları gibi dört ana adımdan oluşmaktadır. IRRWBF algoritmasının işlem adımları aşağıdaki gibi özetlenebilir:

Başlangıç: Öncelikle alıcıya ulaşan y_n bit dizisine bağlı olarak T_m hesaplanır.

$$T_m = \sum_{n: n \in \mathcal{N}(m)} |y_n| \quad (2.13)$$

1. Adım Sendrom bileşeni s_m , $\mathbf{z}$ sert karar dizisine bağlı olarak hesaplanır.

$$s_m = \sum_{n=1}^N z_n H_{mn} \quad (2.14)$$

2. Adım E_n , $n = (1, 2, \dots, N)$ aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$E_n = \frac{1}{|y_n|} \sum_{m \in \mathcal{M}(n)} (2s_m - 1)T_m \quad (2.15)$$

3. Adım $n = \arg \max_{1 \leq n \leq N} E_n$ olduğu sürece z_n bitini kaydır.

Algoritma maksimum yineleme sayısına ulaşıldığında veya tüm denklemler doğru hesaplandığında durur.

2.4.4. BP Algoritması

BP algoritması, Tanner grafiğinin bir düğümünden diğer düğüme bilgi ileterek kod çözme işlemini gerçekleştirmektedir. Düğümler arasında transfer edilen bilgi, düğümdeki bitin 1 veya 0 olma olasılığıdır. BP algoritmasının işlem adımlarının açıklanması aşamalarında kullanılacak bazı gösterimler öncelikle açıklanmaktadır [125-127].

- F_n : n . bit için hesaplanan logaritmik olabilirlik oranı (Log-likelihood ratio, LLR),
- L_{mn}^i : m denetim düğümünden n bit düğüme i . yineleme adımında gönderilen LLR bilgisi,
- z_{mn}^i : n bit düğümünden m denetim düğüme i . yineleme adımında gönderilen LLR bilgisi,
- z_n^i : Her yineleme sonunda hesaplanan bitlerin sonsal LLR bilgileri.

BP algoritması yukarıda açıklanan parametrelere bağlı olarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir [125-127]:

Başlangıç: Bu adımda $L(c_i)$ önsel olasılık bilgisi kod çözücü tarafından aşağıdaki eşitlik kullanılarak hesaplanır.

$$L(c_i) = \log \frac{P(y_n | x_n = 0)}{P(y_n | x_n = 1)} \quad (2.16)$$

1. Adım L_{mn}^i tüm m ve n değerleri için aşağıdaki eşitlik kullanılarak güncellenir:

$$L_{mn}^i = \ln \left(\frac{1+T_{mn}^i}{1-T_{mn}^i} \right) \quad (2.17)$$

burada,

$$T_{mn}^i = \prod_{n' \in \mathcal{N}(m) \setminus n} \tanh \left(\frac{z_{mn'}^{i-1}}{2} \right) \quad (2.18)$$

2. Adım z_{mn}^i ve z_n^i tüm m, n değerleri için aşağıdaki eşitlik kullanılarak güncellenir:

$$z_{mn}^i = F_n + \sum_{m' \in \mathcal{M}(n) \setminus m} L_{m'n}^i \quad (2.19)$$

$$z_n^i = F_n + \sum_{m \in \mathcal{M}(n)} L_{mn}^i \quad (2.20)$$

Karar: Durdurma kriteri için öncelikle $\hat{\mathbf{x}}^i = [\hat{x}_n^i]$ gibi bir vektör oluşturulması

gereklidir. Burada $\hat{x}_n^i = \begin{cases} 1, & z_n^i > 0 \\ 0, & z_n^i < 0 \end{cases}$. Algoritma iki durumda durabilir:

- Eğer $\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}^{iT} = 0$ şartı sağlanırsa, algoritma durur ve $\hat{\mathbf{x}}^i$ geçerli sonuç olarak kabul edilir aksi halde algoritma 1. adımdan döngüsüne devam eder.
- Algoritma maksimum yinleme sayısına ulaşırsa algoritma sonlandırılır.

2.5. Sözde Çevrimsel (QC)-LDPC Kodları

QC-LDPC kodları, LDPC kodların özel bir türüdür ve daha basit kodlama işlemi sunarken aynı zamanda daha iyi performans avantajı da sağlamaktadır [128-133]. Bu yöntemde kodlama işlemi basitleştirmek için kaydırma (shifting) işleminden faydalanılmaktadır. QC-LDPC kodları da lineer blok kod ailesinin bir üyesi olduğundan, bu kodlar da kodlama işlemi gerçekleştirebilmek için bir eşlik denetim matrisine gereksinim duyarlar. İkilik bir QC-LDPC kodu oluşturmak için sıfır veya çevrimsel permütasyon alt matrislerinden oluşan bir eşlik denetim matrisi kullanılmaktadır. $L \times L$ boyutlarındaki bir $\mathbf{P}$ permütasyon matrisi Eşitlik (2.21) ile verilmektedir.

$$\mathbf{P}^i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$\mathbf{P}^i$ çevrimsel permütasyon matrisi, $0 \leq i < L$ şartı sağlandığı sürece $\mathbf{I}$ birim matrisini i kez sağa doğru kaydırır ve sonuç olarak aşağıdaki gibi $mL \times nL$ boyutlarındaki bir $\mathbf{H}$ eşlik denetim matrisi elde edilir [128].

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{a_{11}} & \mathbf{P}^{a_{12}} & \cdots & \mathbf{P}^{a_{1n}} \\ \mathbf{P}^{a_{21}} & \mathbf{P}^{a_{22}} & \cdots & \mathbf{P}^{a_{2n}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{P}^{a_{m1}} & \mathbf{P}^{a_{m2}} & \cdots & \mathbf{P}^{a_{mn}} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

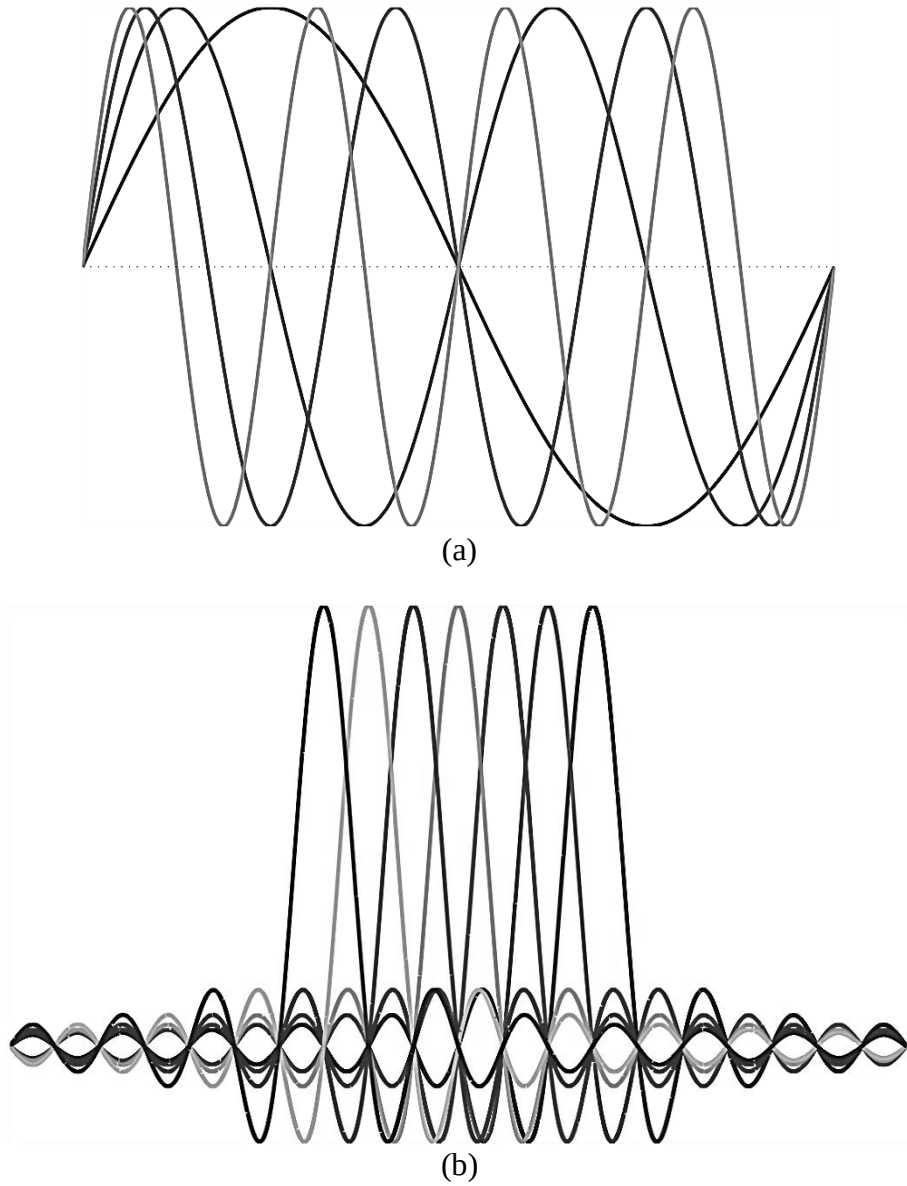
burada $a_{ij} \in \{0, 1, \dots, L-1, \infty\}$, $1 \leq i < m$ ve $1 \leq j < n$.

Bu aşamadan sonraki kodlama işlemleri standart LDPC kodlarda gerçekleştirilen kodlama aşamaları ile aynıdır. Benzer şekilde, standart LDPC kodların sert ve yumuşak kararlı kod çözme algoritmaları QC-LDPC kodlarda da uygulanabilmektedir.

2.6. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM)

Dikgen taşıyıcılar kullanarak taşıyıcı spektrumlarının çakışmasına izin vermek suretiyle belirli bir frekans bandından daha fazla taşıyıcı iletebileceği için frekans spektrumunun daha verimli kullanılması ve iletim kapasitesinin artırılması mümkündür. İletim için birden fazla dikgensel taşıyıcı kullanılması yöntemi Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) olarak isimlendirilmektedir. OFDM hem bir modülasyon hem de bir çoğullama yöntemidir. Bu yöntemin temel prensibi, yüksek hızlı seri veri dizisini çok sayıda düşük hızlı paralel bit dizilerine bölerek alt kanallar üzerinde eşzamanlı olarak iletmektir. Paralel iletimin kullanımı sayesinde, düşük hızlı sembollerin her birinin zaman süresinin artması çoklu yol gecikmesi sebebiyle meydana gelen simgelerarası girişim (ISI) etkileri ile mücadele etmeye izin verir. ISI sorununu tamamen çözebilmek için her OFDM sembolünün başlangıcında döngüsel önek adı verilen bir güvenlik aralığı eklenmektedir. Ayrıca, yeterince çok sayıda alt taşıyıcının kullanılması

durumunda, dar bantlı taşıyıcılar yaklaşık düz frekans cevabı sergileyerek alıcı birimde gerçekleştirilen kanal dengeleme işlemini basitleştirirler [58, 134-137]. Şekil 2.2’de OFDM sisteminde kullanılan dikgensel alt taşıyıcı işaretlerin zaman ve frekans eksenlerinde gösterildiği bir örnek verilmektedir.



Şekil 2.2. OFDM sisteminde ortogonal alt taşıyıcı işaretler: (a) Zaman eksen görüntüsü, (b) Frekans eksen görüntüsü [137].

Çok taşıyıcılı sistemlerde kullanılan birden fazla taşıyıcının her birinin yerel osilatörler ile üretilmesi hem verimsiz hem de pahalı olmaktadır. Hızlı ve ekonomik işlemcilerin geliştirilmiş olması sayesinde, çok taşıyıcılı sistemler Fourier dönüşümü kullanılarak çok daha verimli şekilde gerçekleştirilebilmektedir. Bu nedenle OFDM sisteminde

taşıyıcıların oluşturulması için hızlı Fourier dönüşümü (FFT) yaklaşımı kullanılmaktadır. FFT, ayrık zamanlı bir işaretin ayrık Fourier dönüşümünün hızlı bir şekilde hesaplanmasına olanak sağlamaktadır. FFT, ayrık zaman uzayından ayrık frekans uzayına geçiş sağlarken, ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) ise ayrık frekans uzayından ayrık zaman uzayına geçişi sağlamaktadır [134].

OFDM yönteminin avantajları aşağıdaki özetlenebilir [58, 134-137]:

- Dar bantlı girişime karşı dayanıklıdır.
- Çoklu yol etkilerine ve bunun bir sonucu olan ISI etkilerine karşı dayanıklılık sağlar.
- Eş zamanlama hatalarına karşı düşük hassasiyetleri vardır.
- Tek taşıyıcılı modülasyon yöntemleri karşılaştırıldığında, daha basit bir kanal denkleştirme kullanılır.
- Sönümlemeye karşı daha dayanıklıdır. İleri hata düzeltme kodları kullanılması durumunda sönümlemeden zarar görmüş alt taşıyıcıları düzeltmek mümkündür.
- Çok sayıda alt taşıyıcı kullanıldığı için alt taşıyıcılar üzerindeki sembol süresi, gecikme yayılımına bağlı olarak artar. Bu yüzden, gecikme yayılımına karşı toleranslıdır.
- Zamanla yavaş değişen iletişim kanallarında işaret gürültü oranına göre her bir alt taşıyıcının veri hızı ayarlanarak kapasite artırılabilir.

Seçici sönümleme, dar bantlı girişim, dürtüsel gürültü ve ISI gibi önemli bozucu etkilere karşı dayanıklılığa sahip olan bu yöntem sayısal abone hatları (DSL), sayısal televizyon ve radyo yayını, kablosuz yerel ağ şebekeleri, 4. nesil (4G) mobil sistemler ve enerji hattı iletişimi gibi kablolu ve kablosuz iletişim sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır [135-137].

OFDM işareti, zaman ve frekans eksenlerinde kaydırılmış veri sembolleri ile çarpılmış darbelerin toplamı şeklinde ifade edilebilir. k . OFDM sembolü matematiksel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir [135]:

$$s_{OFDM,k}(t-kT) = \begin{cases} \text{Re} \left\{ \varphi(t-kT) \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} x_{i,k} e^{j2\pi \left(f_c + \frac{i}{T_{FFT}} \right) (t-kT)} \right\} & kT - T_{win} - T_{guard} \leq t \leq kT + T_{FFT} + T_{guard} \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (2.23)$$

burada,

- T : OFDM sembol uzunluğunu,
 T_{FFT} : OFDM sembolünün FFT süresini,
 T_{guard} : Güvenlik aralığının süresini,
 T_{win} : Pencere aralığını,
 f_c : Kullanılan spektrumun merkez frekansını,
 $F = 1/T_{FFT}$: Alt taşıyıcılar arasındaki frekans aralığını,
 N : FFT değerini,
 k : İletilen OFDM sembolünün indisini,
 i : Alt taşıyıcıların indisini ($i \in \{-N/2, -N/2+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N/2-1\}$),
 $x_{i,k}$: k . OFDM sembolünün i . alt taşıyıcısındaki modüleli sembolünü,
 $\varphi(t)$: Vericinin darbe şeklini göstermektedir.

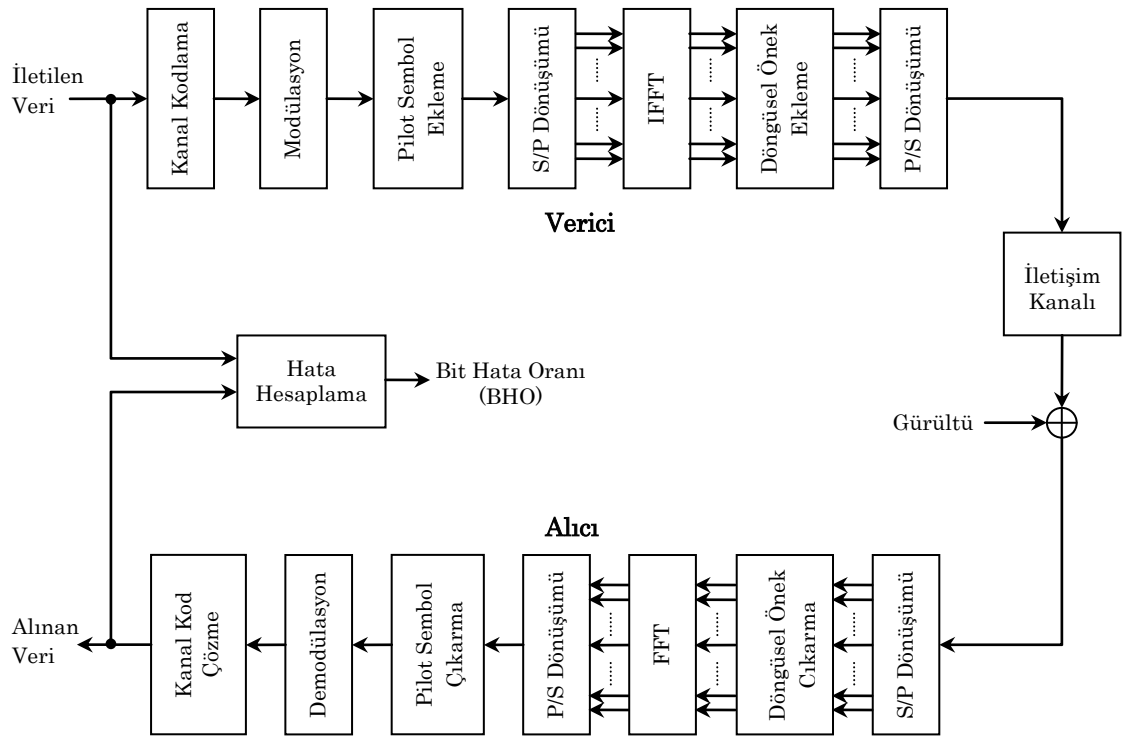
Vericinin darbe şekli $\varphi(t)$ ayrıca aşağıdaki gibi tanımlanabilmektedir:

$$\varphi(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 - \cos \pi \left(t + T_{win} + T_{guard} \right) / T_{win} \right] & -T_{win} - T_{guard} \leq t \leq -T_{guard} \\ 1 & -T_{guard} \leq t \leq T_{FFT} \\ \frac{1}{2} \left[1 - \cos \pi \left(t - T_{FFT} \right) / T_{win} \right] & T_{FFT} \leq t \leq T_{FFT} + T_{win} \end{cases} \quad (2.24)$$

Eşitlik (2.23) ve (2.24)'ün bir sonucu olarak zaman ekseninde iletilen OFDM sembolleri sürekli bir dizi şeklinde aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_{OFDM,k}(t-kT) \quad (2.25)$$

OFDM sistemlerinin başarımlarının daha da artırılması amacıyla kanal kodlama işlemleri gerçekleştirilebilir. Kanal kodlamalı bir OFDM sistemin blok diyagramı Şekil 2.3'te görülmektedir. Şeklin üst kısmında sistemin verici birimi, şeklin alt kısmında ise alıcı birimi bulunmaktadır. Verici birimde, rastgele üretilmiş bir veri dizisi ya da başka bir birimden edinilen mesaj bilgisi öncelikle kanal kodlama bloğuna uygulanmaktadır. Bilgi işaretinin iletişim kanalındaki bozucu etkilere karşı dayanıklılığını artırmak amacıyla kanal kodlama işlemi gerçekleştirilmektedir. Kodlanmış veri dizisi modülasyon bloğunda modüle edildikten sonra, pilot sembolünün eklenmesi için bir sonraki bloğa iletilir. Pilot sembolleri alıcı birimde daha doğru bir kestirim işleminin gerçekleştirilebilmesi için veri bloğuna eklenmektedir. OFDM işaretlerinin zaman ekseninde oluşturulabilmesi amacıyla seri formdaki veriler paralel forma dönüştürülüp, IFFT işlemini gerçekleştirecek bloğa uygulanmaktadır. Bu aşamadan sonra ISI etkilerine karşı dayanıklılık sağlamak için OFDM işaretlerine döngüsel önek ekleme bloğunda güvenlik aralığı dâhil edilmektedir. Verici birimde gerçekleştirilen son işlem ise paralel haldeki verilerin seri hale dönüştürülmesi ve iletişim kanalına uygulanmasıdır.



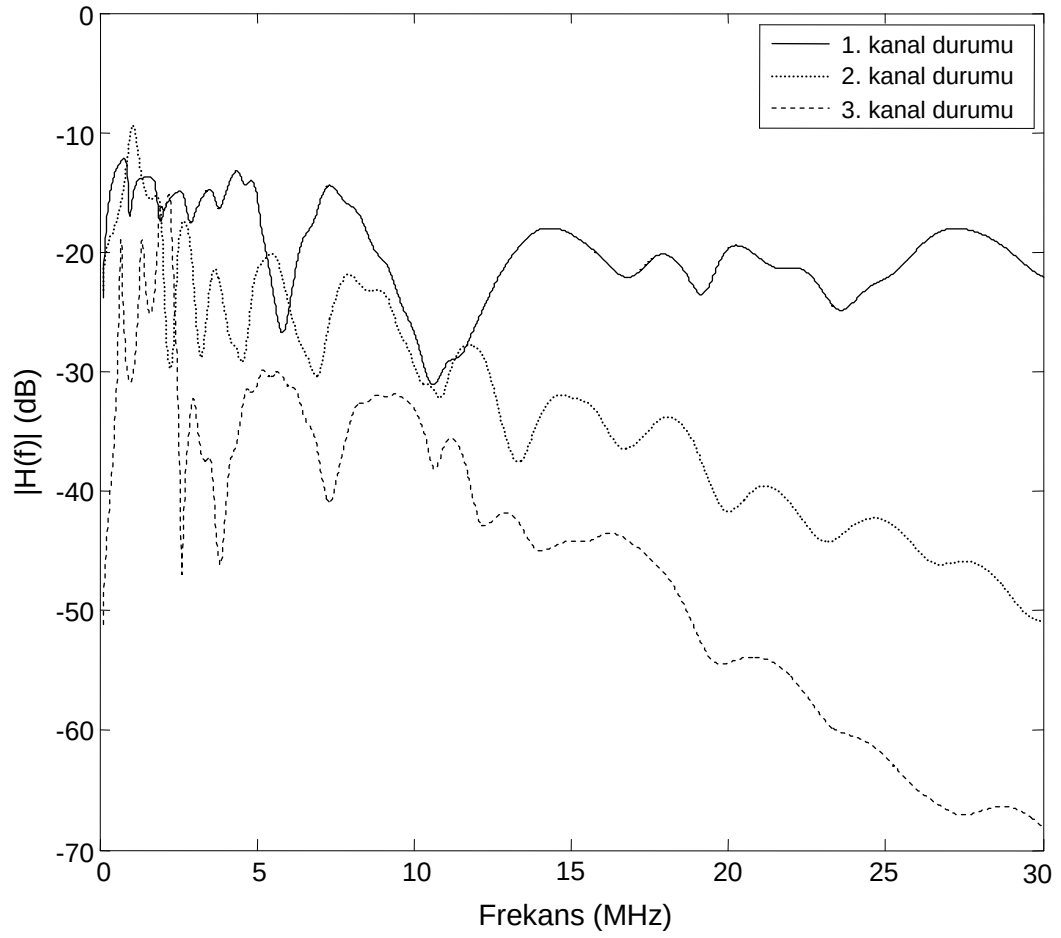
Şekil 2.3. Kodlamalı OFDM verici ve alıcı birimine ait blok diyagram.

OFDM işareti iletişim kanalından geçip alıcı birime ulaşınca kadar gürültü, girişim, sönümlenme ve ISI gibi bozucu etkilere maruz kalır. Alıcı birime ulaşan OFDM işareti öncelikle seri halden paralel hale dönüştürülür. Ardından paralel veri dizilerinin döngüsel önekleri çıkarılır ve FFT bloğuna aktarılır. FFT bloğu aracılığıyla frekans eksenine aktarılan bilgi işaretleri tekrar seri forma dönüştürülmektedir. Böylelikle, veri dizisine kestirim işleminin ve pilot sembollerinin çıkarılması işlemlerinin uygulanması gerçekleştirilebilmektedir. Alıcı birimde son olarak kestirilen işaretlerin demodülasyonu ve kanal kod çözme işlemleri yapılmaktadır. Kodlamalı OFDM sisteminin BHO başarımları ise verici birimden iletilen veriler ile alıcı birimde alınan verilerin karşılaştırılması sonucunda elde edilmektedir.

2.7. Canete EHK Modelinde Kullanılan Parametreler ve Değerleri

Daha önceki bölümde de vurgulandığı gibi, Canete EHK modeli pratik elektrik şebekesinin fiziksel özelliklerine bağlı olarak kanal tanımlaması yapmaktadır. Bu sebeple, EHK'yi literatürde mevcut olan önceki önerilerden ortalama kanal kazancı, gecikme yayılımı ve zayıflama cinsinden daha doğru modellemektedir.

Canete EHK modeli kullanılarak bir kanal değişimi elde edilmek istendiğinde modelleme işleminin gerçekleştirilebilmesi için öncelikle elektrik kablolarının uzunluğu, kesiti, direnci, kapasitansı, indüktansı vb. gibi karakteristik değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu EHK modeli kullanılarak 0 Hz ile 30 MHz frekans aralığında üretilmiş farklı geniş bant EHI kanal senaryoları Şekil 2.4'te görülmektedir. Şekil 2.4 ile verilen farklı kanal değişimlerinin elde edilmesi için kullanılan parametreler Tablo 2.1 ve Tablo 2.2 ile verilmektedir. Şekil 2.4'te görülen kanal değişimleri ortalama kanal zayıflama değerlerine göre üç grupta sınıflandırılabilir: ortalama kanal zayıflaması 20 dB olan "1. kanal durumu" en iyi kanal değişimi, 33.6 dB ortalama zayıflama değerine sahip olan "2. kanal durumu" orta kötüteki kanal değişimi ve ortalama kanal zayıflama değerinin 46 dB olduğu "3. kanal durumu" en kötü kanal değişimi olarak değerlendirilmektedir. Kanalların bu şekilde isimlendirilmesinin altında yatan temel ilke ise kanalın bina içi EHI uygulamaları için gösterdiği ortalama kanal zayıflama değerleridir. Tablo 2.1 ve Tablo 2.2'de görülen kablo türleri (KT) bina içi elektrik şebekelerinde enerji iletimi için sıklıkla kullanılan 5 farklı kesitteki kabloyu nitelemektedir.



Şekil 2.4. Canete EHK modeli kullanılarak oluşturulan farklı kanal senaryoları [14].

Tablo 2.1 Kullanılan elektrik kablolarına ait karakteristikler ($R = R_0 \cdot 10^{-5} \cdot \sqrt{f}$ (Ω/m) ve $G = G_0 \cdot 5 \cdot 10^{-14} \cdot 2\pi f$ (S/m)) [14].

Kablo Türleri	1	2	3	4	5
Kesit (mm^2)	1.5	2.5	4	6	10
Eşdeğer gerilme (ϵ_{eq})	1.45	1.52	1.56	1.73	2
Z_C (Ω)	270	234	209	178	143
C (pF/m)	15	17.5	20	25	33
L ($\mu\text{H/m}$)	1.08	0.96	0.87	0.78	0.68
R_0	12	9.34	7.55	6.25	4.98
G_0	30.9	34.7	38.4	42.5	49.3

Tablo 2.2 Canete EHK modelinde kullanılan parametreler [14].

Parametre	1. Kanal Değişimi	2. Kanal Değişimi	3. Kanal Değişimi
<i>Hat uzunlukları (metre)</i>			
L_1	4.2	0.8	14.9
L_2	129.4	32	29.1
L_3	8.3	13.8	11.9
L_4	10.3	37.6	9.8
S_1	0.3	46.8	138.8
S_2	20.9	50.1	2.2
S_3	4.8	37.2	8.5
<i>Empedanslar (Ω)</i>			
Z_G	50	50	50
Z_L	50	50	50
Z_1	1293	863	552
Z_2	978	394	1705.3
Z_3	1752	1312	674
<i>Kablo türleri</i>			
KT_1	4	5	3
KT_2	1	5	4
KT_3	3	2	5
KT_4	4	2	1
KT_5	5	5	5
KT_6	2	2	1
KT_7	4	4	1

Şekil 2.4 ile verilen bina içi geniş bant EHK senaryoları üzerindeki LDPC kodlamalı OFDM sistemlerine ait başarımlar sonuçları bir sonraki bölümde detaylıca incelenecektir.

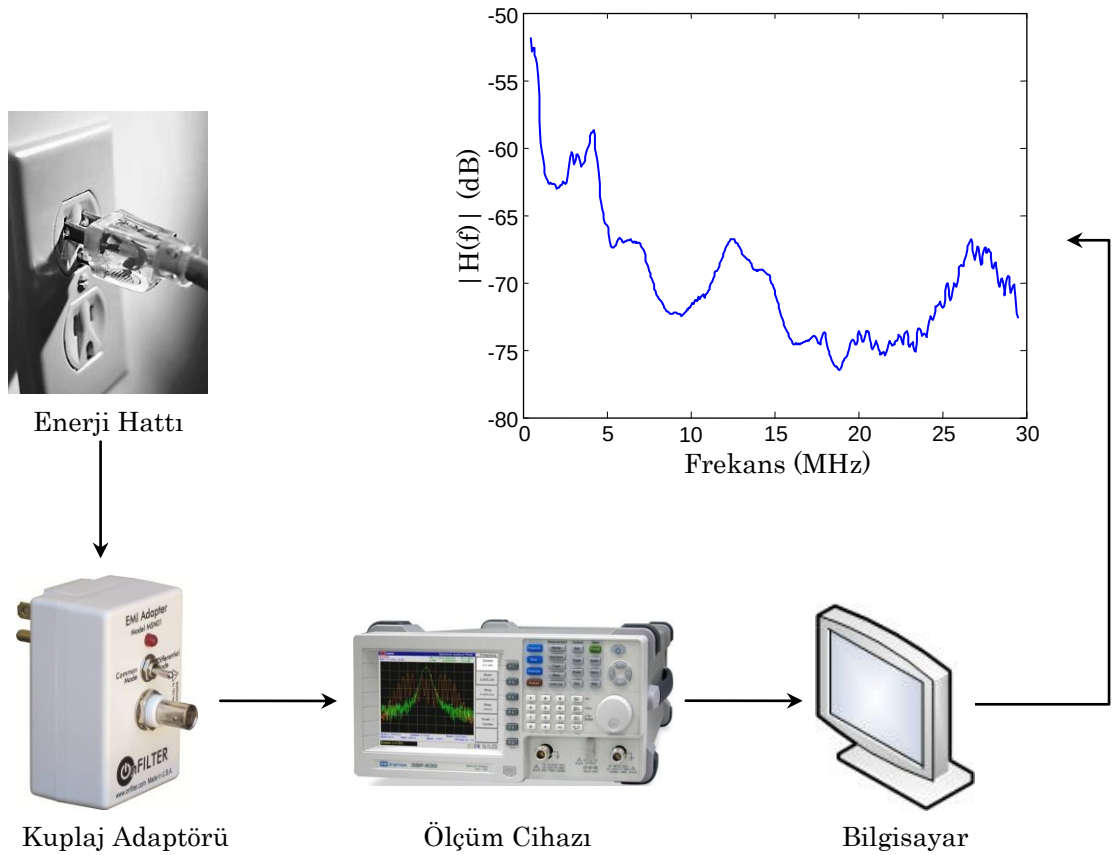
2.8. Pratik EHK Modelinin Elde Edilmesine Yönelik Çalışmalar

2.8.1. Kanal Ölçüm Sistemi

Oluşturulacak olan enerji hattı kanal modelinin farklı konum ve ortamlara uygun, genel bir enerji hattı kanal modeli olabilmesi için; farklı illerde (Kayseri ve Niğde illerinde)

ve üniversite laboratuvarı, ofis, ev gibi ortamları kapsayacak şekilde değişik bina içi ortamlarda pratik kanal ölçümleri gerçekleştirilmiştir [138]. Bu ölçümler bina içi geniş bant EMI standardına [15] uygun olarak 500 KHz-30 MHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. Kayseri ilinde gerçekleştirilen EHK ölçümleri Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde, Niğde ilinde gerçekleştirilen ölçümler ise hem Niğde Üniversitesi Niğde Teknik Bilimler MYO bünyesinde hem de Niğde ilindeki 8 katlı bir apartmanda gerçekleştirilmiştir.

Pratik ölçümlerin gerçekleştirilmesi için kullanılan çalışma sistemine ait blok diyagram ve pratik olarak elde edilmiş anlık bir EHK değişim grafiği Şekil 2.5 ile verilmektedir. Ölçüm sistemi ilk olarak enerji hattına bağlanan bir kuplaj adaptöründen oluşmaktadır. Bunun nedeni, enerji hattından yapılacak ölçümlerin güvenli bir şekilde gerçekleştirilebilmesi, enerji hattına bağlı diğer yüklerin ve ölçümlerde kullanılacak cihazların zarar görmesini önlemektir.

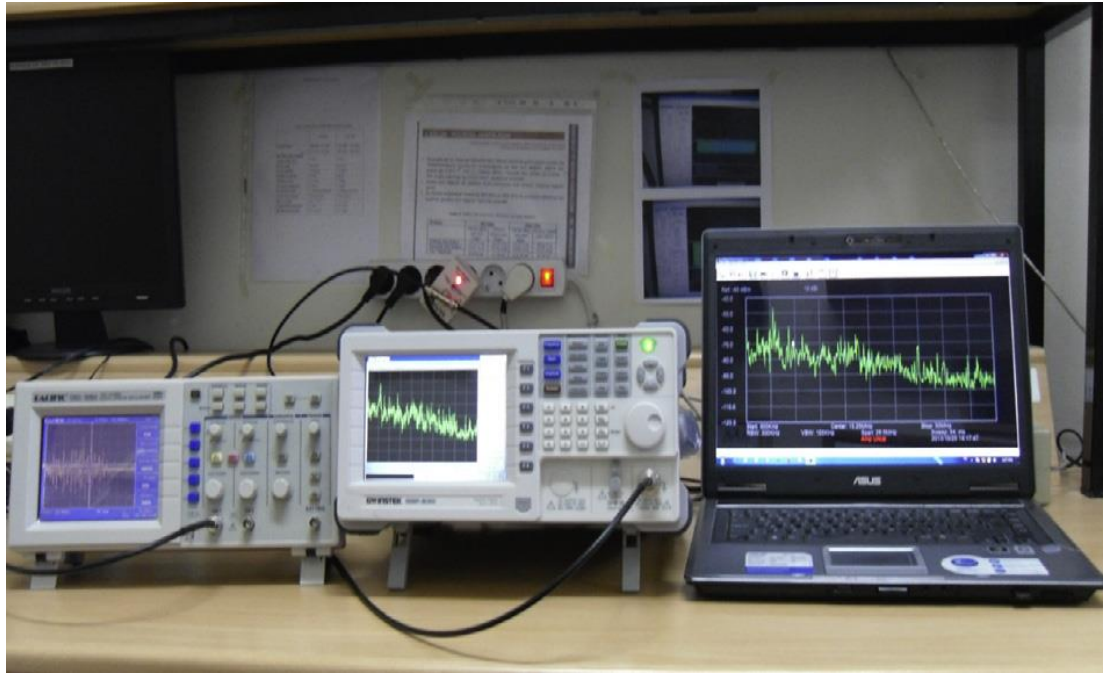


Şekil 2.5. Kanal modelleme işlemi için kullanılan ölçüm sisteminin blok diyagramı.

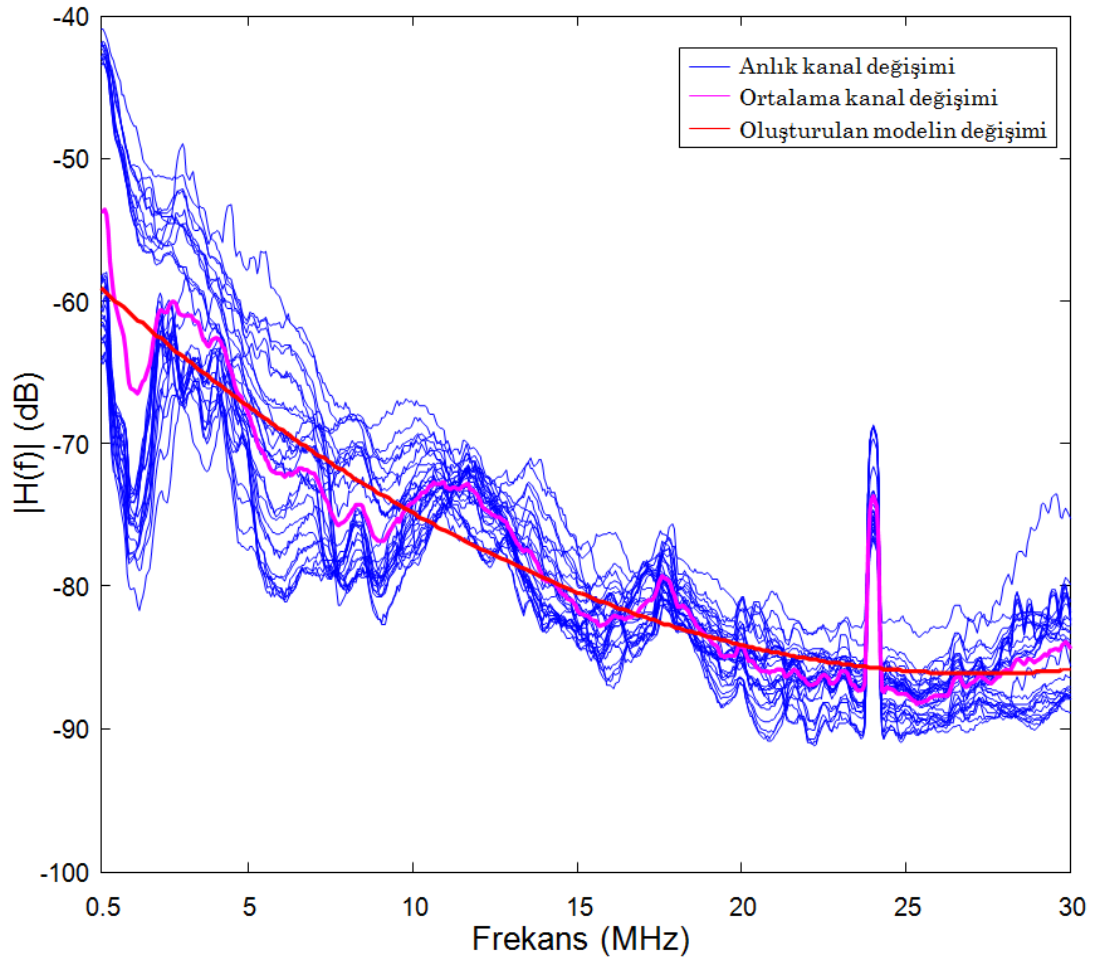
Kuplaj adaptörü vasıtasıyla enerji hattına bağlanan ölçüm cihazları (spektrum analizör, sayısal osiloskop gibi), EHK'nin zaman ve frekans eksenlerinde anlık değişimlerinin elde edilmesi için kullanılmaktadır. Ölçüm cihazları kullanılarak enerji hattından elde edilen anlık ölçümlerin gerçek kanal senaryosunu yansıtabilmesi için ölçümlerin uzun süreler boyunca gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Bu yüzden, her bir ölçüm noktası için bir ölçüm periyodu 1 gün olacak şekilde 30 gün gibi uzun süreli ölçümler yapılmıştır. Ayrıca, ölçüm cihazlarının bir bilgisayar ile bağlantısı gerçekleştirilerek enerji hattından alınan anlık kanal ölçümlerinin bilgisayar hard diskinde depolanması sağlanmıştır. Ancak ölçüm cihazlarından bilgisayara aktarılan anlık veriler ölçüm cihazının analog/sayısal dönüştürücü çıkışında ölçeklenmiş olması nedeniyle direk işlenebilir formatlarda ve birimlerde olmamaktadır. Bu nedenle bilgisayar ortamında depo edilen EHK verilerinin öncelikli olarak uygun dosya formatlarına (.dat, .mat, .xls gibi) ardından da uygun birimlere (dB, mV gibi) dönüştürülmesi sağlanmıştır. EHK'den alınan ve bilgisayar ortamında depolanan anlık kanal verilerine uygun dönüşümler gerçekleştirildikten sonra, anlık değişimlerin ortalaması elde edilmektedir. Ardından ise elde edilen ortalama kanal değişimi kullanılarak EHK'nin matematiksel modelinin elde edilmesine yönelik çalışmalar gerçekleştirilmektedir.

2.8.2. Kayseri İlinde Gerçekleştirilen Pratik Kanal Ölçümleri

Pratik bir EHK modelinin elde edilebilmesi amacıyla gerçekleştirilen ölçümlerin ilki Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi (ERÜ MF) bünyesindeki enerji hattı altyapısından elde edilmiştir [138]. Ölçümler bina içi geniş bant EHI standardına [15] uygun olarak 500 KHz-30 MHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. ERÜ MF bünyesindeki enerji hattı karakteristiğinin elde edilmesine yönelik deneysel ölçüm sistemine ait bir resim Şekil 2.6'da görülmektedir. ERÜ MF bünyesindeki enerji hattı alt yapısından gerçekleştirilen kanal ölçüm sonuçlarına ait eğriler Şekil 2.7 ile verilmektedir. Şekilde görülen mavi renkli eğriler her bir ölçüm günü sonunda elde edilen kanal değişimini gösterirken, kırmızı renkli eğri ERÜ MF'de gerçekleştirilen tüm ölçümlerin ortalama değişimini göstermektedir. Şekilde görülen pembe renkli eğri ise genel bir kanal modeli oluşturulmadan önce Kayseri ili için test amacıyla oluşturulmuş olan bir kanal modelinin değişimini göstermektedir.



Şekil 2.6. Enerji hattı karakteristiğinin elde edilmesi için kullanılan ölçüm sistemi.



Şekil 2.7. ERÜ MF enerji hattından elde edilen kanal ölçüm sonuçları.

Daha önceden de vurgulandığı gibi, EHK'nin frekans cevabının ölçümü esnasında elde edilen veriler anlık değerler olmaktadır. Böyle durumlarda elde edilen ölçüm değerlerinden yararlanılarak bu değişime yakın bir matematiksel fonksiyonun belirlenmesi amacıyla eğri uydurma (curve fitting) yöntemleri kullanılabilir. Sıklıkla kullanılan eğri uydurma yöntemleri ise yüksek dereceli polinomlar, Fourier serileri, üstel fonksiyonlar ve sinüs serileri olarak sıralanabilir. Benzer şekilde, matematiksel bir model türetilebilmesi amacıyla ERÜ MF'de gerçekleştirilen ölçümlere eğri uydurma yöntemleri uygulanmıştır ve aşağıdaki eşitlik elde edilmiştir:

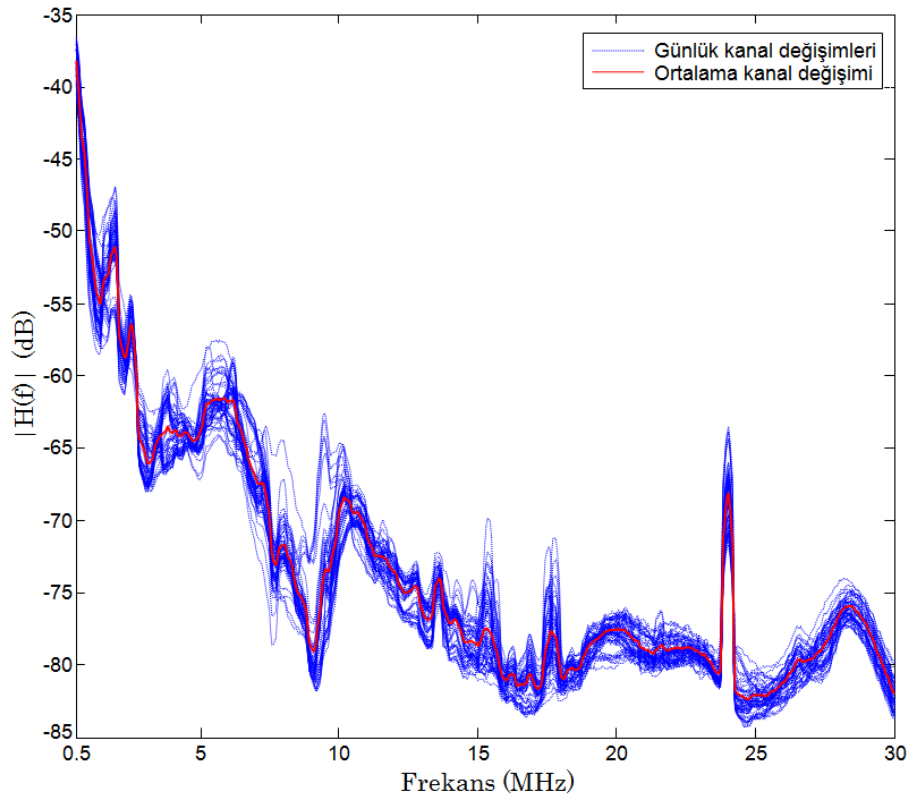
$$H(f) = y_0 + a \left[\sin\left(\frac{2\pi f}{b}\right) + c \right]^2 \quad (2.26)$$

burada y_0 , a , b , c kanal parametrelerini, f frekansı, $H(f)$ ise kanalın frekans cevabını göstermektedir. Kanal modelleme işlemine ek olarak, türetilen ifadenin ortalama karesel hatasını (mean square error, MSE) en aza indirmek için optimizasyon işlemleri, bu amaç doğrultusunda genetik algoritma (GA) sürece dahil edilmiştir. Bu işlemler sonucu elde edilen bulgular bir sonraki bölümde verilmektedir.

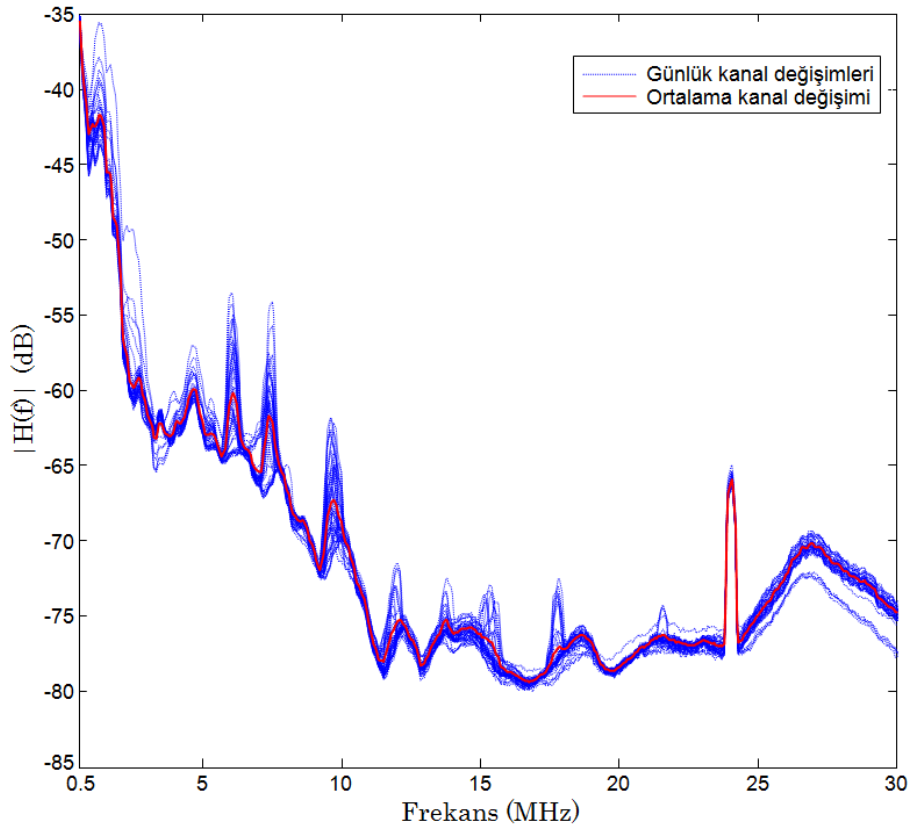
2.8.3. Niğde İlinde Gerçekleştirilen Pratik Kanal Ölçümleri

Pratik bir EHK modelinin elde edilebilmesi amacıyla gerçekleştirilen ölçümlerin ikinci adımı Niğde Üniversitesi Niğde Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu (NTBMYO) bünyesinde ve Niğde ilindeki 8 katlı bir binada gerçekleştirilmiştir [138]. ERÜ MF'de kanal ölçümlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan cihazlar, kuplaj adaptörü, bağlantı kabloları ve diğer ek donanımların tamamı Niğde iline götürülerek aynı frekans aralığında, aynı cihazlar kullanılarak ölçümlerin gerçekleştirilmesi sağlanmıştır.

NTBMYO bünyesinde deneysel ölçümlerle elde edilen pratik kanal değişimlerine ait eğriler Şekil 2.8 ile verilmektedir. Mavi renkli eğriler her bir ölçüm günü sonunda elde edilen kanal değişimini gösterirken, kırmızı renkli eğri NTBMYO'da gerçekleştirilen tüm ölçümlerin ortalama değişimini göstermektedir. Niğde ilinde gerçekleştirilen diğer bir ölçüm çalışması ise 8 katlı bir binada gerçekleştirilen EHK ölçümleridir. 16 daireden oluşan apartmanda gerçekleştirilen ölçüm işlemleri sonucunda elde edilen günlük ve ortalama kanal değişim sonuçları Şekil 2.9 ile sunulmaktadır.



Şekil 2.8. NTBMYO bünyesindeki enerji hattından elde edilen ölçüm sonuçları.



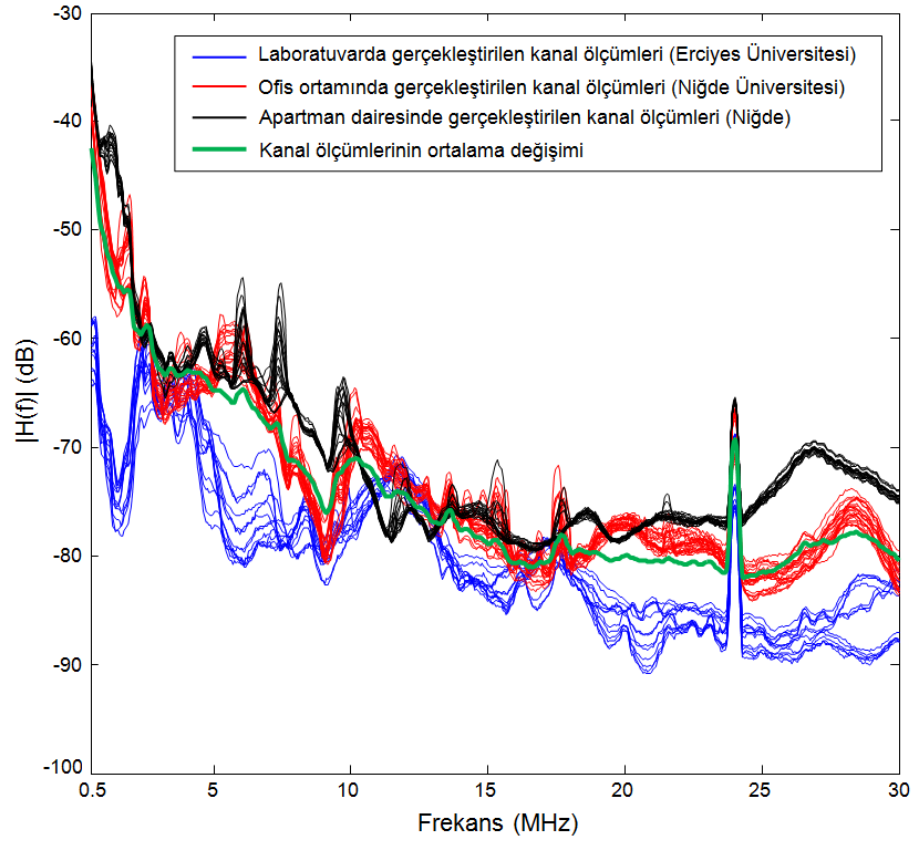
Şekil 2.9. Apartman dairesine ait enerji hattından elde edilen ölçüm sonuçları.

Şekil 2.8 ve Şekil 2.9 ile verilen enerji hattı kanal değişimleri kıyaslandığında, apartman dairesinden elde edilen kanalın maksimum -80 dB değerlerine, okul ortamından elde edilen kanalın ise maksimum -84 dB değerlerine kadar ulaştığı gözlemlenmiştir. Öte yandan, ortalama zayıflama değerleri okul ortamı için 73.488 dB, apartman dairesi için ise 70.618 dB olarak hesaplanmıştır. Aynı zamanda, ev ortamındaki kanalın 10 MHz frekans değerinin altındaki değişimlerin okul ortamındaki değişimlerden bir miktar daha dinamik olduğu gözlemlenmiştir. Bunun birinci nedeni, ev ortamındaki yüksek akım çeken alıcıların (elektrikli ısıtıcı, su ısıtıcısı, ütü, fırın, kombi vb.) şebekeye bağlanma ve şebekeden ayrılma işlemlerinin daha sık meydana gelmesi ve buna bağlı olarak enerji hattında oluşan sıçrama (spike) olayının yoğun şekilde görülmesidir. İkinci neden ise, ev şebekesinin alt yapısının tek fazlı olması ve sıçrama olaylarının enerji hattı üzerindeki etkisinin daha belirgin olmasından kaynaklanmaktadır.

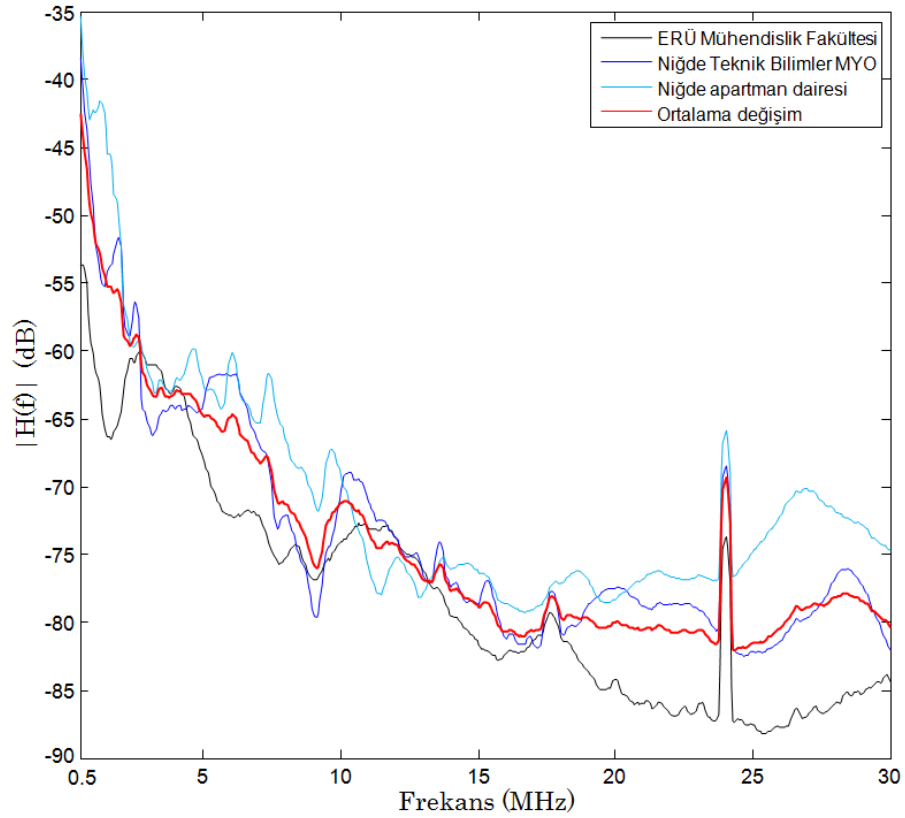
2.8.4 Gerçekleştirilen Tüm Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması

Kayseri ve Niğde illerinde gerçekleştirilen kanal ölçümlerinden elde edilen bazı örnek değişimler ile tüm ölçüm sonuçlarının ortalama değişiminin karşılaştırıldığı eğriler Şekil 2.10 ile verilmektedir. Her bir ölçüm noktasından elde edilen verilerin ortalama değerlerinin kıyaslandığı eğriler ise Şekil 2.11’de görülmektedir. Bu sonuçlar incelendiğinde ERÜ MF’den elde edilen kanal değişiminin neredeyse -90 dB değerlerine kadar eriştiği gözlemlenirken, ortalama zayıflama değerinin ise 77.884 dB olduğu hesaplanmıştır. Tüm ölçüm sonuçlarının ortalaması alınarak elde edilen EHK değişiminin ortalama zayıflama değeri ise 73.996 dB olarak hesaplanmıştır.

İki farklı il ve üç farklı ölçüm ortamında gerçekleştirilen uzun süreli EHK ölçüm işlemleri sonucunda ortalama bir kanal değişimi elde edilmiştir. Bu aşamadan sonra, elde edilen bu ortalama kanal değişimi göz önünde bulundurularak eğri uydurma yöntemleri vasıtasıyla matematiksel bir model türetilmesi ve türetilen modelin yapay arı koloni algoritması yardımıyla optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.10. Farklı ortamlardan elde edilen EHK ölçümlerinin kıyaslanması.



Şekil 2.11. Kayseri ve Niğde illerinde gerçekleştirilen EHK ölçüm sonuçlarının ortalama değişimlerinin karşılaştırılması.

3. BÖLÜM

BULGULAR

3.1. Giriş

Bu bölümde ilk olarak LDPC kodlamalı OFDM iletişim sistemi oluşturulmuş ve bu sistemin AWGN kanal, Rayleigh sönümlü kanal gibi temel iletişim kanallarındaki BHO başarımları analiz elde edilmiştir. Ayrıca elde edilen başarımların sonuçları literatürdeki mevcut sonuçlarla karşılaştırılarak tasarlanan sistemin doğruluğu onaylanmıştır. Ardından doğruluğu onaylanan iletişim sisteminin Canete EHK modeli üzerindeki BHO başarımları analiz edilmiştir. Detaylı bir analizin gerçekleştirilebilmesi amacıyla farklı uzunluk ve oranlara sahip LDPC kodları ve ikinci bölümde tanıtılan LDPC kod çözücü yapılar ayrı ayrı incelenmiştir. Ayrıca, bu analizler üç farklı kanal senaryosu göz önünde bulundurularak gerçekleştirilmiştir. Daha sonra ise pratik EHK'nin modelleme ve optimizasyon işlemleri gerçekleştirilmiştir. Ardından QC-LDPC kodlamalı OFDM sisteminin tasarımı gerçekleştirilmiş ve bu sistemin pratik ölçümlerle elde edilen ulusal EHK modeli üzerindeki veri ve resim iletim başarımları detaylı bir şekilde araştırılmıştır. Son olarak, tasarlanan bu sistem temel alınarak elektrik şebekelerinin uzaktan takibinin sağlanabilmesi için bir veri ve resim iletim sistemi önerilmiştir.

3.2. LDPC Kodlamalı OFDM Sisteminin Tasarımı ve Test Edilmesi

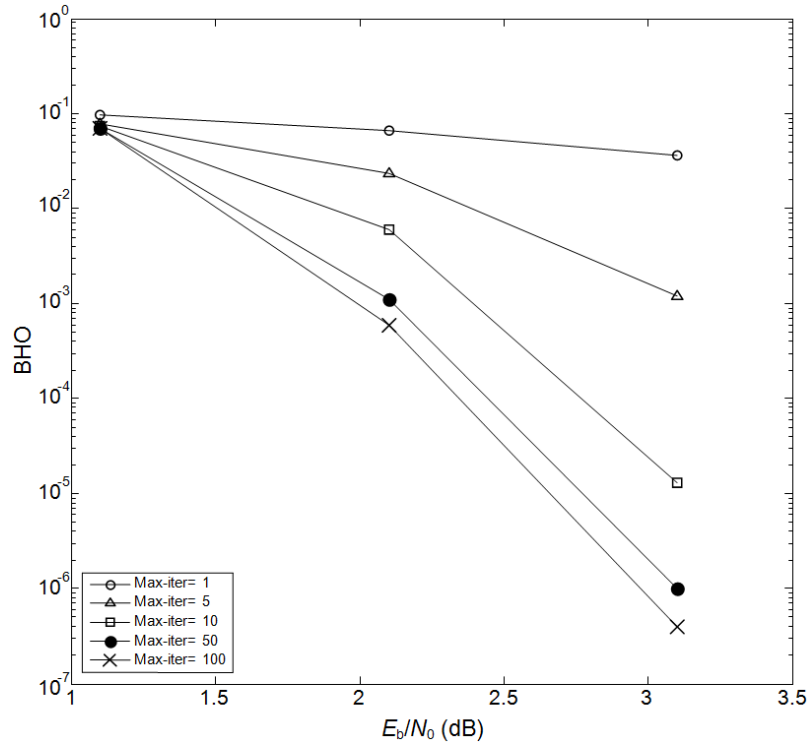
LDPC kodlamalı OFDM iletişim sisteminin EHK modelleri üzerindeki başarımların analizlerinin gerçekleştirilmesinden önce, tasarlanan iletişim sisteminin literatürdeki mevcut sonuçlarla karşılaştırılması ve sistemin doğruluğunun test edilmesi hedeflenmiştir. Bu amaç doğrultusunda, Futaki [142,143] tarafından rapor edilen sonuçlar ile karşılaştırma yapılabilmesi için Tablo 3.1'de verilen parametrelere sahip bir

OFDM sistemi oluşturulmuştur. Ardından oluşturulan sisteme LDPC kodları ile kanal kodlama işlemi gerçekleştirilmiştir.

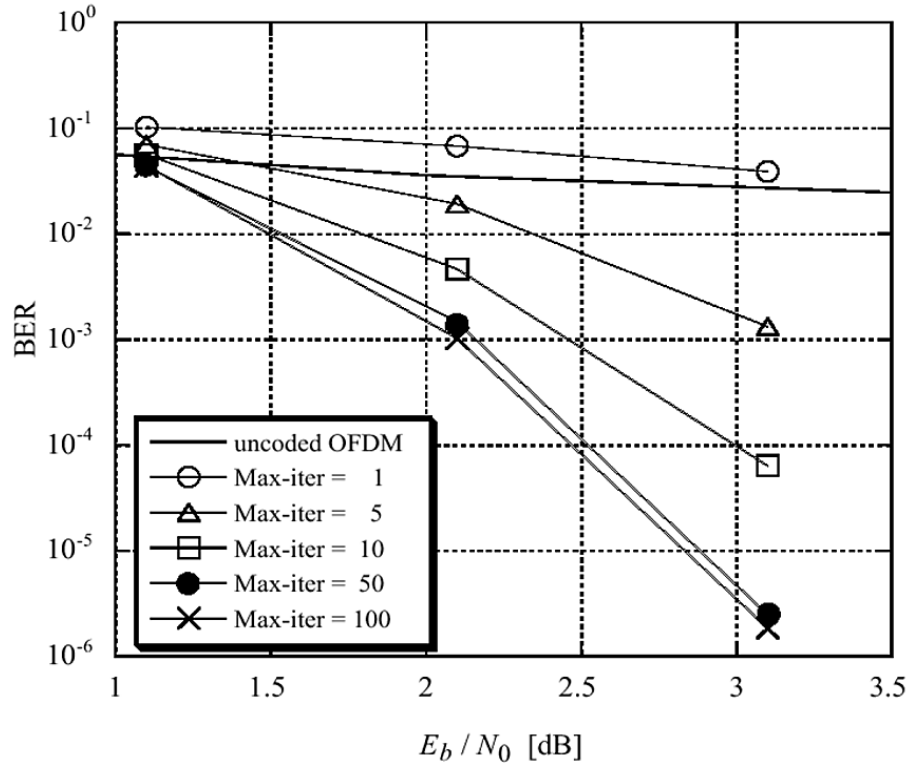
Tablo 3.1. Tasarlanan OFDM sistemine ait parametreler.

Parametre	Değer
FFT boyutu	64
Alt taşıyıcı sayısı	64
Döngüsel ön ek oranı	1/4
Döngüsel ön ek süresi	0.8 μ s
Veri sembol süresi	3.2 μ s
Toplam sembol süresi	4 μ s
Modülasyon tipi	BPSK

LDPC kodlamalı OFDM sisteminin (1080,525) uzunluklu, 0.486 orana sahip LDPC kodu ile AWGN kanal şartlarında farklı yineleme sayıları için elde edilmiş olan BHO başarımları Şekil 3.1 ile verilmektedir. Futaki [142] tarafından gerçekleştirilen LDPC kodlamalı OFDM sistemin başarımları ise Şekil 3.2 ile verilmektedir.



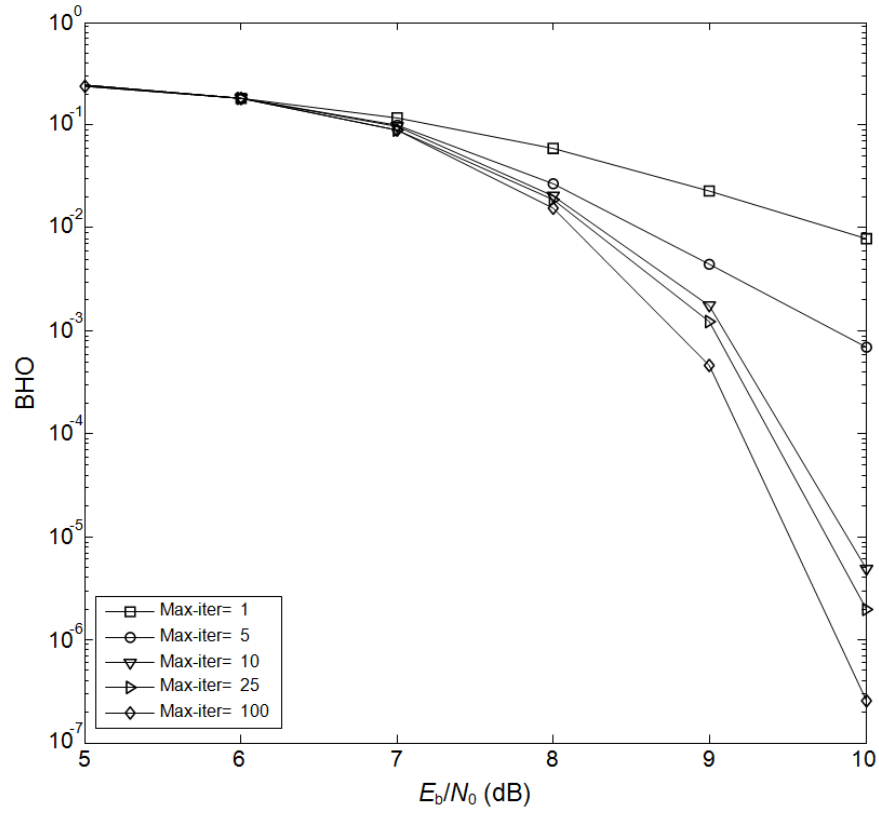
Şekil 3.1. Tasarımı gerçekleştirilen LDPC kodlamalı OFDM sisteminin çeşitli yineleme sayıları için AWGN kanaldaki BHO başarımları.



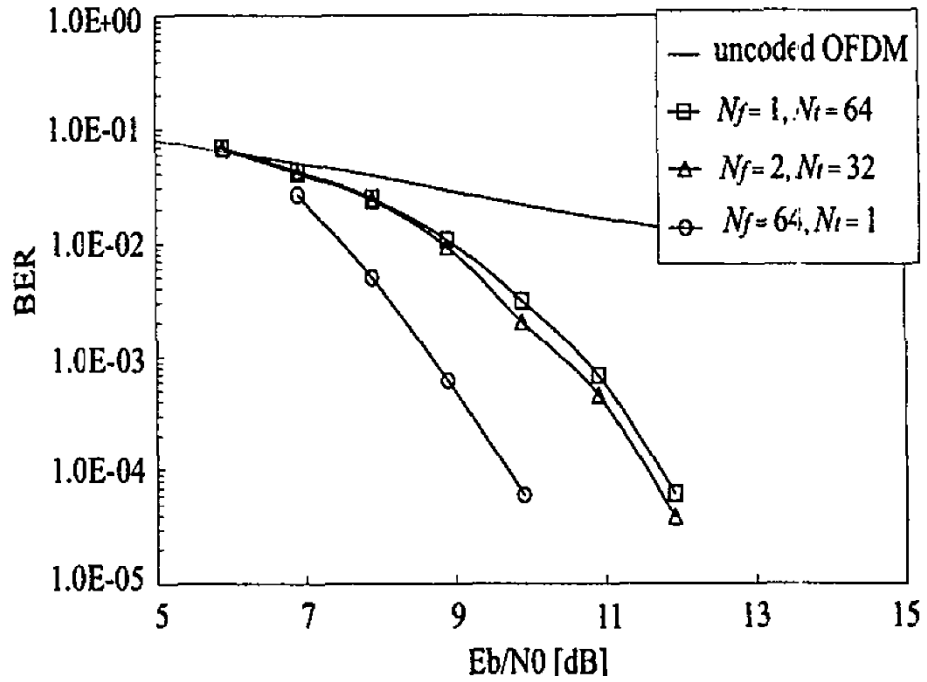
Şekil 3.2. Futaki [142] tarafından AWGN kanalı için rapor edilen sonuçlar.

Şekil 3.1 ve 3.2'deki sonuçlar karşılaştırıldığında tasarımı gerçekleştirilen LDPC kodlamalı OFDM sisteminin AWGN kanal şartlarında iyi bir sonuç verdiği hatta 10, 50 ve 100 yineleme durumları için E_b/N_0 'ın 3 dB değerinden sonra literatürdeki sonuçlardan daha iyi başarımlar sağladığı görülmektedir.

(258,132) kod uzunluğuna sahip, 0.512 yoğunluklu LDPC kod kullanan LDPC kodlamalı OFDM sistemin Rayleigh sönümlü kanal şartlarında farklı yineleme sayıları için elde edilmiş olan BHO başarımları Şekil 3.3 ile verilirken, Futaki [143] tarafından gerçekleştirilen sistemin başarımları ise Şekil 3.4 ile verilmektedir. Şekil 3.4'te görülen N_f ve N_t ifadeleri kodlanmış LDPC bitlerinin sırasıyla frekans ve zaman ekseninde atanma yöntemi ile ilgili özel bir işleme ait gösterimdir. Sistemlerin başarımlarının karşılaştırılması için Şekil 3.4'teki kare imleyicili eğri dikkate alınmalıdır. Şekil 3.4'teki kare imleyiciye sahip eğri ile tasarımı gerçekleştirilen sistemin Rayleigh sönümlü kanal şartlarındaki başarımları karşılaştırıldığında, oluşturulan sistemin Rayleigh sönümlü kanal şartlarında da iyi bir sonuç verdiği görülmektedir.



Şekil 3.3. Tasarımı gerçekleştirilen LDPC kodlamalı OFDM sisteminin çeşitli yineleme sayıları için Rayleigh sönümlü kanaldaki BHO başarımı.



Şekil 3.4. Futaki [143] tarafından gerçekleştirilen LDPC kodlamalı OFDM sisteminin 100 yineleme sayısı için Rayleigh kanaldaki BHO başarımı.

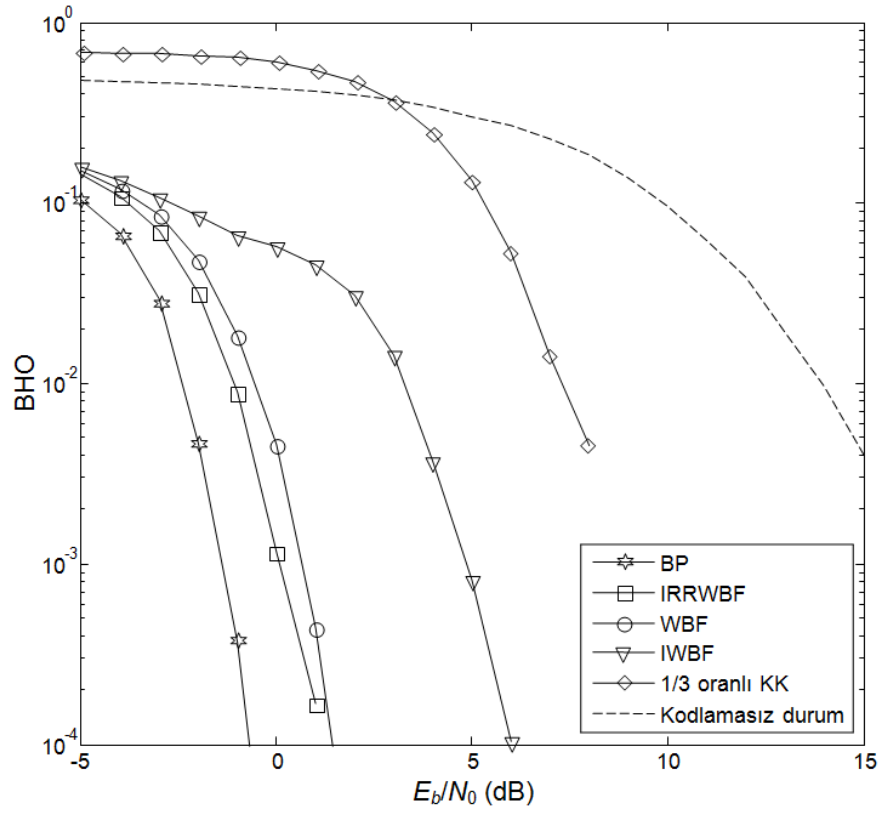
3.3. Bina İçi Geniş Bantlı EHK Ortamında LDPC Kodlamalı Veri İletiminin BHO Başarım Analizi

Çalışmanın bu alt başlığında, LDPC kodlamalı BPSK işaretlemesine sahip veri iletim sistemlerinde yumuşak ve sert kararlı LDPC kod çözücü yapıların BHO başarımları farklı kod oranları ve kod uzunlukları dikkate alınarak incelenmiştir [100]. LDPC kodlamalı iletişim sisteminin konvolüsyonel kodlamalı (KK) ve kodlamasız sistemlere göre başarımlarını araştırmak için Şekil 2.4'te verilen farklı kanal senaryoları göz önünde bulundurulmuştur. Ayrıca, kod oranının iletişim sistemi üzerindeki etkisini analiz etmek amacıyla benzetim çalışmalarında iki farklı orana sahip LDPC kodu kullanılmıştır. İletişim sistemlerine ait özel parametreler ise Tablo 3.2 ile verilmektedir.

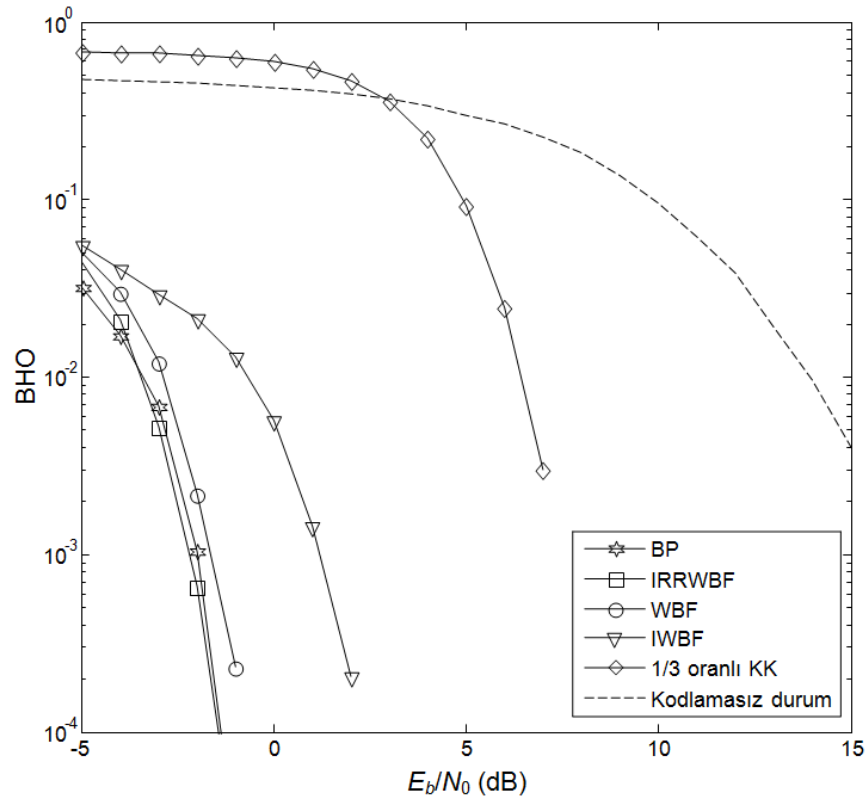
Tablo 3.2. BHO başarımlarının elde edilmesinde kullanılan iletişim sistemine ait parametreler.

Parametre	Değer
Blok sayısı	1000
Eşlik denetim matrisinin boyutu	(273,191) ve (495,433)
LDPC kod oranları	0.3 ve 0.125
LDPC kod çözücüler	BP, WBF, IWBF, IRRWBF
Konvolüsyonel kod oranı	1/3
Konvolüsyonel kod çözücüsü	Sert kararlı Viterbi kod çözücü
Maksimum yinleme sayısı	30
Modülasyon	BPSK
Kanal modeli	Canete EHK modeli
Gürültü türleri	Zemin ve dürtüsel

Şekil 3.5 ve Şekil 3.6 sert ve yumuşak kararlı LDPC kod çözücülere sahip (273,82) ve (495,62) LDPC kodlarını kullanan iletişim sistemlerinin daha önce tanıtılan Canete EHK'nin en iyi kanal (Şekil 2.4'teki 1. kanal durumu) durumundan elde edilen başarımlarını göstermektedir. Bu şekillerdeki başarımlar E_b/N_0 'a karşılık BHO cinsinden verilmektedir. Ayrıca, karşılaştırma yapılabilmesi için bu sonuçlara 1/3 kodlama oranına sahip KK ve kodlamasız durum sonuçları da ilave edilmiştir.



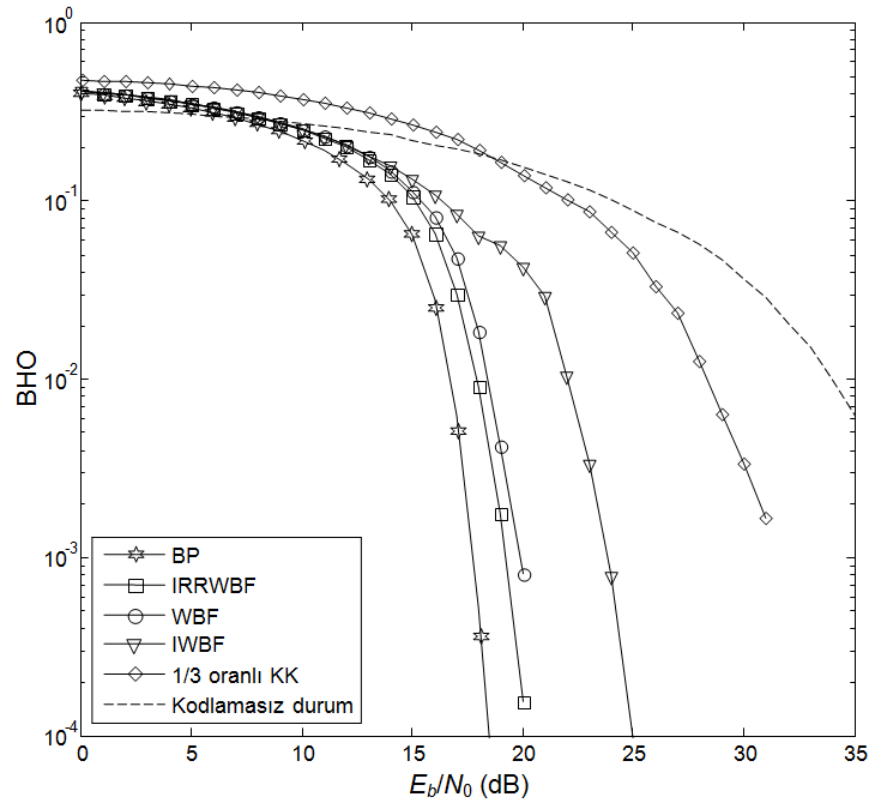
Şekil 3.5. (273,82) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin Canete EHK'nin en iyi kanal durumundaki BHO başarımları.



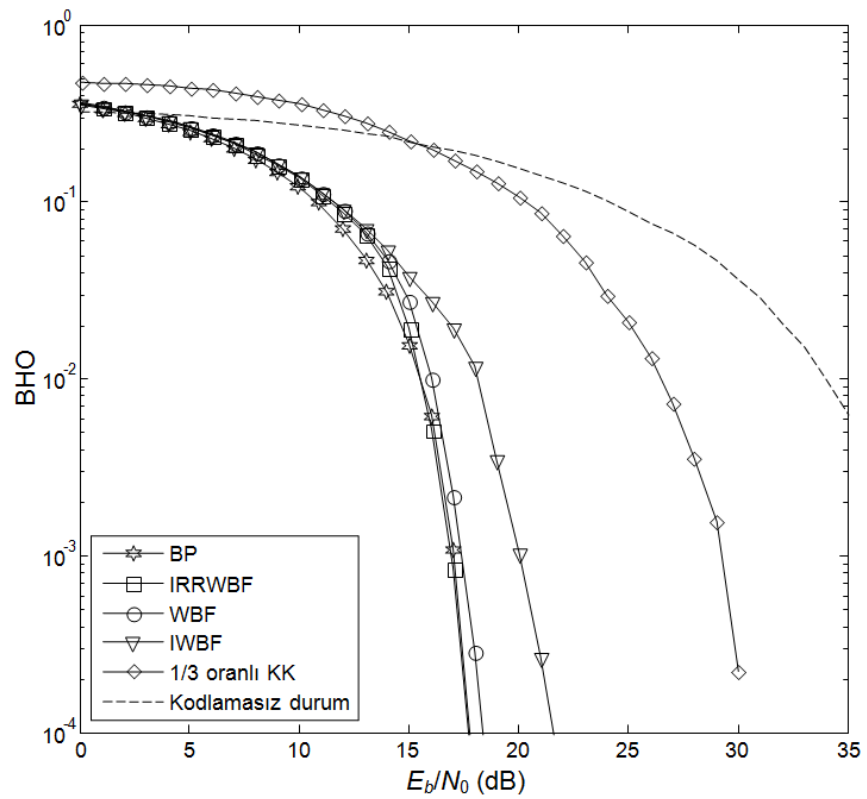
Şekil 3.6. (495,62) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin Canete EHK'nin en iyi kanal durumundaki BHO başarımları.

BP kod çözücü yapının, sert kararlı kod çözücülerden ve KK sistemden çok daha iyi bir sonuç verdiği şekillerden açıkça görülmektedir. BP kod çözücüsü kodlamasız durum ile karşılaştırıldığında 10^{-2} 'lik bir BHO başarımı için 17 dB kadar daha iyi bir başarımla sunmaktadır. En yüksek iyileştirme değeri BP kod çözücüsü tarafından sağlanmış olmasına rağmen, IRRWBF ve WBF kod çözücüler de oldukça yüksek bir başarımla sunmaktadırlar. Bu kod çözücüler ise 10^{-2} 'lik bir BHO başarımı için sırasıyla yaklaşık 16 dB ve 15 dB değerlerinde iyileştirme sağlamaktadırlar. Tüm LDPC kod çözücüler arasındaki en kötü başarımla IWBK kod çözücüsüne ait olsa da, 10^{-2} 'lik bir BHO başarımı için bu kod çözücü KK'den 4 dB daha iyi bir sonuç sunmaktadır. Şekil 3.6 incelendiğinde BP, IRRWBF ve WBF kod çözücülerinin başarımla sonuçlarının birbirlerine yakın olduğu ancak IWBK kod çözücünün sonucunun yine belirgin şekilde farklı olduğu görülmektedir. BP, IRRWBF ve WBF kod çözücülerinin başarımla sonuçları kodlamasız durum ile karşılaştırıldığında 10^{-2} 'lik bir BHO başarımla değeri için 18 dB'ye kadar daha iyi bir sonuç sağlamaktadırlar.

Kodlamalı ve kodlamasız sistemlerin Canete EHK'nin orta kanal durumundaki (Şekil 2.4'teki 2. kanal durumu) BHO başarımla sonuçlarının karşılaştırılmasına ait sonuçlar Şekil 3.7 ve Şekil 3.8 ile verilmektedir. Bu kanal durumunun ortalama zayıflama değerinin önceki kanal değişiminden daha yüksek olmasının bir sonucu olarak kodlamalı sistemlerin hiç biri E_b/N_0 'ın yaklaşık 15 dB değerine ulaşmaya kadar kabul edilebilir bir sonuç sergileyememişlerdir. Bu değerden sonraki E_b/N_0 değerlerinde ise LDPC kod çözücüler hızlı bir başarımla artışı sergileyerek düşük BHO değerlerine ulaşabilmektedirler. Diğer kod çözücüler yerine BP kod çözücünün kullanıldığı durumlarda kodlamasız duruma göre sistem başarımla elde edilen iyileştirme 10^{-2} 'lik bir BHO başarımı için 18 dB, 10^{-1} 'lik bir BHO başarımı için ise 17 dB olduğu sırasıyla Şekil 3.7 ve Şekil 3.8'den görülmektedir. IWBK kod çözücüsü diğer LDPC kod çözücülere göre en kötü BHO sonucunu vermesine rağmen, KK'lı durum ile karşılaştırıldığında 10^{-2} 'lik bir BHO başarımı için 9 dB'lik bir kodlama kazancı sağlamaktadır.

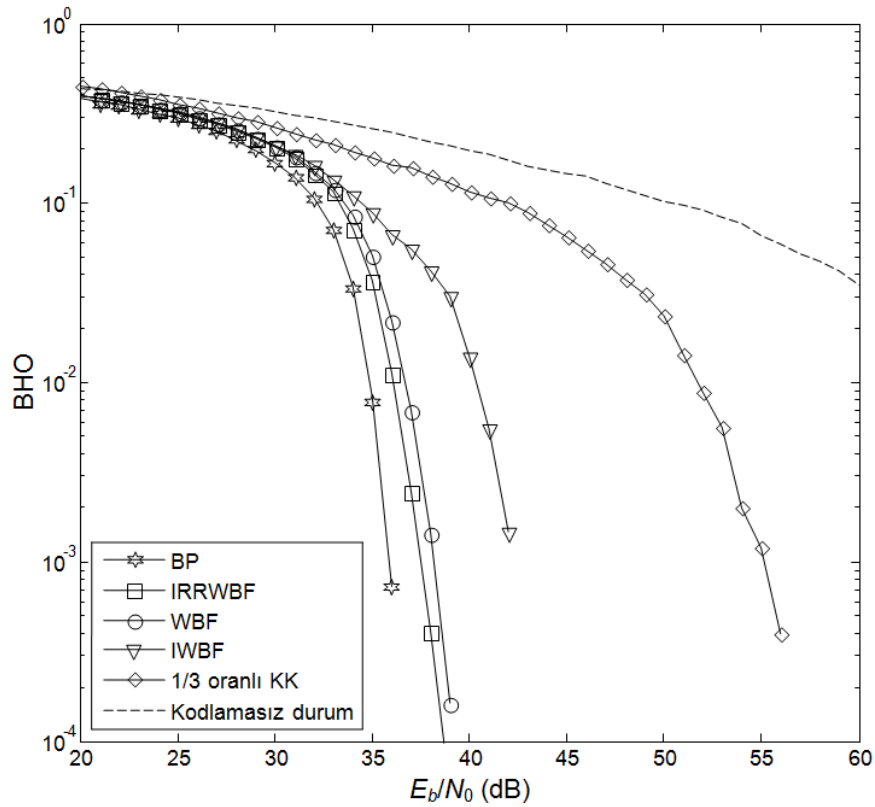


Şekil 3.7. (273,82) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin farklı kod çözücü yapılar ile Canete EHK'nin orta kanal durumundaki BHO başarımları.



Şekil 3.8. (495,62) LDPC kodlamalı iletişim sistemlerinin farklı kod çözücü yapılar ile Canete EHK'nin orta kanal durumundaki BHO başarımları.

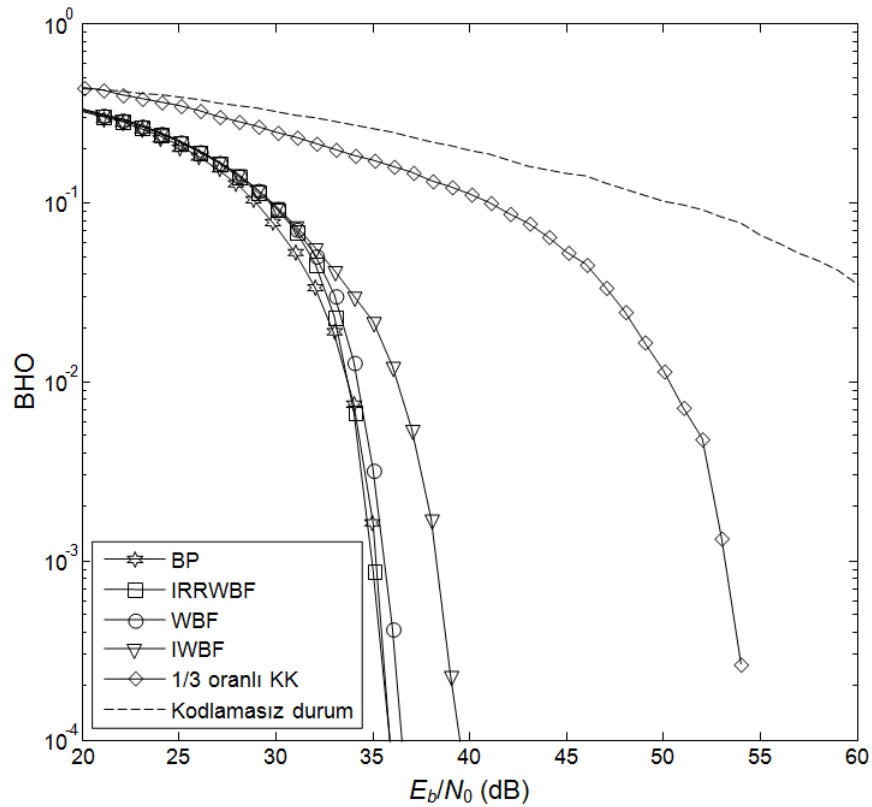
Son analizler en kötü kanal durumu (Şekil 2.4'teki 3. kanal durumu) göz önünde bulundurularak gerçekleştirilmiştir ve elde edilen başarımlar Şekil 3.9 ve Şekil 3.10 ile verilmektedir. Kanalin ortalama zayıflama değerinin en üst düzeyde olduğu bu başarımlar analizlerinde tüm kod çözümler yapılar yıkıcı kanal yapısından olumsuz yönde etkilenmişlerdir ve düşük BHO değerleri E_b/N_0 'ın yaklaşık 33 dB değerinden sonra elde edilebilmiştir. (273,82) LDPC kodları kullanan BP kod çözümlü iletişim sistemi göz önünde bulundurulduğunda, 10^{-2} 'lik BHO başarımlar değerleri E_b/N_0 'ın yaklaşık 35 dB değerlerinde sağlanabilmektedir. Bununla birlikte aynı başarımlar (495,62) LDPC kodları kullanan BP kod çözümlü iletişim sisteminde E_b/N_0 'ın 34 dB değerinde sağlanmaktadır.



Şekil 3.9. (273,82) LDPC kodu kullanan iletişim sistemlerinin farklı kod çözümler yapıları ile Canete EHK'nin kötü kanal durumundaki BHO başarımlar sonuçları.

(273,82) LDPC kodları kullanan IRRWBF kod çözümlü ile 10^{-2} 'lik bir BHO başarımlar değeri 36.5 dB E_b/N_0 değerinde elde edilmektedir. Ayrıca bu kod çözümlü yapı

(495,62) LDPC kodları için neredeyse BP kod çözücü kadar iyi bir başarımlı sağlamaktadır. IWBK kod çözücüsü önceki kanal durumlarında olduğu gibi bu kanal şartlarında da yine LDPC kod çözücüler arasında en kötü başarımlı sergilemektedir. Ancak KK sistemler ile karşılaştırıldığında 10^{-1} 'lik bir BHO başarımlı değeri için daima 10 dB ve 13 dB daha iyi bir başarımlı sergilediği sırasıyla Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'dan görülmektedir.



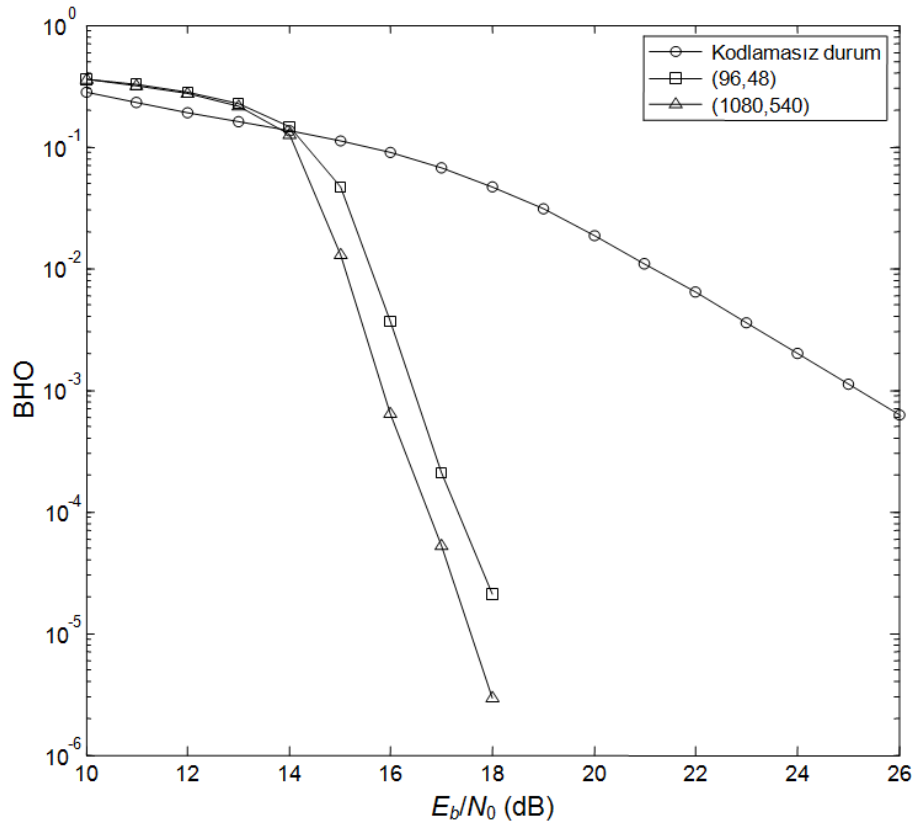
Şekil 3.10. (495,62) LDPC kodu kullanan iletişim sistemlerinin farklı kod çözücü yapıları ile Canete EHK'nin kötü kanal durumundaki BHO başarımlı sonuçları.

Farklı kod çözücü yapıları ve farklı kanal senaryoları göz önünde bulundurularak elde edilen BHO başarımlı sonuçları karşılaştırıldığında, yumuşak kararlı BP kod çözücüsünün kod çözme işlemlerini LLR tabanlı gerçekleştirdiğinden dolayı tüm kanal durumlarında en iyi başarımlı sergilediği görülmektedir. Bununla birlikte BP kod çözücüsünün kod çözme karmaşıklığının yüksek olması onun pratik uygulamalarda gerçekleştirilmesini zorlaştırmaktadır. Diğer taraftan, WBF ve IWBK gibi bit çevirmeli kod çözücüler hata düzeltme başarımları ve kod çözme karmaşıklığı arasında ödünleşmeye izin vermektedir. IRRWBF kod çözücüler ise diğer bit çevirmeli kod

çözücülere göre kod çözme karmaşıklığını göreceli olarak azaltmasının yanı sıra çok iyi bir hata düzeltme başarımı sağlamaktadır.

3.4. LDPC Kodlamalı OFDM Sistemlerinde BP Kod Çözücünün BHO Başarım Analizi

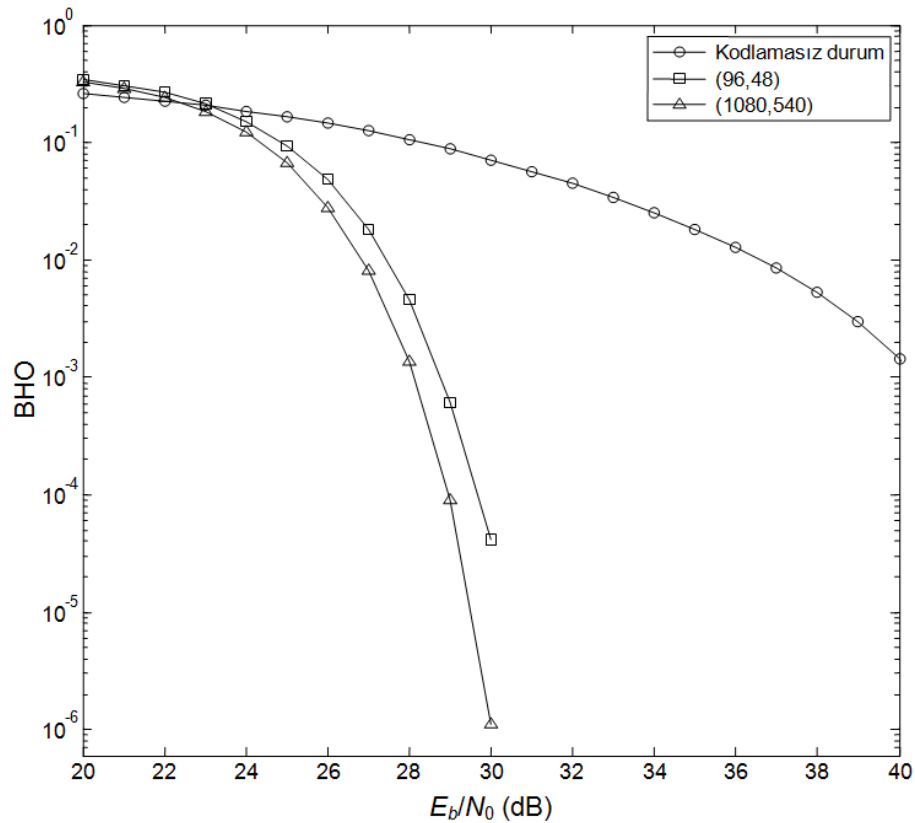
Çalışmanın bu kısmında ise, LDPC kodlamalı OFDM sisteminin kodlamasız duruma karşılık BHO başarım analizleri incelenmektedir [101]. Bu incelemelerde de Canete EHK modeli kullanılarak elde edilen ve Şekil 2.4 ile verilen üç farklı kanal değişimi dikkate alınmıştır. Benzetim çalışmalarında (96,48) ve (1080,540) kod uzunluklarına sahip 0.5 oranlı LDPC kodları kullanılmıştır. Kod çözücü yapı olarak BP kod çözücüsü sisteme dahil edilmiştir ve maksimum yineleme sayısı tüm benzetimler için 50 olarak seçilmiştir. Buna ek olarak, döngüsel önek aralığı 0.53 μ s, alt taşıyıcı aralığı 468.75 KHz olan 64 alt taşıyıcıya sahip bir OFDM sistemi kullanılmıştır. Şekil 3.11 kodlamasız ve LDPC kodlamalı OFDM sisteminin BHO başarım sonuçlarını Canete EHK'nin en iyi kanal durumu için göstermektedir.



Şekil 3.11. LDPC kodlamalı OFDM sistemin Canete EHK'nin en iyi kanal durumundaki BHO başarım sonuçları.

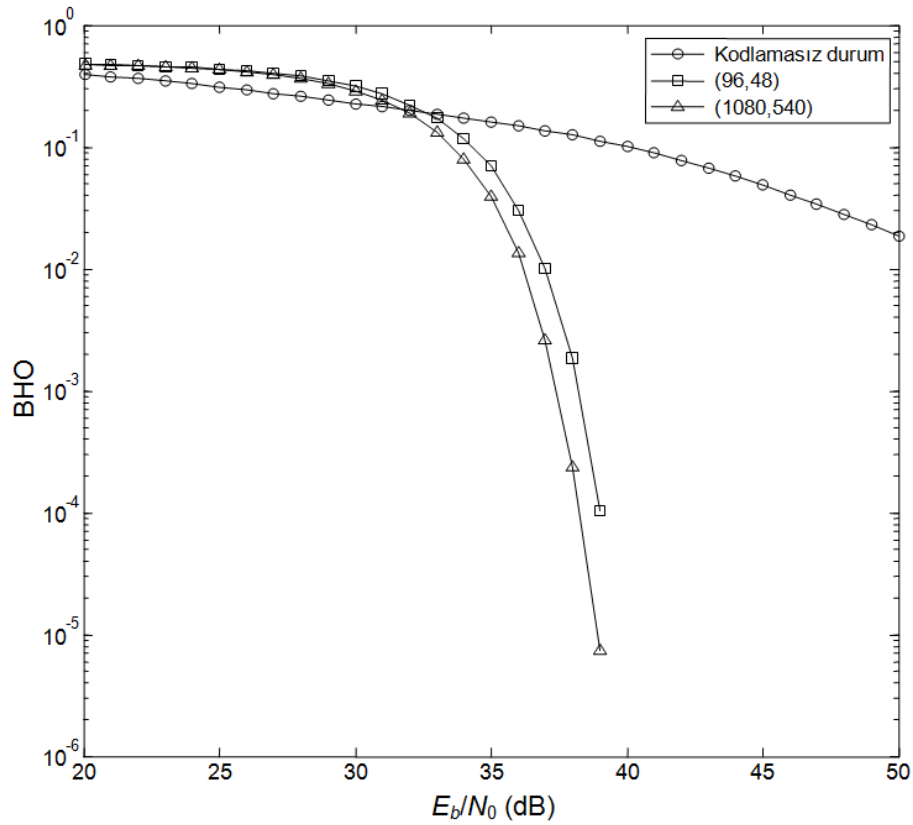
LDPC kodlamalı OFDM sistemlerinin kodlamasız duruma göre BHO açısından çok daha iyi başarımlar sergiledikleri şekilden açıkça görülmektedir. (96,48) LDPC kodu kullanılarak kodlanan OFDM sistemi 10^{-3} 'lük bir BHO başarımları için yaklaşık 9.5 dB'lik bir kazanç sağlamaktadır. Buna ek olarak, (1080,540) LDPC kodu kullanılması durumunda sistem başarımları 0.7 dB daha iyileştirilebilmektedir.

Orta kötülükteki enerji hattı kanalındaki kodlamasız ve LDPC kodlamalı OFDM sistemlerinin BHO başarımlarının karşılaştırılmasına ait eğriler ise Şekil 3.12 ile verilmektedir. Artan kanal zayıflama değerinden dolayı kodlamasız OFDM sisteminin 10^{-3} 'lük BHO başarımları yüksek E_b/N_0 değerlerinde elde edilebilmektedir. Kısa LDPC kodları ile kodlanan OFDM sistemi kodlamasız OFDM sistemine göre 10^{-2} 'lik bir BHO başarımları için yaklaşık 11.5 dB'lik bir iyileştirme sunmaktadır. Ayrıca, kısa ve uzun LDPC kodlarına ait başarımlar karşılaştırıldığında (1080,540) LDPC kodun 10^{-4} 'lük bir BHO başarımları için yaklaşık 0.85 dB daha iyi olduğu görülmektedir.



Şekil 3.12. LDPC kodlamalı OFDM sistemin Canete EHK'nin orta kötülükteki kanal durumundaki BHO başarımları.

Son olarak, kodlamasız ve LDPC kodlamalı OFDM sistemlerinin Canete EHK'nin kötü kanal durumu için BHO başarımlarının karşılaştırılmasına ait sonuçlar Şekil 3.13 ile verilmektedir. En yüksek zayıflama değerlerinin görüldüğü bu kanal şartlarında kodlamasız OFDM sisteminin ortamdan çok fazla etkilendiği ve düşük BHO değerlerine oldukça yüksek E_b/N_0 değerlerinde ulaşılabilceği şekilden görülmektedir. Bununla birlikte, (96,48) LDPC kodu kullanılarak kodlanan OFDM sistemi 10^{-1} 'lik bir BHO başarımı için yaklaşık 13.5 dB'lik bir kodlama kazancı sağlamaktadır. Buna ek olarak, (1080,540) LDPC kodu kullanan sistemdeki iyileştirme değeri 10^{-4} 'lük bir BHO başarımı için yaklaşık 0.75 dB daha iyi olmaktadır.

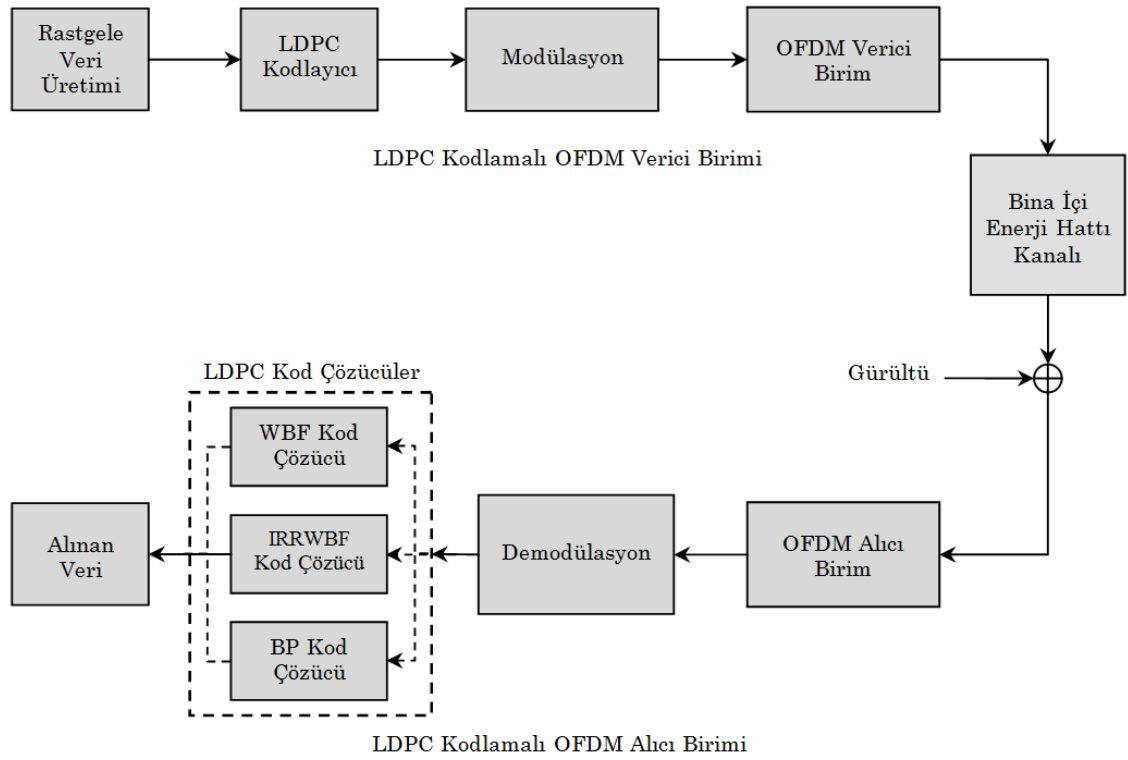


Şekil 3.13. LDPC kodlamalı OFDM sistemin Canete EHK'nin kötü kanal durumundaki BHO başarımlarının karşılaştırılması.

3.5. LDPC Kodlamalı OFDM Sistemlerinde Farklı Kod Çözücülerin BHO Başarımlarının Karşılaştırılması

Yumuşak ve sert kararlı kod çözücülerin kullanıldığı LDPC kodlamalı OFDM iletişim sistemlerinin Canete EHK modeli kullanılarak oluşturulmuş bina içi geniş bantlı kanal

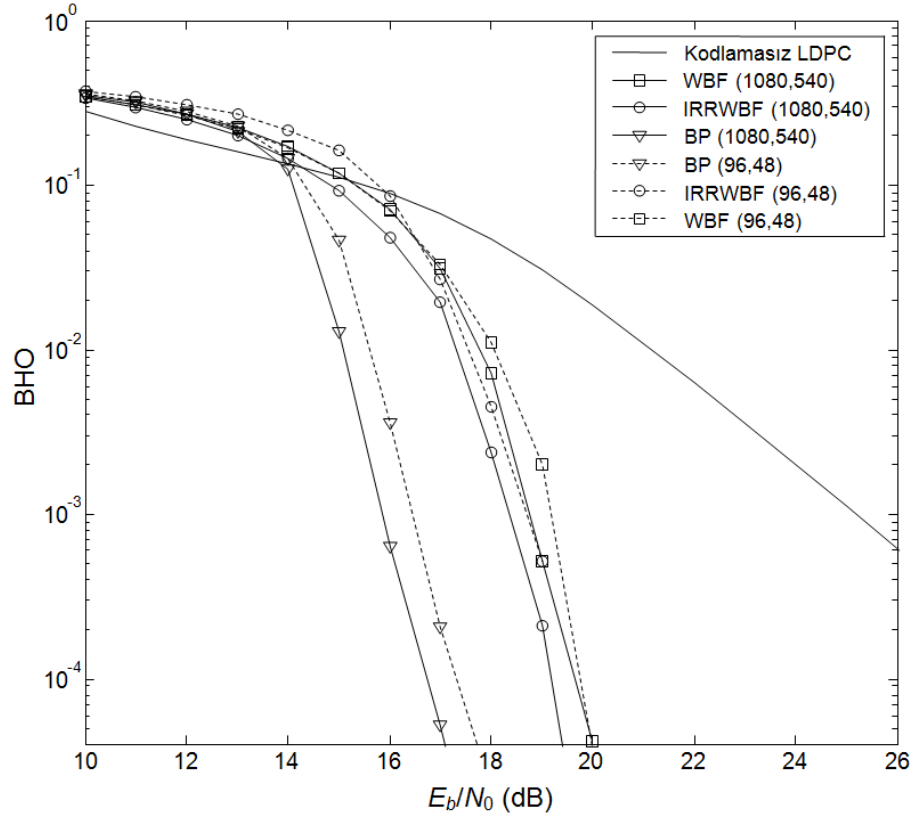
şartlarındaki BHO başarımların analiz sonuçları bu alt başlıkta verilmektedir [102]. Analizlerin gerçekleştirilmesi için yine döngüsel önek aralığı $0.53 \mu s$ ve alt taşıyıcı aralığı 468.75 KHz olan bir OFDM sistemi oluşturulmuştur. Kanal kodlama işlemleri için (96,48) ve (1080,540) kod uzunluklarına sahip 0.5 oranlı LDPC kodları tercih edilirken, kod çözme işlemleri için BP, IRRWBF ve WBF kod çözücü yapıları kullanılmıştır. Maksimum yineleme sayısı tüm kod çözücüler için 50 olarak alınmıştır. BHO başarımların analizlerinin elde edilmesi için oluşturulan sisteme ait blok diyagram Şekil 3.14'te görülmektedir.



Şekil 3.14. Farklı kod çözücüler kullanan LDPC kodlamalı OFDM sistemin blok diyagramı.

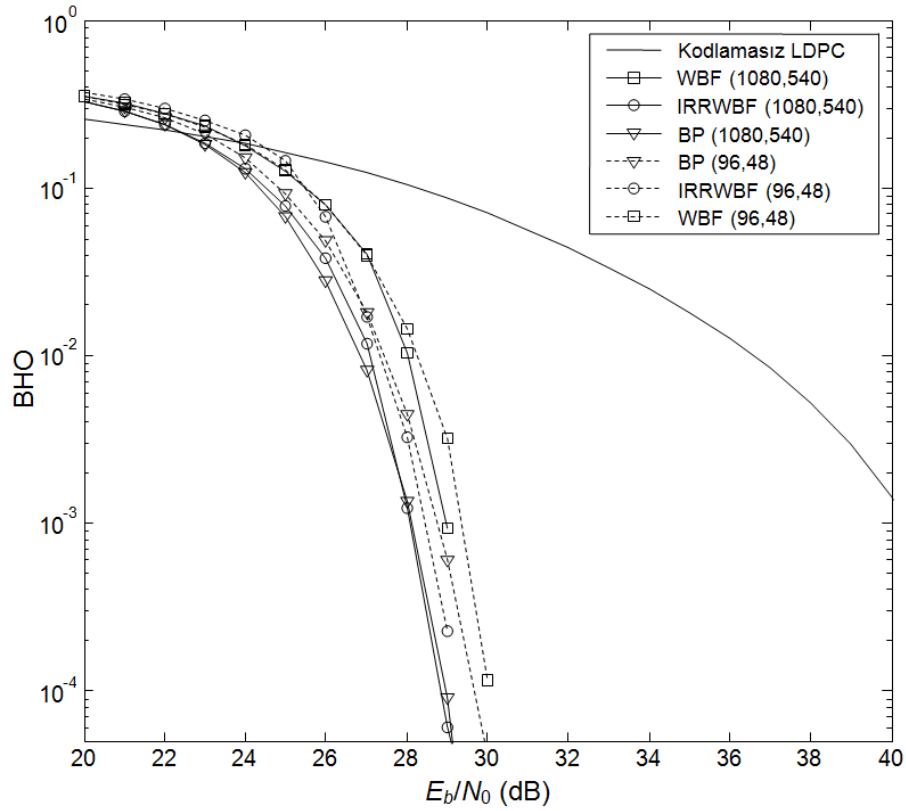
LDPC kodlamalı ve kodlamasız OFDM sistemlerinin E_b/N_0 'a karşılık BHO başarımların sonuçları Şekil 3.15 ile verilmektedir. Kısa LDPC kodu kullanan OFDM sistem ile elde edilen başarımların incelendiğinde BP kod çözücü 10^{-3} 'lük bir BHO değeri için yaklaşık 9.5 dB'lik bir kodlama kazancı sunmaktadır. Aynı kod çözücü yapıyı kullanan uzun LDPC kodlamalı OFDM sistemindeki iyileştirme değeri ise 10^{-3} 'lük bir BHO değeri için 10.2 dB kadardır. Sert kararlı kod çözücülerin kullanılması durumunda ise IRRWBF kod çözücüsü her iki LDPC kodu için de WBF kod çözücüsünden 0.5 dB

daha iyi sonuç vermektedir. Ayrıca, sert kararlı kod çözücü yapıların kodlamasız OFDM sistemine göre 10^{-3} 'lük BHO değerleri için 7.5 dB'ye kadar sistem kazancı sağladıkları elde edilen sonuçlardan görülmektedir.



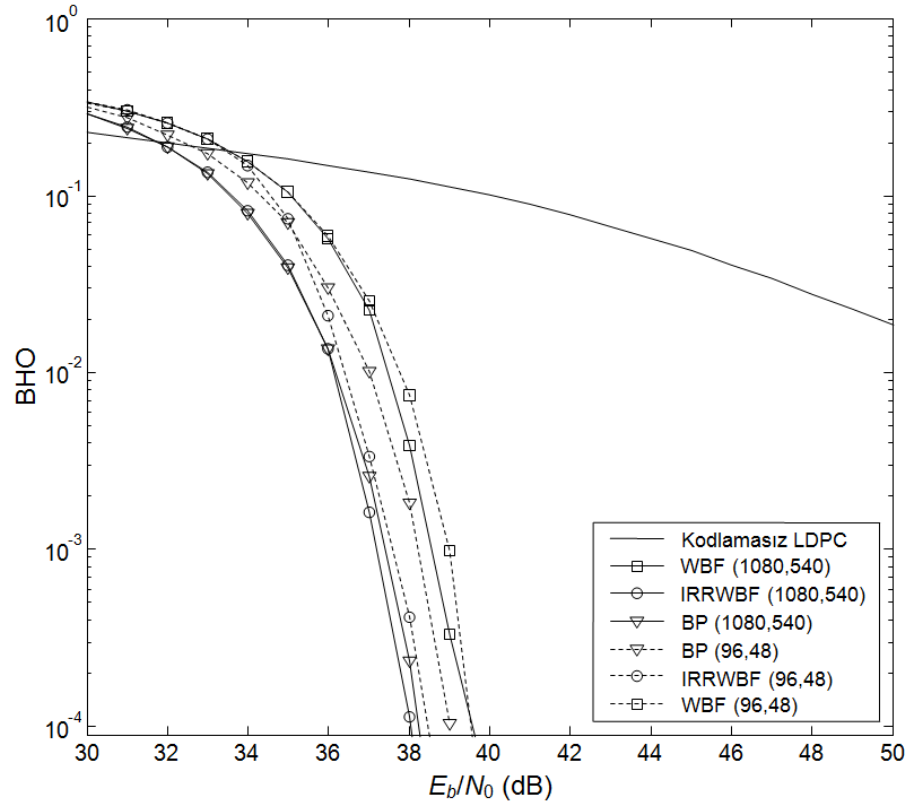
Şekil 3.15. LDPC kodlamalı OFDM sistemin farklı kod çözücüler ile Canete EHK'nin iyi kanal durumundaki BHO başarımları.

Canete EHK'nin orta kanal durumu için elde edilen BHO başarımları Şekil 3.16 ile sunulmaktadır. (96,48) LDPC kodlarını kullanan OFDM sisteminde BP kod çözücüsünün tercih edilmesi durumunda kodlamasız OFDM sistemine göre 10^{-2} 'lik BHO başarımları için 11.5 dB değerine kadar bir sistem kazancı elde edilebilmektedir. Aynı sistem şartları altında (1080,540) LDPC kodlarını kullanan OFDM sistemi 10^{-4} 'lük bir BHO başarımları için yaklaşık 12.35 dB sistem iyileştirmesi sağlamaktadır. Şekil 3.16'daki sonuçlar dikkatlice incelendiğinde 28 dB E_b/N_0 değerinden sonra IRRWBF kod çözücüsünün her iki LDPC kodu için de BP kod çözücüsünden bir miktar daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. WBF kod çözücüsü diğer kod çözücülerin başarımlarına yetişememesine rağmen kodlamasız duruma göre 10^{-3} 'lük bir BHO başarımları için yaklaşık 10 dB daha iyi bir sonuç vermektedir.



Şekil 3.16. LDPC kodlamalı OFDM sistemin farklı kod çözücüler ile Canete EHK'nin orta kanal durumundaki BHO başarımları.

İncelenen kanal senaryoları içerisindeki en yıkıcı durum olan Canete EHK'nin kötü kanal değişiminden elde edilen BHO başarımları Şekil 3.17 ile verilmektedir. Kısa LDPC kodlarını ve BP kod çözücüsünü kullanan OFDM sistemi ile kodlamasız durum karşılaştırıldığında 10^{-1} 'lik bir BHO başarımları için sistem başarımında 13.5 dB'lık bir iyileştirmenin sağlandığı görülmektedir. Aynı kod çözücüsü ve uzun LDPC kodlarını kullanan sistem ile elde edilen iyileştirme değeri ise 10^{-4} 'lük bir BHO başarımları için yaklaşık 14.25 dB kadar olmaktadır. (1080,540) LDPC kodlarını kullanan OFDM sisteminde 37 dB E_b/N_0 değerinden sonra IRRWBF kod çözücüsünün BP kod çözücüsünden yaklaşık 0.1 dB daha iyi olduğu görülmektedir. Kısa LDPC kodlarında ise IRRWBF kod çözücüsü BP kod çözücüsünden yaklaşık 0.5 dB daha iyi bir başarımları sergilemektedir. Kısa ve uzun LDPC kodlarını kullanan OFDM sistemlerinde WBF kod çözücüsünün kullanılması durumunda her iki sistemde de 10^{-1} 'lik bir BHO başarımları için 13 dB değerine kadar iyileştirme sağlanabilmektedir.



Şekil 3.17. LDPC kodlamalı OFDM sistemin farklı kod çözücüler ile Canete EHK'nin kötü kanal durumundaki BHO başarımları.

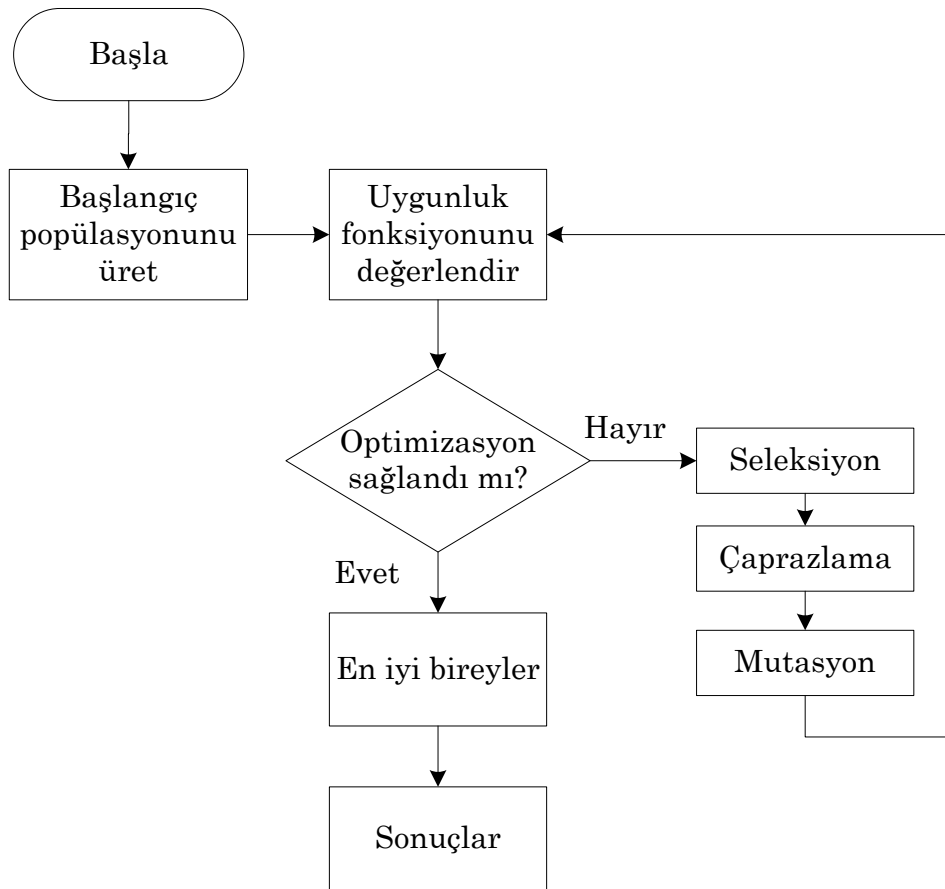
Şekil 3.15-Şekil 3.17 ile verilen sonuçlar kıyaslandığında BP kod çözücüsünün kullanılması durumunda tüm kanal şartlarında iyi bir başarımın elde edildiği ve kodlamasız duruma göre sistem başarımının 14.25 dB'ye kadar iyileştirebildiği görülmektedir. IRRWBF kod çözücüsünü kullanan iletişim sistemlerinin orta ve kötü kanal şartlarındaki başarımlarının düşük E_b/N_0 değerlerinde BP kod çözücüyeye yakın olduğu, artan E_b/N_0 değerlerinde ise bir miktar daha iyi bir başarıma sahip olduğu dikkat çekmektedir. WBF kod çözücüsünün kullanıldığı iletişim sistemleri gözönünde bulundurulduğunda ise incelenen tüm kanal şartları için kodlamasız duruma göre en fazla 13 dB kazanç sağlanabilmektedir.

3.6. Kayseri İli için Elde Edilen EHK Modelinin Genetik Algoritma (GA) ile Optimizasyonu

Holland tarafından 1975 yılında tanıtılan genetik algoritma (GA), doğal seleksiyona dayalı güçlü bir arama algoritmasıdır [139, 140]. İncelenen problemin çözümü GA'da kromozomlar şeklinde temsil edilmektedir. GA için temel bir akış diyagramı Şekil

3.18’de görülmektedir. Problemin araştırma yöntemi bir kromozomun gelişimini doğal seleksiyona benzer şekilde taklit etmektedir. Kromozomun uygunluk değeri *uygunluk fonksiyonu* adındaki bir fonksiyon kullanılarak hesaplanır.

Kromozom tarafından sağlanan en yüksek uygunluk değeri araştırılan problemin en iyi çözümü olarak seçilir. GA *tekrar üreme* (ya da *seçim*), *çaprazlama* ve *mutasyon* denilen üç genetik operatörden oluşmaktadır. Tekrar üreme operatörü GA’nın ilk adımıdır ve bu adımda öncelikle bireysel kromozomlar uygunluk fonksiyonu değerlerine göre kopyalanır ardından farklı seçme yöntemlerinden birisi kullanılarak seçilirler. Çaprazlama operatörü rastgele kromozomlar seçer ve bu kromozomlardan yenilerini üretir. Çaprazlama işlemlerinin sayısı çaprazlama oranı adı verilen bir oran ile yönetilmektedir. Mutasyon, bir kromozomda başlangıç durumundan tek bir gen ya da daha çok değerin değiştirilmesi ile genetik çeşitliliği sürdürmek için kullanılan bir işlemdir.



Şekil 3.18. GA için temel bir akış diyagramı.

Kayseri ilinden elde edilen ölçüm sonuçlarına bağlı olarak türetilen matematiksel ifadenin GA kullanılarak optimizasyon işlemi gerçekleştirilirken popülasyon sayısı 50, çaprazlama olasılığı 0.9 ve mutasyon olasılığı 0.05 olarak seçilmiştir. Seçim stratejisi olarak rastgele seçim, çaprazlama işlemi için ise tek noktalı çaprazlama tekniği tercih edilmiştir. Eşitlik (2.26) ile elde edilen modelin GA ile optimize edilmesi sonucu aşağıdaki eşitlik bulunmuştur:

$$H(f) = -86.0920 + 385.1028 \left[\sin\left(\frac{2\pi f}{-624.7331}\right) - 9.1520 \right]^2 \quad (3.1)$$

3.7. Yapay Arı Koloni (YAK) Optimizasyon Algoritması

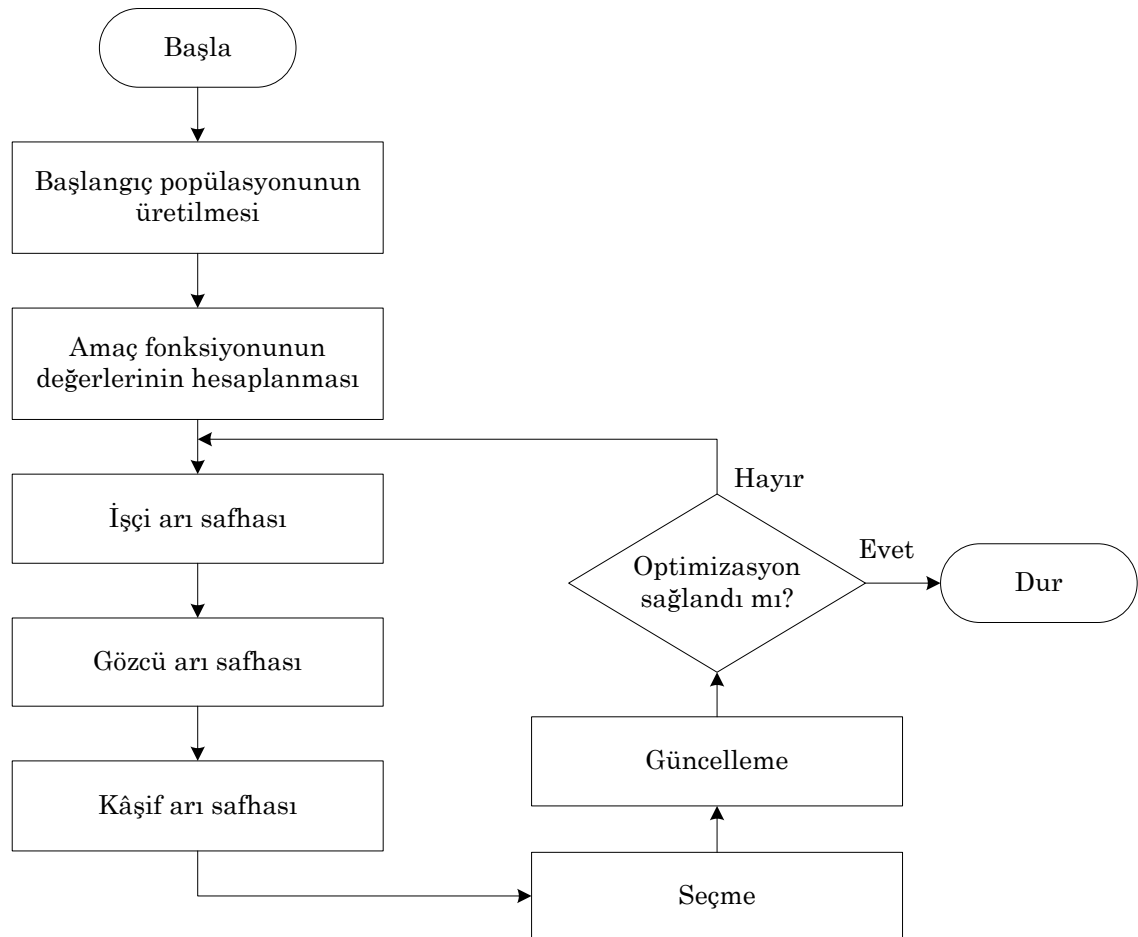
Popülasyon tabanlı sezgisel bir optimizasyon algoritması olan yapay arı koloni (YAK) algoritması 2005 yılında D. Karaboğa [141] tarafından tanımlanmıştır. Bu algoritma gerçek bal arılarının doğal yiyecek arama davranışlarını betimlemektedir. YAK algoritması, işçi arılar, gözcü arılar ve kâşif arılar olmak üzere üç farklı sosyal arı sınıfını bünyesinde barındırır. Bu arı sınıflarından işçi arılar pozisyonları hafızalarında yerleşik olan besin kaynakları üzerinde araştırma yaparlarken, gözcü arılar besin miktarı daha zengin kaynakları seçmek üzere araştırma yaparlar. Kâşif arılar ise keşfedilmemiş besin kaynaklarını bulmak üzere rastgele araştırma yapmaktadırlar. Bu algorithmada yiyecek kaynağının bulunan optimum pozisyonu probleme ilişkin çözüm kümesini (vektörünü) ifade etmektedir. Kaynağın kalite değeri seçilen uygun bir amaç fonksiyonu ile ölçülür. Amaç fonksiyonu bulunan parametre değerlerini yani yiyecek kaynağının pozisyonunu değerlendiren bir test fonksiyonudur. YAK algoritmasına ait temel bir akış diyagramı Şekil 3.19'da verilmektedir.

İşçi arı safhası araştırmaların daha iyi çözüm sunan alanlara doğru yönlendirilmesini sağlar. Bu safhada yeni olası yiyecek kaynağı pozisyonları mevcuttaki her bir çözüm vektörünün (yiyecek kaynağı pozisyonunun) komşulukları üretilerek belirlenir. Bu yeni çözüm vektörü üretme mekanizması aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + \phi_{ij}(x_{ij}(t) - x_{rj}(t)) \quad (3.2)$$

Eşitlik (3.2)'de $x_{ij}(t+1)$ yeni aday çözüm vektörünü, $\phi_{ij} [-1,1]$ aralığında üretilen rastgele bir kayan noktalı sayıyı, $x_{rj}(t)$ ise $r \in [1, NP]$ ve $r \neq i$ olmak kaydıyla rastgele seçilen bir komşu çözüm vektörünü ifade etmektedir. Burada NP popülasyondaki birey (arı) sayısını göstermektedir.

Üretilen yeni çözümler açgözlü seçim yöntemi ile değerlendirilir. Açgözlü seçim yöntemine göre üretilen yeni çözüm eğer mevcut çözümden daha iyi ise yeni çözüm mevcut çözümün yerini alır. Yeni çözümün mevcut çözümden daha iyi bir çözüm olmaması durumunda ise mevcut çözüm muhafaza edilir ve daha iyi bir çözüm bulunamadığı için ilerleyişin sağlanamadığı durumları sayan yerel arama sayacının değeri bir artırılır.



Şekil 3.19. YAK algoritması için temel bir akış diyagramı.

Gözcü arı safhasında yeni yiyecek pozisyonlarının (çözümlerin) üretilebilmesi amacıyla yine Eşitlik (3.2) kullanılır. Ancak bu safhada üzerinde iyileştirme yapılacak çözüm

vektörünün belirlenişinde belirli bir sıra takip edilmez. İyileştirme yapılacak çözüm vektörü daha iyi çözümlerin seçilme olasılığını artıran, genetik algoritmadaki rulet tekerleği seçim operatörünün çalışma prensibine benzer mantıkta işleyen, olasılıksal seçim operatörü ile belirlenir. Bu operatör sayesinde daha kaliteli amaç fonksiyonu değerlerine sahip çözüm vektörleri civarında daha fazla araştırma yapılması mümkün olabilmektedir. Olasılıksal seçim operatörü ile x_i çözüm vektörünün seçilme olasılığının belirlenişi Eşitlik (3.3)'te verilmektedir:

$$p_i = \frac{uygunluk(x_i)}{\sum_{k=1}^{NP} uygunluk(x_k)} \quad (3.3)$$

Burada p_i , x_i çözümünün seçilme olasılığını göstermekte olup, $uygunluk(\cdot)$ fonksiyonu herhangi bir çözümün (yiyecek kaynağının) çözüm kalitesini (nektar miktarını) ölçen amaç fonksiyonunu temsil etmektedir. İşçi arı safhasında olduğu gibi gözcü arı safhasında da üretilen yeni çözümler açgözlü seçim yöntemi ile değerlendirmekte ve yerel arama sayacının değeri uygun biçimde güncellenmektedir.

Doğal bal arısı kolonilerinde işçi ve gözcü arıların besin kaynaklarını tükettikleri zamanlar olabilmekte ve bu durumda ek besin kaynaklarının rastgele araştırılmasını sağlayan kâşif arılar göreve başlamaktadırlar. Bu durum YAK algoritmasında mevcut bir çözümün komşuluklarının yeterince araştırılmış ve çözümün artık daha fazla geliştirilemiyor olmasına denk gelmektedir. YAK algoritmasında üzerinde yeterince araştırma yapılmış ve daha fazla geliştirilemeyen çözüm kümeleri ile karşılaşıldığı durumlarda kâşif arı safhası işletilmektedir. Bir besin kaynağı üzerinde yeterince araştırma yapıp yapılmadığı YAK algoritmasının yegâne kontrol parametresi olan “*limit*” parametresinin limit değerine ulaşıp ulaşılmadığına bağlı olarak belirlenir. Eğer x_i pozisyonundaki besin kaynağı ve komşulukları limit parametresi kadar araştırılmış ve bu kaynaktan daha kaliteli bir besin kaynağına rastlanılamamış ise artık bu yiyecek kaynağı ile ilgili arı kâşif arı haline gelmekte ve mevcut yiyecek kaynağından vazgeçerek rastgele seçilen bir yiyecek kaynağına araştırma yapmak üzere yönelmektedir.

3.8. Enerji Hattı Kanal Modeline Yönelik Geliştirilen Yaklaşım

Farklı il ve ortamlarda gerçekleştirilen bina içi pratik elektrik şebeke ölçümlerinden elde edilen sonuçlara bağlı olarak oluşturulan enerji hattı kanal modeline ait matematiksel ifade Eşitlik (3.4) ile verilmektedir:

$$|\hat{H}(f)| = a \sum_{i=1}^8 \frac{\sin(b_i f + c_i)}{d^{i-1} E(i)} \quad (3.4)$$

burada f frekansı, $\hat{H}(f)$ ise hattaki dB cinsinden kanal frekans cevabını ifade etmektedir. Eşitlik (3.4)'te yer alan a ve d parametrelerinin değerleri sırasıyla 118 ve 1.5 olarak bulunmuş olup b_i ve c_i parametrelerine ait bulunan değerler ise Tablo 3.3'te listelenmiştir. Eşitlik (3.4)'teki E fonksiyonu $E(1) = E(2) = 1$ olmak üzere Eşitlik (3.5) yardımıyla hesaplanabilmektedir.

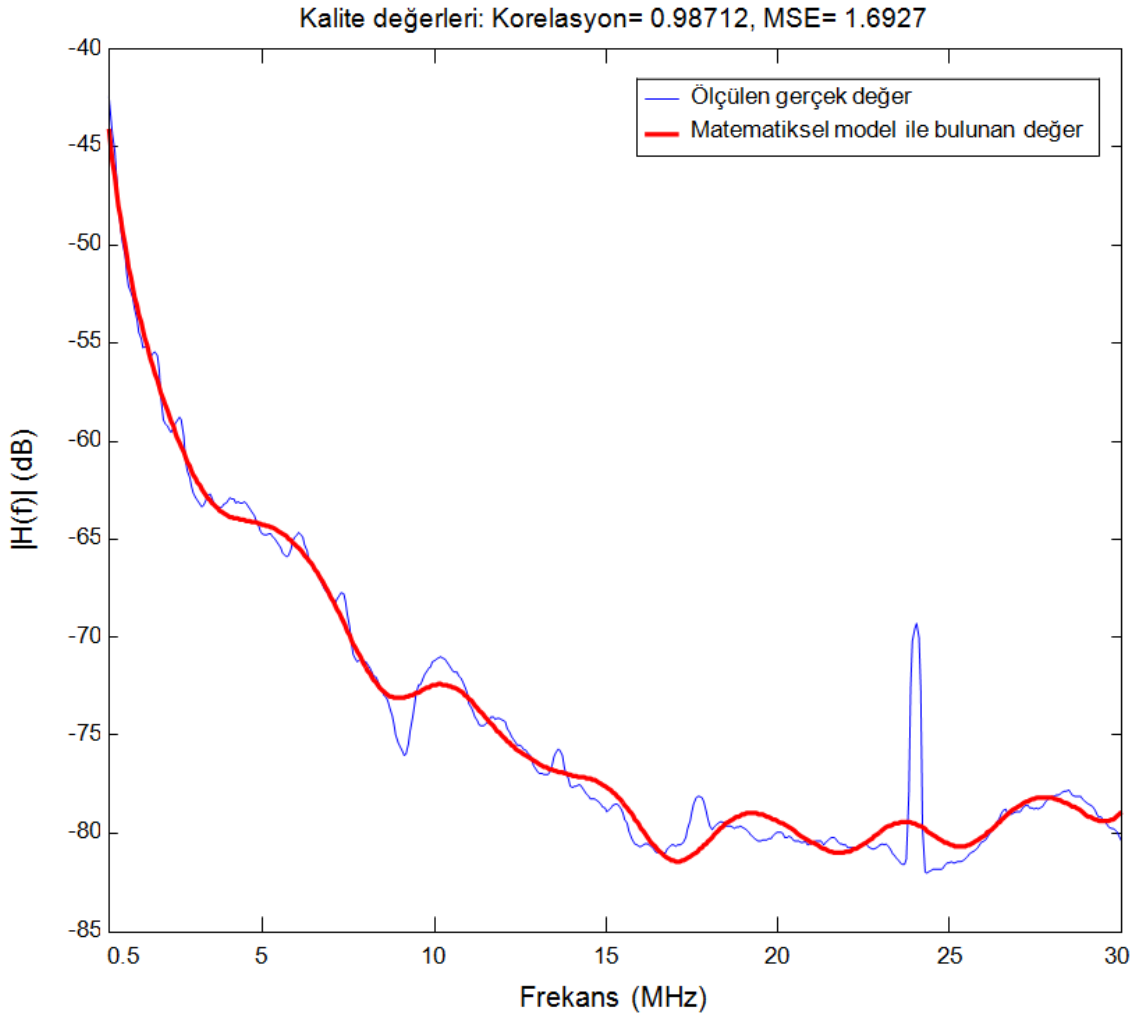
$$E(i) = \frac{E(i-1)^2}{E(i-2)} \left[((i-1) \bmod 2) + 1 \right] \quad (3.5)$$

Tablo 3.3. Geliştirilen enerji hattı matematiksel kanal modeline ait denklemdeki b ve c parametrelerinin değerleri.

i	b_i	c_i
1	0.117116	2.753368
2	0.278193	-2.945923
3	0.380723	-1.443550
4	0.537698	-0.819684
5	0.664915	0.232494
6	1.447209	-1.156503
7	2.300745	-9.097646
8	6.742586	-40.790039

Geliştirilen EHK modeline ait matematiksel ifadedeki a , b_i , c_i ve d parametrelerinin değerleri YAK optimizasyon algoritması vasıtasıyla belirlenmiştir. Önerilen yaklaşım

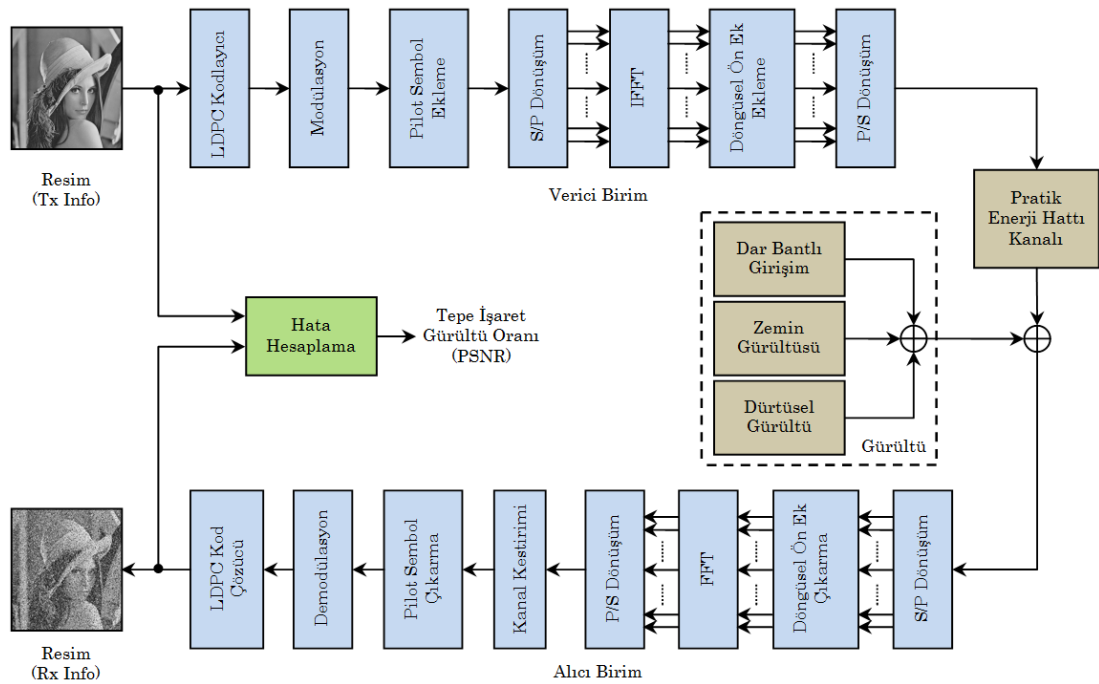
ile elde edilen başarıma ait grafik Şekil 3.20’de verilmiştir. Önerilen model ile ölçülen kanal değerleri arasında 23.63 MHz ile 24.28 MHz frekans aralığındaki küçük bir bölge hariç iyi bir uyumun olduğu açıkça görülmektedir. Bu frekans bölgesindeki ani tepe değerinin Türkiye’deki enerji hatlarının karakteristik özelliklerine bağlı bir durum olduğu düşünülmektedir çünkü bu tepe değeri farklı il ve ortamların tamamında görülmektedir. Bu bölge enerji hattının empedansına bağlı olarak oluşan bir rezonans bölgesi şeklinde yorumlanmaktadır. Ayrıca bu frekans aralığının güvenli haberleşme uygulamaları için tercih edilebilir bir bölge olabileceği dikkat çekmektedir. Önerilen modele ait kalite değerleri için yapılan hesaplamalar sonucunda ise korelasyon değeri 0.98712, MSE değeri 1.6927 olarak elde edilmiştir.



Şekil 3.20. Oluşturulan EHK modeline ait başarıma grafiği.

3.9. LDPC Kodlamalı OFDM Sistemleri Kullanılarak Bina İçi Geniş Bantlı Pratik EHK Ortamında Resim İletimine Ait Başarım Analizi

Çalışmanın bu alt başlığında, LDPC kodlamalı OFDM iletişim sistemi kullanılarak pratik bir EHK üzerinden resim iletimine yönelik elde edilen başarımlar sunulmaktadır [103]. Benzetim çalışmalarında ERÜ MF’de gerçekleştirilen pratik kanal ölçümleri ile elde edilen ve Şekil 2.7 ile verilen pratik EHK değişimi kullanılmaktadır. Pratik bir EHK üzerinden resim iletimi gerçekleştiren LDPC kodlamalı OFDM sistemine ait blok diyagram Şekil 3.21’de görülmektedir. İletişim sistemine giriş mesajı olarak 256×256 piksel boyutlarındaki *lenna* görüntüsü uygulanmaktadır. Mesaj bilgisi olan görüntünün LDPC kodlayıcıya uygulanmadan önce uygun bir forma dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu yüzden *lenna* görüntüsünün tüm pikselleri öncelikle 8 bitlik gri tonlamalı sayısal veri formuna dönüştürülüp, ardından kanal kodlayıcı bloğa mesaj girişi olarak uygulanmaktadır. Verici birimin ilk bloğu olan LDPC kodlayıcı mesaj bitleri için kanal kodlama işlemini gerçekleştirmektedir. Bu bloğun çıkışındaki kodlanmış veri dizisi modülasyon işleminin gerçekleştirilmesi için bir sonraki bloğa aktarılmaktadır. Ardından, alıcı birimde kestirim işleminin kolay sağlanabilmesi amacıyla kodlanan ve modüle edilen veri dizisine pilot semboller eklenmektedir.



Şekil 3.21. Pratik EHK üzerinden görüntü iletimi için kullanılan LDPC kodlamalı OFDM sistemine ait blok diyagram.

Bir sonraki adımda ise seri formdaki veriler paralel hale dönüştürülüp, OFDM işaretlerinin zaman ekseninde elde edilmesi için IFFT bloğuna uygulanırlar. Döngüsel önek ekleme bloğunda ISI etkilerini önlemek için OFDM işaretlerine güvenlik aralığı eklenmektedir. Verici birimde son olarak paralel haldeki veriler seri forma dönüştürülerek bina içi pratik EHK'ye uygulanmaktadır. EHK ve gürültü blokları dışında kalan diğer bloklar LDPC kodlamalı OFDM sisteminin alıcı birimini oluşturmaktadır. Kanal ve gürültü gibi bozucu ortamlardan geçerek alıcı birime ulaşan giriş işareti öncelikle paralel forma dönüştürülmekte, ardından verilerdeki döngüsel önekler çıkarılmaktadır. Daha sonra OFDM işaretlerinin frekans eksenine aktarılması için paralel veriler FFT bloğuna uygulanmaktadır. FFT bloğunu takip eden blokta ise paralel haldeki veriler seri forma dönüştürülmektedir. Daha sonra frekans eksenindeki seri haldeki veri dizisine kanal kestirimi ve pilot sembollerin çıkarılması işlemleri uygulanmaktadır. Alıcı birimde gerçekleştirilen son işlem adımı demodülasyon ve kod çözme işlemleridir. Tasarlanan bu sisteme kod çözücü yapı olarak sağladığı yüksek başarımdan dolayı BP kod çözücüsü adapte edilmiştir. LDPC kodlamalı OFDM sisteminin başarımı iletilen ve alınan görüntülerin tepe işaret gürültü oranı (peak signal-to-noise ratio, PSNR) cinsinden karşılaştırılması ile elde edilebilir. PSNR iletilen görüntülerin kalitesini ölçmek için yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. İletilen bir görüntü için PSNR değerinin belirlenebilmesi için öncelikle ortalama karesel hata (mean square error, MSE) hesaplanmalıdır. MSE matematiksel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$MSE = \frac{1}{m \times n} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} \|S(i, j) - R(i, j)\|^2 \quad (3.6)$$

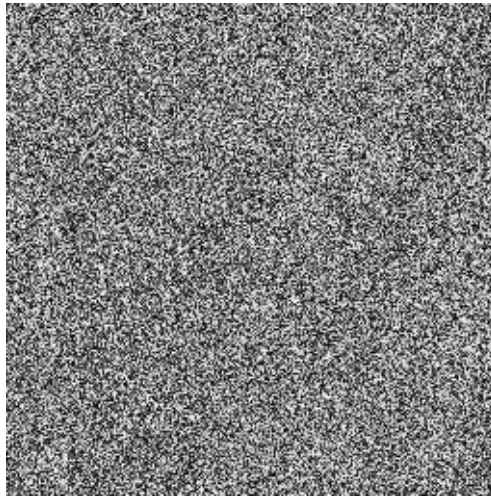
burada $m \times n$ görüntü boyutlarını, S ve R sırasıyla ikili formda iletilen ve alınan görüntünün piksel değerlerini göstermektedir. Hesaplanan MSE değerine bağlı olarak PSNR değeri aşağıdaki eşitlik kullanılarak hesaplanabilir.

$$PSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{MAX^2}{MSE} \right) \quad (3.7)$$

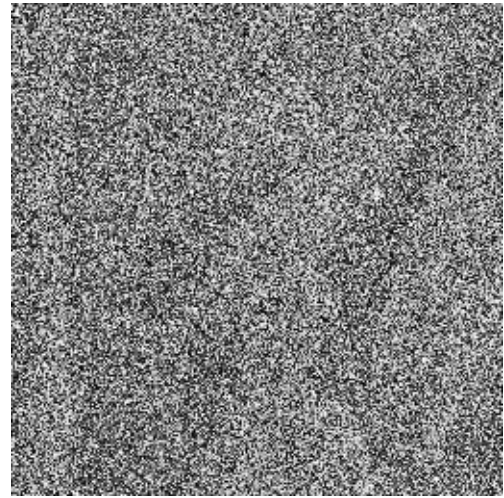
burada MAX görüntünün maksimum piksel değerini göstermektedir. Başarım analizlerindeki MAX değeri, her bir piksel için 8 bitlik veri kullanıldığı için 256 olarak alınmaktadır.

Modellenen pratik EHK üzerinde LDPC kodlamalı OFDM sisteminin görüntü iletimi başarımını göstermek amacıyla gerçekleştirilen benzetim çalışmalarına ait sonuçlar Şekil 3.22 ve Şekil 3.23 ile verilmektedir. Başarım analizleri farklı SNR değerleri için detaylı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları için alt taşıyıcı sayısı 400, döngüsel ön ek sayısı 100, döngüsel ön ek süresi $3.39 \mu s$, toplam sembol süresi $16.95 \mu s$ olan ve BPSK işaretleşmesi kullanan bir OFDM iletişim sistemi tasarlanmıştır. Kanal kodlama işlemi için ise $(1024,512)$ uzunluğuna sahip 0.5 oranlı eşlik denetim matrisi kullanılmıştır. Ayrıca, iyi bir başarım sağlamasından dolayı tercih edilen BP kod çözücüsünün yineleme sayısı tüm analizler için maksimum 50 olarak ayarlanmıştır.

Kodlamasız OFDM sisteminin pratik EHK senaryosu üzerindeki görüntü iletim başarımına ait sonuçlar Şekil 3.22 ile verilmektedir. İletimi sağlanan *lenna* görüntüsünün 60 dB SNR değerine kadar belirgin bir sonucu elde edilemezken, bu SNR değerinden sonraki değerlerde görüntü gürültülü bir şekilde elde edilmeye başlamaktadır. 65 dB SNR değerinden sonra görüntü belirginleşmeye diğer bir ifadeyle PSNR değeri artmaya başlamaktadır. Kodlamasız OFDM iletişim sistemi kullanarak hatasız görüntü iletiminin sağlanabilmesi için neredeyse 75 dB SNR ve 46.01 dB PSNR değerlerine ihtiyaç duyulduğu elde edilen başarım sonuçlarından görülmektedir. Hatasız görüntü iletimi için 75 dB gibi yüksek bir SNR değerini gerektiren kodlamasız OFDM iletişim sistemleri pratik uygulamalar için uygun olmamaktadır.

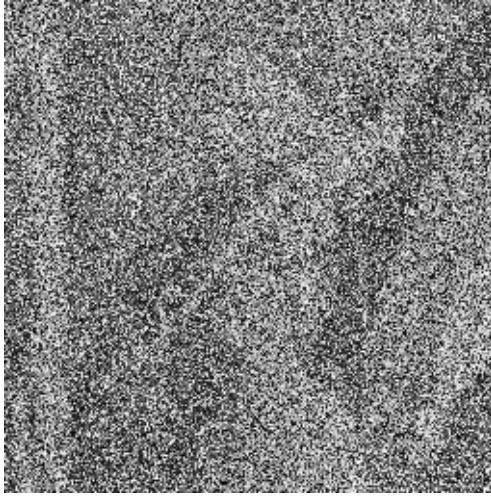


SNR= 45 dB, PSNR= 9.98 dB
(a)



SNR= 50 dB, PSNR= 10.19 dB
(b)

Şekil 3.22. Kodlamasız OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden görüntü iletimine ait başarım sonuçları (*devam ediyor*).



SNR= 55 dB, PSNR= 10.70 dB
(c)



SNR= 60 dB, PSNR= 11.87 dB
(d)



SNR= 65 dB, PSNR= 14.78 dB
(e)



SNR= 70 dB, PSNR= 22.97 dB
(f)



SNR= 72 dB, PSNR= 29.72 dB
(g)



SNR= 74 dB, PSNR= 39.15 dB
(h)

Şekil 3.22. Kodlamasız OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden görüntü iletimine ait başarımlar sonuçları (*devam ediyor*).



SNR= 75 dB, PSNR= 46.01 dB
(i)



SNR= 76 dB, PSNR= 72.18 dB
(j)

Şekil 3.22. Kodlamasız OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden görüntü iletimine ait başarımlar sonuçları.

Şekil 3.23'te LDPC kodlamalı OFDM sistemi kullanılarak elde edilen başarımlar sunulmaktadır. Kodlamasız sistemde 60 dB SNR değerinde gözlemlenen 11.87 dB PSNR değerinden daha iyi bir başarımlar kodlamalı sistemin kullanılması durumunda 36 dB SNR değerinde elde edilmektedir. Ayrıca, LDPC kodlamalı OFDM sistemindeki küçük SNR değer artışlarının iletilen görüntü kalitesinde çok iyi düzeyde iyileştirmeler sağladığı elde edilen sonuçlardan görülebilmektedir. Kodlamasız sistemde 72 dB SNR değerinde gözlemlenen 29.72 dB PSNR değerinden çok daha iyi bir başarımlar kodlamalı sistemin kullanılması durumunda 42 dB SNR değerinde 31.02 dB PSNR olarak elde edilmektedir. LDPC kodlama işlemi sayesinde çok net, neredeyse mükemmel görüntü iletimi 44 dB SNR ve 59.02 dB gibi çok yüksek bir PSNR değerinde gerçekleştirilebilmiştir. 45 dB SNR değeri ile elde edilen sonuç göz önünde bulundurulduğunda ise, tamamen hatasız iletimin gerçekleştirilebildiği görülmektedir.

Kodlamasız ve LDPC kodlamalı OFDM sistemleri ile elde edilen başarımlar sonuçları karşılaştırıldığında, LDPC kodları sayesinde pratik bir EHK senaryosu üzerinden mükemmel kalitede görüntü iletiminin sağlanabileceği, buna ilave olarak sistem başarımlarının 30 dB SNR değerinden fazla artırılabilir olduğu görülmektedir.



SNR= 36 dB, PSNR= 12.06 dB
(a)



SNR= 37 dB, PSNR= 12.98 dB
(b)



SNR= 38 dB, PSNR= 14.31 dB
(c)



SNR= 39 dB, PSNR= 16.28 dB
(d)



SNR= 40 dB, PSNR= 19.19 dB
(e)



SNR= 41 dB, PSNR= 23.92 dB
(f)

Şekil 3.23. LDPC kodlamalı OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden görüntü iletimine ait başarımlar sonuçları (devam ediyor).



SNR= 42 dB, PSNR= 31.02 dB
(g)



SNR= 43 dB, PSNR= 42.38 dB
(h)



SNR= 44 dB, PSNR= 59.02 dB
(i)



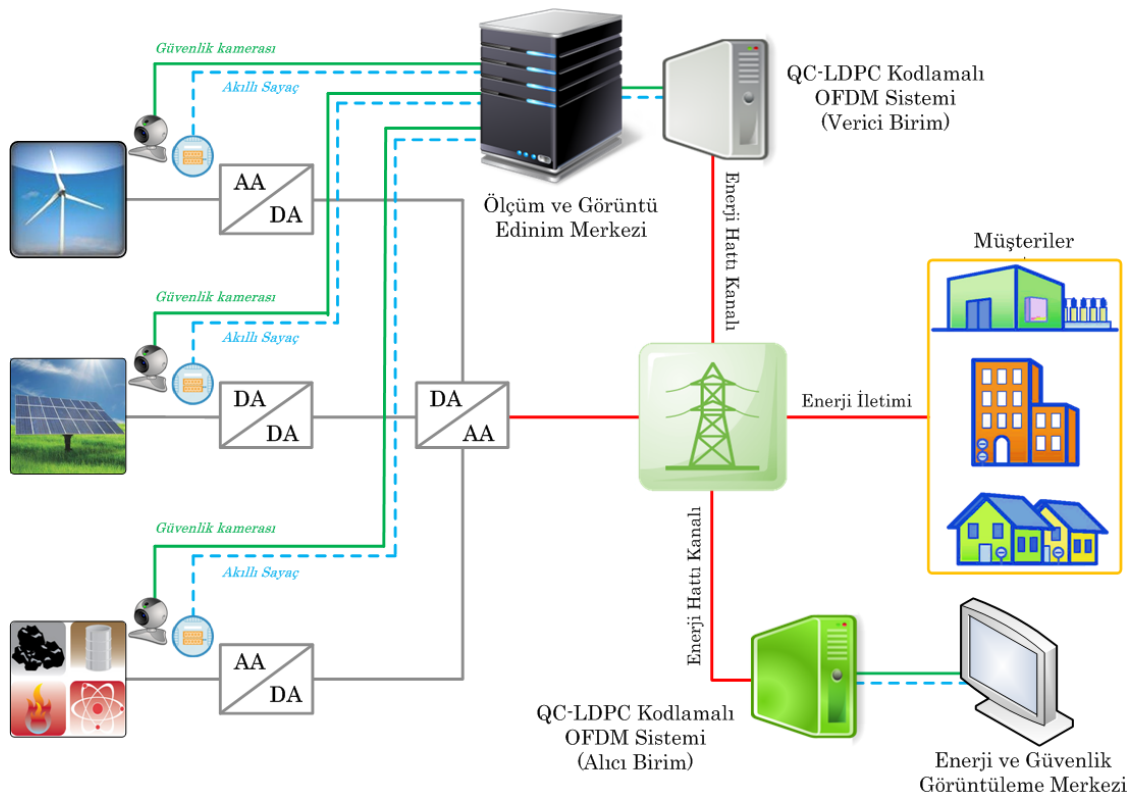
SNR= 45 dB, PSNR= ∞ dB
(j)

Şekil 3.23. LDPC kodlamalı OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden görüntü iletimine ait başarımlar.

3.10. QC-LDPC Kodlamalı OFDM Sistemleri Kullanılarak Bina İçi Geniş Bantlı Pratik EHK Ortamında Veri ve Resim İletimine Ait Başarım Analizi

Başarım analizleri sonuçlarının bu alt başlığında ise daha önceki bölümde tanıtılan, Niğde ilinde gerçekleştirilen pratik kanal ölçümleri vasıtasıyla elde edilen EHK senaryosu üzerinden tasarlanan sözde çevrimsel düşük yoğunluklu eşlik denetim (QC-LDPC) kodlamalı OFDM sistemlerin veri ve görüntü iletimi açısından başarımları analiz edilmiştir. Bu tasarımların gerçekleştirilmesindeki hedef bir arada çalışan yenilenebilir ve geleneksel enerji üretim merkezlerinin üretim miktarlarının anlık değişimlerini ve üretim merkezlerinin uzaktan izlenilmesini sağlamaktır.

Pratik enerji hatları üzerinden veri ve görüntü iletimini gerçekleştirebilmek için tasarlanan QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemin blok diyagramı Şekil 3.24'te görülmektedir. Tasarlanan sistem ile yenilenebilir ve geleneksel enerji kaynaklarının üretim miktarlarının anlık olarak izlenebilmesi için veri transferinin, enerji üretim sistemlerinin güvenliğinin gözlenebilmesi için ise görüntü transferinin “Enerji ve Güvenlik Görüntüleme Merkezi” isimli birime iletilmesi amaçlanmaktadır.



Şekil 3.24. Pratik EHK üzerinden veri ve görüntü iletimi için kullanılan sisteme ait blok diyagramı.

Tasarlanan QC-LDPC kodlamalı OFDM iletişim sistemi kullanılarak enerji üretim merkezlerinin uzaktan takibinin sağlanabilmesi için öncelikle tüm enerji üretim merkezlerine enerji ölçümü için bir “akıllı sayaç” ve görüntü edinimi için bir “kamera” eklenmektedir. Bu sayede enerji üretim merkezlerinden anlık enerji üretim değeri ve anlık görüntünün elde edilebilmesi sağlanmaktadır. Tüm enerji birimlerinden alınan veri ve görüntü bilgileri “Ölçüm ve Görüntü Edinim Merkezi” adındaki birimde depolanmaktadır. Enerji üretim merkezlerinden oldukça uzakta bulunan “Enerji ve Güvenlik Görüntüleme Merkezi” isimli birimdeki operatörün enerji üretim merkezlerinden bilgi edinmek veya görüntü almak istediğinde arzu edilen üretim

merkezine ait veri ve görüntüye tasarlanan QC-LDPC kodlamalı OFDM sistem vasıtasıyla ulaşabilecektir.

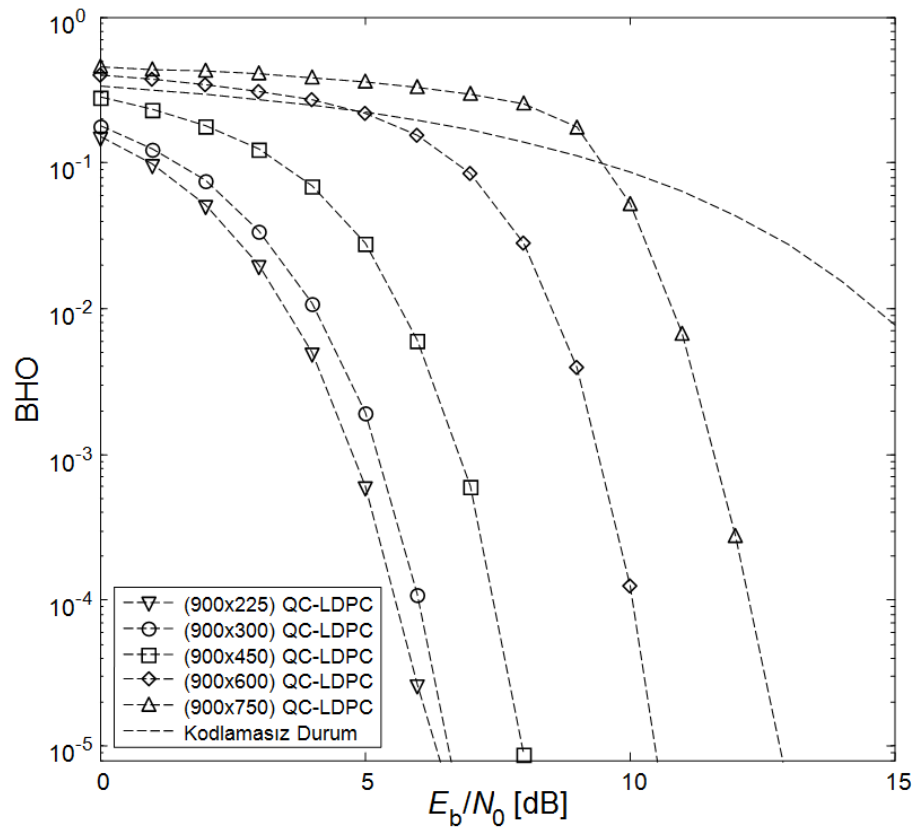
Uzaktan izleme amacıyla tasarlanan iletişim sisteminin verimliliğini test etmek amacıyla hem veri iletimi için hem de görüntü iletimi için detaylı analizler gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan iletişim sisteminde görüntü iletimi için 256×256 piksel boyutlarındaki *cameraman* görüntüsü giriş mesaj bilgisi olarak seçilmiştir. Bu görüntü literatürde sistem başarımlarının kıyaslanmasında sıkça kullanılan görüntülerden birisi olduğu için tercih edilmiştir. İletilen görüntünün kalitesini belirlemek amacıyla PSNR parametresi bu analizlerde de başarımların ölçütü olarak kullanılmıştır. Gerçekleştirilen analizlerde 256×256 piksel boyutlarındaki görüntülerin her bir pikseli 8 bitlik gri tonlamalı sayısal veri şekline dönüştürülerek incelenmektedir. PSNR değerinin hesaplanmasında yine Eşitlik (3.7) ile verilen ifadeden faydalanılmaktadır.

Tasarımı gerçekleştirilen iletişim sistemine ait özel parametreler ise şu şekildedir: OFDM sistemi oluşturulurken alt taşıyıcı sayısı 400, döngüsel ön ek sayısı 100 olmak üzere toplam 500 taşıyıcılı bir OFDM sistemi oluşturulmuştur. Ayrıca, Tablo 3.3 ile verilen kod uzunluklarına ve kod oranlarına sahip on farklı QC-LDPC kod seçilerek detaylı bir analizin gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Hem veri hem de görüntü iletim sistemleri için kod çözücüsü olarak BP kod çözücüsü kullanılmaktadır. Tasarlanan iletişim sistemlerinde maksimum yinleme sayıları veri iletimi için 10, resim iletimi için ise 50 olarak ayarlanmıştır.

Tablo 3.4. Benzetim işlemlerinde kullanılan QC-LDPC kodların uzunluk ve oran bilgileri.

Kod Oranı	Kod Uzunlukları	
	Kısa Kodlar	Uzun Kodlar
1/4	(900,225)	(1800,450)
1/3	(900,300)	(1800,600)
1/2	(900,450)	(1800,900)
2/3	(900,600)	(1800,1200)
5/6	(900,750)	(1800,1500)

Veri iletimi için elde edilen sonuçlar Şekil 3.25 ve Şekil 3.26 ile sunulmaktadır. Şekil 3.25 OFDM sistemlerin E_b/N_0 'a karşılık BHO başarımlarını kısa QC-LDPC kodları için göstermektedir. QC-LDPC kodların sistem başarımını yüksek derecede iyileştirdiği elde edilen sonuçlardan açıkça görülmektedir.

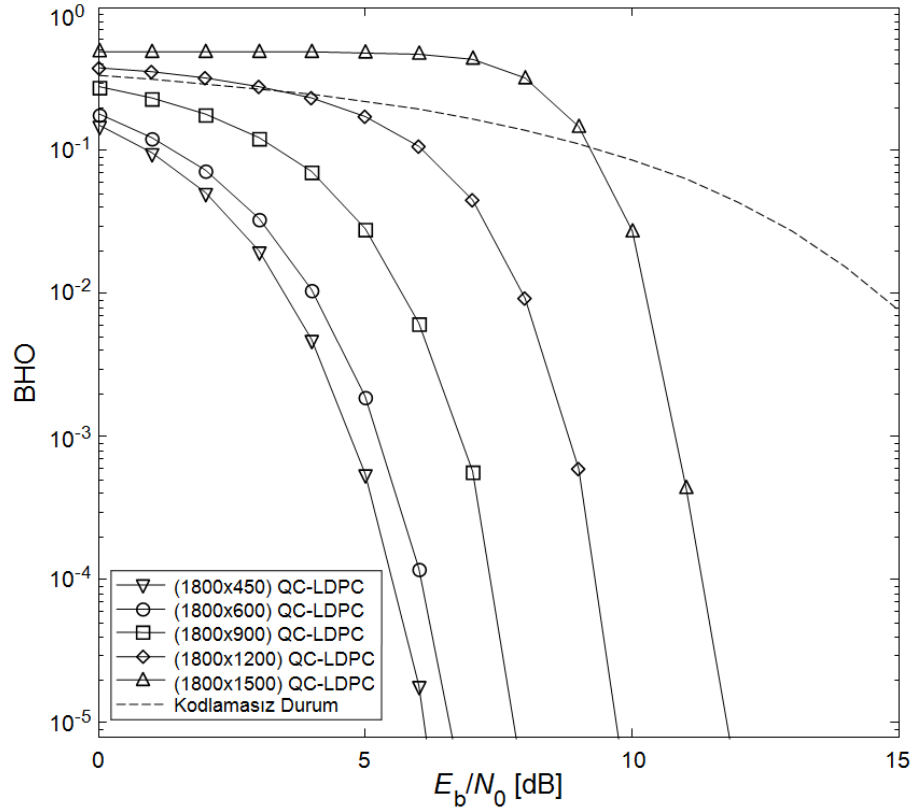


Şekil 3.25. Kısa QC-LDPC kodlar kullanan OFDM sistemleri ile elde edilen veri iletim başarımlarına ait sonuçlar.

Yüksek orana sahip kodlar ile kodlamasız durum karşılaştırıldığında, (900,600) kodu ile elde edilen iyileştirme değerinin yaklaşık 6.25 dB, (900,750) kodu ile 4 dB iyileştirmenin BHO'nun 10^{-2} seviyeleri için sağlandığı görülmektedir. Ayrıca, 1/4 orana sahip LDPC kodu kullanılması durumunda sistemdeki iyileşme değerinin ise BHO'nun 10^{-2} seviyeleri için yaklaşık 11.4 dB değerine ulaştığı gözlenmiştir.

Uzun QC-LDPC kodlar kullanan OFDM sistemlerin BHO başarımları Şekil 3.26'da görülmektedir. Kodlamasız OFDM sistemin BHO'nun 10^{-2} seviyelerine E_b/N_0 'ın yaklaşık 15 dB değerinde ulaşabildiği görülmektedir. Bununla birlikte, aynı başarımları

(1800,1200) ve (1800,1500) kod uzunluklarına sahip QC-LDPC kodlar kullanılarak sırasıyla $E_b / N_0 \approx 8.1\text{dB}$ ve $E_b / N_0 \approx 10.4\text{dB}$ değerlerinde elde edilmektedir.



Şekil 3.26. Uzun QC-LDPC kodlar kullanan OFDM sistemleri ile elde edilen veri iletim başarımlarına ait sonuçlar.

Yüksek oranlı kodların kullanılmasının yerine 1/3 ve 1/2 orana sahip kodların kullanılması durumunda ise, kodlamasız duruma göre sırasıyla 10.75 dB ve 9 dB iyileştirme değerlerinin BHO'nın 10^{-2} seviyeleri için sağlandığı görülmektedir. Ayrıca, 1/4 oranındaki kod göz önünde bulundurulduğunda, BHO'nın 10^{-5} seviyeleri için sadece 6 dB E_b/N_0 değeri yeterli olmaktadır. Şekil 3.25 ve Şekil 3.26 ile elde edilen sonuçlar kıyaslandığında ise, uzun kodların yüksek orana sahip kısa kodlardan yaklaşık olarak 0.75 dB kadar daha iyi bir başarımlar sağladıkları görülmektedir.

Kodlamasız ve QC-LDPC kod kullanan OFDM sistemlerin pratik EHK'deki görüntü iletim başarımlarına ait sonuçlar Şekil 3.27-Şekil 3.29 ile sunulmaktadır. Kodlamasız OFDM sistemi kullanılarak iletilen *cameraman* görüntüsüne ait başarımlar Şekil 3.27 ile sunulmaktadır. 14 dB SNR değerinin altındaki değerlerde belirgin bir görüntü

elde edilememektedir. İletilmeye çalışılan görüntünün 14 dB SNR değerinde gürültülü bir şekilde ve 10.93 dB gibi oldukça düşük bir PSNR değeri ile belirginleşmeye başladığı görülmektedir. SNR değerinin artışına bağlı olarak iletilen görüntü kalitesinde artış olduğu gözlenmektedir. *Cameraman* resminin orta kalitede ve gürültülü bir halinin iletimi ise kodlamasız OFDM sistemi kullanılarak 26 dB SNR değerinde 24.40 dB'lik PSNR değeri ile sağlanabileceği Şekil 3.27'den görülmektedir. Kodlamasız OFDM sistemleri ile pratik EHK üzerinden net bir görüntü iletiminin sağlanabilmesi için yaklaşık 30 dB SNR değerinin, çok net bir görüntü iletimi için ise ortalama 32 dB SNR değerinin gerektiği elde edilen sonuçlardan görülmektedir.



SNR= 14 dB, PSNR= 10.93 dB
(a)



SNR= 16 dB, PSNR= 11.74 dB
(b)



SNR= 18 dB, PSNR= 12.79 dB
(c)



SNR= 20 dB, PSNR= 14.32 dB
(d)

Şekil 3.27. Kodlamasız OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden *cameraman* görüntüsünün iletimine ait başarımlar (devam ediyor).



SNR= 22 dB, PSNR= 16.52 dB
(e)



SNR= 24 dB, PSNR= 19.61 dB
(f)



SNR= 26 dB, PSNR= 24.40 dB
(g)



SNR= 28 dB, PSNR= 31.86 dB
(h)



SNR= 30 dB, PSNR= 42.15 dB
(i)



SNR= 32 dB, PSNR= 58.51 dB
(j)

Şekil 3.27. Kodlamasız OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden *cameraman* görüntüsünün iletimine ait başarımlar.

Pratik EHK üzerinden (1800,900) QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemleri kullanılarak elde edilen başarımlar sonuçları ise Şekil 3.28 ile sunulmaktadır. Kanal kodlama işleminin görüntü iletiminde de sistem başarımını yüksek derecede iyileştirdiği elde edilen sonuçlardan açıkça görülmektedir. Kodlamasız OFDM sistemi ile 16 dB SNR noktasında 11.74 PSNR değeri elde edilebilirken, 12.76 dB PSNR değeri gibi nispeten daha yüksek bir değere $1/2$ oranlı QC-LDPC kodu kullanan OFDM sisteminde 2 dB SNR noktasında ulaşılabilir. Bununla birlikte, *cameraman* görüntüsünün orta kalitede iletimi kodlamasız sistemde 24.40 dB’lik PSNR değeri ile 26 dB SNR noktasında elde edilirken, bu başarımdan daha iyi bir sonuç olan 26.30 dB PSNR değeri kodlamalı sistemde 6 dB SNR değerinde elde edilebilmektedir. Diğer taraftan, kodlamalı sistemde 6 dB SNR değeri ile elde edilen sonuç göz önünde bulundurulduğunda SNR’daki 2 dB’lik artışın PSNR değerinde neredeyse iki kat artış sağladığı Şekil 3.28’den görülmektedir. Ayrıca, çok net bir görüntü iletimi (1800,900) QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemi ile 10 dB SNR ve 48.19 dB PSNR değeri ile sağlanabilmektedir.

(1800,600) QC-LDPC kod kullanılarak kodlanan OFDM iletişim sistemi ile pratik EHK üzerinden resim iletimi için elde edilen başarımlar sonuçları Şekil 3.29’da verilmektedir. Kodlamasız OFDM sistemi ile 18 dB SNR değerinde elde edilen 12.79 dB PSNR değerine çok yakın kalitede görüntü iletimi kodlamalı sistem ile 0 dB SNR noktasında elde edilebilmektedir. Kodlamalı OFDM sistemi ile kodlamasız sistem karşılaştırıldığında SNR değerindeki küçük artışların kodlamalı sistemde büyük oranlı başarımlar sağlayabildiği görülmektedir. Orta kalitede gürültülü bir görüntü iletimi kodlamasız sistemde 31.86 dB’lik PSNR değeri ile 28 dB SNR noktasında elde edilirken, bu başarımdan çok daha iyi bir sonuç olan 39.95 dB PSNR değeri kodlamalı sistemde 6 dB SNR değerinde elde edilebilmektedir. Bununla birlikte, pratik EHK üzerinden görüntü iletiminin mükemmel kalitede diğer bir ifadeyle tamamen hatasız iletiminin 10 dB SNR değerinde 58.51 dB PSNR değeri ile sağlanabileceği elde edilen başarımlar sonucundan görülmektedir.



SNR= 0 dB, PSNR= 10.91 dB
(a)



SNR= 2 dB, PSNR= 12.76 dB
(b)



SNR= 4 dB, PSNR= 16.84 dB
(c)



SNR= 6 dB, PSNR= 26.30 dB
(d)



SNR= 8 dB, PSNR= 48.19 dB
(e)



SNR= 10 dB, PSNR= 48.19 dB
(f)

Şekil 3.28. (1800,900) QC-LDPC kodlu OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden *cameraman* görüntüsünün iletimine ait başarımlar.



SNR= 0 dB, PSNR= 12.44 dB
(a)



SNR= 2 dB, PSNR= 15.81 dB
(b)



SNR= 4 dB, PSNR= 23.27 dB
(c)



SNR= 6 dB, PSNR= 39.95 dB
(d)



SNR= 8 dB, PSNR= 54.42 dB
(e)



SNR= 10 dB, PSNR= 58.51 dB
(f)

Şekil 3.29. (1800, 600) QC-LDPC kodlu OFDM sistemi ile pratik EHK üzerinden *cameraman* görüntüsünün iletimine ait başarımlar.

4. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

Enerji hattı iletişimi (EHİ), telekomünikasyon ve akıllı şebeke sistemlerinde son zamanlarda büyük önem kazanmış bir konudur. EHİ sistemleri; ses, resim, internet gibi farklı türlerdeki mesaj işaretlerinin mevcut enerji hatları üzerinden iletimini amaçlamaktadır. Diğer kablolu iletişim sistemleri ile karşılaştırılırsa, EHİ sistemlerinin sağladığı en büyük avantaj bu sistemler için yeni bir kanal ortamı inşasının gerekmemesidir. Literatürde farklı uygulamaları mevcut olmasına rağmen, temelde EHİ sistemleri bina içi ve bina dışı EHİ uygulamaları şeklinde iki başlık altında sınıflandırılabilir. EHİ sistemlerinin en önemli bina dışı uygulaması akıllı şebekeler olarak bilinmektedir. Akıllı şebeke sistemlerinin son zamanlarda önem kazanmasının başlıca nedenleri ise dağıtılmış üretim birimleri, enerji planlaması, uzaktan izleme ve talep tahmini konularındaki gelişmelerdir. Bu sistemlerin bina içi uygulamaları ise ev ve ofis ortamları için yüksek veri hızında iletişim ortamı sağlamayı amaçlamaktadır.

EHI sistemlerinde herhangi bir kanal kurulum maliyetinin olmaması avantajı cazip olarak görünse de, mevcut enerji hatları esasında veri, ses ve resim iletimi için tasarlanmadıklarından dolayı iletişim işaretleri için yıkıcı bir kanal ortamı sunarlar. Enerji hattı ağları üzerinde çalışan kararlı bir iletişim sistemi kurabilmek için öncelikle enerji hatlarının karakteristik özelliklerinin çok iyi araştırılması gerekmektedir çünkü enerji hatlarının öngörülemeyen karakteristik özellikleri iletişim sistemlerinin başarımlarını ciddi şekilde etkilemektedir. Gürültü, çoklu yol etkisi, seçici sönümlenme, değişken kanal empedansı ve zayıflama enerji hatlarının önemli sorunlarıdır. Karakteristik özelliklerinden dolayı iletişim işaretleri için oldukça bozucu bir kanal davranışı sergileyen enerji hatları üzerinden yüksek frekanslı işaretlerin iletimi zor bir

görevdir ve bu problemin üstesinden gelebilmek için öncelikle enerji hattı kanalının (EHK) olabildiğince doğru şekilde tanımlanması gerekmektedir. Avrupa enerji hattı alt yapısına bağlı olarak İspanya’da önerilen Canete EHK modeli, pratik elektrik şebekesinin fiziksel özelliklerine göre modelleme işlemi gerçekleştirdiği için ortalama kanal kazancı, gecikme yayılımı ve zayıflama cinsinden EHK’yi literatürdeki önceki önerilerden daha doğru tanımlayabilmektedir. Bu yüzden tez çalışmasında kanal senaryosu oluşturmak için Canete EHK modelinin kullanımı tercih edilmiştir. Bununla birlikte, enerji hatları gibi yıkıcı bir kanal ortamı üzerinden kararlı iletişim sağlayabilmek için iyi bir iletişim yöntemi dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) tekniğinin kullanılmasıdır. Tek taşıyıcılı modülasyon yöntemleri yerine bu tekniğin kullanılması hem çoklu yol etkilerini en aza indirmekte hem de seçici sönümlenmeye karşı yüksek dayanıklılık sağlamaktadır. Ancak bu tek başına yeterli bir çözüm olmayıp kanal kodlama işlemlerinin de sistem tasarımlarına eklenmesi gerekmektedir.

Bu tez çalışmasında, EHK üzerinden veri ve resim iletiminin sağlanabilmesi için öncelikle düşük yoğunluklu eşlik denetim (LDPC) kodlamalı OFDM sisteminin oluşturulması sağlanmıştır. Tasarlanan iletişim sisteminin doğruluğundan emin olmak amacıyla sistem temel iletişim kanalları üzerinde test edilmiş ve elde edilen başarımlar sonuçları literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Ardından, LDPC kodlamalı OFDM sistemlerin Canete EHK üzerindeki bit hata oranı (BHO) başarımları analiz edilmiştir. Bu başarımlar analizleri gerçekleştirilirken farklı kanal senaryoları, kod uzunlukları ve kod oranları göz önünde bulundurularak detaylı bir analiz gerçekleştirilmiştir. Bunlara ek olarak, Canete EHK modelinde gerçekleştirilen başarımlar analizlerinde ağırlıklı bit çevirme (WBF), iyileştirilmiş ağırlıklı bit çevirme (IWBF), uygulama verimliliği sağlayan güvenilirlik oranı tabanlı ağırlıklı bit çevirme (IRRWBF), kanı yayılım (BP) gibi sert ve yumuşak kararlı LDPC kod çözücülerin sistem başarımları üzerindeki etkileri de incelenmiştir. Elde edilen BHO başarımlarından yumuşak kararlı BP kod çözücülerin tüm kanal senaryolarında en iyi başarımları sergiledikleri görülmüştür. Bunun nedeni, bu tür kod çözücülerin kod çözme işlem aşamalarında alınan bitin değerine karar verebilmek için tek bir gözlem gerçekleştirmek yerine logaritmik olabilirlik oranı (LLR) tabanlı çoklu gözlem gerçekleştirip karar vermeleridir. BP kod çözücüler sert kararlı kod çözücülerden daha iyi başarımlar sergilemektedirler ancak bu tür kod çözücülerin kod çözme karmaşıklığının yüksek olması onların pratikteki

uygulanabilirliklerini zorlaştırmaktadır. Diğer taraftan, WBF ve IWBK gibi sert kararlı bit çevirmeli kod çözücüler hata düzeltme başarımları ve kod çözme karmaşıklığı arasında ödünleşmeye izin vermektedir. IRRWBF kod çözücüler ve diğer bit çevirmeli kod çözücüler karşılaştırıldığında ise, IRRWBF kod çözücülerin hem kod çözme karmaşıklığını göreceli olarak azalttıkları hem de çok iyi bir hata düzeltme başarımları sağladıkları görülmüştür.

Gerçekleştirilen bu çalışmalardan sonra ulusal ölçekte bina içi EHK'nin tanımlanmasına yönelik çalışmalar da yapılarak tez çalışmasının özgünlüğünün artırılması hedeflenmiştir. Bu amaç doğrultusunda, farklı konum ve ortamlara uygun, genel bir EHK modeli önerebilmek için farklı illerde (Kayseri ve Niğde illerinde) ve üniversite laboratuvarı, ofis, ev gibi değişik alanları kapsayan bina içi ortamlarda pratik kanal ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçümlerin tamamı bina içi geniş bant EHK standardı olan TS EN 50561-1 standardı temel alınarak 500 KHz ile 30 MHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. Ülkemizdeki enerji hatları üzerinden gerçekleştirilen deneysel kanal ölçümleri ile elde edilen veriler anlık değerler olduğundan, bu verilere uygun matematiksel bir fonksiyonun belirlenebilmesi için eğri uyurma yöntemlerinden faydalanılmıştır. Ardından, türetilen matematiksel fonksiyon kullanılarak üretilen değerler ile ölçüm sonuçları arasındaki ortalama karesel hatayı en aza indirmek için en küçük kareler yöntemi tercih edilmiş ve uygulanmıştır. Buna ek olarak, genetik algoritma ve yapay arı koloni algoritması gibi iki güçlü esnek hesaplama yöntemi kullanılarak türetilen ifadenin katsayıları hesaplanmıştır.

Ulusal ölçekte bina içi EHK modeli elde edildikten sonra bu kanal değişimi üzerinden veri ve resim iletiminin gerçekleştirilmesi üzerine de incelemeler yapılmıştır. Bu çalışmalarda ilk olarak, Canete EHK modeli üzerinde BHO başarımları analiz edilen LDPC kodlamalı OFDM sistemi temel alınarak, bu sistemin önerilen EHK üzerindeki resim iletim başarımları incelenmiştir. Bu analizlerde kodlamasız ve kodlamalı OFDM sistemleri için elde edilen başarımlar sonuçları karşılaştırılmış, LDPC kodları sayesinde pratik bir EHK senaryosu üzerinden hem mükemmel kalitede görüntü iletiminin sağlanabileceği hem de sistem başarımının oldukça iyileştirilebileceği görülmüştür. Ulusal ölçekte bina içi EHK modeli temel alınarak gerçekleştirilen ikinci çalışmada ise LDPC kodların özel bir türü olan sözde çevrimsel (QC)-LDPC kodlama tekniği kullanılarak QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemleri tasarlanmıştır. Bu sistemlerin

tasarlanmasındaki amaç bir arada çalışan yenilenebilir ve geleneksel enerji üretim merkezlerinin üretim miktarlarının anlık değişimlerini ve üretim merkezlerinin uzaktan izlenilmesini sağlayan bir sistem oluşturmaktır. Tasarımı gerçekleştirilen QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemlerin veri ve resim iletimine ait başarımların kapsamlı bir şekilde incelenebilmesi için analizlerde hem farklı mesaj türleri hem de çeşitli kod oranlarına sahip 10 farklı QC-LDPC kodu kullanılmıştır. Elde edilen başarımların sonuçları göz önünde bulundurulduğunda, kodlamasız OFDM sisteminin kullanılması durumunda orta kalitede resim iletimi için yaklaşık 20 dB SNR değerinin, iyi kalitede bir iletim için ise yaklaşık 30 dB SNR değerinin gerektiği görülmüştür. Bununla birlikte, QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemlerinin kullanılması durumunda orta kaliteli bir resim iletimi için 4 dB SNR değerinin, oldukça kaliteli neredeyse kusursuz bir resim iletimi için ise 8 dB SNR değerinin yeterli olduğu gözlenmiştir. Sonuç olarak, kodlamasız OFDM sistemleri yerine QC-LDPC kodlamalı OFDM sistemlerinin kullanılması durumunda tüm mesaj türlerinde sistem başarımının üstün şekilde iyileştirilebildiği görülmüştür.

Ülkemizdeki telekomünikasyon sisteminin sürekli olarak artan bir yük ile karşı karşıya olduğu bilinmektedir. Artan yük talebinin karşılanması ancak telekomünikasyon sistemleri alanındaki temel ve uygulamalı Ar-Ge çalışmalarının artırılması ve bu çalışmaların da somut ürünlere dönüşmesi ile mümkün olacaktır. Bu tez kapsamında gerçekleştirilen çalışmalar ile ülkemiz bina içi hatlarına uygun örnek bir EHK modelinin oluşturulması sağlanarak ülkemizdeki bina içi ortamlarda çalışabilecek somut ürünlerin tasarlanabilmesi ve üretilebilmesi için gerekli ilk adım atılmıştır. Bilimsel birikim açısından ise EHI ve/veya diğer iletişim sistemleri üzerine çalışmalar gerçekleştiren araştırmacılar, oluşturulan EHK modelini kendi sistemlerine adapte ederek yeni çalışmalar, araştırmalar ve projeler gerçekleştirebilirler. Ayrıca ileride gerçekleştirilecek çalışmalarda kod bölmeli çoklu erişim (CDMA), serpiştirme bölmeli çoklu erişim (IDMA) ve dikgen frekans bölmeli çoklu erişim (OFDMA) sistemleri gibi çoklu erişim sistemlerinin önerilen EHK modeli üzerindeki başarımları incelenebilir.

KAYNAKÇA

1. Hensen, C., Schulz, W., 2000. Time dependence of the channel characteristics of low voltage power-lines and its effects on hardware implementation. **AEÜ-International Journal of Electronics and Communications**, **54** (1): 23-32.
2. Philipps, H., 1999. Modelling of powerline communication channels, pp. 14-21. *ISPLC'1999, IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 30 March-1 April, 1999, Lancaster, UK.
3. Zimmermann, M., Dostert, C., 2002. A multipath model for the powerline channel. **IEEE Transactions on Communications**, **50** (4): 553-559.
4. Granado, J., Torralba, A., 2003. Method for frequency offset estimation in OFDM with application to power line communication. **Electronics Letters**, **39** (5): 468-470.
5. Dai, H.Y., Poor, H.V., 2003. Advanced signal processing for power line communications. **IEEE Communications Magazine**, **41** (5): 100-107.
6. Kim, Y., Bae, J.N., Kim, J.Y., 2011. Performance of power line communication systems with noise reduction scheme for smart grid applications. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, **57** (1): 46-52.
7. Andreadou, N., Pavlidou, F.N., 2009. PLC channel: impulsive noise modelling and its performance evaluation under different array coding schemes. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **24** (2): 585-595.
8. Wong, W.K., Lim, H.S., 2007. A robust and effective fuzzy adaptive equalizer for powerline communication channels. **Neurocomputing**, **71** (1-3): 311-322.
9. Val, I., Casajus-Quiros, F.J., Arriola, A., 2010. Performance analysis of asynchronous multicarrier code division multiple access against direct sequence code division multiple access and long polyphase sequences for uplink powerline communication systems with impulsive noise. **IET Communications**, **4** (5): 606-617.
10. Andreadou, N., Pavlidou, F.N., 2010. Modeling the noise on the OFDM power-line communications system. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **25** (1): 150-157.
11. Andreadou, N., Assimakopoulos, C., Pavlidou, F.N., 2007. Performance evaluation of LDPC codes on PLC channel compared to other coding schemes, pp. 26-28.

- ISPLC'07, IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 26-28 March, 2007, Pisa, Italy.
12. Andreadou, N., Pavlidou, F.N., 2010. Mitigation of impulsive noise effect on the PLC channel with QC-LDPC codes as the outer coding scheme. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **25** (3): 1440-1449.
 13. Cortes, J.A., Canete, F.J., Diez, L., Moreno, J.L.G., 2011. On the statistical properties of indoor power line channels: measurements and models, pp. 271-276. *15th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 3-6 April, 2011, Udine, Italy.
 14. Canete, F.J., Cortes, J.A., Diez, L., Entrambasaguas, J.T., 2011. A channel model proposal for indoor power line communications, **IEEE Communications Magazine**, **49** (12): 166-174.
 15. Türk Standardları Enstitüsü, Alçak gerilim tesislerinde kullanılan güç hattı iletişim cihazları-radyo bozulma karakteristikleri-sınırlar ve ölçme yöntemleri-Bölüm 1: Evde kullanılan cihazlar. (Web sayfası: <http://goo.gl/ocNnE7>), (Erişim Tarihi: 17 Eylül 2014).
 16. Yigit, M., Gungor, V.C., Tuna, G., *et al.*, 2014. Power line communication technologies for smart grid applications: a review of advances and challenges. **COMPUTER NETWORKS**, **70**: 366-383.
 17. Brown, P.A., 1999. Power line communications-past present and future, pp: 1-8. *International Symposium on Power-line Communications and its Applications*, 30 March-1 April, 1999, Lancaster, UK.
 18. Majumder, A., Caffery, J.Jr., 2004. Power line communications: An overview. **IEEE Potentials**, **23** (4): 4-8.
 19. Pavlidou, N., Han Vinck, A.J., Yazdani, J., Honary, B., 2003. Power line communications: state of the art and future trends. **IEEE Communications Magazine**, **41** (4): 34-40.
 20. Carcelle, X., 2009. *Power Line Communications in Practice*, Artech House, USA, 370 pp.
 21. Kosonen, A., 2008. *Power Line Communication in Motor Cables of Variable-Speed Electric Drives—Analysis and Implementation*, Lappeenranta University of Technology, Ph.D. Thesis, Lappeenranta, 87 p.

22. Kabalcı, Y., Sorgucu, U., Develi, İ., 2010. Haberleşme ortamı olarak enerji hatlarının kullanımının incelenmesi, pp. 661-665. *Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO 2010)*, 2-5 Aralık, 2010, Bursa, Türkiye.
23. Fahie, J.J., 1883. Edward Davy. **The Electrician**, July 1883, pp. 181-227.
24. Routin, J., Brown, C.E.L., 1897. Power Line Signalling Electricity Meters, UK Patent Office, British Patent No. 24833, 1897.
25. Dostert, K., 2001. Powerline Communications, Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 338 pp.
26. X10, <http://www.x10.com/homepage.htm>, (Erişim Tarihi: 17 Eylül 2014).
27. Echelon Corporation, <http://www.echelon.com>, (Erişim Tarihi: 17 Eylül 2014).
28. Darbee, P., 2007. INSTEON: Developer's guide, Second Edition. SmartLabs Technology, http://www.insteon.com/pdf/insteon_developers_guide_20070816a.pdf, (Erişim Tarihi: 17 Eylül 2014).
29. HomePlug Powerline Alliance, 2004. HomePlug 1.0 technical white paper.
30. Lee, M.K., Newman, R.E., Latchman, H.A., Katar, S., Yonge, L. 2003. HomePlug 1.0 powerline communication LANs-Protocol description and performance results. **International Journal of Communication Systems**, **16** (5): 447-473.
31. HomePlug Powerline Alliance, 2005. HomePlug AV white paper.
32. Afkhamie, K.H., Katar, S., Yonge, L., Newman, R., 2005. An overview of the upcoming HomePlug AV standard, pp. 400-404. *9th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 6-8 April, 2005, Vancouver, Canada.
33. Hrasnica, H., Haidine, A., Lehnert, R., 2004. Broadband Powerline Communications Networks: Network Design. John Wiley & Sons Ltd, Chichester, England, 275 pp.
34. Meng, H., Chen, S., Guan, Y.L., Law, C.L., So, P.L., Gunawan, E., Lie, T.T., 2004. Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **19** (3): 1057-1064.
35. Dong-Sun, K., Seung-Yerl, L., Kyu-Yeul, W., Jong-Chan, C., Duck-Jin, C., 2007. A power line communication modem based on adaptively received signal

- detection for networked home appliances. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, **53** (3): 864-870.
36. Anatory, J., Theethayi, N., Thottappillil, R., 2009. Effects of multipath on OFDM systems for indoor broadband power-line communication networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **24** (3): 1190-1197.
 37. Amirshashi, P., Navidpour, S.M., Kavehrad, M., Performance analysis of uncoded and coded OFDM broadband transmission over low voltage power-line channels with impulsive noise. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **21** (4): 1927-1934.
 38. Cheng, X., Cao, R., Yang, L., 2013. Relay-aided amplify-and-forward powerline communications. **IEEE Transactions on Smart Grid**, **4** (1): 265-272.
 39. Mlynek, P., Misurec, J., Koutny, M., 2013. Random channel generator for indoor power line communication. **Measurement Science Review**, **13** (4): 206-213.
 40. Arzuaga, A., Berganza, I., Sendin, A., Sharma, M., Varadarajan, B., 2010. PRIME interoperability tests and results from field, pp. 126-130. *SmartGridComm'10, IEEE International Conference on Smart Grid Communications*, 4-6 October, 2010, Maryland, USA.
 41. Razazian, K., Umari, M., Kamalizad, A., Loginov, V., Navid, M., 2010. G3-PLC specification for powerline communication: overview, system simulation and field trial results, pp. 313-318. *14th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 28-31 March, 2010, Rio-de Janeiro, Brazil.
 42. Hoch, M., 2011. Comparison of PLC G3 and PRIME, pp. 165-169. *15th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 3-6 April, 2011, Udine, Italy.
 43. Pinomaa, A., 2013. Power-Line-Communication-Based Data Transmission Concept for an LVDC Electricity Distribution Network-Analysis and Implementation, Lappeenranta University of Technology, Ph.D. Thesis, Lappeenranta, 92 p.
 44. CENELEC EN 50065-1, 1991. Signalling on low voltage electrical installations in the frequency range 3 KHz to 148.5 KHz, Brussels, Belgium.
 45. Federal Communications Commission Std., 1998. Title 47 CFR part 15 subpart B, USA.

46. Association of Radio Industries and Businesses Std., 2002. Power Line Communication Equipment (10 KHz-450 KHz, ARIB T84), Japan.
47. Haidine, A., Adebisi, B., Treytl, A., Pille, H., and Honary, B., 2011, High-speed narrowband PLC in smart grid landscape-state-of-the-art, pp. 468-473. *15th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 3-6 April, 2011, Udine, Italy.
48. Electricite Reseau Distribution France, 2009. G3-PLC physical layer specification, France.
49. Ferreira, H.C., Lampe, L., Newbury, J., Swart, T.G., 2010. Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines. Wiley & Sons, New York, 536 pp.
50. Di Bert, L., D'Alessandro, S., Tonello, A.M. 2012. An interconnection approach and performance tests for in-home PLC networks, pp. 182-187. *16th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 27-30 March, 2012, Beijing, China.
51. Lee, J.J., Kim, Y.H., Bae, J.M., Seo, J.K., Nam, D.H., Kim, J., In, D.S., 2011. AMR field trial on underground power distribution line using BPLC, pp. 204-208. *15th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 3-6 April, 2011, Udine, Italy.
52. Anastasopoulos, M.P., Voulkidis, A.C., Vasilakos, A.V., Cottis, P.G., 2008. A secure network management protocol for SmartGrid BPL networks: design, implementation and experimental results, **Computer Communications**, **31** (18): 4333-4342.
53. Giustina, D.D., Ferrari, P., Flammini, A., Rinaldi, S., Sisinni, E., 2013. Automation of distribution grids with IEC 61850: A first approach using broadband power line communication. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, **62** (9): 2372-2383.
54. Tunc, M.A., Perrins, E., Lampe, L., 2011. The effect of LPTV channel adaptation on the performance of broadband PLC for Smart Grid, pp. 167-171. *IEEE International Conference on Smart Grid Communications*, 17-20 October 2011, Brussels, Belgium.
55. Tunc, M.A., Perrins, E., 2013. Pilot based channel estimation and transform domain analysis in broadband PLC for Smart Grid, pp. 283-288. *IEEE International*

Conference on Smart Grid Communications, 21-24 October, 2013, Vancouver, Canada.

56. Latchman, H., Katar, S., Yonge, L., Amarsingh, A., 2013. High speed multimedia and smart energy PLC applications based on adaptations of HomePlug AV, pp. 143-148. *17th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 24-27 March, 2013, Johannesburg, South Africa.
57. Berger, L.T., Schwager, A., Pagani, P., Schneider D., 2014. MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing, CRC Press, Boca Raton, 710 pp.
58. Mawali K.S.A., 2011. Techniques for Broadband Power Line Communications: Impulsive Noise Mitigation and Adaptive Modulation, RMIT University, Ph.D. Thesis, 170 pp.
59. Held, G., 2001. Understanding Broadband over Power Line. Auerbach Publications, New York, 200 pp.
60. Varadarajan, B., Kim, I.H., Dabak, A., Rieken, D., Gregg, G., 2011. Empirical measurements of the low-frequency power-line communications channel in rural North America, pp. 463-467. *15th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 3-6 April, 2011, Udine, Italy.
61. Razazian, K., Kamalizad, A., Umari, M., Qu, Q., Loginov, V., Navid, M., 2011. G3-PLC field trials in U.S. distribution grid: Initial results and requirements, pp. 153-158. *15th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 3-6 April, 2011, Udine, Italy.
62. Berger, L.T., Schwager, A., Escudero-Garzas, J.J., 2013. Power line communications for smart grid applications, **Journal of Electrical and Computer Engineering**, 2013: 1-16.
63. Razazian, K., Yazdani, J., 2011. Utilizing beyond CENELEC standards for smart grid technology, pp. 1-6. *2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Europe)*, 5-7 December, 2011 Manchester, United Kingdom.
64. Meier, P., Bittner, M., Widmer, H., Bermudez, J.L., Vukicevic, A., Rubinstein, M., Rachidi, F., Babic M., Miravalles J.S., 2005. Pathloss as a function of frequency, distance and network topology for various LV and MV European powerline

networks, The OPERA Consortium, Project Deliverable, EC/IST FP6 Project No. 507667 D5v0.9.

65. Rubinstein, A., Rachidi, F., Rubinstein, M., Vukicevic, A., Sheshyekani, K., Bschelin W., Rodriguez-Morcillo, C., 2008. EMC guidelines, The OPERA Consortium, IST Integrated Project Deliverable D9v1.1, IST Integrated Project No. 026920.
66. Vukicevic, A., 2008. Electromagnetic Compatibility of Power Line Communication Systems, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Ph.D Thesis, Lausanne, Switzerland.
67. Gotz, M., Rapp, M., Dostert, K., 2004. Power line channel characteristics and their effect on communication system design. **IEEE Communications Magazine**, **42** (4): 78-86.
68. Zimmermann, M., Dostert, K., 2002. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band power line communications. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, **44** (1): 249-258.
69. Ferreira, H.C., Grove, H.M., Hooijen, O., Han Vinck A.J., 1996. Power line communications: An overview, pp. 558-563 (vol. 2). *IEEE 4th Africon Conference in Africa*, 25-27 September, 1996, South Africa.
70. O'Neal, J.B., 1986. The residential power circuit as a communication medium. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, **32** (3): 567-577.
71. Tanaka, M., 1988. High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in Japan on intrabuilding power line communications. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, **34** (2): 321-326.
72. Vines, R.M., Trussell, H.J., Shuey, K.C., O'Neal, J.B., 1985. Impedance of the residential power-distribution circuit. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, **27** (1): 6-12.
73. Tran-Anh, T., Auriol, P., Tran-Quoc, T., 2006. High frequency power transformer modeling for power line communication applications, pp. 1069-1074. *IEEE PES Power Systems Conference and Exposition*, 29 October-1 November, 2006, Atlanta, GA.

74. Cataliotti, A., Cosentino, V., Di Cara, D., Tine, G., 2012. Oil-Filled MV/LV power-transformer behavior in narrow-band power-line communication systems. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, **61** (10): 2642-2652.
75. Malack, J.A., Engstrom, J.R., 1976. RF impedance of United States and European power lines. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, **EMC-18** (1): 36-38.
76. Cavdar, I.H., 2004. Performance analysis of FSK power line communications systems over the time-varying channels: measurement and modeling. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **19** (1): 111-117.
77. Cavdar, I.H., Karadeniz, E., 2008. Measurements of impedance and attenuation at CENELEC bands for power line communications systems. **Sensors**, **8**: 8027-8036.
78. Pashdar, A.M., Cavdar, I.H., Sozer, Y., 2014. Power-line impedance estimation at FCC band based on intelligent home appliances status detection algorithm through their individual energy and impedance signatures. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **29** (3): 1407-1415.
79. Van der Gracht, P., Donaldson, R., 1985. Communication using pseudonoise modulation on electric power distribution circuits. **IEEE Transactions on Communications**, **33** (9): 964-974.
80. O'Neal, J.B., 1988. Substation noise at distribution-line communication frequencies. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, **30** (1): 71-77.
81. Kosonen, A., Ahola, J., 2010. Comparison of signal coupling methods for power line communication between a motor and an inverter. **IET Electric Power Applications**, **4** (6): 431-440.
82. Anastasiadou, D., Antonakopoulos, T., 2005. Multipath characterization of indoor power-line networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **20** (1): 90-99.
83. Ding, X., Meng, J., 2009. Channel estimation and simulation of an indoor power-line network via a recursive time-domain solution. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **24** (1): 144-152.
84. Ding, X., Meng, J., 2007. Characterization and modeling of indoor power-line communication channels, pp. 1-7. *The 2nd Canadian Solar Buildings Conference*, 10-14 June, 2007, Calgary, Canada.

85. Galli, S., Banwell, T., 2005. A novel approach to the modeling of the indoor power line channel-part II: transfer function and its properties. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **20** (3): 1869-1878.
86. Barmada, S., Musolino, A., Raugi, M., 2006. Innovative model for time-varying power line communication channel response evaluation. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, **24** (7): 1317-1325.
87. Sabolic, D., Bazant, A., Malaric, R., 2005. Signal propagation modeling in power-line communication networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **20** (4): 2429-2436.
88. Sartenauer, T., Delogne, P., 2006. Deterministic modeling of the (shielded) outdoor power line channel based on the multiconductor transmission line equations. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, **24** (7): 1277-1291.
89. Tlich, M., Zeddami, A., Moulin, F., Gauthier, F., 2008. Indoor power-line communications channel characterization up to 100 MHz-part I: one-parameter deterministic model. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **23** (3): 1392-1401.
90. Tlich, M., Zeddami, A., Moulin, F., Gauthier, F., 2008. Indoor power-line communications channel characterization up to 100 MHz-part II: time-frequency analysis. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **23** (3): 1402-1409.
91. Bumiller, G., Lampe, L., 2007. Fast burst synchronization for power line communication systems, **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing**, **2007** (12145): 1-15.
92. Tonello, A.M., 2007. Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications. **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing**, **2007** (96747): 1-14.
93. Roka, R., Urminsky, J., 2008. Experimental measurements for verification of the parametric model for reference channels in the real PLC environment. **Journal of Electrical Engineering-Elektrotechnicky Casopis**, **59** (3): 146-152.
94. Dlhan, S., Farkas, P., 2008. Impulsive noise cancellation in systems with OFDM modulation. **Journal of Electrical Engineering-Elektrotechnicky Casopis**, **59** (6): 310-316.

95. Sabolic, D., Malaric, R., Bazant, A., 2011. Some properties of impulse response of distribution networks with periodic tree-type topology. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **26** (4): 2416-2427.
96. Korki, M., Hosseinzadeh, N., Moazzeni, T., 2011. Performance evaluation of a narrowband power line communication for smart grid with noise reduction technique. **Transactions on Consumer Electronics**, **57** (4): 1598-1606.
97. Mohammed, E.G., Jamal, B., Benbassou, A., 2011. Peak to average power ration reduction in OFDM system using constant envelope for transmission via PLC channel, pp. 1540-1544, *Proceedings of the Electromagnetics Research Symposium*, 20-23 March, 2011, Marrakesh, Morocco.
98. Pagani, P., Ismail, A., Zeddami, A., 2012. Path identification in a power-line network based on channel transfer function measurements. **IEEE Transactions on Power Delivery**, **27** (3): 1081-1089.
99. Bilim, M., Develi, I., Kabalci, Y., 2013. Multiuser communications for broadband indoor power line channels using IDMA technology, pp. 1586-1590. *4th IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 13-17 May, 2013, Istanbul, Turkey.
100. Develi, I., Kabalci, Y., 2014. Highly reliable LDPC coded data transfer in home networks by using Canete's PLC channel model. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, **62**: 912-918.
101. Kabalci, Y., Develi, I., Kabalci, E., 2013. LDPC coded OFDM systems over broadband indoor power line channels: a performance analysis, pp. 1581-1585. *4th IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 13-17 May, 2013, Istanbul, Turkey.
102. Develi, I., Kabalci, Y., 2014. Analysis of the use of different decoding schemes in LDPC coded OFDM systems over indoor PLC channels. **Elektronika Ir Elektrotechnika**, **20** (10): 76-79.
103. Develi, I., Kabalci, Y., Basturk, A., 2014. Performance of LDPC Coded Image Transmission over Realistic PLC Channels for Smart Grid Applications. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, **62**: 549-555.
104. Godoy, J., Canete, F.J., Cortes, J.A., Diez, L., 2012. A study on symbol timing recovery schemes for broadband in-home PLC, pp. 188-193. *16th IEEE*

- International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 27-30 March, 2012, Beijing, China.
105. Tunc, M.A., Perrins, E., Lampe, L., 2012. Reduced complexity LPTV-aware bit loading for channel adaptation in broadband PLC, pp. 206-211. *16th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, 27-30 March, 2012, Beijing, China.
 106. Tonello, A.M., Versolatto, F., Beejar, B., Zazo, S., 2012. A fitting algorithm for random modeling the PLC channel, **IEEE Transactions on Power Delivery**, **27** (3): 1477-1484.
 107. Pinero, P.J., Cortes, J.A., Canete, F.J., Diez, L., Manzanares, P., Malgosa, J., 2011. A realistic HomePlug-AV simulator for in-home network services planning, pp. 1-5. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 5-9 December, 2011, Texas, USA.
 108. Biglieri, E., Torino, P., 2003. Coding and modulation for a horrible channel. **IEEE Communications Magazine**, **41** (5): 92-98.
 109. Gallager, R.G., 1963. Low-Density Parity-Check Codes. MIT Press, Cambridge, MA, 102 pp.
 110. MacKay, D.J.C., Neal, R.M., 1997. Near Shannon limit performance of low density parity check codes. **Electronics Letters**, **33** (6): 457-458.
 111. MacKay, D.J.C., 1999. Good error-correcting codes based on very sparse matrices. **IEEE Transactions on Information Theory**, **45** (2): 399-431.
 112. Mataracioglu, T., Aygolu, U., 2008. On the design of a superior irregular LDPC code, pp. 1-4. *IEEE 16th Signal Processing, Communication and Applications Conference*, 20-22 April, 2008, Didim, Turkey.
 113. Lin, S., Costello D.J., 2004. Error Control Coding, Second edition. Prentice Hall, NJ, USA, 1272 pp.
 114. Richardson, T.J., Urbanke, R.L., 2001. The capacity of low-density parity-check codes under message-passing decoding. **IEEE Transactions on Information Theory**, **47** (2): 599-618.
 115. Luby, M.G., Mitzenmacher, M., Shokrollahi, M.A., Spielman, D.A., 2001. Efficient erasure correcting codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, **47**, (2): 569-584.

116. Haley, D., Grant, A., Buetefer, J., 2002. Iterative encoding of low-density parity-check codes, pp. 1289-1293 (vol. 2). *IEEE Global Telecommunications Conference*, 17-21 November, 2002, Taipei, Taiwan.
117. Hu, X.Y., Eleftheriou, E., Arnold, D.M., 2005. Regular and irregular progressive edge-growth Tanner graphs. **IEEE Transactions on Information Theory**, **51** (1): 386-398.
118. 3GPP, 2005. Comparison of structured LDPC codes and 3GPP Turbo codes (R1-051360). (Web page: <http://goo.gl/VioYrl>) (Date accessed: 17 September 2014).
119. Ohtsuki, T., 2007. LDPC codes in communications and broadcasting. **IEICE Transactions on Communications**, **E90-B** (3): 440-453.
120. Bonello, N., Chen, S., Hanzo L., 2011. Low-density parity-check codes and their rateless relatives. **IEEE Communication Surveys and Tutorials**, **13** (1): 3-26.
121. Tanner, R.M., 1981. A recursive approach to low complexity codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, **27** (5): 533-547.
122. Kou, Y., Lin, S., Fossorier, M.P.C., 2001. Low-density parity-check codes based on finite geometries: a rediscovery and new results. **IEEE Transactions on Information Theory**, **47** (7): 2711-2736.
123. Zhang, J., Fossorier, M.P.C., 2004. A modified weighted bit-flipping decoding of low-density parity-check codes. **IEEE Communications Letters**, **8** (3): 165-167.
124. Lee, C.H., Wolf, W., 2005. Implementation-efficient reliability ratio based weighted bit-flipping decoding for LDPC codes. **Electronics Letters**, **41** (13): 755-757.
125. Liao, Y.C., Lin, C.C., Chang, H.C., Liu, C.W., 2007. Self-compensation technique for simplified belief-propagation algorithm. **IEEE Transactions on Signal Processing**, **55** (6): 3061-3072.
126. Fossorier, M.P.C., Mihaljevic, M., Imai, H., 1999. Reduced complexity iterative decoding of low-density parity check codes based on belief propagation. **IEEE Transactions on Communications**, **47** (5): 673-680.
127. Chen, J., Fossorier, M.P.C., 2002. Near optimum universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes. **IEEE Transactions on Communications**, **50** (3): 406-414.

128. Myung, S., Yang, K., Kim, J., 2005. Quasi-cyclic LDPC codes for fast encoding. **IEEE Transactions on Information Theory**, **51** (8): 2894-2901.
129. Kou, Y., Lin, S., Fossonier, M.P.C., 2001. Low-density parity-check codes based on finite geometries: a rediscovery and new results. **IEEE Transactions on Information Theory**, **47** (7): 2711-2736.
130. Jiang, N., Peng, K., Song, J., *et al.* 2009. High-throughput QC-LDPC decoders. **IEEE Transactions on Broadcasting**, **55** (2), 251-259.
131. Zhong, H., Xu, W., Xie, N., *et al.*, 2007. Area-efficient min-sum decoder design for high-rate quasi-cyclic low-density parity-check codes in magnetic recording. **IEEE Transactions on Magnetics**, **43** (12): 4117-4122.
132. Phakphisut, W., Supnithi, P., Sopon, T., *et al.* 2011. Serial belief propagation for the high-rate LDPC decoders and performances in the bit patterned media systems with media noise. **Transactions on Magnetics**, **47** (10): 3562-3565.
133. Wang, Z., Cui, Z., 2007. Low-complexity high-speed decoder design for quasi-cyclic LDPC codes. **IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems**, **15** (1): 104-114.
134. Ertürk, S., 2005. Sayısal Haberleşme. Birsen Yayınevi, İstanbul, 410 s.
135. Prasad, R., 2004. OFDM for Wireless Communications Systems. Artech House, London, 294 pp.
136. Lui, H., Li, G., 2005. OFDM-Based Broadband Wireless Networks: Design and Optimization. John Wiley & Sons Inc., USA, 251 pp.
137. Bahai, A.R.S., Saltzberg, B.R., Ergen M., 2004. Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM, Second Edition. Springer, USA, 411 pp.
138. TÜBİTAK Projesi, 2014. Ulusal Ölçekte Bina İçi Enerji Hattı Kanallarının Ölçülmesi ve Esnek Hesaplama Yöntemleriyle Modellenmesi. Proje No: 113E425.
139. Holland, J.H., 1992. Adaption in Natural and Artificial Systems. MIT Press, USA, 211 pp.
140. Goldberg, D.E., 1989. Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning. Addison-Wesley Publishing Company, USA, 432 pp.
141. Karaboğa, D., 2005. Yapay arı kolonisi (artificial bee colony, ABC) algoritması. (Web sayfası: <http://mf.erciyes.edu.tr/abc>), (Erişim tarihi: 17 Eylül 2014).

142. Futaki, H., Ohtsuki, 2002. Performance of low-density parity-check (LDPC) coded OFDM systems, pp. 1696-1700 (vol.3). *IEEE Int. Conf. on Communications*, April 28 2002-May 2, 2002, NY, USA.
143. Futaki, H., Ohtsuki, T., 2001. Low-density parity-check (LDPC) coded OFDM systems, pp. 82-86 (vol. 1). *IEEE VTS 54th Vehicular Technology Conference*, 7-11 October, 2001, New Jersey, USA.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı : Yasin KABALCI
 Uyruğu : Türkiye (T.C.)
 Doğum Tarihi ve Yeri : 5 Mayıs 1986, Kayseri
 Medeni Durumu : Bekar
 Telefon : +90 388 211 29 35
 Faks : +90 388 211 29 49
 Email : yasinkabalci@nigde.edu.tr
 Yazışma Adresi : Niğde Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu,
 Derbent Yerleşkesi, 51200 Merkez/Niğde

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Lisans	ERÜ Mühendislik Fak., Elektrik-Elektronik Müh.	2009
Lise	Sema Yazar Anadolu Lisesi, Kayseri	2004

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2011- Halen	Niğde Teknik Bilimler MYO, Niğde Üniversitesi	Öğretim Görevlisi
2010-2011	Kayseri MYO, Erciyes Üniversitesi	Öğretim Görevlisi
2009-2010	Hacı Bektaş Veli MYO, Nevşehir Üniversitesi	Öğretim Görevlisi

YABANCI DİL

İngilizce, Almanca