

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**





KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde

Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : / /

Tezin Savunma Tarihi : / /

Tez Danışmanı :

Trabzon

ÖNSÖZ

Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Yüksek Lisans programı kapsamında hazırlanan bu tezde, araç içi enerji hattı haberleşme sistemlerinde Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama tabanlı gürültü bastırma yöntemlerine dair simülasyonlar yapıp başarımlar incelenmiştir.

Öncelikle yüksek lisans süresi boyunca tez danışmanlığımı üstlenerek, konu seçiminde ve çalışmaların yürütülmesinde yardımlarını esirgemeyen, lisans eğitimimden itibaren akademik olarak gerekli donanımların kazanıldığı bu yolda her türlü bilimsel katkıyı sağlayan sayın hocam Doç. Dr. Gökçe HACIOĞLU'na teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmanın uygulama süresi boyunca bana destek olup sürekli yardımcı olan Mehmet Ali KÜÇÜK, Oğuzhan BAŞER ve diğer meslektaşlarıma teşekkür ederim.

Hayatım boyunca sürekli yanımda olup beni destekleyen, haklarını hiçbir zaman ödeyemeyeceğim babam Cafer KÖSE, annem Emine KÖSE, kardeşlerim Zehra Sıla KÖSE, Ahmet Tuna KÖSE ve aileme teşekkürü bir borç bilirim. Hayatımın her alanında olduğu gibi bu çalışmada da beni sabırla destekleyen ve yardımcı olan eşim Nisa Nur KÖSE'ye sonsuz teşekkür ederim.

Habib Taha KÖSE

Trabzon 2022

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Araç İçi Enerji Hattı Haberleşme Sistemlerinde OFDM Tabanlı Gürültü Bastırma Yöntemleri” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Doç. Dr. Gökçe HACIOĞLU’nun sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 26/01/2022

Habib Taha KÖSE

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ	IX
TABLolar DİZİNİ.....	XI
SEMBOLLER DİZİNİ	XII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş	1
1.2. Literatür Taraması	3
1.3. Enerji Hattı Haberleşmesi.....	7
1.3.1. Araç İçi Enerji Hattı Haberleşmesi.....	9
1.4. Kanal Modeli	13
1.5. Gürültü Çeşitleri	17
1.5.1. Arka Plan Gürültüsü	19
1.5.2. Dar Bant Gürültüsü.....	19
1.5.3. Periyodik Dürtüsel Gürültü	20
1.5.4. Periyodik Olmayan Dürtüsel Gürültü.....	20
1.6. Gürültü Modelleri	21
1.6.1. Middleton Class A Gürültü Modeli	21
1.6.2. Markov Zinciri Modeli	23
1.6.3. Bernoulli-Gauss Gürültü Modeli	25
1.7. Gürültü Azaltma Yöntemleri	26
1.7.1. Sıfırlama, Kırpma ve Sıfırlama-Kırpma Yöntemleri ile Gürültü Bastırma.....	27
1.7.2. Boş Alt Taşıyıcılar Yardımı ile Gürültü Tespiti ve Gürültü Bastırma	29
1.7.3. Boş Alt Taşıyıcı Yardımı Olmadan Gürültü Tespiti ve Gürültü Bastırma.....	32
1.8. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM).....	34
1.8.1. Dikgenlik	36

1.8.2. Çok Taşıyıcılı Haberleşme	37
1.8.3. OFDM Ayrık Fourier Dönüşümü	39
1.8.4. OFDM Periyodik Ön Ek.....	40
1.8.5. OFDM Matematiksel Gösterim	42
1.8.6. OFDM Matris Gösterim	43
1.8.7. OFDM Sistem Modeli	46
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	48
2.1. Giriş	48
2.2. Gürültü Modeli	49
2.3. Kanal Modeli	55
2.4. Gürültü Azaltma	59
2.4.1. Sıfırlama, Kırpma ve Sıfırlama-Kırpma ile Gürültü Bastırma Analizleri.....	60
2.4.2. Boş Alt Taşıyıcı Yardımı ile Gürültü Bastırma Analizi	70
2.4.3. Boş Alt Taşıyıcı Yardımı Olmadan Gürültü Bastırma Analizi	74
3. SONUÇLAR.....	81
4. ÖNERİLER	82
5. KAYNAKÇA	83
ÖZGEÇMİŞ	

Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

ARAÇ İÇİ ENERJİ HATTI HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE OFDM TABANLI GÜRÜLTÜ BASTIRMA YÖNTEMLERİ

Habib Taha KÖSE

Karadeniz Teknik Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Gökçe HACIOĞLU

2022, 90 Sayfa

Gelişen araç teknolojisi ile artan donanım ve sensör sayısı araçlarda ağırlık problemine neden olmaktadır. Enerji Hattı Haberleşmesi (Power Line Communication, PLC) sistemlerinin araç içi doğru akım hatlarında kullanılması haberleşme kablolarından kaynaklı ağırlık ve maliyet problemlerini ortadan kaldırırken kablolu bir çözüm olarak harici frekans tahsisine ihtiyaç duymamaktadır. İletim hatlarında kullanımın dışında PLC sistemleri araç içi haberleşme yöntemlerine bir alternatif olarak gösterilmektedir.

Bu çalışmada araç içi PLC sistemlerinin performansını önemli ölçüde düşüren dürtüsel gürültünün Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Ortogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) tabanlı yöntemler ile azaltılması sağlanmıştır. Dürtüsel gürültünün azaltılması için literatürdeki sıfırlama-kırpma yöntemleriyle birlikte boş alt taşıyıcı yardımcı ve yardımcı yöntemler simüle edilmiştir. Çalışmada gürültülü işaretin sıfırlanması, kırılması veya her ikisinin kullanılması ile gürültüyü azaltmayı sağlayan yöntemlerle birlikte boş veya dolu alt taşıyıcılar üzerinden elde edilen gürültü ifadesinin alınan işarettten çıkarılması ile yapılan gürültü bastırma yöntemleri karşılaştırılmaktadır.

Anahtar Kelimeler: PLC, Araç İçi PLC, OFDM, Dürtüsel Gürültü, Gürültü Bastırma

Master Thesis

SUMMARY

OFDM BASED NOISE MITIGATION METHODS IN VEHICLE POWER LINE COMMUNICATION SYSTEMS

Habib Taha KÖSE

Karadeniz Technical University
The Graduate of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Assoc. Prof. Gökçe HACIOĞLU

2022, 90 Pages

With the development of vehicle technology, the increasing number of equipment and sensors causes weight problems in vehicles. The use of Power Line Communication (PLC) systems in In-Vehicle direct current lines eliminates the weight and cost problems caused by communication cables and does not require external frequency allocation as a wired method. Besides transmission lines, PLC systems are shown as an alternative to In-Vehicle communication methods.

In this study, the impulsive noise, which significantly reduces the performance of In-Vehicle PLC systems, is mitigated by Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) based methods. To mitigate impulsive noise, methods using null subcarrier and data subcarrier are simulated together with blanking-clipping methods in the literature. In the study, noise mitigation methods by subtracting the noise signal obtained by using null and data subcarriers from the received signal are compared with the methods that mitigate noise using blanking-clipping or both.

Keywords: PLC, In-Vehicle PLC, OFDM, Impulsive Noise, Noise Mitigation

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1. Çok yollu kanalın birim vuruş tepkesi	14
Şekil 2. Çok yollu kanalın tek dallı örneği	15
Şekil 3. PLC sisteminde toplam gürültü	18
Şekil 4. Farklı gürültü kaynaklarının oluşturduğu toplam gürültü	18
Şekil 5. Dürtüsel gürültü için Markov Zinciri modeli	24
Şekil 6. Sıfırlama-kırpma yöntemleri için gürültü bastırma yapısı	27
Şekil 7. Boş alt taşıyıcı yardımı ile gürültü bastırma yapısı	30
Şekil 8. Frekans düzleminde OFDM alt taşıyıcıları	35
Şekil 9. Periyodik ön ek yapısı	41
Şekil 10. a) OFDM verici yapısı b) OFDM alıcı yapısı	42
Şekil 11. PLC sistemlerinde OFDM verici ve alıcı yapısı	47
Şekil 12. Dürtüsel gürültü (a) $p = 0.001$ ve S.S. $\sigma d = 10\sigma ap$ (b) $p = 0.004$ ve S.S. $\sigma d = 10\sigma ap$ (c) $p = 0.004$ ve S.S. $\sigma d = 5\sigma ap$	51
Şekil 13. AWGN kanalda $p = 0.001$ ve $\sigma i = 10\sigma w$ dürtüsel gürültü QPSK etkisi	52
Şekil 14. AWGN kanalda $p = 0.001$ ve $\sigma i = 5\sigma w$ dürtüsel gürültü QPSK etkisi	53
Şekil 15. $p = 0.01$ dürtüsel gürültü için QPSK ve QPSK-OFDM karşılaştırması	54
Şekil 16. $p = 0.001$ dürtüsel gürültü için QPSK ve QPSK-OFDM karşılaştırması	54
Şekil 17. (a) Hf frekans tepkesinin genliği (b) $h(t)$ birim vuruş tepkesi	56
Şekil 18. (a) Hf frekans tepkesinin genliği (b) $h(t)$ birim vuruş tepkesi	57
Şekil 19. Uzunluk profiline göre Hf frekans tepkesinin genliği	58
Şekil 20. AWGN kanalda sıfırlama ile gürültü bastırma	60
Şekil 21. Sıfırlama optimum eşik değeri Th	61
Şekil 22. AWGN kanalda kırpma ile gürültü bastırma	62
Şekil 23. Kırpma optimum eşik değeri Th	62
Şekil 24. AWGN kanalda sıfırlama-kırpma ile gürültü bastırma	63
Şekil 25. PLC kanalda 4-9 MHz arası sıfırlama performansı	64
Şekil 26. PLC kanalda 4-9 MHz arası kırpma performansı	64
Şekil 27. PLC kanalda 4-9 MHz arası sıfırlama-kırpma performansı	65
Şekil 28. PLC kanalda 4-9 MHz arası kanalın frekans tepkesinin genliği	65

Şekil 29. PLC kanalda 6-11 MHz arası sıfırlama performansı.....	66
Şekil 30. PLC kanalda 6-11 MHz arası kırpma performansı	66
Şekil 31. PLC kanalda 6-11 MHz arası sıfırlama-kırpma performansı.....	67
Şekil 32. PLC kanalda 6-11 MHz arası kanalın frekans tepkesinin genliği.....	67
Şekil 33. PLC kanalda 3 yöntem için 4-9 MHz BER-SNR.....	68
Şekil 34. PLC kanalda 3 yöntem için 6-11 MHz BER-SNR.....	68
Şekil 35. PLC kanalda 3 yöntem için 11-16 MHz BER-SNR.....	69
Şekil 36. PLC kanalda 11-16 MHz arasında kanalın frekans tepkesinin genliği	69
Şekil 37. Boş alt taşıyıcı yardımı ile gürültü bastırma (4-9 MHz)	71
Şekil 38. Boş alt taşıyıcı yardımı ile gürültü bastırma (6-11 MHz)	72
Şekil 39. Boş alt taşıyıcı yardımı ile gürültü bastırma (11-16 MHz)	73
Şekil 40. Sıfırlama-kırpma yöntemleri ve boş taşıyıcı yardımcı yöntem ile gürültü bastırma (4-9 MHz).....	74
Şekil 41. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma için optimum eşik değeri (SNR=14dB)	75
Şekil 42. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma (4-9 MHz)	76
Şekil 43. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma (6-11 MHz)	76
Şekil 44. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma (11-16 MHz)	77
Şekil 45. Boş alt taşıyıcı yardımı olmayan uygulama ve diğer yöntemler (4-9 MHz).....	78
Şekil 46. Tüm yöntemler için doğru haberleşme hızları (4-9 MHz)	79

TABLÖLAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. CENELEC frekans bantları.....	8
Tablo 2. Bölgelere göre frekans standartları	8
Tablo 3. Dürtüsel gürültü için standart sapma ve olasılık değerleri.....	50
Tablo 4. Zimmermann 4 yollu kanal parametreleri [17].	56
Tablo 5. Zimmermann 15 yollu kanal parametreleri [17].	57
Tablo 6. Uzunluk profiline göre kanal parametreleri [17].....	58
Tablo 7. Tüm yöntemler için kullanılan parametre ve değişkenler.....	80

SEMBOLLER DİZİNİ

5G NR	: 5. Nesil Yeni Radyo
a_0	: Zayıflatma Parametresi
a_1	: Zayıflatma Parametresi
AC	: Alternatif Akım
ASK	: Genlik Kaydırmalı Anahtarlama
AWGN	: Adaptif Beyaz Gauss Gürültüsünü
B	: Bant Genişliği
BER	: Bit Hata Oranı
BMS	: Batarya Yönetim Sistemi
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
c	: Işık Hızı
CENELEC	: Avrupa Elektroteknik Standardizasyon Komitesi
CP	: Ön Ek
C-V2X	: Hücrel Araçtan Her Şeye
DC	: Doğru Akım
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü
d_i	: Hat Uzunluğu
DOE	: Amerika Birleşik Devletleri Enerji Bakanlığı
DSRC	: Özel Kısa Menzilli İletişim
ECU	: Elektronik Kontrol Ünitesi
EMC	: Elektromanyetik Uyumluluk
ϵ_r	: Dielektrik Kat Sayısı
FCC	: Federal İletişim Komisyonu
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
FIR	: Sonlu Dürtü Yanıtı
FSK	: Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
$H(f)$: Frekans Tepkisi
$h(t)$: Birim Vuruş Tepkisi
IDFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü

IEEE	: Uluslararası Elektrik-Elektronik Mühendisliği
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
IOT	: Nesnelerin İnterneti
ISI	: Semboller Arası Girişim
ITS	: Akıllı Ulaşım Sistemleri
k	: Üstel Zayıflama Çarpanı
MAC	: Orta Erişim Kontrolü
n_{ap}	: Arka Plan Gürültüsü
NBI	: Dar Bant Girişimi
n_d	: Dürtüsel Gürültü
NIST	: Ulusal Standartlar ve Teknoloji Enstitüsü
n_{nb}	: Dar Bant Gürültüsü
n_t	: Toplam Gürültü
OFDM	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
OSI	: Açık Sistem Ara Bağlantısı
PHY	: Fiziksel Katman
PLC	: Enerji Hattı Haberleşmesi
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
QAM	: Dörtlü Genlik Modülasyonu
QPSK	: Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama
r_k	: Alıcı Tarafı Alınan Sinyal
s_k	: Alıcıya İletilen Sinyal
SNR	: Sinyal-Gürültü Oranı
T_p	: Doğru Haberleşme Hızı
T_s	: Sembol Süresi
w_i	: Ağırlık Faktörü
Wi-Fi	: Kablosuz Bağlantı Alanı

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Günümüz modern araçları mekanik parçalar ile elektronik donanımların kompleks bir şekilde birleşimi ile temsil edilmektedir. Bu araçlar içerisinde birçok önemli alt sistemi kontrol edecek Elektronik Kontrol Üniteleri (Electronic Control Unit, ECU) bulundurmaktadır. ECU'lar sensörler ile doğrudan bağlantı kurup sürekli olarak çalışmaktadır. Sensörler enerji hattına bağlı olduklarından bu sürekli haberleşme için Araç içi Enerji Hattı Haberleşmesi bir çözüm olarak görülmektedir. Enerji Hattı Haberleşme (Power Line Communication, PLC) sistemleri mevcut enerji hatlarının haberleşme ortamı olarak kullanılmasını ve bu hatlar üzerinden bilgi iletiminin gerçekleşmesini sağlayan bir haberleşme teknolojisi olarak bilinmektedir. Araç içi Enerji Hattı Haberleşme (In-Vehicle Power Line Communication, In-Vehicle PLC) sistemleri enerji hatlarında olduğu gibi güç kabloları üzerinden veri iletimini amaçlayan bir haberleşme sistemi modelidir. PLC sistemlerinin aksine araç içi PLC sistemleri Alternatif Akım (Alternative Current, AC) hatları üzerinden değil Doğru Akım (Direct Current, DC) hatları üzerinden bilgi iletimini amaçlamaktadır. Gelişen araç teknolojisi beraberinde birçok sensör ve donanımı da getirmektedir. Artan sensör ve donanım sayısı araçlardaki kablo miktarında gözle görünür bir artışa sebep olmaktadır. Kablo sayısının artması ve karmaşıklaşması araçlarda uygulama zorluklarını ortaya çıkarırken araç ağırlığında da önemli ölçüde artışa neden olmaktadır. Ayrıca akıllı ulaşım sistemleri (Intelligent Transportation Systems, ITS) gibi teknolojiler araçların yollardaki sensörlere bağlı şekilde hareket etmesini mümkün kılacak ve otonom sürüşe hızlı bir geçiş yapmayı sağlayacaktır. Araçların gruplandırılması, araçlar arası iletişim, araç içi iletişim ve uzak mesafe araç kontrolü uygulamaları ITS için önemli etkenleri oluşturmaktadır. Bu teknolojik yeniliklerde haberleşme teknolojisi hayati bir rol oynayacaktır [1]. Maliyeti makul düzeylerde tutabilecek ve hazır bir altyapı sistemine sahip olan Araç içi PLC sistemleri harici frekans tahsisine de ihtiyaç duymaması gibi özellikleri sayesinde ITS sistemlerinde araç içi iletişime alternatif bir çözüm olarak kullanılabilir.

Geniş bant iletişim için PLC sistemleri, son zamanlarda araştırmacılar tarafından yoğun ilgi görmektedir [2]. Arabalar özelinde birbiri arasında haberleşmesi gereken birçok

sensör bulunduğundan PLC kullanımı umut vaat eden bir teknoloji olarak görülmektedir. Sensörler arasındaki veri aktarımı, çekiş kontrolü ve medya sistemlerinin her biri enerji hattına bağlı olduğu için PLC kullanımı uygulanabilir bir çözüm yöntemi olarak görülmektedir. Literatürde bu durumu destekleyen birçok çalışma yapılmıştır [3-7]. Aynı zamanda PLC, endüstri alanında Nesnelerin İnterneti (Internet of Things, IOT) gibi umut verici gelişmelerle birlikte birçok ulusal hükümet, Amerika Birleşik Devletleri Enerji bakanlığı (DOE) ve Ulusal Standartlar ve Teknoloji Enstitüsü (NIST) gibi organizasyonlar tarafından dikkat çekici olarak görülmektedir [8]. Geçmiş zamanlarda yapılan PLC sistemlerinin çoğu düşük oranlı iletişim (Otomatik sayaç okuma, Otomasyon ve Ev Kontrolü) için kullanılmaktaydı. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama yönteminin kullanılmaya başlanması ve dürtüsel gürültünün azaltılabilmesi yüksek hızlı veri iletişimlerin gerçekleşmesini sağlamaktadır [9]. Günümüzde ses, veri ve video gibi hizmetlerin iletimi güç hattı açısından yararlanılarak düşük maliyetli PLC sistemlerinde gerçekleştirilebilmektedir [10, 11].

Haberleşme sistemi olarak bakıldığı zaman enerji iletim hatları kullanım açısından çeşitli zorluklar barındırmaktadır. PLC sistemlerinde kanal, yoğun elektrik akımı ve gürültüler sebebiyle zor bir haberleşme kanalı olarak görülmektedir [12]. PLC kanalı, çok yollu yansıma ve empedans uyumsuzluklarından dolayı frekans seçici bir kanal olarak bilinmektedir. Bu nedenlerle, PLC kanalı üzerinden bir modelleme geliştirmek sistemin başlıca zorluklarından [13]. PLC kanalının frekansa göre değişen ve paylaşımlı yapısı sistem çalışmasını zorlaştırırken performansını düşürmektedir. Bu zorluklar güç hatlarının veri iletimi için değil güç dağıtımı için tasarlanmış olmalarından kaynaklanmaktadır [9]. Avantajlarının yanında PLC sistemleri hala kanal tahmini ve dürtüsel gürültü azaltma ile ilgili konularda çeşitli engeller ile karşı karşıyadır [14].

PLC sistemlerinde gürültü sistemin çalışma performansını ve verimini etkileyen temel faktörlerden biridir [15]. Ev ve araç içerisindeki elektronik cihazların tetiklenmesinden dolayı güç hattı üzerinde meydana gelen gürültü haberleşme performansını önemli ölçüde düşürmektedir. Ev içi PLC sistemlerinde prizlere fazla sayıda elektrikli cihazın bağlanması sistem içerisinde çeşitli özellikte gürültüler oluşturmaktadır [16]. Araç sistemlerinde ise elektronik bölümlerin çalışması durumunda anlık tepe noktaları şeklinde dürtüsel gürültüler gözlemlenmektedir. Başka haberleşme kanallarına nazaran, PLC kanalı sadece bir beyaz gürültü ortamı ile temsil edilmemektedir. Genellikle dar bant gürültüsü ve dürtüsel gürültü sisteme etki eden ana gürültüyü meydana

getirmektedir [9]. Sistem üzerindeki toplam gürültüye bakıldığı zaman ise arka plan gürültüsü, dar bant gürültüsü, periyodik dürtüsel gürültü ve rastgele dürtüsel gürültüden oluştuğu görülmektedir.

Bu çalışmada PLC sistemleriyle ilgili genel tanımlamalar, kullanım alanları, kullanım standartları ve araç içi PLC sistemleri özelinde kanal ve gürültü modelleri gösterilmektedir. Araç içi PLC sistemlerinin çalışma performansına doğrudan etki eden kanal ve gürültü modelleri oluşturularak sistem performansını etkileyen ana faktör dürtüsel gürültünün bastırılması üzerine çalışmalar sunulmaktadır. Yapılan çalışmalarda araç içi PLC sistemleri için Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Ortogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) yapısını kullanan yöntemler karşılaştırılmaktadır. Bu yöntemler Bernoulli-Gauss dürtüsel gürültü modeli ile belirli frekans aralıklarında tekrarlanırken kanalın ve gürültünün performans üzerindeki etkisi gösterilmektedir. OFDM yapısını kullanan sıfırlama-kırpma yöntemleri, boş alt taşıyıcı sistemler ve boş alt taşıyıcı kullanılmayan sistemler arasındaki Bit-Hata oranları ve doğru haberleşme hızları çalışma sonucunda gösterilmektedir. Sıfırlama-kırpma yöntemleri sıfırlama, kırpma ve sıfırlama-kırpma şeklinde oluşturulmaktadır. Eşik değerine göre değerlendirilme yapılan bu yöntemler gürültü içeren işaretlerin sıfıra eşitlenmesi, kırılması veya her iki durumunda uygulanması şeklinde gerçekleştirilmektedir. Boş alt taşıyıcı kullanılan yöntem belirli alt taşıyıcıların boş bırakılması prensibine dayanılarak oluşturulmaktadır. OFDM kullanılmasından dolayı tüm alt taşıyıcılara yayılmış olan gürültü işareti belirli bir eşik değeri ile boş bırakılan alt taşıyıcılar üzerinden tespit edilerek alınan işaretten çıkarılmaktadır. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan oluşturulan uygulamada gürültü tüm alt taşıyıcılar üzerinden tespit edilmeye çalışılmaktadır. Eşik değeri ile gerçekleştirilen bu tespit sonucunda elde edilen gürültü ifadesi alınan işaretten çıkarılarak sistem içerisinde gürültü bastırılması sağlanmaktadır.

1.2. Literatür Taraması

Enerji Hattı Haberleşme sistemleri mevcut elektrik hatları üzerinden veri iletiminin sağlanması üzerine kurulmuş olan sistemlerdir. Haberleşme için enerji hatlarının kullanıldığı sistemlerde kanal modeli üzerine yapılan öncü çalışmalardan biri [17] numaralı çalışmadır. Zimmerman tarafından yapılan bu çalışma yenilikçi bir kanal modeli yapısı içermektedir. Bu çalışmada PLC kanallarındaki çok yolluluk durumu esas alınarak bir

kanal modeli geliştirilmiştir. Klasik durumdaki kanal modeline eklenen ek parametreler ile kanal modelinin gerçeğe daha yakın hale getirilmesi sağlanmıştır. Model, dallanma sayısı ve empedans uyumsuzlukları gibi şebeke ağlarındaki sinyalin yayılım etkilerini göz önünde bulundurmaktadır. Bunların yanında güç kablolarındaki sinyal zayıflamasının uzunluk ve frekans ile olan ilişkisine de dikkat edilmektedir. Zimmerman elde ettiği ölçüm sonuçlarını simülasyon değerleri ile karşılaştırarak değerlendirip gerçek ağlardaki uygulanabilirliğini göstermektedir. Bu kanal modeli Araç içi PLC sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır.

Kanal modeli üzerine yapılmış olan bir diğer çalışma ise [6]'dir. Bu çalışmada kanal karakterizasyonu ve modellemeye odaklanılarak araç içerisindeki güç hattı iletişim sorunları ele alınmıştır. Güç dağıtım sistemlerindeki iki nokta arasındaki transfer fonksiyonunun istatistiksel özellikleri, kablo demetinin karmaşık yapısını hesaba katan bir yayılma modeli ile çıkarılmıştır. Bant genişliği olarak 500kHz ile 30 MHz aralığı kullanılmıştır. Ölçümler yapılırken 200 Mb/sn hızlarına göre kanalın parametreleri optimize edilmeye çalışılmıştır. Bu ölçümler esnasında araç içerisindeki elektronik aksamlar devreye alınarak sistemin tepkisi incelenmiştir. Kanal modelinin özellikleri belirlenirken düğüm noktaları ve çok yolluluk faktörleri göz önünde bulundurulmuş bir çok transfer fonksiyonu incelenmiştir. Çalışmanın sonucunda Alıcı ve göndericiyi birbirine bağlayan en kısa yolun batarya üzerinden geçip geçmemesine göre iki tür bağlantı arasında ayırım yapılmıştır. Yapılan simülasyonlarda 5 ila 7 metre arasındaki kabloların gösterdiği istatistiksel zayıflamanın gerçek hayatta kullanılan aynı uzunluktaki kabloların gösterdiği zayıflama ile eşdeğer seviyede olduğu görülmektedir.

Kanal modellemesi üzerine yapılan fiziksel çalışmalardan biri [18]'dir. Çalışma araç içi güç dağıtım hatlarında verinin iletilebilmesi için oluşturulan bir kanal emülatörünü ele almaktadır. Kanal emülatörü 200 MHz'lik bir çalışma frekansı ile Virtex-6 FPGA üzerinde tasarlanmıştır. Önerilen emülatörün yüksek programlanabilme kabiliyeti alternatiflerine kıyasla bant genişliği açısından üstün performans sağlamaktadır. Simülasyon için 200 MHz frekansında sistem ayarlamaları yapıldıktan sonra kanal parametreleri donanıma göre optimize edilmektedir. Çalışma neticesinde PLC teknolojisinin araç içi haberleşme için alternatif olarak kullanılabilmesi ifade edilmektedir. Kanal modellemesi ile ilgili yapılan diğer bir çalışma [19]'dir. Çalışma esnasında araç içerisindeki elemanların olası farklı çalışma durumlarından dolayı oluşabilecek etkiler izlenmektedir. Günlük sürüşe uygun olarak tasarlanıp üretilmiş bir araç üzerinden alınan ölçümler ile simüle edilmiş değerler

karşılaştırılarak birbirlerine oldukça yakın oldukları gözlemlenmiştir. Yapılan yaklaşım sonucunda referans kanal tepkesi ile ölçülen kanalın tepkesi karşılaştırılarak gösterilmektedir.

PLC sistemlerinde veri iletiminin verimliliğini etkileyen en önemli faktörlerden bir tanesi ise gürültünün modellenmesidir. PLC hatlarındaki gürültü verinin kalitesini düşürebileceği gibi tamamen anlaşılabilir hale de getirebilmektedir. Gürültü modeli ile ilgili [20] numaralı çalışmada gürültünün modellenmesi için Bernoulli-Gauss gürültü modeli kullanılmaktadır. Bu model dürtüsel gürültünün olasılıksal oluşumunu Bernoulli süreci ile tanımlarken gürültüyü oluşturmak için karmaşık Gauss gürültüsü kullanılmaktadır. Çalışmada karmaşık Gauss gürültü aynı zamanda arka plan gürültüsünü modellemek için de kullanılmaktadır. Simülasyon çalışmalarında Dürtüsel gürültünün standart sapması arka plan gürültüsünün 10 katı seçilerek kullanılmaktadır. Olasılıksal olarak hazırlanan bu gürültü modelinde dürtüsel gürültünün gelme olasılığına göre tek taşıyıcı sistemler ile çok taşıyıcı sistemler karşılaştırılmış ve çalışma sonucunda çok taşıyıcı sistemlerin sistem performansına olan olumlu etkileri gösterilmektedir. Dürtüsel gürültünün araç içi güç hattı haberleşme sistemlerindeki performans etkileri [4] numaralı çalışmada gösterilmektedir. Çalışma süresince gürültü ölçümleri beş farklı araç üzerinde gerçekleştirilmiştir. Alınan sonuçlar arasındaki büyük farklılıklar nedeniyle ölçümler 20 dakikalık trafik yolculuğu sırasında tekrarlanmıştır. Gözlem süresi boyunca 70 mV'dan yüksek genlikli darbeler üzerine yoğunlaşmıştır. Araçlar üzerinde gerçekleştirilen ölçümlerde rölanti durumundaki araçlar ve hareket halindeki araçlar kullanılmıştır. Hareketsiz araçlarda 100 us ile 1 ms arasında darbe dizileri gözlemlenmiştir. Bu dizilerin muhtemel nedeninin araç içerisindeki özel iletişim ağlarından kaynaklı kontrol-komut cihazları olduğu anlaşılmaktadır. Bu darbelerin ortalama genliklerinin araçlar arasında büyük değişiklik gösterdiği tespit edilmiştir. Çalışma sonucunda gürültü karakterizasyonu için çok sayıda araç üzerinden ölçüm alınması gerektiği vurgulanmaktadır. Ayrıca araçlar üzerinden alınan ölçümler ile kullanımda olan ev içi PLC sistemlerinden alınan ölçümler karşılaştırıldığında mevcut parametrelerin araç içi sistemlerde kullanılabilirliği gösterilmektedir.

Gündelik hayat içerisinde kullanılan araçlar üzerinde uygulanabilirliği test etmek için yapılan bir diğer çalışma [21]'dir. Bu çalışma PLC sistemlerinin araç içerisindeki kablolu maliyetini ve buna bağlı olarak araç ağırlığının azalabileceğini vurgulamaktadır. Bununla birlikte araç içi elektrik hattının kompakt boyutuna rağmen yüksek kanal zayıflaması, düşük empedanslı girişim noktaları ve yüksek gürültünün uygulanabilirliği

sınırlayabileceğine değinilmektedir. Çalışma hem dar bant aralığında (30-500kHz) hem de geniş bant aralığında (2-100 MHz) gürültü ve kanal tespitine odaklanmıştır. Genel ağ üzerindeki DC/DC dönüştürücülerin düşük frekanslarda daha belirgin yüksek gürültüye neden olduğu gözlemlenmiştir. Bu sebeple araç içi PLC iletişimleri için geniş bant haberleşme spektrumunun daha uygun olduğu düşünülmektedir. Test için İtalya’da üretilen elektrikli otomobiller kullanılmıştır. Araç üzerinde 48 Volt iki adet 3 fazlı motor bulunmaktadır. Araç 4 adet 12 Volt 100 Ah batarya ile beslenmektedir. Bataryalar direk olarak elektronik kontrol ünitelerini beslemektedir. Araç içerisinde ölçüm alınmadan önce kritik noktalar belirlenmiştir. Bu kritik noktalara örnek olarak gündüz farları, silecekler, arka sinyal ışıkları vb. noktalar gösterilmektedir. 48 Volt ve 12 Volt hatlarında farklı ölçümler uygulanmıştır. Ölçümlerde dar bant aralığında 50 örnek/sn hızında 100 bin örnek, geniş bantta 250 örnek/sn hızında 1 milyon örnek alınmıştır. Çalışma sonucunda ana gürültü kaynaklarının DC/DC dönüştürücüler ve elektrik motorlarından akan yüksek akımın olduğu gözlemlenmiştir. Elektrik motorlarının ağır yük koşullarında çalıştırılması durumunda veri iletim hızında %25’e kadar azalma olduğu görülmüştür. Geniş bant PLC kullanımında ise düşük gürültünün varlığından dolayı potansiyel olarak daha yüksek veri aktarım hızlarına ulaşılabileceği sonucuna varılmıştır.

Dürtüsel gürültünün bastırılması haberleşme performansını etkileyen önemli faktörlerden biridir. Performans üzerinde gözle görülür ölçüde iyileştirmelerin sağlanması için dürtüsel gürültü azaltması gerekmektedir. PLC sistemlerinde çok sayıda gürültü bastırma yöntemi uygulanırken bazı yöntemler sıklıkla kullanılmaktadır. Sıkça kullanılan gürültü bastırma yöntemlerinden biri olan sıfırlama yönteminin performansı [22] numaralı çalışmada değerlendirilmektedir. Zhidkov çalışmasında OFDM yapısına ek olarak belirlediği eşik değeri alt taşıyıcılara dağılmış olan gürültülü ifade içeren işaretleri sıfırlamaktadır. Çalışma içerisinde dürtüsel gürültüyü oluşturmak için Bernoulli-Gauss gürültü modeli kullanılmaktadır. Eşik değeri ile yüksek performans sağlayabilmek için optimum eşik değerleri hesaplanarak çalışma sonucunda sunulmaktadır. Zhidkov [23] numaralı çalışmasında sıfırlama yönteminin yanında kırpma ve her ikisinin aynı anda kullanıldığı sıfırlama-kırpma yönteminin sonuçlarını incelemektedir. Bu çalışmada da dürtüsel gürültüyü elde etmek için Bernoulli-Gauss gürültü modeli kullanılmaktadır. Sıfırlama yönteminden farklı olarak kırpma yöntemi belirlenen eşik değerinin üzerinde gelen işaretin açısını değiştirmeden belirli bir oranda kırpmaktadır. İki durumun da kullanılması halinde sistem üzerinde iki adet eşik değeri belirlenerek gürültü seviyesine

göre uygun olan durumun kullanılması sağlanmaktadır. Kırpma için kullanılan eşik değerinin 1,4 katı sıfırlama yöntemi için eşik değeri olarak belirlenmektedir. Bu durum çok yüksek genlikli işaretlerin sıfır yapılmasını iki eşik değeri arasında genlikte gelen gürültü ifadelerinin ise kırılmasını sağlamaktadır. Sıfırlama yönteminde olduğu gibi sistem performansını yükseltmek için optimum eşik değeri hesaplanarak sistem çıktıları gösterilmektedir. Çalışma sonucunda kullanılan yöntemlerin OFDM yapısına ek olarak BER-SNR performansında iyileşme sağladığı ifade edilmektedir. Kodlanmamış Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama, (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) dar bant parazit etkisi (Narrow Band Interference, NBI) dikkate alınarak [24] numaralı çalışmada PLC sistemleri üzerinde dürtüsel gürültünün azaltılması için incelenmiştir. NBI yokluğu ve NBI varlığı durumundaki senaryolarda dürtüsel gürültüyü azaltmak için bazı OFDM alt taşıyıcılarının boş bırakılması önerilmiştir. Dürtüsel gürültü önce önerilen alıcıda yeniden oluşturulur ve ardından alınan sinyalden çıkarılmaktadır. Teorik analizlere göre iyi performans gösterdiği görülmektedir. Çalışma sonucunda boş alt taşıyıcılar göz önünde bulundurularak dürtüsel gürültüyü yeniden yapılandırmak için boş bir alt taşıyıcı destekli alıcı modeli önerilmiştir. Simülasyon sonuçlarında önerilen alıcının, özellikle yüksek SNR bölgesinde karşılaştırılan yöntemlere göre çok daha iyi bir BER performansı gösterdiğini ortaya konulmuştur. Önerilen dürtüsel gürültünün bastırılma metodu NBI varlığında ve NBI yokluğundaki durumlarda problemi çözebilmek için faydalı olduğu gözlemlenmiştir. Çalışma sonucunda, gelecekte üretilecek PLC içeren araçlar için uygulanabilir bir yöntem olduğu gösterilmektedir.

1.3. Enerji Hattı Haberleşmesi

Enerji Hattı Haberleşmesi (PLC) genel olarak elektrik şebekelerinde (Dış mekân) veri okuma için kullanılırken ev içinde (İç mekân) cihaz kontrolü, internet dağıtımı ve otomasyon gibi uygulamalarda kullanılmaktadır. PLC enerji hatları üzerinden veri iletimini amaçlayan bir haberleşme yöntemidir ve frekans aralığına bağlı olarak dar bant ve geniş bant PLC uygulamaları olarak 2 grupta incelenmektedir. Uygulama alanlarına göre kullanılacak sistemin dar bant veya geniş bant olma durumu değişiklik göstermektedir. PLC sistemi kolay bir şekilde sinyalin yüksek frekans düzeylerinde modüle edilerek şebeke gerilimi üzerine bindirilmesi şeklinde ifade edilmektedir.

Bütün haberleşme tekniklerinde olduğu gibi PLC sistemlerinde de mevcut sistemin güvenliği, bağlı cihazlarla güvenli çalışabilmesi ve standart bir yöntem olarak kullanılabilmesi için bazı standartlar mevcuttur. FCC (Federal Communications Commission), IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) gibi komiteler PLC sistemlerindeki haberleşme standartları için çalışmalar yapmaktadırlar. Ayrıca bölgelere göre farklı standartlar geliştirilmeye çalışılmaktadır.

CENELEC oluşturmuş olduğu standartlarda frekans bandını 5 bölgeye ayırmaktadır. CENELEC 50065 bazı sinyallerin frekans ve çıkış gerilimlerine limit koymaktadır. Örneğin 3 kHz-148.5 kHz arası frekanslarda haberleşme düşük gerilim kullanan kurumlarındaki iletişim için standart olarak belirlenmektedir. FCC PLC haberleşmesi için Avrupa'da uygulanan limitlerden daha geniş davranarak 0-530 kHz bant genişliğini tercih etmektedir [25].

Tablo 1. CENELEC frekans bantları

CENELEC Frekans Bantları		
Bant	Frekans Aralığı	Ana Kullanım
A	3 KHz-95 KHz	Güç Firmaları
B	95 KHz-125 KHz	Genel Kullanım
C	125 KHz-140 KHz	Ev Kullanımı
D	140 KHz-148.5 KHz	Alarm ve Güvenlik Kullanımı

Tablo 2. Bölgelere göre frekans standartları

Bölge	Standart	Tip	Frekans (KHz)
Avrupa	EN 50065 3-148.5 KHz	CENELEC A	3-90.6
		CENELEC B	95-125
		CENELEC C	25-140
		CENELEC D	140-148.5
Amerika	FCC	9-490 KHz	
Japonya	ARIB STD T-84	10-450 KHz	

Dar bant PLC haberleşmesinin sınırlarını belirlemek için CENELEC A-B-C uygulanmaktadır. Bina ve ev otomasyonlarında genellikle B-C bantları tercih edilmektedir.

Dar bant iletişimde sinyal iletimi için farklı modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. Bu modülasyon teknikleri içinde en yaygın olarak kullanılanları ASK, FSK, BPSK, OFDM gibi tekniklerdir [26].

Günümüz teknolojisinde PLC sistemleri için en verimli veri iletim yönteminin OFDM olduğu düşünülmektedir. OFDM sistemlerinde bir tek taşıyıcı ve geniş bant iletim kanalında yüksek hızlarda veri iletimi sağlamaktan ziyade, dar bantlı paralel alt-kanallı fazla sayıdaki taşıyıcı ile veri iletilmektedir. Her bir alt kanalın veri hızı düşük olmasına rağmen fazla sayıdaki paralel kanal kullanımı ile yüksek veri hızlarına ulaşılabilmektedir. Sembol süresinin uzunluğu dürtüsel gürültüye karşı olan dayanıklılığı da artırmaktadır. Gürültünün herhangi bir alt kanalda olması durumunda kanalın sinyal gücü artırılabilen veya veri hızı düşürülebilmektedir. Bazı durumlarda ise kanaldaki iletişimin tamamen durdurulması sağlanmaktadır. Frekans seçmeli kanallar için OFDM uygun bir tasarım olarak görülmektedir. OFDM ayrıca yüksek gürültü seviyelerine ve dar bant girişimlerine karşı daha dayanıklıdır [27].

1.3.1. Araç İçi Enerji Hattı Haberleşmesi

Günümüzde PLC sistemlerinin en verimli şekilde kullanılabileceğinin düşünüldüğü alanlardan biri de ulaşım alanıdır. Ulaşım alanı içerisinde uygulanabilirlik olarak arabalar daha çok dikkat çekse de PLC uygulaması sadece arabalar ile sınırlı değildir. Yapılan araştırmalar uçaklar ve uzay araçlarının PLC sistemlerini kullanabileceklerini göstermektedir [28, 29]. Kablo miktarı, karmaşıklık, bakım maliyeti ve güvenilirlik gibi konular düşünüldüğü zaman büyük araçlara PLC uygulanması birçok avantaj sağlayacaktır. Karbon emisyonlarına getirilen sınırlamalar ve küresel çapta artan çevre kirlilikleri teknolojinin yönünü elektrikli ve hibrit araçlara çevirmektedir. Elektrikli ve hibrit araçların yaygınlaşması, üretici firmaları bu alana yönelik çalışmalar yapmaya teşvik etmektedir. Gelişen teknolojik sistemlerin etkisi araç içi donanımlarda ve akıllı şarj istasyonlarında yaygın olarak görülmektedir [30]. Bu gelişmeler ışığında araç içi haberleşme ve güç iletim sistemlerinin oluşturduğu etkilerden daha az etkilenmek için PLC, iyi bir yöntem olarak benimsenmektedir [31]. Kablosuz çözümlerin aksine mevcut alt yapıyı kullanan PLC sistemleri, yüksek hızda haberleşme ve esneklik gerektiren otomotiv sektöründe kullanıma uygun güçlü bir aday olarak gösterilmektedir. Bu sistemler kamera görüntülerini medya araçlarına aktarabilmektedir, hızlı veri iletimi ve internet erişimi

sağlarken eğlence donanımlarını kontrol edebilmektedir ve araç bütününde bir kontrol ağı oluşturabilmektedir [32].

Otonom araç teknolojisi PLC sistemlerinin gelişmesini hızlandıran ateşleyici bir teknoloji olarak görülmektedir. Hali hazırda gelişen bu teknolojiye uygun aynı zamanda donanımı destekleyecek standartlar ve protokoller bulunmaktadır. Bu protokoller otonom araç teknolojisinde araç-arac arası iletişim, araç-çevre arası iletişim ve araç içi iletişim için önemli rol oynamaktadır. Günümüzde kablosuz araç haberleşmesi alanında Özel Kısa Menzilli İletişim (Dedicated Short-range Communications, DSRC) ve Hücrel Araçtan Her Şeye (Cellular Vehicle to Everything, C-V2X) iletişim standartları üzerine çalışılmaktadır [1]. Araçların otonom sistemler haline getirilmesi iletişim hızının ve kalitesinin iyileştirilebilmesi ile mümkündür. IEEE 802.11p standart olarak araçlarda kullanılmaktadır ancak otonom sürüş için gerekli olan yetkinlikleri tam olarak sağlayamamaktadır. DSRC ve C-V2X arasındaki fark Fiziksel Katman (Physical Layer, PHY) ve Ortam Erişim Kontrol Katmanı (Medium Access Control Layer, MAC) ile ilgilidir. DSRC, Kablosuz Bağlantı Alanı (Wireless Fidelity, Wi-Fi) teknolojisini kullanırken C-V2X Hücrel bağlantı teknolojisini kullanmaktadır. Bu durum DSRC için kısa mesafe haberleşmede avantaj sağlamaktadır. Ancak yoğun araç ortamında yeterli performansı gösterememektedir. C-V2X yüksek güvenlik yetkinliklerini sağlamamaktadır, ancak uzun bir aralıkta kapsama durumunu desteklemektedir. IEEE 802.11p ve C-V2X ile uygulanan sistemlerin geliştirmeleri devam ederken yapılan önemli iyileştirmeler ile IEEE 802.11bd , 5G Yeni Radyo (5. Generation New Radio, 5G NR) ve V2X otonom sürüşü destekler hale getirilmektedir [33]. IEEE 802.11p değiştirilmiş bir versiyon olup Wi-Fi olarak da bilinmektedir. Yüksek mobilite yapısından dolayı araçlarda tercih edilmektedir ve DSRC teknolojisinde temel standarttır [34]. 5G sistemlerinin yakın gelecekte birçok kişi tarafından bağlantı amaçlı kullanılacağı tahmin edilmektedir. Güvenilir ve düşük gecikme süreli sistemler için 5G NR çalışmaları günümüzde devam etmektedir. Çalışmaların otonom araçlar özelinde yüksek performans sağlanması beklenmektedir. C-V2X standardı gibi hücrel olan 5G NR hali hazırda dağıtımda olan C-V2X alt yapısını kullanan araçlarda ilerleyen zamanlarda kullanılabilir.

Kablolu araç haberleşmesi alanında da çeşitli protokoller ve uygulamalar mevcut sistemler üzerinde kullanılmaktadır. Araçlardaki alt sistemler kendi bünyelerinde bir veya daha fazla elektronik kontrol ünitesi bulundururken yaklaşık olarak 2500 değişken ve sinyal bu kontrol üniteleri yardımı ile diğer alt sistemlere iletilmektedir [35]. Alt sistemler

arasındaki bu iletişim için çeşitli haberleşme yöntemleri kullanılmaktadır. Bunun sebebi farklı araç sistemlerinin farklı gereksinimlere ihtiyaç duymasıdır. Yerel bağlantı ağı (Local Interconnect Network, LIN) ve Denetleyici alan ağı (Controller Area Network, CAN) haberleşmesi günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır. LIN 20 KBps hızlarında haberleşme sağlanabilen ve ucuz uygulama olanağı sunan bir araç içi ağı olarak bilinmektedir. Bu yapı koltuk, ışık, klima ve camlar gibi genel cihazların kontrolünde kullanılmaktadır. CAN güvenli ve daha hızlı bir yapı olarak LIN hatlarıyla birlikte kullanılan bir teknolojidir. LIN üzerinden gelen komutların diğer alt sistemlere iletilmesinde büyük rol oynamaktadır. Avrupa ve Amerika için birçok farklı CAN sürümü mevcut araçlarda kullanılmaktadır. LIN ve CAN birbiri arasında farklı avantajlara sahip olan haberleşme protokollerini ifade etmektedir. Bu avantajlar genel olarak iletim hızı, güvenlik ve maliyet olarak farklılaşmaktadır. LIN, CAN ve diğer protokollerin haberleşme yapısı ağ şeklindedir. Araç içi sistemlerde haberleşme karmaşasını en aza indirmek için genellikle bu yapılar tercih edilmektedir. Bu ağ içerisine dahil edilen farklı protokollerde kolay birleştirilebilir olma, hızlı haberleşme, düşük hata oranı ve düşük maliyet gibi özellikler aranmaktadır. Mevcut kablolu ve kablosuz haberleşme yöntemlerinin yanında PLC sistemleri belirtilen düzeylerde düşük gecikme süresi, güvenilirlik, düşük maliyet ve kolay kurulum sağlayabileceğinden iyi bir alternatif olarak görülmektedir. Ancak araç içi haberleşmenin dışında otonom teknolojisinin gereği çevre ile haberleşmede kablosuz yöntemlerin büyük avantajlara sahip olduğu gösterilmektedir.

Standart araçların daha akıllı ve enerji verimli hale gelmesi için birçok donanım ve bu donanımlar arasında yüksek hızlı haberleşmenin gerekeceği öngörülmektedir. Bu donanım ve haberleşme sistemlerinin kurulumu araçlarda kablolamadan kaynaklı ağırlık artışına neden olmaktadır. Günümüz araçlarının içerisinde bulunan kablo alt yapısı ve donanımlar, motor ve vites kutusundan sonraki üçüncü en ağır kısım olarak ifade edilmektedir [32]. Standart boyutlardaki bir araç, yeni teknolojik gelişmelerle birlikte içerisinde yaklaşık 200 adet bağlantı noktası bulunmaktadır. Bu bağlantı noktaları arasındaki kablo uzunlukları kilometre mertebesi ile ifade edilebilmektedir [36]. Elektrikli araçlardaki bir diğer husus ise kullanılan bataryalardır. Elektrikli araçların en önemli bölümlerinden biri olan lityum bataryalar çalışma şartlarına göre farklı kimyasal özellikler göstermektedirler. Bu durumdan kaynaklı olabilecek aksaklıkların kontrol edilmesi için araçlarda Batarya Yönetim Sistemi (Battery Management System, BMS) bulunmaktadır. Yaklaşık 400 adet lityum pilin kontrol edilmesi için BMS ile bağlantılı olması

gerekmektedir [37]. Pillerden veri alınabilmesi için kurulan bu sistem araç içi kablolama maliyetini ve ağırlığını artırmaktadır. Bu durumla birlikte araçlardaki kablolama ağırlığı artarken kablo sistemleri için gerekli olan bakım maliyetleri de artmaktadır. Kablolamanın ortaya çıkardığı bir etki olarak düğüm noktalarında kullanılan soketler de neden oldukları hacimsel büyüklük ile araçlardaki alan tasarımını oldukça zor hale getirmektedir. Sistemdeki haberleşmenin enerji hattı üzerinden sağlanabilmesi bu sorunları ortadan kaldıracak alternatif bir çözüm olarak görülmektedir.

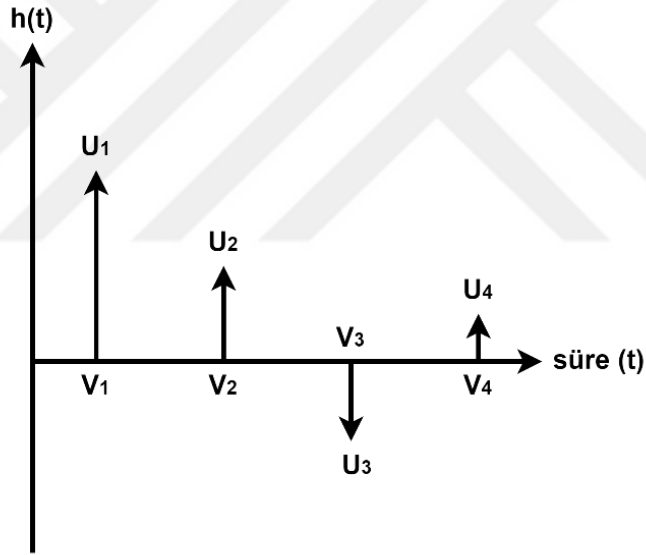
Araç içi enerji hatlarında haberleşme yapmanın avantajlarının yanında zorlu ortam koşulları da göz ardı edilmemelidir. PLC kanalları çok yollu bir ortam ile ifade edilmektedir [38]. Hat üzerinde iletişim sağlanması için hattın sahip olduğu yüksek kanal zayıflatmasının ve bununla beraber yüksek gürültünün iyi modellenmesi gerekmektedir. İçten yanmalı motora sahip olan araçlar kullanılan aküden dolayı az bağlantı sayısı ve tek bir kablo ile karakterize edilmektedir. Elektrikli araçlar ve içten yanmalı motora sahip araçlar arasında PLC uygulamalarında kablolamadan ve donanımdan kaynaklı farklı durumlar gözlemlenmektedir. Standart motorlu araçlardaki gürültüler genellikle bujilerin tetiklenmesi ve kontrol sistemlerinden kaynaklanmaktadır [39]. Elektrikli ve hibrit araçlarda kontrol üniteleriyle birlikte sürücüler ve çeviriciler PLC sistemlerine gürültü açısından daha zor bir ortam oluşturmaktadırlar [40]. Bu durum elektrik motorunu kontrol etmek için oluşturulan ek bir alt sistemi ile doğrudan ilişkilendirilmektedir. Verimli iletim sağlayabilmek ve uygun bir tasarım oluşturabilmek için gürültü parametreleri büyük önem taşımaktadır [32]. PLC ile iletim yapılacak iki nokta arasında kanal zaman ve frekans uzayında belirlenmiş bir kutu olarak düşünülmektedir. Bu kutu içerisindeki transfer fonksiyonu ölçülerek veya bağlı kablo dizilerinin modeli çıkartılarak hesaplanabilmektedir. Ancak yüklerin sahip olduğu empedans değeri sürekli değişkenlik göstermektedir ve transfer noktalarının bağlı olduğu düğümlere göre değişmektedir. Bu sebeplerden dolayı kanal transfer fonksiyonu istatistikî durumları kapsmalıdır ve yansılardan dolayı PLC kanallarının frekans seçici durumu göz ardı edilmemelidir [41]. Kanalın zorlu koşullarını oluşturan bir diğer etken ise elektromanyetik uyumluluk (Electromagnetic Compatibility, EMC) olarak bilinmektedir. PLC sistemlerinde verimli veri iletimi için iyi bir EMC sağlanmalıdır. PLC hatları çevreyi minimum düzeyde etkilemeli ve çevre koşullarından da olabildiğince az etkilenmelidir. Standartlar ile belirlenen EMC kullanım sınırları içerisinde olmalıdır.

Gelişen yapısı ve araştırmaya açık konuları ile araç içi PLC sistemleri literatürde birçok araştırmacıya ilgi çekici çalışma alanları sunmaktadır [6, 36, 42-47]. Alanda yapılan çalışmalar genellikle içten yanmalı motorlar ile çalışan arabalar üzerine yapılırken son zamanlarda elektrikli araba teknolojisinin hızlanması ile çalışma alanları bu tarafa yönelmektedir. İçten yanmalı motora sahip olan araçlar üzerindeki haberleşme kanalının analizleri [6, 42, 43] numaralı çalışmalarda yapılmaktadır. Gelişen teknolojiye uygun olarak hibrit ve elektrikli arabalar üzerinde ki düşük gerilim hattı kanal parametreleri [45, 47] numaralı çalışmalar ile incelemektedir. Klasik içten yanmalı motora sahip araçlardaki gerilim pozitif hat üzerinden elektronik ekipmanlara giderek araç gövdesi üzerinden geri dönmektedir. Bu durum sistemi gürültülere, elektromanyetik bozulmalara ve girişimlere karşı sistemi savunmasız hale getirmektedir. Hibrit ve elektrikli araçlarda pozitif hattan elektronik cihazlara giden gerilim negatif hat üzerinden geri dönmektedir böylece sistem veri iletimi için daha güvenli hale gelmektedir. Otomotiv sektöründe kullanılan PLC sistemlerinin olumlu ve olumsuz yönleri [5] numaralı çalışmada verilmektedir. Bununla birlikte bir araç üzerinde kullanılacak olan PLC sistemlerinin kullanıma uygunluk gibi özellikleri hakkında fizibilite çalışması [48]'te gösterilmektedir. PLC sistemlerine olan ilgi endüstriyel alanlarda yapılan çalışmalar ile ifade edilebilmektedir. Endüstriyel alanda araçlar ile ilgili PLC patentleri [49-51] numaralı çalışmalarda anlatılmaktadır. Endüstriyel alanda hızlanan çalışmalar beraberinde standart haberleşme yöntemlerini de getirmektedir [52]'de PLC sistemleri ile ilgili standartlar gösterilmektedir. Elektrikli araçlar üzerinde yapılan çalışmalardan bir diğeri ise [47]'dir. Çalışmada 70 km/s hıza ulaşabilen bir elektrikli aracın DC/DC dönüştürücüsü üzerinden gürültü ve kanal analizi yapılmaktadır. PLC sistemlerinde veri iletimini daha verimli hale getirmek için OFDM kullanımı [53]'de gösterilirken araç içi güç hatlarının PLC sistemleri için kullanılabilir olduğu ifade edilmektedir. Literatür çalışmaları sadece elektrikli arabalar ile ilgili çalışmalara yoğunlaşmamaktadır. Bu tip araçların yanında trenler ile ilgili [54]'da, aviyonik sistemler ile ilgili [55, 56]'de ve gemiler için [57, 58]'de çeşitli araştırmalar yapılmıştır.

1.4. Kanal Modeli

Popüler bir konu olan PLC sistemleri ile ilgili birçok araştırma ve çalışma yapılmaktadır [38, 59]. Dünya üzerindeki internet kullanımının son yıllarda artması ile halihazırda kullanılan iletişim kanallarının uygulama açısından yetersizliğini ortaya

çıkarmaktadır. PLC sistemleri dış ortam, ev ortamı ve araç içi uygulamalarda diğer haberleşme tekniklerine alternatif olarak ortaya çıkmıştır. Ancak haberleşme kanalında bulunan dallanma sayısının fazlalığı ve bunlardan kaynaklı olan yansımalar sistemin çalışmasını zorlaştırmaktadır ve performans düşüşüne neden olmaktadır. Mevcut sinyalin kalitesini yükseltebilmek için kanal parametrelerinin doğru olarak bilinmesi gerekmektedir. Literatürde araç içi PLC hatlarındaki çok yolluluk durumundan dolayı çok yollu kanal modeli kullanılması önerilmiştir [17]. Enerji hatlarında haberleşme yaparken sinyal tek bir hat boyunca ilerlememektedir. Dallanma yapısının olması durumunda gönderilen sinyal alıcıya ulaşana kadar birçok kol üzerinde ilerlemeye devam etmektedir. Alıcı tarafa ulaşan sinyal bu kısımda sonlandırılmaktadır. Ancak sinyalin dağıldığı diğer kollardan bir kısım geri yansımalar görülmektedir.

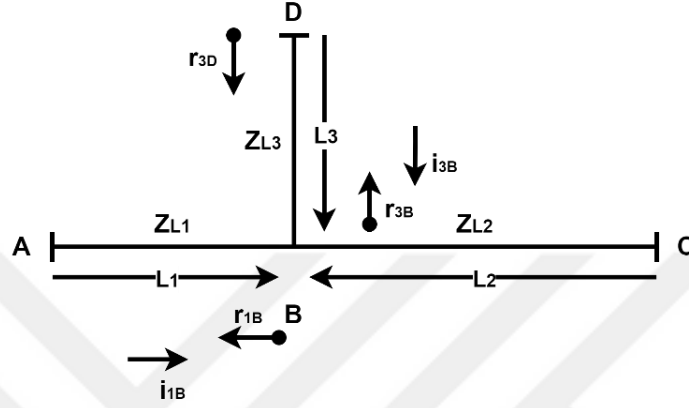


Şekil 1. Çok yollu kanalın birim vuruş tepkesi

Bu tür yansımalarından dolayı alıcı tarafta elde edilen işaret farklı yollardan alıcıya gelen sinyallerin toplamı şeklinde ifade edilmelidir. Şekil 1’de V_1, V_2, V_3, V_4 yollara ait olan gecikmeyi gösterirken U_1, U_2, U_3, U_4 genlik değerlerini göstermektedir. Kanala ait birim vuruş tepkesi $h(t)$ bağıntı-1 ile gösterilmektedir.

$$h(t) = \sum_{i=1}^N U_i \delta(t - V_i) \quad (1)$$

Araç içi PLC sistemlerinde birçok elektronik cihaz ve sensörün birbirine bağlı olması durumu sistem içerisinde çok yolluluk meydana getirecektir. Şekil 2’de çok yollu kanal modelinin tek dallı örneği gösterilmektedir.



Şekil 2. Çok yollu kanalın tek dallı örneği

Şekil 2’de A, B, C ve D düğüm noktaları gösterilmektedir. A düğümü ve C düğümü arasındaki hat uzunlukları L_1 , L_2 , L_3 olarak ifade edilirken bu bölüm için empedanslar Z_{L_1} , Z_{L_2} , Z_{L_3} olarak tanımlanmaktadır. Gönderilen sinyalin tamamının iletilebilmesi için hattın doğru bir şekilde sonlandırılması gerekmektedir. Bu nedenle hatta Z_L (hattın karakteristik empedansı) ile aynı değerde yük bağlanmaktadır. Tek dallı yapıda A ve C noktaları doğru sonlandırılırken D noktası sonlandırılmamaktadır. B ve D noktaları için yansımaya faktörleri r_{1B} , r_{3D} , r_{3B} olarak ifade edilebilmektedir. i_{1B} , i_{3B} ifadeleri ise iletim faktörü olarak adlandırılmaktadır.

Şekil 2’de A ve C ile temsil edilen noktalar arasında sonsuz adet yayılım yolu gözlenebilmektedir ($A \rightarrow B \rightarrow C$, $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$, $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$ vb.). $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$ yayılım yoluna bakıldığında zaman A noktasından iletilen sinyalin bir kısmı C ve D noktalarına gitmektedir. D noktasından yansıyan sinyal B noktasına geldikten sonra A, D ve C noktalarına tekrar yansımaktadır. A ve C noktalarına ulaşan sinyaller bu noktalarda sonlanırken D noktasındaki sinyal B noktası ile sonsuz bir döngüye girmektedir.

Her yolun yol boyunca yansımaya faktörü ve iletim faktörünün çarpımı w_i ağırlık faktörüne eşittir [60]. Enerji iletim sistemlerinde iletim hattına 2 veya daha fazla kablunun

paralel olarak bağlanması durumunda oluşan empedans ile iletim hattının karakteristik empedansı karşılaştırıldığında karakteristik empedansın büyük olduğu ifade edilmektedir. Bağlantı noktalarındaki empedans kaynaklı uyumsuzluk iletim faktörü ve yansıma faktörünün mutlak büyüklüğünün 1 veya daha küçük olması durumunu göstermektedir.

$$|w_i| \leq 1 \quad (2)$$

Sonsuz sayıda yayılım yolunun neden olduğu hesaplama karmaşasını ortadan kaldırmak için yayılım yolu bir limit sayısı ile sınırlandırılmaktadır. Yayılım yolunun uzunluğundan dolayı sinyal zayıflaması artmaktadır ve w_i değeri sifıra yaklaşmaktadır. Çok yollu kanal sayısını belirlerken N adet w_i değerine sahip baskın yayılım yolu seçilmektedir. Bu aşamada ağırlık faktörü w_i göz önünde bulundurulmaktadır. Yol hattında meydana gelen iletim ve yansıma sayısı ne kadar artarsa ağırlık faktörü o kadar küçülür. Yolların uzun olması daha yüksek zayıflama göstermelerine neden olmaktadır. Kablo kayıplarından kaynaklı zayıflama A bağıntı-3 ile gösterilmektedir.

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f)d_i} \quad (3)$$

Burada,

$$\alpha(f) = \alpha_0 + \alpha_1 f^k \quad (4)$$

İfadede α_0 ve α_1 zayıflama parametrelerini temsil ederken k üstel zayıflama çarpanını göstermektedir. $A(f, d)$ bu 3 parametre ile elde edilmektedir. Fazla sayıda dallı ve karmaşık yapılarda sinyal yayılımı benzer şekilde uygun yollara bölünebilir.

Sinyal iletimini etkileyen bir başka faktör ise gecikmedir. Gecikme ışık hızı, kablo uzunluğu ve malzemenin dielektrik katsayısı kullanılarak hesaplanmaktadır. Kablo kaynaklı kayıplar frekans ve uzunluk ile artan bir zayıflamaya neden olmaktadır. ϵ_r malzemenin dielektrik katsayısını, c ışık hızını ve d_i hat uzunluğunu ifade etmektedir [17].

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (5)$$

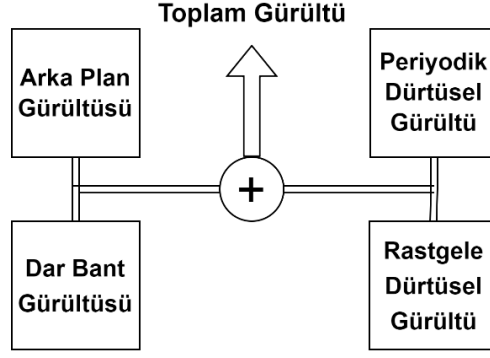
Formüller toplanıp birleştirildiği zaman elde edilen bağıntıdan çok yollu bir kanal için A noktası ve C noktası arasındaki frekans tepkisi elde edilmektedir. Bağıntıda w_i ağırlık faktörünü, $e^{-(a_0+a_1.f^k).d_i}$ zayıflama etkisini ve $e^{-j2\pi f(d_i/V_p)}$ gecikme etkisini ifade etmektedir.

$$H(f) = \sum_{i=1}^N w_i \cdot e^{-(a_0+a_1.f^k).d_i} \cdot e^{-j2\pi f(d_i/V_p)} \quad (6)$$

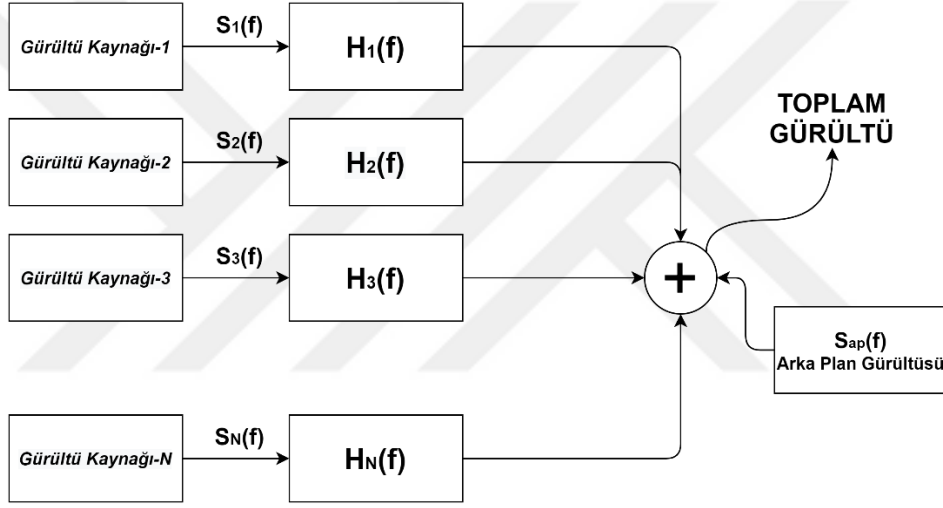
Bağıntılardan da anlaşıldığı gibi üstel ifadeye sahip olan $e^{-(a_0+a_1.f^k).d_i}$ zayıflatma etkisi, PLC sistem kanalında frekans arttıkça zayıflamanın artmasına neden olmaktadır ve kanalı alçak-geçiren bir kanal haline getirmektedir. Bunların yanında ifade içerisindeki frekans ve uzunluğun da zayıflama ile doğrudan etkili olduğu görülmektedir.

1.5. Gürültü Çeşitleri

Güç hattı haberleşme sistemlerinde performansı etkileyen temel unsurlardan biri de sistem içerisindeki gürültüdür. Araç içi PLC sistemlerinde gürültü 4 ana başlık altında incelenebilmektedir. Bunlar arka plan gürültüsü, dar bant gürültüsü, periyodik dürtüsel gürültü ve periyodik olmayan dürtüsel gürültü olarak ifade edilmektedir. Değişik özellikler sergileyen çok fazla sayıda cihazın güç hattı üzerinde bağlı olması gürültü oluşumuna ortam hazırlamaktadır. Kullanılan iletişim kanallarından farklı olarak PLC hattı beyaz gürültü ortamı ile temsil edilmemektedir [9]. Genellikle PLC hatlarında dürtüsel gürültü sistem üzerindeki hâkim gürültü modeli olarak gözlemlenmektedir. Empedans eşitlemesi, gürültü ve sinyal zayıflatması PLC sistemlerinin performansına doğrudan etki etmektedir. Bu nedenle PLC sistemlerinde gürültü ve kanal modeli üzerinde araştırmaların yapılması halihazırda bir ihtiyaç olarak görülmektedir [15, 61-64]. PLC sistemlerindeki toplam gürültü Şekil 3 ile gösterilmektedir.



Şekil 3. PLC sisteminde toplam gürültü



Şekil 4. Farklı gürültü kaynaklarının oluşturduğu toplam gürültü

Şekil 4'te enerji hattı haberleşme sistemlerinde alıcı ile kaynak arasındaki farklı gürültü kaynaklarının oluşturduğu girişim senaryoları gösterilmektedir. Güç hattında her bir elektronik anahtarlama gürültü oluşturmaktadır ve bu gürültü alıcıya farklı yolları izleyerek ulaşmaktadır. Bu durumdan dolayı her gürültü farklı bir iletim yolunun etkisinde kalmaktadır. Gürültü kaynaklarının oluşturduğu $S_i(f)$ i . sıradaki anahtarlamanın neden olduğu güç izge yoğunluğunu ifade etmektedir [65]. Alıcı tarafta güç izge yoğunluğu bağıntı-7'de olduğu gibi ifade edilmektedir.

$$S_{sw}(f) = \sum_{i=1}^N [S_i(f) |H_i(f)|^2] \quad (7)$$

S_{sw} anahtarlama kaynaklı gürültünün güç izge yoğunluğunu ifade etmektedir. Kanalin toplam gürültüsünün elde edilebilmesi için arka plan gürültüsünün eklenmesi gerekmektedir. Toplam güç izge yoğunluğu 8 numaralı bağıntı ile tanımlanmaktadır.

$$S_r = S_{ap}(f) + S_{sw}(f) \quad (8)$$

Alıcı taraftaki toplam güç izge yoğunluğu S_r ile ifade edilirken S_{ap} arka plan güç izge yoğunluğunu göstermektedir. Güç izge yoğunlukları cihazlara göre farklılık göstermektedir. Örneğin motorlar motor sürücüler ile kontrol edildiğinden yüksek frekans düzeylerinde genliği yüksek gürültüler oluşturmaktadır. Anahtarlama güç kaynağı kullanan sistemlerde anahtarlama frekansındaki harmonikler dışındaki frekanslarda daha düşük güç izge yoğunluğuna sahiptirler [65].

1.5.1. Arka Plan Gürültüsü

PLC sistemlerinde temel gürültü çeşitlerinden bir tanesi olan arka plan gürültüsü düşük güç spektral yoğunluğuna sahip bir gürültüdür. 30 MHz'e kadar olan frekanslarda parazitlenme şeklinde görülmektedir. Arka plan gürültüsünün yoğunluğu frekans arttıkça azalmaktadır. Düşük frekans düzeylerinde etkisi daha hissedilir bir duruma gelmektedir. Arka plan gürültüsüne çok sayıda düşük güçlü gürültülerin toplamı neden olmaktadır. Arka plan gürültüsü beyaz Gauss gürültüsü ile benzer özellikler göstermektedir [66]. Bu gürültü zaman alanı açısından rastgele olarak görülebilmektedir. Araç içi PLC sistemlerinde arka plan gürültüsü beyaz Gauss gürültüsü ile ifade edilmektedir.

1.5.2. Dar Bant Gürültüsü

Çalışmalarda dar bant gürültüsü genel olarak N bağımsız sinüzoidal fonksiyonun kombinasyonu şeklinde tanımlanmaktadır. Dar bant gürültüsü n_{nb} , 1-22 MHz aralığında değişkenlik gösteren kablosuz sinyallerin girişim yapmalarından kaynaklanan bir gürültü tipidir ve bağıntı-9'da olduğu gibi ifade edilmektedir.

$$n_{nb}(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (9)$$

Bağıntıdaki her bileşenin kendine ait frekans, genlik ve fazı bulunmaktadır. Genlik zamana göre sabit bir değer olarak görülürken, faz $[0, 2\pi]$ aralığında rastgele bir değer almaktadır. Dar bant gürültüsü Ters Hızlı Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) ile zaman düzleminde veya frekans düzleminde oluşturulabilmektedir. Şebeke sistemlerinde etkisi yoğun olarak görülen dar bant gürültüsü araç içi sistemlerde genellikle toplam sistem gürültüsüne eklenmemektedir.

1.5.3. Periyodik Dürtüsel Gürültü

Periyodik dürtüsel gürültü, DC güç kaynaklarındaki doğrultucular, triyak ve tristör temelli elemanlardan kaynaklanmaktadır. Bu gürültü maksimum birkaç mikro saniye düzeyinde görülmektedir [67]. Anahtarlama elemanlarının neden olduğu bu gürültü modeli yapısına göre 50kHz veya 200kHz frekanslarında ve katlarında oluşmaktadır.

1.5.4. Periyodik Olmayan Dürtüsel Gürültü

Enerji hattı haberleşmesinde periyodik olmayan dürtüsel gürültüler anahtarlama geçişlerinden kaynaklanmaktadır. Modellemesi diğer gürültü türlerine göre daha zordur. Bu tip dürtüsel gürültünün genliği çok yüksektir ve birkaç mikro saniye ile birkaç mili saniye arasındaki sürelerde değişiklik gösterir [67]. PLC sistemlerinde iletişim seviyesinde yüksek hızlara çıkmaya en büyük engellerden biri bu gürültü çeşididir. Sistem içerisinde ciddi bozulmalara neden olmaktadır.

Periyodik olmayan dürtüsel gürültü kHz seviyelerinden başlayıp 20MHz seviyelerine kadar olan güç izge yoğunluğuna sahiptir. Yapılan çalışmalarda bazı frekanslarda arka plan gürültüsüne kıyasla 50 dB'den daha fazla olduğu incelenmiştir [67].

1.6. Gürültü Modelleri

PLC sistemlerinde gürültü modelleri için literatürde farklı matematiksel modeller önerilmektedir. Bazı çalışmalar [68] tüm gürültüyü modellerken, bazıları ise bu gürültüleri gruplar halinde modellemeye uygundur [15, 67].

Middleton PLC sistemleri için kullanılabilir elektromanyetik girişimi istatistiksel ve fiziksel bir şekilde tanımlayacak bir model geliştirmiştir [69]. Bu çalışmada girişim 3 sınıf olarak incelenebilmektedir. PLC sistemlerinde Middleton'ın dar bant Class A gürültü modelinin kullanılması uygun olarak görülmektedir. Fazla sayıdaki parametreye sahip olan bu model anlık gürültüyü tek formül ile ifade edebilmektedir [68].

Dürtüsel gürültü için istatistiksel model yaklaşımları, gürültünün genliği, süresi ve aralarındaki sürenin olasılık yoğunluk işlevinin bulunması ile ilişkilendirilebilmektedir. Olasılık yoğunluk işlevinin tam olarak bilinmesi dürtüsel gürültünün oluşma sürecini tam olarak tanımlamak için yeterli olmamaktadır. Dürtüsel gürültünün rastgele oluşum sürecini tanımlamak ve modellemek için Markov Zinciri yöntemi kullanılabilir [67]. Çalışmalarda Bernoulli-Gauss gürültü modeli arka plan gürültüsü ve dürtüsel gürültüyü modellemek için sıklıkla tercih edilmektedir [20]. Karmaşık bir Gauss gürültüsü ile oluşturulan bu gürültü modeli olasılıksal bir yaklaşımı göstermektedir.

1.6.1. Middleton Class A Gürültü Modeli

Fiziksel çevrenin özellikleri göz önünde bulundurularak Middleton tarafından geliştirilmiştir. Birçok kaynağın girişimini bir arada ifade edebilmektedir. Middleton Class A gürültü modeli bağıntı-10'daki gibi ifade edilmektedir.

$$n(t) = n_i(t) \cos(2\pi f_c t) - n_q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (10)$$

Bu ifadede f_c merkez gürültü frekansıdır. Gürültünün dar bant bileşenleri $n_i(t)$ ve $n_q(t)$ 'dir. Bu bileşenlerin anlık değerleri Class A dağılımı ile modellenmektedir. Gürültünün dağılımı için kabul edilen olasılık yoğunluk ifadesi 11 numaralı bağıntı ile gösterilmektedir.

$$P_{nI}(y) = P_{nQ}(y) = \sum_{m=0}^{\infty} \left(e^{-A} \frac{A^m}{m!} \right) \times \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_m^2}\right) \right) \quad (11)$$

Bu ifadede olasılık yoğunluk varyansı σ_m^2 bağıntı-12'de gösterilmektedir.

$$\sigma_m^2 = P \frac{\left(\frac{m}{A}\right) + \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (12)$$

$$\Gamma = \frac{\sigma_{ap}^2}{\sigma_d^2}, \quad P = \sigma_{ap}^2 + \sigma_d^2 \quad (13)$$

n_{ap} ortalaması 0 ve varyansı σ_{ap}^2 olan arka plan gürültüsünü ifade ederken n_d ortalaması 0 ve varyansı σ_d^2 olan dürtüsel gürültüyü ifade etmektedir. Bu modelde kanal gürültüsünün Gauss dağılımına sahip ortalama gücün, dürtüsel gürültünün ortalama gücüne oranı Γ ile ifade edilmektedir. Gürültünün toplam varyansı P ile gösterilmektedir. Bağıntı-14'te Dürtüsel gürültü indisi A'nın değeri verilmektedir.

$$A = \frac{\mu}{T} \times T_{ort} \quad (14)$$

Bağıntıda μ çeşitli gürültü kaynaklarından kaynaklı süreçlerin sayısının ortalama değeridir. T_{ort} ise tipik bir sürecin ortalama değerini ifade etmektedir.

Middleton modeline göre farklı kaynakların sebep olduğu farklı zamanlarda salınan Possion dağılımlı gürültüler ve Gauss dağılımına sahip arka plan gürültüsü sistem içerisindeki toplam gürültüyü ifade etmektedir. Toplam gürültü bağıntı-15 ile belirtilmektedir. Her biri $n_d(t, \theta)$ ile gösterilen rastgele süreçler kanala etki etmektedir. Bu süreci ifade etmek için Possion dağılımı kullanılmaktadır.

$$n_t(t) = n_{ap}(t) + \sum_i n_d(t, \theta) \quad (15)$$

1.6.2. Markov Zinciri Modeli

Periyodik olmayan dürtüsel gürültünün doğru modellenmesi PLC sistemlerinde verimi artırmak için önemli bir aşamadır. Frekansı kHz mertebelerinden 20 MHz seviyelerine kadar ulaşabilen bu gürültü yüksek hızlı iletişimlere olumsuz etkilemektedir. Periyodik olmayan dürtüsel gürültü bağıntı-16 ile ifade edilmektedir.

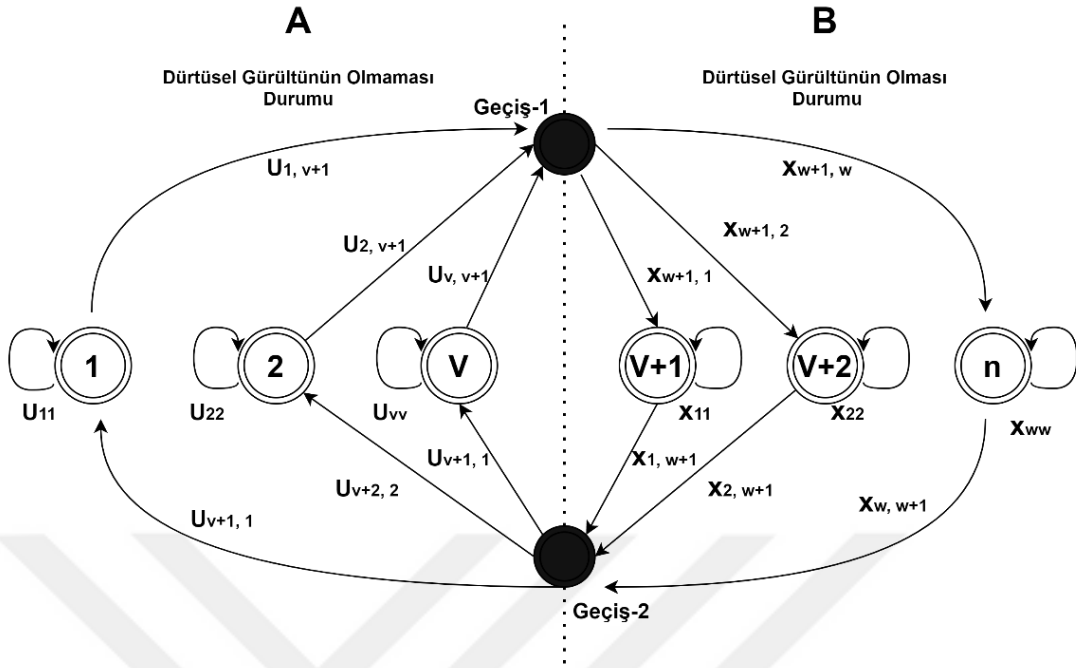
$$n_d(t) = \sum_{i=1}^N U_i \times \text{imp} \left(\frac{t - t_{arr,i}}{t_{w,i}} \right) \quad (16)$$

Dürtüsel gürültü süresi $t_{w,i}$ ile ifade edilirken iki dürtüsel gürültü arasında geçen süreyi $t_{arr,i}$ göstermektedir. U_i dürtüsel gürültünün genliğini ve $\text{imp}(t)$ dürtü işlevini belirtmektedir. Bu parametreler rastgele olup her biri ayrı olasılık yoğunluk fonksiyonu ile ifade edilmektedir.

Dürtüsel gürültü iki şekilde gözlemlenmektedir. Bunlardan ilki periyodik olan dürtüsel gürültüdür ve modellenmesi kolay bir gürültüdür. Diğer gürültü periyodik olmayan dürtüsel gürültüdür. Rastgele olaylardan kaynaklı olması sebebiyle olasılıksal modelleme gerekmektedir. Bu model oluşturulurken Markov zinciri kullanılması [67]'de önerilmektedir.

Markov zincirinde dürtüsel gürültü süreci n durumdan oluşmaktadır ve bu durumda süreç z_i ($i=1, 2, 3, \dots, n$) olarak tanımlanmaktadır. Süreç dürtüsel gürültü olma durumu ve olmama durumu olarak iki durumda açıklanmaktadır. Dürtüsel gürültü olmama durumu A ($i = 1, 2, \dots, v$) olarak ifade edilirken dürtüsel gürültü olma durumu B ($i = v+1, v+2, \dots, n$) olarak ifade edilmektedir [67]. Bağıntı-17'de $\Phi(k)$ dürtüsel gürültü olma ve olmama olayını göstermektedir.

$$\Phi(k) = \Phi(z(k) = z_i) = \begin{cases} 0, & i \in A \\ 1, & i \in B \end{cases} \quad (17)$$



Şekil 5. Dürtüsel gürültü için Markov Zinciri modeli

Markov zinciri modelinde iki adet bağımsız olasılık geçiş matrisi tanımlanmaktadır. Bunlardan ilki A durumundan B durumuna yapılan geçişi diğeri ise B durumundan A durumuna yapılan geçişi ifade etmektedir.

$$U = \begin{vmatrix} u_{1,1} & 0 & \dots & 0 & u_{1,v+1} \\ 0 & u_{2,2} & \ddots & \ddots & u_{2,v+1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & u_{v,v} & u_{v,v+1} \\ u_{v+1,1} & u_{v+1,2} & \dots & u_{v+1,v} & 0 \end{vmatrix} \quad (18)$$

$$G = \begin{vmatrix} x_{1,1} & 0 & \dots & 0 & x_{1,w+1} \\ 0 & x_{2,2} & \ddots & \ddots & x_{2,w+1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & x_{w,w} & x_{w,w+1} \\ x_{w+1,1} & x_{w+1,2} & \dots & x_{w+1,w} & 0 \end{vmatrix} \quad (19)$$

Verilen matrislerde U dürtüsel gürültü olma durumunu gösterirken G dürtüsel gürültü olmama durumunu göstermektedir.

Gürültü süresi t_w olması durumunda olasılık yoğunluğu cpf_w bağıntı-20'deki gibi ifade edilebilmektedir.

$$cpf_w(k) = \sum_{j=1}^w x_{w+1,j} \cdot x_{j,j}^k \cdot x_{jw+1} \quad k = 1,2,.. \quad (20)$$

Dürtüsel gürültüler arasındaki sürenin t_{arr} olması durumunda:

$$cpf_{arr}(k) = \sum_{j=1}^v u_{v+1,j} \cdot u_{j,j}^k \cdot u_{jv+1} \quad k = 1,2,.. \quad (21)$$

ile gösterilmektedir.

Gösterilen olasılık yoğunluk dağılımları üstel değerlerin toplamı şeklinde açıklanmaktadır. Bu durumda ölçülen sonuçlar direk olarak U ve G matrislerinde ağırlık değeri olarak kullanılabilir.

1.6.3. Bernoulli-Gauss Gürültü Modeli

PLC sistemlerindeki gürültü, güç kaynaklarındaki anahtarlamalar ve diğer elektronik elemanların etkisi ile oluşmaktadır. Sistem içerisindeki bu gürültü Gauss gürültüsü ile temsil edilememektedir ve uygulamalarda dürtüsel gürültü modelleri kullanılmaktadır [23]. Bernoulli-Gauss (Karışım-Gauss, Kontamine-Gauss) gürültü modeli PLC sistemlerinde gürültünün elde edilmesi için kullanılan modellerden biri olarak gösterilmektedir [20]. Bağıntı-22'de alıcı taraftan alınan sinyal gösterilmektedir.

$$r_k = s_k + n_{ap} + n_d \quad (22)$$

Bağıntıda r_k alıcı taraftan alınan sinyali ve s_k modüle edilerek alıcıya iletilen sinyali göstermektedir. Gürültü bileşenlerinden biri olan arka plan gürültüsü bağıntıda n_{ap} ile gösterilmektedir. Bu AWGN sıfır ortalamalıdır ve varyansı $2\sigma_d^2$ ile ifade edilmektedir. Dürtüsel gürültü ise n_d olarak gösterilip denkleme dahil edilmektedir. Bağıntıda dürtüsel

gürültünün bir Bernoulli-Gauss gürültü olduğu bilinmektedir ve bağıntı-23 ile ifade edilmektedir.

$$n_d = b_k n_g \quad (23)$$

Bağıntıda b_k Bernoulli sürecini temsil etmektedir. Bu süreç bir dizi ile ifade edilebilmektedir. b_k sıfırlar ve $\Pr(b_k = 1) = p$ olasılıkla 1 değerinin dizinin içerisine yerleştirilmesi ile oluşturulmaktadır. Kompleks bir beyaz Gauss gürültüsü olan n_g ortalaması sıfır ve varyansı $2\sigma_d^2$ ile ifade edilmektedir. Belirtilen diziler birbirinden bağımsız olarak kabul edilmektedir. Bu modelin kullanılması durumunda alıcı tarafta alınan veri üzerinde p olasılıklı ve n_g rastgele genlikli bir dürtüsel gürültü oluşmaktadır. Toplam gürültü bağıntı-24'teki gibi ifade edilmektedir.

$$n_t = n_{ap} + b_k n_g \quad (24)$$

Anahtarlama ve elektronik cihazların çalıştırılması ile oluşan dürtüsel gürültünün olasılıksal bir şekilde ifade edilmesi gerekmektedir. Toplam gürültü n_t , n_{ap} arka plan gürültüsü ile Bernoulli-Gauss gürültünün toplamı şeklinde ifade edilmektedir. Bu gürültü modelinde oluşturulan gürültü bir olasılık değerine bağlıdır ve p dürtüsel gürültünün var durumunu $1 - p$ dürtüsel gürültünün yok olduğu durumu belirlemektedir.

1.7. Gürültü Azaltma Yöntemleri

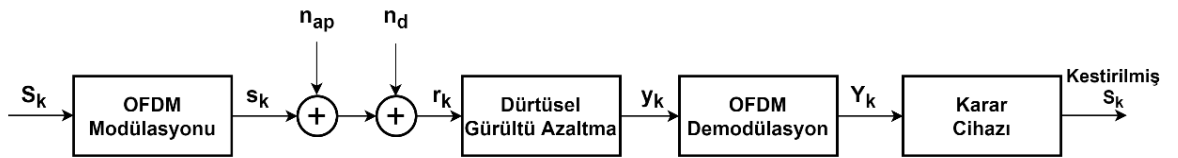
PLC sistemlerinde kanal zorluklarının yanında iletişim performansını etkileyen bir diğer faktör ise sistem içerisindeki gürültüdür. Araç içi PLC sistemleri ev içi sistemlere göre nispeten daha az gürültü bileşeni barındırmaktadır. Arka plan gürültüsü ve dürtüsel gürültü araç içi PLC sistemlerinde toplam gürültü yapısını ifade etmektedir. Arka plan gürültüsü beyaz Gauss gürültüsü olarak modellenirken sistem performansını önemli derecede etkileyen dürtüsel gürültü aynı şekilde modellenememektedir. Sistem içerisindeki elektronik ekipmanların anahtarlama sonucunda oluşan bu gürültü anlık tepe değerleri şeklinde gözlemlenmektedir ve olasılıksal bir yaklaşıma ihtiyaç duymaktadır. Çalışmada dürtüsel gürültü Bernoulli-Gauss gürültü modeli ile olasılıksal olarak oluşan karmaşık

değerli bir Gauss gürültüsü ile modellenmektedir. Dürtüsel gürültünün bastırılması PLC sistemlerinde verimi önemli ölçüde iyileştirmektedir. Yapılan çalışmalarda birçok yöntem sistem üzerindeki gürültüyü azaltmak için denenmektedir. Bu denemeler ışığında sıklıkla kullanılan yöntemler oluşturulduğu gibi yapılmaya devam eden çalışmalarla yeni iyileştirme teknikleri de ortaya çıkmaktadır.

1.7.1. Sıfırlama, Kırpma ve Sıfırlama-Kırpma Yöntemleri ile Gürültü Bastırma

Geniş bant PLC sistemlerinde OFDM yapısı, yüksek veri hızlarına ulaşılabilmek için kullanılmaktadır. Farklı sebeplerden dolayı oluşabilecek olan dürtüsel gürültüye karşı OFDM, gürültü gücünü alt taşıyıcılara yayarak sistemi gürültüye daha dayanıklı hale getirebilmektedir ancak yüksek güçlü dürtüsel gürültü sistem performansını OFDM yapısına rağmen düşürebilmektedir. Bu tür durumlar için sistem çeşitli uygulamalar ile gürültüye karşı daha dayanıklı hale getirilmektedir. Dürtüsel gürültünün etkisinin azaltılması için çeşitli çalışmalar yapılmaktadır [22]. Sıfırlama (Blanking), kırpma (Clipping), sıfırlama-kırpma (Blanking-Clipping) yöntemleri bunlara örnek olarak gösterilmektedir [23]. İşaret içerisindeki yüksek genlikli gürültü bileşenlerin belirlenmesi için bir eşik değeri kullanan bu yöntemler ile dürtüsel gürültünün tamamen sıfırlanması ya da belirli bir kısmının kırılması sağlanmaktadır. OFDM demodülatöründen önce yapılan bu uygulamalar sistem performansında gözle görünür bir artış hedeflemektedir.

Gürültü azaltma yöntemi, alıcı tarafta alınan verinin OFDM demodülatörüne girmeden önce içeriğindeki yüksek genlikli gürültü işaretlerinin sıfırlanarak veya kırılarak sistemdeki gürültünün bastırılması ve performansının artırılması esasına dayanmaktadır. Şekil 6'da gürültü azaltma yönteminin blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 6. Sıfırlama-kırpma yöntemleri için gürültü bastırma yapısı

Blok diyagramında S_k QAM modülasyonu yapılmış veriyi göstermektedir. OFDM bloğunda veri IFFT işlemi ile bağıntı-25'teki temel bant OFDM sinyallerine dönüştürülmektedir.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j \frac{2\pi k t}{T_s}}, \quad 0 < t < T_s \quad (25)$$

Bağıntıda N alt taşıyıcı sayısını gösterirken T_s aktif sembol aralığını göstermektedir. Bağıntı-26 gürültü azaltma bloğuna gelen veri r_k 'yi ifade etmektedir.

$$r_k = s_k + n_t, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (26)$$

Bağıntıda örneklenmiş olan $s_k = s(kT_s/N)$ ile gösterilmektedir. n_t ise gürültü bileşenini ifade etmektedir. Gürültü azaltma bloğunda sisteme sıfırlama, kırpma veya sıfırlama-kırpma işlemleri uygulanabilmektedir. Bu üç yöntem eşik değerlerine göre çalışmaktadır. Bağıntı-27, bağıntı-28 ve bağıntı-29'da yöntemlere ait blok çıktıları gösterilmektedir.

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T_h \\ 0, & |r_k| > T_h \end{cases}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (27)$$

$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T_h \\ T_h e^{j \arg(r_k)}, & |r_k| > T_h \end{cases}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (28)$$

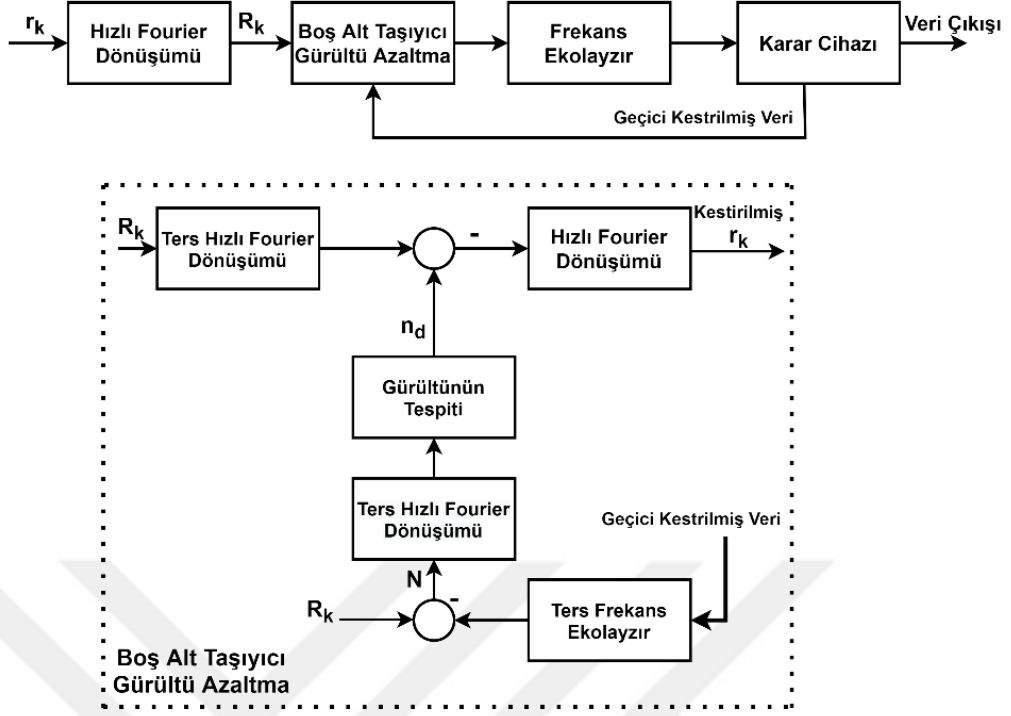
$$y_k = \begin{cases} r_k, & |r_k| \leq T_{h1} \\ T_{h1} e^{j \arg(r_k)}, & T_{h1} < |r_k| \leq T_{h2} \\ 0, & |r_k| > T_{h2} \end{cases}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (29)$$

Bağıntılarda T_h, T_{h1} ve T_{h2} yöntemlerin uygulanabilmesi için belirlenmiş olan eşik değerlerini göstermektedir. Gürültü azaltma bloğundan çıktıktan sonra OFDM demodülatörünün girişine gelen veri örnekleri y_k ile gösterilmektedir. Bağıntı-27 sıfırlama yöntemini gösterirken bağıntı-28 kırpma yöntemini göstermektedir. Bağıntı-29'da ise bu iki yöntemin birlikte kullanımı olan sıfırlama-kırpma yöntemini göstermektedir. Sıfırlama

yönteminde $|r_k|$ değerinin eşik değerinden küçük veya eşit olması durumunda sistem çıkışına r_k iletilmektedir aksi durumda ise çıkışa sıfır değeri gönderilmektedir. Bu yöntemde tamamen dürtüsel gürültü ile kirlenmiş olan r_k kullanılmamaktadır. Kırpma yönteminde ise $|r_k|$ sıfırlama yönteminde olduğu gibi eşik değerinden küçük veya eşitse çıkışa r_k iletilmektedir. Sıfırlama yönteminden farklı olarak kırpma işleminde eşik değerinin üstünde gelen $|r_k|$ için çıkışa $T_h e^{\text{jarg}(r_k)}$ iletilmektedir. Bu yöntemde işaretin açısı değiştirilmeden bastırılması sağlanmaktadır. Kırpma yönteminde kullanılan eşik değerinin sıfırlama yöntemine göre daha düşük olması beklenmektedir. İki yöntemin beraber kullanılması durumunda T_{h1} ve T_{h2} değerleri sistemin eşik değerlerini belirlemektedir. Gürültü azaltma bloğunun girişinde $|r_k|$, T_{h1} ile T_{h2} arasında ise kırpma işlemi uygulanmaktadır. T_{h1} 'den küçük veya eşit olması durumunda herhangi bir işlem yapılmazken T_{h2} 'den büyük olması durumunda ise sıfırlama yöntemi uygulanmaktadır. T_h değerlerinin optimum düzeyde seçilmesi sistem performansını artırmaktadır. Çok yüksek veya çok düşük seçilen eşik değerleri, sembol örneklerinin gereksiz olarak kırılmasına veya gürültü içeren bir işaretin sisteme karışmasına neden olabilmektedir. Sisteme ait eşik değerleri belirli bir SNR değerinde BER simülasyonu yapılarak elde edilebilmektedir. En düşük BER değerini sağlayan eşik değeri sistemin belirli bir SNR için optimize edilmiş eşik değerini göstermektedir.

1.7.2. Boş Alt Taşıyıcılar Yardımı ile Gürültü Tespiti ve Gürültü Bastırma

PLC sistemlerinde gürültünün azaltılması için sadece sıfırlama-kırpma yöntemleri kullanılmamaktadır. OFDM yapısında boş alt taşıyıcıların kullanılması [24] numaralı çalışmada dürtüsel gürültünün azaltılması için uygun bir yöntem olarak önerilmektedir. Şekil 7'de oluşturulmuş olan dürtüsel gürültü azaltma yapısının blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 7. Boş alt taşıyıcı yardımı ile gürültü bastırma yapısı

Sıfırlama yöntemi gürültü karışmış sinyal örneklerini sıfırlayarak sistem performansında bir artış sağlamaya çalışırken Şekil 7’de gösterilen boş alt taşıyıcılı gürültü azaltma yapısı gürültü işaretini tahmin ettikten sonra toplam sinyalden gürültü bileşenini çıkarmayı amaçlamaktadır. Alıcı tarafta alınan sinyal r_k FFT bloğundan geçirilir. Gürültü azaltma bloğundan önce R_k sinyalin kanaldan geçirilmiş ve gürültü eklenmiş hali bağıntı-30 ile gösterilmektedir.

$$R_k = \{H_f \cdot S\} + F_{n_d} + F_{n_{ap}} \quad (30)$$

Bağıntıda H_f kanalın frekans tepkesini göstermektedir. N bloklı Fourier dönüşümü F , $T=0, 1, 2, \dots, N-1$, n_d dürtüsel gürültü ve n_{ap} arka plan gürültüsünü temsil etmektedir. Tek taplı frekans uzayı ekolayzırı ile geçici olarak kullanılan kestirilmiş karar verisi \hat{S} hesaplanmaktadır ve bu durum için kanalın kusursuz olarak bilindiği varsayılmaktadır. Gürültü, toplam veriden kestirilmiş karar verisinin kanal ile çarpımının çıkarılması ile elde edilmektedir. Gürültü terimi bağıntı-31 ile gösterilmektedir.

$$\hat{N} = R_k - \{H_f \cdot \hat{S}\} \quad (31)$$

Dürtüsel gürültü azaltma bloğunun içinde \hat{N} 'nin yeniden oluşturulması için bir IFFT bloğundan geçirilmektedir. Daha sonra elde edilen \hat{n} terimleri dürtüsel gürültü tespit bloğunun içinde bu terimler bir eşik değeri ile karşılaştırılarak dürtüsel gürültü tespit edilmeye çalışılmaktadır. Dürtüsel gürültünün eşik değeri ile tespiti bağıntı-32'de gösterilmektedir.

$$\hat{n}_d = \begin{cases} 0, & |\hat{n}| \leq T_{hd} \\ \hat{n}, & |\hat{n}| > T_{hd} \end{cases} \quad (32)$$

Dürtüsel gürültünün tespiti için oluşturulan bağıntıda \hat{n}_d tahmini yapılmış olan dürtüsel gürültü vektörünü göstermektedir. Eşik değeri T_{hd} ile ifade edilirken, eşik değerine eşit veya daha küçük olan örnekler gürültü olarak kabul edilmez sadece eşik değerini aşan değerler dürtüsel gürültü olarak nitelendirilmektedir. Sıfırlama-kırpma yöntemlerinin aksine bu yöntemde sadece gürültü içeren terimler dikkate alınmaktadır. Bu karşılaştırma yapılırken ortaya çıkabilecek olan yanlış durumlar için olasılık ifadesi bağıntı-33 ile gösterilmektedir.

$$O_f = \text{erfc} \left(\frac{T_h}{\sigma_{ap} \sqrt{2}} \right) \quad (33)$$

Dürtüsel gürültünün tespiti sırasında yanlış bir karar verilmesinin olasılığı O_f ile ifade edilmektedir. Eşik değeri T_h ters tamamlayıcı hata fonksiyonu ile hesaplanabilmektedir. Gürültü karışmış olan işaret r_k ve \hat{n}_d tespit edilmiş gürültü bileşeni olduğundan dolayı işaretin gürültüsüz hali bağıntı-34 ile ifade edilebilmektedir.

$$\tilde{r}_k = r_k - \hat{n}_d \quad (34)$$

Kestirilmiş olan karar ifadesi \hat{S} , gürültü \hat{n} 'nin zaman uzayında hatalı olmasından dolayı birçok hatalı ifade bulundurabilmektedir. \hat{S} 'ye IFFT işlemi uygulandığı zaman gürültü bileşenleri bağıntı-35 ile gösterilmektedir.

$$\hat{n} = \widehat{hd} + n_d + n_{ap} \quad (35)$$

Dürtüsel gürültü n_d ve arka plan gürültüsü n_{ap} ile ifade edilirken hatalı geri dönüşler \widehat{hd} ile ifade edilmektedir. Bu hatalı geri dönüşler sistem performansı için değerlendirilmektedir ve bunun sonucunda yüksek SNR bölgelerinde ihmal edilebilirken düşük SNR bölgelerinde bu durumun tam tersi olduğu gözlemlenmektedir. Düşük SNR bölgesinde yanlış kararlar verilmektedir ve IFFT işleminden dolayı \widehat{hd} Gauss dağılımlı olarak kabul edilmektedir. Hatalı kararlardan en az etkilenmek için sistem içerisinde birkaç iterasyon yapılması gerekmektedir.

Gürültü azaltma yapısında haberleşme performansını arttırmak boş alt taşıyıcılar kullanılmaktadır. Dürtüsel gürültü bileşenleri alıcı tarafta alt taşıyıcılardaki tüm frekanslara yayılmaktadır. Boş alt taşıyıcılar ile herhangi bir işaret gönderilmediğinden içeriğindeki değer sadece gürültü ifadesini barındırmaktadır. Boş alt taşıyıcılardaki gürültü ifadesi bağıntı-36 ile ifade edilmektedir.

$$R_{k_\varepsilon} = F_\varepsilon n_d + F_\varepsilon n_{ap} \quad (36)$$

Boş alt taşıyıcıların kümesi ε ile gösterilmektedir. Bu alt taşıyıcılar üzerinde karar hatası \widehat{hd} bulunmadığı için dürtüsel gürültünün belirlenmesine yardımcı olmaktadır. Günümüz PLC sistemlerinde haberleşme için tüm spektrum kullanılmamaktadır. Bu uygulama sistemi girişim etkilerinden koruma amacıyla yapılmaktadır [70]. PLC sistemlerinde istenmeyen frekans bantlarında haberleşme yapılmaması için o bantlara maskeleye uygulanmaktadır ve bu yöntemin OFDM sistemlerinde karşılığı ise frekanslara karşılık gelen alt taşıyıcıların boş bırakılmasıdır. Boş alt taşıyıcıların kullanıldığı bu gürültü azaltma yöntemi ile sistem performansında artış gözlemlenmektedir [24].

1.7.3. Boş Alt Taşıyıcı Yardımı Olmadan Gürültü Tespiti ve Gürültü Bastırma

PLC sistemlerinde gürültünün azaltılması haberleşme performansını artırmaktadır. Uygulanan çeşitli yöntemler ile günümüz PLC sistemlerinde sistem içerisindeki dürtüsel gürültünün azaltılması sağlanmaktadır. Sıfırlama-kırpma yöntemleri ve boş alt taşıyıcı kullanılarak uygulanan yöntemlerin yanında bu çalışmada boş alt taşıyıcı yardımı olmadan

gürültü tespiti ile gürültü bastırma yapısı önerilmektedir. Şekil 7 ile gösterilen boş alt taşıyıcı yardımı ile yapılan gürültü bastırma sistemi OFDM kullanımı ile tüm taşıyıcılara yayılmış olan gürültünün boş alt taşıyıcılara denk gelen bölümlerinde gürültünün tespit edilip alınan işaretten çıkarılması esasına dayanmaktadır. Çalışma içerisinde ayrıca Şekil 7 ile gösterilen gürültü bastırma yapısı boş alt taşıyıcı kullanılmadan uygulanmaktadır.

Boş alt taşıyıcı kullanımı, sistem içerisindeki geri dönüş hatalarından etkilenmeden boş alt taşıyıcılar üzerinde oluşan gürültü işaretini elde etmek için kullanılmaktadır. Bu durum kullanılan yapıda gönderilecek olan bilgi işareti sayısının azalmasına sebep olmaktadır. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan oluşturulan yapıda bağıntı-36'da gösterildiği gibi sadece gürültü ifadesi bulunmamaktadır ve bu taşıyıcılar ile veri iletimi gerçekleştirilmektedir. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan oluşturulan sistemde kanaldan geçerek gürültü eklenen R_k bağıntı-30 ile gösterilmektedir. Kanalın mükemmel olarak bilindiği varsayılan sistemde gürültü ifadesi bağıntı-31 ile gösterildiği gibi alınan işaretten geçici kestirilmiş karar verisinin kanal ile çarpımının çıkarılması sonucunda elde edilmektedir. Ters Fourier dönüşümü yapılan gürültü işareti zaman düzleminde bağıntı-32 ile gösterildiği gibi bir eşik değeri ile kıyaslanmaktadır. Eşik değerinden yüksek olan işaret gürültü bileşenlerinin varlığını ve alınan işaretten çıkarılması gerektiğini ifade etmektedir.

Oluşturulan yapıda boş alt taşıyıcıların olmaması sebebi ile gürültü tespitinde gönderilmek istenen işaretlerde bulunmaktadır. Bu durum teorik olarak BER-SNR analizinde performans düşüşü beklentisi oluşturmaktadır. Bu düşüş beklentisine karşılık boş taşıyıcıların olmaması sistemde daha fazla işaretin taşınmasını ve doğru haberleşme hızının artmasını sağlayacaktır. Doğru haberleşme hızı (Throughput) birim zamanda alınan doğru işaret miktarını göstermektedir ve bağıntı-37'de T_p ile ifade edilmektedir.

$$T_p = (1 - BER) \cdot R \quad (37)$$

Bağıntıda R veri hızını ifade etmektedir. N adet sembol göz önünde bulundurulduğu zaman veri hızı bağıntı-38 ile ifade edilebilmektedir.

$$R = (N \cdot \log_2(M)) / (N \cdot T_s) \quad (38)$$

$$T_s = N / (2 \cdot B) \quad (39)$$

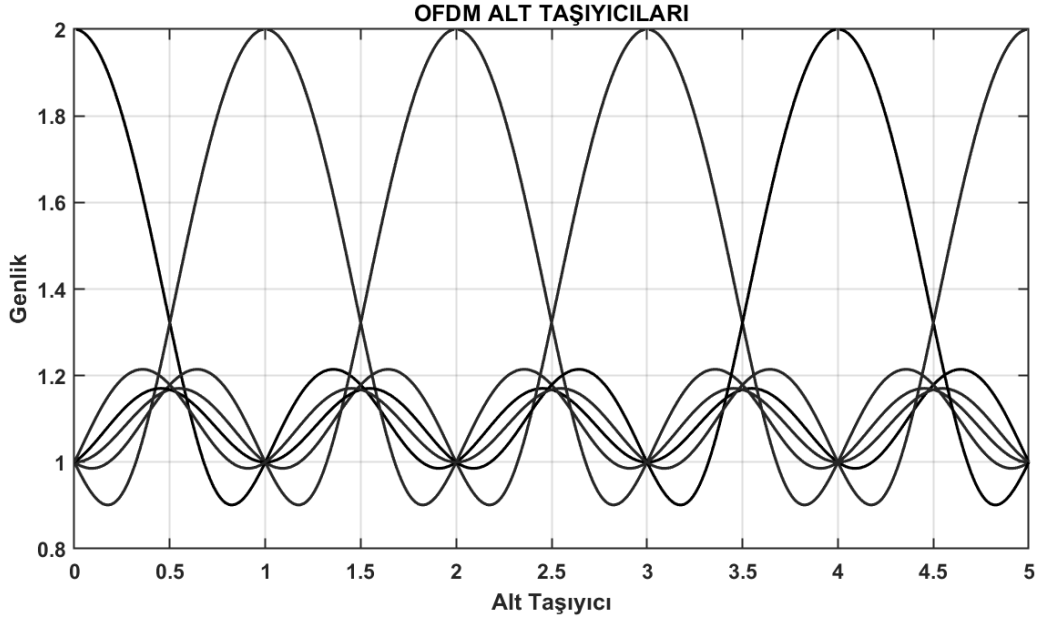
Bağıntıda M yıldız diyagram noktalarını, T_s sembol süresini ve B bant genişliğini ifade etmektedir. Boş alt taşıyıcı kullanılan yapıda $N = N - N_\epsilon$ olarak hesaplandığından R veri hızının düşmesi ve buna bağlı olarak doğru haberleşme hızının düşmesi beklenmektedir. Boş alt taşıyıcı kullanılmadan oluşturulan yapıda BER performansındaki oluşacak olan düşüşün yanında doğru haberleşme hızında artış beklenmektedir.

1.8. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM)

Çok taşıyıcılı sistemler gelişen teknoloji ile birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tür sistemlerin temel prensibi haberleşmedeki veri iletimini birden fazla alt taşıyıcıya bölerek birden fazla kanal üzerinden haberleşme sağlanmaktadır. Alt kanalların her birinin bant genişliği sistemin toplam bant genişliğinden çok düşüktür aynı zamanda alt kanallardaki veri hızı da toplam veri hızından düşük olarak ifade edilmektedir. Ancak bu alt kanallar düşünülenin aksine yan yana olmak zorunda değildir ve bu özelliği sayesinde geniş haberleşme spektrumlarına ihtiyaç duymamaktadır. Veri hızı, bant genişliği ve düşük girişim gibi özellikleri ile çok taşıyıcılı sistemler birçok kablosuz haberleşme yönteminde aktif olarak kullanılmaktadır. Sürekli gelişen yapısı ile de yeni haberleşme yöntemleri için öncü olmaktadır. Çok taşıyıcılı sistemler için birçok yöntem geliştirilmektedir. Geliştirilen bu yöntemlerin ortak noktası ise geniş bir bant üzerine yayılmış olan haberleşme kanalının, dikgenliği korunan alt kanallara bölünüp paralel veri iletiminin sağlanmasıdır. Frekans kayması gibi istenmeyen durumlar ise alt kanalların dikgenliğini bozmaktadır ve bu durum sistem performansını olumsuz olarak etkilemektedir. Ancak diğer yöntemler ile kıyaslandığında çok taşıyıcılı sistemler girişimlerden az etkilenen yapısı ise yüksek hızlı haberleşme sistemlerinde daha aktif olarak kullanılmaktadır.

Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama, (Ortogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) yüksek hızdaki veri akışını eş zamanlı olarak daha düşük hızlardaki alt taşıyıcılardan gönderirken toplam hızı değiştirmeyen bir modülasyon yöntemidir. Yüksek hızlardaki verinin paralel olarak iletilebilmesi için alıcıda karmaşık denkleştiriciler ile semboller arası girişimin (Inter Symbol Interference, ISI) etkilerinin azaltılması gerekmektedir. OFDM modülasyonu ile bu etkiler ortadan kaldırılabilir [71]. OFDM sembollerinde Periyodik Ön ek (Cyclic Prefix, CP) yardımı ile semboller arası girişim önlenmektedir. OFDM sistemlerinde spektrumların birbiri üzerine gelmesi ve alt

taşıyıcıların dikgenliği sayesinde bant genişliğinde verimli düzeylere ulaşılmaktadır [71]. OFDM modülasyon sistemleri bantların ayrıştırılabilmesi bakımından esnek bir yapı sergilemektedir [72]. Bu esnek yapı farklı alt taşıyıcılar sayesinde oluşmaktadır. Enerji iletim hattı haberleşmelerinde OFDM iyi bir seçenek olarak görülmektedir. Bu durumun nedeni ise iyi tasarlanmış hata düzeltme yöntemleri ile dürtüsel gürültü üzerinde oldukça etkili olmasıdır. OFDM tekniği kullanılan PLC sistemlerinde yapılan bazı çalışmalarda 500kHz ile 3MHz frekans aralığı kullanılmaktadır [73]. OFDM dijital video aktarım ve Wi-Fi uygulamalarında sıkça kullanılmaktadır. OFDM hem bir modülasyon hem de bir çoğullama yöntemidir. Çok sayıda alt taşıyıcı kullanılması durumunda dar bant taşıyıcıları hemen hemen düz frekans cevabı göstererek alıcı tarafta kanal dengeleme durumunu basitleştirmektedir [74]. Çok taşıyıcılı sistemler Fourier dönüşümü ile daha verimli üretilebilir hale gelmiştir. OFDM sistemlerinde de aynı şekilde alt taşıyıcıların üretilebilmesi için hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) kullanılmaktadır. FFT ayrık zaman düzleminde ayrık frekans düzlemine hızlı geçiş sağlamaktadır. Aynı şekilde ters hızlı Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform) ayrık frekans düzleminde ayrık zaman düzlemine geçişi sağlamaktadır [75]. Şekil 8'de OFDM alt taşıyıcıları zaman ve frekans düzlemlerinde gösterilmektedir.



Şekil 8. Frekans düzleminde OFDM alt taşıyıcıları

OFDM sistemlerinin çeşitli avantajları PLC sistemleri için göz ardı edilmemelidir. OFDM sistemleri dar bant girişimlerine karşı oldukça dayanıklı sistemlerdir [76]. PLC sistemlerinde tercih edilmesinin temel nedenlerinden biri bu dayanıklı yapıya sahip olmasıdır. Aynı şekilde çok yolluluk etkilerine karşı güçlü olduğu gözlemlenmektedir. Tek taşıyıcılı yöntemlere göre daha basit bir kanal denkleştirme kullanılmaktadır. İleri hata düzeltmesi ile sönümlemeden kaynaklı zarar görmüş alt taşıyıcıların düzeltilmesi mümkündür. Zamanla yavaş değişen kanallardaki işaret gürültü oranına göre her bir alt taşıyıcının veri hızı ayarlanabilmektedir. Bu durum kapasitenin artmasını sağlamaktadır. Çok sayıda alt taşıyıcı kullanıldığı için taşıyıcılar üzerindeki sembol süresi gecikme yayılımına bağlı artar. Bu durum sistemi gecikme yayılımına karşı toleranslı hale getirmektedir [77].

1.8.1. Dikgenlik

Dikgenlik kavramı taşıyıcı frekansları arasındaki matematiksel ifadeyi tanımlamaktadır. Klasik filtreler ve demodülatörlerin kullanıldığı normal frekans bölüştürme işlemi için koruma bandının farklı taşıyıcılar arasında yer alması gerekir. Bu durumda kullanılan periyodik ön ek spektrum verimini azaltmaktadır [77].

OFDM sistemlerinde taşıyıcıların birbirine dik seçilmesinin sebebi üst üste bindirilen ardışık taşıyıcılar arasında girişim meydana gelmesini engellemektir. Bağlantı-40'ta sinyallerin dikgenlik durumu gösterilmektedir.

$$\int_a^b \Psi_p(t) \Psi_q^*(t) dt = \begin{cases} D, & p = q \\ 0, & p \neq q \end{cases} \quad (40)$$

Ψ_p matematiksel olarak kümenin p . Elemanını gösterirken, Ψ sinyal kümesini ifade etmektedir. Bağlantıda '*' kompleks eşlenik işleminin uygulanmasını ifade etmektedir. Bağlantıda [a, b] arası sembol periyodunu göstermektedir. Sinyallerin üst üste binmesi dikgenlik sayesinde sinyallerin taşıyıcılarda yeniden elde edilmesini mümkün kılmaktadır.

1.8.2. Çok Taşıyıcılı Haberleşme

İletim kanalında oluşabilecek olumsuz durumlar, sinyalin üretilmesi ve alıcıda bilgi işaretlerinin daha anlaşılır hale gelmesi için matematiksel tanımlamaların ve ifadelerin bilinmesi gerekmektedir. OFDM yapısı veriyi frekans düzleminde birbirine çok yakın yerleştirilmiş ve çok sayıda dar bant taşıyıcıları ile iletilmektedir. Bu sistemlerde hızlı Fourier dönüşümü (FFT) gibi sayısal sinyal işleme teknikleri kullanılmaktadır [7]. Veri hızı R ve bant genişliği B olan doğrusal modüle edilmiş bir sistemde $B_C < B$ olduğunu varsayılmaktadır. Bu sistem alt taşıyıcılara ayrıldığı zaman her bir alt taşıyıcıya ait bant genişliği $B_N = \frac{B}{N}$ olmaktadır [78]. Alt taşıyıcılara ait veri hızı ise $R_N \approx \frac{R}{N}$ olmaktadır. Sembol zamanı T_N alt taşıyıcı genişliği $1/B_N$ ile orantılıdır ve $T_N \approx \frac{1}{B_N} \gg 1/B_C \approx T_m$ olmaktadır. Burada T_m kanalın gecikme yayılımını göstermektedir. Alt taşıyıcılarda ISI bozulmasını azaltmak için N yeterince büyük seçilmelidir. Yükseltilmiş kosinüs darbesi $c(t)$ olarak kabul edilmektedir. $T_N = (1 + \beta)/B_N$ alt kanallar için sembol zamanını göstermektedir. Bağlıda β darbe şekline ait yuvarlama faktörü olarak ifade edilmektedir. İletilen sinyali oluşturmak için alt kanallarda modüle edilen sinyaller toplanarak bağıntı-41'deki şekilde ifade edilir.

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_k c(t) \cdot \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (41)$$

Burada s_k , i 'inci alt taşıyıcıya ait karmaşık sembolleri göstermektedir. ϕ_i , i 'inci faz kaymasını ifade etmektedir. ϵ/T_N zaman sınırlamalı darbe şekilleri nedeniyle lazım olan ek bant genişliğini göstermektedir. Örtüşmeyen alt kanallar için gereken toplam bant genişliği bağıntı-42'de gösterilmektedir.

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N} \quad (42)$$

Çok taşıyıcılı modülasyonlarda bu uygulama spektral olarak verimsizliğe sebep olabilmektedir. Bu nedenle alt taşıyıcıların dikgenliğini de korumak için ideale yakın alçak geçiren filtre tasarımlarının kullanımı uygun görülmektedir.

Çok taşıyıcılı modülasyonun spektrum verimliliği ayrılan alt kanalları üst üste bindirerek arttırılabilmektedir. Ancak bu durumda alıcı tarafta ayrılabilmesi için alt taşıyıcılar dikgen olmalıdır. $\cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{i}{T_N}\right)t + \phi_i\right)$, $i = 0,1,2 \dots$ alt taşıyıcılarında ϕ_i faz kayması için,

$$\int_0^{T_N} \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{i}{T_N}\right)t + \phi_i\right) \cdot \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{j}{T_N}\right)t + \phi_j\right) dt \quad (43)$$

$$= \int_0^{T_N} 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2\pi(i-j)t}{T_N} + \phi_i - \phi_j\right) dt \quad (44)$$

$$= .5T_N \delta(i-j) \quad (45)$$

Alt taşıyıcıların $[0, T_N]$ aralığında dikgenliğinin bozulmaması için gereken minimum frekans ayırımı $1/T_N$ ile ifade edilmektedir. Dikgenliğin bozulmaması durumunda alt taşıyıcılar üst üste gelse bile alıcı tarafta ayırt edilebilmektedir. Üst üste gelen alt kanalların toplam bant genişliği bağıntı-46'da gösterilmektedir.

$$B = \frac{N + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N} \quad (46)$$

Kanal $h(t)$ ve gürültü $n(t)$ ihmal edilerek hesaplama yapılırsa alıcı tarafta alınan $s(t)$ için her sembol ayrıştırıcısının girişi:

$$\hat{s}_i \int_0^{T_N} \left(\sum_{i=0}^{N-1} s_j c(t) \cdot \cos(2\pi f_j t + \phi_j) \right) \cdot c(t) \cos(2\pi f_i t + \phi_i) dt \quad (47)$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} s_j \delta(j-i) \quad (48)$$

$$= s_i \quad (49)$$

Kanal etkisi ve gürültü eklendiği zaman i 'inci alt kanal, kanal kazancı olan $a_i = H(f_i)$ ile orantılanır böylece $\hat{s}_k = a_i s_k + n_{gi}$ olarak gösterilir. Burada g_{gi} Adaptif Beyaz Gauss Gürültüsünü (Adaptive White Gaussian Noise, AWGN) ifade etmektedir. Kanalların üst üste geldiği sistemler kanalları örtüşmeyen sistemlere göre daha verimli bant genişliği kullanımına izin vermektedir.

1.8.3. OFDM Ayrık Fourier Dönüşümü

OFDM sistemleri farklı modülasyon yöntemleri ile modüle edilmiş alt taşıyıcıların toplamlarından oluşmaktadır. Amacına göre faz kaydırmalı anahtarlama (Phase-Shift Keying, PSK) ya da Karesel Genlik modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) kullanılabilir. $x[n], 0 \leq n \leq N - 1$ ayrık zaman dizisini göstermektedir. N noktasında $x[n]$ 'in ayrık Fourier dönüşümü (Discrete Fourier Transform, DFT) bağıntı-50'deki gibi gösterilmektedir.

$$DFT\{x[n]\} = X[i] \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi ni}{N}}, 0 \leq i \leq N - 1 \quad (50)$$

Buradan $x[n]$ dizisi ters ayrık fourier dönüşümü (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) kullanılarak DFT'den kurtarılmaktadır.

$$IDFT\{X[i]\} = x[n] \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j\frac{2\pi ni}{N}}, 0 \leq n \leq N - 1 \quad (51)$$

Donanım tarafında bu işlemler FFT ve IFFT olarak gerçekleştirilmektedir. Bu sistemlerde $y[n]$ çıktısı ayrık zamanlı bir kanalda $h[n]$ ile girdi $x[n]$ kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$y[n] = h[n] * x[n] = x[n] * h[n] = \sum_k h[k] x[n - k] \quad (52)$$

Buradan $x[n]$ ve $h[n]$ 'e ait N noktalı dairesel evrişimi:

$$y[n] = h[n] \otimes x[n] = x[n] \otimes h[n] = \sum_k h[k]x[n-k]_N \quad (53)$$

Bağıntı 53'te $[n-k]_N$, $[n-k]$ 'nın N periyodu ile periyodik bir türüdür yani $[n-k]_N$ modulo N 'yi göstermektedir. Burada zaman düzlemindeki dairesel evrişim frekans düzleminde çarpmaya dönüşmektedir.

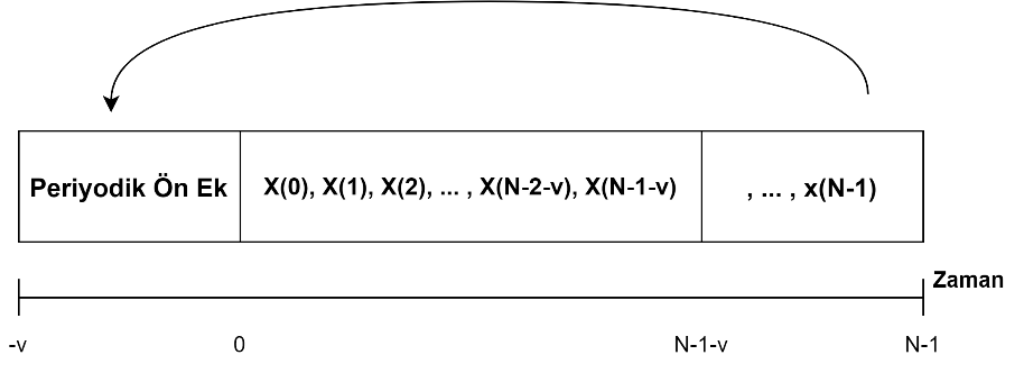
$$DFT\{y[n] = x[n] \otimes h[n]\} = X[i]H[i], 0 \leq i \leq N-1 \quad (54)$$

Eğer kanal dairesel olarak evrişim göstermiş ise alıcı tarafta $h[n]$ bilinmesi durumunda gönderilen veri $x[n]$, $Y[i]/H[i]$ ifadesinin IDFT'si alınarak kurtarılabilmektedir. Ancak kanal çıktısı dairesel bir evrişim değildir ve doğrusal evrişim girişe koruma ağırlığı ekleyerek dairesel evrişime dönüştürülebilmektedir.

1.8.4. OFDM Periyodik Ön Ek

OFDM sistemlerinde sinyalin son bölümü bir kopya şeklinde periyodik ön ek olarak eklenir. Periyodik ön ek (Cyclic Prefix) olarak belirtilen bu yapı OFDM için girişimlere dayanıklılık sağlamak için kullanılır. Bu ek taşıyıcıların dikgenliğini değiştirmemektedir. Semboller arasında oluşabilecek girişimleri (ISI) önlemek amacı ile kullanılır. Ancak pratik uygulamalarda ISI tam olarak yok edilememektedir. OFDM sembolü tam olarak bant sınırlı olmaması, kanalların her birinin komşu kanallara enerji yayması ve çok yolluluk etkileri ISI oluşmasına sebep olmaktadır [5].

CP yerleştirmek için sembolün sonundan v uzunlukta örnek alınarak dizinin başına eklenir daha sonra gönderilen sinyalden alıcı tarafta eklenen CP kaldırılmaktadır. CP uzunluğu ISI olmayacak bir şekilde en fazla kanal gecikme yayılımından daha uzun ya da eşit olacak uzunlukta seçilmektedir.



Şekil 9. Periyodik ön ek yapısı

$\tilde{x}[n]$ işaretinin darbe tepkisi $h[n]$ olan bir kanala girdiği düşünülürken kanal çıkışı $y[n]$, $0 \leq n \leq N - 1$ bağıntı-55 ile gösterilmektedir.

$$y[n] = \tilde{x}[n] * h[n] \quad (55)$$

$$= \sum_{k=0}^{\mu-1} h[k] \tilde{x}[n - k] \quad (56)$$

$$= \sum_{k=0}^{\mu-1} h[k] x[n - k]_N \quad (57)$$

$$= x[n] \otimes h[n] \quad (58)$$

Burada sistem içerisine periyodik bir ön ek ekleyerek sistem doğrusal evrişimden dögüsel evrişimli hale getirilmektedir. Gürültü olmaması durumunda sistemin DFT'si alındığında bağıntı-59 elde edilir.

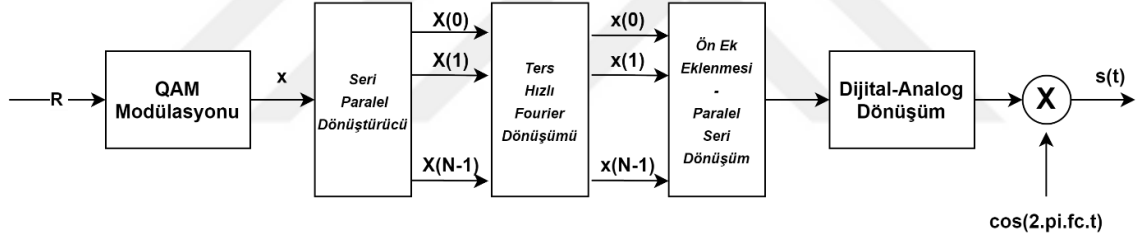
$$Y[i] = DFT\{y[n] = x[n] \otimes h[n]\} = X[i]H[i], 0 \leq i \leq N - 1 \quad (59)$$

Kanalın $h[n]$ bilinmesi durumunda $x[n]$ verisi, $y[n]$ kullanılarak elde edilebilmektedir.

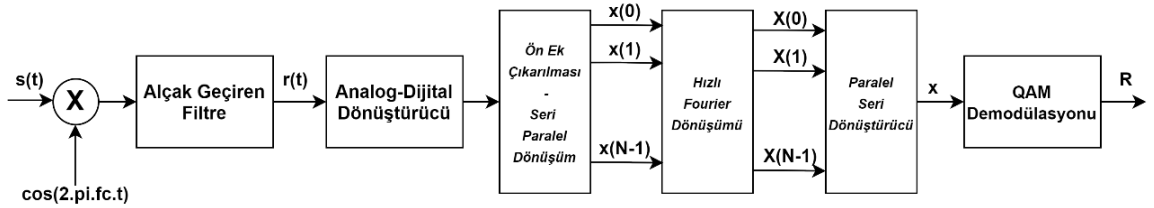
$$x[n] = IDFT \left\{ \frac{Y[i]}{H[i]} \right\} = IDFT \left\{ \frac{DFT\{y[n]\}}{DFT\{h[n]\}} \right\} \quad (60)$$

1.8.5. OFDM Matematiksel Gösterim

OFDM uygulaması 10 numaralı şekilde gösterilmektedir. İlk olarak verici tarafta gönderilecek olan veri QAM modülatör tarafından modüle edilmektedir. Daha sonra gönderilen veri bir seri-paralel dönüştürücüden geçirilir ve sonucunda $X[0], X[1], \dots, X[N-1]$ ifadeleri elde edilmektedir. Seri-paralel dönüştürücüden çıkan N sembolleri OFDM modülatörünün çıkışındaki $s(t)$ 'nin ayırık frekans bileşenlerini göstermektedir. Bu N sembollerine bir IDFT uygulanarak zaman örnekleri elde edilmektedir. Bağıntı-61'de N uzunluğunda $x[n] = x[0], x[1], \dots, x[N-1]$ dizisinden oluşan sembolleri sağlamaktadır.



(a)



(b)

Şekil 10. a) OFDM verici yapısı b) OFDM alıcı yapısı

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j \frac{2\pi n i}{N}}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (61)$$

Oluşturulan bu dizi sinyalin örneklerine karşılık gelmektedir. Bağntı-61'de her bir taşıyıcı için $e^{j\frac{2\pi it}{T_N}}$ ile modüle edilen sembollerin toplam örnekleri gösterilmektedir. Daha sonra periyodik ön ekler OFDM sembollerine eklenerek zaman örnekleri elde edilmektedir. Elde edilen zaman örnekleri paralel-seri dönüştürücüden geçirildikten sonra bir dijital-analog dönüştürücü yardımı ile temel bant OFDM sinyali $\tilde{x}(t)$ elde edilmektedir.

$$y(t) = \tilde{x}(t) * h(t) + n(t) \quad (62)$$

Burada gönderilen sinyal $y(t)$ 'yi elde etmek için sinyal $\tilde{x}(t)$ kanalın genlik tepkisi $h(t)$ ile katlanmaktadır ve ardından toplam gürültüyü ifade eden $n(t)$ ile bozulmaktadır. Bu sinyal daha sonra alçak geçiren bir filtre yardımı ile filtrelenmektedir ve işaretin içerisindeki yüksek frekans bileşenleri çıkarılmaktadır. Sistem içerisinde daha sonra μ ile oluşturulan CP kaldırılır. Bir sonraki aşamada örnekler seri-paralel dönüştürücüden geçirilip FFT bloğunda işleme tabi tutulmaktadır. FFT işleminden sonra paralel-seri dönüştürücü ile zaman örnekleri seriye dönüştürülmektedir. Gerçek verileri elde etmek için QAM demodülatöründen geçirilmektedir. Geniş bantlı OFDM sistemi, dar bantlı ve dikgen alt taşıyıcılara ayrılmaktadır. Bu aşamada kanal bilgisi gerekli değildir.

$X[i] = Y[i]/H[i]$ işlemini frekans eşitleme olarak adlandırılmaktadır. Bu durumda i 'inci alt kanaldaki gürültü bileşenleri $1/H[i]$ ile ölçeklenmektedir. Sonuç olarak frekans eşitleme işlemi gürültü artışına sebep olmaktadır. Eşitleme sayesinde $X[i]$ üzerindeki düz sönümlenmenin etkisi ortadan kaldırılmaktadır. Ancak bu durumda Sinyal-Gürültü oranı (Signal to Noise Ratio, SNR) değişmemektedir. Bu etkilerin giderilmesi için uyarlamalı yüklenme, ön kodlama ve alt kanallar arasında kodlama işlemleri uygulanmaktadır.

1.8.6. OFDM Matris Gösterim

OFDM sistemlerini ifade etmek için kullanılan bir diğer alternatif yöntem ise matris gösterimidir. Ayrık zamanlı bir kanalda bir sonlu dürtü yanıtı (Finite Impulse Response, FIR) $h[n]$, $0 \leq n \leq \mu$, $\tilde{x}[n]$ giriş işareti, $n[n]$ gürültü ve $y[n] = \tilde{x}[n] * h[n] + n[n]$ çıkışı ifade etmektedir. Gösterilen dizinin n 'inci elemanı $h_n = h[n]$, $x_n = x[n]$, $n_n = n[n]$ ve $y_n = y[n]$ göstermektedir. OFDM sisteminin matris formu bağntı-63'teki gibi gösterilir. İletilen sinyal bağntı-64 ile gösterilmektedir.

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ y_{N-2} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_\mu & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_0 \\ x_{-1} \\ \vdots \\ x_{-\mu} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N-1} \\ n_{N-2} \\ \vdots \\ n_0 \end{bmatrix} \quad (63)$$

Basitçe bağıntı-64'teki gibi ifade edilmektedir.

$$y = \mathbf{H}\mathbf{x} + n \quad (64)$$

Alınan semboller bir önceki veri bloğunda semboller arası girişimden etki gördükleri için çıkartılmaktadır. Aynı zamanda giriş verisini tekrar oluşturmak için gerekli olan verilerden değildir. En son μ sembolleri periyodik ön eki temsil etmektedir.

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ y_{N-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_\mu & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{\mu-1} & h_\mu \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_2 & h_3 & \cdots & h_{\mu-2} & \cdots & h_0 & h_1 \\ h_1 & h_2 & \cdots & h_{\mu-1} & \cdots & 0 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ x_{N-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ x_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N-1} \\ n_{N-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ n_0 \end{bmatrix} \quad (65)$$

Basitçe bağıntı-66'daki gibi ifade edilmektedir.

$$y = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x} + n \quad (66)$$

Sistem içerisine eklenen periyodik ön ek, $N \times N$ boyutlu $\tilde{\mathbf{H}}$ matrisinin döngüsel evrişimli olarak modellenmesine imkân sağlamaktadır. Bu matris bir öz değer ayrıştırmasına sahiptir.

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^H \quad (67)$$

Bağıntı-67'de Λ öz değerlerin köşegen matrisini ifade etmektedir. M^H ise \tilde{H} matrisinin öz vektörlerini içeren bir üniter matristir. Bağıntı-68'de $x[n]$ üzerindeki DFT işlemi gösterilmektedir.

$$X = Qx \quad (68)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N & W_N^2 & \dots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (69)$$

Bağıntıda $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ için:

$$Q^{-1} = Q^H \quad (70)$$

$$x = Q^{-1}X = Q^H X \quad (71)$$

Sistemin öz değeri λ ve öz vektörü v ile gösterildiğinde bağıntı 72'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\lambda v = H v \quad (72)$$

Üniter matris olan M^H H'nin öz vektör satırlarını bulundurur. DFT matrisi Q'nun satırlarının $Q = M^H$ ve $Q^H = M$ açıklayan \tilde{H} 'nin öz vektörleri olduğu bağıntıda gösterilmektedir.

$$Y = Qy \quad (73)$$

$$= Q[\tilde{H}x + v] \quad (74)$$

$$= Q[\tilde{H}Q^H X + v] \quad (75)$$

$$= Q[M\Lambda M^H Q^H X + v] \quad (76)$$

$$= \mathbf{Q} \mathbf{M} \mathbf{\Lambda} \mathbf{M}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{X} + \mathbf{Q} \mathbf{v} \quad (77)$$

$$= \mathbf{M}^H \mathbf{M} \mathbf{\Lambda} \mathbf{M}^H \mathbf{M} \mathbf{X} + \mathbf{Q} \mathbf{v} \quad (78)$$

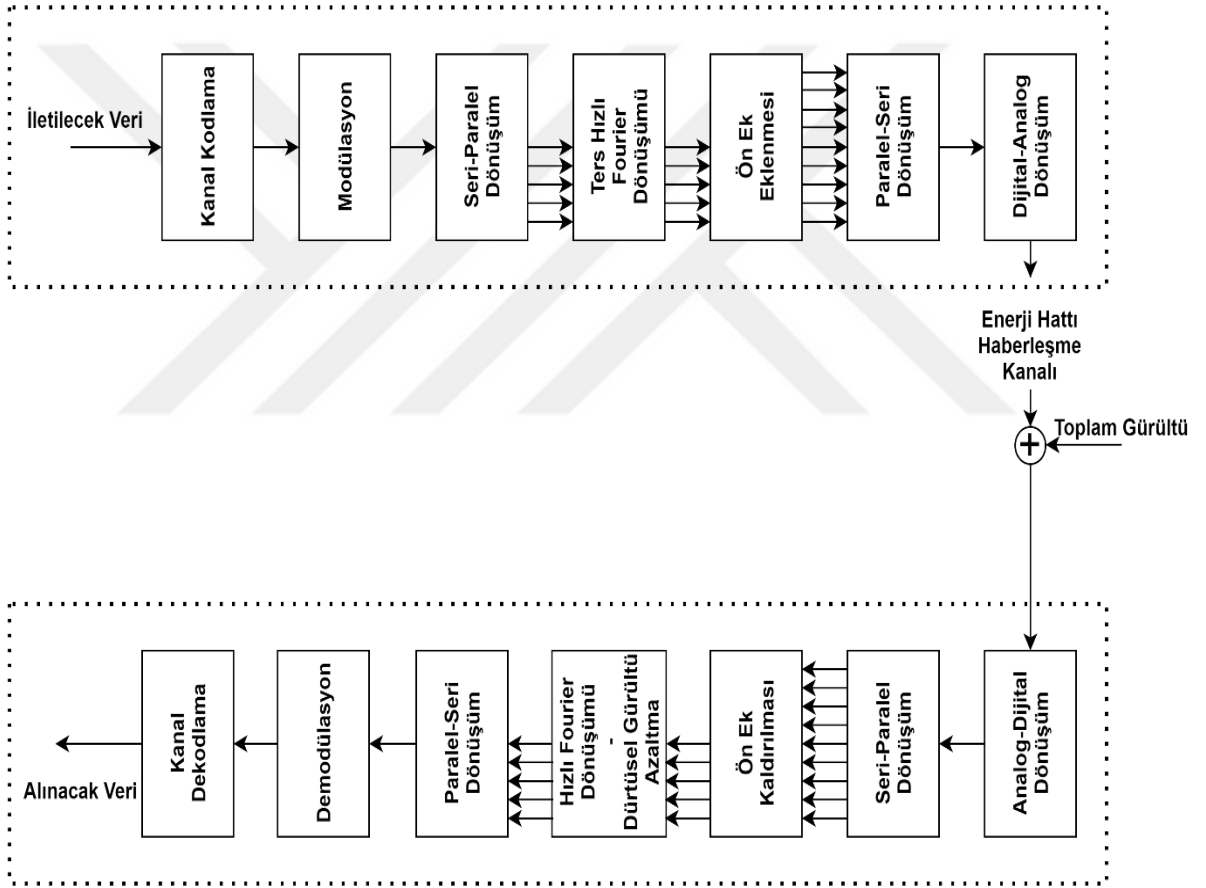
$$= \mathbf{\Lambda} \mathbf{X} + \mathbf{v}_Q \quad (79)$$

Bağıntıda \mathbf{Q} üniter matris olduğundan \mathbf{v}_Q ve $\mathbf{Q} \mathbf{v}$ aynı gürültü matrisine sahiptir. Bu nedenle gürültü hala AWGN'dir ve değişmez. Bir periyodik ön ek ekleyerek ve DFT kullanarak OFDM sisteminin N adet alt kanala ayrıldığını ve bu işlem için \mathbf{H} bilgisinin gerekmediği görülmektedir.

1.8.7. OFDM Sistem Modeli

Enerji hattı haberleşme sistemlerinde OFDM kullanımına dair akış Şekil 11'de gösterilmektedir. Sistemin verimliliğinin artması için kanal kodlama PLC uygulamalarında kullanılabilir. Bu işlem işaretin kanalın bozucu etkilerine karşı dayanıklı olmasını sağlamaktadır. Rastgele üretilmiş bir veri dizisine ilk olarak kanal kodlama bloğu uygulanmaktadır. Kodlanan veri dizisi uygun modülasyon yöntemi ile modüle edildikten sonra seri-paralel dönüşüm işlemi uygulanmaktadır. Seri-paralel dönüşüm işlemi işaretin zaman düzleminde oluşturulması için gerçekleştirilmektedir. Daha sonra alınan işaretlere bir sonraki blokta IFFT işlemi uygulanmaktadır. CP eklemesi bu bloktan sonra gerçekleşmektedir. Bu blokta işaretin sonundan alınan bir parça baş tarafına eklenir ve bu şekilde oluşturulan periyodik yapı sistemi ISI 'ye karşı dayanıklı hale getirmektedir. CP eklemesi yapıldıktan sonra seri-paralel dönüşüm uygulanıp veri dizisi haberleşme kanalına gönderilmektedir. Alıcı tarafa ulaşan veri dizisinde birtakım girişimler ve bozulmalar meydana gelmektedir. Bu bozulmaların sebebi kanalın zayıflatıcı etkisi ve gürültülerdir. Alıcı tarafta alınan veriye paralel-seri dönüşüm bloğu uygulanır ve ardından eklenen CP veri dizisinden çıkartılmaktadır. Verici tarafta IFFT işlemi uygulanan veriye alıcı tarafta FFT işlemi uygulanmaktadır. Bu blok içerisinde aynı zamanda literatürde belirtilen farklı yöntemler ile gürültünün bastırılması sağlanmaktadır. Gürültü azaltma uygulamaları blok içerisinde kullanılan yöntemlere göre FFT işleminden önce veya bu işleminden sonra

uygulanabilmektedir. Kanalin bozucu etkilerinden ve gürültüden en az şekilde etkilenerek haberleşme yapılması sistemi daha verimli hale getirmektedir. Bir sonraki blokta paralel-seri dönüşüm yapılmaktadır. Bu işlemle birlikte veri tekrar seri forma dönüştürülmektedir. Demodülasyon bloğundan geçen veri kanal dekodlama ile alıcıya ulaşır. Haberleşme sistemlerinde verinin en düşük hata oranı ile alıcıya ulaşması sistemin doğruluğunu artıracaktır. Dürtüsel gürültü azaltma sistem için alternatif bir yapı olarak ifade edilir ancak yapılan çalışmalar incelendiği zaman sistemin performansını önemli ölçülerde artırdığı görülmektedir.



Şekil 11. PLC sistemlerinde OFDM verici ve alıcı yapısı

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

2.1. Giriş

Günümüzde hızla gerçekleşen teknolojik gelişmeler beraberinde birçok yeni problemi de getirmektedir. Haberleşme sistemlerinin kullanımında yaşanan artışlar frekans bantlarının yeterliliği konusunda araştırmacıları yeni çözümler bulmaya yöneltmektedir. Mevcut bir alt yapıya sahip olması ve harici bir frekans tahsisine gerek duymaması gibi özelliklerinden dolayı PLC sistemleri haberleşme alanında popüler konulardan biri haline gelmektedir. Elektrik hatları en ücra köşelere kadar yayılmış hatlar olduğundan kablosuz haberleşme yöntemlerinin çalışmadığı noktalarda nesnelerin interneti gibi haberleşme tabanlı uygulamalar için halihazırda kullanılabilir bir sistem olarak görülmektedir. Gerçek zamanlı veri aktarımı ve güvenilir bir iletişim sağlamak için çalışmalar sürekli bir şekilde devam etmektedir. Geniş bant PLC, internet teknolojisinde aktif olarak kullanılabilirliğinden araştırmacıların dikkatini çekmektedir [2].

PLC sistemleri birçok avantaj sağlamasının yanında çalışma şartlarını zorlaştırabilecek dezavantajlara da sahiptir. Üretim amaçları veri iletimi olmayan bu sistemler veri iletim hattının sahip olması gereken özelliklerin çok azına sahiptir [79]. Güç hatları üzerinden haberleşmenin verimli bir şekilde geliştirilebilmesi için hattın gösterdiği özelliklerin detaylı bir şekilde bilinmesi gerekmektedir. Enerji hattı haberleşme kanalı çok yolluluk, yansıma ve empedans uyumsuzlukları nedeni ile frekans seçici bir kanal özelliği göstermektedir. Ayrıca kanal özellikleri ağ parametrelerinin değişken olmasından dolayı yıl içerisinde farklı zamanlarda farklı özellikler gösterebilmektedir [13].

PLC sistemlerinde iyi bir kanal modeli çalışma sonuçlarını doğrudan etkilemektedir. Kanal modeli parametreleri, çok yolluluk etkileri ve diğer unsurlar göz önünde bulundurularak hazırlanan sistemlerde sonuçların daha kararlı olduğu ifade edilmektedir. Enerji hatlarındaki düğüm noktalarından kaynaklı dallanmalardan geri yansıyacak olan işaretler sistem performansına negatif yönde etki etmektedir. Zimmermann tarafından yapılan çalışmada [17] kanal modeli yapısı çok yolluluk durumu göz önünde bulundurularak bir transfer fonksiyonuna aktarılmaktadır. Bu çalışma sonucu oluşturulan kanal modeli günümüz PLC sistemlerinde kullanılarak geçerliliğini devam ettirmektedir.

Alıcı verici sistem arasında kanal parametrelerinin yanında sisteme etki eden gürültüler de sistemin çalışma performansını düşürmektedir. PLC sistemlerinde arka plan gürültüsü, dar bant gürültüsü, periyodik dürtüsel gürültü ve rastgele dürtüsel gürültü olmak üzere 4 ana gürültü bileşeni bulunmaktadır. Araç sistemlerinde veya ev içi sistemlerde kullanılan elektronik cihazların açılıp kapatılmasının sebep olduğu rastgele dürtüsel gürültü bu gürültüler içerisinde veri kalitesini en çok etkileyen gürültü bileşenidir. Diğer gürültüler bu gürültü çeşidine nazaran daha kolay modellenmektedir.

Sistem performansının artması ve haberleşmenin verimli hale gelebilmesi için sisteme etki eden gürültü bileşenlerinin azaltılması veya tamamen yok edilmesi gerekmektedir. PLC sistemleri üzerine yapılan araştırmalar başarılı gürültü azaltma uygulamalarının sistem verimliliğini önemli ölçüde artırdığını göstermektedir [24]. PLC uygulamalarında OFDM kullanımına başlanması ile sistemler ISI 'ye karşı dayanıklı hale gelmektedir. İletilmek istenen veri birbirine dikgen durumdaki taşıyıcılar kullanılarak birçok alt kanala bölünmektedir. OFDM özelliklerinden yararlanan sistemlerde alıcı verici arasındaki haberleşme daha hızlı ve güvenli hale gelmektedir.

Araç içerisinde haberleşme sağlamayı amaçlayan PLC sistemlerindeki gürültünün bastırılmasını için yapılan çalışmalar kanal modeli, gürültü modeli, dürtüsel gürültünün tespiti ve gürültünün azaltılması şeklindedir. Kanal modeli bölümünde bir enerji hattı haberleşme sistemine ait parametreler ve kanal tepkeleri gösterilmektedir. Gürültü modeli bölümünde farklı gürültü bileşenleri oluşturulmaktadır. Oluşturulan bu gürültü bileşenlerinin analiz çıktıları gösterilmektedir. Dürtüsel gürültünün tespiti ve gürültü azaltma bölümlerinde ise simülasyon ortamında kanaldan geçirilen veriden gürültü tespit edilmekte ve tespit edilen gürültünün azaltılması sağlanmaktadır. Sistemin performans analizi için simülasyon ortamında bir OFDM alıcı verici yapısı kullanılmaktadır.

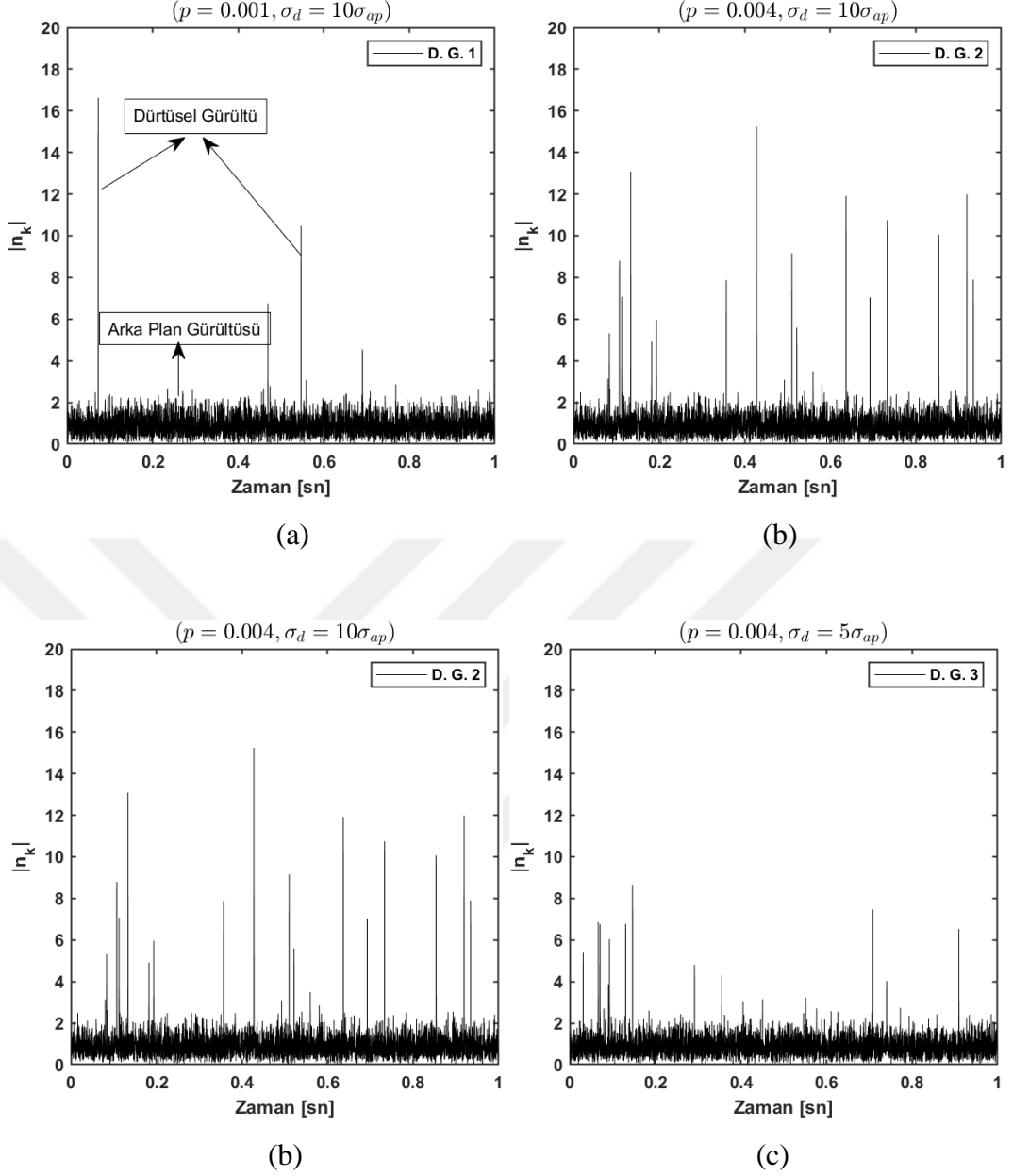
2.2. Gürültü Modeli

Dürtüsel gürültünün modellenmesi için bazı yöntemler literatürde sıklıkla kullanılmaktadır. Doğru bir dürtüsel gürültü oluşturmak sistemin performans analizi için oldukça büyük önem taşımaktadır. Sistem modeli içerisinde toplam gürültü için arka plan gürültüsü ve dürtüsel gürültü kullanılmaktadır. Yapılan çalışmada dar bant gürültüsü ve periyodik şebeke gürültüsü toplam gürültü içerisine eklenmemektedir.

Çalışmada gürültü modeli için Bernoulli-Gauss gürültü modeli kullanılmaktadır. Bu gürültü modelindeki toplam gürültü bağıntı-24 ile ifade edilmektedir. Model dürtüsel gürültüyü olasılıksal olarak oluşan kompleks Gauss gürültü şeklinde ifade etmektedir [20]. Bağıntıda n_t toplam gürültüyü ifade etmektedir içerisinde n_{ap} arka plan gürültüsü ve n_d dürtüsel gürültüsü bulunmaktadır. Arka plan gürültüsü varyansı σ_{ap}^2 olan kompleks beyaz Gauss gürültüsü ile temsil edilmektedir. Dürtüsel gürültü ise bir b_k Bernoulli işlemi ve n_d varyansı σ_d^2 olan beyaz Gauss gürültüsü ile ifade edilmektedir. Bernoulli işlemi N uzunlukta bir rastgele dizi oluşturularak gerçekleştirilmektedir. Bu rastgele dizi $Bp = [0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ \dots\ 0\ 1\ 1\ \dots]$ şeklinde oluşturulmaktadır. Dizi içerisinde 1 gelme olasılığı p , 0 gelme olasılığı ise $1 - p$ olmaktadır. Oluşturulan kompleks Gauss ile çarpımı sonucunda dizi içerisinde rastgele oluşturulan 1 değerine karşılık n_d genlikli bir dürtüsel gürültü oluşmaktadır. Tablo 3'te farklı standart sapma ve olasılık değerleri gösterilmektedir. Bu değerlere göre gürültü modeli parametreleri değiştirilerek oluşturulan dürtüsel gürültüler Şekil 12'de gösterilmektedir.

Tablo 3. Dürtüsel gürültü için standart sapma ve olasılık değerleri

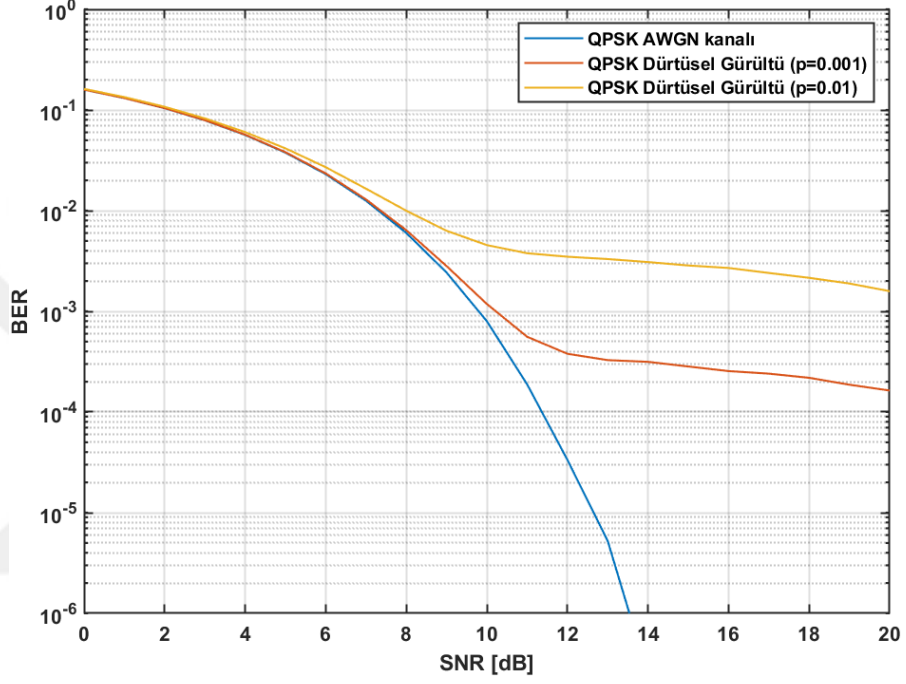
	Dürtüsel Gürültü 1	Dürtüsel Gürültü 2	Dürtüsel Gürültü 3
p	0.001	0.004	0.004
σ_d	$\sigma_d = 10\sigma_{ap}$	$\sigma_d = 10\sigma_{ap}$	$\sigma_d = 5\sigma_{ap}$



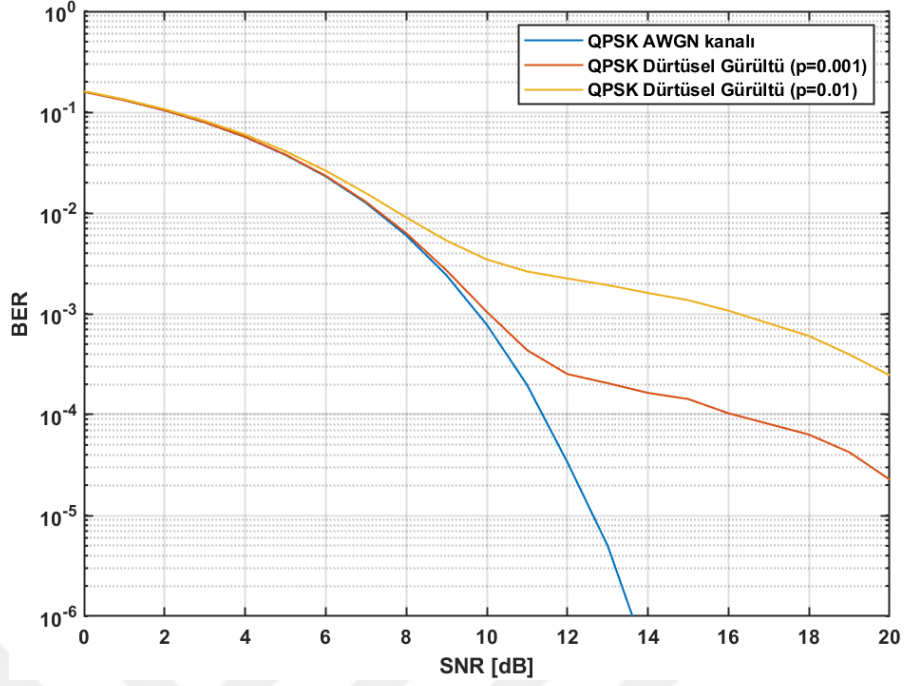
Şekil 12. Dürtüsel gürültü (a) $p = 0.001$ ve S.S. $\sigma_d = 10\sigma_{ap}$ (b) $p = 0.004$ ve S.S. $\sigma_d = 10\sigma_{ap}$ (c) $p = 0.004$ ve S.S. $\sigma_d = 5\sigma_{ap}$

Şekil 12 ile gösterildiği gibi yapılan simülasyon çalışmalarında farklı olabilirlik değerleri ve standart sapmalar kullanılmaktadır. Bernoulli işlemi içerisindeki p değerinin artması dürtüsel gürültü gelme olasılığını artırmaktadır ve bu nedenle gözlem yapılabilmesi için simülasyon çalışmalarında 0.001 ve 0.004 değerleri kullanılmaktadır. Dürtüsel gürültünün standart sapması (S.S) σ_d arka plan gürültüsüne göre seçilir bunun nedeni dürtüsel gürültünün genliğini arka plan gürültüsünün genliğine göre oransal olarak artırmaktır. Simülasyon çalışmalarında $\sigma_d = 10\sigma_{ap}$ ve $\sigma_d = 5\sigma_{ap}$ değerleri seçilerek

uygulanmaktadır. Yapılan [20] numaralı çalışmada $\sigma_d = 10\sigma_{ap}$ değeri ile $p = 0.001$ değerleri seçilerek simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Oluşturulan gürültü AWGN kanalında farklı p değerlerinde karşılaştırmalı olarak QPSK üzerine etkisi Şekil 13 ile gösterilmektedir ve simülasyonda $\sigma_d = 10\sigma_{ap}$ olarak kullanılmaktadır. Şekil 14'te aynı şartlar altında $\sigma_d = 5\sigma_{ap}$ değişikliği yapılarak etkiler gözlemlenmektedir.

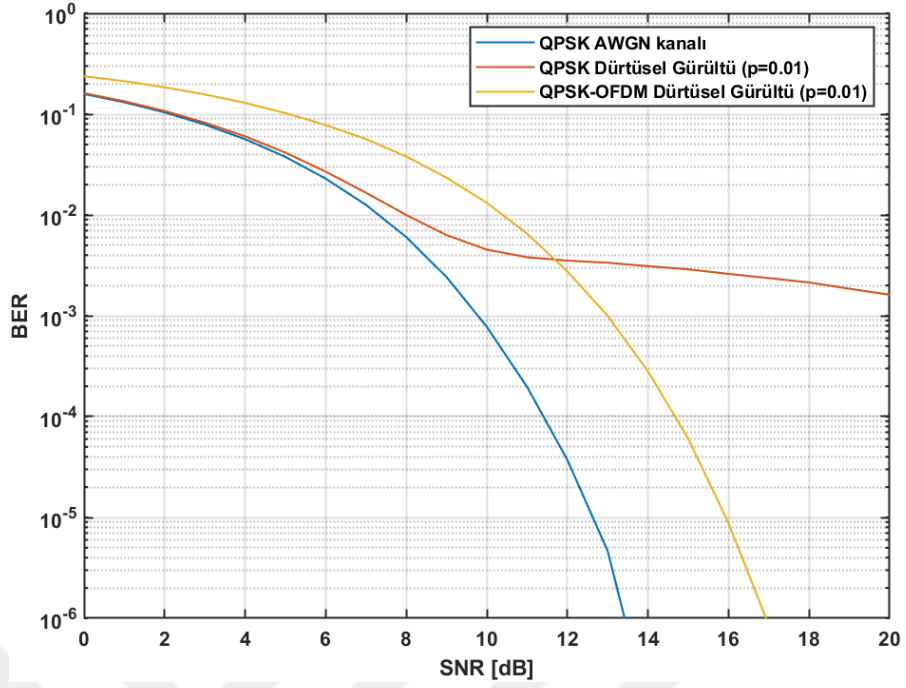


Şekil 13. AWGN kanalda $p = 0.001$ ve $\sigma_i = 10\sigma_w$ dürtüsel gürültü QPSK etkisi

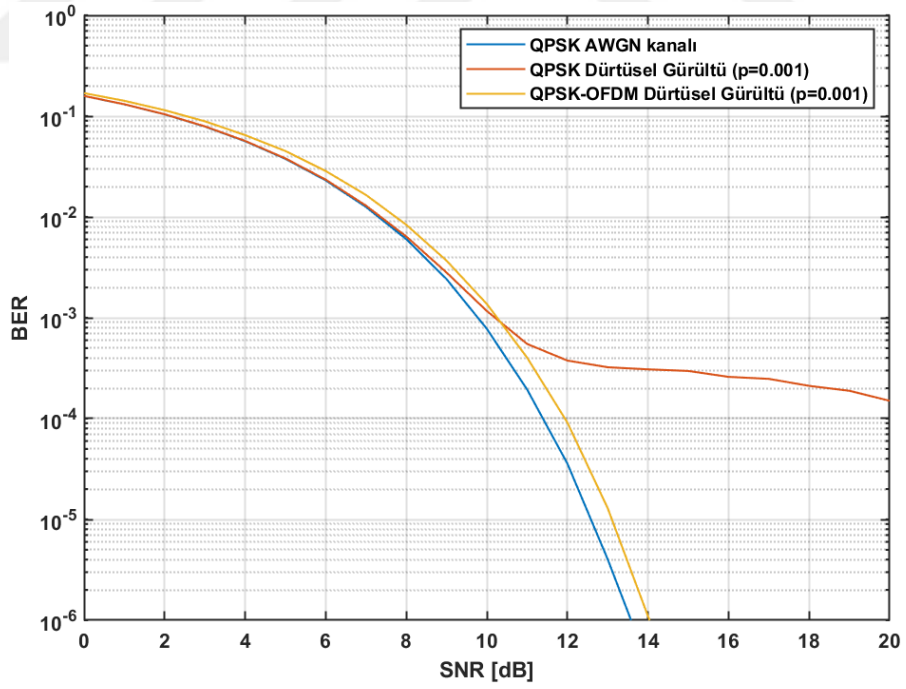


Şekil 14. AWGN kanalda $p = 0.001$ ve $\sigma_i = 5\sigma_w$ dürtüsel gürültü QPSK etkisi

Sonuçlar karşılaştırıldığı zaman AWGN kanala eklenen dürtüsel gürültünün Bit hata oranını artırdığı gözlemlenmektedir. Kanal içerisinde dürtüsel gürültünün olasılığının artırılması BER değerini kötüleştirir. Grafiklere bakıldığı zaman 8 dB SNR değerinden sonra gürültü etkisini daha çok göstermeye başlamaktadır. Aynı şartlar altında standart sapma değeri $\sigma_i = 5\sigma_w$ ile değiştirildiğinde BER değerlerinde iyileşme yaşandığı gözlemlenmektedir. Dürtüsel gürültünün genliğinin düşürülmesi sistem performansında pozitif yönde artış sağlamaktadır. OFDM yapısının AWGN kanalda incelenmesi için yapılan simülasyon çalışmaları Şekil 15 ve Şekil 16'da gösterilmektedir. Simülasyon çalışmalarında $p = 0.01$ ve $p = 0.001$ olasılık değerleri kullanılmaktadır.



Şekil 15. $p = 0.01$ dürtüsel gürültü için QPSK ve QPSK-OFDM karşılaştırması



Şekil 16. $p = 0.001$ dürtüsel gürültü için QPSK ve QPSK-OFDM karşılaştırması

Sonuçlar karşılaştırıldığı zaman OFDM yapısının SNR-BER analizinde performansı iyileştirdiği gözlemlenmektedir. Dürtüsel gürültünün olasılığının azaltılması sistemi daha verimli hale getirmektedir. Olasılığın $p = 0.001$ olması durumunda SNR-BER eğrisi AWGN kanala yaklaşmaktadır. İki grafik için de SNR değeri 12 dB'den sonra OFDM yapısının iyileştirici etkisi açıkça görülmektedir.

2.3. Kanal Modeli

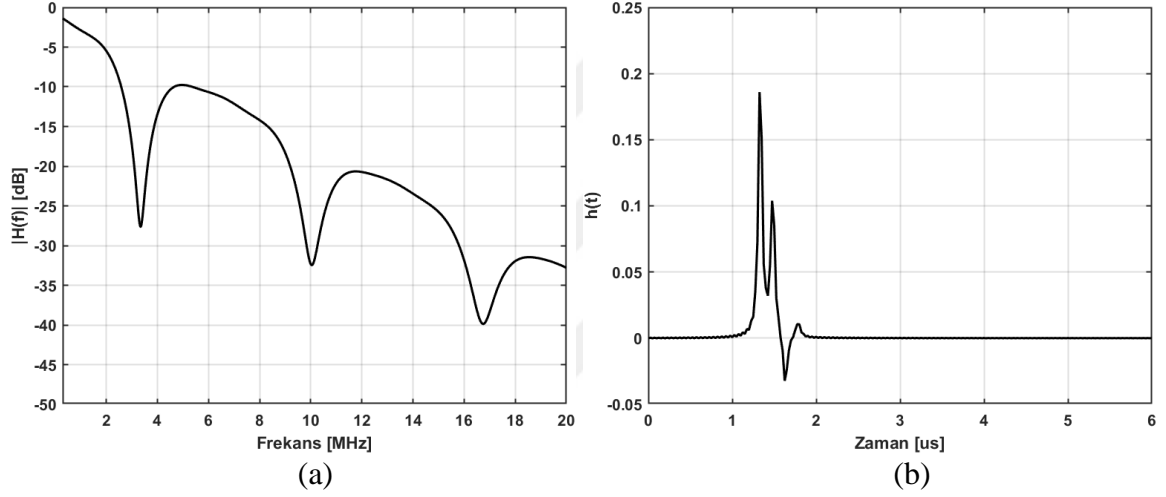
Kanalın modellenin iyi belirlenmesi yapılan çalışmanın daha doğru sonuçlar vermesini sağlamaktadır. Zimmermann tarafından önerilen kanal modeli çok yolluluk parametrelerini dikkate alır ve iletim hattı davranışlarını iyi tanımlamaktadır [17]. Yapılan çalışmada bağıntı-6 ile verilen kanal transfer fonksiyonu kullanılmaktadır. Bağıntıda α_0 ve α_1 zayıflatma kat sayılarını göstermektedir. Çok yolluluk esas alındığı için i sistem modelindeki yol sayısını, k kanalda meydana gelen zayıflatmanın çarpanını ifade etmektedir. Zimmermann yapmış olduğu çalışmada ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçlarını karşılaştırmaktadır. Ölçüm sonuçları gerçek sonuçlara yakın değerler göstermektedir. Simülasyonda kullanılan parametrelerle birlikte w_i ağırlık faktörü, d_i yol uzunluğu ve τ_i yol gecikmesi Tablo 4'te gösterilmektedir.

Çalışma içerisinde parametrelerin oluşturulması için 3 adımda ilerleyen bir yaklaşım gerçekleştirilmektedir. Birinci adımda tek yollu dallanma olmayan bir model üzerinden en küçük kareler tahmini kullanılarak belirlenmektedir. Sonraki aşamada dürtü yanıtı üzerinden uygulama için önemli olan yolların sayısı ve konumu bir tepe algılama yaklaşımı ile oluşturulmaktadır. Son adım ise genellikle isteğe bağlı şekilde oluşturulmaktadır. Yapılan çalışmalarda genellikle ilk iki adımın yeterli doğrulukta olduğu gözlemlenmektedir ancak gerek duyulması halinde evrimsel yöntemler ile optimize edilmektedir.

Tablo 4. Zimmermann 4 yollu kanal parametreleri [17].

Zayıflama Katsayıları					
$k = 1$		$a_0 = 0$		$a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10} \text{s/m}$	
Yol Katsayıları					
i	w_i	d_i/m	i	w_i	d_i/m
1	0,64	200	3	-0,15	244,8
2	0,38	222,4	4	0,05	267,5

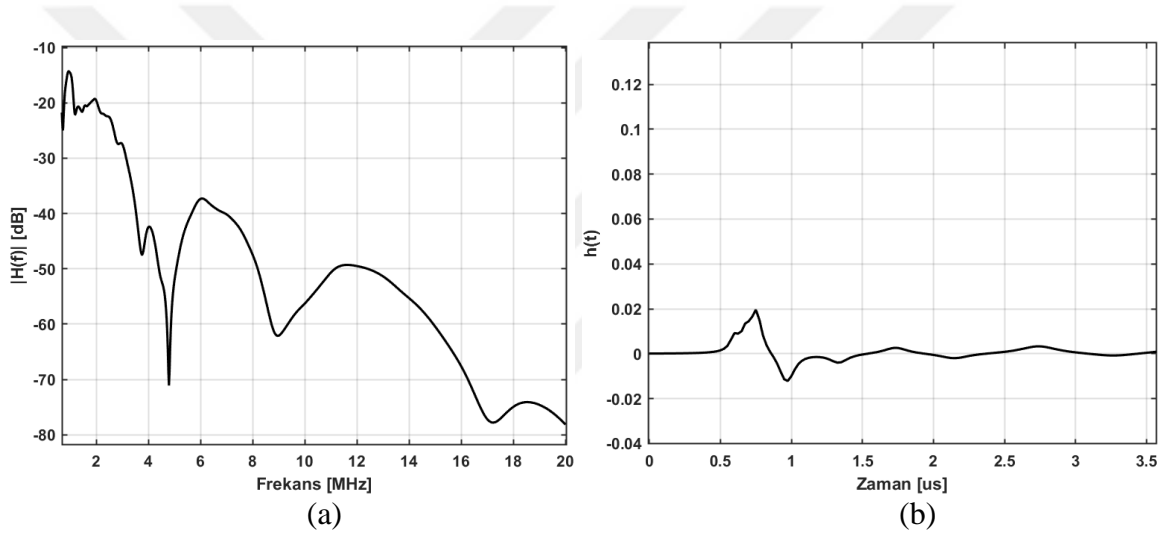
Verilen parametreler bağıntı-6'da uygulandığı zaman elde edilen kanalın frekans tepkesinin genliği ve birim vuruş tepkesi Şekil 17 ile gösterilmektedir.

Şekil 17. (a) $H(f)$ frekans tepkesinin genliği (b) $h(t)$ birim vuruş tepkesi

Şekil 17'de frekans tepkesine bakıldığında zaman kanal zayıflamasının yüksek frekans bölgelerinde arttığı görülmektedir. Bu durum kanalı alçak-geçiren bir kanal haline getirmektedir. Günlük hayatta kullanılan PLC sistemlerinde yol sayıları daha fazladır. Aynı çalışmada yol sayısının artmasının kanal davranışı üzerindeki etkilerinin gözlemlenmesi için Tablo 5'teki 15 yol için kullanılan parametreler verilmektedir.

Tablo 5. Zimmermann 15 yollu kanal parametreleri [17].

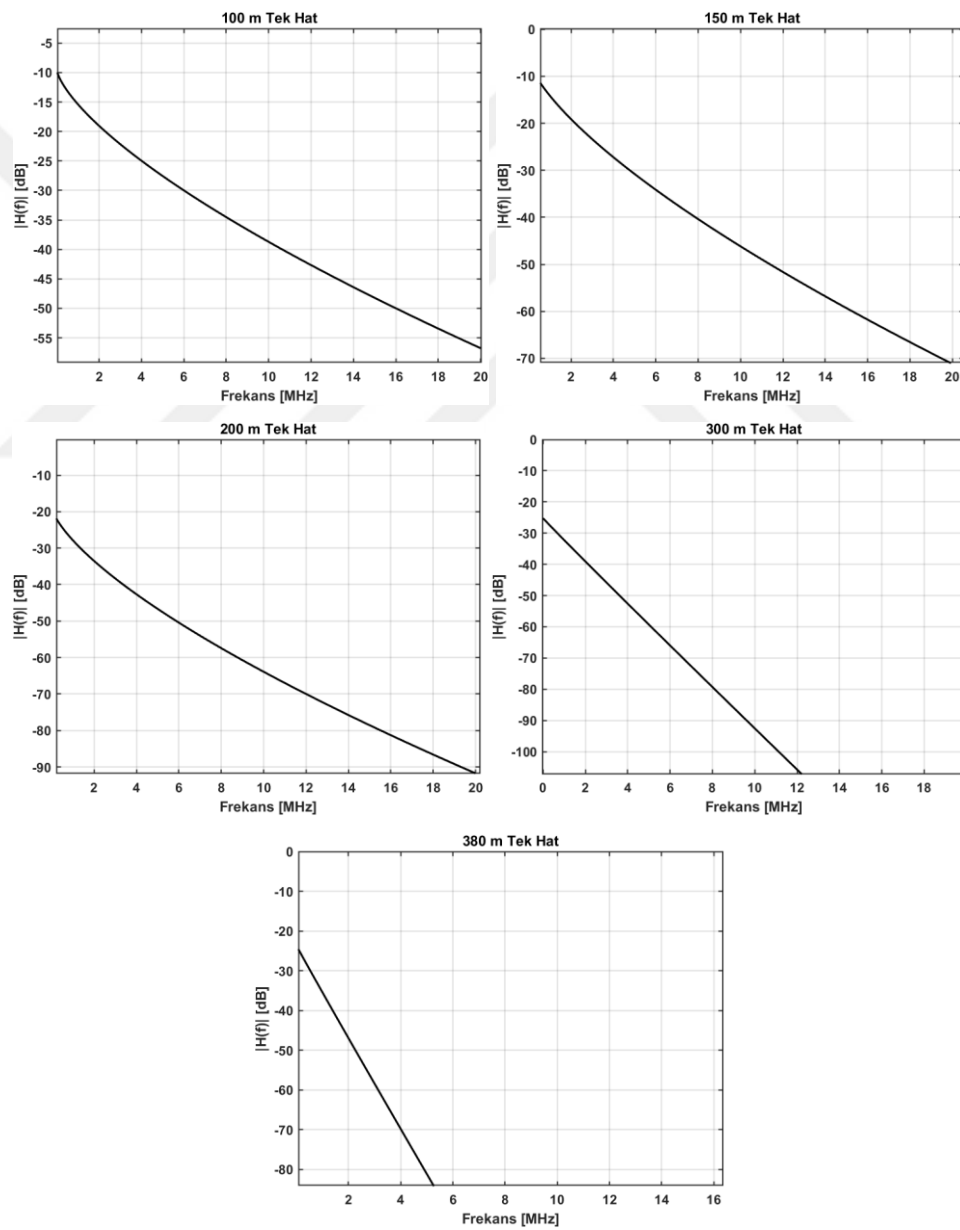
Zayıflama Katsayıları					
$k = 1$		$a_0 = 0$		$a_1 = 2.5 \cdot 10^{-9} \text{ s/m}$	
Yol Katsayıları					
\dot{i}	w_i	d_i/m	i	w_i	d_i/m
1	0,029	90	9	0,071	411
2	0,043	102	10	-0,035	490
3	0,103	113	11	0,065	567
4	-0,058	143	12	-0,055	740
5	-0,045	148	13	0,042	960
6	-0,040	200	14	-0,059	1130
7	0,038	260	15	0,049	1250
8	-0,038	322			

Şekil 18. (a) $H(f)$ frekans tepkesinin genliği (b) $h(t)$ birim vuruş tepkesi

Kanal modeli için gerekli olan parametrelerden biri de yol uzunluğudur. Yol uzunluğunun farklı durumlarında kanal zayıflatması değişmektedir. Çalışma içerisinde yol uzunluk profillerine göre oluşturulmuş zayıflatma kat sayıları Tablo 6 ile gösterilmektedir.

Tablo 6. Uzunluk profiline göre kanal parametreleri [17].

Profil	w_i	$a_0[m^{-1}]$	$a_1[s/m]$	k
100 m	1	$9,40 \cdot 10^{-3}$	$4,20 \cdot 10^{-7}$	0,7
150 m	1	$1,09 \cdot 10^{-3}$	$3,36 \cdot 10^{-7}$	0,7
200 m	1	$9,33 \cdot 10^{-3}$	$3,24 \cdot 10^{-7}$	0,7
300 m	1	$8,40 \cdot 10^{-3}$	$3,00 \cdot 10^{-9}$	1
380 m	1	$6,20 \cdot 10^{-3}$	$4,00 \cdot 10^{-9}$	1

Şekil 19. Uzunluk profiline göre $H(f)$ frekans tepkesinin genliği

Hat üzerindeki N yol sayısı oluşturulan PLC sistem modelinin çalışma kararlılığına etki etmektedir. Yol sayısı ve parametrelerin belirlenmesi başka uygulamalarda yol sayısının değişimine göre parametreler ile uygulamaya uygun modelin elde edilmesini sağlamaktadır [17].

PLC kanalındaki zayıflamanın ana etkenleri, çok yolluluğun neden olduğu dallardaki geri yansımalar ve kablo kayıpları olarak bilinmektedir. Bu şekilde modelleme yapılırken her bağlantının kendi zayıflama profili oluşturulmaktadır. Çalışmada kısa mesafeleri bağlantılar üzerinde yapılan ölçümler ve modellemeler 100-200 metre uzunluktaki bağlantılar 500 kHz – 20 MHz frekans aralığında birkaç dB düzeyinden 40 ile 70 dB arasında zayıflama göstermektedir. Sisteme tek hat olarak bakıldığı zaman zayıflatma çıktısının derin düşüşler içermediği ve düzgün olduğu görülmektedir. Bu durum tek hat sistemlerinde empedans uyumsuzluklarının önemli ölçüde olmadığını ifade etmektedir. Hat uzunluğu ve dallanma sayısı arttıkça PLC kanalının zayıflatması daha yüksek seviyelere çıkmaktadır. Frekans tepkesinin genliğine bakıldığı zaman çok yollu sönümlenmelerin neden olduğu derin düşüşler gözlemlenmektedir ve sistem performansını önemli ölçüde etkilemektedir. Gözlemlenen bu düşüşlerin konumu ve düşüş derinliği, dalların uzunluğu ve empedans uyumsuzluğu ile ilişkilendirilmektedir [17]. Derinliği fazla olan düşüşler aynı uzunluğa sahip eşit aralıklı dallanmaların bir sonucu olarak görülmektedir.

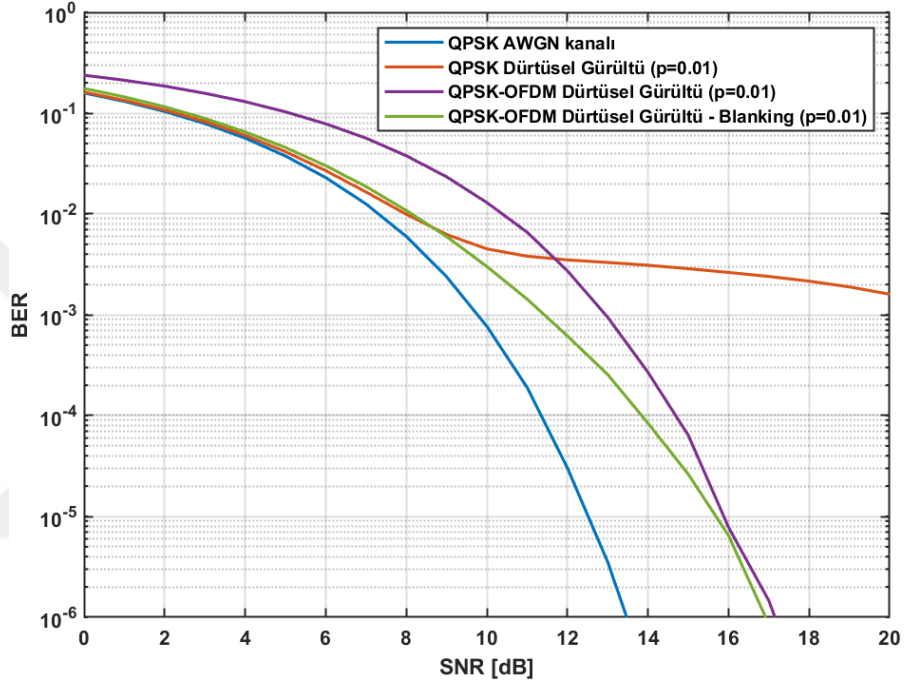
Araçlarda uzunluğu ve dallanma yapısı az olan enerji hatları kullanıldığından teorik araç içi PLC sistemlerinin daha verimli çalışacağı düşünülmektedir. Kanal modellemesi yapılırken önerilen parametreler arasından uzunluğu ve dallanma sayısı az olan parametreler seçilecektir.

2.4. Gürültü Azaltma

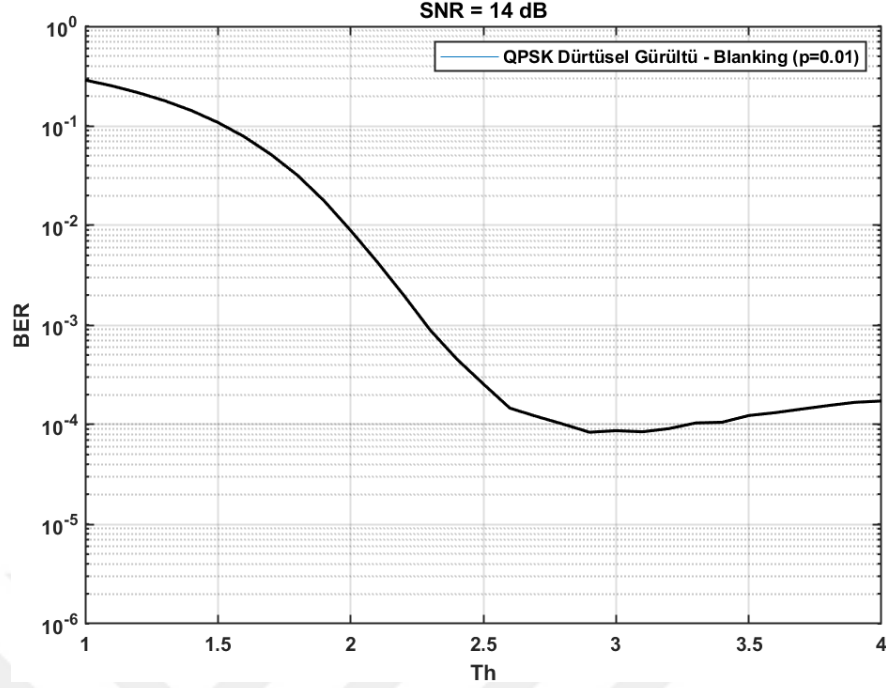
Gürültü azaltma, PLC sistemlerinin performansını önemli ölçüde etkileyen konulardan biri olarak akademik araştırmalara konu olmaktadır. Gürültü azaltma başlığı kendi içerisinde farklı yöntemleri barındırmaktadır. Gürültü ile kirlenmiş işaretin tamamen sıfırlanması, işaretin kırılması veya ikisinin aynı anda yapılması gibi yöntemlerin yanında sinyalin içinde mevcut dürtüsel gürültüyü tespit edip elde edilen gürültü örneğinin sinyalden çıkartılması gibi çalışmalar günümüzde uygulanmaktadır.

2.4.1. Sıfırlama, Kırpma ve Sıfırlama-Kırpma ile Gürültü Bastırma Analizleri

Sıfırlama-kırpma yöntemleri PLC sistemlerinde gürültünün bastırılması için OFDM yapısı ile kullanılmaktadır ve bu yöntemler birçok uygulamada kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden biri olan sıfırlama yöntemi ile elde edilen gürültü azaltma simülasyonun sonuçları Şekil 20 ile gösterilmektedir.

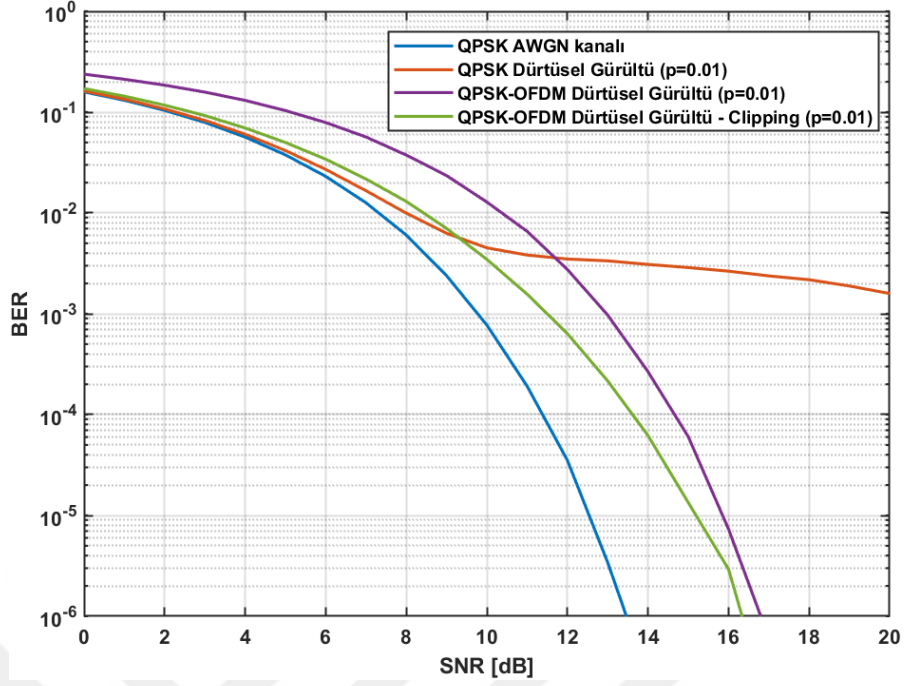


Şekil 20. AWGN kanalda sıfırlama ile gürültü bastırma

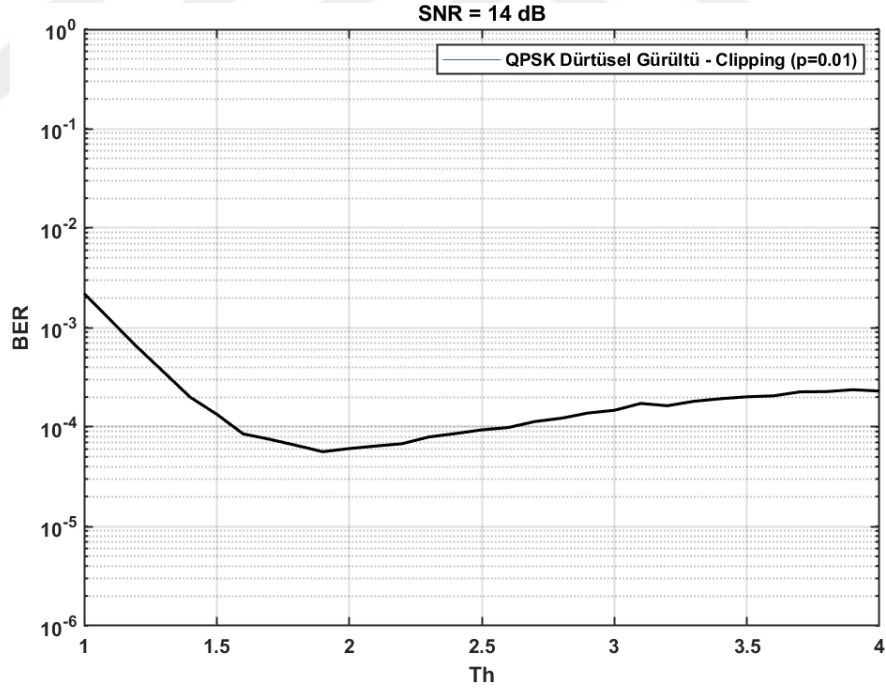


Şekil 21. Sıfırlama optimum eşik değeri T_h

Simülasyon sonuçlarında görüldüğü gibi sıfırlama yöntemi QPSK-OFDM grafiğinde dürtüsel gürültü üzerinde iyileştirici bir etki sağlamaktadır. Düşük SNR bölgesinden yüksek SNR bölgesine doğru gidildikçe sonuçların daha iyi olduğu gözlemlenmektedir. 13 dB SNR değerinden itibaren iyileştirme gözle görünür hale gelmektedir. Simülasyon esnasında dürtüsel gürültü olasılığı $p = 0.01$ olarak alınmaktadır. Sıfırlama eşik değeri ise OFDM için $T_h = 3$ olarak uygulanmaktadır. Kırpma ile gürültü azaltma yöntemine ait simülasyon çıktıları Şekil 22 ile gösterilmektedir.



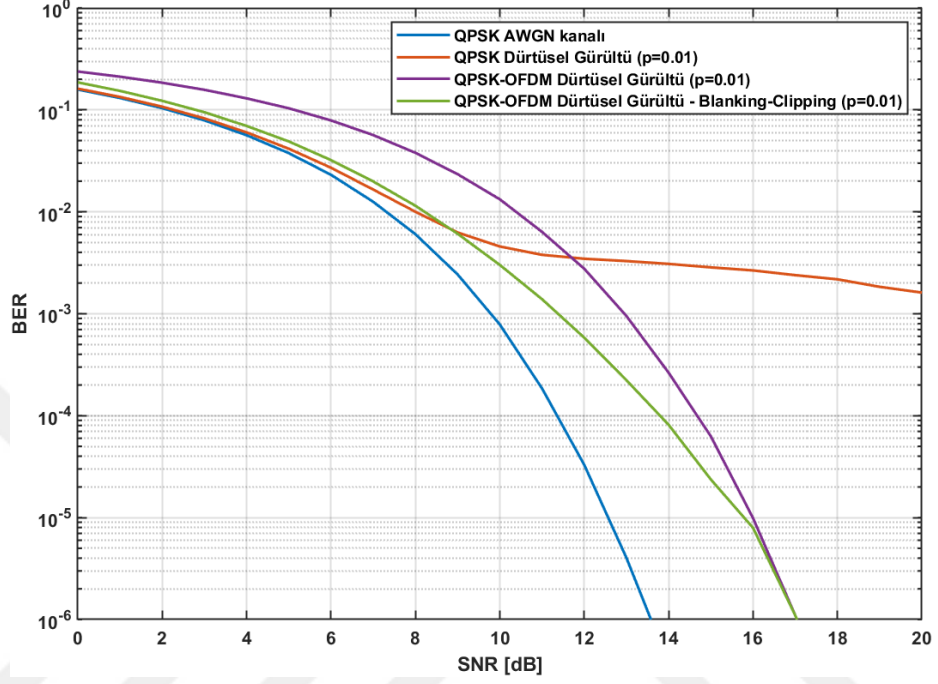
Şekil 22. AWGN kanalda kırpma ile gürültü bastırma



Şekil 23. Kırpma optimum eşik değeri T_h

Kırpma performansına bakıldığı zaman yöntemin frekans uzayında sistemde performans artışı sağladığı görülmektedir. Simülasyon yapılırken dürtüsel gürültü olasılığı

$p = 0.01$ olarak alınmaktadır. Kırpma eşik değeri ise OFDM için $T = 1.8$ olarak uygulanmaktadır. İkisinin bir arada kullanıldığı sıfırlama-kırpma ile gürültü azaltma yöntemine ait simülasyon sonuçları Şekil 24 ile gösterilmektedir.

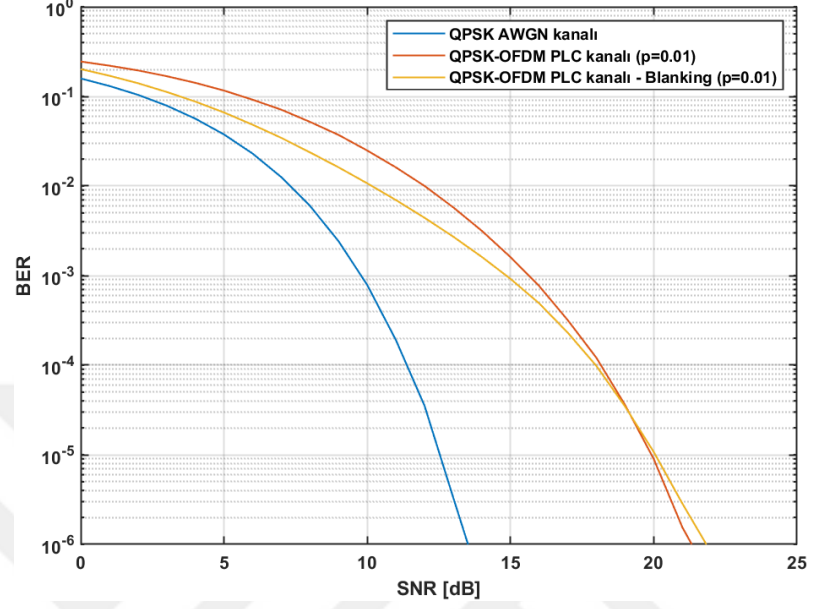


Şekil 24. AWGN kanalda sıfırlama-kırpma ile gürültü bastırma

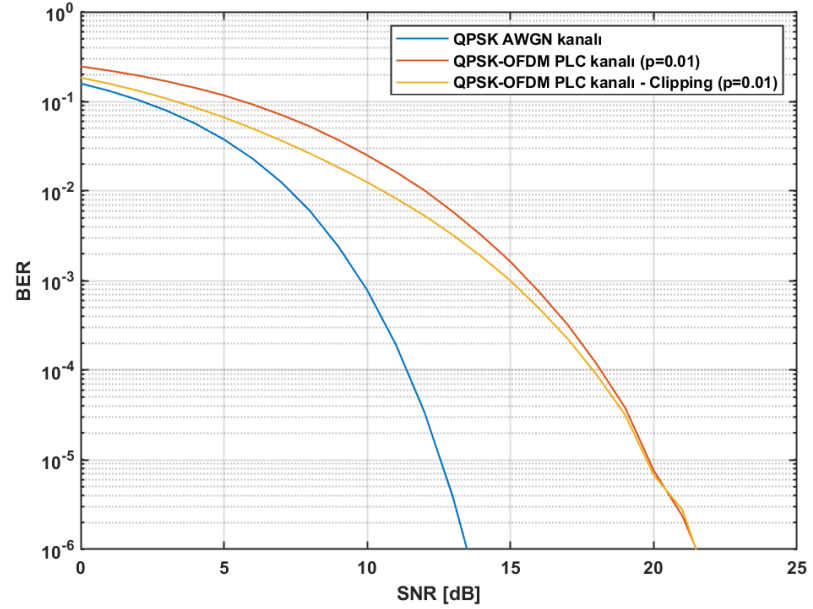
AWGN kanalda üç yöntem ile karşılaştırılma yapıldığında dürtüsel gürültü azaltma etkileri görülmektedir. Farklı SNR değerlerinde yöntemlerin performansının farklı olduğu grafik analizlerinden anlaşılmaktadır. Örneğin SNR = 8 değerinde yöntemler incelendiği zaman OFDM yapısında en iyi performansı sıfırlama yöntemi gösterirken en az gürültü azaltma etkisini kırpma yöntemi göstermektedir. SNR = 14 değerinde kırpma yöntemi en iyi BER değerini sağlarken sıfırlama yöntemi en yüksek BER değerini sağlamaktadır. Sıfırlama-kırpma ortalama gürültü azaltma performansına ait bir yöntem olarak ifade edilebilmektedir. Daha yüksek SNR değerlerinde sıfırlama yönteminin sıfırlama-kırpma yönteminin önüne geçtiği gözükmemektedir. İki yöntemin ortak kullanılması durumunda $T_h = T_{h1}$ ve $T_{h2} = 1.4xT_{h1}$ olarak seçilmektedir [23].

PLC kanalının sistem içerisine dahil edilmesi kanalın bozucu etkilerinden dolayı sistem performansında bir düşüşe sebep olmaktadır. OFDM yapısı kullanılarak PLC kanalı

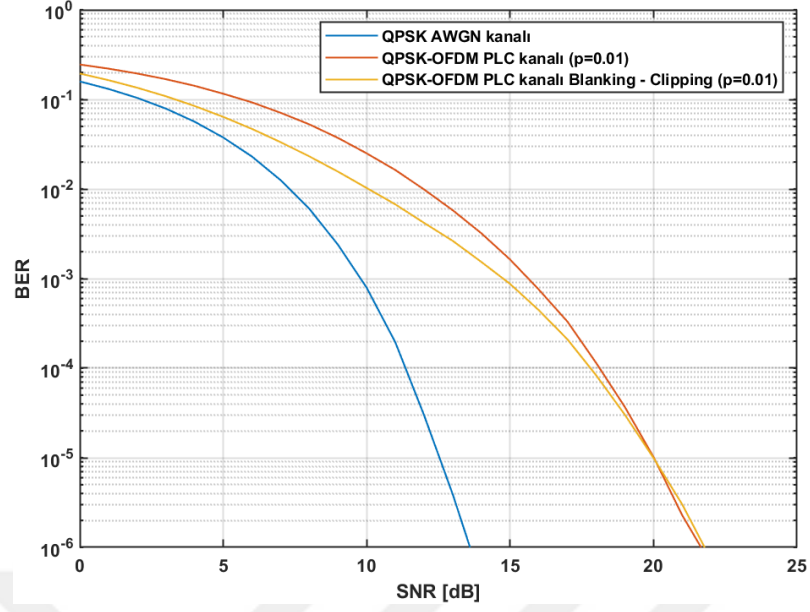
üzerinde yapılmış olan 4-9 MHz frekans aralığındaki gürültü azaltma yöntemleri Şekil 25, 26, 27 ile gösterilmektedir.



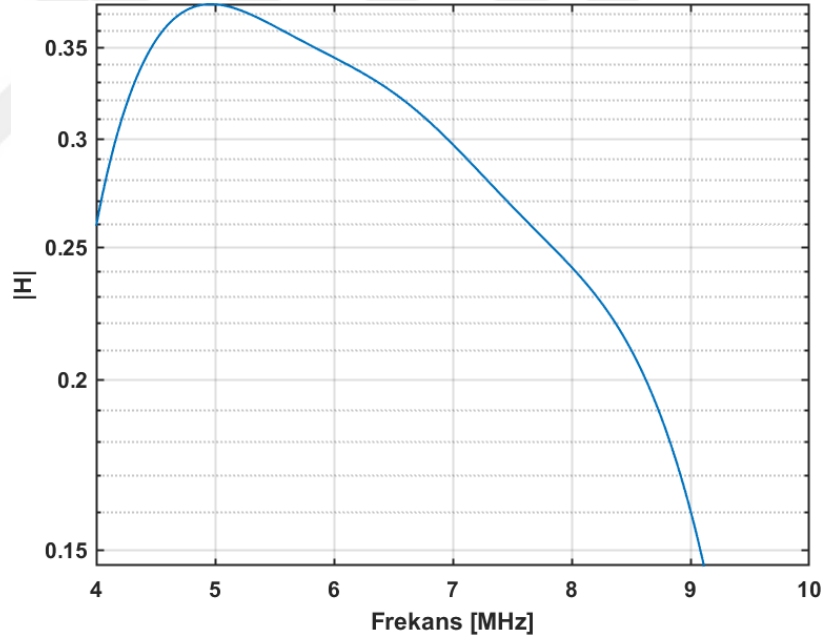
Şekil 25. PLC kanalda 4-9 MHz arası sıfırlama performansı



Şekil 26. PLC kanalda 4-9 MHz arası kırpma performansı



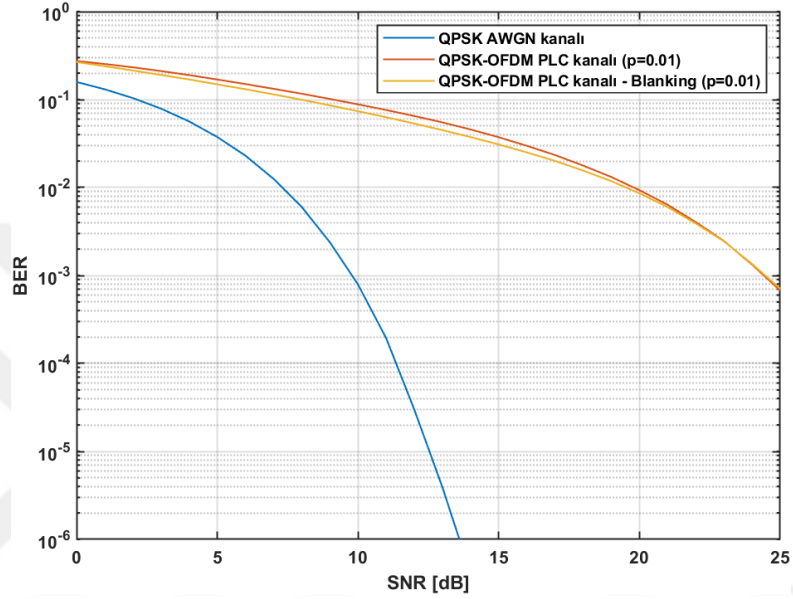
Şekil 27. PLC kanalda 4-9 MHz arası sıfırlama-kırpma performansı



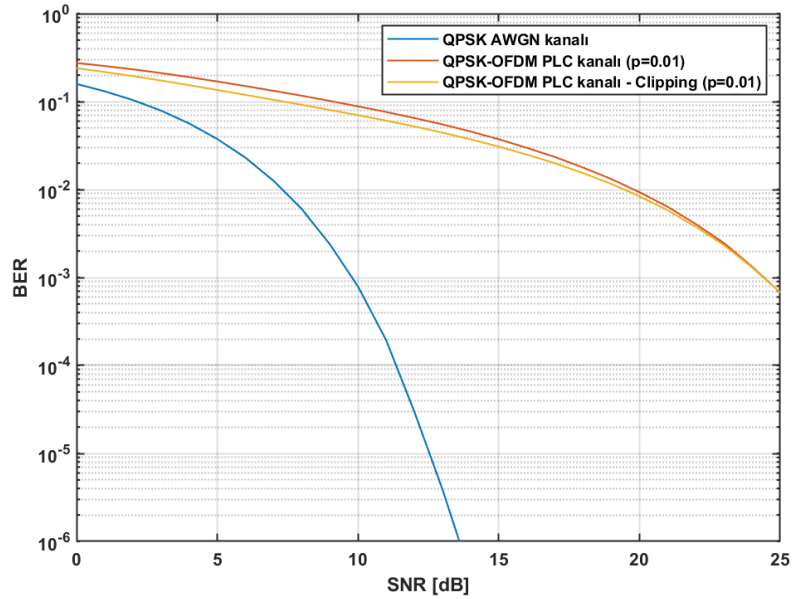
Şekil 28. PLC kanalda 4-9 MHz arası kanalın frekans tepkesinin genliği

Şekil 25, 26, 27 ile gösterilen yöntemler 4-9 MHz aralığındaki PLC kanalında simüle edilirken kanalın bu frekans aralıklarındaki frekans tepkesinin genliği Şekil 28 ile gösterilmektedir. Yapılan çalışmalar sonucunda kullanılan 3 yöntemin PLC kanalda da AWGN kanalda olduğu gibi dürtüsel gürültüyü bastırma etkisi pozitif yönde gözlemlenmektedir. Simülasyon sonucunda sıfırlama ve iki yöntemin bir arada

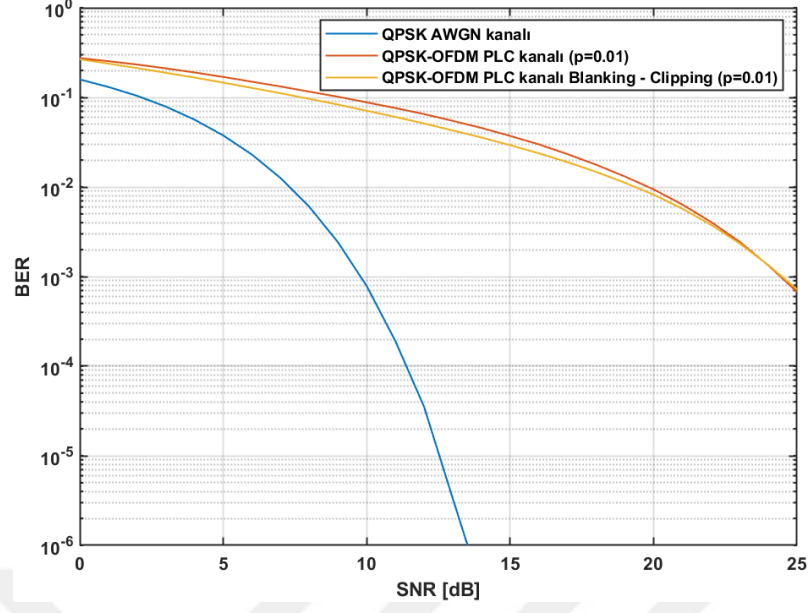
kullanılması durumu çok yakın etkiler gösterirken kırpma yöntemi BER performansında verimi en düşük yöntem olarak ifade edilebilmektedir. Sadece OFDM yapısının kullanılması haberleşme performansını artırırken OFDM yapısına ek olarak kullanılan yöntemler sistemin daha verimli çalışmasını sağlamaktadır. Şekil 29, 30, 31’de aynı yöntemlerin farklı frekans aralığındaki sonuçları gösterilmektedir.



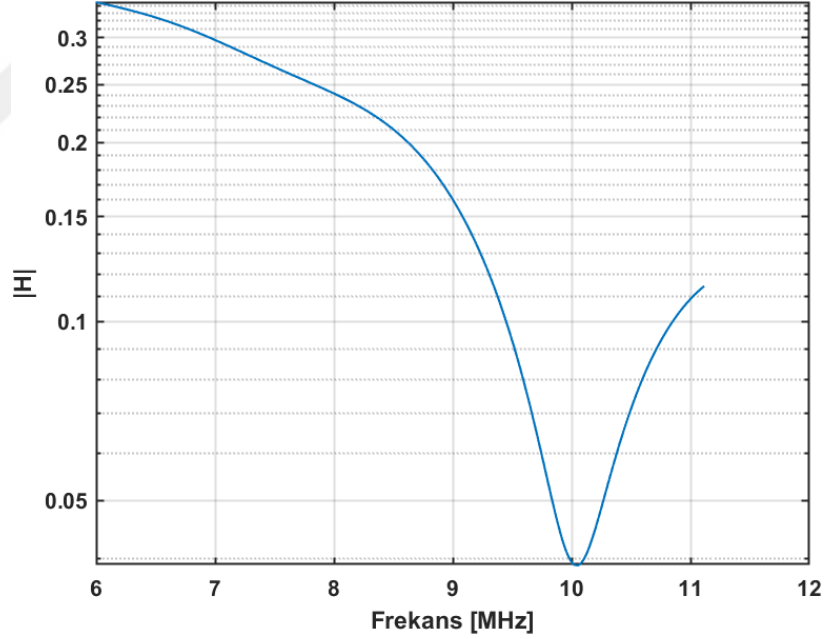
Şekil 29. PLC kanalda 6-11 MHz arası sıfırlama performansı



Şekil 30. PLC kanalda 6-11 MHz arası kırpma performansı



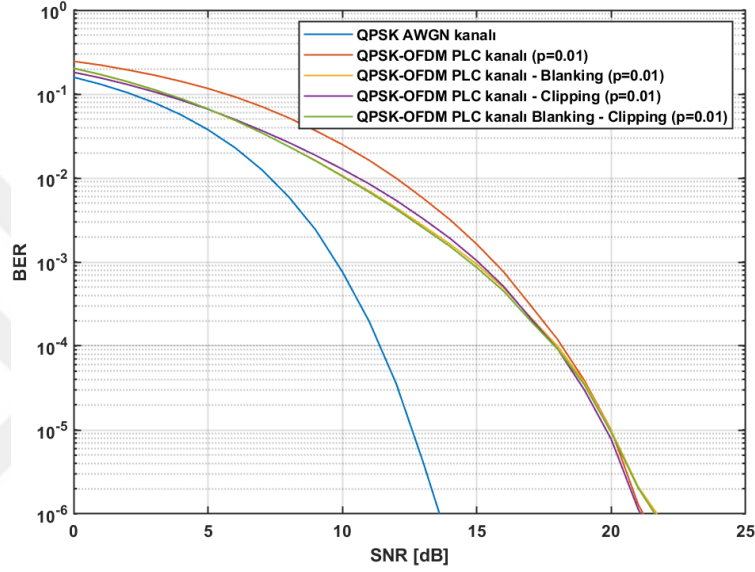
Şekil 31. PLC kanalda 6-11 MHz arası sıfırlama-kırpma performansı



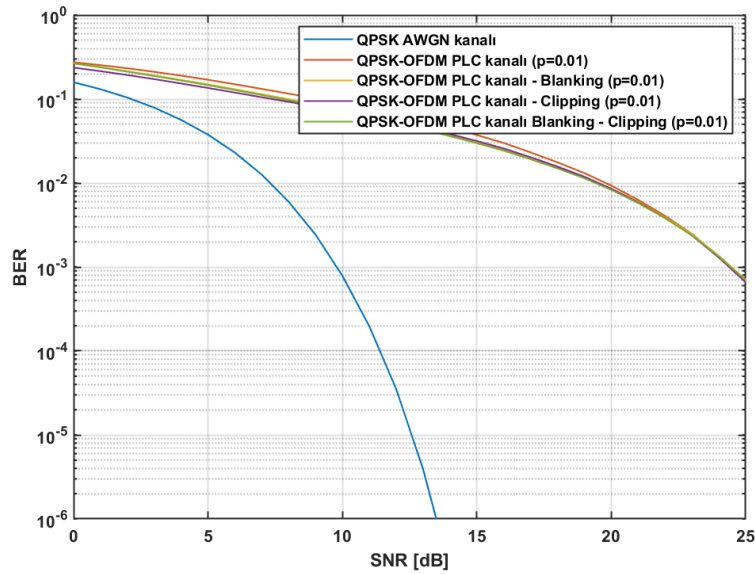
Şekil 32. PLC kanalda 6-11 MHz arası kanalın frekans tepkesinin genliği

Yapılan diğer simülasyon çalışmalarında aynı gürültü azaltma yöntemleri PLC kanalında 6-11 MHz aralığında tekrar denenmektedir. Şekil 32'de ki PLC kanalı incelendiği zaman bazı frekans değerlerinde kanalın zayıflatmasının derin düşüşler içerdiği görülmektedir. Bu derin düşüşlere denk gelen frekans aralıklarında haberleşme

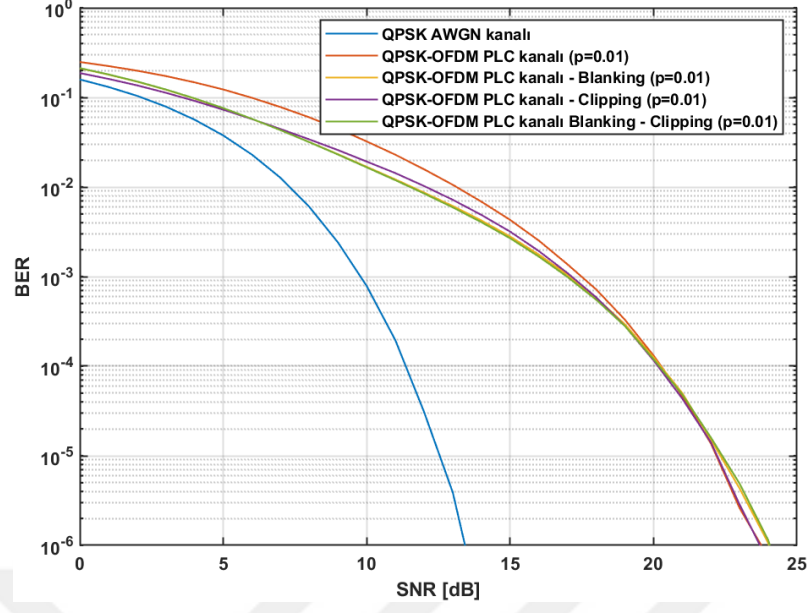
performansı 3 yöntem içinde negatif yönde değişmektedir. Kanal içerisindeki derin düşüş alanları çalışma performansını düşürürken OFDM yapısına ek olarak kullanılan yöntemler sistem performansında iyileşme sağlamaktadır. Kanalın bozucu etkisi derin düşüşlerin olduğu bölgelerde artmaktadır. Yöntemlerin performansları kıyaslandığında aralarında çok fazla performans farkı oluşmadığı gözlemlenmektedir. Şekil 33, 34, 35'te farklı frekans bölgelerinde 3 yöntem birlikte karşılaştırılmaktadır.



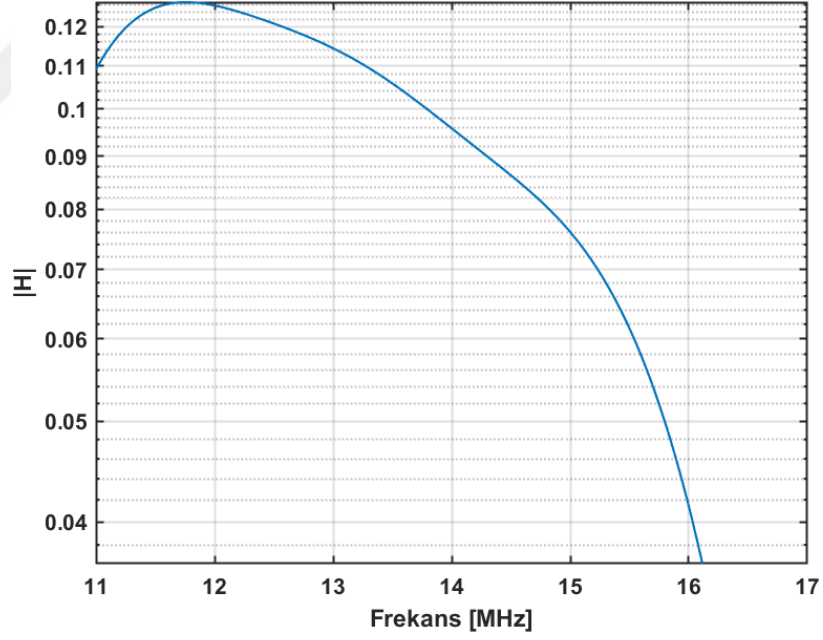
Şekil 33. PLC kanalında 3 yöntem için 4-9 MHz BER-SNR



Şekil 34. PLC kanalında 3 yöntem için 6-11 MHz BER-SNR



Şekil 35. PLC kanalda 3 yöntem için 11-16 MHz BER-SNR



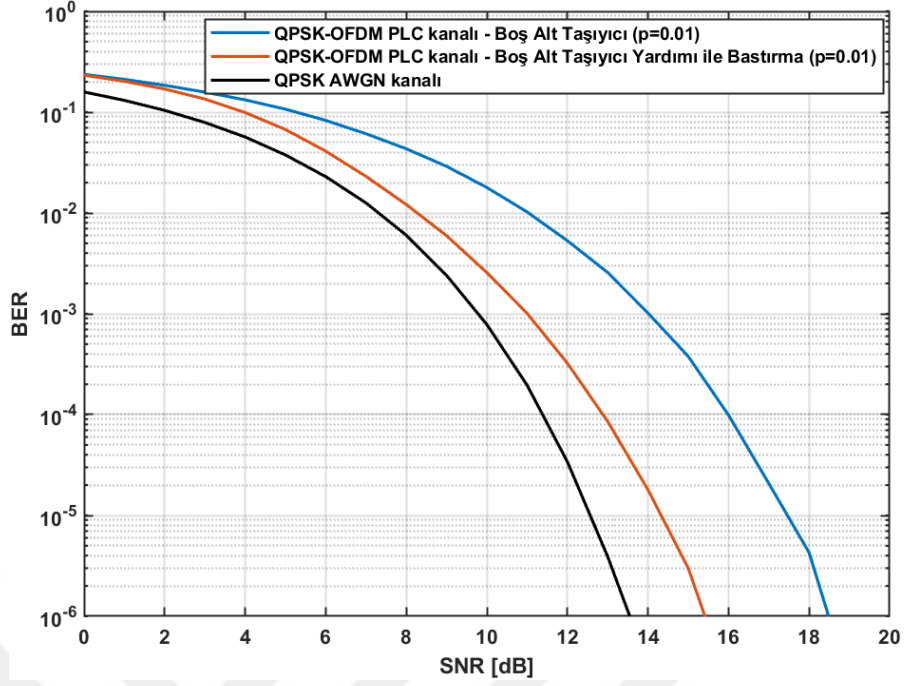
Şekil 36. PLC kanalda 11-16 MHz arasında kanalın frekans tepkesinin genliği

Şekil 36'ya bakıldığında kanalın 11-16 MHz aralığındaki frekans tepkesinin genliği görülmektedir ve kanal bu frekans aralığında derin düşüş barındırmamaktadır. 3 yöntemi barındıran çalışma sonuçlarında Şekil 33 ve Şekil 35 çıktılarında derin düşüş içermeyen

bölgelerde simüle edilirken Şekil 34 derin düşüş barındıran frekans bölgesinde simüle edilmektedir. Derin düşüş barındırmayan simülasyonlarda frekans yükseldikçe kanalın bozucu etkilerinin arttığı ve sistemin haberleşme performansının düştüğü görülmektedir. Bu bölgelerde kullanılan gürültü azaltma yöntemleri özellikle düşük SNR bölgelerinde performans üzerinde iyileştirici etkide bulunmaktadır. Derin düşüş içeren Şekil 34'te ise daha düşük frekans değerinde simüle edilmesine rağmen Şekil 35'e göre daha kötü performans göstermektedir ayrıca bu bölgede OFDM yapısına ek olarak kullanılan gürültü azaltma yöntemlerinin etkisi anlam ifade etmeyecek kadar düşük değerlerdedir.

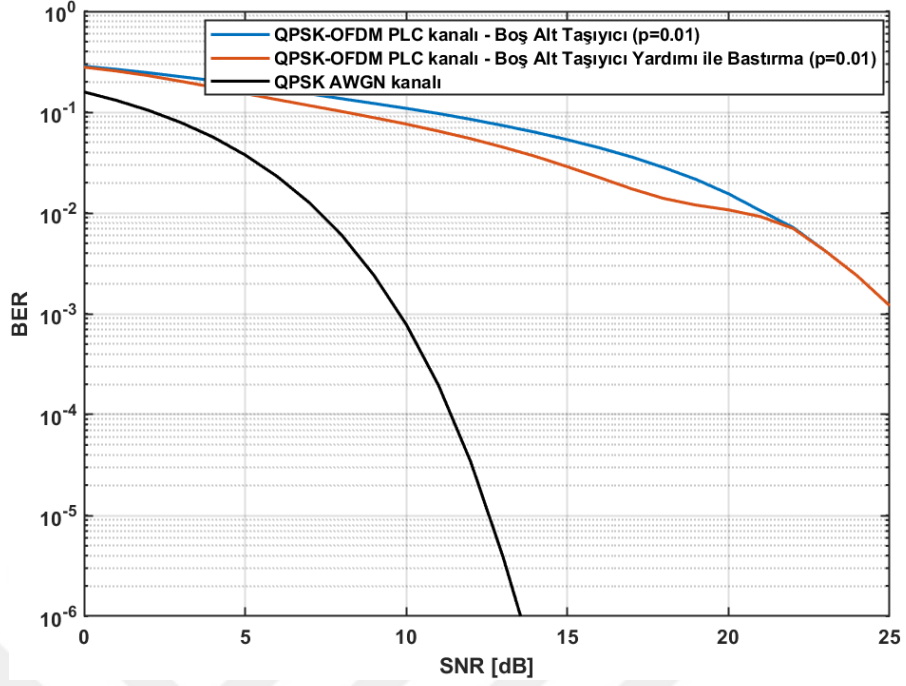
2.4.2. Boş Alt Taşıyıcı Yardımı ile Gürültü Bastırma Analizi

Literatürde kullanılan sıfırlama ve kırma gibi gürültü azaltma yöntemlerinin yanı sıra yeni uygulamalar ile gürültü azaltılarak sistem performansı artırılmaya çalışılmaktadır. Çalışma [24]'da boş alt taşıyıcılar kullanılarak sistemdeki gürültü bileşenlerinin tespit edilmesi ve elde edilen gürültü ifadesinin toplam sinyalden çıkartılarak gürültüsüz işaretin elde edilmesi amaçlanmaktadır. Sistem içerisinde boş bırakılan alt taşıyıcılar OFDM yapısından dolayı gürültü ifadesi barındırmaktadır. Bu alt taşıyıcılardan elde edilen gürültü ifadesi genel ifadeden çıkarıldığı zaman bağıntı 31'de gösterildiği gibi gürültüsüz işaret elde edilmektedir. Bunun için bağıntı 32'deki eşik değeri kullanılmaktadır ve sistem bu eşik değerine göre gürültü durumuna karar vermektedir. Gürültü azaltma yapısına ait blok diyagramı Şekil 7 ile gösterilmektedir. Yapılan çalışmalarda sadece boş alt taşıyıcı kullanımı ve boş alt taşıyıcılardaki gürültünün tespit edilip bastırılması şeklinde iki ayrı çalışma gerçekleştirilmektedir. Sadece Boş alt taşıyıcı kullanılan uygulama gürültü karışan boş taşıyıcılar ile gürültünün etkisini azaltmayı planlarken gürültünün tespit edilip alınan sinyalden çıkarılması ayrıca bir gürültü azaltma performansı sağlayacaktır. Bu gürültü azaltma yapısı kullanılarak yapılan simülasyon çalışmalarına ilişkin çıktılar Şekil 37 ile gösterilmektedir.



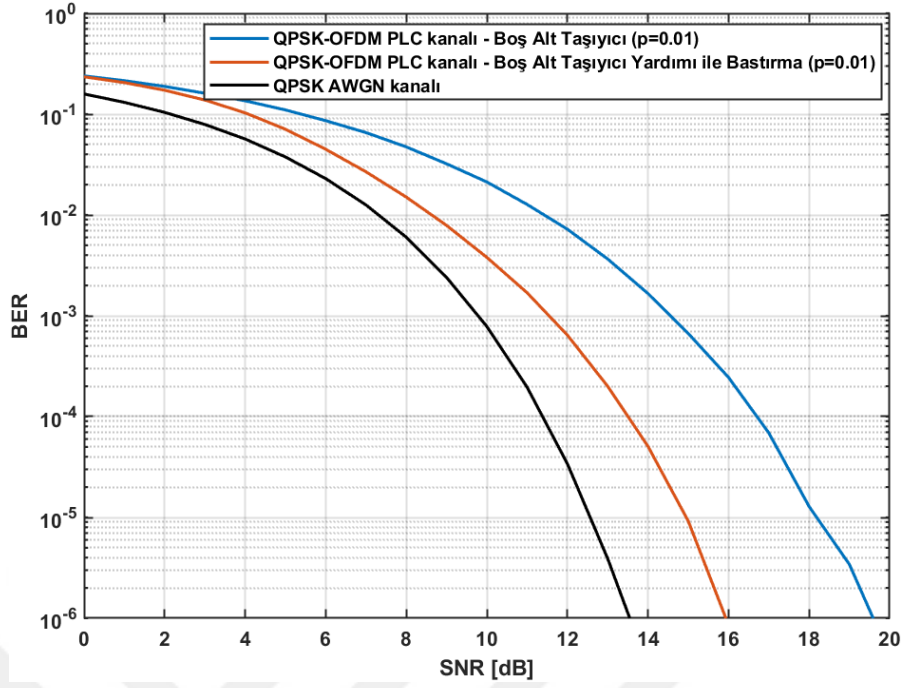
Şekil 37. Boş alt taşıyıcı yardımı ile gürültü bastırma (4-9 MHz)

Simülasyon sonuçları incelendiği zaman boş alt taşıyıcı yapısının kullanılmasının sistem performansında pozitif yönde etki gösterdiği görülmektedir. Sadece boş alt taşıyıcı kullanılan OFDM yapısına kıyasla gürültünün tespit edilip sistemde bastırılması haberleşme performansını artırmaktadır. Yapılan çalışmada diğer yöntemlerde olduğu gibi 4-9 MHz frekans aralığında $p = 0.01$ gürültü olasılığında sonuçlar elde edilmektedir. Sistemde yanlış alarm olma olasılığı $O_f = 0.8$ olarak alınırken 1024 adet alt taşıyıcınının 440 tanesi boş bırakılmaktadır. Aynı koşullar altında çalışma frekansı derin düşüş içeren aralığa çekildiğinde simülasyon sonuçları Şekil 38'deki gibi olmaktadır.



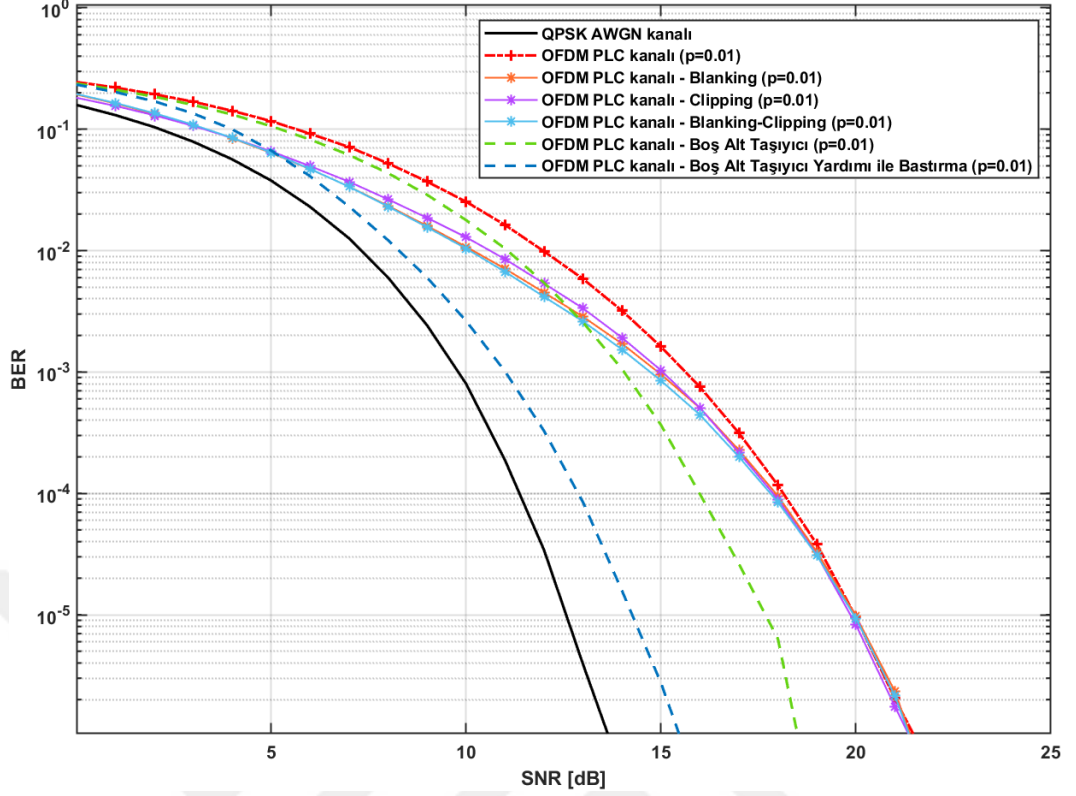
Şekil 38. Boş alt taşıyıcı yardımı ile gürültü bastırma (6-11 MHz)

Sonuçlar incelendiği zaman sıfırlama-kırpma yöntemlerinde olduğu gibi derin düşüş içeren 6-11 MHz aralığının sistem performansını azalttığı görülmektedir. İki yöntem arasındaki performans farkı azalırken haberleşme performansı kötüleşmektedir. Bu yöntem için de kanalın zayıflatıcı etkisi derin düşüşlerin olduğu bölgelerde daha fazla görülmektedir. Derin düşüş içermeyen yüksek frekans bölgesindeki haberleşme performansı Şekil 39 ile gösterilmektedir.



Şekil 39. Boş alt taşıyıcı yardımı ile gürültü bastırma (11-16 MHz)

Sıfırlama-kırpma yöntemlerinde olduğu gibi yüksek frekans bölgesinde kanalın zayıflatmasından dolayı haberleşme performansı düşmektedir. Ancak sıfırlama-kırpma yöntemleri ile karşılaştırıldığı zaman yüksek frekans zayıflatmasının etkisi boş alt taşıyıcılı sistemlerde daha az hissedilmektedir. Genel olarak boş alt taşıyıcı yöntemi ve gürültü tespiti ile bastırma yöntemi BER performansında sistem yapısı için iyileştirme sağlamaktadır. Bu yöntemlerin sıfırlama-kırpma yöntemleri ile karşılaştırmalı analizleri Şekil 40 ile gösterilmektedir.



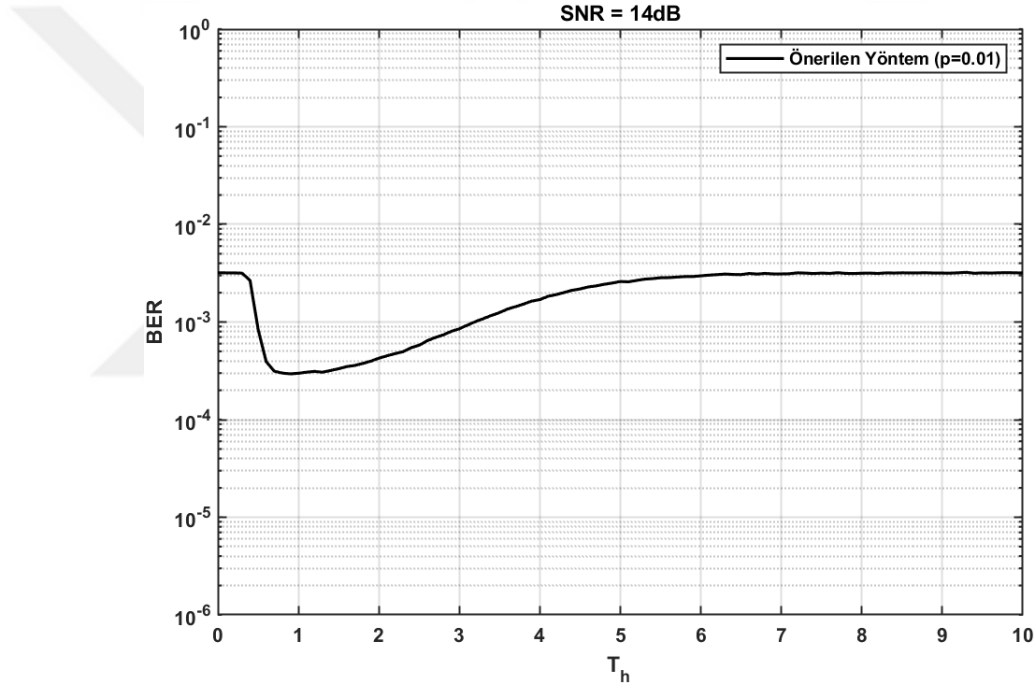
Şekil 40. Sıfırlama-kırpma yöntemleri ve boş taşıyıcı yardımı yöntem ile gürültü bastırma (4-9 MHz)

Boş alt taşıyıcılı sistemlerin BER analizinde sıfırlama-kırpma yöntemlerine göre daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Sadece boş alt taşıyıcıların kullanılması sistem performansını OFDM yapısına göre az farkla iyileştirirken tespit edilen gürültünün bastırılması ile iyileştirme farkı artmaktadır ve sistemi AWGN kanala yaklaştırmaktadır. Boş alt taşıyıcı kullanılan yapıda sıfırlama-kırpma yöntemlerine göre performans artışı SNR = 13 dB seviyelerinden sonra görülürken tespit edilen gürültünün bastırılması ile SNR = 5 dB değerinden itibaren sıfırlama-kırpma yöntemlerine göre daha iyi performans göstermektedir.

2.4.3. Boş Alt Taşıyıcı Yardımı Olmadan Gürültü Bastırma Analizi

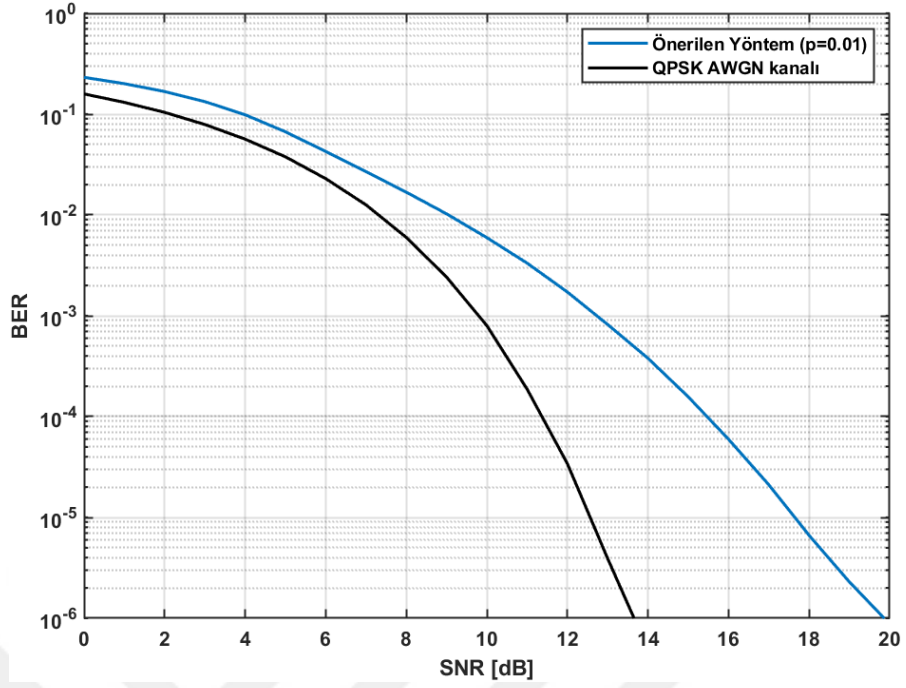
Çalışma içerisinde yapılan bir diğer gürültü bastırma işlemi ise boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma yöntemidir. Sıfırlama-kırpma yöntemleri gürültünün bastırılıp BER performansının iyileşmesine katkıda bulursa da geliştirilen yeni yöntemler ile BER performansında daha fazla iyileştirme yapmak mümkün gözükmemektedir. Boş alt

taşıyıcı kullanılarak yapılan simülasyonlarda gürültünün daha fazla azaltıldığı ve BER performansının sıfırlama-kırpma yöntemlerine göre daha iyi olduğu ifade edilmektedir. Ancak boş alt taşıyıcı kullanımı aynı sürede daha az bilgi işaretinin iletilmesi anlamına gelmektedir. Her ne kadar boş taşıyıcılar gürültünün tespitinde önemli rol oynasa da iletilen verinin veriminde düşüğe sebep olmaktadır. Boş alt taşıyıcı kullanılmadan yapılan gürültü tespiti ile veri hızında bir düşüş olmadan gürültüyü bastırarak BER performansının iyileştirilmesi sağlanmaktadır. Bağıntı-32 ile belirtilen eşik değeri sistemde gürültünün tespiti için kullanılmaktadır. Optimum eşik değeri için yapılan simülasyon çalışması Şekil 41 ile gösterilmektedir.

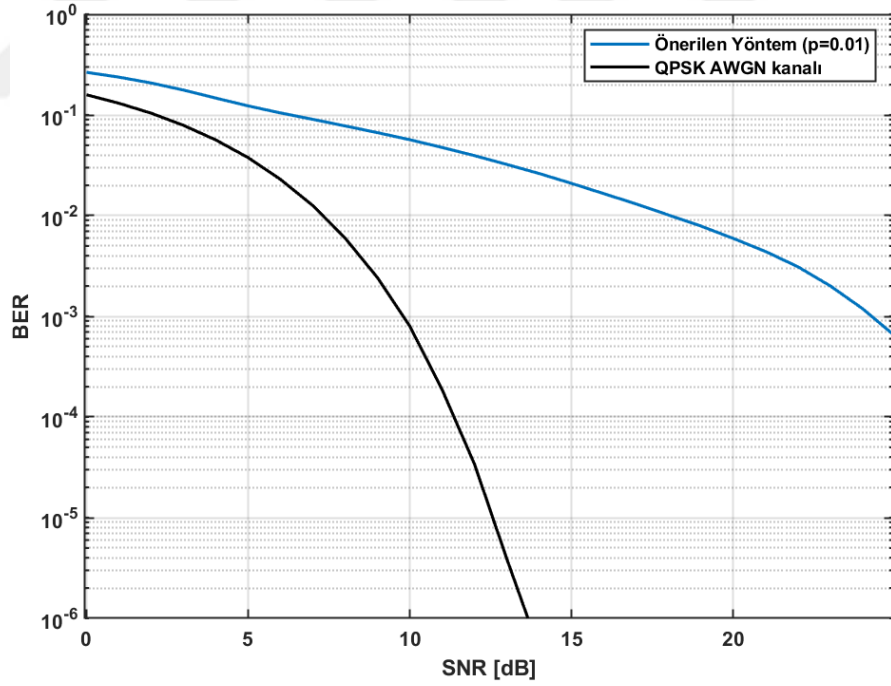


Şekil 41. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma için optimum eşik değeri (SNR=14dB)

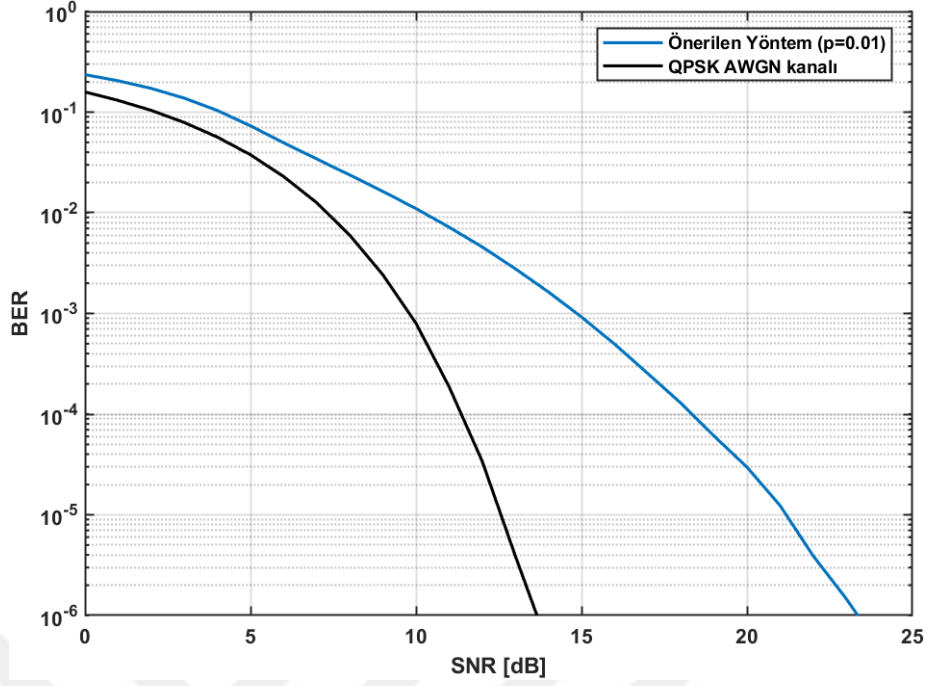
Optimum eşik değerine göre oluşturulan simülasyon çalışmaları sonrasında boş alt taşıyıcı yardımı olmayan yöntemin BER performansı diğer yöntemlerde olduğu gibi farklı frekans aralıklarına incelenmektedir. Sistemin performansına ait simülasyon sonuçları Şekil 42, 43, 44 ile gösterilmektedir.



Şekil 42. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma (4-9 MHz)

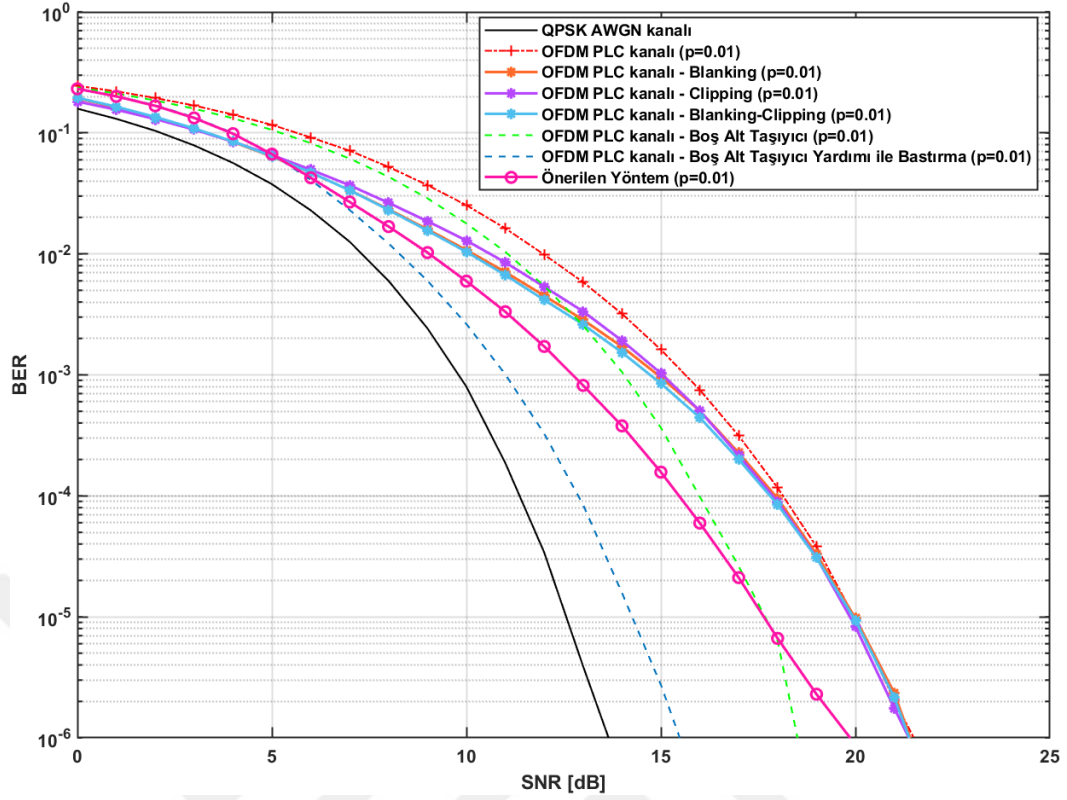


Şekil 43. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma (6-11 MHz)



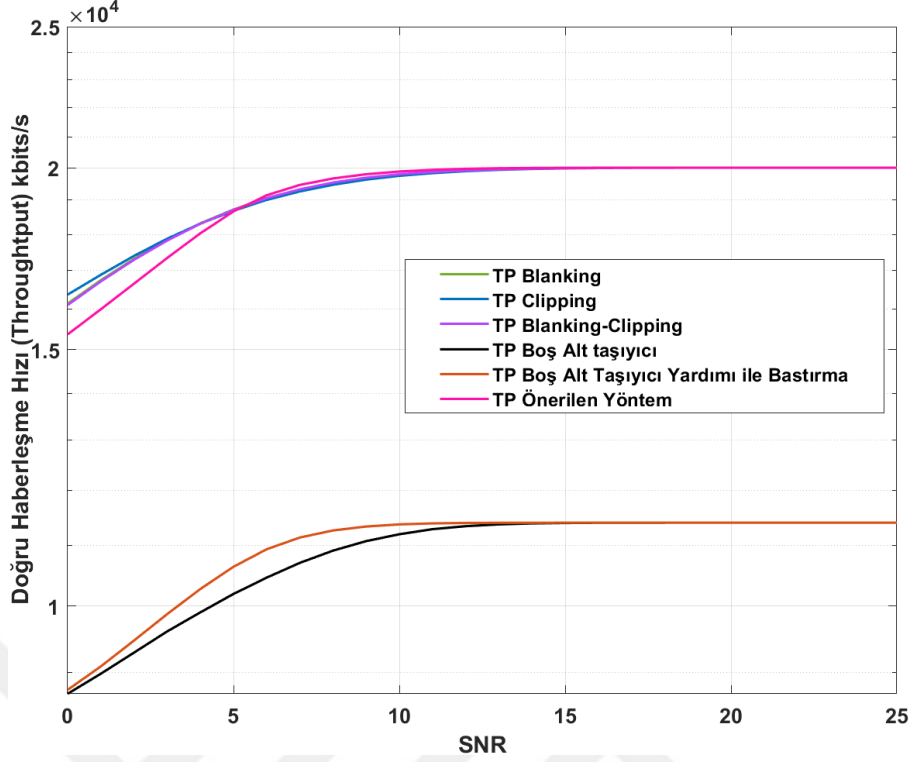
Şekil 44. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan gürültü bastırma (11-16 MHz)

Farklı frekans aralıklarında değerlendirilen uygulamanın sonuçlarına bakıldığında zaman sistemin performansında iyileşme sağladığı görülmektedir. Frekansın düşük olması ve derin düşüş içermemesi sistem için en iyi performansı sağlamaktadır. Derin düşüş içeren frekans aralığında sistemin çalışma performansı diğer yöntemlerde olduğu gibi düşüş göstermektedir. Yüksek frekans seviyelerinde sistem performansının azaldığı görülmektedir ancak bu azalma derin düşüş içeren frekans aralığındaki kadar fazla değildir. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan yapılan uygulama diğer tüm yöntemlerde olduğu gibi derin düşüş içeren frekans aralığında performans kaybı yaşamaktadır. Bu uygulama Şekil 45'te diğer yöntemler ile karşılaştırılmaktadır.



Şekil 45. Boş alt taşıyıcı yardımı olmayan uygulama ve diğer yöntemler (4-9 MHz)

Tüm yöntemler karşılaştırıldığı zaman boş alt taşıyıcı yardımı olmayan uygulama, sıfırlama-kırpma yöntemleri ile boş alt taşıyıcı yardımı olan yöntem arasında bir BER performansı gösterdiği görülmektedir. Sıfırlama-kırpma yöntemleri ile kıyaslandığı zaman boş alt taşıyıcı yardımı olmayan uygulamanın gürültü azaltma performansının daha iyi olduğu görülmektedir. Gürültünün tespiti ve alınan işareten çıkarılması mantığı ile oluşturulan bu yöntem boş alt taşıyıcılı sisteme göre daha düşük performans gösterirken gürültü azaltma yapısında boş alt taşıyıcılar kullanılmadığı için haberleşme veriminde artış sağlamaktadır. Tüm yöntemler için oluşturulan doğru haberleşme hızına ait grafik Şekil 46 ile gösterilmektedir.



Şekil 46. Tüm yöntemler için doğru haberleşme hızları (4-9 MHz)

Şekil 46 incelendiği zaman tüm yöntemlere ait doğru haberleşme hızları görülmektedir. Bu grafik belirli bir süre içerisinde doğru iletilen bitlerin hızını göstermektedir. Boş alt taşıyıcı içeren sistemler ile N adet alt taşıyıcının $N - N_{\epsilon}$ tanesi ile veri iletilmektedir. Bu durum belirli bir zaman dilimi içerisinde iletilecek olan verinin azalmasına sebep olurken doğru haberleşme hızını da düşürmektedir. Boş alt taşıyıcı yardımı olmadan yapılan uygulama gürültüyü azaltmak için kullanılan gürültü tespit yapısı boş alt taşıyıcılardan faydalanmamaktadır. Bu durumda yöntem BER performansında boş alt taşıyıcılı gürültü azaltma yapısının gerisinde kalsa da doğru haberleşme hızında bu yöntemin önüne geçmektedir.

Simülasyon çalışması yapılan ve sonuçları gösterilen tüm yöntemler için kullanılan parametreler ve değerler Tablo 7 ile gösterilmektedir.

Tablo 7. Tüm yöntemler için kullanılan parametre ve değişkenler

	Kullanılan Parametre ve Değerler (Tüm Gürültü Azaltma Yöntemlerinde)
Kanal Modeli	Zimmermann
Yol Katsayıları	4 Yollu Kanal için Yol Katsayıları
Zayıflatma Katsayıları	$k = 1, a_0 = 0, a_1 = 7,8 \times 10^{-10}$
Frekans Aralığı	4-9 MHz, 6-11 MHz ve 11-16 MHz
Bant Genişliği	5 MHz
Gürültü Modeli	Bernoulli-Gauss
σ_d/σ_{ap}	$\sigma_d = 10\sigma_{ap}$
Dürtüsel Gürültü Olasılığı	$p = 0.001$
OFDM Taşıyıcı Sayısı Toplam/Boş	Sıfırlama, Kırpma ve Sıfırlama-Kırpma: 1024/0 Boş Alt Taşıyıcı Yardımlı ile Gürültü Bastırma: 1024/440 Boş Alt Taşıyıcı Yardımsız Gürültü Bastırma: 1024/0
Optimum Eşik için SNR	14 dB
Optimum Eşik Değeri	Sıfırlama: 2,8 Kırpma: 1,8 Sıfırlama-Kırpma: 2,8-1,8 Boş Alt Taşıyıcı Yardımsız Gürültü Bastırma: 0,8
SNR Aralığı	0-25 dB
Modülasyon	4-QAM

3. SONUÇLAR

Yapılan çalışmada OFDM yapısı kullanan sıfırlama-kırpma yöntemleri, boş alt taşıyıcı yardımcı yöntem ve önerilen boş alt taşıyıcı yardımcı olmayan yöntemin BER-SNR ve doğru haberleşme hızı karşılaştırmaları 4-QAM için Bernoulli-Gauss gürültü modeli kullanılarak Zimmermann kanal modeli üzerinde yapılmaktadır.

Literatürde kullanılan eşik değerine bağlı yöntemler sıfırlama, kırpma ve sıfırlama-kırpma uygulamalarını içermektedir. Bu uygulamalar için optimum eşik değerleri hesaplanmış ve sıfırlama için 2.8, kırpma için 1,8 olarak belirlenmiştir. Uygulama sonucunda 3 yönteminde 4-9 MHz frekans aralığında ve SNR = 10 değeri için yaklaşık olarak 10^{-2} BER değeri sağladığı görülmektedir.

Boş alt taşıyıcı yardımcı ile oluşturulan yöntemde 1024 alt taşıyıcının 440 adeti boş bırakılmıştır. 4-9 MHz aralığında SNR = 10 değeri için yöntemin BER değeri 10^{-3} 'e yaklaşmaktadır ve SNR arttıkça sıfırlama-kırpma yöntemlerine göre performans farkının arttığı görülmektedir. Bu yöntemde tüm taşıyıcılarda bilgi işareti gönderilmemesinden dolayı doğru haberleşme hızı 11 *kbits/s* olarak görülmektedir.

Boş alt taşıyıcı yardımcı olmadan yapılan uygulamada 4-9 MHz aralığında SNR = 10 değeri için sıfırlama-kırpma yöntemleri ve boş alt taşıyıcılı yöntem arasında $5 \cdot 10^{-3}$ BER değeri gözlemlenmiştir. Boş alt taşıyıcı kullanılmamasından dolayı uygulamanın doğru haberleşme hızı 20 *kbits/s* değerlerine ulaşabilmektedir.

Çalışma sonucunda genel olarak OFDM kullanımının PLC sistemlerinde haberleşme performansına sağladığı olumlu etkiler görülmektedir. Ek uygulamalar ile OFDM performansı artırılabilir. Belirlenen kanal modeline göre yüksek frekans düzeyleri haberleşme performansını düşürürken derin düşüş içeren frekans aralıkları performans kaybını artırmaktadır. Sıfırlama-kırpma yöntemlerinde olduğu gibi gürültü içeren ifadenin tamamen iptal edilmesi veya kırılması yerine gürültünün tespit edilip alınan işareten çıkarılması ile oluşturulan yöntemler daha iyi performans göstermektedir. Boş alt taşıyıcı kullanımı BER performansını iyileştirme konusunda diğer yöntemlere göre iyi olsa da doğru haberleşme hızının azalmasına sebep olmaktadır. Boş alt taşıyıcı yardımcı olmadan oluşturulan uygulama ortalama BER performansı sağlamasına rağmen doğru haberleşme hızında olumsuz etkiler meydana getirmemektedir.

4. ÖNERİLER

Yapılan çalışmada sıfırlama-kırpma yöntemleri, boş alt taşıyıcılı yöntem ve boş alt taşıyıcı kullanılmayan yöntem denenerek sonuçları değerlendirilmiştir. Yapılan çalışmada kanalın etkileri gözlemlendikten sonra 4-9 MHz aralığı yöntemlerin karşılaştırılması için uygun bölge olarak kullanılmaktadır. Ancak 0-20 MHz aralığında incelenen kanalın bazı bölgelerde derin düşüşler içerdiği görülmektedir. Derin düşüş içeren bu bölgelerde haberleşme yapılmaması kullanılabilir bant genişliğini artıracaktır. Bu artışın haberleşme hızında ve performansta olumlu etkiler göstermesi beklenmektedir.

Kullanılan kanal modeli Zimmermann tarafından oluşturulan genel PLC uygulamalarında kullanılan kanal modeli yapısıdır. Çalışma içerisinde Zimmermann tarafından belirtilen kanal parametreleri kullanılmaktadır. 4 yollu kanal parametreleri bu çalışmada araç içi sistemlere uygunluğu sebebiyle tercih edilmektedir. Ancak gerçek araçlar üzerinden alınan kanal ölçüm sonuçlarına göre oluşturulacak olan kanal parametreleri yapılan simülasyon çalışmalarının sonuçlarını daha doğru hale getirip çıktıları gerçek değerlere yaklaştırabilir.

Çalışma içerisinde kullanılan tüm yöntemler belirli bir eşik değerini referans almaktadır. Bu eşik değeri alınan işaretin gürültü ifadesi bandırıp barındırmadığını göstermektedir. Simülasyon çalışmalarında eşik değeri belirli bir SNR değeri için optimum olarak hesaplanarak kullanılmaktadır. Ancak adaptif olarak değişen eşik değerlerinin kullanılması ile sistemin BER-SNR performansında artış gözlenebilir.

PLC sistemlerinde performansı etkileyen ana faktörlerden biri olan dürtüsel gürültü Bernoulli-Gauss gürültü modeli kullanılarak oluşturulmaktadır. Olasılıksal olarak elektronik elemanların tetiklenmesi sonucunda oluşan bu gürültü modeline ait parametreler genellikle içten yanmalı motora sahip araçlar üzerinden alınan ölçümler sonucunda ortaya çıkmaktadır. Günümüz teknolojisi ile üretilen elektrikli ve otonom araçlar daha çok elektronik donanım barındırmaktadır ve bu durum daha fazla gürültü oluşumuna neden olabilir. Yeni nesil araçlar üzerinden alınan ölçümler sonucu oluşturulan parametreler ile oluşturulacak olan modeller çalışmaların sonucunu gerçeğe daha çok yaklaştırabilir.

5. KAYNAKÇA

1. Zeadally, S., Javed, M.A. ve Hamida, E.B., Vehicular Communications for ITS: Standardization and Challenges, IEEE Communications Standards Magazine, 4,1 (2020) 11-17.
2. Barmada, S. ve Tucci, M., Optimization of a magnetically coupled resonators system for Power Line Communication integration, 2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), May 2015 Boulder, CO, USA 1-4.
3. Beikirch, H. ve Vos, M., CAN-Transceiver for field bus powerline communications 2006.
4. Degardin, V., Lienard, M., Degauque, P., Simon, E. ve Laly, P., Impulsive Noise Characterization of In-Vehicle Power Line, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 50,4 (2008) 861-868.
5. Huck, T., Schirmer, J., Hogenmuller, T. ve Dostert, K., Tutorial about the implementation of a vehicular high speed communication system, International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, April 2005 Vancouver, BC, Canada 162-166.
6. Lienard, M., Carrion, M.O., Degardin, V. ve Degauque, P., Modeling and Analysis of In-Vehicle Power Line Communication Channels, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 57,2 (2008) 670-679.
7. Madawala, U.K. ve Thrimawithana, D.J., A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58,10 (2011) 4789-4796.
8. Aalamifar, F., Hassanein, H.S. ve Takahara, G., Viability of powerline communication for the smart grid, 2012 26th Biennial Symposium on Communications (QBSC), May 2012 Kingston, ON, Canada 19-23.
9. Quan, Z. ve Tian, T., The analysis of the outdoor powerline channel in Zhengzhou, 2016 8th IEEE International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN), June 2016 Beijing, China 339-342.
10. Anatory, J., Theethayi, N., Thottappillil, R., Kissaka, M.M. ve Mvungi, N.H., Broadband Power-Line Communications: The Channel Capacity Analysis, IEEE Transactions on Power Delivery, 23,1 (2008) 164-170.
11. Philipps, H.D., Modelling of Powerline Communication Channels 2006.

12. Emleh, A., Ferreira, H.C., Vinck, A.J.H. ve Snyder, A., Received noise on powerline communications where the in-building wiring acts as an antenna, *IEEE Africon '11*, Sept. 2011 Victoria Falls, Zambia 1-6.
13. Zhu, W., Zhu, X., Lim, E. ve Huang, Y., State-of-Art Power Line Communications Channel Modelling, *Procedia Computer Science*, 17 (2013) 563-570.
14. Zimmermann, M. ve Dostert, K.M., A Multi-Path Signal Propagation Model For The Powerline Channel In The High Frequency Range 1999.
15. Katayama, M., Yamazato, T. ve Okada, H., A mathematical model of noise in narrowband power line communication systems, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24,7 (2006) 1267-1276.
16. Tlich, M., Chaouche, H., Zeddani, A. ve Gauthier, F., Impulsive noise characterization at source, 2008 1st IFIP Wireless Days, Nov. 2008 Dubai, United Arab Emirates 1-6.
17. Zimmermann, M. ve Dostert, K., A multipath model for the powerline channel, *IEEE Transactions on Communications*, 50,4 (2002) 553-559.
18. Guerrieri, L., Masera, G., Stievano, I.S., Bisaglia, P., Valverde, W.R.G. ve Concolato, M., Automotive Power-Line Communication Channels: Mathematical Characterization and Hardware Emulator, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63,5 (2016) 3081-3090.
19. Stievano, I.S. ve Canavero, F.G., Behavioral modeling of power line communication channels for automotive applications, 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, March 2012 Beijing, China 340-343.
20. Ghosh, M., Analysis of the effect of impulse noise on multicarrier and single carrier QAM systems, *IEEE Transactions on Communications*, 44,2 (1996) 145-147.
21. Antoniali, M., Piantè, M.D. ve Tonello, A.M., PLC noise and channel characterization in a compact electrical car, 2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, March 2013 Johannesburg, South Africa 29-34.
22. Zhidkov, S.V., Performance analysis and optimization of OFDM receiver with blanking nonlinearity in impulsive noise environment, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55,1 (2006) 234-242.
23. Zhidkov, S.V., Analysis and comparison of several simple impulsive noise mitigation schemes for OFDM receivers, *IEEE Transactions on Communications*, 56,1 (2008) 5-9.
24. Yin, J., Zhu, X., Huang, Y. ve Jiang, Y., Null Subcarriers Assisted Impulsive Noise Mitigation for In-Vehicle Power Line Communication in the Presence of

- Narrowband Interference, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 68,1 (2019) 498-508.
25. Smolenski, R., Bojarski, J., Kempinski, A. ve Lezynski, P., Time-Domain-Based Assessment of Data Transmission Error Probability in Smart Grids With Electromagnetic Interference, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61,4 (2014) 1882-1890.
 26. Hrasnica, H., Haidine, A. ve Lehnert, R., Broadband Powerline Communications Networks: Network Design, (2005) 1-275.
 27. Surratt, J.M., Integration of cebus with utility load management and automatic meter reading, IEEE Transactions on Consumer Electronics, 37,3 (1991) 406-412.
 28. Nouvel, F., Pham, H., Tanguy, P. ve Pillement, S., Experiments of in-vehicle power line Communications, INTECH Open Access Publisher, 2011.
 29. Wolf, J., Power line communication (PLC) in space—Current status and outlook, 2012 ESA Workshop on Aerospace EMC 2012, 1-6.
 30. Park, C.-U., Lee, J.-J., Oh, S.-K., Bae, J.-M. ve Seo, J.-K., Study and field test of power line communication for an electric-vehicle charging system, 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2012, 344-349.
 31. Xu, Z., Yang, C., Tan, Z. ve Sheng, Z., Raptor code-enabled reliable data transmission for in-vehicle power line communication systems with impulsive noise, IEEE Communications Letters, 21,10 (2017) 2154-2157.
 32. Pittolo, A., De Piante, M., Versolatto, F. ve Tonello, A.M., In-vehicle power line communication: Differences and similarities among the in-car and the in-ship scenarios, IEEE Vehicular Technology Magazine, 11,2 (2016) 43-51.
 33. Naik, G., Choudhury, B. ve Park, J.-M., IEEE 802.11 bd & 5G NR V2X: Evolution of radio access technologies for V2X communications, IEEE access, 7 (2019) 70169-70184.
 34. Javed, M.A., Zeadally, S. ve Hamida, E.B., Data analytics for cooperative intelligent transport systems, Vehicular communications, 15 (2019) 63-72.
 35. Nolte, T., Hansson, H. ve Bello, L.L., Automotive communications-past, current and future, 2005 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation 2005, 1, 8 pp.-992.
 36. Barmada, S., Raugi, M., Tucci, M. ve Zheng, T., Power line communication in a full electric vehicle: Measurements, modelling and analysis, ISPLC2010 2010, 331-336.

37. Ouannes, I., Nickel, P. ve Dostert, K., Cell-wise monitoring of Lithium-ion batteries for automotive traction applications by using power line communication: battery modeling and channel characterization, 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2014, 24-29.
38. Ferreira, H.C., Lampe, L., Newbury, J. ve Swart, T.G., Power line communications: theory and applications for narrowband and broadband communications over power lines, John Wiley & Sons, 2011.
39. Cortés, J.A., Cerdá, M., Díez, L. ve Canete, F.J., Analysis of the periodic noise on in-vehicle broadband power line channels, 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2012, 334-339.
40. Degardin, V., Carrion, M.O., Lienard, M. ve Degauque, P., In-vehicle power line communication: Impulsive noise characteristics, XXVIIIth General Assem. URSI, (2005).
41. Degauque, P., Stievano, I., Pignari, S., Degardin, V., Canavero, F., Grassi, F. ve Canete, F.J., Power-line communication: Channel characterization and modeling for transportation systems, IEEE Vehicular Technology Magazine, 10,2 (2015) 28-37.
42. Schiffer, A., Statistical channel and noise modeling of vehicular DC-lines for data communication, VTC2000-Spring. 2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37026) 2000, 1, 158-162.
43. Carrion, M.O., Lienard, M. ve Degauque, P., Communication over vehicular DC lines: Propagation channel characteristics, 2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2006, 2-5.
44. Vallejo-Mora, A.B., Sánchez-Martínez, J.J., Canete, F.J., Cortés, J.A. ve Díez, L., Characterization and evaluation of in-vehicle power line channels, 2010 IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM 2010 2010, 1-5.
45. Bassi, E., Benzi, F., Almeida, L. ve Nolte, T., Powerline communication in electric vehicles, 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference 2009, 1749-1753.
46. Taherinejad, N., Rosales, R., Lampe, L. ve Mirabbasi, S., Channel characterization for power line communication in a hybrid electric vehicle, 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2012, 328-333.
47. Antoniali, M., De Piante, M. ve Tonello, A.M., PLC noise and channel characterization in a compact electrical car, 2013 IEEE 17th international symposium on power line communications and its applications 2013, 29-34.
48. Degardin, V., Lienard, M., Degauque, P. ve Laly, P., Performances of the HomePlug PHY layer in the context of in-vehicle powerline communications, 2007

- IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2007, 93-97.
49. Beikirch, H. ve Voss, M., CAN-transceiver for field bus powerline communication, 4th International Symposium on Power-Line Communications (ISPL2000) in Limerick (Ireland), 5th æ 7th April 2000, 257-264.
 50. Maryanka, Y., Amrani, O. ve Rubin, A. The Vehicle Power Line as a Redundant Channel for CAN Communication 2005.
 51. Maryanka, Y., Wiring reduction by battery power line communication, IEE Seminar on Passenger Car Electrical Architecture (Ref. No. 2000/088) 2000, 8/1-8/4.
 52. Cano, C., Pittolo, A., Malone, D., Lampe, L., Tonello, A.M. ve Dabak, A.G., State of the art in power line communications: From the applications to the medium, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 34,7 (2016) 1935-1952.
 53. Karols, P., Dostert, K., Griepentrog, G. ve Huettinger, S., Mass transit power traction networks as communication channels, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 24,7 (2006) 1339-1350.
 54. Barmada, S., Gaggelli, A., Musolino, A., Rizzo, R., Raugi, M. ve Tucci, M., Design of a PLC system onboard trains: Selection and analysis of the PLC channel, 2008 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2008, 13-17.
 55. Larzhaoui, T., Nouvel, F. ve Baudais, J.-Y., Feasibility study of à PLC system for avionic safety-critical systems, International Journal On Advances in Networks and Services, 8,1-2 (2015) 1-8.
 56. Jones, C.H., Communications over aircraft power lines, 2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2006, 149-154.
 57. Tsuzuki, S., Yoshida, M., Yamada, Y., Kawasaki, H., Murai, K., Matsuyama, K. ve Suzuki, M., Characteristics of power-line channels in cargo ships, 2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2007, 324-329.
 58. Antoniali, M., Tonello, A.M., Lenardon, M. ve Qualizza, A., Measurements and analysis of PLC channels in a cruise ship, 2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2011, 102-107.
 59. Dostert, K., Telecommunications over the power distribution grid—possibilities and limitations, IIR-Powerline, 6,97 (1997).
 60. Chiuta, A.I. ve Secareanu, N.D., Theoretical postulation of PLC channel model, Journal of Electrical and Electronics Engineering,1 (2009) 129.

61. Meng, H., Chen, S., Guan, Y., Law, C., So, P., Gunawan, E. ve Lie, T., Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel, IEEE Transactions on Power Delivery, 19,3 (2004) 1057-1064.
62. Huang, G., Akopian, D. ve Chen, C.P., Measurement and characterization of channel delays for broadband power line communications, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 63,11 (2014) 2583-2590.
63. Haidine, A. ve Lehnert, R., Analysis of the channel allocation problem in broadband power line communications access networks, 2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2007, 192-197.
64. Di Bert, L., Caldera, P., Schwingshackl, D. ve Tonello, A.M., On noise modeling for power line communications, 2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2011, 283-288.
65. Meng, H., Guan, Y.L. ve Chen, S., Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications, IEEE Transactions on Power Delivery, 20,2 (2005) 630-637.
66. Wang, D., Song, Y. ve Wang, X., Channel modeling of broadband powerline communications, 2017 IEEE 9th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN) 2017, 427-430.
67. Zimmermann, M. ve Dostert, K., Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 44,1 (2002) 249-258.
68. Berry, L.A., Understanding Middleton's canonical formula for class A noise, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 4 (1981) 337-344.
69. Middleton, D., Non-Gaussian noise models in signal processing for telecommunications: new methods an results for class A and class B noise models, IEEE Transactions on Information Theory, 45,4 (1999) 1129-1149.
70. Avril, G., Moulin, F., Zeddani, A., Tlich, M. ve Nouvel, F., Impulsive noise detection on masked carriers, 2008 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2008, 369-373.
71. Chang, R. ve Gibby, R., A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme, IEEE transactions on Communication Technology, 16,4 (1968) 529-540.
72. Terry, J. ve Heiskala, J., OFDM wireless LANs: A theoretical and practical guide, Sams publishing, 2002.
73. Zhang, Y., Shijie, C., Nguimbis, J. ve Xiong, L., Analysis and simulation of a low-voltage powerline channel using orthogonal frequency division multiplexing, IU-Journal of Electrical & Electronics Engineering, 3,1 (2003) 827-833.

74. Al Mawali, K.S., Techniques for broadband power line communications: impulsive noise mitigation and adaptive modulation, Degree of Doctor of Philosophy. School of Electrical and Computer Engineering. RMIT University, (2011).
75. Ertürk, S., Sayısal haberleşme, Birsen Yayınevi, 2010.
76. Prasad, R., OFDM for wireless communications systems, Artech House, 2004.
77. Bahai, A.R., Saltzberg, B.R. ve Ergen, M., Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM, Springer Science & Business Media, 2004.
78. Goldsmith, A., Wireless communications, Cambridge university press, 2005.
79. Liu, D., Flint, E., Gaucher, B. ve Kwark, Y., Wide band AC power line characterization, IEEE Transactions on Consumer Electronics, 45,4 (1999) 1087-1097.

ÖZGEÇMİŞ

Habib Taha KÖSE, İlk öğrenimini Vali Vefik Kitapçıgil İlkokulu'nda, orta ve lise öğrenimini Özel Aziziye Kolejinde tamamladı. 2013 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği'ne başladı ve 2019 yılında mezun oldu. 2019 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans öğrenimine başladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.

