

ENERJİ HATLARI HABERLEŞMECİLİĞİ VE MODELLEMESİ

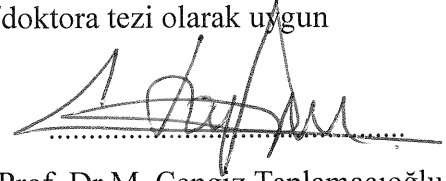
Gonca ASLAN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**NİSAN 2007
ANKARA**

Gonca ASLAN tarafından hazırlanan ENERJİ HATLARI HABERLEŞMECİLİĞİ
VE MODELLEMESİ adlı bu tezin Yüksek Lisans/doktora tezi olarak uygun
olduğunu onaylarım.



Prof. Dr.M. Cengiz Taplamacıoğlu
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oybirliği / ~~oyçokluğu~~ ile Elektrik-Elektronik
Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek lisans/doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. M. SEZAI DİNÇER



Üye : Prof. Dr. M. CENGİZ TAPLAMACIOĞLU



Üye : Doç. Dr. OSMAN GÜLDAL



Üye : _____

Üye : _____

Tarih : 16 / 04 / 2007

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.



TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Gonca ASLAN



ENERJİ HATLARI HABERLEŞMECİLİĞİ VE MODELLEMESİ**(Yüksek Lisans Tezi)****Gonca ASLAN****GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ****Nisan 2007****ÖZET**

Yüksek gerilim hatlarının farklı haberleşme sinyali yayılımına sahip olması nedeniyle haberleşme kanalı olarak modellenmesi oldukça zordur. Gürültü seviyesi ve hattaki sinyal zayıflaması oldukça fazladır. En önemli kanal parametreleri olan empedans ve zayıflama zaman değişkenlidir. Diğer bir değişle kanalın empedansı ve zayıflaması beklenmedik bir zamanda ani değişimler gösterebilir. İleri sinyal işleme ve kanal kodlama yöntemleri ile kanal üzerindeki bu bozucu etkiler kaldırılır.

Korona gürültüsü, kanal performansını düşüren en önemli bozucu etkilerin başında gelir. Bu tezde korona gürültüsü modellenmiştir. PLC kanallardaki korona gürültüsü ve kablosuz haberleşmede görülen AWGN karşılaştırılmıştır. Korona gürültünün etkisini azaltmak için optimum bir alıcı tasarlanmış ve sembol hata olasılıklarının Matlab'ta simülasyonu yapılmıştır.

Bilim Kodu : 905.1.150**Anahtar Kelimeler : Yüksek gerilim hatları, enerji hatları üzerinden
haberleşme, korona gürültü, optimum alıcı****Sayfa Adedi : 66****Tez Yöneticisi : Prof. Dr. M. Cengiz TAPLAMACIOĞLU**

POWER LINE COMMUNICATION AND MODELING**(M.Sc. Thesis)****Gonca ASLAN****GAZİ UNIVERSITY****INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY****April 2007****ABSTRACT**

High voltage lines are a hostile environment that makes the accurate propagation of communication signals difficult. Noise levels are often excessive, and attenuation at the frequencies of interest is often very large. Important channel parameters such as impedance and attenuation are time varying in unpredictable ways. It is argued that advanced signal processing and channel coding can successfully mitigate the influence of the principal impairments in PLC channels.

Corona noise is one of the worst problem for the high voltage lines. In this thesis, a new defined model of corona noise is implemented. Corona noise for PLC and AWGN for wireless communication are compared. MQAM error probability expression for PLC channel and dominant influence of corona noise and to overcome this noise, it has been designed optimum receiver for demodulation. Simulation of M-QAM communication systems for PLC channel are realised by using MATLAB software.

Science Code : 905.1.150**Key Words : High Voltage Line, Optimum Receiver , Corona Noise,****Page Number : 66****Adviser : Prof. Dr. M. Cengiz TAPLAMACIOĞLU**

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca ilgi ve alakasını benden eksik etmeyen değerli hocam Prof. Dr. M. Cengiz Taplamacıoğlu'na, yaptıkları çalışmaları benimle paylaşan Ljubljana üniversitesi, dijital sinyal işleme laboratuvarı çalışanlarına ve Prof.Dr. Nermin Suljanovic'e, mailleri ile de olsa bana fikir veren Pennsylvania State üniversitesinden Prof Dr.Pouyan Amirshahi, EMO yönetim kurulu başkanı Necati İnce'ye, iş arkadaşlarım Yük. Müh. Musa AKGÜL'e ve Muhammet Altun'a, tezimi hazırladığım zamanlarda vakit geçiremediğim arkadaşlarıma ve maddi manevi desteği için aileme teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	viii
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xi
SİMGELER VE KISATLAMALAR	xii
1. GİRİŞ	1
2. YÜKSEK GERİLİM PLC HABERLEŞME KANALI	11
2.1. Yüksek Gerilim PLC Haberleşme Kanalının Tanımı	11
2.2. Güç Hattı Kanalının Empedansı	13
2.3. Güç Hattında Görülen Zayıflamalar.....	13
2.3.1. Havai hatlardaki zayıflama	14
2.3.2. Güç kablolarındaki zayıflama	15
2.3.3. Empedans uyumsuzluklarından dolayı oluşan zayıflama	16
3. GÜÇ HATLARINA OLUŞAN GÜRÜLTÜLER	18
3.1. Korona Gürültü	18
3.1.1. Korona gürültü nedenleri	19
3.1.2. Yüksek gerilim enerji hattındaki korona gürültüsünün güç spektrum yoğunluğu	20
3.1.3. Korona gürültü gürültünün güç frekansına bağlı olarak yazılması... 23	
3.1.4. Korona gürültünün modellenmesi.....	26

Sayfa

3.2. Dürtü (impulse) Gürültü.....	29
3.3. HVDC Sistemlerde Girişim	30
3.4. Diğer PLC Sistemleri Arasında Girişim	31
3.5. Güç Sistemlerine Dışarıdan Bağlanan Kaynaklar Arası Girişim.....	32
4. ENERJİ HATTI HABERLEŞMESİNDE KULLANILAN MODÜLASYON TEKNİKLERİ.....	33
4.1. Giriş.....	33
4.2. Dik Genlik Modülasyonu	34
4.2.1. Dik genlik modülasyonda birbirine dik sinyallerin oluşturulması....	34
4.2.2. Alıcı yapısı ve tasarımı	36
4.2.3. Optimum detektör	41
4.3. AWGN Kanallarda Ortogonal M Düzeyli QAM'ın Hata Olasılığı	49
4.4. PLC Kanallarda M-QAM Hata Olasılığı	52
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	58
5.1. Sonuçlar	58
5.2. Öneriler	59
KAYNAKLAR	60
EKLER.....	63
EK-1 ML Detektörü üst sınır hata olasılığı denklem çözümü.....	64
EK-2 Simülasyonda kullanılan pseudo kodları	65
ÖZGEÇMİŞ	66

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Hat gerilimiyle oluşan iyi ve kötü hava koşullarında görülen güç kayıpları	15
Çizelge 3.1. Enerji hattının dürtü (impulse) gürültüsü(110kV ve 380kV)	30

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Elektrik üretim iletim ve dağıtım şebekelerinin gösterimi	4
Şekil 1.2. Enerji nakil hatlarından haberleşme.....	6
Şekil 1.3. Bir elektrik hattında örnek EHI spektrum eşlemesi	7
Şekil 1.4. (a) Güney Amerika’da FCC frekans bandı yerleşimi (b) Avrupa’da CELENEC frekans bandı yerleşimi	9
Şekil 2.1. Güç Hattının PLC kanalı olarak modellenmesi	12
Şekil 2.2. 36kV gerilime sahip enerji hattının orta fazının topraklanması ile oluşan zayıflama	16
Şekil 2.3. Empedans uyumsuzluklarından dolayı oluşan kayıplar	17
Şekil 3.1. Yüksek frekanslı bir yüksek gerilim hattından ölçülen gürültünün PSD (a) iyi hava koşullarında (b) kötü hava koşullarında.....	21
Şekil 3.2. Güç hattının gürültü modeli	22
Şekil 3.3. Relative korona gürültünün algoritması.....	24
Şekil 3.4. Merkez frekansı 199kHz ve bant genişliği 22kHz alıcı filtre çıkışındaki relative korona gürültü (a) iyi hava koşullarında (b) kötü hava koşullarında.....	25
Şekil 3.5. Modellenen relative korona gürültü gerilimi	28
Şekil 4.1. IQ modülatör	35
Şekil 4.2. Uyumlu filtre IQ demodülatörü	37
Şekil 4.3. k. sembolün faz ve genlikleri A_k ve θ_k ’nın geometrik olan gösterimi.....	37
Şekil 4.4. Uyumlu filtre serisi demodülatörü	40
Şekil 4.5. AWGN kanaldan geçen sinyalin uyumlu filtre çıkışı	43
Şekil 4.6. PLC kanaldan geçen sinyallerin uyumlu filtre çıkışı.....	44

Şekil	Sayfa
Şekil 4.7. 16-QAM için ML karar bölgesi	45
Şekil 4.8. n_I ve n_Q için olasılık yoğunluk fonksiyonu sıfır ortalamalı varyansı No/2 olan gaussian dağıtımı.....	46
Şekil 4.9. PLC kanal modellemesi	52
Şekil 4.10. 4-QAM için AWGN'li ve PLC'li kanal için sembol hata olasılıkları	55
Şekil 4.11. 8-QAM için AWGN'li ve PLC'li kanal için sembol hata olasılıkları	55
Şekil 4.12. 16-QAM için AWGN'li ve PLC'li kanal için sembol hata olasılıkları ...	56
Şekil 4.13. 64-QAM için AWGN'li ve PLC'li kanal için sembol hata olasılıkları ...	56

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada bazı kısaltmalar açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Kısaltmalar	Açıklama
FCC	Federal haberleşme komitesi
HV	Yüksek gerilim
PSD	Güç spektrum yoğunluğu
dPLC	Sayısal enerji taşıyıcılı haberleşmesi
PLC	Güç hattı haberleşmesi
RMS	Karekök ortalama
AGWN	Toplamsal beyaz gaussian gürültü
HVDC	Doğru akım ile enerji nakli
LF	Düşük frekans
MF	Orta frekans
FSK	Frekans kaydırmalı anahtarlama modülasyonu
QAM	Genlik kaydırmalı anahtarlama modülasyonu
OFDM	Ortogonal frekans bölme modülasyonu
ADSL	Asimetrik dijital abone hattı
M-QAM	M-düzeyle genlik kaydırmalı anahtarlama modülasyonu
FEC	Ön beslemeli hata düzenleme
SNR	Sinyal gücünün gürültü gücüne oranı
TEİAŞ	Türkiye Elektrik İdaresi Anonim Şirketi
EHİ	Enerji hattı iletişimi
KYD	Kullanıcı yerleşim donanımı
YG	Yüksek gerilim
OG	Orta gerilim
AG	Alçak gerilim
EH	Elektrik hatları
PL	Enerji hatları

Kısaltma**Açıklama****LTU**

Hat tıkaçı birimi

EPDK

Enerji Piyasası Düzenleme Kurulu

SCADA

Denetsel kontrol ve veri edinme

EHT

Enerji hattı taşıyıcısı

OSO

Otomatik sayaç okuma

CELENEC

Elektroteknik Avrupa Komitesi

KaTV

Kablolu TV

1. GİRİŞ

Ön Çalışma

Enerji hatlarının elektriğin nakli amacıyla kullanılmaya başlamasından hemen sonra veri haberleşmesinde de kullanılması için araştırmalara başlanmıştır. AG (alçak gerilim) elektrik hatları sinyalleşme amacı olarak kullanılma fikri eskilere dayanmaktadır. 1838 yılında İngiltere’de Londra-Liverpool telgraf sistemi bataryalarının gerilim seviyelerinin kontrolü, 1897’de yine İngiltere’de sayaçların elektrik hatlarından sinyalleşme ile okunması sağlanmıştır. 1905 yılında ABD’de Chicago’da elektrik sayaçlarının aynı sistemle okunmasının patenti alınmıştır. Yüksek gerilim hatlarından Elektrik Hatları Taşıyıcısı (EHT) (Powerline Carrier/ PLC) ile ses iletimi de 1930’lu yıllarda gerçekleşmiştir. Ancak kullanılan bu metot haberleşmede/ veri iletiminde kullanıldığı için veri hızı oldukça düşüktü [1].

Günümüzde sistem tasarımcıları, sayısal haberleşmedeki yüksek hızlı veri servisleri taleplerini karşılamak için ileri sinyal işleme tekniklerini kullanmaları, haberleşme kanallarında oluşabilecek çok yollu sönmelenme (multipath fading) gibi sinyalli bozucu etkileri azattan geniş bant modülasyon teknolojilerini geliştirmeleri ile güç hattı üzerinden haberleşmeyi daha cazip hale getirmiştir [2].

TEİAŞ gibi enerji iletim şirketleri, kendi haberleşme sistemleri olan enerji hattı taşıyıcılarını kullanarak yüksek gerilim iletim hatları üzerinden enerji üretim santralleri ile yük tevzi merkezlerinin de (load despatch center) bulunan yüksek gerilim şalt sahaları (380kW & 15kW) arasında iletişimi sağlamaktadır [3].

Enerji nakil hatlarının iletim ortamı olarak kullanıldığı iletişim sistemleri, enerji nakil hattı sistemleri olarak adlandırılır. Bu sistemdeki cihazlar “Taşıyıcı” adını her türlü bilgi ve ses işaretini RF’li işaret üzerine bindirerek ilgili yerlere taşıdıklarından alırlar [4].

Enerji Hattı İletişiminin Avantajları ve Dezavantajları

Enerji hatları üzerinden haberleşmenin detaylı olarak analizi yapılırsa şu gibi avantajları ve dezavantajları olduğu görülür [5]:

Avantajları

- a) *Hazır bir alt yapıya sahip olması:* Enerji hattı iletişimi (EHİ) teknolojisinin en büyük üstünlüğü hazır bir alt yapı ağına sahip olmasıdır. İhtiyaç duyulan düzenlemenin düşük seviyede olması altyapı maliyetini düşürmektedir.
- b) *EHİ, yapı içinde ve yapı dışında çok geniş yaygınlığa sahiptir:* Yapılardaki elektrik prizleri EHİ teknolojisinin kullanıcıya erişim noktalarıdır. Her prize hizmet verildiğinden, yer değiştirme kolaylığı ve kendi aralarında haberleşme imkânı vardır. Enerji hatları için sınırlı bir topoloji yoktur.
- c) *EHİ maliyeti makul seviyelerdedir:* EHİ diğer yaygın geniş bant teknolojileri (SAH, KaTV) ile karşılaştırıldığında maliyet olarak rekabet edebilecek konumdadır.
- d) *EHİ kablolu bir teknolojidir:* EHİ kablolu bir teknoloji olduğundan dolayı çalışmak için bir frekans tahsisine ihtiyaç duymamaktadır.
- e) *EHİ teknolojisi iletim sinyalini uzak mesafelere kadar taşır:* EHİ teknolojisi sinyali uzak mesafelere kadar tekrar oluşturma(regeneration) gerektirmeden taşır. Sinyal zayıflaması sonucu oluşan sinyal gücündeki azalış sayısal haberleşmede olduğu gibi tekrarlayıcılar(repeater) ile tekrar elde edilebilir.

Dezavantajları

a) *Düzenleme ve Standardizasyon çalışmalarının neticesiz olması:* Yeni ve

gelişmekte olan bir teknoloji olmasından dolayı halen düzenleme ve standardizasyon çalışmaları devam etmektedir. Bu yüzden pazara giriş ve yatırımlarda belirsizlikler oluşmaktadır. Ayrıca belirli bir standart gelişmediği için teknolojik farklılıklar ortaya çıkmıştır.

b) *Paylaşımlı ortam:* EHİ teknolojisinde erişim paylaşımlı ortam şeklindedir.

Dolayısıyla erişim kullanıcılar arasında paylaşımlı olarak kullanılmaktadır. Sisteme bağlı ve aktif durumdaki kullanıcı sayısının artması erişim kapasitesini düşürecektir.

c) *Elektrik dağıtım şebekelerinin haberleşme içinde uygun olarak oluşturulmamış olması:*

Elektrik dağıtım şebekesi geniş bir ağa sahip olmasına rağmen EHİ için gerekli olan temel donanımların (Head-End, Tc ve KYD) tamamlanmış olması gerekir.

d) *Enerji hatlarının değişken yapısı:* EHİ’de sinyalin zayıflama seviyesi ve

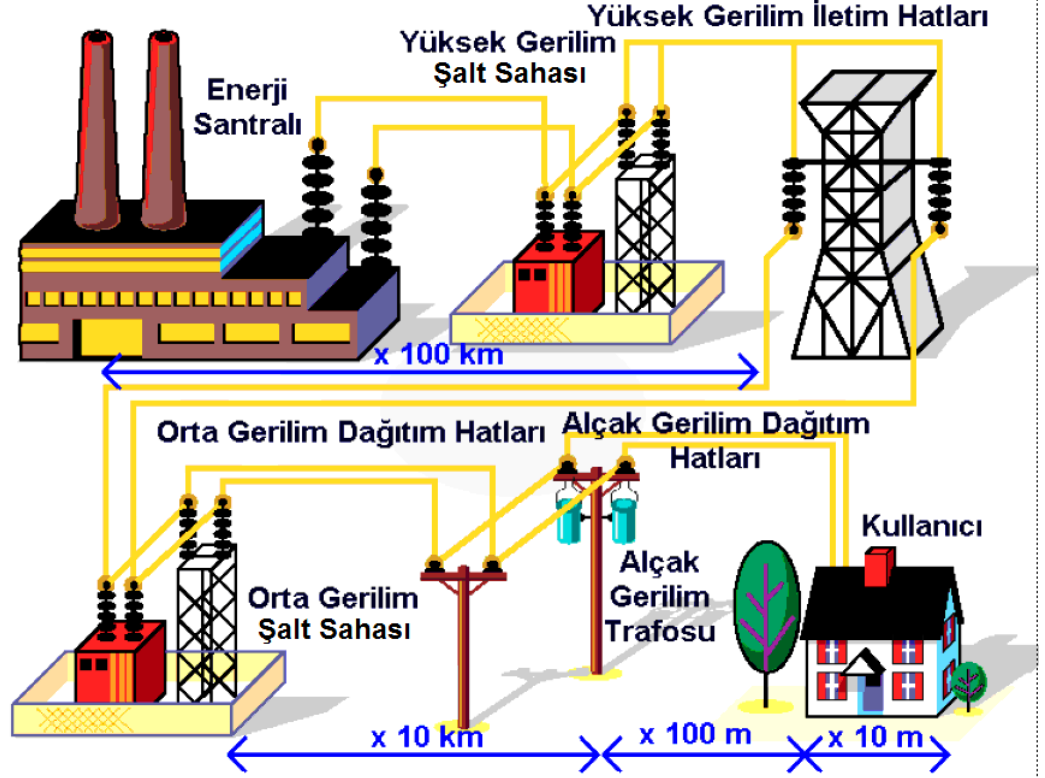
gürültünün seviyesi zaman, frekans ve coğrafik konum ile birlikte değişmektedir. İlave olarak EHİ’de kullanılan kabloların geçiş noktalarında ciddi empedans uyumsuzlukları oluşabilir. Bu da yansımalar, bilgi sinyalinde ek bir zayıflama ve faz bozulmasına sebep olur. Bu sebeplerden veri iletimi için ideal ortamlar değildir.

Haberleşmenin Sağlanacağı Şebekelerin Ağ Mimarisi

Enerji hatları üzerinden veri iletimi analizi incelenmesi için öncelikle elektrik şebekesinin veri iletim amaçlı kullanım özelliklerinin bilinmesi gerekir.

Elektrik iletim ve dağıtım şebekeleri değişik bileşenlerin bir araya gelmesinden meydana gelir. Bunlar sırayla elektrik üretim santralleri, iletim hatları, trafo merkezleri dağıtım hatları ve kullanıcılarıdır.

Şekil 1.1’de enerji hatları üzerinden haberleşme sağlanacak olan şebekeler görülmektedir.



Şekil 1.1. Elektrik üretim iletim ve dağıtım şebekelerinin gösterimi [6]

Genel olarak elektrik enerjisi iletim ve dağıtım sistemleri taşıdığı elektriğin gerilim değerine göre sırasıyla:

- Yüksek gerilim(YG) hatları
- Orta gerilim(OG) hatları
- Alçak gerilim(AG) hatları

olarak üç kısımda incelenmektedir.

Yüksek gerilim hatları iletim şebekesini, orta gerilim ve alçak gerilim hatları da dağıtım şebekesini oluşturmaktadır.

Elektrik hatları (EH) (Powerlines/ PL), 50Hz ya da 60Hz elektrik frekansında en az kayıpla iletimi yapılacak şekilde birbirlerine iletim hatları ve trafolar aracılığı ile bağlanmaktadır. Her bir gerilim seviyesi belirli mesafelerde enerjinin taşınmasını sağlamaktadır. OG hatları bir YG/OG şalt sahalarından başlamakta dağıtım trafoları yoluyla AG ye bağlanmaktadır. AG hatları kullanıcılara ulaşmaktadır. AG şebekesi, AG dağıtım hatlarını, bağlantı hatları, elektrik sayaçlarını sigorta ve prizleri içermektedir.

Bu hatları Enerji Piyasası Düzenleme Kurulunun (EPDK)'nın 27 Mart 2003 tarihli Enerji Piyasası İletim ve Dağıtım bağlantı ve sistem kullanımı hakkında tebliğinde 36kV üzeri YG, 380kV üzerini ise çok yüksek gerilim olarak tanımlanmaktadır. EPDK'nun aynı tebliğinde 36kV altındaki gerilimleri (6.3kV-36kV arasını) OG hattı olarak tanımlamaktadır [6].

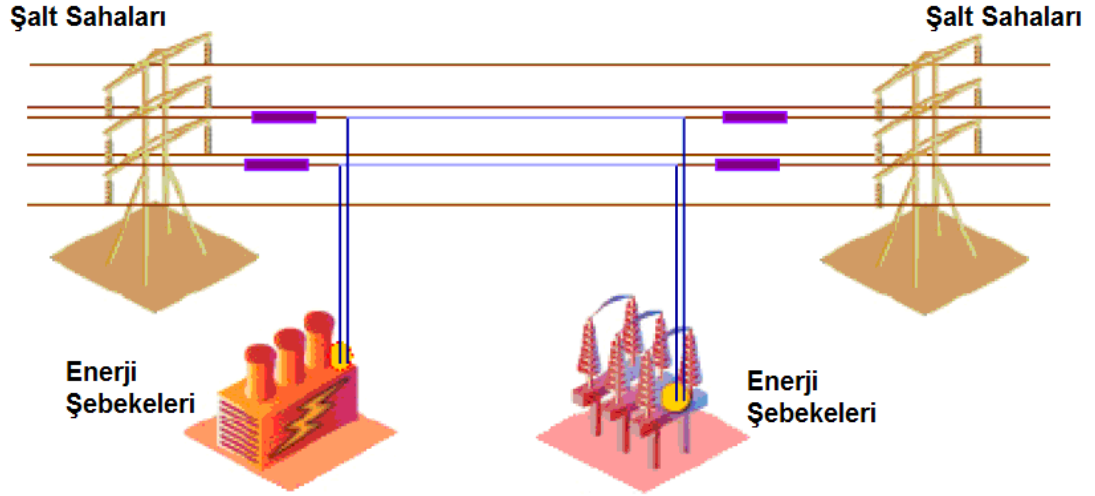
Yüksek Gerilim Hatları İletişim Teknolojisi ve Uygulamaları

Bu tez çalışmasında yüksek gerilim hatları üzerinden haberleşme irdeleneceği için yüksek gerilim ağ şebeke mimarisi incelenerek, bu gerilim hattı üzerinden haberleşme uygulamaları örnekleri verilecektir.

Enerji Nakil Hatları

Elektrik üretim ve dağıtımı yapan şirketler, enerji hatlarını elektrik iletimi ve dağıtımı için kullanmanın yanı sıra özellikle şebekenin kendisinin izlenmesi ve denetlenmesi amacıyla da kullanılmaktadırlar. Böylece gerekli olan veri sinyallerini yüksek gerilim hatları üzerinden göndererek bu hatları iletim ortamı olarak da değerlendirmektedirler.

Denetim ve izlenmenin yapılacağı her bir noktaya ulaşan ağ zaten mevcut olduğundan, şebekenin kendisi bizzat denetleme bilgilerinin aktarımında kullanılabilir. Şekil 1.2'de haberleşmenin sağlanacağı enerji nakil hattı gösterilmektedir.



Şekil 1.2. Enerji nakil hatlarından haberleşme [6]

Enerji şebekeleri bu iletimi, tabi oldukları düzenlemelere uygun olarak, 148.5kHz veya 525kHz frekanslara kadar 50Hz ve 60Hz şebeke frekansından daha yüksek frekanslı veri sinyallerini enerji iletim hatları üzerinden uzun mesafeler boyunca iletilerek gerçekleştirmektedirler. Geniş bant¹ (broadband) EHT düşüncesinin temeli bu uygulamalara dayanmaktadır.

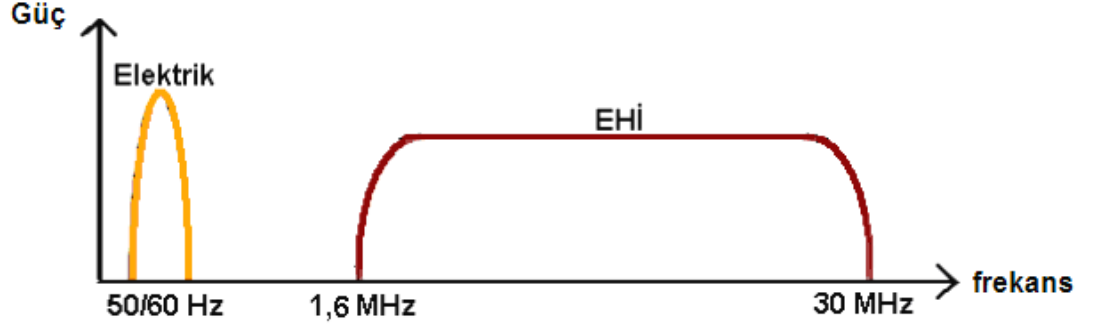
Yüksek Gerilim Hatları Üzerinden Veri İletişimi ve Uygulamaları

Yüksek gerilim hatları üzerinden geleneksel EHT(enerji hattı taşıyıcıları) sistemi, elektrik şebekelerinin işletim yönetiminde, elektrik dağıtımının en yüksek verimde yapılabilmesi amacıyla Denetsel Kontrol ve Veri Edinme (Supervisory Control And Data Acquisition) bilgilerinin iletiminde ve ses haberleşmesinde kullanılmaktadır [7]. YG iletim hatları üzerinden ses ve SCADA bilgilerinin aktarıldığı ve dar bant² EHT olarak bilinen EHT ile geniş bant EHT arasındaki temel fark, EHT teknolojisinin OG ve AG dağıtım hatlarında daha yüksek veri hızlarına ulaşabilmek için Şekil 1.3'te

¹ Geniş bant: 250Kbps ve daha yukarı veri indirme ve yükleme hızları geniş bant olarak kabul edilmektedir.

² Dar bant: 250Kbps ve aşağı veri indirme ve yükleme hızları dar bant olarak kabul edilmektedir.

görüldüğü gibi geniş bant EHI'nin daha yüksek frekansları (1.6Mhz'den 30Mhz 'e kadar) kullanılmasıdır.



Şekil 1.3. Bir elektrik hattında örnek EHI spektrum eşlemesi [6]

Enerji yönetim çözümleri: EHI sistemi, taşıma erişim ve yapı içi hizmetleri yanında yine OG ve AG elektrik şebekesini kullanarak ilave hizmetler sunmaktadır. Bu hizmetlerden bazıları şunlardır; Otomatik hizmet dışı kalma algılaması (Automated outage dedection), elektrik şebekesi donanım izleme ve denetimi, OSO ve elektronik sayaç okuma ve denetimdir.

Enerji şebekesi donanım izleme ve denetim: EHI teknolojisi, SCADA sisteminin iletim hatlarından itibaren OG ve AG şebekesi de dahil olmak üzere son kullanıcıya kadar yaygınlaşmasını sağlamaktadır. Bu da enerji iletim ve dağıtım kalitesinin tespitine, hasas donanımlar kullanılmasına ve dolayısıyla da acil ve doğru önlemler alınmasına imkân vermektedir [8].

Ağ kontrol: İşletme kazanç ve veriminin, dağıtım şebekesinin otomasyonu sayesinde hedeflendirilmesi, ağı optimize etmek için bilgisayar tabanlı algoritmalara olanak tanır(baz istasyonu otomasyonu, dinamik yükleme ve Volt/ Var kontrolü vb.).

Güç kalitesi denetimi: Performans standartlarına göre servis sağlamak için hat durumunun kestirilmesi durumudur.

Önceden bakım-arıza tespiti ve alan gücü otomasyonu (hizmet verilen ağı, güç dağılım kontrolü): Mevcut durumundan ziyade zaman tabanlı olarak yıllara göre yapılacak istatistiklere dayanarak yapılacak uygulamalarda kullanılmaktadır.

Enerji hatları üzerinden iletişimin uygulama alanlarından birisi de uzaktan ölçüm cihazı (automatic meter reading) sistemleridir [9]. Bu yöntemle elektrik, su ve havagazı sayaçları enerji hattı üzerinden uzaktaki bir merkezden kontrol edilebilmekte ve tüketim bilgileri uzaktan okunabilmektedir. Yük yönetimine (demand side management) gidilerek enerji kullanımının tepe noktalarında gerektiği kadar yüklerin devre dışı bırakılması ile mevcut enerji yatırımının daha etkin olarak kullanılması mümkündür. Bu pazarın 2000 yılının başında 10 milyar doların üstünde olacağı tahmin edilmektedir. Ayrıca, bu sistemler kullanılarak elektrik dağıtım ağındaki düğüm noktalarından geçen akım ve bu düğümlerden sonraki abonelerin harcadığı enerji karşılaştırılarak enerji kayıpları saptanabilmektedir. Kaçak elektrik enerjisinin ülkemiz genelinde %20'ler mertebesinde olduğu göz önüne alınırsa, bu sistemlerin kullanımının sağlayacağı getirinin boyutları kolaylıkla hesaplanabilir. Sayaç okumak için gerekli personel masraflarından yapılacak tasarruf göz önüne alınmasa bile, Ankara büyüklüğündeki bir şehirde kaçak elektrik enerjisi kullanımının % 10'na indirilmesi ile sağlanacak yıllık ek gelirin yaklaşık 20 Milyon ABD \$'ı mertebesinde olacağı tahmin edilmektedir [6].

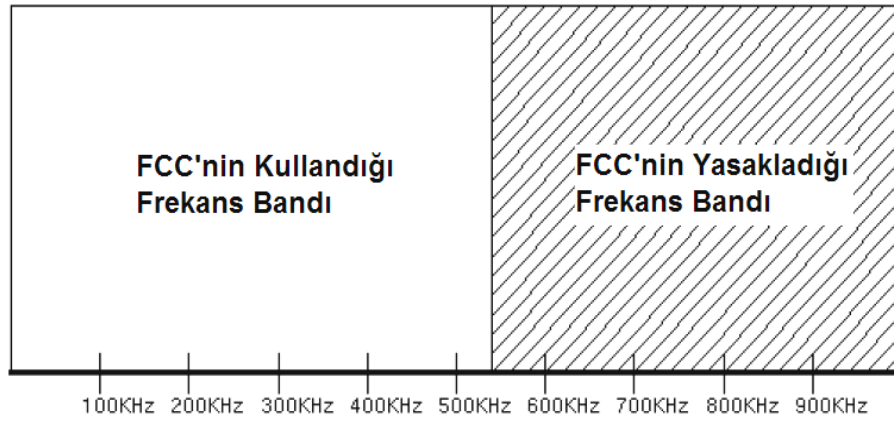
Enerji Hatları Haberleşme Ortamı Standartları

Avrupa'da gerek iletim ve gerekse de yapı için amaçlı olarak AG hatları üzerinden 3kHz-148,5kHz frekans aralığındaki sinyalleri veri iletiminde kullanan elektrikli aygıtların düzenlenmesi amacıyla CELENEC standardı EN 50 065 1'nin bant aralığı Şekil 1.4 (a)'da görülmektedir.

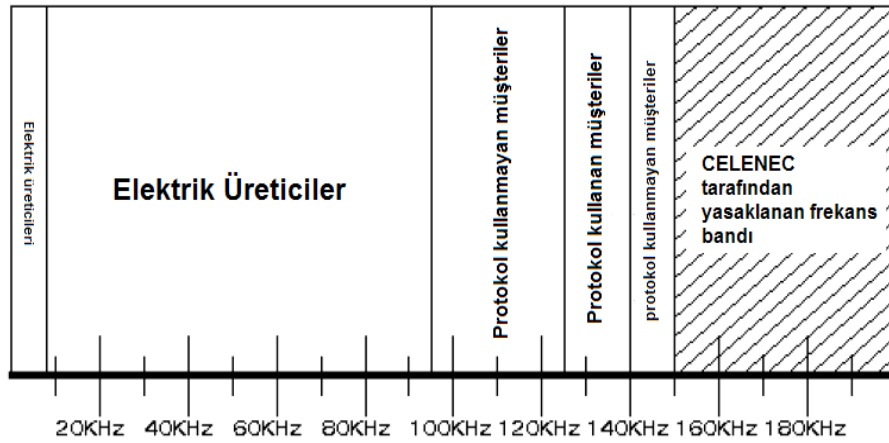
EN 50 065 standardında, frekans bandı iki bölüme ayrılmaktadır. 95kHz altı bant, elektrik şirketlerinin kullanımı için tahsis edilmektedir. 95kHz-148,5kHz arası bant ise özel amaçlı kullanımlar için (özellikle bina içinde otomasyon amaçlı) ayrılmaktadır.

ABD’de FCC, 0kHz-525kHz arası frekans bandını dar bant EHİ amaçlı düzenlemeye tabi tutmuştur. FCC bu standart ile, Avrupa’ya nazaran geniş bir bant aralığı sunmaktadır. Şekil 1.4 (a)’da görülmektedir. Şekil 1.4 (b)’de CELENEC tarafından izin verilen frekans bant aralığının daha dar olduğu görülmektedir.

Japonya’da ise Ulusal Telsiz Kanunu Madde 46 ve ek hükümleri ile EHİ’nin 10kHz-450kHz aralığında kullanılmasına izin verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 1.4. a) Güney Amerika’da FCC frekans bandı yerleşimi
b) Avrupa’da CELENEC frekans bandı yerleşimi [10]

Ülkemizde, 50kHz-550kHz frekans bandı aralığı kullanılmaktadır [11].

Bugün ileri telefon modemleri bit hızı 56.6kb/s ve 4kHz bant genişliğindedir. Bant genişliği verimi ise 14.15b/s/Hz'e sahiptir. Enerji hattı haberleşmesinde bir sayaç okuyucu sistemi 10kb/s hıza sahiptir ve CELENEC A bandında 0.11b/s/Hz bant genişliği verimliliğine sahiptir. Bu nedenle telefon hattı modemi performansı daha yüksektir.

Bilgi taşıyıcı sinyalin hangi frekans aralığında olması oldukça önemlidir. Haberleşme sistemlerinde kullanılan bu frekans aralığına bant genişliği denir. Bir haberleşme metodu için bant genişliği bit hızıyla doğru orantılıdır. Bu nedenle uygun haberleşme metodu seçildikten sonra yüksek bit hızı için daha geniş bant genişliğine ihtiyaç duyulur. Örneğin bant genişliği iki katına çıkartılırsa bit hızı da iki katına çıkar [12].

2. YÜKSEK GERİLİM PLC HABERLEŞME KANALI

2.1. Yüksek Gerilim PLC Haberleşme Kanalı Tanımı

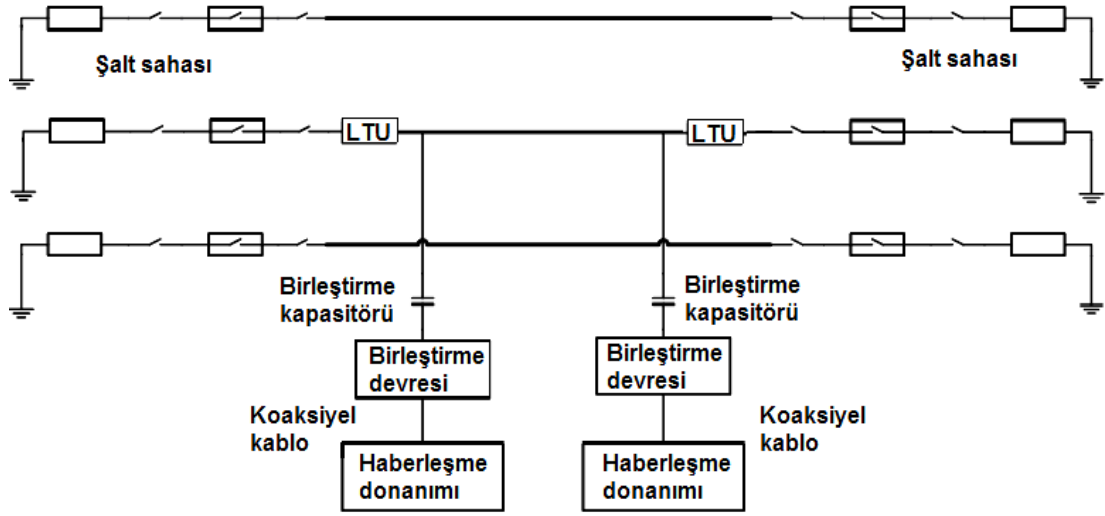
Sayısal bir PLC (enerji hattı haberleşmesi) sistemi tasarlamak ve bu sistemden yüksek bit hızı elde etmek için yüksek gerilim enerji hatlarının yüksek frekans karakteristikleri ve kanal modelinin bilinmesi gereklidir. Yüksek gerilim güç hattının yüksek frekans karakteristikleri model analizlerine dayalıdır. Sayısal haberleşmede de mutlaka frekans karakteristiklerinin (genlik ve faz karakteristikleri grup gecikmesi, giriş empedansı) analizinin yapılması gerekir. Bu analizler yapılarak yüksek gerilim enerji hattı haberleşme kanal modeli elde edilir [13].

Yüksek gerilim enerji hatları çoklu iletken (multi conductor) sistemi olarak tanımlanır. Bu çoklu iletken sistemi üç ya da daha fazla iletken ve koruma kablolarından (shielding wire) oluşur. Birden fazla faz iletkeni olduğu için haberleşme sistemleri ile güç hatlarını bağlamada birden çok birleştirme tasarımı kullanılır. Bu tasarımların her biri kendi transfer fonksiyonu ile karakterize edilmektedir [14].

PLC kanallarının karakteristikleri temel olarak üç bölümden oluşur:

- Güç hattı karakteristikleri
- Ağ birleştirme cihazları ve hat tıkaç birimi(line trap unit, LTU)
- Birleştirme devreleri ile haberleşme cihazlarına bağlanan koaksiyel kablo karakteristikleri

PLC kanalı Şekil 2.1’de görülmektedir. Birleştirme devreleri ve verici, iletim tarafında, enerji hattı iletkenleri ve hattı alıcıya bağlayan bir birleştirme devresi de alıcı taraftadır.



Şekil 2.1. Güç Hattının PLC kanalı olarak modellenmesi [11]

Enerji hattı taşıyıcı sistemleri yukarıda görülen elemanlardan oluşur. LTU (hat tıkaçı ünitesi) işaretin bara tarafında kaybını önler. Başka bir deyişle faz iletkenleri üzerinde haberleşme için sinyal iletimi istenmeyen yönde saptmasını engeller.

Kublaj (birleştirme) kapasitörü, 50Hz güç frekanslı yüksek gerilimin taşıyıcı cihaz tarafına geçmesini önler. Birleştirme devresi orta faz ile toprak arasındadır ve hat empedansı ile taşıyıcı çıkış empedansı uyumunu sağlar [15].

PLC frekans aralıklarında yerel radyo ve kılavuz istasyonlarının olduğu diğer kanallar ile girişim(interferans) oluşturabilir. Kötü hava koşullarında güç hattı iletkenleri üzerinde PLC kanal zayıflamalarını arttıracak için birleştirme devrelerinde kullanılan frekans bandı önemlidir.

HV güç hatları üzerinden haberleşme için ikinci bir sorun ise bu hatlar üzerindeki yansımalarlardır. Yansımalar empedans değişimlerinin olduğu bölgelerde görülür. Bu yansımalar yüksek frekanslı güç hatları üzerinde dalgalanmalara(ripple) neden olacaktır. Bu dalgalanmalar ise veri(data) iletiminde bit-hata olasılıklarını artırmaktadır [16].

2.2. Güç Hattı Kanalının Empedansı

Yüksüz bir güç kablosunun karakteristik empedansı standart parametrik modelinden elde edilmiştir [17].

$$G=1/R$$

Yüksek frekanslı PLC haberleşme sistemlerinde bu değer: $Z=\sqrt{\frac{L}{C}}$ 'e yaklaşmaktadır.

R: ohm cinsinden birim uzunluktaki direnç,

L: Henry cinsinden birim uzunluktaki empedans,

G: mhos(siemens) cinsinden şönt(shunt) kondüktansı,

C: farad cinsinden şok kapasitansı

$w = 2\pi f$ Hz türünden güç frekansının açısal hızıdır.

Güç hatları zamanla değişen olduğundan ve çeşitli empedanslı yüklerden dolayı uygun bir modele sahip değildir. Bu da değişken kanal empedansının tahminini oldukça zorlaştırmaktadır. Bu yüzden tüm PLC sisteminin empedansını tahmin etmek oldukça zordur.

Maksimum güç transfer teoremine göre haberleşmede kullanılan verici ve kanal empedansı, maksimum güç transferi için uyumlu olması (eşit empedansa sahip olmak) gerekir. Bu istemin, zaman değişkenli bir empedansa sahip bir sistemde gerçekleşmesi kolay değildir. Böyle bir sistemin tasarımında kullanılan birleştirme devrelerinin empedansta yeterli uyumu sağlayacak minimum empedansa sahip olması gerekir.

2.3. Güç Hattında Görülen Zayıflamalar

Bir haberleşme kanalında iki nokta arasındaki güç kaybına zayıflama denmektedir.

Genel olarak kayıplar dB olarak ölçülür. Kanalin herhangi bir yerindeki kayıplar topraklanarak önlenabilir.

$$\text{Güçteki kayıp} = 10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

$$\text{Gerilimdeki kayıp} = 10 \log \frac{V_1}{V_2}$$

$$\text{Akımdaki kayıp} = 10 \log \frac{I_1}{I_2}$$

Hattın herhangi bir yerindeki kaybın hesaplanması için yukarıdaki eşitlikler kullanılır. Buradaki kanalın herhangi bir yerinden ölçülen P gücü, V gerilimi, I akımıdır [17].

Bir PLC kanalındaki toplam zayıflama hat zayıflaması, şönt zayıflaması, bypass kayıpları ve birleştirme kayıplarından oluşmaktadır. Bu kayıplar empedans uyumsuzluklarından dolayı oluşan kayıplardır [18].

2.3.1. Havai hatlardaki zayıflama

Bir enerji hattı, iletim hattı olarak düşünüldüğünde bu iletim hattının boyu taşıyıcı frekansın dalga boyundan çok uzun olacaktır. Böyle bir iletim hattının performansı model teoremleri uygulanarak önceden tahmin edilebilir. Tipik bir hattaki performans hesaplanması için zayıflama ölçümlerinin yapılması gerekir.

Hatlarda görülen kayıplar, radyasyon (radiation) kayıpları, iletkenlerin kayıpları, dielektrik kayıpları ve toprak hattı birleştirme kayıplarıdır. Hat kayıpları taşıyıcı frekans ile doğru orantılı olarak bir artış gösterir. YG hatlarında gerilim artışıyla birlikte güç kaybı azalır. Çizelge 2.1’de hattaki gerilimle iyi ve kötü hava koşullarındaki zayıflama görülmektedir [18].

Hava koşulları havai güç hatlarında önemli derecede zayıflamaya neden olmaktadır. Hattın zayıflama oranı kötü hava koşullarına göre 50kHz’de 4:1 arasında, 250kHz’de 5:1 arasında görülür.

Diğer önemli husus orta faz ile topraklama birleşiminde topraklama hattının zayıf iletkenliğidir. İyi bir topraklama ile, hat daha uzak mesafelere bilginin taşınması için birleştirme kayıplarını düşürür.

Çizelge 2.1. Hat gerilimiyle oluşan iyi ve kötü hava koşullarında görülen güç kayıpları [10]

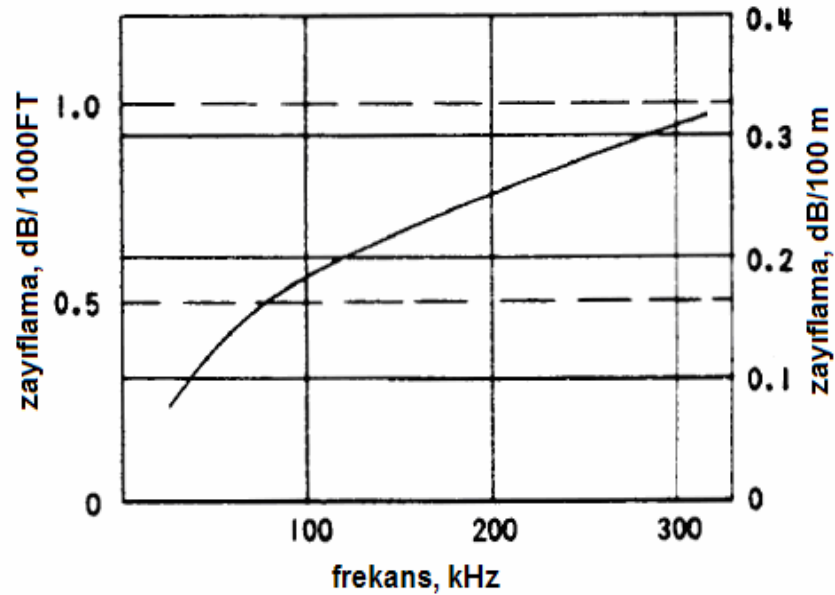
HAT GERİLİMİ(kV)	İYİ HAVA KOŞULLARI(dB)	KÖTÜ HAVA KOŞULLARI(dB)
34.5	1.46	2.19
69	1.20	1.80
115	1.11	1.66
138	1.00	1.50
230	0.78	0.98
345	0.72	0.90
500	0.54	0.68
765	0.50	0.63

2.3.2. Güç kablolarındaki zayıflama

Bir birim uzunluktaki güç hattında taşıyıcı yayılım/ iletim kayıpları hatta oluşan en büyük kayıplardır. Bu kayıplar birleştirme metoduna ve kablo yapısına bağlıdır. Güç kablosu üreticileri kablodaki zayıflama ve karakteristik empedansı gibi bilgileri sahiptir. Bu bilgiler ile güç kablosundaki zayıflamalar enerji hattından haberleşme için kullanılabilir.

İki tür güç kablosu mevcuttur. Bunlar yeraltı kabloları için kullanılan tek iletkenli self-contained kablo, tek veya üç konnektörlü boru (pipe) tipi kablolardır.

Şekil 2.2’de güç kablosu üzerinde gösterilen zayıflama değerleri orta faz topraklaması için gösterilmiştir. Bir üç konnektörlü boru tipi güç kablosunda fazlar arası ortak birleştirme, kullanılan frekansa göre değişir. Daha düşük frekanslarda ve fazlar arası birleştirmede, zayıflama faz topraklamasından daha düşüktür [10].



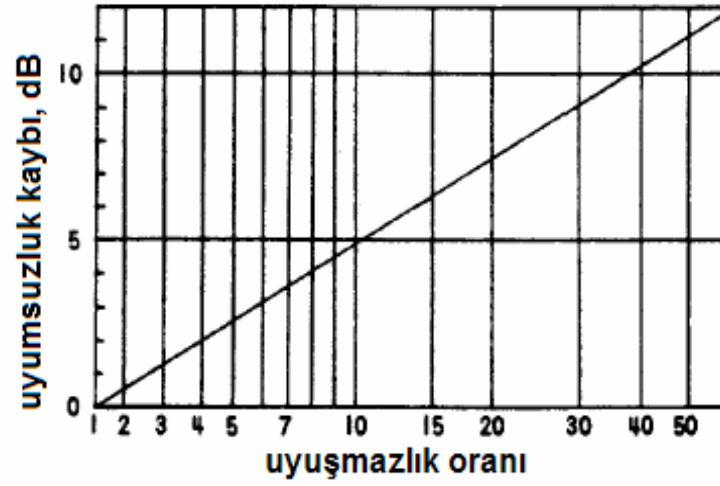
Şekil 2.2. 36kV gerilime sahip enerji hattının orta fazının topraklanması ile oluşan zayıflama [10]

2.3.3. Empedans uyumsuzluklarından dolayı oluşan zayıflama

Kısa bir hat kendi karakteristik empedansından farklı bir yük ile sonlandırıldığında, hattın giriş empedansındaki yansıma enerjisinden dolayı vericinin etkili bir çalışma yapmasını engeller. Giriş empedansındaki bu değişimler hat ayar kutusu ve empedans-transformatör oranı değiştirilerek ayarlanabilir [11].

Eğer hat karakteristik empedansı ile yük karakteristik empedansı arasında empedans uyumsuzluğu olursa, bu empedans uyumsuzluğundan dolayı hat zayıflaması aşağıdaki eşitlikte verilmiştir ve hattaki empedans uyumsuzluğundan dolayı oluşacak kayıplar Şekil 2.3’de görülmektedir.

$$\text{kayıp} = 20 \log \frac{|Z_0 + Z_1|}{|2Z_0 Z_1|}$$



Şekil 2.3. Empedans uyumsuzluklarından dolayı oluşan kayıplar [10]

3. GÜÇ HATLARINA OLUŞAN GÜRÜLTÜLER

3.1. Korona Gürültü

Korona gürültüsüne öncelikle yüksek gerilim hatlarında bulunan izolatörlerdeki deşarjlar neden olmaktadır. Deşarjlar farklı zamanlarda üç farklı faz iletkenleri üzerinde hava koşullarına bağlı olarak oluşur. Korona gürültü genellikle kötü hava koşullarında daha etkili ve belirgin olmaktadır. Bu yüzden sayısal PLC modem tasarımları kötü hava koşullarına göre yapılır.

Enerji hatlarının karakterizasyonu, uluslararası standartlara göre etkin gerilimine (RMS) ya da güç spektrum yoğunluğu (PSD) gerilimine dayanır. Korona gürültüsü, enerji hatlarında deşarjlar sonucu oluşan gerilim ya da güç kaybı olarak da tanımlanır. Korona gürültüsü hem sayısal modülasyonda hem de analog modülasyonda önemlidir. Analog enerji taşıyıcı hatlarında genellikle korona gürültüsünün kanal kalitesini düşürme miktarı ihmal edilebilecek bir değerdedir. Bu nedenle bu analog PLC de gürültü modeli toplamsal beyaz gaussian gürültü (additive white gaussian noise) olarak tanımlanır. Enerji hatları üzerinden sayısal haberleşmede bu yaklaşım yanlış sonuçlar vermektedir. Çünkü korona gürültüsü, periyodu boyunca farklı değerler almaktadır [19].

Sayısal haberleşme için üretilen PLC modemler sinyal gücü/gürültü gücü (SNR) oranına bağlı olarak dizayn edilmektedir. En düşük SNR oranı korona gürültünün maksimum olduğu zaman görülür. Bu nedenle sayısal enerji hattı haberleşmesinde kanal kodlama teknolojisi kullanımı için korona gürültünün modellenmesi önemli bir araştırmadır.

Genellikle korona gürültüsü ölçümleri gözlenen zaman aralığında gürültünün ortalama seviyesini verecektir. Buradaki amaç bir güç frekansı boyunca ölçülen gürültü seviyelerinden, gürültü seviye değişimlerini modellemektir. 20ms gibi kısa bir zaman aralığında ortalama RMS gerilimi ve PSD'si tüm korona gürültünün modelini verecektir [20].

Bölüm 3.1.1’de korona gürültünün oluşum nedenleri kısaca açıklanacak, Bölüm 3.1.2’de korona gürültünün PSD(güç spektrum yoğunluğu) ölçümleri gösterilecektir. Bölüm 3.1.3’de enerjinin bir periyodu boyunca ölçülen korona gürültünün değişimleri iyi ve kötü hava koşullarına göre hesaplanması yapılacak, Bölüm 3.1.4’de korona ve arka plan gürültüyle bağlı matematiksel algoritmik bir yaklaşım yapılarak ve korona gürültü modellenenecektir.

3.1.1. Korona gürültü nedenleri

YG (yüksek gerilim) enerji hatlarının iletkenleri etrafındaki havanın iyonizasyonu, elektrostatik bir alan oluşturur. Böylece korona akımının dürtü (impulse) darbeleri şeklinde oluşmasına neden olur. Korona deşarjları yüksek gerilim hattı direğinin iletken sayısına göre rasgele olarak hat boyunca dağılır. Üç farklı fazdaki iletkenler, kablolar ve izolatorların üzerinde bu deşarjlar herhangi bir zamanda oluşur. Deşarjlar sonucu oluşan gürültü öncelikle pozitif enerji hattı gerilim dalgası üzerinde görülür. Bu yüzden sayısal enerji taşıyıcılı haberleşme için korona gürültü araştırmaları pozitif korona ile ilgili olarak yapılır. Çünkü negatif gürültü miktarı çok azdır. İletkenler minimum korona deşarjları için dizayn edilmelerine rağmen yağmur, şimşek gibi kötü hava koşullarından ve iletkenlerin kirlenmesi gibi nedenlerden dolayı korona deşarjları artacaktır [19].

Yüksek gerilim hatlarında korona gürültü seviyesi ise çeşitli parametrelerden oluşur;

- Atmosfer koşulları
- Hat uzunluğu
- İletim hatlarının yerden ortalama yüksekliği
- İzolatör büyüklüğü ve konfigürasyonu
- Bağlantı türü
- Gerilim gradyanı
- Topraklama direnci

Atmosferik ve çevresel koşullar, hat üzerinde korona akım değişimlerini oluşturur. Bu oluşan akımlar için olasılık modelleri tanımlanmıştır. Hava koşulları nedeniyle farklı zaman aralıklarında korona gürültü seviyeleri değişecektir. Yukarıda bahsedilen nedenlerden dolayı da gürültünün PSD'sinde değişimler olacaktır. Bu yüzden korona gürültü tam olarak bir AGWN (toplamsal beyaz gaussian gürültü) olarak tanımlanamaz [21].

Korona gürültü voltajı frekans ve zaman bölgesindeki ölçümleri 380kV'luk üç fazlı yatay iletkenli enerji hattı üzerinde yapılmıştır. Korona gürültünün güç spektrum yoğunluğu (PSD), spektrum analyzer ile ölçülmüştür.

Oluşturulan ölçüm düzeneği korona gürültü;

- PSD
- Verilen bir bant genişliğindeki filtrenin çıkışındaki ortalama RMS değeri
- Bir güç frekansındaki RMS voltaj değişimleri

ölçümleri yapılmıştır [19].

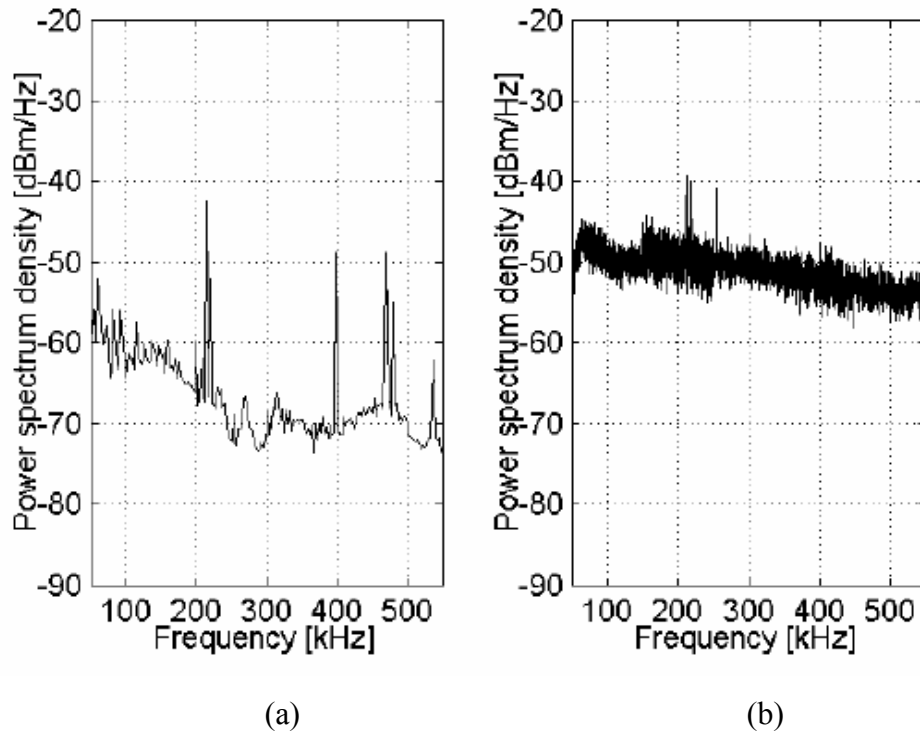
3.1.2. Yüksek gerilim enerji hattındaki korona gürültüsünün güç spektrum yoğunluğu

Sinyallere benzer şekilde gürültüler de spektral bölgede tanımlanırlar. Gürültünün rasgele yapısından dolayı güç spektrum yoğunluğu (PSD) adıyla tanımlanır. Gürültü güç dağılımı(PSD), güç frekansı boyunca ölçülür. Bu nedenle gürültünün PSD'si frekans bölgesinde ortalaması olan bir gürültü seviyesini gösterir.

Şekil 3.1'de şalt sahalarında yüksek frekanslı kabloda ölçülen gürültü seviyesi görülmektedir. Gürültünün PSD'si kötü ve iyi hava koşullarında ayrı ayrı ölçülmüştür.

Elde edilen ölçüm sonuçları, diğer gürültü kaynaklarından oluşan arka plan gürültünün ortalama seviyesi ve spektral bileşenlerini de içerir. Bu gürültüler gözlenen enerji hattı üzerinden tahmin edilebilir [20].

Şekil 3.1’de görüldüğü üzere frekans arttıkça korona gürültünün PSD’si azalmaktadır.

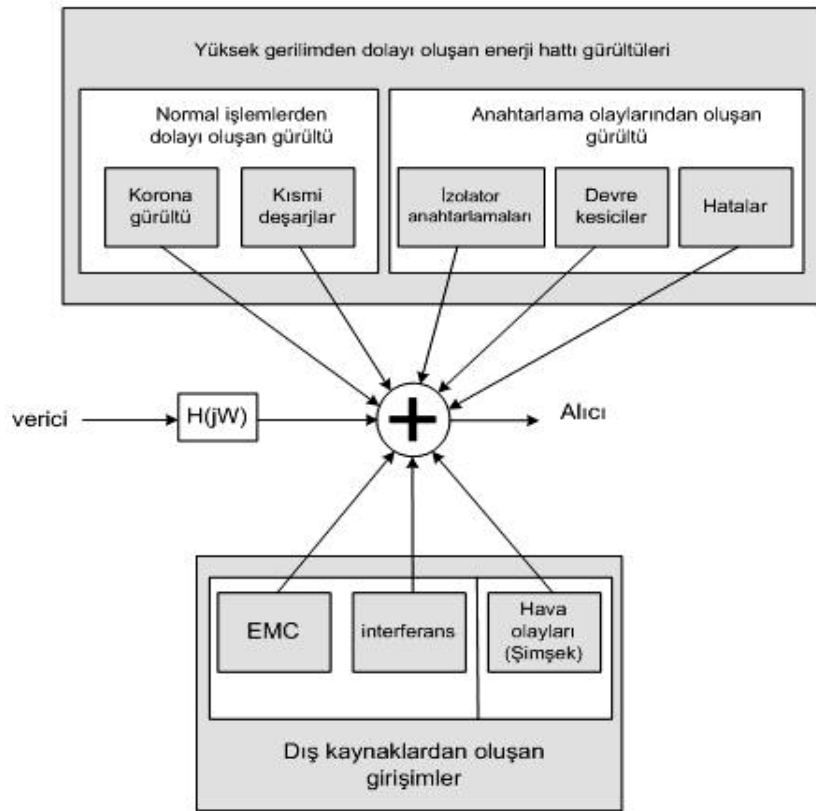


Şekil 3.1. Yüksek frekanslı bir yüksek gerilim hattından ölçülen gürültünün PSD
(a) iyi hava koşullarında (b) kötü hava koşullarında

Uygun kodlama ve modülasyon tekniğinin uygulanması için enerji hattının gürültü modelini çıkartılması gerekir. Şekil 3.2’de bir enerji hattında bulunan gürültüler gösterilmiştir [21].

Haberleşme sisteminin bit hata oranı performansını hesaplamak için gürültü modelinin çıkışına veri (data) sinyali eklenir. Anahtarlama işlemleri ve şimşek gibi hava olayları da gürültünün genliğini artıracaktır ve bu artış sayısal sinyal iletiminde kısa sonlamalara neden olacaktır. Bu gürültüler stokastik metotlar ve genellikle Markov modelleri kullanılarak modellenirler [20]. Dış kaynaklardan gelen girişimler

bu tez çalışmasında incelenmeyecektir. Enerji hattındaki deşarjlar sonucu oluşan korona (elektiriksel boşalma) gürültü ve yalıtkanların üzerindeki kısmi deşarjlar hat boyunca görülür.



Şekil 3.2. Güç hattının gürültü modeli

Endüstriyel frekans üzerindeki değişimlerin nasıl olduğunu bilmek için, korona gürültü üzerinde diğer gürültü kaynaklarından oluşan spektral bileşenlerin olmadığını varsayarak PSD araştırmalarında bulunmak imkânsızdır. Bunun için güç frekansı boyunca korona gürültünün davranışlarını hesaplamak için uygun filtrelerle ihtiyaç duyulur. Seçilen filtrelerin merkez frekansı ve bant genişliği, hem aktif enerji hattının PSD'sine hem de birleştirme (coupling) devresinin LTU'nun transfer fonksiyonuna bağlıdır. Filtrelenen sinyalde sadece arka plan gürültü ve korona gürültü vardır.

3.1.3. Korona gürültü gürültünün güç frekansına bağlı olarak yazılması

Ortalama RMS gerilimi (U_{NRMS}), gürültünün anlık geriliminin karekökü alınarak bulunur. Gürültünün anlık gerilimini bulabilmek için ise istenilen zaman aralığında gürültü gerilimi örneklerinin integralinin alınması gerekir;

$$U_{NRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_N(t))^2 dt} \quad (3.1)$$

Korona gürültünün RMS hesabı ortalama taşıyıcı gücü kapasitesini verir. Rasgele gürültü değerinin RMS gerilimi ölçümünün doğru bir tahmini için uzun bir zaman periyodun da çok fazla gerilim örnekleri gerektirir. Yüksek gerilim hatlarında yapılan gürültü ölçüleri sonucu bir güç frekansı periyodu boyunca gürültü seviyelerinin sabit olmadığı görülmüştür [19]. Gürültüyü matematiksel bir fonksiyon şeklinde yazmak için bu gürültü seviyeleri değişimlerin tanımlanması gerekir. Korona gürültü seviyesindeki değişimleri tanımlarsak korona gürültü geriliminin RMS değişimleri bir güç frekansı boyunca Eş. 3.1 kullanılarak elde edilemez. Böyle olasılık işlemleri değişken değerlikli beyaz gaussian gürültü olarak tanımlanır. Buradaki amaç herhangi bir 20 ms'lik zaman aralığında ölçülen ortalama RMS geriliminin, korona gürültünün ortalama RMS voltajına oranı Eş. 3.1 kullanılarak elde etmektir.

Bir güç frekansı içindeki RMS korona gürültü değişimlerini ölçmek için kayıt edilen dalga şekillerine ihtiyaç vardır. Fluke 199C scopemeter ile güç frekansı boyunca ölçülen nispi (relative) korona gürültünün analizi için ölçülen bir tek dalga şekli üzerinden dalga şeklinin maksimum ve minimum olduğu noktalar bir bilgisayar yardımı ile kaydedilmiş ve filtre yardımı ile örnekleme hızı F_s olan bilgi şekline dönüştürülmüştür. Ölçülen dalga örnekleri zaman ve genlik değerleri ölçülen noktaların bir dizisini içerirler [20].

RMS olarak ölçülen gerilimler 1, $M+1$, $2M+1$,....., $N-M+1$ kadar güç frekansı boyunca aşağıdaki algoritmaya göre yerleri belirlenmiştir.

$$L = \text{int}\left(\frac{N}{M}\right) \quad (3.2)$$

$$M = T F_s = 20 \cdot 10^{-3} \cdot F_s \quad (3.3)$$

M, T (güç frekansı) boyunca RMS gerilimi örneklerin sayısını gösterir.

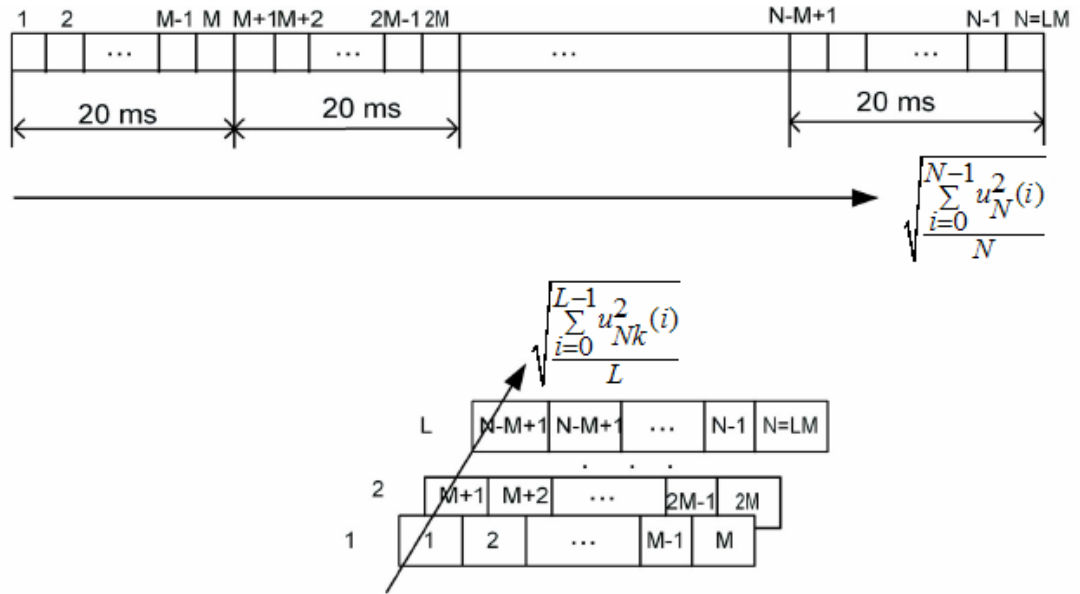
Örneklerin güç frekansındaki yerleşimi aşağıdaki eşitlikle sağlanmaktadır:

$$u_{Nk}(n) = u_N(k + nM)$$

$$n = 0, 1, \dots, M-1$$

$$k = 0, 1, \dots, L-1$$

N tane örnek Şekil 3.3’de görülen algoritmaya göre yerleştirilmiştir.

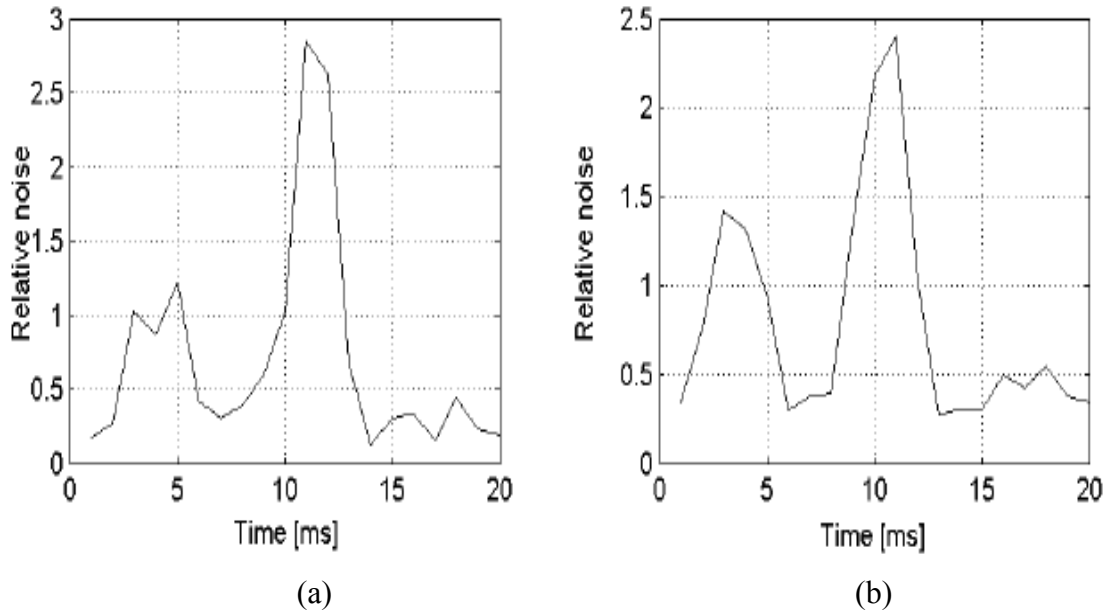


Şekil 3.3. Relative korona gürültünün algoritması [19]

Nispi (relative) korona gürültü herhangi bir 20ms aralıkta ortalama geriliminin ortalama RMS gerilimine oranı, N örnekleme sayısı, L güç frekansı sayısı, T güç frekansı periyoduna düşen RMS gerilimlerinin örneklerinin sayısıdır.

$$U_{NRMS}^k = \frac{\sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{L-1} u_{Nk}^2(i)}{L}}}{\sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} u_N^2(i)}{N}}} \quad k=0,1,\dots,M-1 \quad (3.4)$$

Daha sonra bu gerilimler bant geçirgen filtrelerden geçirilmiştir. Şekil 3.4’de gürültü şeklini almıştır. Eş. 3.4’deki denklemi bir güç frekansı periyodunda RMS gürültü gerilimleri değişimlerini göstermektedir.



Şekil 3.4. Merkez frekansı 199kHz ve bant genişliği 22kHz filtreden geçen alıcı filtre çıkışındaki relative korona gürültü a) iyi hava koşullarında b) kötü hava koşullarında

Şekil 3.4(a)’de iyi hava koşullarında relative korona gürültünün RMS maksimum tepe seviyesi değeri;

$$20 \log(2.5) = 7.95 \text{ dB} \quad (3.5)$$

Şekil3-4(b)'de kötü hava koşullarında relative korona gürültünün RMS maksimum tepe değeri;

$$20\log(1.4)=2.9 \text{ dB} \quad (3.6)$$

olarak hesaplanmıştır. Korona gürültünün RMS voltajı, güç frekansına bağlıdır. Çünkü 150Hz temel burst (çoğuşmalı) tekrarlayan frekans 150Hz'de dürtülerin (impulse) ardı ardına kısa çoğuşması sonucu oluşur. Data iletimi esnasında korona dürtülerin şekilde görülen anlık tepe gücü, bit veya çoğuşmalı hatalara neden olacaktır [22].

Gürültünün farklı genlikli ve bant genişliğinde filtrelenmesi sonucunda iki önemli sonuca ulaşılmıştır. Birincisi relative korona gürültü 20 ms zaman aralığındaki güç frekansı gerilimi değiştiği halde relative korona gürültü geriliminde şeklinde bir değişme olmamaktadır. İkincisi korona gürültü zarflarının üç tepe değeri arasındaki oran merkez frekansı ve seçilen filtrenin bant genişliği ile değişmemektedir [20].

3.1.4. Korona gürültünün modellenmesi

Bir güç frekansı periyodu boyunca 20ms zaman aralıklarında yapılan ölçümler, relative korona gürültünün yaklaşık olarak üç kosinüs fonksiyonu olduğunu göstermektedir. Korona gürültünün RMS gerilimi zaman değişkenli, periyodu güç frekansı periyoduna eşit bir fonksiyondur. PLC kanalında uygun bir korona gürültü modeli ölçümler sonucu elde edilen gürültü örnekleri kullanılarak modellenmiştir. Bu model için ilk adım relative korona gürültüsünü bir matematiksel fonksiyon olarak göstermektir. Şekil 3.4'deki sonuçlardan relative korona gürültü fonksiyonu Eş 3.7 'de yazılmıştır. Anlık korona gürültü voltajına bağlı olarak 50Hz güç frekansı için $T_1=1/(3*50)$ saniyede, genliği U_{imax} olan üç kosinüs sinyali ile gösterilebilir [20].

$$U(t)=\sum_{i=1}^3 U_{imax} f(t-(i-1)T_1) \left[u\left(t-(i-1)T_1\right)-u\left(t-iT\right) \right] \quad (3.7)$$

$U(t)$ heaviside fonksiyonu içerisindeki $f(t)$ fonksiyonu Eş 3.8’de ifade edilmiştir [21];

$$f(t) = \frac{1 - \cos(2\pi t/T)}{2} \quad (3.8)$$

50Hz’lik güç frekansına bağlı anlık RMS korona gürültü gerilimi, üç kosinüs sinyali ile gösterilmiştir. Bu fonksiyon, periyodu $T_1=1/(3*50)$, genliği $U_{\max}$ ve arka plan gürültüsü de $U_{\min}$ olarak tanımlanmıştır. $U_{\max}$, bir enerji hattının her hangi bir fazındaki maksimum RMS voltajının değeriydi [19].

$$u(t) = \begin{cases} \frac{U_{1\max} - U_{\min}}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_1} t\right) \right] + U_{\min} & kT < t \leq T_1 + kT \\ \frac{U_{2\max} - U_{\min}}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_1} t\right) \right] + U_{\min} & T_1 + kT < t \leq 2T_1 + kT \\ \frac{U_{3\max} - U_{\min}}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T_1} t\right) \right] + U_{\min} & kT + 3T_1 < t \leq (k+1)T \end{cases} \quad (3.9)$$

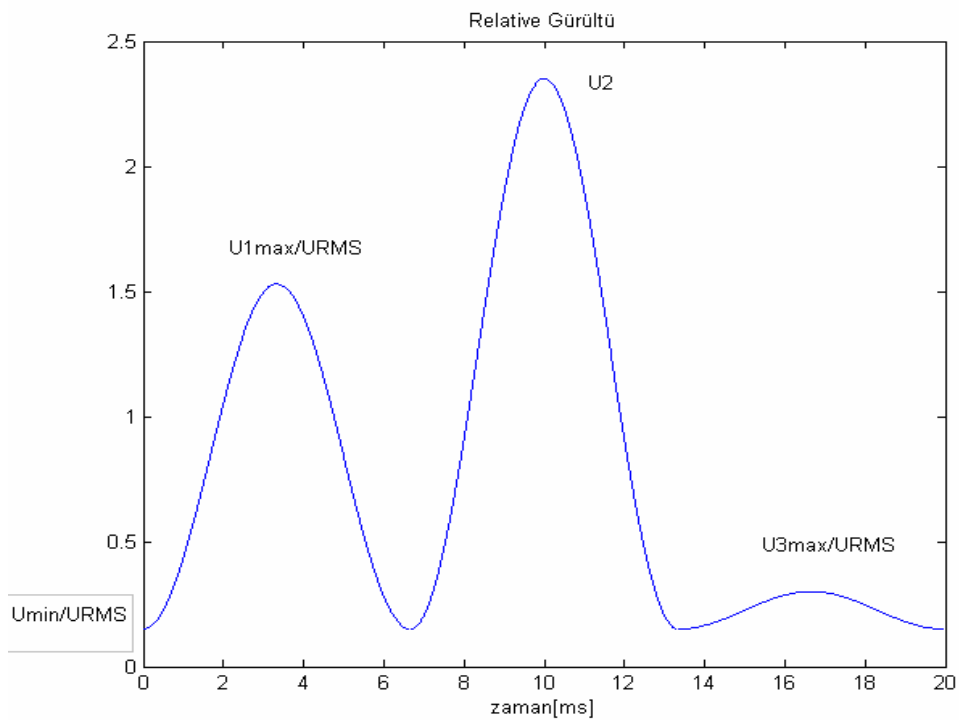
Yatay yönlü üç iletkenli bir enerji hattında dış fazla iç faz birleştirilir ve güç hattı terminalinde yağmurlu bir havada ölçülen oranlar $U_{1\max} / \bar{U}_{RMS} = 1.53$, $U_{2\max} / \bar{U}_{RMS} = 2.35$ ve $U_{3\max} / \bar{U}_{RMS} = 0.3$ ’dür. Bu değerler Şekil 3.4’deki tepe değerleridir ölçümler sonucu elde edilmiştir [19].

Bir haberleşme kanalı olarak yüksek gerilim hattı zaman değişkenli, frekansa bağlı bir kanaldır. Hattın üç faz iletkeni üzerinde herhangi bir zamanda oluşan gerilimler çoğullama(burst) oluşturacak kadar büyük olduğunda bu iletkenler üzerinde bir gürültü oluşturur. Ortalama gürültü seviyesi, frekans bölgesinde psd ile, zaman bölgesinde ortalama RMS gürültü gerilimi (U_{RMS}) tanımlanır [20].

Bir güç frekansı periyodunda, herhangi bir zamanda oluşan RMS geriliminin $u(t)$ 'nin, ortalama gürültü gerilimine (U_{RMS}) oranı, relative gürültü fonksiyonu olarak tanımlanmıştır [20]. Aşağıdaki eşitlikte modellenen relative korona gürültü fonksiyonu gösterilmiştir.

$$u_R(t) = \frac{u(t)}{U_{RMS}} \quad (3.10)$$

20ms'lik zaman üzerinde ölçümler sonucu oluşan korona gürültü gerilimlerine göre Eş 3.10 fonksiyonu yazılarak bu fonksiyonun matlabta Şekil 3.5'te görülen reaktif korona gürültü gerilimi değişimleri elde edilmiştir.



Şekil 3.5. Modellenen relative korona gürültü gerilimi

Burada elde edilen sonuç, korona gürültünün sabit değişkenli beyaz gürültü olmadığıdır. İyi ve kötü hava koşullarındaki ölçüm sonuçlarından, korona gürültünün

karakteristiği bir g frekans ı periyodu boyunca değişken varyanslı gaussian gürültüye benzer olduğu görülmektedir.

İstatiksel analizler, sinyal/gürültü değişimlerini bir güç frekans ı boyunca bütün hava koşullarında elde edilmesini sağlar. SNR deki değişimler hata olasılığını da değiştirecektir ve sayısal bilginin güvenirliğini etkileyecektir. Sayısal PLC haberleşmesinde korona gürültünün maksimum değerlerinden biri görüldüğü zaman oğşmalı (burst) hatalar meydana gelir ve bilgi kaybına neden olur [23].

3.2. Dürtü (impulse) Gürültü

Dürtü gürültüsü, zamanın çok küçük bir diliminde çeşitli anahtarlama devrelerinin açılıp kapanması, yıldırım boşalmaları ve çeşitli motor devrelerinin çalışması sonucu enerji hatlarından iletilen sinyalin genliğini artırıcı bir gürültü tipidir. Bu tip gürültüyü karakterize etmek için üç parametre kullanılmaktadır:

- Dürtü gürültünün süresi
- Dürtü gürültüler arası süre(interarrival time)
- Dürtü gürültünün genliği

Dürtü gürültü gerilimleri RMS lmleri 4kHz bant genişliğinde yapılmıştır. Sonuçlar izelge 3.1’de aynı genlikli bir eşdeğer sinüzoidal gerilim ile maksimum değerlikli dürtü gerilimleri verilmiştir. Darbe yoğunlukları ve aralıkları da görülmektedir. Bu değerler çeşitli enerji hatları üzerinden yapılan ölçümler sonucu elde edilmiştir.

Çizelge 3.1 incelendiğinde en yüksek dürtü gürültü geriliminin izolasyon anahtarlamaalarının Busbarlarla bağlantısında ya da bağlantının kesilmesi durumunda oluşmaktadır. Anahtarlama işlemi 0.5 ile 1.5 saniye arası gerçekleşmektedir.  fazda da ve her yarım periyoda bir ark görülmektedir. Saniyede 900 darbe oluşmaktadır [24].

Güç kesicileri hatta bağlandığında veya kesildiği zaman daha küçük genlikli ve daha küçük aralıklarla oluşurlar ve gürültü yoğunlukları daha yüksektir.

Yıldırım boşalmaları, sinyalin genliği üzerinde 8 ile 400 milisaniye aralığında düzensiz diziler oluşturur. İzolasyon işlemlerinde olduğu gibi genlikleri oldukça yüksektir.

Çizelge 3.1 Enerji hattının impulse gürültüsü(110kV ve 380kV) [10]

	Seviye dBu	Bir saniyede oluşan darbe yoğunluğu	Aralık (duration) ms
Busbarla izolasyonlama anahtarları arasında açılması veya kapatılması	+26	300-900	500-1500
Hat güç kesicileri	+19	1000-2000	5-20
Yıldırım boşalmaları	+19	1000-2000	1000'den yukarı

$$\text{Seviye değeri} = 20 \log \frac{U}{775 \text{mV}} \text{dBu}$$

U= r.m.s değeri (mV) dürtün gürültünün genliğine eşit bir sinüzoidal gerilimidir [18].

3.3. HVDC Sistemlerde Girişim

Bu girişim hakkında çok az bilgi vardır. Yayınlanan kaynaklara göre girişim seviyeleri aşağıdaki durumlara göre incelenir.

Bir doğru akım ile enerji nakli (HVDC) çevirici sistemi hem AC hem de DC şebekede farklı tür girişim gösterir. Bu gürültü kaynakları üçe ayrılır:

- AC frekansın harmonikleri yüzünden oluşan gürültü,
- DC havai konektörler yüzünden oluşan korona gürültü,
- Çeviricilerin hareketlerinden dolayı oluşan gürültü.

Çevirici istasyonlarında oluşan bu gürültü kaynakları çeviricilerin durması ile oluşur. Bu gerilimlerin kesilmesi paralel kondansatörler üzerinde deşarjlar ve ilgili devreler üzerinde osilasyonlar oluşturacaktır. Gürültü kaynakları çeviricilerde, bant genişliği $\Delta\omega$ olan bir girişim e_{eq} oluşturacaktır [25].

$$e_{eq} \approx \frac{U_0 \Delta\omega}{\omega \sqrt{1+(\omega T_0)^2}}$$

Buradaki U_0 boşalma(breakdown) gerilimi

$\Delta\omega$: bant genişliği ölçümü

ω : açısal frekans

T_0 : devreden alma zamanı

U_0 : kV düzeyindedir. T_0 , 1 ile 10 μ s arasında bir zaman dilimidir. Oluşan gürültü Hz olarak frekans harmoniklerini içerir.

$f = n \cdot p$ güç frekansı

p : faz sayısını ($n = 1,2,3,\dots$ harmonik sayısıdır).

Gürültü kaynağının iç empedansı kompleks sayıdır. Hatta ölçülen gürültü seviyesi yüksek frekans filtrelerinin ve anahtarlama(şalt) sistemlerinin yapısına bağlıdır. Yüksek frekans filtreleri PLC haberleşmesi için hatta bağlanan filtrelerdir. Gürültü seviyesi hattın empedansına da bağlıdır [21].

3.4. Diğer PLC Sistemleri Arasında Girişim

Bir PLC sistemi yakınındaki veya uzağındaki PLC vericileri arasında girişimden etkilenir. Yüksek frekans hatları sık sık kapalı bir göz oluşturur. Bu yüzden şebekenin tümünde girişimi oluşturabilecek seviyede görülebilir. Bu birbirine bağlı şebekeler arasında ciddi bir problemdir. Bu girişim hat tıkaçlarının (line trap) sızıntı akımlarından da oluşabilir [25].

3.5. Güç Sistemlerine Dışarıdan Bağlanan Kaynaklar Arası Girişim

PLC alıcılarında radyo vericisinden gelen sinyaller ya da şimşek gibi hava olaylarından dolayı oluşur. Yüksek gerilim hatlarında iletişim, antenler gibi istenilen yönde sağlanamaz. Sistem bilgi akışını, faz-toprak birleştirici devreleri arasında yapar.

Genellikle radyo vericileri arasında girişim, bir frekans bölgesinde tanımlanamaz. Eğer bir PLC terminali bir LF (düşük frekans) veya MF (orta frekans) bandını veren bir kuvvet vericinin yanındaysa PLC sistemi ile bu bandaki frekansların ayrılmasına dikkat edilmelidir.

Faz- topraklama bağlantısı kullanan bir sistem içerisinde yüksek gerilim hattının ana kısmı bir anten gibi hareket edemez. Bunun nedeni hat terminallerinden kısa bir mesafe sonra yüksek gerilim hattının mod yapısından dolayı tekrar bir dağılıma maruz kalmasıdır ve bu dağılımı engelleyen en önemli modlardan biri faz-faz denge modudur. Bu moda da hattın en sonu bir anten gibi davranabilir ve hattın sonunda istenmeyen voltajlar birikebilir [13].

4 ENERJİ HATTI HABERLEŞMESİNDE KULLANILAN MODÜLASYON TEKNİKLERİ

4.1. Giriş

Enerji hatları üzerinden ilk sayısal iletişim sistemlerinde FSK modülasyonu ve onun türevleri kullanılmıştır. 2.4kbit/s'den daha düşük hızlarda iletişim gerçekleştirilmiştir. QAM kullanan sistemlerde verici gücü kontrol edilerek kanalda oluşan genlik bozulmalarının zararlı etkileri azaltılmaya çalışılmıştır. QAM modülasyon kullanılarak tasarlanan dijital modem hızları da 28kbit/s ile 100kbit/s'lik veri hızına ulaşmışlardır [26].

Dar bantlı sistemlerle elde edilebilen düşük veri hızları ve taşıyıcı frekansında oluşabilecek sönümlenmeler (fading, frequency notch) daha yetenekli sistemler için arayışlara neden olmuştur. Bu bağlamda, hata düzeltici kodlamanın yanı sıra, verinin bir kaç kanalda aynı anda ya da birbiri arkasından gönderilmesine dayanan ve kanalların anlık durumunu algılayarak (channel estimation) verici gücünün/veri hızının kontrolüne dayanan uyarlamalı (adaptif) sistemler geliştirilmiştir. Bu sistemler düşük zayıflatma ve gürültülü kanalları seçmedeki üstünlüklerine rağmen yeterince hızlı veri iletişimi için başarılı olamamışlardır [27].

İkinci nesil sistemler, vuru gürültüsüne daha dayanıklı oldukları gerekçesi ile yaygın izge (spread spectrum) yöntemleri üzerine kurulmuştur. Bunlar arasında doğrudan dizgeli (direct sequence) ECHELON modem serileri ile taramalı (chirp) yöntemine dayalı INTELLON modemi sayılabilir. Tek taşıyıcıya dayanan geniş bantlı yayılı izge sistemleri de zamanla ve frekansla rasgele değişken bir aktarım karakteristiğine sahip olduğu için enerji hattı kanalında yüksek veri hızlarında güvenilir iletişim sağlanamamıştır [28].

Günümüzde enerji hatları üzerinden veri iletişimi için en uygun yöntemin dik frekans bölmeli modülasyon(OFDM) olduğuna inanılmaktadır. Bu yöntemde bir tek yayılı izge taşıyıcısı ile geniş bir iletim bandında yüksek veri hızlarında iletişim

gerçekleşmektedir. Bir tek yayılı izge taşıyıcısı ile geniş bir iletim bandında yüksek veri hızlarında iletişim gerçekleştirmek yerine, veri dar bantlı paralel alt-kanallardan fazla sayıdaki taşıyıcı ile iletilmektedir. Böylece sembol süresi alt-kanal sayısına orantılı olarak uzamakta ve her bir alt-kanalın veri hızı düşük olmakla birlikte, fazla sayıdaki paralel alt-kanal kullanımı nedeniyle, oldukça yüksek etkin veri hızları gerçekleştirilebilmektedir. Sembol süresinin uzun olması vuru gürültüsüne karşı bu tür sistemlerin dayanıklılığını artırmaktadır. Alt kanallardan herhangi birinde gürültünün ya da sinyal zayıflamasının yüksek olması durumunda, söz konusu olan alt kanaldaki sinyal gücü artırılabilir, veri hızı düşürülebilir ya da o alt kanalda iletişim durdurulabilir. Ayrıca, alt kanallarda RS kodlama ve bit karıştırması (interleaving) kullanılarak sistemin güvenilirliği artırılabilir.

Özellikle, ADSL, Hyperlan ve sayısal TV standartlarının OFDM'e dayanması nedeniyle oluşan bilgi ve teknoloji birikimi aynı teknolojinin PLC için de kullanılma şansını artırmaktadır [29].

OFDM frekans seçmeli kanallar için uygun bir tasarımıdır. QAM veya PSK sembolleri bloklara bölünür ve bloklardaki veriler birbirine dik taşıyıcılar üzerinde iletilir. Dik taşıyıcıların oluşturduğu alt bant o kadar dardır ki düz bir frekans cevabına sahip olacaktır. Daha da önemlisi her bir sembolün bulunduğu banttaki güçlü zayıflama ve gürültüye rağmen semboller ayrı ayrı tespit edilebilecektir. Buna göre söylenebilir ki OFDM yüksek gürültü seviyelerine ve dar bant girişimlerine karşı güçlüdür [28]. Bu tez çalışmasında OFDM modülasyonda alt kanalları oluşturmak için M düzeyli QAM modülasyonları kullanılmıştır.

4.2. Dik Genlik Modülasyonu

4.2.1. Dik genlik modülasyonda birbirine dik sinyallerin oluşturulması

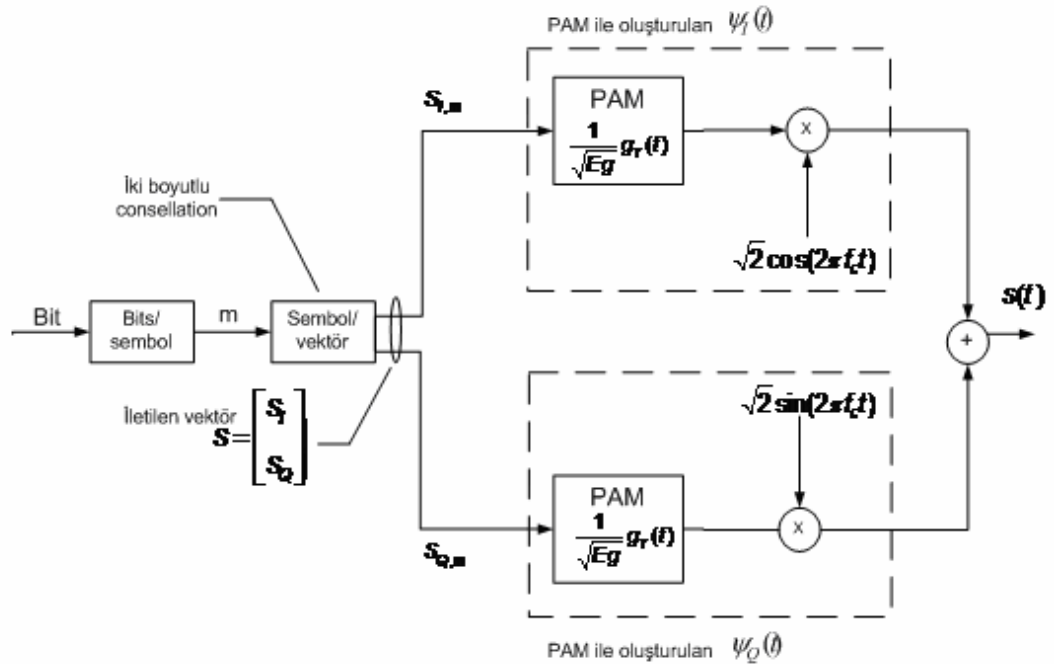
Birbirlerine dik fazlı olarak sinyalleri üretmek için IQ modülatör Şekil4.1'de görülmektedir. Burada iletilen sinyaller, farklı darbe (pulse) şeklinde iki PAM işlemlerin toplamı olarak gösterilebilir. QAM sinyaller birbirlerine dik iki sinyal

vektöründen oluşur. Bunu yapabilmek için iki temel fonksiyon olan $\cos 2\pi f_c t$ ve $\sin 2\pi f_c t$ kullanılır. $f_c T \gg 1$ olduğu için de birbirlerine diktir. Eş. 4.1 ve Eş. 4.2’de birbirine dik iki temel fonksiyon görülmektedir.

$$\Psi_I = \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (4.1)$$

$$\Psi_\theta = \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4.2)$$

E_g , $g_T(t)$ ’nin (darbe şekili) enerjisini göstermektedir. Darbe şekilleri ve f_c taşıyıcı frekansı, iletilen sinyalin güç spektrum yoğunluğuna göre seçilmiştir ve iletilen sinyalin güç spektrum yoğunluğu kanalın frekans cevabına uygundur. IQ modülatör blok şeklinde, sinyaller $\psi_I(t)$ ve $\psi_Q(t)$ iki boyutlu bir sinyal bölgesindedir. Eğer taşıyıcı frekans f_c , $g_T(t)$ ’nin bant genişliğinden daha büyükse, sinyaller yaklaşık olarak birbirlerine diktir. Burada $\psi_I(t)$ ve $\psi_Q(t)$ birbirlerine tamamen dik olan basit bir sinyal bölgesi için IQ modülatör düşünülmüştür. Bir sayısal modülatör birbiri ardına gelen darbeleri(pulse) veya T_s saniye aralıklardaki sembolleri iletir [30].



Şekil 4.1. IQ modülatör

Buradaki $2^n = M$, n bitlerden oluşan her bir grup için ayrı bir mesajı simgeler. k . sinyal vektörünün iletimi, bir M düzeyli konselasyonu $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ olarak düşünüldü. İletilen vektör $s_k = [s_{I,k} \ s_{Q,k}]^T$ 'dir. İletilen sinyal Eş. 4.3'de yazılmıştır.

$$\begin{aligned} s_k(t) &= s_{I,k} \Psi_I(t) + s_{Q,k} \Psi_Q(t) \\ &= s_{I,k} \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \sin(2\pi f_c t) + s_{Q,k} \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

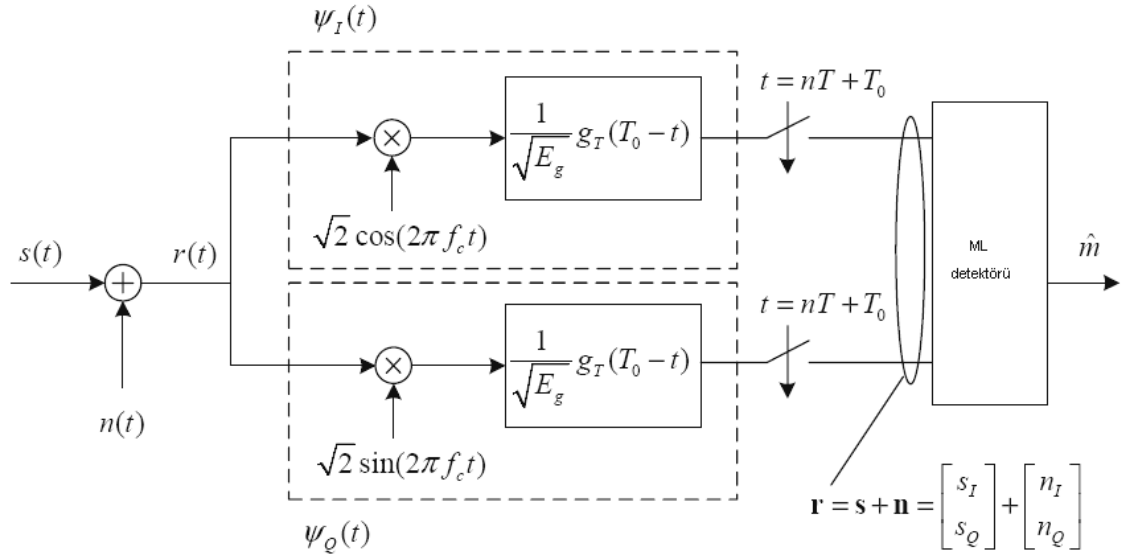
Burada $\Psi_Q(t)$ temel bir fonksiyon olarak düşünülmüştür. Bu nedenle IQ modülasyon için farklı kaynaklar kullanacak ise dikkatli bir bit seçimi yapılması gerekir [31].

4.2.2. Alıcı yapısı ve tasarımı

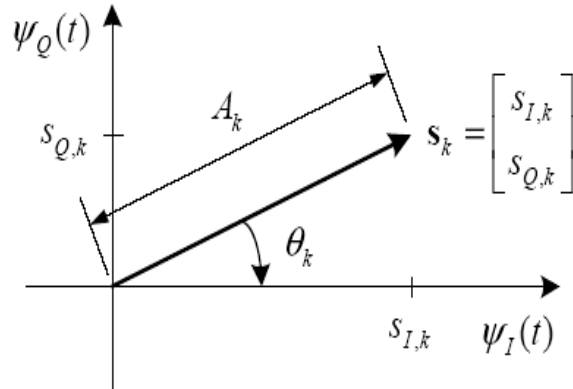
Şekil 4.2'de bir demodülatör görülmektedir. Burada kanal gürültüsü, bir beyaz gaussian gürültü ve güç spektrum yoğunluğu $N_0/2$ düşünülmüştür. Gürültü vektörü elemanları n_I ve n_Q 'dır. Bu gürültü vektörü, rasgele değişkenli, sıfır ortalamalı varyansı $N_0/2$ olan bağımsız gaussian gürültüsünden bağımsızdır. Bir optimum alıcı tasarımı için iki önemli demodülatör kullanılır [30]. Bunlar;

- Correlation Demodulator
- Matched filter (uyumlu)

Bu tez çalışmasında optimum bir alıcı için düşünülen demodülatör, Uyumlu Filtredir. Çünkü modellenen korona gürültü hafızasız ve giriş sinyalinden bağımsızdır. Bu yüzden adaptive değildir. Düzgün tasarlanmış bir filtre ile istenmeyen gürültü sinyal üzerinden ayrılabilir. Matched filtrenin çıkışı, korelasyon (correlation) demodülatörün çıkışından farkı sinyal ve gürültünün korelasyon demodülatörden sonra lineer ağırlıklı ortagonal temel fonksiyon şeklinde yazıldığında genellikle sıfır ortalamalı olan gürültüde işlem hacmi artışı görülmektedir.



Şekil 4.2. Uyumlu filtre IQ demodülatörü



Şekil 4.3. k. sembolün faz ve genlikleri A_k ve θ_k nın geometrik olan gösterimi

Şekil 4.3'te geometrik gösterimi A_k ve θ_k dir. θ açısı, vektörü $\psi_I(t)$ açısıdır. Burada $\theta_k = 0.12\pi$ 'dir. Seçilen tanıma göre iletilen sinyalin genliği ve faz açısı aşağıdaki eşitlikten hesaplanmaktadır.

$$A_k = \|s_k\| = \sqrt{s_{I,k}^2 + s_{Q,k}^2}$$

$$\theta_k = -\tan^{-1} \frac{s_{Q,k}}{s_{I,k}}$$

$$s_{I,k} = A_k \cos(-\theta_k) = A_k \cos(\theta_k)$$

$$s_{Q,k} = A_k \sin(-\theta_k) = -A_k \sin(\theta_k)$$

Eş. 4.3’de $s_{I,k}$ ve $s_{Q,k}$ yerlerine yazılır ve aşağıdaki trigonometrik eşitliğe göre düzenlenirse;

$$\cos(\alpha) \sin(\beta) - \sin(\alpha) \sin(\beta) = \cos(\alpha - \beta)$$

iletilen sinyal Eş. 4.4’deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} s_k(t) &= A_k \cos(\theta_k) \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \cos(2\pi f_c t) - A_k \sin(\theta_k) \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= A_k \cos(\theta_k) \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Uyumlu filtre, $s(t)$ gönderilen sinyali ve $n_{w(t)}$ gürültüyü gösterirse, filtre girişine gelen sinyal $[s(t) + n_{w(t)}]$ olmaktadır. Bu filtre çıkışının $[y(t) + n(t)]$ ve en iyi örnekleme anının $t=t_0$ olduğunu varsayalım. Uyumlu filtre problemi, $t=t_0$ anında işaretin gürültüye oranının maksimize edecek biçimde uyumlu filtrenin $h(t)$ impulse (darbe) cevabının bulunması olarak tanımlanabilir.

Bu tez çalışmasında kullanılacak olan N adet lineer filtre serilerinden hangisinin SNR’i yüksek ise o seçilecektir. N adet filtrenin impulse cevabı

$$h_k = f_k(T-t) \quad 0 \leq t \leq T$$

Aralığın dışındakiler için $h_k(t) = 0$.

Buradaki $f_k(t)$, N adet temel fonksiyondur. N sayısı gönderilen semboldeki bit sayısı ile belirlenir. Burada kullanılacak olan $r(t)$ sinyalin rasgele bir gürültü ile toplamı olarak gösterilmiştir.

Bu filtrelerin herhangi bir örnekleme zamanındaki çıkışları ;

$$\begin{aligned} y_k &= \int_0^t r(\tau) h_k(t-\tau) d\tau \\ &= \int_0^t r(\tau) f_k(T-t+\tau) d\tau \end{aligned} \quad k=1,2,\dots,N \quad (4.5)$$

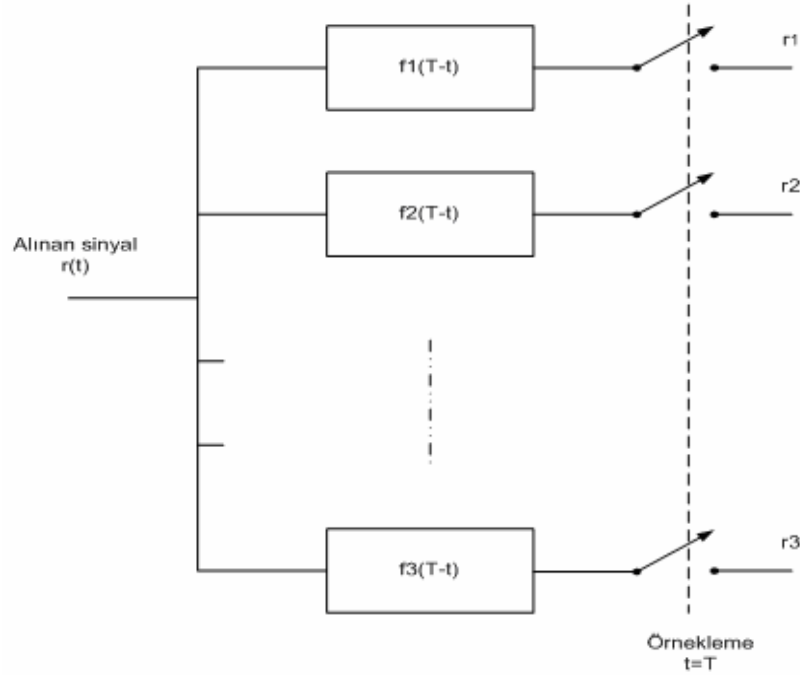
olur. Eğer filter çıkışları $t=T$ 'da örneklenirse Eş. (4.6) 'ı elde edilebilir;

$$y_k(T) = \int_0^T r(\tau) f_k(\tau) d\tau = r_k \quad k=1,2,\dots,N \quad (4.6)$$

Bu nedenle filtrenin örneklenen çıkışları $t=T$ sürede $\{r_k\}$ değerler setini N lineer korelatörden elde eder [30].

Bu tez çalışmasında uyumlu filtrenin en önemli özelliği kullanılmıştır. Bu özellik $s(t)$ gibi bir sinyal AGWN gibi bir gürültü ile karşılaştığında, filtrenin impulse cevabı $s(t)$ 'nin SNR çıkışını maksimum yapacak şekilde olacaktır.

Bu özelliği sağlamak için, gürültü sıfır ortalamalı ve güç spektrum yoğunluğu $n_m(f) = \frac{1}{2} N_0$ W/Hz olmalıdır. Aşağıdaki Şekil 4.4'de bir uyumlu filtre serisi demodülatörü görülmektedir. Sinyal $r(t)$, darbe(impulse) cevabı ise $h(t)$ olan lineer filtrelerden geçirilir. Ve çıkış $t=T$ anında örneklenir. Filtre çıkışı Eş. 4.7'de yazılmıştır.



Şekil 4.4. Uyumlu filtre serisi demodülatörü

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \int_0^t r(\tau) h(t-\tau) d\tau \\
 &= \int_0^t s(\tau) h(t-\tau) d\tau + \int_0^t n(\tau) h(t-\tau) d\tau
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Yukarıdaki demodülatör iki lineer filtre kullanılarak alınan sinyali I ve Q bileşenlerine ayırır ve iki tane temel fonksiyon oluşturur. Uyumlu filtrenin $t=nT+T_0$ sürede örneklenen çıkışları hata olasılığını minimum yapan bir optimum detektöre kullanılmıştır.

İletilen sinyal, $g_T(t)$ darbesinin bir kosinüs taşıyıcıları ile çarpımı olarak gösterilebilir. Taşıyıcıların genlik ve fazı $s_{I,k}$ ve $s_{Q,k}$ ise, iletilen bilgi iletilen sinyalin hem fazını hem de genliğini etkileyecektir.

Daha önce bahsedildiği gibi Uyumlu filtrenin en önemli özelliklerinden biri çıkışta SNR'yi maksimum yapmasıdır. Böylece hata olasılığı minimuma düşer. Bu nedenle uyumlu filtreler QAM sinyalleme için optimum alıcılardır [31].

4.2.3. Optimum detektör

Bölüm 4.2.2’de AGWN’li bir kanal üzerinden iletilen sinyal için bir uyumlu filtre kullanarak $\mathbf{r}=[r_1, r_2, \dots, r_N]$ vektörü oluşturulmuştur. Bu bölümde herhangi bir sinyalleme aralığındaki $\mathbf{r}$ vektörü üzerinde bir optimum karar kuralı tanımlanacaktır. Diğer bir deyişle her bir sinyal aralığında gözlenen $\mathbf{r}$ vektöründeki iletilen sinyal için doğru karar olasılığı maksimize edilecektir.

Korelatör çıkışında her bir s_m sinyalinin bulunduğu $\mathbf{r}$ vektörü için doğru karar olasılığı Eş. 4.8’de yazılmıştır.

$$E(r_k) = E(s_{mk} + n_k) = s_{mk}$$

$$p(\mathbf{r} | s_m) = \frac{1}{(\pi N_0)^{N/2}} \exp \left[- \sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0} \right] \quad (4.8)$$

$$m = 1, 2, \dots, M$$

Buradaki N sayısı uyumlu filtredeki alt serilerin sayısıdır. Örneğin 4-QAM modülasyon için seri sayısı ikidir. Çünkü iki bitlik bilgi gönderilmektedir. 16-QAM için ise dördür. Eğer her bir sinyal aralığındaki $\mathbf{r}$ vektör bir optimum detektörden geçirilirse doğru karar olasılığını maksimum yapar¹;

Eş. 4.9 ML detektöründen geçirilen $\mathbf{r}(t)$ vektörünü oluşturan sembollerin doğru karar

olasılığını göstermektedir. Burada $D(\mathbf{r}, s_m) = \sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0}$ uzaklık ölçeği olarak

isimlendirilir. Gürültülü bir kanalda, ML¹ kriterlerine göre karar kuralı alınan sinyal vektörüne en yakın s_m sinyalini bulmak için bu eşitliğin minimum olmasını gerektirir [30].

¹ Şekil 4.7 deki maksimum bölge aralığı da doğru karar olasılığını maksimum yapar

$$\begin{aligned}
\max [p(r|s_m)] &= \max \left[\frac{1}{(\pi N_0)^{N/2}} \exp \left[-\sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0} \right] \right] \\
&= \max \left[\frac{1}{2} N \ln \pi N_0 - \sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0} \right] \\
&= \min \sum_{k=1}^N (r_k - s_{mk})^2 \\
&= \min \left[\|r\|^2 - 2r \times s_m + \|s_m\|^2 \right]
\end{aligned} \tag{4.9}$$

$\|r\|^2$ bütün uzaklık ölçevleri için ortaktır. Bu nedenle uzaklık ölçevleri hesaplanmasında ihmal edilir [30]. Uzaklık ölçevi ihmal edilirse doğru karar olasılığı Eş. 4.10 yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\min \left[\|r\|^2 - 2r \times s_m + \|s_m\|^2 \right] &= \max \left[2r \times s_m - \|s_m\|^2 \right] \\
&= \max \left[r \times s_m - \frac{\mathcal{E}_m}{2} \right]
\end{aligned} \tag{4.10}$$

$r \times s_m$, M olasılığa sahip iletilen sinyal vektörlerini göstermektedir. Bu değerlerden her biri m. sinyal ile alınan vektör arasındaki korelasyon ölçümüdür.

$\|s_m\|^2 = \mathcal{E}_m$, $m=1,2,\dots,M$ tetikleme terimlerini gösterir.

Sinyal setlerinin gösteriminde bütün sinyallerin enerjileri eşit olmayabilir.

$$\begin{aligned}
r \times s_m &= \sum_{n=1}^N r_n s_{mn} = \sum_{n=1}^N \int_0^T r(t) f_n(t) dt \int_0^T s_m(t) f_n(t) dt \\
&= \int_0^T r(t) s_m(t) dt
\end{aligned} \tag{4.11}$$

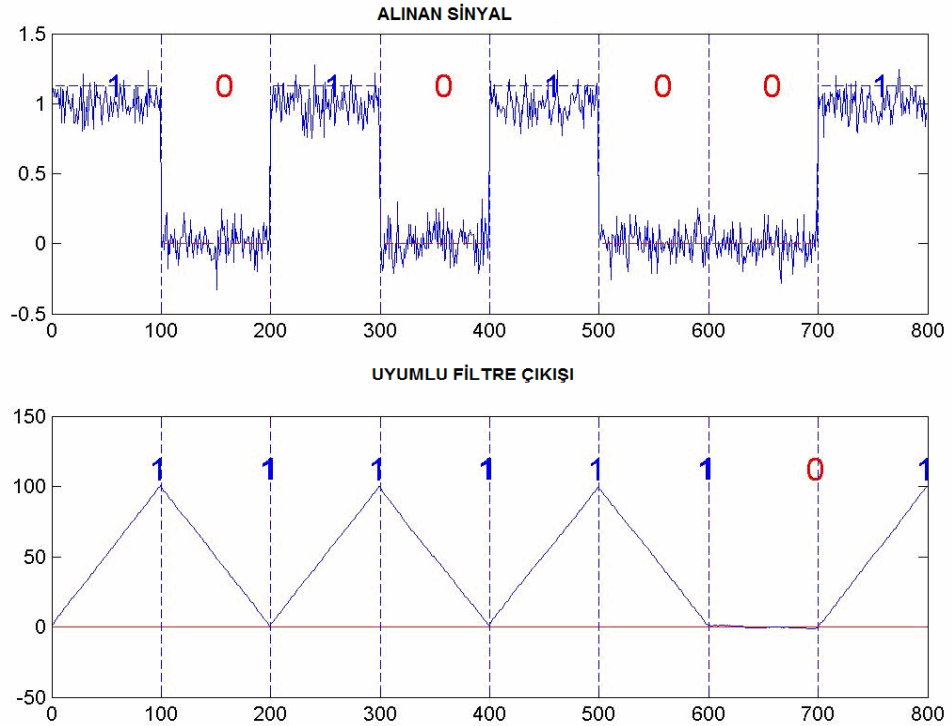
Enerjileri eşit tüm sinyaller maksimum olasılık kuralına göre aşağıdaki şekilde bulunabilir.

Bulunan $r \times s_m$ 'i, Eş. 4.10'da yerine konulduğunda;

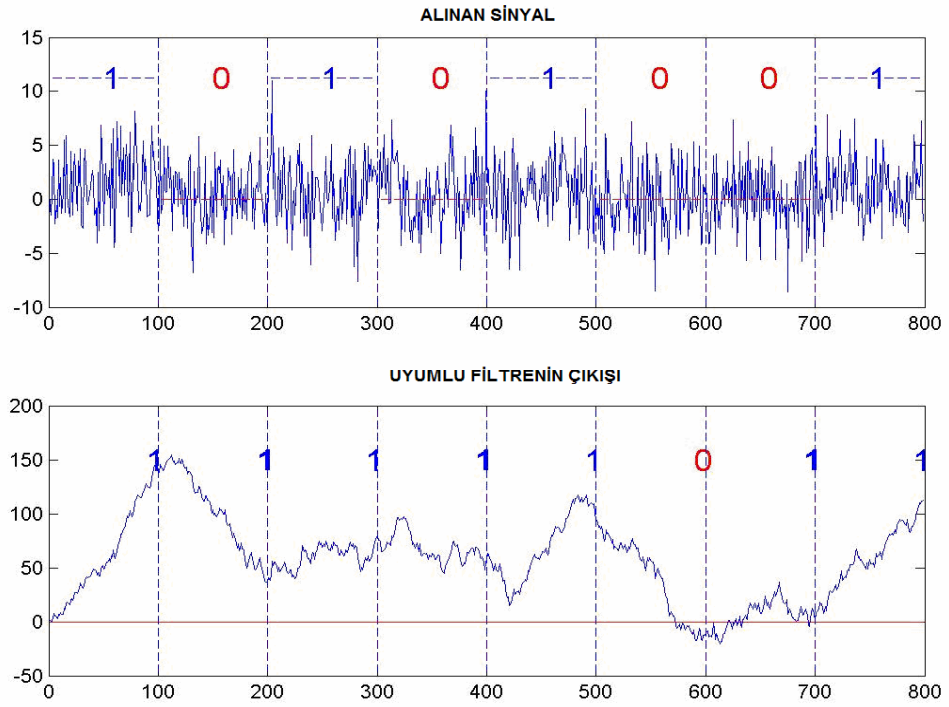
$$\max \left[r \times s_m - \frac{\epsilon_m}{2} \right] = \max \left[\int_0^T r(t) s_m(t) dt - \frac{\epsilon_m}{2} \right] \quad (4.12)$$

Eş. 4.12 'i elde edilir. Burada optimum bir ML detektörü ile M tane $D(r, s_m)$ uzaklık ölçüvi hesaplanmış ve en küçük $D(r, s_m)$ 'ye sahip sinyal bulunmuştur. ML kriterlerine dayalı karar kuralında bütün sinyallerin eşit olasılıkla iletildiği düşünülmüştür.

Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da PLC kanalda bulunan korona gürültü ile AWGN'li kanaldan gelen 4 bitlik sinyal tasarlanan optimum alıcı tarafından alınmış ve hatalı bitler gösterilmektedir.



Şekil 4.5. AWGN kanaldan geçen sinyalin uyumlu filtre çıkışı



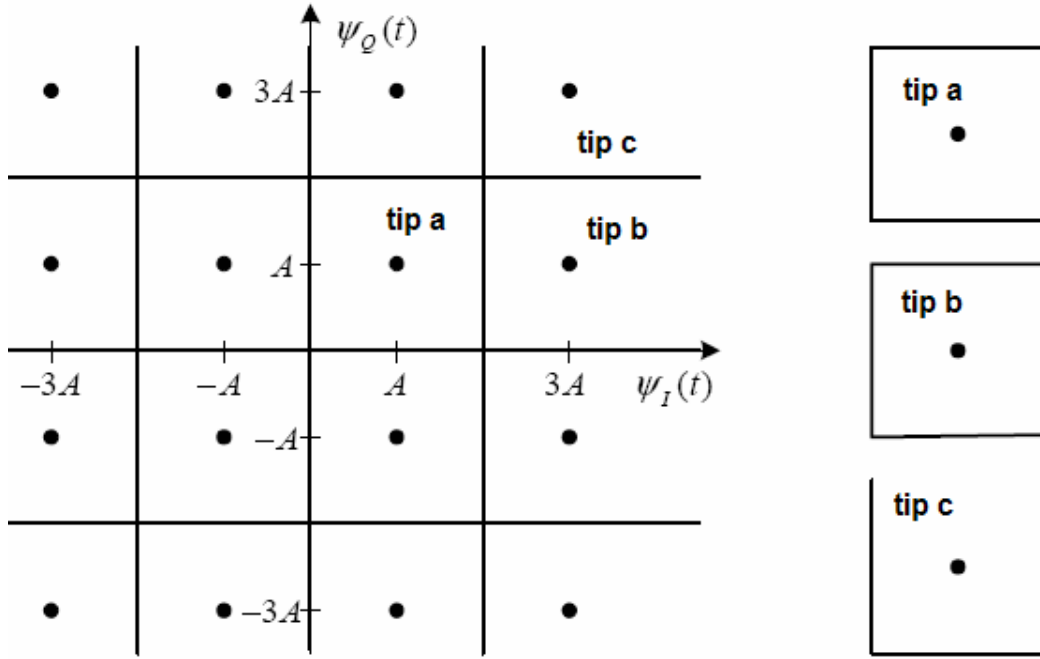
Şekil 4.6. PLC kanaldan geçen sinyallerin uyumlu filtre çıkışı

Karar bölgesi ve hata olasılığının hesaplanması (ML'nin grafiksel olarak gösterimi)

M bir tam sayının karekökü olup olmadığına bakılmaksızın, maksimum benzerlik karar bölgesi dikdörtgen şekilde olacaktır. Bu bölgeler kareler (tip a), tek tarafı açık kareler (tip b) veya iki tarafı açık kareler (tip c) Şekil 4.7'de görülmektedir [31].

Sembol hata olasılığı hesabı için üç karar bölgesinde hata olasılıkları bulunmalıdır. Bunun için x tip karar bölgesine bir sembol gönderilir. Bu sembolün x bölgesinde bulunmama olasılığı yanlış karar olasılığı $P_{e|x}$ olarak gösterilir. bu sembolün x bölgesinde bulunma olasılığı doğru karar olasılığı $P_{c|x}$ olarak gösterilir.

Gürültü vektörü elemanları, n_I ve n_Q , varyansı $N_0/2$, sıfır ortalamalı gaussian rasgele değerlerden bağımsızdır [31].



Şekil 4.7. 16-QAM için ML karar bölgesi

Gönderilen sembolün a bölgesindeki doğru karar olasılığı aşağıda yazılmıştır;

$$\begin{aligned}
 P_{cla} &= P_r \{ -A < n_1 < A, -A < n_Q < A \} \\
 &= P_r \{ -A < n_1 < A \} P_r \{ -A < n_Q < A \} \\
 &= [P_r \{ -A < n_1 < A \}]^2
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Şekil 4.7’de görüldüğü üzere $P_r \{ -A < n_1 < A \}$ hata fonksiyonu (matlab notasyonu:erfc) olarak yazılabilir;

$$P_r \{ -A < n_1 < A \} = \Omega_2 = 1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_0}}\right) \tag{4.14}$$

Hata fonksiyonu aşağıdaki eşitliğe göre yapılmıştır. Sembollerin doğru bölgelerde bulunmama olasılığı bu eşitlikle çözülmüştür. Daha sonra $P_{ela} = 1 - P_{cla}$ kullanılarak yanlış karar olasılığı hesaplanmıştır.

$$Q(z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2} dx$$

Yanlış karar hata olasılığı ise $P_{ela} = 1 - P_{cla}$ göre;

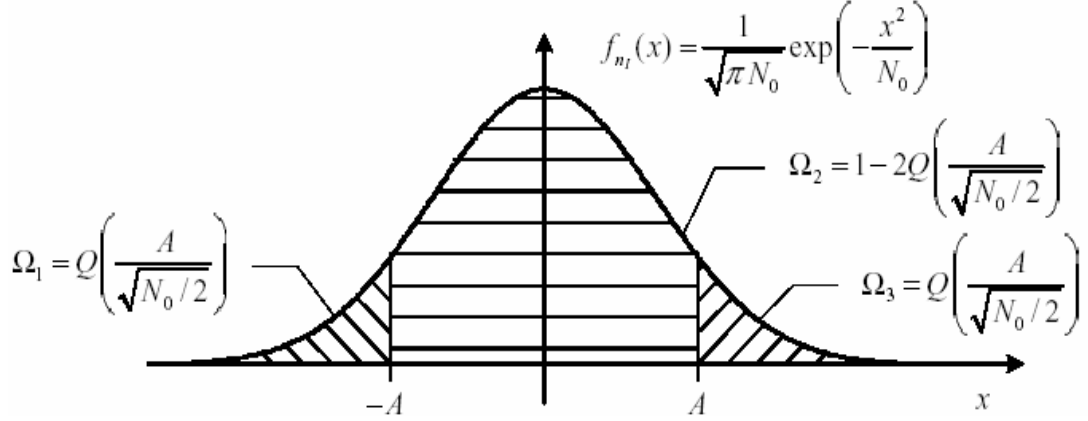
$$\begin{aligned} P_{ela} &= 1 - \left[1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) \right]^2 \\ &= 4Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) - 4Q^2\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Sembollerin tip b bölgesinde olma olasılığı için aynı işlem yapılırsa;

$$\begin{aligned} P_{clb} &= P_r \{n_i > -A, -A < n_Q < A\} \\ &= P_r \{n_i > -A\} P_r \{-A < n_Q < A\} \\ &= (1 - \Omega_1) \Omega_2 \\ &= \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) \right] \left[1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) \right] \\ &= 1 - 3Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) + 2Q^2\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Ve b bölgesine sembolün olmama olasılığı (hata olasılığı)

$$P_{elb} = 3Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) - 2Q^2\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_o}}\right) \quad (4.17)$$



Şekil 4.8. Sıfır ortalamalı, variansı $N_0/2$ olan gaussian dağıtımına sahip. n_I ve n_Q için olasılık yoğunluk fonksiyonu

Olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki bölgelerdeki olasılık yoğunluk fonksiyonlarının birleşimidir. Ω_1 , Ω_2 ve Ω_3 olasılıkları;

$\Omega_1 = \Pr\{n_I < -A\}$, $\Omega_2 = \Pr\{-A < n_I < A\}$ ve $\Omega_3 = \Pr\{n_I > A\}$.

Son olarak da c bölgesinde olma olasılığı (doğru kara olasılığı);

$$\begin{aligned}
 P_{\text{clc}} &= P_r\{n_I > -A, -A < n_Q\} \\
 &= P_r\{n_I > -A\} P_r\{n_Q < -A\} \\
 &= (1 - \Omega_1)(1 - \Omega_1) \\
 &= \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_0}}\right)\right]^2 \\
 &= 1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_0}}\right) + Q^2\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_0}}\right)
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

$$P_{\text{elc}} = 2Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_0}}\right) + Q^2\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_0}}\right) \tag{4.19}$$

Bütün semboller aynı hata olasılığı $1/M$ ile iletilmektedir. Eğer n_x konselasyonundaki x bölge tipi sayısını gösteriyorsa, n_x/M , iletilen bir sembolün tip x karar bölgesinde

bulunma olasılığıdır. Bu nedenle burada ortalama sembol hata olasılığı aşağıdaki şekilde bulunur;

$$P_e = \frac{1}{M} (n_a P_{e|a} + n_b P_{e|b} + n_c P_{e|c}) \quad (4.20)$$

Bir $(M_I \times M_Q)$ -QAM dikdörtgen konselasyon için M_I 'nin mümkün olan değerleri s_I ve M_Q 'nin mümkün olan değerleri s_Q 'dur. Bu olasılık eşitliğini tamamlamak için genel $(M_I \times M_Q)$ -QAM konselasyon $M_I > 1$ ve $M_Q > 1$ için;

$$n_a = (M_I - 2) \times (M_Q - 2)$$

$$n_b = 2(M_I - 2) + 2(M_Q - 2)$$

$$n_c = 4$$

olur. Sembol hata olasılığı için hatalı karar genel eşitlikleri ile Eş 4.20'de yerine konulacaktır. Bu genel eşitliği kullanabilmek için A^2 ile E_s arasında bir bağlantı kurmak gerekir. Bir sembolün enerjisi Eş. 4.21'de yazılmıştır.

$$E_s = \log_2 M E_{avb} \quad (4.21)$$

Bir bitteki enerji miktarı aşağıdaki eşitlikte verilmiştir [31];

$$E_{avb} = \frac{1}{M \log_2 M} \sum_{i=1}^M \frac{A_i^2 T_s}{2} \quad (4.22)$$

T_s iletilen sinyaldeki semboller arası aralık, A_i konselasyondaki sembollerin genliğidir. Kare konselasyon için $M = M_I = M_Q$, bit hata olasılığı Eş 4.20'i yerine yazarsak (bkz. Ek-1) AGWN'li kanal için Eş. 4.23'deki hata olasılık fonksiyonu bulunabilir.

$$P_M = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{\log_2(M) E_{avb}}{N_0}} \right) - 8 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2 Q^2 \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{\log_2(M) E_{avb}}{N_0}} \right) \quad (4.23)$$

Eş. 4.23'deki negatif kısma bir sınır konulması gerekir. Bir sembol hatasının üst sınır (upper bound) kullanarak Eş. 4.24 yazılabilir.

$$\begin{aligned} P_M &< 8 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2 Q^2 \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{\log_2(M) E_{avb}}{N_0}} \right) \\ &< 4Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{\log_2(M) E_{avb}}{N_0}} \right) \end{aligned} \quad (4.24)$$

4.3. AWGN Kanallarda Ortogonal M Düzeyli QAM'in Hata Olasılığı

Bu tezde kullanılması düşünülen M-QAM modülasyon için PAM sinyalleri $2 \times \sqrt{M}$ düzeyli konselasyona sahiptir. M-QAM, I ve Q kolları üzerinde ayrılmış iki adet $\sqrt{M}$ -PAM bileşiminden oluşur. Bu sinyaller dik taşıyıcıların her biri $\sqrt{M} = 2^{k/2}$ sinyal noktalarına sahiptir [30].

M düzeyli PAM sinyalleri geometrik olarak M tane bir boyutlu sinyal noktalarından oluşur ve değeri;

$$s_m = A_m \sqrt{\frac{1}{2} \mathcal{E}_g} \quad m=1,2,\dots,M \quad (4.25)$$

olur. Buradaki $\mathcal{E}_g$ temel sinyal darbe(pulse) $g(t)$ 'nin enerjisidir. Genlik değeri ise aşağıdaki eşitlikle verilebilir;

$$A_m = (2m-1-M) d$$

A_m , QAM modülasyon yapılmış sinyallerin genliklerini göstermektedir. d , ise semboller arasındaki mesafedir.

Darbe sinyallerinin uyumlu filtreden geçirilerek $t=T$ zamanında örnekleme yapılırsa;

$$f(t) = \sqrt{\frac{2}{\mathcal{E}_g}} g(t) \cos 2\pi f_c t$$

$$s_m(t) = s_m f(t)$$

Elde edilir. her PAM sinyalinin konselasyondaki sembol noktaları $m=1,2,\dots,\sqrt{M}$ 'e kadar olup Eş. 4.26'a göre dizilecektir.

$$s_m = \sqrt{\frac{1}{2} \mathcal{E}_g} (2m-1-\sqrt{M})d \quad (4.26)$$

$\sqrt{M}$ düzeyli PAM sinyallerinin ortalama hata olasılığı ML karar kuralına göre semboller arası minimum uzaklık aşağıda Eş. 4.27'da yazılmıştır.

$$\begin{aligned} \max \left[r \cdot s_m - \frac{\mathcal{E}_m}{2} \right] &= \max \left[r \cdot s_m - \frac{\frac{\mathcal{E}_g}{2} A_m^2}{2} \right] \\ &= \max \left[r \cdot s_m - \frac{\frac{\mathcal{E}_g d^2}{2} (2m-1-M)^2}{2} \right] \\ &\Leftrightarrow \\ |r \cdot s_m| &< d \sqrt{\frac{\mathcal{E}_g}{2}} = \frac{d \sqrt{2\mathcal{E}_g}}{2} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Optimum detektör çıkışı yukarıdaki eşik değerine göre birbiri ardına gelen genlik seviyelerini yerleştirecektir. Karar kuralı genlik seviyesi, r vektörüne en yakın olan genlik seviyesine göre yapılacaktır. Bileşik sinyal noktaları arasındaki uzaklık

Eucliden uzaklık olarak tanımlanmıştır. Dikdörtgen QAM modülasyonda kullanılan PAM sinyallerinin sembol hata olasılığı Eş. 4.28’de verilmiştir [30].

$$P_{\sqrt{M}} = \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} 2Q \left[\sqrt{\frac{d^2 \mathcal{E}_g}{2N_0}} \right] \quad (4.28)$$

QAM modülasyon için kullanılan sembol hata olasılığı aşağıdaki [27];

$$P_M = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2 \quad (4.29)$$

olur. Bu eşitlikte $d^2 \mathcal{E}_g$ bir bit üzerine düşen enerji miktarını göstermektedir.

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{av} &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\sqrt{M}} \mathcal{E}_m \\ &= \frac{d^2 \mathcal{E}_g}{2\sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\sqrt{M}} (2m-1-\sqrt{M})^2 \\ &= \frac{1}{6} (M-1) d^2 \mathcal{E}_g \end{aligned} \quad (4.30)$$

SNR klasik olarak bir bit üzerine düşen enerji miktarının, bir bit üzerindeki gürültü oranı olarak tanımlanır.

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{\mathcal{E}_{av}}{N_0} \\ \text{SNR}_b &= \frac{T_b}{T} \frac{\mathcal{E}_{av}}{N_0} = \\ &= \frac{\mathcal{E}_{av}}{N_0 \log_2 [\sqrt{M}]} \\ &= \frac{1}{6} (M-1) \frac{d^2 \mathcal{E}_g}{N_0 \log_2 [\sqrt{M}]} \end{aligned} \quad (4.31)$$

Eş. 4.31’de bulunan $d^2\mathcal{E}_g$, Eş. 4.30’da yerine konulursa

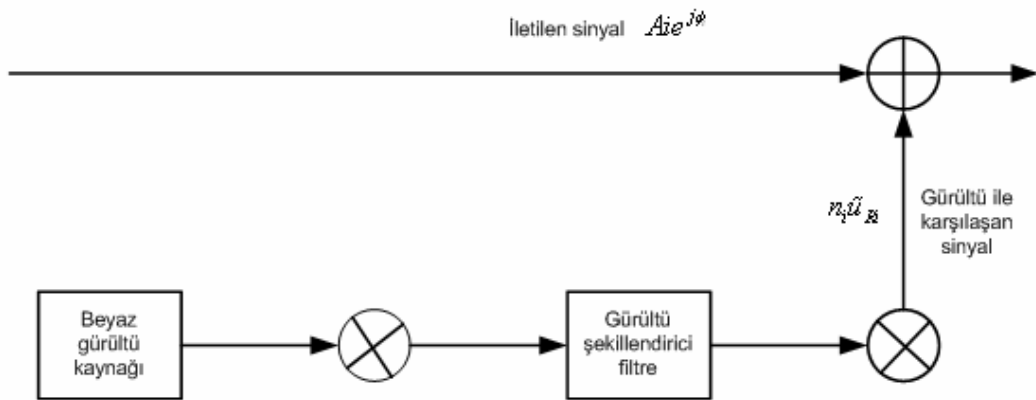
$$P_{\sqrt{M}} = \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} 2Q \left[\sqrt{\frac{6 \log_2 [\sqrt{M}] \text{SNR}_b}{(M-1)}} \right] \quad (4.32)$$

olur. QAM modülasyondaki bir bit üzerindeki hata olasılığı bulmak için $P_{\sqrt{M}}$ hata olasılığı Eş 4.28’deki yerine konularak bulunur;

$$\begin{aligned} P_M &= 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2 \\ &= 1 - \left[1 - \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} 2Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 [\sqrt{M}] \text{SNR}_b}{(M-1)}} \right] \right]^2 \\ &= 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1}} \frac{E_b}{N_0} \right) \end{aligned} \quad (4.33)$$

4.4. PLC Kanallarda M-QAM Hata Olasılığı

Arka plan gürültü ile korona gürültü, beyaz gürültü ile $u_R(t_k)$ çarpılarak filtrelenirse seknoizasyonu sağlanabilir. Bu işlem Şekil 4.9’da gösterilmiştir.



Şekil 4.9. PLC kanal modellemesi [20]

Bir enerji hattı üzerinden alınan ve uyumlu filtreden geçirilerek elde edilen eşdeğer temel bant sinyallerinin, i. Sinyalleme aralığındaki vektör;

$$r_i = A_i e^{j\phi_i} + n_i \tilde{u}_{Ri} \quad (4.34)$$

Burada A_i ve ϕ_i iletilen sinyalin genlik ve faz açılarıdır. n_i sıfır ortalamalı kompleks AWGN rasgele değişkendir. Bu rasgele değişken bir güç frekansı ya da tek taraflı güç spektrum yoğunluğu N_0 [W/Hz] ortalama RMS gürültü voltajıdır ve $\tilde{u}_{Ri}$, i.sinyalleme aralığındaki ortalama relative korona gürültü fonksiyonudur. AWGN'li kanallarda eklenen n_i gürültü vektörü ile birlikte iletilen sembol aralıklarına bu relative korona gürültüsünün matematiksek fonksiyonuna göre yapılacaktır.

Eş. 4.34'deki ikinci kısmın yerine bir güç frekansı periyodu boyunca sembol aralıklarına yerleştirilen korona gürültü miktarı aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$n_i \tilde{u}_{Ri}(t) = n_i \frac{1}{T} \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} u_R(t) dt \quad (4.35)$$

Enerji hattı kanalında tek taraflı güç spektrum yoğunluğu N_0 , güç frekansı periyodu boyunca farklı değerler alacaktır. Bu değişimler, güç frekansı periyodu boyunca ortalama RMS gerilimi kaydırılarak veya relative korona gürültü fonksiyonu $u_R(t)$ ile birlikte tek taraflı güç spektrum yoğunluğu ile modellenir.

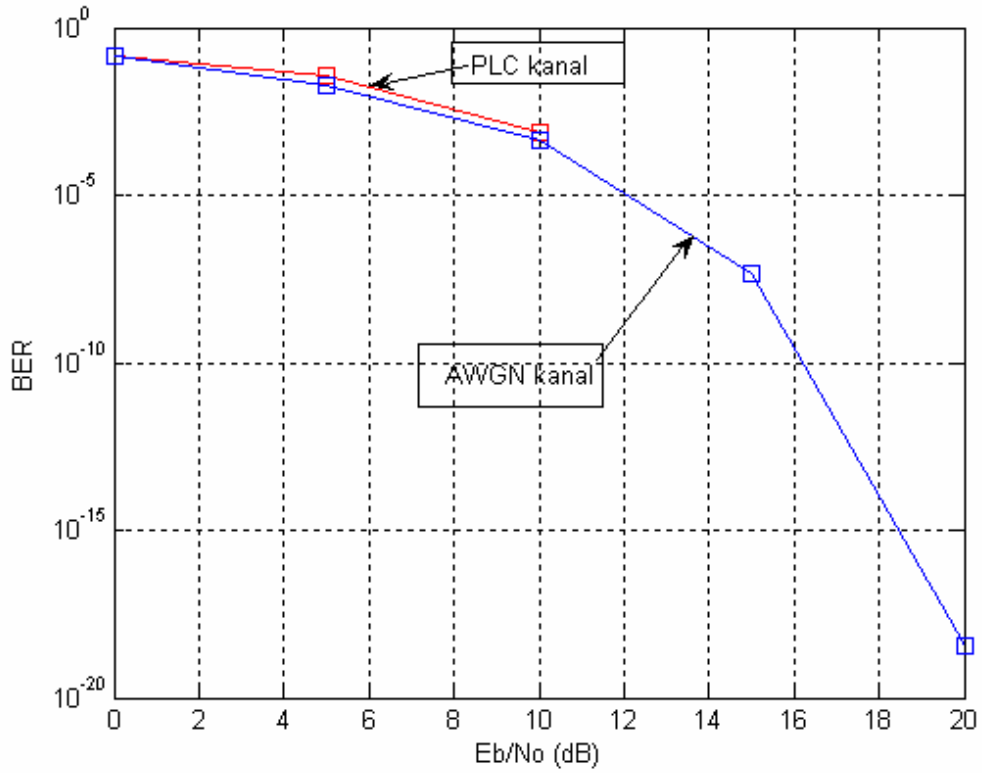
Bölüm 4.3'de bulunan MQAM için sembol hata olasılığının üst sınırı güç hattı kanalı üzerinde güç frekansı boyunca Eş 4.33'de N_0 , $u_R(t)$ ile birlikte kaydırılarak PLC kanallarında bit hata olasılığı Eş. 4.36' elde edilmiştir.

$$P_M = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} 4 \times Q \left(\frac{\sqrt{BE_{avb}}}{u_R(t)} \right) dt + \frac{1}{T_1} \int_{T_1}^{2T_1} 4 \times Q \left(\frac{\sqrt{BE_{avb}}}{u_R(t)} \right) dt + \frac{1}{T_1} \int_{2T_1}^T 4 \times Q \left(\frac{\sqrt{BE_{avb}}}{u_R(t)} \right) dt \quad (4.36)$$

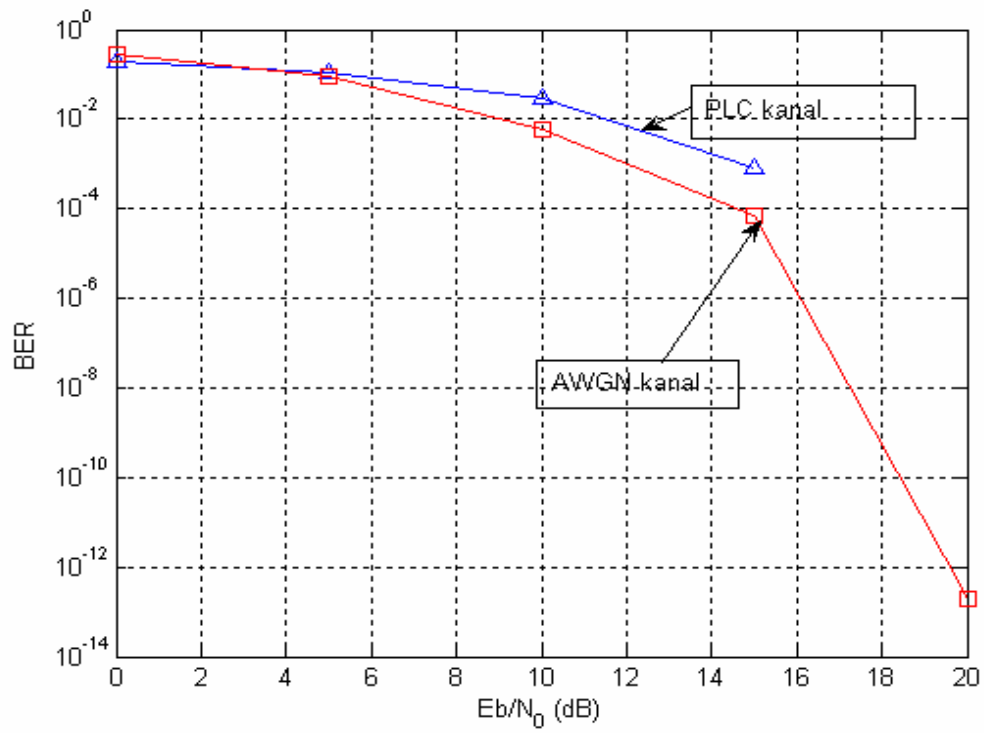
Buradaki $B = \frac{3\log_2(M)}{M-1}$, dir.

Bu hata fonksiyonu nümerik olarak hesaplanmalıdır. Çünkü hata fonksiyonun integralinin çözümü, sonuçtan uzaklaştırmaktadır. Bu integralin çözümü için adaptive Simpson quadrature (düşük dereceli simpson kuralı) Matlabta kullanılarak çözülmüştür.

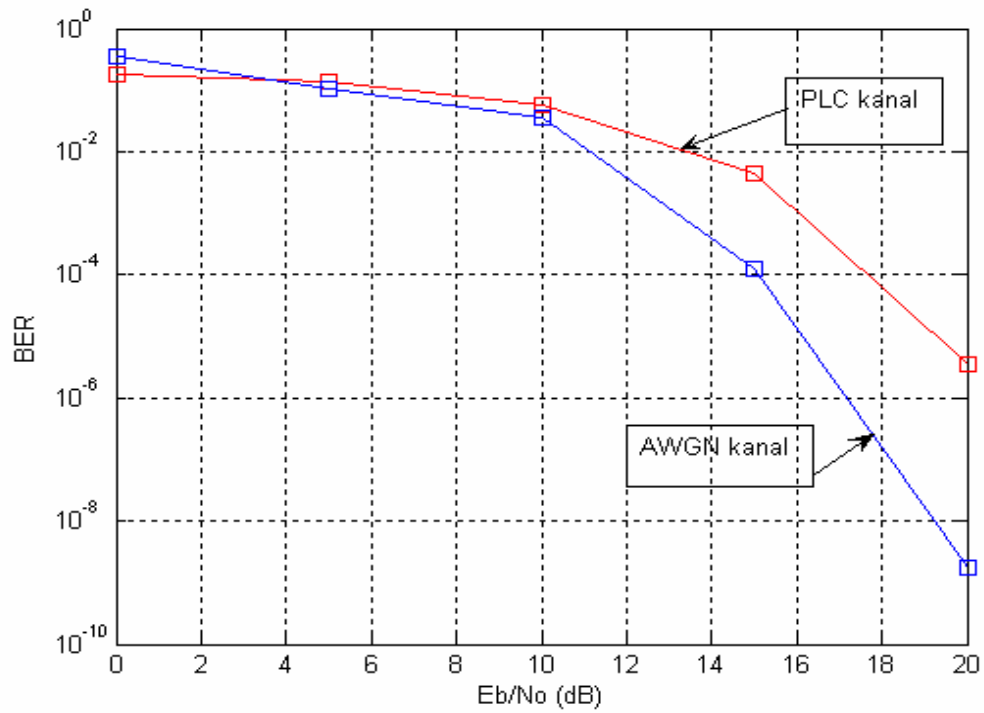
Şekil 4.10-13’de M düzeyli QAM sinyaller optimum bir alıcıdan geçirilerek sembol hata olasılıkları Eş. 4.30’a göre üst sınır koşuna göre hesaplanmıştır.



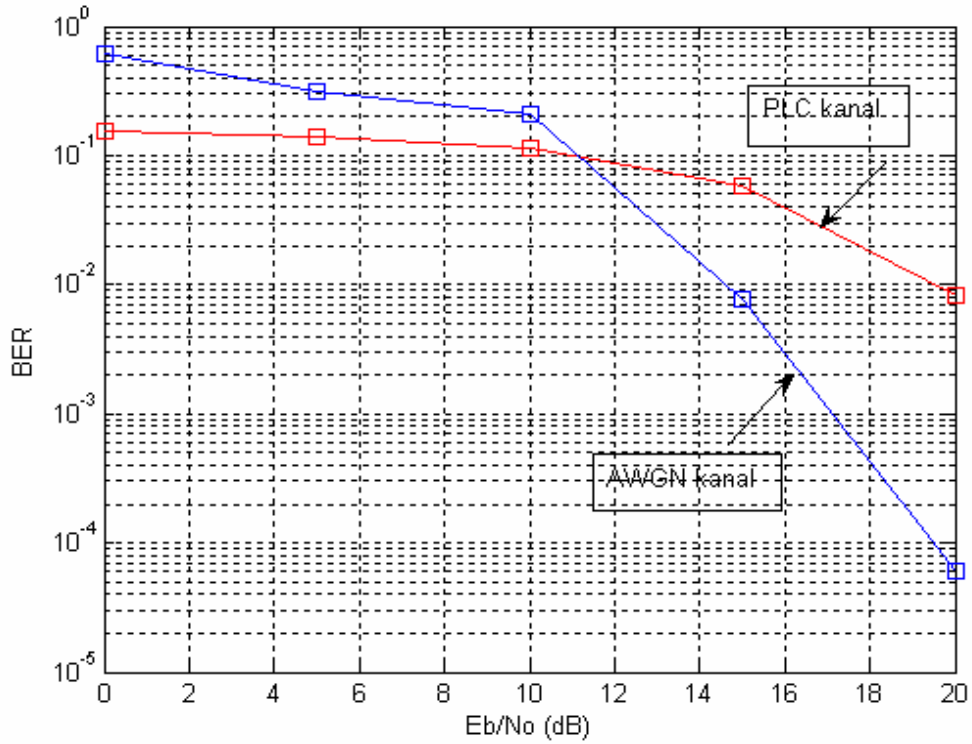
Şekil 4.10. 4-QAM için AWGN’li ve PLC’li kanal için sembol hata olasılıkları



Şekil 4.11. 8-QAM için AWGN'li ve PLC'li kanal için sembol hata olasılıkları



Şekil 4.12. 16-QAM için AWGN'li ve PLC'li kanal için sembol hata olasılıkları



Şekil 4.13. 64-QAM için AWGN’li ve PLC’li kanal için sembol hata olasılıkları

Korona gürültünün, beyaz toplamsal gaussian gürültüye benzerliği en çok 16QAM modülasyonlu bir sinyalde optimum bir alıcı tarafından demodülasyonu yapılırsa görülmektedir. Gaussian gürültü ile korona gürültü arasında 15dB’ye yakın bir fark olduğu görülmektedir. Yüksek gerilim hatları SNR oranı düşük olan bir haberleşme kanalıdır. Bu yüzden optimum alıcıda uyumlu filtre kullanılarak alt filtrelerdeki en yüksek SNR oranı tespit edilmiş ve hata olasılığı minimize edilmeye çalışılmıştır. Buradaki şekillerde aynı konselasyon noktalarına sahip AWGN’li ve PLC kanallarının benzerlikleri sembol noktalarının artışı ile artar. Ama sembol hata olasılıkları da sembol noktalarının artışıyla artmaktadır. Grafikler yüksek gerilim hatlarındaki haberleşme için kullanılan optimum alıcı ile tasarlanan sistemin hem daha yüksek hızlı, hem de az hata olasılığı ile iletimin sağlanabileceğini göstermektedir. Bu grafikler sadece korona gürültü ve arka plan gürültünün var olduğu hatlar için oluşturulmuştur. Yüksek gerilim hattında oluşacak anahtarlamalardan ya da devre kesicilerden dolayı oluşacak gürültü ihmal edilmektedir. Bu sebepten kablosuz haberleşmedeki kanallardaki AGWN’li gürültü

ile yüksek gerilim hatlarındaki korona gürültünün haberleşme performansları arasında çok az fark oluşturmaktadır. Fakat sayısal haberleşmedeki bu fark ihmal edilemez bir seviyededir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında yüksek gerilim hatları üzerinden geleneksel enerji hattı taşıyıcısı (EHT) analizi elektrik şebekelerinin işletim yönetiminde, elektrik dağıtımının en yüksek verimde yapılabilmesi amacıyla denetsel kontrol ve veri edinme (Supervisory Control Data Acquisition) bilgilerinin iletiminde kullanılmasının yanında veri ve ses haberleşmesi gibi bir çok uygulama alanları gösterilmiştir. Yüksek gerilim hatları bir haberleşme kanalı olarak modellenmiş ve bu haberleşme kanallarında karşılaşılabilecek sorunlar incelenmiştir. Kanal yapısının zamana, bulunduğu bölgeye ve kullanılan sinyalin frekansına bağlı olarak çok değişken bir yapıya sahip olduğu yapılan gürültü analizi sonuçlarından görülmektedir. Hattın üzerinde oluşan en önemli gürültü olan korona gürültü, hattan ölçülen gürültü örnekleri ile matematiksel algoritması oluşturularak bir matematiksel fonksiyon şeklinde yazılmıştır. Bu matematiksel fonksiyonun çözümü ve grafiği matlab kullanılarak çizilmiştir. Burada elde edilen sonuçlardan korona gürültünün sabit değişkenli beyaz gürültü olmadığı görülmüştür. Hattaki bu gürültü kanalda uygun modülasyon tekniği olan OFDM’li modülasyonun alt kanalları QAM modülasyona göre oluşturulmuş uygun optimum alıcılar kullanılarak hata olasılığını minimuma düşürmeye çalışılmıştır.

Yüksek gerilim hatlarında Avrupa standardına göre olan yüksek gerilim direkleri üzerindeki üç iletken hava olaylarının neden olduğu korona gürültünün kablolu haberleşmede görülen beyaz toplamsal gaussian gürültü ile farkı dikdörtgen QAM modülasyonun M –düzeyine göre değiştiği gösterilmiştir. Korona gürültünün, beyaz toplamsal gaussian gürültüye benzerliği en çok 16QAM modülasyonlu bir sinyalde optimum bir alıcı tarafından demodülasyonu yapıldığında görülmektedir. Gaussioun gürültü ile korona gürültü arasında 15dB’ye yakın bir fark olduğu açıkça görülmektedir. Yüksek gerilim hatları SNR oranı düşük olan bir haberleşme kanalıdır. Bu yüzden optimum alıcıda uyumlu filtre kullanılarak alt filtrelerdeki en yüksek SNR oranı tespit edilmiş ve hata olasılığı minimize edilmeye çalışılmıştır. Sonraki çalışmalarda uygun kanal kodlama metotları ile geri beslemeli hata

düzenleme (FEC) ileri haberleşme teknikleri kullanılarak daha hızlı ve güvenli veri iletişimi sağlanabileceği gerçektir.

5.2. Öneriler

Enerji hatlarının çoğu yapıldıkları tarihlerde veri haberleşmesi için tasarlanmış kanallar değillerdir. Yüksek gerilim seviyelerde empedans değişimleri ve kanalda zayıflamalar, gürültüler oluşacaktır. Sağlıklı haberleşme için bu ortamda hata kontrol stratejileri geliştirmek gerekir. Yakın gelecekte bu hataları bulmak için otomatik tekrar isteği (ARQ) veri link protokolü kullanılarak hatalı veri paketler ya da alıcıya ulaşmayan veri paketleri tekrar istenilebilecektir Bu durumda ileri beslemeli hata düzeltme kodları (FEC) kullanılarak da iletim esnasında oluşabilecek hatalar düzeltilebilir.

Enerji hattı üzerinden haberleşmeyi sağlayacak sistemin performansını yükseltmek için diğer bir yöntem ise; gürültünün transfer fonksiyonu üzerinde ani değişimleri durum değişim detektörleri ile algılayarak eşitleme (equalization) ile yok dilemesidir. Bu da ayrı bir çalışmanın konusu olabilir.

KAYNAKLAR

1. MTC 30585 S-FSK PLC Modem Reference Manual, *Alcatel Microelectronics*, 20-25 (1998).
2. Anupam Baid, “Opening Up Powerful Lines of Communication”, *IEEE magazine*, 20(4): 196-199 (2005).
3. R. G Olsen, “Technical Considerations for Wideband Powerline Communication”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 3(3): 1186-1191 (2002).
4. M. Yolcu, Alp. Yavuz, “Enerji Sistemlerinde Radyo Frekans İşaretlerin Güç Hatları Üzerinden Haberleşme ve Veri iletiminde Kullanılması”, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 30-34(2003).
5. Hc Ferreira, HM Grove, O Hooijen, “Power Line Communication: An Overview”, *IEEE Transactions on Communications*, 33(9): 556-563(1996).
6. M. Güneş, “ Enerji Hatları Üzerinden Haberleşme”, Uzmanlık Tezi, *Telekom A.Ş.* Ankara, 5-10 (2002).
7. F. Pacheco, M. Lobashov, M. Pinho, “A Powerline Communication Stack for Metering, SCADA and Large-scale Domotic Application”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(4): 61-65 (2005).
8. F. Laboshov, M. Pinho, G. Pratl, “A Powerline Communication Stack for Metering, SCADA and Large-scale Domotic Application”, *IEEE Communication Magazine*, 6-8 Nisan, 61-65 (2005).
9. Micheal Propp, “The Use of Reliable Powerline Communication in Telemangement Trials”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 37(2): 1-2 (1991).
10. D. T. Michael, F. Rose “IEEE Guide for Power-Line Carrier Applications”, *American National Standards Institute*, 13-27 (1992).
11. “T.E.İ.A.Ş T40 S RF(taşıyıcı) kullanım klavuzu”, *T.E.İ.A.Ş. Akköprü PLC Cihazı Üretim Merkezi*, 2-11 (2003).
12. A. Haidine, R. Kehnert, “Broadband Powerline Communication-Network Design”, *John Wiley & Sons*, 17-27 (2004).

13. F.Eggimam, W. Senn, K.Morf, Baden, "The Transmission Characteristics of High- Voltage Lines at Carrier Frequencies", **BBC Brown Boveri**, 6-10 (1998).
14. M. Zimmermann, Klaus Dostert, "A Multipath Model for the Powerline Channel", **IEEE Transactions on Communications**, 50 (4): 553-559 (2002).
15. T. Schaub, "Spread Frequency Shift Keying", **IEEE Transactions Communication**, 24(3): 1056-1064 (1994)
16. M. M. Forti ve L.M. Millanta, "Power-Line İmpedance and Origin of the Low frequency oscillatory Transients", **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, 32(2): 87-97 (1990).
17. David Cooper, "Low-Data-Rate Narrow-Band Power-Line Communications on the European Domestic Mains: Symbol Timing Estimation", **IEEE Transactions On Power Delivery**, 20(2): 664-667 (2005).
18. Özdemir, E., "Enerji İletim Hatları Üzerinden Haberleşme ve Veri İletimi", Yük. Lisans Tezi, **Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Ankara, 53-55 (2003).
19. S. Cristina, M.D' Amore, "Digital Analytical Method for Calculating Corona Noise on HV Powerline Carrier Communication Channel", **IEEE Trans.on Power Apparatus and Systems**,104(4): 1018-1024 (1990)
20. A. Mujčić, N.Suljanović, M. Zajc, J.F. Tasic, "Corona Noise on the 400kV Overhead Powerline Measurements and Computer Modeling", **Electrical Engineering**, 86(2): 61-67 (2004)
21. A. Mujčić, N.Suljanović, M. Zajc, J.F. Tasic, "Computation of High-Frequency and Time Characteristics of Corona Noise on HV Powerline", **IEEE Transactions on Power Delivery**, 19(3): 235-248 (1999)
22. M. Zajc, N. Suljanovic, J. F. Tasic, "High Voltage Power Line Constraints for High Speed Communications", **IEEE Melecon 2004**, Dubrovnik,1,12-15 Mayıs, 285-288 (2004).
23. V. Degardin, M. Lienard, "Transmission on indoor power line: from a Stochastic Channel Model to the Optimization and performance evaluation of multicarrier systems", **IEEE Communication Magazin**, 16(5): 363-379 (2003).
24. M. Zimmermann, K. Dostert, "Analysis and Modelling of Impulse Noise in Broad Band Powerline Communication", **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, 44: 249-258 (2002).
25. H. Meng, Y.L. Guan, "Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications", **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, 44(1): 249-258 (2002).

26. H. Dai, H. Vincent. Poor, "Advanced Signal Processing for Power Line Communications", *IEEE Communication Magazin*, 41(5):100-107 (2003)
27. J. M. Suratt, "Integration of Cebus with Utility Load Management and Automatic Meter", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 37(3): 406-412 (1991)
28. Ezio Biglieri, Politecnico di Torino, "Coding and Modulation for a Horrible Channel", *IEEE Communication Magazine*, 41(5): 42-45 (2003).
29. M.H.L. Chan, W. Robert Donaldson, "Performance Enhancement Using Forward Error Correction On Power Line Communication Channels", *IEEE Transactions on Power Delivery*, 9 (2): 645-653 (1994).
30. John G. Proakis and Masoud Salehi. "Communication Systems Engineering", Second edition *Prentice-Hall*, 645-660 (2002).
31. S. Haykin, "Digital Communication", *Wiley & Sons*, 347-400 (2002).

EKLER

EK-1 ML Detektörü üst sınır hata olasılığı denklem çözümü

$$\begin{aligned}
MP_e &= n_a P_{e|a} + n_b P_{e|b} + n_c P_{e|c} \\
&= (M_I - 2)(M_Q - 2)(4q - 4q^2) + [2(M_I - 2) + 2(M_Q - 2)](3q - 2q^2) + 4(2q - q^2) \\
&= q[4(M_I - 2)(M_Q - 2) + 6(M_I - 2) + 6(M_Q - 2) + 8] \\
&\quad + q^2[-4(M_I - 2)(M_Q - 2) - 4(M_I - 2) - 4(M_Q - 2) - 4] \\
&= q[4M - 8M_I - 8M_Q + 16 + 6M_I - 12 + 6M_Q - 12 + 8] \\
&\quad + q^2[-4M + 8M_I + 8M_Q - 16 - 4M_I + 8 - 4M_Q + 8 - 4] \\
&= 2(2M - M_I - M_Q)Q \left(\sqrt{\frac{6}{M_I^2 + M_Q^2 - 2} \frac{E_s}{N_0}} \right) \\
&\quad - 4(M - M_I - M_Q + 1)Q^2 \left(\sqrt{\frac{6}{M_I^2 + M_Q^2 - 2} \frac{E_s}{N_0}} \right).
\end{aligned}$$

EK-2 Simulasyonda kullanılan pseudo kodları

TANIM CORONA_NOİSE;

TANIM PASSBAND_MODULATOR(TransmitData, Input_information);

TANIM CHANNEL_CORONA_NOİSE(PASSBAND_MODULATOR);

TANIM MATCHED_FILTER(CHANNEL_CORONA_NOİSE);

TANIM ML_DEDECTOR(r_vektor,distance);

TANIM CALCULATE_BER(ReceiverData, TransmitData, Input_information)

NOT: Bu tez çalışmasında kullanılan korona gürültünün modeli, korona gürültünün etkisini azaltmak için tasarlanan optimum alıcı ve haberleşme kanalı olarak düşünülen enerji hattındaki hata olasılığı pseudo kodları yukarıda verilmiştir.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ASLAN Gonca
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 24.01.1981 Antakya
 Medeni hali : Bekar
 Telefon : 0 (216) 493 82 83 (Dahili 2255)
 Faks : ---
 e-mail : goncaaslan@hotmail.com

Eğitim Derece

Eğitim Birimi

Mezuniyet tarihi

Lisans	Mustafa Kemal Üniversitesi / Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü	2003
Lise	Cumhuriyet Lisesi	1999

İş Deneyimi Yıl

Yer

Görev

2006-2007	Deniz Kuvvetleri Komutanlığı Araştırma ve Geliştirme Merkezi Komutanlığı	Mühendis
-----------	--	----------

Yabancı Dil

İngilizce, Almanca

Hobiler

Voleybol, Ata binmek, Yürüyüş yapmak