GÜÇ HATLARI ÜZERİNDEN DFBÇ TABANLI VERİ İLETİMİNİN BİLGİ KURAMSAL ANALİZİ

Nergis ERDEM

T.C.
BURSA ULUDAĞ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GÜÇ HATLARI ÜZERİNDEN DFBÇ TABANLI VERİ İLETİMİNİN BİLGİ KURAMSAL ANALİZİ

Nergis ERDEM
0000-0003-2278-9551

Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ
(Danışman)

DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

BURSA-2024
Her Hakkı Saklıdır

ÖZET

Doktora Tezi

GÜÇ HATLARI ÜZERİNDEN DFBÇ TABANLI VERİ İLETİMİNİN
BİLGİ KURAMSAL ANALİZİ

Nergis ERDEM

Bursa Uludağ Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ

Güç hatları üzerinden haberleşme, dünyanın birçok ülkesinde düşük ve orta voltaj şebekelerinde sayaç okuma ve yönetimi, konut içi güç hatlarında ise internet uygulamaları için yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak güç hatları esas itibariyle enerji taşıma maksadıyla tasarlandıkları için, haberleşme amacıyla kullanıma pek uygun değildir. Hatların uzunluğa ve frekansa bağlı aşırı zayıflama göstermesi, ağa bağlı cihazların ve anahtarlama elemanlarının devreye girip çıkması ve başka diğer sebeplerden meydana gelen yansıma ile dürtüsel gürültü yüksek hızlı veri iletimini sınırlayan faktörlerdir. Birçok açıdan kablosuz haberleşme kanalları ile benzeşmektedir. Dikgen frekans bölmeli çoğullama, bant verimli olması, dürtüsel gürültüyü alt kanallara eşit olarak bölüştürerek etkisini azaltması ve frekans seçici kanalı düz sönümlenen bağımsız paralel kanallara ayırması dolayısı ile güç hattından haberleşme sistemlerinde standart olarak kullanılmaktadır. Bu tezde, dikgen frekans bölmeli çoğullama ile güç hatlarınından veri iletiminin bilgi kuramsal analizi yapılmıştır. Bu amaçla, uzay-zaman blok kodlama sinyal modeli ile, güç hatlarının kanal kapasitesi optimum güç ve hız uyarlama, kanal tersleme gibi uyarlanır güç kullanma yöntemleri için karşılaştırmalı olarak elde edilmiştir. Ayrıca sinyal gürültü oranı kestirimine ait Cramér-Rao sınırları, yine karşılaştırmalı olarak veri yardımlı ve yardımsız durumlar için elde edilmiştir. Kanallar arası sönümlemede ilinti varlığı kanal kapasitesini düşürmekte, kestirim sınırlarını ise yükseltmektedir. Frekansa bağlı zayıflama, kapasite ve kestirim sınırlarını aşırı şekilde etkilemektedir. Ancak veri yardımlı ve yardımsız durumda elde edilen sınırlar 15dB gibi bir değerden sonra çakıştıklarından aralarında bir fark kalmamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Kanal kapasitesi, kanal tersleme, Cramér-Rao sınırı

2024, xiv + 75 sayfa.

ABSTRACT

PhD Thesis

INFORMATION THEORETIC ANALYSIS OF
OFDM BASED DATA TRANSMISSION OVER POWERLINE CHANNELS

Nergis ERDEM

Bursa Uludağ University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electronic Engineering

Supervisor : Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ

Powerline communications has been widely used around the world for meter reading and management in low to medium power networks, and in indoor power grid for internet applications. Since powerlines have been mainly designed for carrying energy, they are not quite suitable for communication. Having extreme attenuation as a function of distance and frequency, presence of impulsive noise and reflections from devices and switching elements in the grid are the factors limiting the high speed data transmission. Exhibits similar characteristics from different aspects. Being bandwidth efficient, having ability to evenly distribute impulsive noise across the subchannels, there by reducing its effect, converting frequency selective channels to flat fading independent parallel channels, Orthogonal frequency division multiplexing has been used as international standard in power line communications. In this thesis, information theoretic analysis of data transmission over powerline channels based on orthogonal frequency division multiplexing. By this, within the framework of space-time block coding signal model, capacity of powerline channels has been obtained for optimum power and rate adaptation and channel inversion policies in comparison with wireless channels. Cramér-Rao bounds on the estimation of signal to noise ratio has been obtained again in comparison, for data and non-data aided scenarios. It is seen that the presence of correlation between channel fading reduces the capacity while increasing the estimator bounds. Frequency dependent attenuation extremely affects the capacity and Cramér-Rao bounds. However, it is found that bounds for the data aided and non-data aided estimation bounds coincide for signal to noise ratios greater than 15dB, thereby creating no difference between them.

Keywords: Channel capacity, channel inversion, Cramér-Rao bound

2024, xiv + 75 pages.

TEŞEKKÜR

Öncelikle doktora öğrenimim ve tez çalışmam sırasında bilimsel katkıları ile bana yol gösteren ve motive eden danışman hocam sayın Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ'a teşekkür etmek istiyorum. Ayrıca prensipleri ve akademik duruşuyla beni etkileyen, her zaman destekleyen ve cesaretlendiren hocam Doç.Dr. Figen ERTAŞ'a da şükranlarımı sunarım.

Değerli zamanlarını ayıran ve fikirleriyle yol gösteren, tez izleme komitesinde yer alan hocalarım Prof. Dr. Güneş YILMAZ ve Prof. Dr. Ahmet Emir DİRİK'e katkılarından dolayı teşekkürlerimi ve saygılarımı sunuyorum. Prof. Dr. Erdoğan DİLAVEROĞLU hocama da tartışma ve katkılarından dolayı teşekkür ederim. Ayrıca, tez savunma sınavımda yer alan jüri üyelerine de teşekkür ederim.

Maddi ve manevi destekleriyle her zaman arkamda duran beni bugünlere getiren sevgili anneme, babama ve abime çok teşekkür ediyorum.

Ayrıca, doktora öğrenimim sırasında yurtiçi doktora burs programı kapsamında sağladıkları burs desteği nedeniyle TÜBİTAK Bilim İnsanı Destek Programları Baskanlığı'na teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

Nergis ERDEM
22 Ocak 2024

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET vi
ABSTRACT vii
TEŞEKKÜR viii
İÇİNDEKİLER ix
SİMGELER DİZİNİ xi
KISALTMALAR DİZİNİ xii
ŞEKİLLER DİZİNİ xiii
ÇİZELGELER DİZİNİ xv
1. GİRİŞ 1
2. KURAMSAL TEMELLER VE KAYNAK ARAŞTIRMASI 3
2.1 Güç Hattı Kanal Modelleri 3
2.1.1 Tabandan-Yukarı Yaklaşımı 3
2.1.2 Tepeden-Aşağı Yaklaşımı 3
2.1.2.1 Çok Yollu Model 4
2.2 Güç Hattı Haberleşme Standartları 7
2.3 Güç Hattı Haberleşmesinde Gürültü 10
2.3.1 Renkli arka plan gürültüsü 11
2.3.2 Dar bant gürültüsü 12
2.3.3 Şebeke frekansıyla senkron periyodik dürtüsel gürültü 12
2.3.4 Şebeke frekansıyla asenkron periyodik dürtüsel gürültü 12
2.3.5 Asenkron dürtüsel gürültü 12
2.4 Güç Hatlarında Dürtüsel Gürültü Modellemeleri 13
2.4.1 Middleton-A sınıfı gürültü modeli 13
2.4.2 İki durumlu gürültü modeli 17
2.4.3 Bernoulli-Gaussian gürültü modeli 19
2.4.4 Poisson-Gaussian gürültü modeli 20
2.4.5 SαS gürültü modeli 21
2.5 Kanal Kapasitesi 22
2.5.1 Optimum Güç ve Hız Uyarlama 23
2.5.2 Kanal Tersleme 24
2.5.3 Çeşitlemesiz Rayleigh Kanal Kapasitesi 25
2.6 SGO Kestiriminde Cramér-Rao Sınırı 26
2.7 Kaynak Taraması 28

3. MATERYAL VE YÖNTEM 32
3.1 Genel Sinyal Modeli 32
3.2 Kanal İletim Modeli 34
3.3 Kablosuz Kanal Kapasitesi 35
3.3.1 Tam kanal tersleme (Kesintisiz) 36
3.3.2 Kesintili kanal tersleme 36
3.3.3 Optimum güç ve hız uyarlama (OGHU) 37
3.4 Sabit Hızlı Bir Güç Uyarlaması ile Kanal Tersleme 38
3.5 Güç Hatlarında Kanal Kapasitesi 41
3.5.1 Optimum Güç ve Hız Uyarlama 43
3.5.2 Tam Kanal Tersleme (Kesintisiz Tersleme) 44
3.5.3 Kesintili Kanal Tersleme 44
3.6 Kablosuz Kanalda Veri Yardımlı Kestirim 45
3.7 Kablosuz Kanalda Veri Yardımsız Kestirim 47
3.8 Terslenmiş Kanalda Kestirim 50
3.9 Güç Hatları Üzerinden Kestirim 51
4. BULGULAR VE TARTIŞMA 54
4.1 Kapasite Sonuçları 54
4.2 Cramér-Rao Sınırları 61
5. SONUÇ 67
ÖZGEÇMİŞ 75

SİMGELER DİZİNİ

Semboller	Açıklama
$A(f,d)$	Frekans ve uzunluğa bağlı zayıflama
B	Bant genişliği
C	Kanal Kapasitesi
$CRB_{DA}(\gamma)$	Veri Yardımlı Kestirimde Cramér-Rao Sınırı
$CRB_{NDA}(\gamma)$	Veri Yardımsız Kestirimde Cramér-Rao Sınırı
E_b	Bit Enerjisi
E_s	Sembol Enerjisi
$f_X(x)$	Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
$f_{X\|Y}(x\|y)$	Koşullu Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
$f_{X,Y}(x,y)$	Ortak Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
$F_X(x)$	Birikimli Olasılık Dağılım Fonksiyonu
γ	Sinyal Gürültü Oranı
I_k	Dürtüsel Gürültü
K	Gözlem Sayısı
μ	Ortalama
N	Çerçeve Boyutu
N_0	Güç Spektral Yoğunluğu
n_k	Gauss Gürültüsü
P	Olasılık
P_b	Bit Hata Olasılığı
P_{out}	Servis Dışı Kalma Olasılığı
$p_X(x)$	Olasılık Kütle Fonksiyonu
$p_{DA}(r_{2k-1}, r_{2k}; \theta)$	Veri Yardımlı Olabilirlik Fonksiyonu
$p_{NDA}(r_{2k-1}, r_{2k}; \theta)$	Veri Yardımsız Olabilirlik Fonksiyonu
σ^2	Varyans

KISALTMALAR DİZİNİ

Kısaltmalar	Açıklama
BHO	Bit Hata Olasılığı
CRB	Cramér-Rao Sınırı
ÇGTÇ	Çok Giriş Tek Çıkışlı
DA	Veri Yardımlı
DC	Doğru Akım
DFBÇ	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
DVS	Dürtü Varış Süresi
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
GHH	Güç Hattından Haberleşme
GSY	Güç Spektral Yoğunluğu
IFFT	Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
İEKA	İkili Evre Kaydırmalı Anahtarlama
KKT	Kesintili Kanal Tersleme
MSE	Ortalama Karesel Hata
NDA	Veri Yardımsız
OGHU	Optimum Güç Hız Uyarlama
OKF	Olasılık Kütle Fonksiyonu
OYF	Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
RMS	Karekök Karesel Ortalama
SαS	Simetrik Kararlı α
SGO	Sinyal Gürültü Oranı
TBGG	Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
TGTÇ	Tek Giriş Tek Çıkışlı
TKT	Tam Kanal Tersleme
UZBK	Uzay Zaman Blok Kodlama

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1 : $k = 0.5$ ve farklı kablo uzunlukları için hat zayıflaması. 6
Şekil 2.2 : $k = 0.7$ ve farklı kablo uzunlukları için hat zayıflaması. 7
Şekil 2.3 : 100 metre kablo için hat zayıflamasının k ile değişimi..... 8
Şekil 2.4 : GHH için üç farklı Zimmermann kanal karakteristiği. 8
Şekil 2.5 : GHH Standartları ve özellikleri (Berger ve ark., 2014). 10
Şekil 2.6 : Güç hattı haberleşmesinde gürültü. 11
Şekil 2.7 : Middleton A-Sınıfı gürültü parametrelerinin OYF'u üzerine etkisi. 15
Şekil 2.8 : Middleton A-Sınıfı gürültü parametrelerinin BHO üzerine etkisi. 16
Şekil 2.9 : Dürtüsel gürültü için iki durumlu model (Vaseghi, 2006) 17
Şekil 2.10 : Dürtüsel gürültü için üç durumlu model (Vaseghi, 2006). 18
Şekil 2.11 : Farklı α değerleri için SαS dağılımı. 22
Şekil 2.12 : Rayleigh sönümlemeli kanalın kapasitesi. 26
Şekil 3.1 : İlinti katsayılarının göreceli değişimi. 33
Şekil 3.2 : BHH kanalında DFBÇ iletiminin blok gösterimi. 34
Şekil 3.3 : Müsade edilen maksimum güce bağlı güç kazancı. 39
Şekil 3.4 : Kesinti olasılığına bağlı bit periyodu ve verici gücü. 40
Şekil 3.5 : Kanal terslemeli/terslemesiz İEKA hata olasılığı. 41
Şekil 3.6 : $\Gamma \leq \gamma$ bölgesi..... 42
Şekil 3.7 : Sinyal gürültü oranına karşı optimum γ_0 değerleri. 44
Şekil 4.1 : Tam terslemeli kanal kapasitesi. 54
Şekil 4.2 : Kesintili tersleme ile kanal kapasitesi. 55
Şekil 4.3 : OGHU ile kanal kapasitesi. 55
Şekil 4.4 : Tam tersleme ile zayıflamaya bağlı kapasite. 56
Şekil 4.5 : Tam tersleme ile mesafe ve k'ya bağlı kapasite. 56
Şekil 4.6 : Tam tersleme ile frekans farkına bağlı kapasite. 57
Şekil 4.7 : Tam tersleme ile ilintiye bağlı kapasite. 57
Şekil 4.8 : Tam tersleme ile mesafeye bağlı kapasite. 58
Şekil 4.9 : OGHU ile hat kaybına bağlı kapasite. 59
Şekil 4.10 : OGHU ile ilintiye bağlı kapasite. 59
Şekil 4.11 : Kesintili tersleme ile ilintiye bağlı kapasite. 60
Şekil 4.12 : Kesinti seviyesine bağlı kapasitenin değişimi (düşük zayıflama)..... 60
Şekil 4.13 : Kesinti seviyesine bağlı kapasitenin değişimi (yüksek zayıflama). 61
Şekil 4.14 : Terslenmemiş kanalda Cramér-Rao sınırları. 62
Şekil 4.15 : Terslenmemiş ve terslenmiş kanalda Cramér-Rao sınırları. 63

Şekil 4.16 : Gözlem uzunluğuna bağlı Cramér-Rao sınırları. 64
Şekil 4.17 : 0.5-10 MHz arası alt kanallar için Cramér-Rao sınırları. 64
Şekil 4.18 : 0.5-10 MHz aralığında 512 gözlem için Cramér-Rao sınırları. 65
Şekil 4.19 : 0.1MHz de 512 kanaldan tek ve çok sembollü kestirim. 66
Şekil 4.20 : İki alt kanal birleştirme ile Cramér-Rao alt sınırları. 66

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 2.1: N_p=4 için transfer fonksiyonu katsayıları. 7
Çizelge 2.2: N_p=15 için transfer fonksiyonu katsayıları. 9
Çizelge 2.3: N_p=6 için transfer fonksiyonu katsayıları. 9

1. GİRİŞ

Güç hatları üzerinden haberleşme diğer alternatiflerinin yanında hem akademi hem de endüstride teknolojik alan olarak önemini koruyarak devam etmektedir. Bu önemi korumasının ve çekici olmasının sebebi, enerji taşımak amacıyla kurulmuş hazır bir ağın yeniden ağ oluşturma, zaman, imkan ve ekonomik kayıp gibi dezavantajları ortadan kaldırmasıdır. Ayrıca dünyanın birçok ülkesinde otomatik sayaç okuma ve yönetimi için düşük ve orta voltaj şebekelerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ultra dar bant, dar bant ve geniş bant haberleşme gibi uygulamaları ve oluşturulmuş uluslararası standartları bulunmaktadır. Ancak bu hatlar orijinal olarak elektrik enerjisini iletmek için oluşturulduklarından, haberleşme amacıyla kullanılması birçok zorluğu beraberinde getirmektedir. Şebekeye bağlı cihazların çalışması, devreye girmesi, çıkması, aydınlatma lambaları, aç kapa düğmelerinin kullanılması güç hattında sürekli dalgalanma ve devinim oluşturduğundan, dürtüsel gürültü, çok yollu yansıma ve bunun sonucunda zamanla değişen sönümlenme gibi etkiler, düşük güçlü haberleşmede veri hızını oldukça sınırlamaktadır. Güç hatları kablosuz haberleşme kanalları ile benzerlik göstermektedir. Kanal zayıflamaları uzunluk ve frekansa bağlı olarak şiddetli bir şekilde değişmektedir. Bunlara ek olarak hata olasılığını en çok etkileyen dürtüsel gürültü olmaktadır. Gürültüyü modellemek için A, B, C sınıfı Middleton, Bernoulli-Gaussian Karışımı, ve SαS gibi değişik modeller önerilmiştir.

Güç hatlarından haberleşmede, dikgen frekans bölmeli çoğullama birçok özelliğinden dolayı uluslararası standart olarak kullanılmaktadır. Bunlardan bazıları frekans seçici olan kanal karakteristiğini, seçici olmayan düz sönümlenmeli paralel bağımsız kanallara dönüştürmesi, dik alt taşıyıcı yerleştirme ile bant genişliğinden tasarruf etmesi, Fourier dönüşümü ile kanal gürültüsünü bütün alt kanallara yayarak etkisini azaltması olarak sayılabilir. Dolayısı ile bu kanalların DFBÇ ile kapasitesinin bulunması, kanalı karakterize etmek bakımından önem arzetmektedir. Ayrıca sinyal gürültü oranının haberleşme sisteminde bilinmesi, link kalitesinin takibi, düğümler arası işbirliği, kullanılacak kanal kodunun tasarımı gibi uygulamalar için önem arzetmektedir.

Bu tezde, uzay zaman blok kodu genel formatında, güç hatlarından DFBÇ tabanlı veri iletimi için, verici gücü kısıtı altında güç ve hız uyarlama, ve kanal tersleme yöntemleri ile kanal kapasitesi, kablosuz kanallarla karşılaştırmalı olarak kanallar arası ilinti varlığına bağlı incelenmiştir. Kanal tersleme işlemi bazı kablosuz haberleşme sistemlerinde yakın-uzak problemini çözmek için kullanılmaktadır. Kanal tersleme diğer uyarlanır güç kullanan yöntemlere göre daha basit ve pratik olmaktadır. Bu sayede, haberleşme kanalı sönümlenmenin istatistiğinden bağımsız olarak toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanala dönüşmekte ve dolayısı ile istatistiğe bağlı kanal kodlama gerekliliğini ortadan kaldırarak, Gauss kanalları için tasarlanan kanal kodlarının kullanımına olanak sağlamaktadır. Ayrıca, güç hatlarında sinyal gürültü oranını kestirmeye ilişkin Cramér-Rao alt sınırları yine karşılaştırmalı olarak elde edilmiş ve incelenmiştir. Sınırlar, veri yardımlı ve veri yardımsız olarak incelenmiştir. Güç hatlarındaki frekansa bağlı zayıflamanın olumsuz etkisi hem kestirim sınırlarında hem de kanal kapasitesinde kendini göstermektedir.

Tezin izleyen bölümlerinde, konu ile ilgili temel bilgiler verilmiş, sinyal iletim modeli ve sinyal formatı tanımlanmış, bunlara göre bilgi kuramsal kapasite ve Cramér-Rao sınırları elde edilmiş, bulgular tartışılmıştır.

2. KURAMSAL TEMELLER VE KAYNAK ARAŞTIRMASI

Elektrik hatları esas itibariyle enerji taşımak için tasarlanmış olup, yüksek hızlı veri iletişimi için yeterince uygun olmadığından, bunları haberleşme kanalı olarak modellemek önemli teknik zorluklar barındırmaktadır. Bu bölümde güç hatlarının modellenmesi, hatlarda ortaya çıkan gürültü tipleri ve bunların modellenmeleri kısaca incelenmiştir. Güç hattından haberleşme yöntemi olarak birçok avantajı dolayısı ile Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (DFBÇ) kabul edildiğinden, bu yönteme dayalı iletim, kanal kapasitesi ve sinyal gürültü kestirimine ilişkin Cramér-Rao alt sınırları hakkında temel bilgiler ve kaynak araştırması verilmiştir.

2.1 Güç Hattı Kanal Modelleri

Bu bölümde, güç hatları üzerinden haberleşmeye ilişkin farklı modelleme yaklaşımları incelenecektir. Literatürde iki genel yaklaşım bulunmaktadır. Bunlardan biri tepeden-aşağı yaklaşımı diğeri ise bunun tersi olan tabandan-yukarı yaklaşımıdır.

2.1.1 Tabandan-Yukarı Yaklaşımı

Bu yaklaşımda iletim hattı teorisi ABCD matrisleri ve saçılma matrisleri gibi yöntemler güç hatları haberleşmesi kanal transfer fonksiyonu belirlemek için kullanılmaktadır. Bu yaklaşımda iki temel dezavantaj vardır:

- Yüksek hesaplama karmaşıklığı
- Kablo uzunlukları, empedans ölçümleri, yükler vb. bilinmelidir.

Ancak bu yaklaşım ağ parametrelerinin mükemmel bilgisi nedeniyle esnektir.

2.1.2 Tepeden-Aşağı Yaklaşımı

Bu yaklaşım güç hatları haberleşmesi kanal karakterizasyonunda en genel yaklaşımdır. Kanal kara kutu olarak kabul edilir ve sistem parametreleri deneysel ölçümlerden çıkarılır.

Veri uydurma yoluyla ölçümlerden en uygun model (dürtü yanıtları veya frekans yanıtları) bulunur. Literatürde birçok tabandan-yukarı yaklaşımıyla güç hattından haberleşme (GHH) kanal transfer fonksiyonu tanımlanmaktadır (Tlich ve ark., 2008). (1-100 MHZ) frekans domeninde GHH rasgele kanal modeli tanımlanmıştır. Buna karşılık (Galli, 2011) zaman domeni istatiksel yaklaşımıyla RMS gecikme yayılması ve ortalama kanal kazancına bağlı (1,8-30MHz) frekans aralığında bir kanal modeli önermiştir. (Tonello, 2007), (Zimmermann ve Dostert, 2002a), (Zimmermann ve Dostert, 2002b) modelini kullanarak GHH kanal transfer fonksiyonunu (2-100MHz) frekans aralığında istatiksel olarak tanımlamıştır.

2.1.2.1 Çok Yollu Model

Güç hattının yapısı ve topolojisi diğer mevcut telekomunikasyon sistemleriyle aynı değildir. Güç hattında, trafo merkezleri ve tüketiciler arasındaki bağlantının bulunduğu yerde telekomunikasyon sistemlerinde yapılandırıldığı gibi bir noktadan-noktaya bağlantı sunulmamaktadır. Bir başka deyişle güç hattı ağlarında veri sinyalinin yayılması kablosuz haberleşmedeki yayılım gibi birçok yolu takip eder ve kablolu telefon hattı gibi tek yollu bir haberleşme sistemi değildir (Zimmermann ve Dostert, 2002a). Çoklu yansımalara neden olan empedans uyumsuzlukları ve güç hattının dallı yapısı nedeniyle güç hatları üzerinden haberleşmede çok yollu etki oluşmaktadır. Bu özelliği kullanarak (Philipps, 1999), çok yollu bir etkiye sahip bir kanal modeli tanımlamıştır. Bu kanal modelinin dürtü yanıtı,

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N_p} k_i \, \delta(t - \tau_i) \tag{2.1}$$

şeklinde ifade edilebilir. İfadede, N_p yol sayısını, τ_i $i$nci yolun gecikmesini ve k_i de $i$nci yolun zayıflama katsayısını ifade eder.

$h(t)$ dürtü yanıtının sürekli zamanda Fourier dönüşümü ile ifade edilen çok yollu modelin frekans cevabı,

$$H(f) = \sum_{i=1}^{N_p} k_i \, e^{-j2\pi f \tau_i} \tag{2.2}$$

olarak verilmektedir. (Zimmermann ve Dostert, 2002a)'ye göre kablolardaki kayıplar frekans f ve yolun uzunluğu d_i ye bağlı $A(f,d_i)$ ile gösterilen bir zayıflamaya neden olmaktadır. GHH kanalında çok yollu sinyal yayılımının frekans domenindeki ifadesi,

$$H(f) = \sum_{i=1}^{N_p} g_i A(f,d_i)\, e^{-j2\pi f \tau_i} \tag{2.3}$$

gibi yazılabilir. Burada g_i, herbir i yolu için yansıma iletim katsayıları çarpımını gösteren ağırlıklandırma katsayısıdır. Hattın uzunluğu ve frekansa bağlı olarak verilen $A(f,d_i)$ ile gösterilen hat zayıflaması,

$$A(f,d_i) = e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i} \tag{2.4}$$

şeklinde yazılabilir. Burada zayıflama parametreleri a_0 (zayıflama sabiti), a_1 (zayıflama artışı) ve k (0,2 ile 1 arasında değişen zayıflama üssü) (Zimmermann ve Dostert, 2002a)'da ölçülen frekans cevabından elde edilmiştir. i yolunun τ_i gecikmesi aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$\tau_i = \frac{d_i\sqrt{\varepsilon_r}}{c_0} \tag{2.5}$$

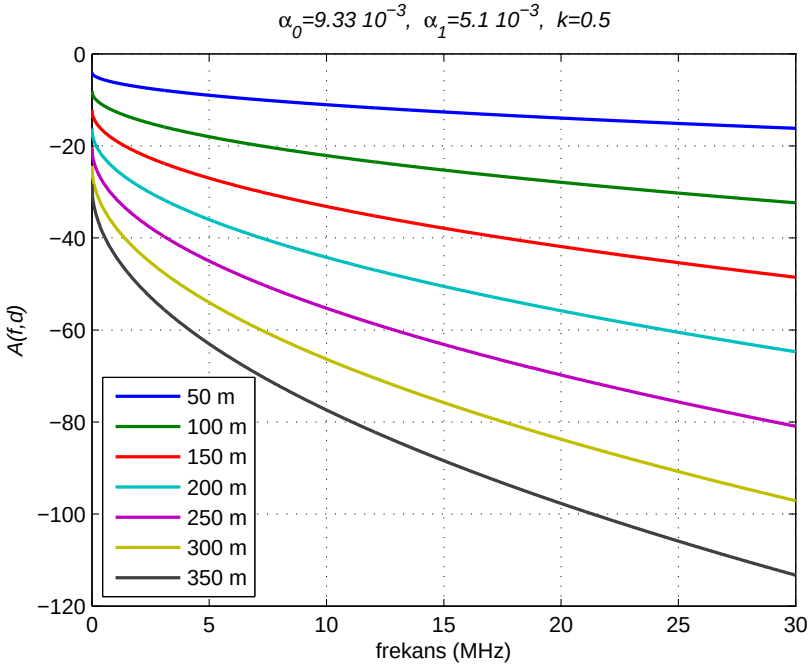
ve

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.6}$$

dir. Burada ε_r malzemenin dielektrik sabitini, c_0 ışığın boşluktaki hızını ve v_p evre hızını göstermektedir. Çok yollu yayılımı ifade eden Denklem (2.3) ve frekans ve uzunluğa bağlı zayıflamayı veren Denklem (2.4)'teki ifadeler birleştirilirse GHH kanal modeli için $H(f)$ transfer fonksiyonu

$$H(f) = \sum_{i=1}^{N_p} \underbrace{g_i}_{\text{ağırlık katsayısı}} \cdot \underbrace{A(f,d_i)}_{\text{zayıflatma kısmı}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi f \tau_i}}_{\text{gecikme kısmı}} \tag{2.7}$$

şeklinde ifade edilir. (Zimmermann ve Dostert, 2002a) ye göre GHH kanalının transfer fonksiyonu üç parçaya ayrılıp ifade edilebilir. Bunlar: ağırlık katsayısı, zayıflatma bölümü ve gecikme bölümüdür. Bu transfer fonksiyonu için frekans ve kablo uzunluğuna bağlı hat zayıflaması aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir.

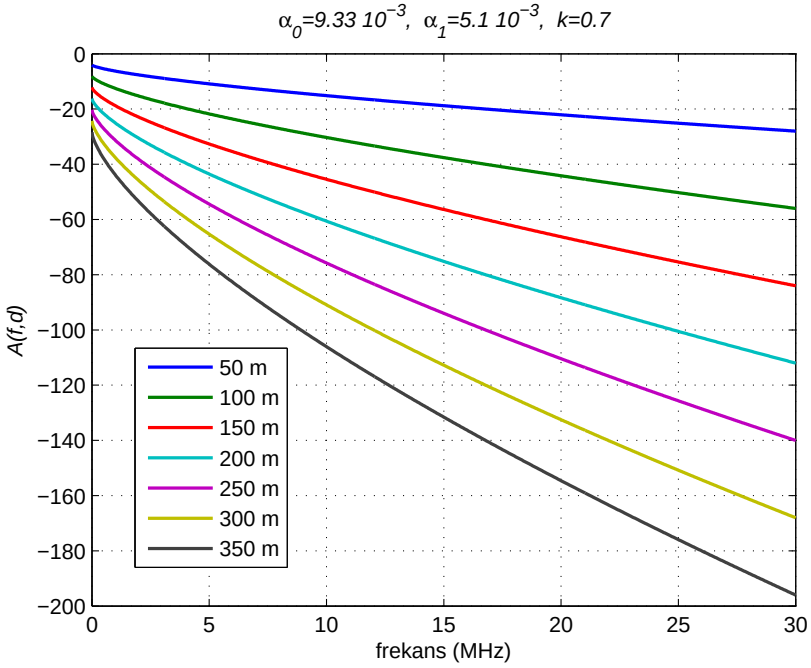


Şekil 2.1 : $k = 0.5$ ve farklı kablo uzunlukları için hat zayıflaması.

Şekil 2.1 ve Şekil 2.2'ten görüldüğü gibi kablo uzunluğu arttıkça frekansa bağlı zayıflama şiddetle artmaktadır. Bu da GHH kanalını diğer haberleşme kanallarından ayıran en önemli özellik olarak karşımıza çıkmaktadır.

Şekil 2.3 ise 100 metre sabit hat uzunluğu için, zayıflamanın k faktörüne bağlı değişimini temsil etmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, k değeri arttıkça hat zayıflaması artmaktadır. Şekil 2.1, Şekil 2.2 ve Şekil 2.3'ten görüldüğü gibi GHH kanal kalitesi kullanılan güç hattının fiziksel parametrelerine şiddetle bağlı olmaktadır.

Şekil 2.4'te üç farklı yansıma sayısı N_p değeri (yol sayısı) için güç hattının Zimmermann kanal karakteristikleri (Zimmermann ve Dostert, 2002a) görülmektedir. Şekil 2.4'te gösterilen kanal modelleri için tipik değerler Çizelge 2.1, Çizelge 2.2 ve Çizelge 2.3'te gösterilmiştir.



Şekil 2.2 : $k = 0.7$ ve farklı kablo uzunlukları için hat zayıflaması.

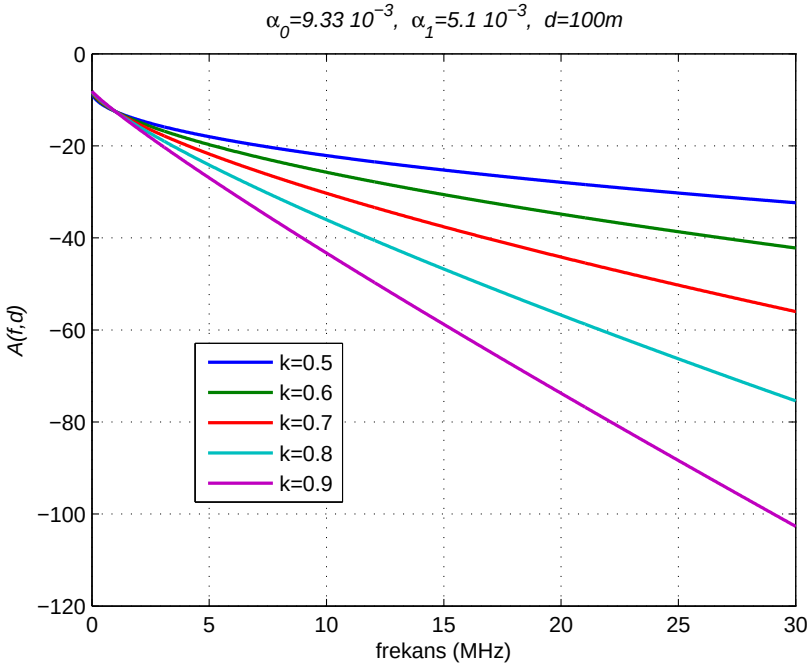
Çizelge 2.1 : N_p=4 için transfer fonksiyonu katsayıları.

Zayıflama Katsayıları					
$a_0 = 0$		$a_1 = 7,8x10^{-9}s/m$			
$\beta = 1$		$v_p = 1,5x10^8 m/s$			
Yol Katsayıları					
i	g_i	d_i/m	i	g_i	d_i/m
1	0,64	200	3	-0,15	244,8
2	0,0029	222,4	4	0,05	267,5

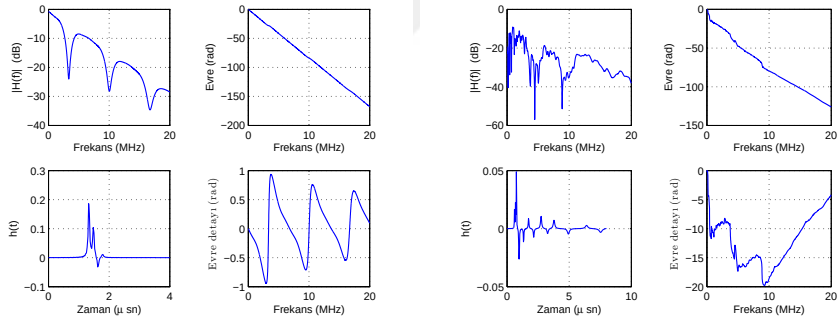
2.2 Güç Hattı Haberleşme Standartları

GHH teknolojisi bant genişliğine bağlı olarak üç farklı kategoride ele alınmakta olup ultra dar bant (UNB-PLC), dar bant (NB-PLC) ve geniş bant (BB-PLC) olarak literatürde yer almaktadır.

Bunların tanımları ve ilgili standartları Şekil 2.5 ile verilen tabloda gösterilmiştir. Ultra dar bant GHH haberleşme tipine ayrılan bant genişliği yaklaşık 3KHz dir. Bu bantta, yüksek genlikli şebeke harmoniklerine karşı direnç sağlamak için veri genellikle bir taşıyıcı sinyalin sıfır geçişlerinde iletilir. Aşırı dar bantlı olma doğasından dolayı, hat

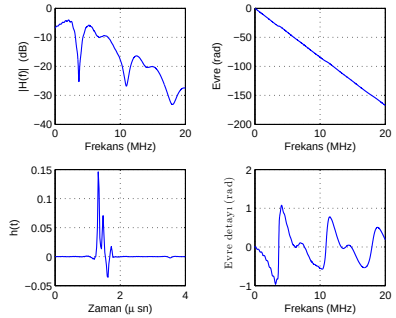


Şekil 2.3 : 100 metre kablo için hat zayıflamasının k ile değişimi.



(a) Kanal 1 ($N_p = 4$)

(b) Kanal 2 ($N_p = 15$)



(c) Kanal 3 ($N_p = 6$)

Şekil 2.4 : GHH için üç farklı Zimmermann kanal karakteristiği.

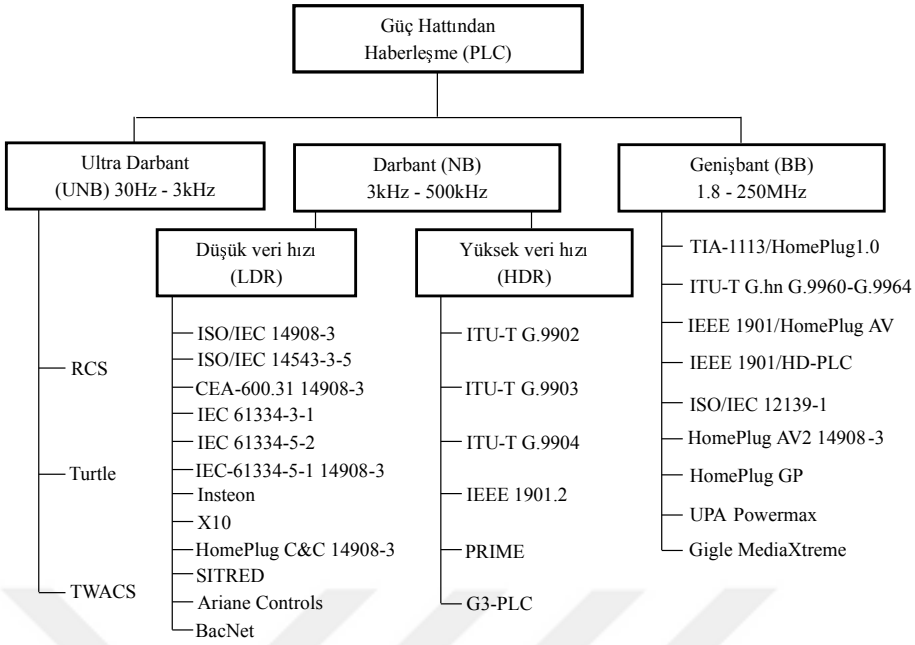
Çizelge 2.2 : N_p=15 için transfer fonksiyonu katsayıları.

Zayıflama Katsayıları					
$a_0 = 0$		$a_1 = 2,5x10^{-9}s/m$			
$\beta = 1$		$v_p = 1,5x10^{8}m/s$			
Yol Katsayıları					
i	g_i	d_i/m	i	g_i	d_i/m
1	0,0029	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	-0,04	200	14	-0,059	1130
7	0,038	260	15	0,049	1250
8	-0,038	322			

Çizelge 2.3 : N_p=6 için transfer fonksiyonu katsayıları.

Zayıflama Katsayıları					
$a_0 = -2,1x10^{-3}$		$a_1 = 8,1x10^{-10}s/m$			
$\beta = 1$		$v_p = 1,5x10^{8}m/s$			
Yol Katsayıları					
i	g_i	d_i/m	i	g_i	d_i/m
1	0,54	200	4	0,08	259
2	0,275	221	5	-0,03	266
3	-0,15	242	6	-0,02	530

kayıplarından diğerlerine göre daha az etkilenmesi öne çıkan bir özelliğidir. Düşük ve orta voltajlı elektrik şebekelerinde trafodan etkilenmediği için kullanıma uygundur. İlk standartlaşma Ripple Control Systems şirketi ile başlamış, sonraları Turtle ve TWACS ile devam etmiştir. Dezavantajı ise veri hızının doğası gereği çok düşük olmasıdır. Dar bant GHH sistemleri, frekans bandının çok düşük, düşük ve orta frekans bantlarını kullanır. Birkaç kb/s hızında olmak üzere düşük veri hızlı ve 500 kb/s hızına kadar olmak üzere yüksek veri hızlı olarak iki alt sınıfta incelenirler. Geniş bant GHH, dar bant teknoloji gibi, birkaç MHz ile 250MHz aralığında 3 komşu frekans bandında çalışır. Birkaç megabit veri hızını destekler. Teknolojilerin örnekleri tablodan görülebilir.



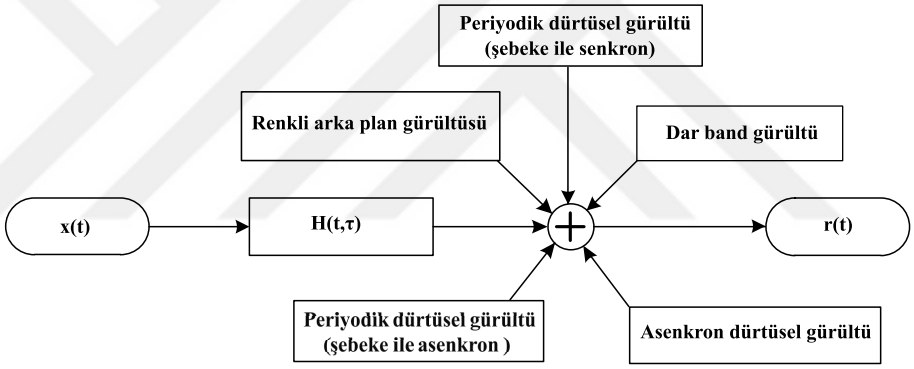
Şekil 2.5 : GHH Standartları ve özellikleri (Berger ve ark., 2014).

2.3 Güç Hattı Haberleşmesinde Gürültü

Yüksek hızda güvenilir güç hatları haberleşmesinde veri iletimi için elektrik hattını kullanabilmek için elektrik şebekesinde mevcut olan farklı girişimlerin anlaşılması önemlidir. Elektrik hatlarında meydana gelen girişim genellikle bu ağa bağlı cihazlardan kaynaklanmaktadır. Girişim elektrikli makine ve cihazların normal çalışması nedeniyle oluşabildiği gibi, elektrikli cihaz anahtarlarının elektrik kabloları boyunca dürtüsel akım ve gerilimlere neden olmasından da kaynaklanır. Bu tip gürültü üreten cihazlar genellikle ışık dimmerleri, floresan ve halojen lambalar, motorlar vb. parçalara sahiptirler. Genişbantlı güç hattı haberleşmesini engelleyen bir diğer girişim ise elektromanyetik girişim ve elektrik hatlarının elektromanyetik uyumluluğudur. Elektrik tesisatı radyo frekansı bandında çalışan radyo hizmetlerinden yayılan ışınlara karşı savunmasızdır. Genişbantlı güç hattı cihazları genellikle (2-30MHz) frekans bandını kullanmaktadır.

Diğer haberleşme kanallarında olduğu gibi güç hatları haberleşmesindeki gürültü beyaz Gauss gürültüsü ile tanımlanamamaktadır. (Zimmermann ve Dostert, 2002b)'ye göre güç hatlarındaki gürültü Şekil 2.6'daki gibi renkli arka plan gürültüsü, dar bant gürültüsü, şebeke frekansıyla senkron periyodik dürtüsel gürültü, şebeke frekansıyla asenkron periyodik dürtüsel gürültü ve asenkron dürtüsel gürültü olmak üzere beş kategoriye

ayrılmaktadır. İlk iki gürültü tipi zaman içinde yavaşça değişir ve dakikalar ve bazen de saatler boyunca durağan kalır; bu nedenle arka plan gürültüsü ismiyle özetlenebilirler. Bununla birlikte, kısa süreye, rastgele oluşuma ve yüksek güç spektral yoğunluğuna (GSY) sahip GHH kanalları üzerinde en baskın bozulmaya neden olan son üç gürültü tipi ise dürtüsel gürültü olarak sınıflandırılır. Örneğin, (Zimmermann ve Dostert, 2002b)'de, deneysel olarak dürtüsel gürültünün GSY'nu ölçmüş ve her zaman bu GSY nun arka plan gürültüsünün GSY değerini en az 10-15dB aşıp, 50dB'ye kadar ulaştığını gözlemlemiştir. Şekil 2.6'da güç hattı haberleşmesi iletimindeki gürültü senaryosu gösterilmiştir. Burada, gönderilen sinyal $x(t)$, $H(f)$ olarak ifade edilen bir transfer fonksiyonu ile güç hattı haberleşme kanalından geçer ve farklı türde gürültüler alıcıya varmadan önce bu $x(t)$ sinyaline eklenir. Aşağıda, bu farklı gürültü tipleri incelenmiştir.



Şekil 2.6 : Güç hattı haberleşmesinde gürültü.

2.3.1 Renkli arka plan gürültüsü

Bu tip gürültü frekans bandının farklı kısımlarında farklı gürültü genlikleri ile sayısız beyaz gürültülü kaynakların toplamı sonucu oluşan bir gürültüdür. Renkli arka plan gürültü genellikle düşük güç spektral yoğunluğu ile karakterize edilir. Bu GSY seviyesi frekans ile düşmektedir. Frekans bandındaki en yüksek değeri 50Hz veya 60Hz den 20KHz e kadardır.

2.3.2 Dar bant gürültüsü

Bu tip gürültü yüksek GSY ile frekans bandının dar kesimlerinde meydana gelmektedir. Dar bant gürültü frekans domeninde keskin gürültü genlikleri şeklinde ortaya çıkmaktadır. Genellikle 1-22MHz frekans aralığında yayınlanan radyo sinyallerinin sonucudur. Buna rağmen dar bant gürültü düşük frekanslarda da yer alabilir. Böyle düşük frekanslarda meydana gelmesinin nedeni ise televizyonlar, güç kaynakları, floresan lambalar ya da bilgisayar gibi cihazların anahtarlamasıdır.

2.3.3 Şebeke frekansıyla senkron periyodik dürtüsel gürültü

Periyodik dürtüsel gürültünün ana nedeni DC güç kaynaklarının doğrultucularının anahtarlaması ve elektrik sinyali ile eş zamanlı olan ışık dimmeri gibi elektriksel cihazlarda evre kontrolüdür. Dürtüsel gürültü şebeke sinyalinin her sıfır geçişinde oluşturulur (50 veya 100Hz'de). Bu tür dürtüler kısa süreler ve frekans ile azalan GSY ile karakterize edilir.

2.3.4 Şebeke frekansıyla asenkron periyodik dürtüsel gürültü

Bu periyodik parazit 50-200KHz aralığında tekrar oranları ile oluşur. Bu tür dürtüleri güç kaynaklarının anahtarlaması nedeniyle meydana gelir.

2.3.5 Asenkron dürtüsel gürültü

Bu gürültünün nedeni elektrik şebekesinin değişik yerlerinde oluşan anahtarlama geçişleridir. Yapılan çalışmalar (Zimmermann ve Dostert, 2002b), göstermiştir ki bu gürültülerin süresi mikrosaniyeden milisaniyeye kadar olabilmektedir. Rastgele bir davranışı vardır ve yüksek hızlı GHH teknolojisinde şiddetli bir etkisi mevcuttur.

Genellikle yukarıda bahsedilen ilk üç gürültü belli bir zaman süresi sonrasında durağan bir davranış gösterir ve arka plan gürültüsü olarak özetlenebilir (Meng ve ark., 2005). Son iki tip gürültü ise zamanla değişen rastgele gürültü olup dürtüsel gürültüdür.

2.4 Güç Hatlarında Dürtüsel Gürültü Modellemeleri

Zaman domeninde güç hatlarında ve diğer haberleşme ortamlarında oluşan dürtüsel gürültüyü üç rastsal değişken karakterize eder. Bunlar: dürtü genişliği, genliği ve dürtü varış süresidir (DVS). Dürtü genliği ve genişliğinin ikisi de tek bir dürtünün enerjisini belirtir. Dürtülerin sıklığı dürtü enerjisi ile beraber dürtüsel gürültünün gücünü tanımlar. Literatürde dürtüsel gürültüyü modellemek için birçok yaklaşım bulunmaktadır. Bu bölümde dürtüsel gürültünün özelliklerinin anlaşılması amacıyla literatürde bulunan dürtüsel gürültü modellemeleri incelenecektir.

2.4.1 Middleton-A sınıfı gürültü modeli

(Zimmermann ve Dostert, 2002b) elektromanyetik gürültü veya girişimi üç ana sınıfa ayırmaktadır: Sınıf A, Sınıf B ve Sınıf C (Sınıf A ve B'nin toplamı). Model, arka plan ve dürtüsel gürültünün her ikisini de birleştirmektedir. Middleton-A sınıfı modele göre, tüm gürültü bağımsız ve benzer dağılımlı olup olasılık yoğunluk fonksiyonu (OYF):

$$f_Z(z) = \sum_{m=0}^{\infty} e^{-A} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}\right), \tag{2.8}$$

şeklinde verilmektedir. Burada,

$$\sigma_m^2 = \sigma_u^2 \frac{(\frac{m}{A}) + \Gamma}{1+\Gamma}, \tag{2.9}$$

$$\sigma_u^2 = \sigma_g^2 + \sigma_i^2, \tag{2.10}$$

$$\Gamma = \frac{\sigma_g^2}{\sigma_i^2} \tag{2.11}$$

olup σ_m^2 dikkate alınan m. dürtüsel gürültü kaynağının varyansı, σ_u^2, σ_g^2 ve σ_i^2 sırasıyla toplam gürültü, Gauss gürültüsü ve dürtüsel gürültünün varyansını gösterir. Ayrıca, A eş zamanlı aktif dürtüsel gürültü kaynaklarının ortalaması olup dürtüsel indeks olarak adlandırılır. Denklem (2.8)'e dikkatlice bakılırsa Middleton-A sınıfı modelin OYF'u

ağırlıklı normal dağılımların toplamıdır. Ayrıca A, Γ ve σ_u^2 parametreleri bu modelin istatiksel karakteristiğini belirler. A büyük ise, dürtüsel gürültü sürekli olacak ve bunun sonucunda Middleton-A sınıfı gürültü Gauss gürültüsü haline dönecektir, diğer taraftan düşük değerli A, seyrek ve yüksek düzeyde görülen gürültü darbeleri anlamına gelir. Middleton-A sınıfı gürültünün ortalama ve varyansı Denklem (2.12) ve (2.13)'te verildiği gibi sırasıyla tanımlanabilir:

$$E[z] = \int z\, f_z(z)\, dz = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\exp(-A)\, A^m}{m!(2\pi\sigma_m^2)} \int z \exp\left(-\frac{z^2}{2\pi\sigma_m^2}\right) dz = 0, \tag{2.12}$$

$$\sigma_z^2 = E[z^2] = \frac{\exp(-A)\,\sigma_g^2}{\Gamma} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \left(\frac{m}{A} + \Gamma\right) \tag{2.13}$$

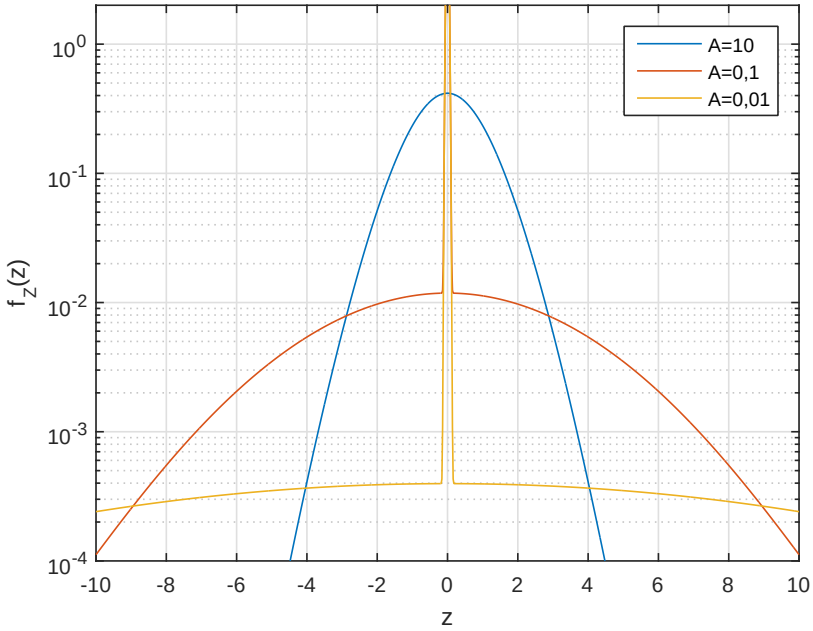
Middleton-A sınıfı gürültünün varlığında ikili evre kaymalı anahtarlama (İEKA) kiplemesinin bit hata olasılığı (BHO) performansı (Middleton, 1977) tarafından

$$P_b = \frac{\exp(-A)}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!}\, erfc\left(\sqrt{\frac{(1+\Gamma)}{(\frac{m}{A}+\Gamma)} \frac{E_b}{N_0}}\right) \tag{2.14}$$

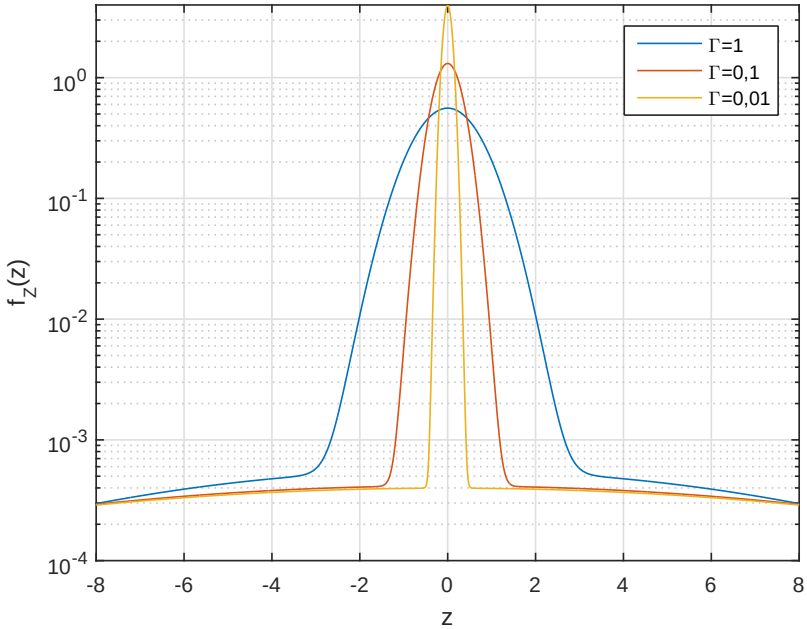
olarak gösterilmiştir. Middleton-A sınıfı gürültü parametrelerinin OYF değişimine etkisi Şekil 2.7 ve gürültünün BHO performansına etkisi ise Şekil 2.8'te yapılan yazılım benzetimi ile gösterilmiştir. Şekil 2.7 ve Şekil 2.8'ten görülmektedir ki, Γ sabit tutulup dürtüsel indeks A, büyük bir değerden küçük bir değere değiştirildiğinde iki durum gözlenebilmektedir. İlk olarak A büyük olduğunda, gürültünün dağılımı Gauss dağılımına ve BHO performansı da Gauss gürültüsünün BHO performansına benzemektedir. İkinci olarak, A değeri küçük olduğunda dağılım dürtüsel karakterde olup, BHO'nı artırmaktadır. Benzer şekilde Γ değeri değiştirilip, A değeri sabit tutulduğunda da benzer gözlemler fark edilebilir. Genel olarak dürtüsel gürültü bit hata olasılığını Gauss gürültüsüne göre önemli ölçüde artırabilmektedir. Dikgen frekans bölmeli çoğullama ile iletim yapıldığında, gürültü Fourier dönüşümünden sonra varyansı $\sigma_z^2 = \sigma_g^2\left(1+\frac{1}{\Gamma}\right)$ olan Gauss dağılımına dönüştüğünden bit hata olasılığı, klasik

$$P_b = \frac{1}{2}\, erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{2\sigma_z^2}}\right) \tag{2.15}$$

formuna dönüşür.

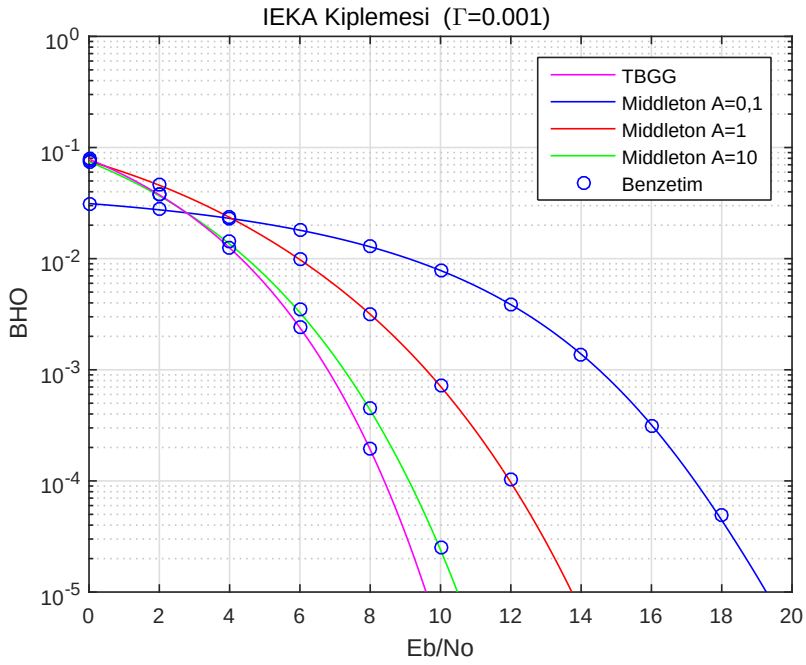


(a) Γ=0,001 iken farklı A değerleri için Middleton A-Sınıfı OYF'ları.

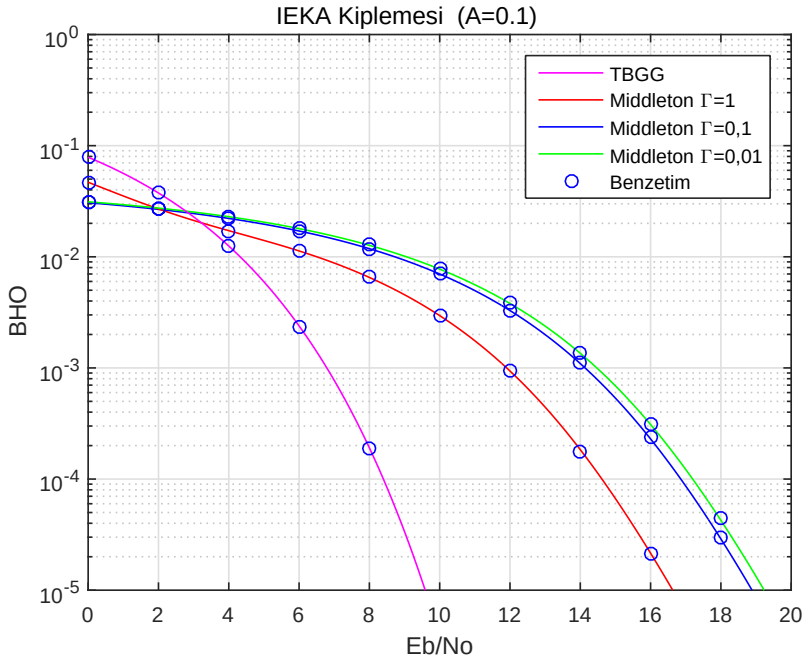


(b) A=0,01 iken farklı Γ değerleri için Middleton A-Sınıfı OYF'ları.

Şekil 2.7 : Middleton A-Sınıfı gürültü parametrelerinin OYF'u üzerine etkisi.



(a) Γ=0,001 iken farklı A değerleri için P_b performansı.



(b) A=0,01 iken farklı Γ değerleri için P_b performansı.

Şekil 2.8 : Middleton A-Sınıfı gürültü parametrelerinin BHO üzerine etkisi.

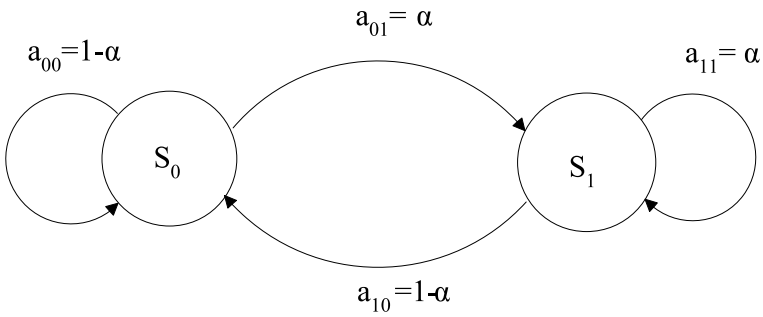
2.4.2 İki durumlu gürültü modeli

Dürtüsel gürültünün modellenebileceği bir diğer gürültü modeli iki durumlu gürültü modelidir. Model Şekil 2.9'da görüldüğü gibi iki duruma sahiptir. İlk S_0 durumu dürtüsel gürültünün olmadığı durumdur. Bu durumda model, sıfır değerinde örnekler üretir. Bunun yanında ikinci S_1 durumu, dürtüsel gürültünün oluştuğu duruma karşılık gelmektedir. Bu durumda model rastgele genlik ve süreli dürtüler üretir. S_i durumundan S_j durumuna geçiş olasılığı a_{ij} ile gösterilir. Şekil, geçiş olasılığının şimdiki durumdan bağımsız olduğu ikili durum modelinin basit bir yapısını göstermektedir. Dürtüsel gürültünün modellenmesi durumu, $t+1$ zamanında dürtü oluşumu, t zamanında dürtülerin oluşumu ya da yokluğundan bağımsızdır. $s(t)$ t anındaki duruma ilişkin süreç olmak üzere, bu olasılık,

$$P[s(t+1)=S_1|s(t)=S_0]=P[s(t+1)=S_1|s(t)=S_1]=\alpha \qquad (2.16)$$

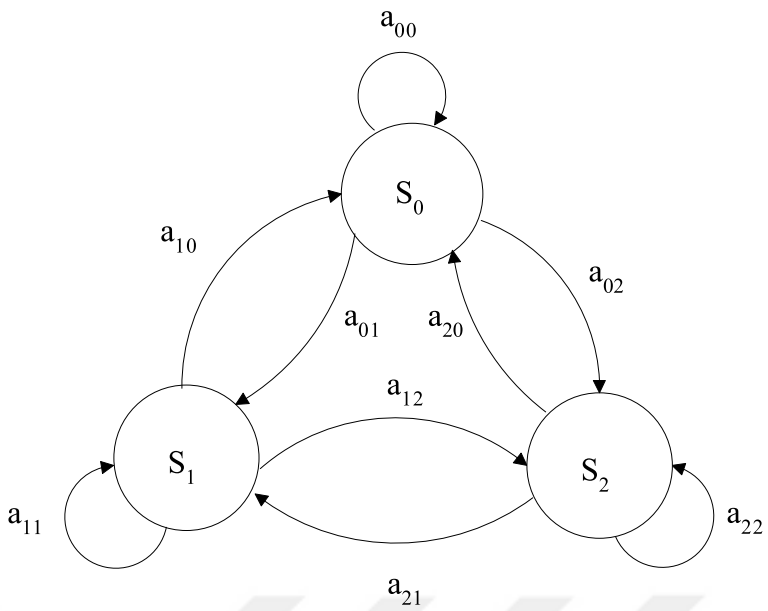
olarak yazılabilir. Burada $s(t)$, t zamanındaki durumdur. Benzer şekilde, $t+1$ zamanında S_0 durumundaki model t zamanındaki durumdan bağımsızdır. Bu da,

$$P[s(t+1)=S_0|s(t)=S_0]=P[s(t+1)=S_0|s(t)=S_1]=1-\alpha \qquad (2.17)$$



Şekil 2.9 : Dürtüsel gürültü için iki durumlu model (Vaseghi, 2006)

İki durumlu model, dürtüsel gürültünün daha iyi modellenebilmesi için üç durumlu bir modele genişletilmiştir (Vaseghi, 2006). Şekil 2.10 dürtüsel bir gürültü sürecindeki gürültüleri takip edebilcek salınımları temsil eden bir üçüncü durum içeren üç durumlu bir modeli göstermektedir. S_0 durumu iki durumlu modeldeki gibi herhangi bir dürtüsel



Şekil 2.10 : Dürtüsel gürültü için üç durumlu model (Vaseghi, 2006).

gürültünün bulunmadığı duruma karşılık gelir. Bu modelde S_1 ve S_2 durumları sırasıyla dürtülerin oluşumunu ve dürtüleri izleyen salınımları belirtmektedir.

İki durumlu modelin daha genişletilmiş bir formu da Markov zincir modelidir. Markov zincir modeli, gelecekteki davranışların sadece mevcut işlem durumların sayısını değişken olarak kullanır. Markov zincirinin özel bir formu, durum sayılarının iki gruba ayrıldığı bölümlenmiş Markov zinciridir. Bölümlenmiş Markov zinciri, (Zimmermann ve Dostert, 2002b) tarafından güç hattındaki dürtüsel gürültünün süresini ve dürtü varış zamanını (DVZ) modellemek için önerilmiştir. Bölümlenmiş Markov zinciri, n ile gösterilen değişken sayıda duruma sahip olabilir, iki gruba ayrılır: v durumlarını içeren dürtü (A grubu) ve w durumlarını içeren dürtü olmayan (B grubu). Önceki kümeler dürtüsel gürültünün oluşumuna karşılık gelirken, daha sonraki kümeler kanalda hiçbir dürtünün bulunmadığı duruma karşılık gelir. İki grup (A ve B) iki farklı geçiş olasılık matrisi kullanılarak ifade edilir:

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & 0 & \cdots & 0 & x_{1,v+1} \\ 0 & x_{22} & \ddots & \vdots & x_{2,v+1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & x_{v,v} & x_{v,v+1} \\ x_{v+1,1} & x_{v+1,2} & \cdots & x_{v+1,v} & 0 \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & 0 & \cdots & 0 & y_{1,W+1} \\ 0 & y_{22} & \ddots & \vdots & y_{2,w+1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & y_{w,w} & y_{w,w+1} \\ y_{w+1,1} & y_{w+1,2} & \cdots & y_{w+1,w} & 0 \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

Denklem (2.18) ve (2.19)'de gösterilen iki matris (X ve Y) sırasıyla dürtü grup ve dürtü içermeyen grup için geçiş olasılıklarını göstermektedir. Burada v ve w sırasıyla A ve B gruplarındaki durumların sayısını gösterir. Bu iki matrisin elemanları (Zimmermann ve Dostert, 2002a)'da verilen ölçümlerden bulunurlar.

2.4.3 Bernoulli-Gaussian gürültü modeli

Bernoulli-Gauss dürtüsel gürültü modelinde, dürtülerin oluşumu Bernoulli süreci $b(m)$ ye göre modellenirken, dürtülerin genlikleri Gauss dağılımına göre modellenir (Zimmermann ve Dostert, 2002b). Bernoulli süreci, sadece 0 veya 1 değerini alan ikili formda rastsal değişkenlerin sonsuz veya sınırlı bir dizisidir. Bernoulli sürecinin olasılık kütle fonksiyonu (OKF),

$$p_b[b(m)] = \begin{cases} \alpha & \text{for } b(m)=1 \\ 1-\alpha & \text{for } b(m)=0 \end{cases} \tag{2.20}$$

olarak verilir. Bernoulli sürecinin ortalama ve varyansı ise,

$$\mu_b = E[b(m)] = \alpha \tag{2.21}$$

$$\sigma_b^2 = E[[b(m)-\mu_b]^2] = \alpha(1-\alpha) \tag{2.22}$$

olarak verilmektedir. Dürtülerin genlikleri Denklem (2.23)'de görülen olasılık yoğunluğuna sahip sıfır ortalamalı ve σ_n^2 varyanslı Gauss dağılımından elde edilir:

$$G[n(m)] = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{n^2(m)}{2\sigma_n^2}\right) \tag{2.23}$$

2.4.4 Poisson-Gaussian gürültü modeli

Poisson-Gauss modelinde, dürtülerin varışı Poisson sürecine göre, dürtü genlikleri ise sıfır ortalamalı ve σ_n^2 varyanslı Gauss sürecine göre modellenir. Bu dürtüsel gürültünün saniyede λ oranlı bir Poisson dağılımına göre oluşacağı anlamına gelir. Böylece birim zamanda m varış olayının olasılığı,

$$P_p(m) = P_p(M = m) = e^{-\lambda} \frac{\lambda^m}{m!}, \qquad m = 0, 1, 2... \tag{2.24}$$

Diğer taraftan, önceki bölümde de anlatıldığı gibi dürtüsel gürültünün genliği sıfır ortalamalı ve σ_n^2 varyanslı bir Gauss dağılımına uymaktadır. Ayrık zamanda GHH iletiminde oluşan toplam gürültüyü modellemek için arka plan gürültüsü w_k, genellikle toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (TBGG) varsayılır. Dürtüsel gürültü i_k, Poisson-Gauss modeli kullanılarak modellenebilir.

$$i_k = b_k g_k \tag{2.25}$$

burada b_k Poisson sürecine göre dürtülerin varışını göstermektedir ve dürtülerin genliğini gösteren g_k beyaz Gauss sürecidir (Ma ve ark., 2005). Eğer a_k sinyali dürtüsel gürültü etkisindeki bir güç hattından iletiliyorsa, alınan sinyal,

$$r_k = a_k + w_k + i_k \tag{2.26}$$

şeklinde gösterilir. Toplam gürültü n_k nın olasılık yoğunluk fonksiyonu (Ma ve ark., 2005)'te belirtildiği gibi Denklem (2.27)'da verilmiştir.

$$\begin{aligned} p(n_{kR}, n_{kI}) = (1-\alpha)\, G(n_{kR}, 0, \sigma_w^2)\, G(n_{kI}, 0, \sigma_w^2) \\ + \alpha\, G(n_{kR}, 0, \sigma_w^2 + \sigma_i^2)\, G(n_{kI}, 0, \sigma_w^2 + \sigma_i^2) \end{aligned} \tag{2.27}$$

burada α dürtüsel gürültünün oluşma olasılığı ve $G(x, \mu, \sigma^2)$, μ ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonudur.

2.4.5 SαS gürültü modeli

Simetrik kararlı α (SαS) dağılımları genellikle uzun kuyruklu dağılımlarda kullanılmaktadır. SαS olasılık dağılımının karakteristik fonksiyonu

$$\phi(\omega) = e^{j\delta w - \gamma|\omega|}, \quad -\infty < \omega < \infty \tag{2.28}$$

şeklinde ifade edilmektedir (Gonzalez, 2006). Denklem incelendiğinde α dağılımını üç parametre tanımlamaktadır:

- α karakteristik eksponansiyel parametresidir. α, (0,2] aralığında değişim göstermektedir ve değeri küçüldükçe dürtüsel davranış artmaktadır.
- γ yayılım parametresidir. $\gamma \geq 0$ için Gauss dağılımındaki varyans değerine benzetilebilir.
- δ kararlı α dağılımlarında dağılımın yerini belirleyen parametredir ve SαS dağılımında 0 değerini almaktadır.

SαS dağılımının OYF'u Denklem (2.28)'nin ters Fourier dönüşümünün (IFT) alınması ile,

$$f_\alpha(x) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\delta t - \gamma^\alpha |t^\alpha|} e^{-jtx} dt \tag{2.29}$$

şeklinde bulunur. SαS dağılımının kapalı formda yazılabildiği iki özel durumu bulunmaktadır.

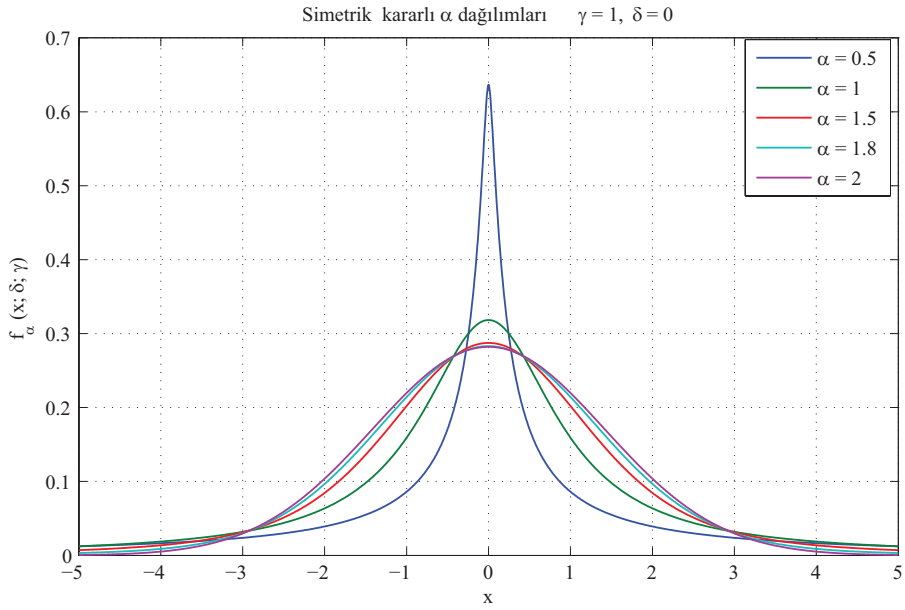
$\alpha = 1$ olduğu durumda Cauchy,

$$f_1(x;\gamma) = \frac{1}{\pi}\frac{\gamma}{\gamma^2 + x^2} \tag{2.30}$$

$\alpha = 2$ olduğu durumda Gauss,

$$f_2(x;\gamma) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\gamma} e^{-\left(\frac{x^2}{4\gamma^2}\right)} \tag{2.31}$$

dağılımlıdır. $\alpha = 2$ olduğunda dağılımın varyans ve dispersiyon değerleri arasındaki ilişkinin $\sigma^2 = 2\gamma^2$ olduğu Denklem (2.28)'den anlaşılmaktadır. Şekil 2.11'te farklı α değerleri için SαS dağılımının OYF'nun nasıl değiştiği gösterilmiştir.



Şekil 2.11 : Farklı α değerleri için SαS dağılımı.

SαS dağılımının ikinci momentinin sonsuz olması nedeniyle SαS dağılımına sahip gürültüler için haberleşme sisteminin kalitesini ölçebileceğimiz sinyal gürültü oranı tanımsız olmaktadır. Sonsuz varyanslı gürültü problemini çözebilmek için (Gonzalez, 2006),

$$SGO_G = \frac{1}{2C_g}\left(\frac{Q}{S_0}\right)^2 \tag{2.32}$$

şeklinde geometrik sinyal gürültü oranını tanımlamıştır. Burada Q^2 modüle edilmiş işaretin iletilen gücünü, C_g Euler sabitinin eksponansiyel kuvveti olup değeri $C_g \approx 1.78$ dir. S_0 ise SαS dağılımının geometrik gücünü ifade etmektedir.

2.5 Kanal Kapasitesi

Bilindiği gibi sönümlemeli kanallarda kanal kapasitesi, TBGG kanalının kapasitesinin sönümleme istatistiği üzerinden ortalamasına eşittir (Goldsmith, 2005). Yani, B bant genişliğini γ ise anlık SGO olmak üzere,

$$C = \int_0^\infty B\log_2(1+\gamma)\, f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma \tag{2.33}$$

dir. Bu ifade Shannon kapasitesi veya ergodik kapasite olarak da bilinir ve TBGG kanal kapasitesinden her zaman küçüktür (Jensen eşitsizliği). Yukarıdaki kapasite ifadesi sadece

alıcının kanal bilgisine sahip olduğu durumda geçerli olup, vericide herhangi bir kanal bilgisi farz etmemektedir.

2.5.1 Optimum Güç ve Hız Uyarlama

Alıcya ek olarak vericide de kanal bilgisinin bilinmesi, verici gücü ve veri hızının uyarlanılarak bir düzene göre değiştirilmesi ile kanal kapasitesini iyileştirme imkanı doğmaktadır (Goldsmith ve Varaiya, 1997). Bu durumda, verici gücü ve veri hızının ortalama güç kısıtı

$$\int_0^\infty P(\gamma) f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma \leq \bar{P} \tag{2.34}$$

altında SGO ile uyarlanır (adaptif) bir şekilde değiştirilmesi ve kötü kanal durumunda, yani γ_0 gibi bir eşik sınırının (kesinti seviyesi) altında, kanalın kullanılmaması şeklinde bir düzenleme ile kapasite ifadesi,

$$C = \max_{\int P(\gamma) f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma = \bar{P}} \int_0^\infty B \log_2 \left(1 + \frac{P(\gamma)\gamma}{P}\right) f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma \tag{2.35}$$

olarak verilmiştir (Goldsmith ve Varaiya, 1997). Güç uyarlamasında (2.35) denklemini sağlayan optimum $P(\gamma)$, Lagrange çarpanı yöntemiyle

$$\frac{P(\gamma)}{P} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \tag{2.36}$$

olarak elde edilir ve (2.35) denkleminde yerine yazılırsa, kapasite ifadesi

$$C = \int_{\gamma_0}^\infty B \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma \tag{2.37}$$

şekline dönüşür ki, burada değeri nümerik olarak hesaplanması gereken γ_0,

$$\int_{\gamma_0}^\infty \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma}\right) f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma = 1 \tag{2.38}$$

eşitliğini sağlamalıdır.

2.5.2 Kanal Tersleme

Kanal kullanımında diğer bir güç uyarlaması da, kanal tersleme olarak bilinmektedir. Bu durum yukarıda anlatılan güç uyarlamasına göre biraz daha düşük kapasite ile sonuçlanmasına rağmen, getirdiği işlem yükü ve gerçekleme kolaylığı bakımından tercih sebebi olabilecek avantajları bulunmaktadır. Güç uyarlaması kanal tersleme şeklinde yapıldığında, sönümlemeli kanal doğrudan TBGG kanalına dönüşeceğinden, yani kanal kodlayıcı ve kod çözücü çifti kanalı zamanla değişmeyen TBGG şeklinde göreceğinden, kanala ilişkin kodlama işlemi basitleşerek TBGG kanalına göre dizayn edilen kodların her kanal durumunda kullanılması mümkün olacaktır. Aksi durumda, kanal karakteristikleri zamanla değişebileceğinden, kanalın bir durumuna göre tasarlanmış kodlar, kanal zaman içinde durum değiştirdiğinde artık optimum olmayacaktır. Zaman içinde ortaya çıkabilecek bu durumlarda, tersleme kanalı sönümleme istatistiğinden bağımsız olarak TBGG kanalına dönüştürdüğünden, Gauss kanalı için tasarlanan kod, tasarımın basitleşmesine ek olarak bütün zamanlarda geçerli olacaktır. Bu yöntem ile kanal kapasitesi, alıcıda σ gibi sabit bir SGO elde etmek için (2.35) ifadesinde güç uyarlama terimi

$$\frac{p(\gamma)}{P} = \frac{\sigma}{\gamma} \tag{2.39}$$

şeklinde değiştirilerek elde edilir. Bu şekilde bir güç uyarlama ile, (3.14)'de verilen güç kısıtından hareketle, $\sigma = 1/E[1/\gamma]$ bulunur ki, bu yöntem ile kanal kapasitesi

$$C = B\log_2\left(1 + \frac{1}{E\left[\frac{1}{\gamma}\right]}\right) \tag{2.40}$$

şekline dönüşür. Bu durum da örneğin Rayleigh sönümlenme durumunda, $E[1/\gamma]$ sonsuz olacağından kanal kapasitesi sıfır olacaktır. Bu yüzden kesintili kanal tersleme yoluna başvurulur. Yani, kanal sadece $\gamma \geq \gamma_0$ gibi bir eşik değerin üzerinde kullanılır, aksi durumda kanal servis dışı bırakılır. Yukarıda $E[1/\gamma]$,

$$E_{\gamma_0}\left[\frac{1}{\gamma}\right] \equiv \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma \tag{2.41}$$

ile değiştirilerek kapasite ifadesi

$$C = \max_{\gamma_0} B \log_2 \left(1 + \frac{1}{E_{\gamma_0}\left[\frac{1}{\gamma}\right]}\right) P(\gamma \geq \gamma_0) \tag{2.42}$$

biçiminde elde edilir. Bu yöntemin bir avantajı, gerçeklemesi su-doldurma (water-filling) yöntemine eşdeğer optimizasyonu yapılan optimum güç ve hız uyarlama yönteminden daha basit olmasıdır. Bu yöntem yayılı-spektrum kullanan mobil haberleşme sistemlerinde yakın-uzak problemini çözmek için mevcut uygulamalarda kullanılmaktadır (Kim ve Goldsmith, 2000).

2.5.3 Çeşitlemesiz Rayleigh Kanal Kapasitesi

Rayleigh kanalda SGO için olasılık yoğunluk fonksiyonu,

$$f_\Gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \tag{2.43}$$

(2.33) denkleminde kullanılırsa, Ergodik kapasite

$$\frac{C}{B} = \frac{e^{-\bar{\gamma}}}{\ln(2)} E_1\left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right) \tag{2.44}$$

(2.37) denkleminde kullanılırsa, OGHU rejiminde kapasite

$$\frac{C}{B} = \log_2(e)\, E_1\left(\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}\right) \tag{2.45}$$

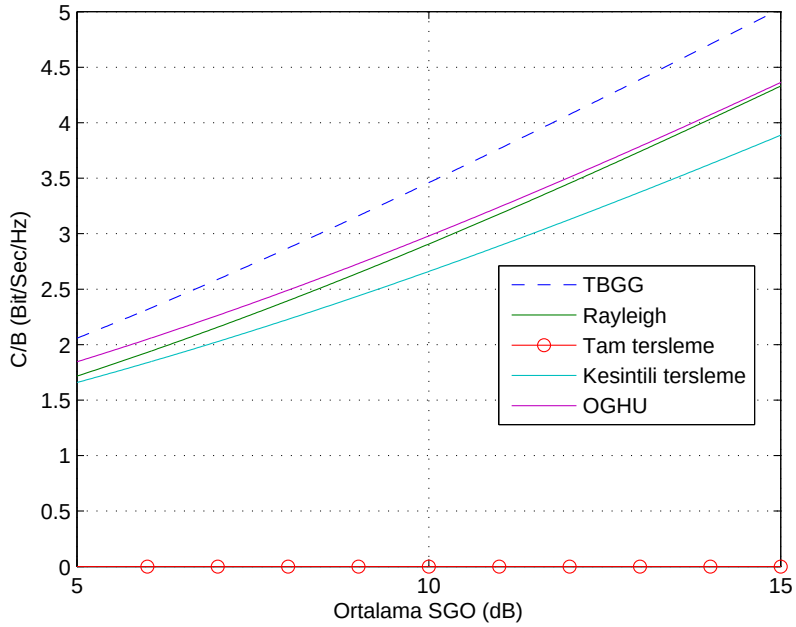
şeklinde bulunur ki burada, optimum kesinti seviyesi γ_0

$$\frac{e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}}}{\gamma_0/\bar{\gamma}} - E_1\left(\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}\right) - \bar{\gamma} = 0 \tag{2.46}$$

denklemini sağlamaktadır. (2.43) ifadesinin (2.42) denkleminde kullanılmasıyla da kesintili tersleme ile güç uyarlaması rejiminde kapasite,

$$C = \max_{\gamma_0} B \log_2 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}}{E_1\left(\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}\right)}\right) \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}\right) \tag{2.47}$$

olarak elde ediilir. Aynı sonuçlar (Alouini ve Goldsmith, 1999) makalesinde de verilmiştir.



Şekil 2.12 : Rayleigh sönümlemeli kanalın kapasitesi.

Çeşitleme yokken (TGTÇ) Rayleigh sönümlemeli kanalın farklı rejimler altında kapasitesi Şekil (2.12)'te gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, çeşitlemesiz Rayleigh kanalında $E[1/\gamma] = \infty$ olduğundan tam tersleme ile güç uyarlaması durumunda kanal kapasitesi sıfırdır.

2.6 SGO Kestiriminde Cramér-Rao Sınırı

Herhangi bir yansız kestirici için, kestirilmesi istenen bir θ parametresine ilişkin kestirim hatasının varyansı

$$var(\hat{\theta}) \geq -\left[E_{\mathbf{r}}\left\{\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{r};\theta)}{\partial \theta^2}\right\}\right]^{-1} \tag{2.48}$$

eşitsizliği ile verilen değerden küçük olamaz (Kay, 1993). Hata varyansının bu minimum değeri (veya alt sınırı) Cramér-Rao sınırı olarak bilinmektedir. Notasyonda basitlik açısından, $S = \sqrt{E_b}$ ve $\lambda = \sigma^2$ olarak ifade edilirse, (3.2) ve (3.3) değerlerinden oluşan

$\mathbf{r}$ gözlem vektöründen kestirilecek ortalama SGO parametresi $\gamma = E_b/N_0 = S^2/(2\lambda)$ olarak tanımlanır. Buradan itibaren CRB bağlamında ortalama SGO γ ile gösterilecektir. Kestirim probleminin parametre vektörü

$$\theta = [S \ \lambda]^T \tag{2.49}$$

olarak yazılıp, kestirilecek parametrenin $\gamma = g(\theta)$ şeklinde θ'nun bir fonksiyonu olduğu da göz önüne alındığında, γ için tasarlanacak herhangi bir yansız kestiricinin varyansının Cramér-Rao sınırı CRB_γ,

$$CRB_\gamma = \left[\frac{\partial g(\theta)}{\partial \theta}\right] I^{-1}(\theta) \left[\frac{\partial g(\theta)}{\partial \theta}\right]^T \tag{2.50}$$

şeklinde hesaplanır. Burada, $g(\theta) = 10\log(S^2/2\lambda)$ olduğu düşünülürse,

$$\frac{\partial g(\theta)}{\partial \theta} = \left[\frac{20}{\ln(10)S} \quad -\frac{10}{\ln(10)\lambda}\right] \tag{2.51}$$

ve $I(\theta)$ ise,

$$I(\theta) = \begin{bmatrix} -E_{\mathbf{r}}\left\{\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{r};\theta)}{\partial S^2}\right\} & -E_{\mathbf{r}}\left\{\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{r};\theta)}{\partial S \partial \lambda}\right\} \\ -E_{\mathbf{r}}\left\{\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{r};\theta)}{\partial \lambda \partial S}\right\} & -E_{\mathbf{r}}\left\{\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{r};\theta)}{\partial \lambda^2}\right\} \end{bmatrix} \tag{2.52}$$

şeklinde tanımlanan θ'nın Fisher Bilgi matrisidir. (2.52) ifadesinde $\ln p(\mathbf{r};\theta)$, θ'nun logaritmik olabilirlik fonksiyonu ve $E_{\mathbf{r}}\{\cdot\}$ ise $\mathbf{r}$ vektörüne göre beklenen değeri ifade etmektedir. SNR değerinin kestirilmesinde kullanılan gözlem vektörü,

$$\mathbf{r} = [r_1, r_2, r_3, r_4, \cdots\cdots, r_{2K-1}, r_{2K}]^T \tag{2.53}$$

şeklinde olup elemanları benzer dağılımlıdır. Uzay-zaman kodlama dolayısı ile, $k$ncı zaman bloğu içindeki elemanları (r_{2k-1}, r_{2k}) kendi arasında bağımlı iken, $k = 1, 2, \cdots K$ blokları biri birinden bağımsızdır. Anlaşıldığı üzere, tek indisli elemanları kendi

aralarında, çift indisli elemanları da kendi aralarında istatistiksel olarak bağımsızdır. Dolayısı ile gözlem vektörünün olabilirlik fonksiyonu,

$$p(\mathbf{r};\theta) = \prod_{k=1}^{K} p(r_{2k-1}, r_{2k};\theta) \tag{2.54}$$

şeklinde ve logaritmik olabilirlik fonksiyonu da

$$\ln p(\mathbf{r};\theta) = \sum_{k=1}^{K} \ln p(r_{2k-1}, r_{2k};\theta) \tag{2.55}$$

şeklinde olduğundan (2.50) denklemindeki Cramér-Rao sınırı CRB_{γ}, bu tezde veri yardımlı ($CRB_{DA}(\gamma)$) ve veri yardımsız ($CRB_{NDA}(\gamma)$) olarak ele alınacaktır. Veri yardımlı/yardımsız ifadesi ile, gönderilen s_k sembollerinin kestirici tarafından bilindiği/bilinmediği kastedilmektedir.

2.7 Kaynak Taraması

Literatürde birçok çalışmada, dürtüsel gürültünün etkilerini azaltmak için araştırmacılar tarafından çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemler kodlama, alıcıda ek işlemler ve kodlama ile alıcıda ek işlemlerin birleşimi olarak gruplanmaktadır. Dürtü örneklerini tespit etmek için bir eşik seviyesine dayanan doğrusal olmayan bir yöntem (Ndo ve ark., 2010), maksimum gücün ortalama güce oranını kullanarak seçici kırpma/silme ile gürültü azaltma (Rabie ve ark., 2013), DFBÇ tabanlı iletim ile dürtü öbeklerinin tahminine dayanan ve turbo kodlama ile birleştirilmiş başka bir kırpma/silme yöntemi ile uyarlanır gürültü telafisi (Himeur ve Boukabou, 2016a), medyan süzgeçten oluşan uyarlanır gürültü kırpma tabanlı bir yapı da (Himeur ve Boukabou, 2016b) tarafından önerilmiştir. (Zhidkov, 2008), DFBÇ iletimiyle zamanda dürtüsel gürültüyü hesaplamak ve ardından bunu frekans veya zamanda alınan sinyalden çıkarmak için yinelemeli eşik tabanlı algoritmalar kullanmıştır. Ancak bu tekniklerin dezavantajı, dürtüsel gürültüyü tespit etmek için kullanılan eşik değerlerinin, gürültü terimlerinin varyansına bağlı olmasıdır. (Çelebi, 2003) zaman ortamında çalışan kanal denkleştirici önermiş, ancak (Tan, 2012) dürtüsel gürültünün denkleştirici başarımını düşüreceğini göstermiş ve telafi

etmek için uyarlanır yanlış alarm tahmin tekniği, tamponlama ve ortalama alma gibi aşamalar içeren bir yöntem önermiştir. (Khan ve Shin, 2017) ise FFT-DFBÇ tabanlı ve DWT-DFBÇ tabanlı GHH sistemleri için doğrusal öngörücü ile frekans ortamında çalışan denkleştirici önermiştir. Masreliez yaklaşımına dayanan yeni bir zaman domeni denkleştiricisi de (Soltanpur ve ark., 2017) tarafından önerilmiştir.

DFBÇ tabanlı GHH alanında, sıkıştırmalı algılama tekniklerine dayalı dürtüsel gürültü tahmini ve giderme yöntemi de yer almıştır (Al-Naffouri, 2011), (Lampe, 2011), (Mehboob ve ark., 2012), (Liu ve ark., 2016). Bu alanda hesap yükü daha az olan seyrek Bayes öğrenmesi (SBÖ) ve blok yinelemeli Bayes algoritması gibi birçok yaklaşım önerilmiştir. (Lin ve ark., 2013) dürtüsel gürültüyü tahmin etmek için üç farklı SBÖ yapısı önermiştir. (Korki ve ark., 2015) ve (Korki ve ark., 2016), daha gerçekçi bir dürtüsel gürültü modeline dayanan, blok seyrek sinyaller için umut verici bir yöntem önermiştir. Yine SBÖ perspektifinden, dürtüsel gürültüde (Gauss karışım modeli, genelleştirilmiş Gauss dağılımı ve alfa-kararlı dağılım dahil) geleneksel varış yönü (DOA) tahmin yöntemleri (Dai ve So, 2018) tarafından ele alınmıştır. Kodlamaya dayalı yöntemler, gürültülü kanallar üzerinden güvenilir iletim sağlamak için çeşitli GHH standartlarında yaygın olarak kullanılan çözümlerdir. Örneğin, dar bant GHH için yaygın olarak kullanılan PRIME spesifikasyonu, dar bant gürültüleriyle mücadele etmek için bit serpiştirmeli bir evrişimsel kodlayıcı kullanmıştır. Akıllı şebekeler için G3-PLC, arka plan gürültüsü ve anlık gürültünün neden olduğu hataları azaltmak için hem Reed-Solomon (RS) kodlamasını hem de evrişimsel kodlayıcı (EK) kullanmıştır (Razazian ve ark., 2010). Geniş bantlı GHH için ise, IEEE P1901 (FFT tabanlı) (IEEE, 2010) standardında kanal kodlaması için turbo kodlama, ve IEEE P1901 (Wavelet tabanlı), birleştirilmiş RS ve EK veya bunun yerine isteğe bağlı olarak düşük yoğunluklu parite kontrol (LDPC) kodları tavsiye edilmiştir.

(Tseng ve ark., 2013) dürtüsel gürültünün istatistiksel bilgisinden yararlanarak, tek taşıyıcılı sistemler için turbo kodlama önermiştir. (Kim ve ark., 2010), DFBÇ tabanlı GHH sistemlerinde çift ikili turbo kodun performansını analiz etmişken, (Umehera ve ark., 2014) ise optimum turbo kod çözme yöntemini önermiştir. Turbo kodlama ve kod çözmenin temel dezavantajı, kod çözme işleminde kullanılan iterasyon sayısının nispeten

yüksek olması ve bu durumun işlem süresini artırmasıdır. (Ardakani ve ark., 2005) ve (Oh ve ark., 2006) tarafından dürtüsel gürültü giderimi için LDPC kodlama yöntemi dikkate alınmıştır. Bu çalışmalar LDPC kodların Gauss ve dürtüsel gürültülü kanallarda hata düzeltmede etkili olduğunu göstermiştir. (Prasad ve ark., 2014), yarı-döngüsel LDPC kodlarının performansının, tipik ve gerçekçi GHH kanal özelliklerinde daha yüksek blok uzunluklarına sahip turbo kodların performansına yaklaşabileceğini ileri sürmüştür.

Düşük gerilim iç mekân GHH'de, dürtüsel gürültü düzeltmeye yönelik pınar (Fountain) kodlarının kullanımı ilk olarak (Amirshahi ve ark., 2006) tarafından önerilen çalışmada, serpiştirici ile evrişimsel kod bir iç kod olarak kullanılmıştır. Çalışmanın sonuçları, yöntemin DFBÇ tabanlı GHH sistemlerinde geniş bant iletişim sistemleri için mükemmel bir kodlama adayı olabileceğini göstermiştir. GHH üzerinden yüksek kaliteli video dağıtımında kullanılmak üzere Raptor kodların kullanımı (Luby ve ark., 2007) tarafından incelenmiştir. Bu çalışmada Raptor kodlarının IP paketlerinin üzerine uygulanmasıyla, yalnızca orta düzeyde bir bant yükü ile neredeyse hatasız performansa ulaşılabileceği gözlenmiştir. (Jin ve ark., 2015) ve (Hadi ve ark., 2016) tarafından Kutupsal Kodların tek taşıyıcılı ve DFBÇ tabanlı GHH sistemlerinde farklı kod uzunluğu ve gürültü senaryoları için performansı incelenmiştir.

Haberleşme kanallarında meydana gelen sönümlemelerin yıkıcı etkisi ile baş edebilmek için değişik yöntemler kullanılmaktadır (Biglieri ve ark., 2000), (Goldsmith, 2005). Bu yöntemlerden biri vericide kanal bilgisine göre uyarlanır güç kullanmaktır (Goldsmith ve Chua, 1997). Uyarlanır güç kullanılan haberleşme sistemlerinde kanal kapasitesi değişik güç kullanma rejimleri altında incelenmiştir (Varaiya ve Goldsmith, 1997). Vericide uyarlanır güç kullanma rejimlerinden biri de, kapasite bakımından optimum olmasa da pratik kullanma kolaylığı yönünden tercih sebebi olan kesintili kanal terslemedir (Kim ve Goldsmith, 2000). Sönümlemeli kanalların kapasite analizi genel ve matematiksel işlemleri göreceli olarak daha kolay olan F-composite dağılımı kullanılarak yapılmıştır (Yoo ve ark., 2019). Ancak yapılan çalışmaların ekseriyeti kapasite analizinde çeşitleme dallarını ilintisiz kabul etmiştir (Caire ve ark., 1999), (Seo ve Kim, 2001), (Alouini ve Goldsmith, 1999). Uyarlanır iletim altında kanal ilintisi (Mallik ve ark., 2004) tarafından incelenmiştir. Kanal tersleme işlemi, esasen kanal istatistiğinden bağımsız

olarak kanalı TBGG kanalına dönüştürmektedir. Rayleigh sönümlemeli kanalların TBGG kanalına dönüştürülmesine ilişkin bir yöntem de (Reinhardt ve Lindner, 1995) tarafından önerilmiştir. (Haustein ve ark., 2002), (Senaratne ve Tellambura, 2009), (Senaratne ve ark., 2012) kanal tersleme ile MIMO sistemleri incelemiştir. Düzeltilmiş kanal tersleme ise (Lee ve ark., 2008), (Razavi ve Ratnarajah, 2016) tarafından ele alınmıştır. Verici çeşitleme yöntemi olarak MIMO uzay-zaman blok kodların konumsal ilintisiz Rayleigh sönümlemeli kanallarda kapasitesi incelenmiştir (Maaref ve Aissa, 2005). İlinti etkisi ise (Jorswieck ve Sezgin, 2004) tarafından ele alınmıştır. GHH kanalı için tek taşıyıcılı bir sistem için Rayleigh sönümleme modeli altında kapasite incelenmiştir (Ai ve Cheffena, 2016). (Vu ve ark., 2013) Rayleigh sönümleme ve Bernoulli-Gaussian dürtüsel gürültü için kanal kapasitesini incelemiştir. GHH kanal kapasitesi farklı topolojiler altında incelenmiş (Cheng ve ark., 2013), (Ezzine ve ark., 2015), ancak sadece zayıflama hesaba katılarak sönümleme etkisi incelenmemiştir. Geniş bantlı MIMO güç hatlarının kapasitesi üzerine bir inceleme ise (Shlezinger ve ark., 2018) tarafından yapılmıştır. (Qian ve ark., 2018) çalışmasında erişilebilir hızlar ve ergodik kapasite log-normal sönümleme kabulü ile bir model kullanarak altında yapılmıştır. Darbantlı GHH kanalı (3-500KHz) için ise bir kapasite analizi de (Roopesh ve ark., 2019) çalışmasında verilmiştir. Kapasite analizine, son zamanlarda popüler olan derin öğrenme yöntemi (Letizia ve Tonello, 2021) tarafından uygulanmıştır.

Bu tezde ise DFBÇ tabanlı iletim altında kablosuz ve güç hatları üzerinden uzay-zaman-blok kodlama sinyal modeli ile uyarlanır güç altında kanal kapasitesi analiz edilmiş, SGO kestirimine ilişkin Cramér-Rao sınırları elde edilmiştir. Bilindiği kadarı ile, kullanılan sinyal modeli için SGO kestiriminde Cramér-Rao sınırlarına ilişkin literatürde henüz bir çalışma bulunmamıştır.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde GHH sistemi için kullanılan kanal modeli ve iletim yöntemi kısaca ele alınmış, kanal kapasitesi ve sinyal gürültü oranının kestirilmesine ilişkin analizler yapılmıştır. Sinyal modeli olarak genel yapısı itibariyle UZBK sinyal modeli (Alamouti, 1998) kullanılarak analizler yapılarak, güç uyarlanır durumlar altında kanal kapasitesi, ve kanaldan alınan sinyale ait sinyal gürültü oranının (*SGO*) değerinin kestirilmesine ilişkin yansız kestirici varyansının alt sınırı olan Cramér-Rao Sınırları, kullanılan sinyal modeli için analitik olarak elde edilmiştir.

3.1 Genel Sinyal Modeli

Kod uzunluğu 2 olan (2×1) uzay-zaman bloğunda alınan sinyaller genel formunda

$$\begin{bmatrix} r_{2k-1} \\ r_{2k} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_b}{2}} \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 \\ \alpha_2^* & -\alpha_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{2k-1} \\ s_{2k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

şeklinde ifade edilirse, çeşitleme birleştirme sonrasında kod matrisinin Hermisyen olmasından dolayı birbirinden ayrılan sinyaller, gerçel sinyal uzayı kabulu ile,

$$r_{2k-1} = \sqrt{\frac{E_b}{2}}(|\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2)s_{2k-1} + \Re\{\alpha_1^* n_1 + \alpha_2 n_2^*\} \tag{3.2}$$

$$r_{2k} = \sqrt{\frac{E_b}{2}}(|\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2)s_{2k} + \Re\{\alpha_2^* n_1 - \alpha_1 n_2^*\} \tag{3.3}$$

olarak elde edilirler. Burada α_k benzer dağılımlı ortalaması sıfır her bir boyutta varyansı 0.5 olan bağımsız karmaşık Gauss rastsal değişkeni, E_b bit enerjisi, $s_k \in \{\mp 1\}$, n_k ise benzer dağılımlı $CN(0, N_0/2)$ rastsal değişkendir. Analizi genelleştirmek için, kanal katsayıları arasında birinci mertebeden öz yinelemeli modele uyan, $AR(1)$,

$$\alpha_2 = \rho\, \alpha_1 + \sqrt{1-\rho^2}\, w \tag{3.4}$$

şeklinde bir ilintinin varlığı kabul edilmiştir (Venkatkumar ve Zheng, 2005). (3.4) denkleminde, w birim varyanslı dairesel simetrik karmaşık Gauss rastsal değişkeni ve $\rho = E[\alpha_1 \alpha_2^*]$ dir. Bu modelle, iki Rayleigh dağılımlı kanal genliği $h_1 = |\alpha_1|$ ve $h_2 = |\alpha_2|$'nın ortak olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$f_{H_1,H_2}(h_1,h_2) = \frac{4h_1h_2}{1-\rho_P} e^{-\frac{h_1^2+h_2^2}{1-\rho_P}} I_0\left(\frac{2\sqrt{\rho_P}h_1h_2}{1-\rho_P}\right) \tag{3.5}$$

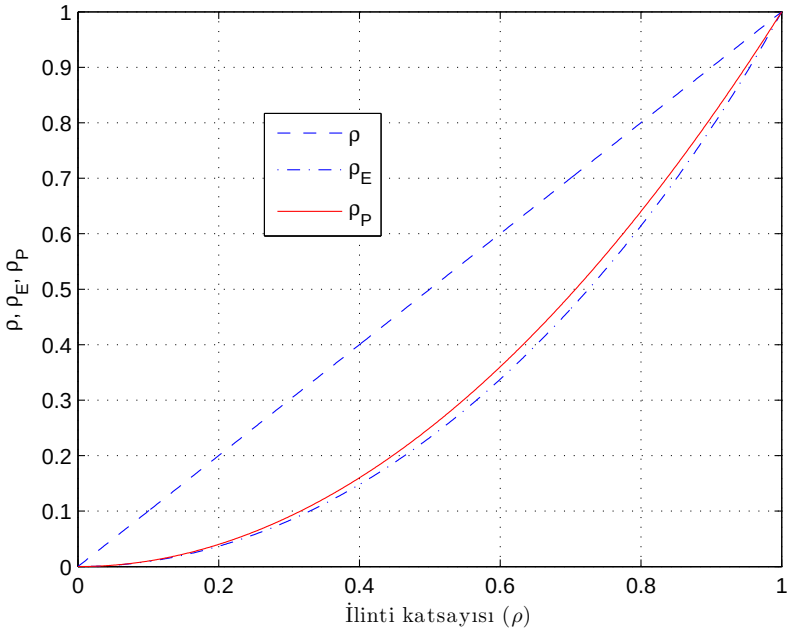
olarak elde edilir. Denklemdeki ρ_P,

$$\rho_P = \frac{cov(h_1^2,h_2^2)}{\sqrt{var(h_1^2)}\sqrt{var(h_2^2)}} = \rho^2 \tag{3.6}$$

ile verilen güç ilinti katsayısıdır, $0 \leq \rho_P < 1$. Genlik ilinti katsayısı ρ_E ise (3.4) bağıntısından hareketle,

$$\rho_E = \frac{cov(h_1,h_2)}{\sqrt{var(h_1)var(h_2)}} = \frac{(1-\rho^2)^2\, {}_2F_1(\frac{3}{2},\frac{3}{2},1,\rho^2)-1}{(\frac{4}{\pi}-1)} \tag{3.7}$$

olarak bulunur. Burada, ${}_2F_1(a,b,c,x)$ Gauss hipergeometrik fonksiyonudur.



Şekil 3.1 : İlinti katsayılarının göreceli değişimi.

İlinti katsayıları ρ, ρ_P ve ρ_E'nin değişimleri Şekil (3.1)'de gösterilmiştir.

3.2 Kanal İletim Modeli

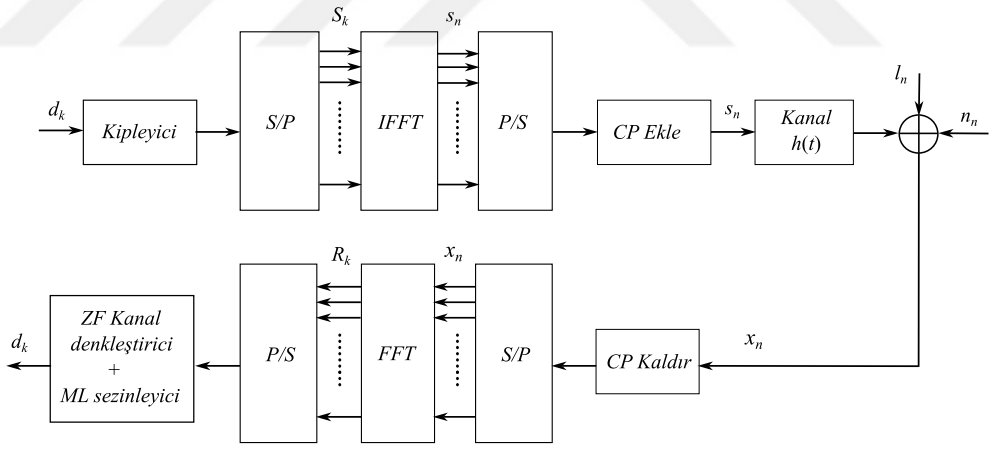
Karmaşık temel bant DFBÇ sinyalinin zaman ifadesi ters Fourier transformu ile,

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}, \;\; n = 0, 1, \ldots, N-1. \tag{3.8}$$

şeklinde elde edilir. Burada N alt taşıyıcı sayısıdır. Ardışık DFBÇ sembolleri arasında girişimin engellenmesi için genel olarak kanal dispersiyonundan daha uzun bir döngüsel önek sinyale eklenir, sinyal kanaldan geçtikten sonra gürültü eklenir ve döngüsel önek çıkarma işleminden sonra Fourier transformu yardımı ile alınan y_n sinyal dizisi,

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi kn/N} = H_k X_k + \Lambda_k, \;\; k = 0, 1, \ldots, N-1. \tag{3.9}$$

şeklinde tekrar frekans ortamına dönüştürülür.



Şekil 3.2 : BHH kanalında DFBÇ iletiminin blok gösterimi.

Bu işlem Şekil 3.2 de gösterilmiştir. Burada, H_k kanal genliklerinin Rayleigh dağılımlı olduğu, öyle ki $E[H_k^2] = A^2(f_k, d)$, Λ_k gürültü teriminin ise Fourier dönüşümünden dolayı merkezi limit teoremine göre ortalaması sıfır, varyansı beyaz ve dürtüsel gürültülerin varyanslarının toplamına eşit olan bir Gauss rastsal değişkeni olduğu bilinmektedir (Rabie, 2015). DFBÇ iletiminin bir avantajı dürtüsel gürültüyü bütün alt kanallara eşit bir şekilde yayarak etkisini azaltması, ayrıca frekans seçici bir iletimi seçici olmayan

paralel kanallara dönüştürme özelliğidir. Bu tezde iletim hızının, DFBÇ alt kanallarında düz sönümleme meydana getirecek şekilde ayarlandığı farzedilerek kanalın Rayleigh düz sönümlemeli ve Gauss gürültülü olduğu kabul edilmiştir.

Rayleigh sönümleme, GHH kanalının modellenmesinde yaygın olarak kullanılmaktadır (Ai ve Cheffena, 2016), (Mathur ve ark., 2014), (Tlich ve ark., 2008), (Tan, 2013).

3.3 Kablosuz Kanal Kapasitesi

Bu kısımda, ortalama verici gücü kısıtına bağlı uyarlanır verici gücü ile, optimum güç ve hız uyarlaması (OGHU), tam ve kesintili kanal tersleme yaklaşımlarına ait kanal kapasitesi analiz edilmiştir. Blok kodun çözülmesinden sonra s_k sembolüne ait karar değişkeni,

$$y_k = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \left(|\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2\right) s_k + \alpha_1^* n_1 + \alpha_2 n_2^* \tag{3.10}$$

ve kanal katsayıları verildiğinde, sinyal gürültü oranı (SGO),

$$\gamma = \left(|\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2\right) \frac{\overline{\gamma}}{2} \tag{3.11}$$

olarak elde edilir. Burada, $\overline{\gamma}$ alınan ortalama SGO'dır. Denklem (3.11) ve (3.5) ile, γ'nın OYF'u

$$f_\Gamma(\gamma) = \frac{1}{\rho\,\overline{\gamma}} \left[\exp\left(-\frac{2}{1+\rho}\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right) - \exp\left(-\frac{2}{1-\rho}\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)\right], \gamma \geq 0, \rho \neq 0 \tag{3.12}$$

şeklinde bulunur. İlintisiz alt kanallar için, Denklem (3.12)

$$p(\gamma) = \lim_{\rho \to 0^+} f_\Gamma(\gamma) = \left(\frac{2}{\overline{\gamma}}\right)^2 \gamma \exp\left(-\frac{2\gamma}{\overline{\gamma}}\right), \ \gamma \geq 0 \tag{3.13}$$

denklemine dönüşür. Aşağıda, Rayleigh sönümlemeli kanalın farklı güç ve hız uyarlama durumları altında,

$$E\left[\frac{P_s(\gamma)}{P_s}\right] = 1 \tag{3.14}$$

olmak kaydıyla, birim bant genişliği başına kapasitesi (C/B) bulunmuştur. Burada, $P_s(\gamma)$ anlık SGO'na bağlı değişken verici gücünü, $P_s = E[|s_k|^2]$ ise sembol başına ortalama verici gücünü temsil etmektedir.

3.3.1 Tam kanal tersleme (Kesintisiz)

Denklem (3.14) deki güç kısıtı verildiğinde, kanal tersleme ile alınan SGO, $1/E[1/\gamma]$ ile verilmektedir. TGTÇ Rayleigh sönümleme için, $E[1/\gamma] = \infty$ olduğundan, kanal tersleme ile kapasite sıfır olmaktadır. Ancak ÇGTÇ sistemlerde çeşitleme avantajı dolayısı ile,

$$E[1/\gamma] = \frac{2\,\mathrm{arctanh}(\rho)}{\overline{\gamma}\rho} \tag{3.15}$$

sonlu bir değere yakınsadığından bu sorun ortadan kalkmaktadır. Bu durumda kanal kapasitesi,

$$\frac{C}{B} = \log_2\left(1 + \frac{\overline{\gamma}\rho}{2\,\mathrm{arctanh}(\rho)}\right) \text{ b/s/Hz} \tag{3.16}$$

İlinti olmadığında, yani $\rho = 0$, $\lim_{\rho\to 0^+} E[1/\gamma]$, $2/\overline{\gamma}$ değerine yakınsadığından, bu durumda kanal tersleme ile kanal kapasitesi

$$\frac{C}{B} = \log_2\left(1 + \frac{1}{E[1/\gamma]}\right) = \log_2\left(1 + \frac{\overline{\gamma}}{2}\right) \text{ b/s/Hz} \tag{3.17}$$

olarak elde edilir.

3.3.2 Kesintili kanal tersleme

Denklem (3.14) de verilen ortalama güç kısıtının sağlanmasına rağmen, kanalı terslemek için kötü kanal koşullarında yüksek verici gücü ihtiyacı doğabilir. Ortalamaya göre yüksek verici gücü zorunluluğu, kanal terslemeyi belli bir SGO eşik seviyesinin γ_0 üzerinde kullanmayı tersi durumda ise kanalı kullanmamayı zorunlu kılabilir. Bu durumda kesintili kanal tersleme ile kanal kapasitesi,

$$\frac{C}{B} = \max_{\gamma_0} \log_2\left(1 + \frac{1}{E_{\gamma_0}[1/\gamma]}\right) P(\gamma \geq \gamma_0) \tag{3.18}$$

elde edilir. Burada, $E_{\gamma_0}[x] \triangleq \int_{\gamma_0}^{\infty} x p(x)\,dx$ dir. Böylece, $E_{\gamma_0}[1/\gamma]$, Denklem (3.18) da yerine konduğunda, kapasite

$$\frac{C}{B} = \max_{\gamma_0} \log_2\left(1 + \frac{\rho\overline{\gamma}}{E_1\left(\frac{2}{1+\rho}\frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right) - E_1\left(\frac{2}{1-\rho}\frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right)}\right) P(\gamma \geq \gamma_0) \tag{3.19}$$

olarak elde edilir. Burada, $E_1(.)$,

$$E_1(z) = \int_1^{+\infty} \frac{e^{-zx}}{x} dx$$

olarak tanımlanan birinci mertebeden eksponansiyel integral ve

$$P(\gamma \geq \gamma_0) = \frac{1}{2\rho}\left[(1+\rho)\exp\left(-\frac{2}{1+\rho}\frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right) - (1-\rho)\exp\left(-\frac{2}{1-\rho}\frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right)\right] \tag{3.20}$$

olarak hesaplanır. İlintisiz kanallar durumunda, ($\rho = 0$), Denklem (3.13)'ü (3.18) denkleminde kullanarak veya doğrudan Denklem (3.19)'in $\rho \to 0^+$ için limitinin alınmasıyla kapasite,

$$\frac{C}{B} = \max_{\gamma_0} \log_2\left(1+\frac{\overline{\gamma}}{2}\exp\left(\frac{2\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right)\right)\left(1+\frac{2\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right)\exp\left(-\frac{2\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right) \tag{3.21}$$

olarak bulunur.

3.3.3 Optimum güç ve hız uyarlama (OGHU)

OGHU düzeni ile kanal kapasitesi,

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{2\rho\ln(2)}\left[(1+\rho)E_1\left(\frac{2}{1+\rho}\frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right) - (1-\rho)E_1\left(\frac{2}{1-\rho}\frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right)\right], \rho \neq 0 \tag{3.22}$$

burada γ_0 optimum SGO kesinti değeri olup

$$\int_{\gamma_0}^{\infty}\left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma}\right)p(\gamma)\,d\gamma = 1 \tag{3.23}$$

kısıtını sağlamaktadır. Ayrıca Denklem (3.14) kısıtı ile,

$$E_0\left(\frac{2\gamma_0}{(1+\rho)\overline{\gamma}}\right) + E_1\left(\frac{2\gamma_0}{(1-\rho)\overline{\gamma}}\right) - E_0\left(\frac{2\gamma_0}{(1-\rho)\overline{\gamma}}\right) - E_1\left(\frac{2\gamma_0}{(1+\rho)\overline{\gamma}}\right) = \rho\,\overline{\gamma} \tag{3.24}$$

ki burada $E_0(z) = e^{-z}/z$. Denklem (3.22) nun, $\rho \to 0^+$, için limiti alınırsa, ilintisiz kanal kapasitesi

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\ln(2)}\left[\exp\left(-\frac{2\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right) + E_1\left(\frac{2\gamma_0}{\overline{\gamma}}\right)\right], \rho = 0 \tag{3.25}$$

olarak bulunur, ki (3.24) denkleminden hareketle $2\gamma_0 + \ln(\gamma_0) = 0$ durumu sağlanır.

3.4 Sabit Hızlı Bir Güç Uyarlaması ile Kanal Tersleme

Sabit güç ile, İEKA sembolüne koşullu olarak, (3.10) denkleminde y_k değişkeninin OYF'u

$$p(y_k|s_k=+1) = \frac{1}{\rho}\left[\frac{1}{\sqrt{2\overline{\gamma}+\frac{4}{1+\rho}}}\exp\left(-\sqrt{2\overline{\gamma}+\frac{4}{1+\rho}}\,|y_k|\right) - \frac{1}{\sqrt{2\overline{\gamma}+\frac{4}{1-\rho}}}\exp\left(-\sqrt{2\overline{\gamma}+\frac{4}{1-\rho}}\,|y_k|\right)\right]\exp\left(\sqrt{2\overline{\gamma}}y_k\right) \quad (3.26)$$

şeklinde yazılır ki, buradan ortalama bit hata olasılığı

$$P_b = \frac{1}{4\rho}\left[(1+\rho)\left(1-\sqrt{\frac{\overline{\gamma}(1+\rho)}{2+\overline{\gamma}(1+\rho)}}\right) - (1-\rho)\left(1-\sqrt{\frac{\overline{\gamma}(1-\rho)}{2+\overline{\gamma}(1-\rho)}}\right)\right] \quad (3.27)$$

elde edilir. İlintisiz durum için tekrar (3.27) denkleminin $\rho \to 0^+$, için limiti alındığında

$$P_b = \frac{1}{2}\left[1-\frac{(\overline{\gamma}+3)\sqrt{\overline{\gamma}}}{(\overline{\gamma}+2)^{3/2}}\right] \quad (3.28)$$

elde edilir. Denklem (3.27) ifadesi, $\rho = \mp 1$ için klasik 1Tx1Rx tek anten durumuna dönüşür. Bu durumda, hata olasılığı,

$$P_b = \frac{1}{2}\left[1-\sqrt{\frac{\overline{\gamma}}{1+\overline{\gamma}}}\right] \quad (3.29)$$

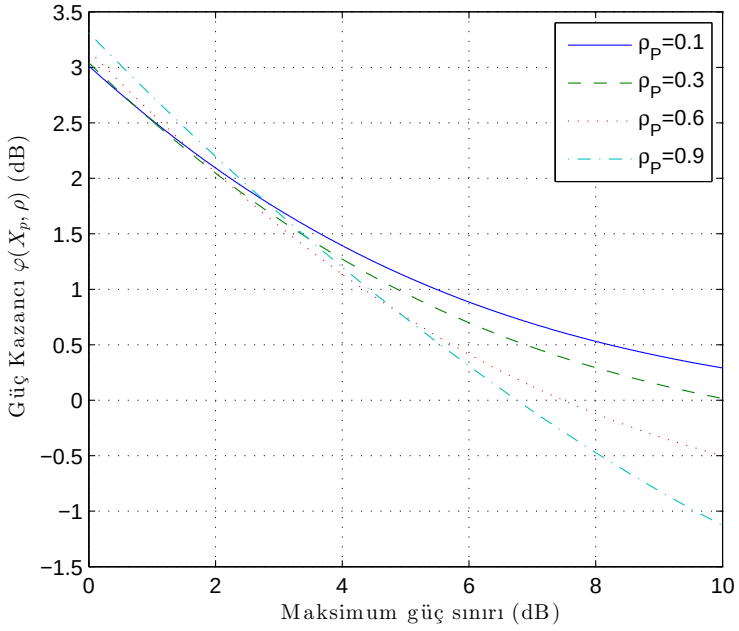
olarak elde edilir.

(3.1) denkleminde verilen sinyal yapısı ile Rayleigh kanalı terslemek için, her bir antenden gönderilen sinyal verici gücünü normalize etmek için $\frac{1}{\sqrt{|\alpha_1|^2+|\alpha_2|^2}} = \frac{1}{\sqrt{\gamma_1+\gamma_2}} =$

$\frac{1}{\sqrt{\lambda}}$ ile çarpılır. Açıkça, burada λ nın $\lambda = \gamma_1 + \gamma_2$ şeklinde güç kontrol değişkeni olduğu görülür. Antenden bit başına gönderilen enerji $\frac{E_b/2}{\lambda}$ dir. $E[\frac{1}{\lambda}] = 1$ ilintisiz kanallar durumunda ($\rho = 0$), ortalama bit başına gönderilen enerji $E[E_b(\lambda)] = \frac{E_b}{2} + \frac{E_b}{2} = E_b$ dir. İnceleme genelleştirildiğinde, kaçınılmaz kesinti dolayısı ile gönderilen sinyal güç kısıtını sağlamak için $\sqrt{\varphi(X_p, \rho)}$ ile çarpılması gereklidir. Burada $\varphi(X_p, \rho) = \left[E_{X_p}[1/\lambda]\right]^{-1}$ ve

$$E_{X_p}[1/\lambda] = \int_{\frac{1}{X_p}}^{\infty} \frac{1}{\lambda} f_\Lambda(\lambda)\, d\lambda = \frac{\Gamma\left(0, \frac{1}{X_p(1+\rho)}\right) - \Gamma\left(0, \frac{1}{X_p(1-\rho)}\right)}{(1+\rho)e^{-\frac{1}{X_p(1+\rho)}} - (1-\rho)e^{-\frac{1}{X_p(1-\rho)}}} \tag{3.30}$$

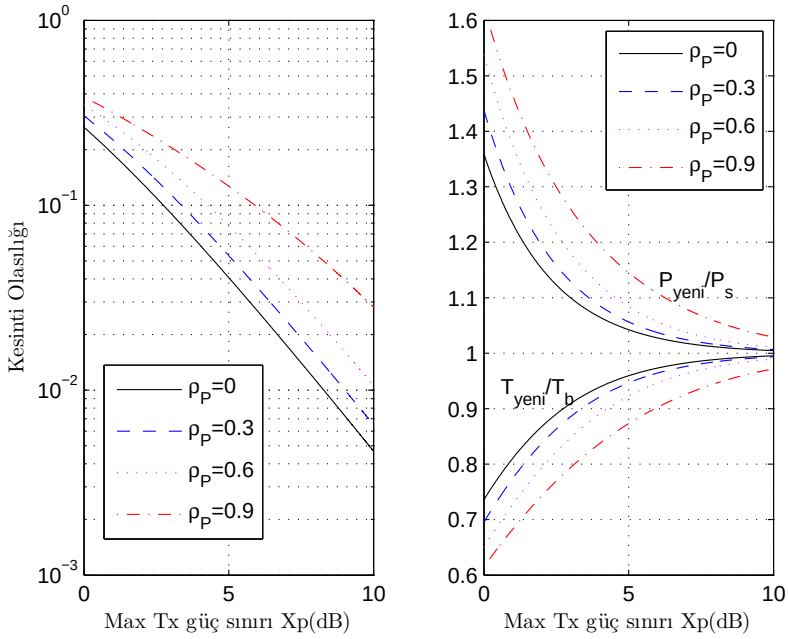
şeklinde bulunur. Burada $\Gamma(0,x)$ eksik Gamma fonksiyonu, ve $X_p = max\{E_b(\lambda)/E_b\}$ ise müsaade edilen maksimum verici gücüdür. İlintisiz kanal durumunda skala terimi $\varphi(X_p, \rho)$, $\lim_{\rho \to 0^+} \varphi(X_p, \rho) = 1 + \frac{1}{X_p}$ formuna dönüşür ve tam terslemeye göre güç kazancı olarak görülebilir ($\varphi(X_p, \rho) = 1$). Davranışı Şekil 3.3 ile verilmiştir. Müsaade edilen maksimum güç azaltıldığında, kazancın da arttığı, ilinti varlığının 2dB altında sürpriz bir şekilde avantaja dönüştüğü görülmektedir.



Şekil 3.3 : Müsade edilen maksimum güce bağlı güç kazancı.

Kesinti dolayısı ile veri miktarında meydana gelen azalmayı telafi etmek için, yani ortalama veri hızını sabit tutmak için, bit periyodu $T_{new} = T_b(1 - P_o)$ değerine düşürülür,

ki bu durumda da bit başına enerjiyi sabit tutmak için verici gücünü $P_{new} = P_s/(1-P_o)$ ile normalize etmek gerekir. Bu durum Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Burada, normalize edilmiş güç eğrilerinin aynı zamanda bant genişlemesine karşı geldiği açıktır.



Şekil 3.4 : Kesinti olasılığına bağlı bit periyodu ve verici gücü.

Kod çözme sonrasında s_k sembolü için karar değişkeni

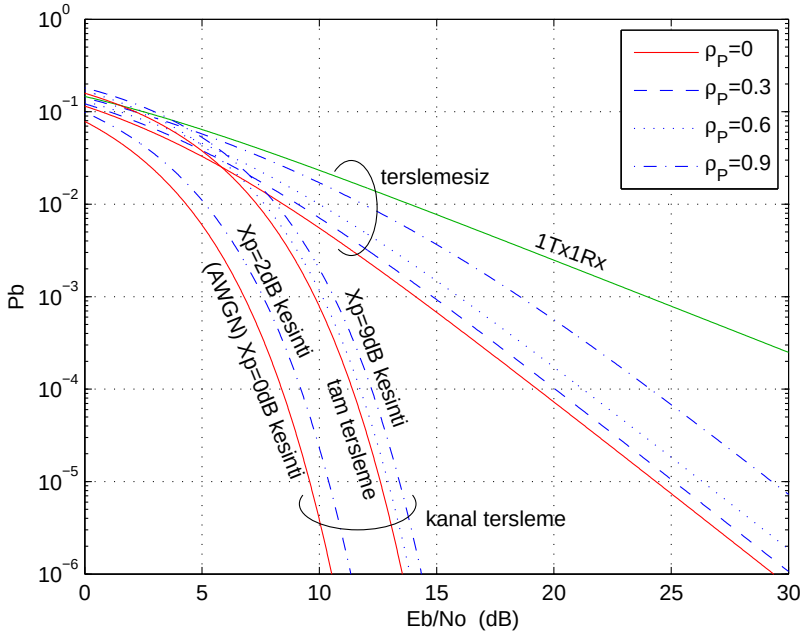
$$y_k = \sqrt{\frac{E_b}{2}\varphi(X_p,\rho)}\, s_k + \Re\left\{\frac{\alpha_1^* n_1 + \alpha_2 n_2^*}{\sqrt{|\alpha_1|^2+|\alpha_2|^2}}\right\} \tag{3.31}$$

olarak elde edilir. $f_{Y_k}(y_k|\alpha_1,\alpha_2,s_k)$ Gauss dağılımlı olmasından dolayı, $\mathcal{N}(\sqrt{\frac{E_b}{2}\varphi(X_p,\rho)}\, s_k, \frac{N_0}{2})$, SGO α_1 ve α_2 ye koşullu olarak $\frac{E_b\varphi(X_p,\rho)}{2N_0}$ şeklinde sabit tutularak kanal tersleme sağlanmış olur. Dolayısı ile kesintili kanal için bit hata olasılığı (BHO),

$$P_b = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}\varphi(X_p,\rho)}\right) \tag{3.32}$$

olarak elde edilir.

İEKA modülasyonu için hata olasılığı kanal tersleme varken ve yokken Şekil 3.5'te gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi hata olasılığı üzerinde baskın parametre müsade



Şekil 3.5 : Kanal terslemeli/terslemesiz İEKA hata olasılığı.

edilen maksimum verici gücüdür. Görüldüğü gibi müsade edilen maksimum güç yanında ilintinin hata olasılığına etkisi daha önemsiz olmaktadır. Örneğin, verilen bir hata olasılığı için verici gücünün X_p 2dB den 9dB değerine çıkarılması SGO'nda 3dB kayba sebep olmaktadır. Fakat ilinti dolayısı ile kayıp, X_p=9dB için (ρ_P nun 0.1 den 0.9 a çıkması ile) önemsiz kalmaktadır. İlintisiz X_P=0dB ile, TBGG performansı görülmektedir. Şekil 3.5 ile, ilintisiz transmisyonda kanal tersleme ile yaklaşık 19dB SGO kazancı elde edildiği görülmektedir.

3.5 Güç Hatlarında Kanal Kapasitesi

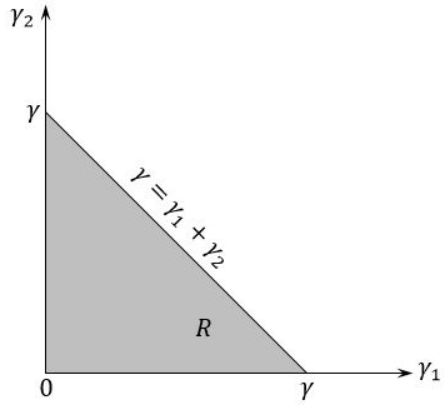
Güç hattından iletimde *i*nci ve *j*nci alt kanalın birleştirilmesi ile elde edilen SGO,

$$\gamma = \left(k_1^2 h_1^2 + k_2^2 h_2^2\right) \frac{\overline{\gamma}}{2} \tag{3.33}$$

olarak elde edilir. Burada, $k_1 = A(f_i, d)$, ve $k_2 = A(f_j, d)$, *i*nci ve *j*nci alt kanalın frekans ve hat uzunluğuna bağlı zayıflamasıdır. Sinyal gürültü oranının olasılık yoğunluk fonksiyonunu hesaplamak için, $\gamma_1 = k_1^2 h_1^2$, $\gamma_2 = k_2^2 h_2^2$ alınırsa,

$$f_{\Gamma_1,\Gamma_2}(\gamma_1,\gamma_2)=\frac{1}{k_1^2k_2^2(1-\rho^2)}\exp\left[-\left(\frac{\gamma_1}{k_1^2}+\frac{\gamma_2}{k_2^2}\right)\frac{1}{1-\rho^2}\right]I_0\left(\frac{2\rho\sqrt{\gamma_1\gamma_2}}{(1-\rho^2)k_1k_2}\right) \quad (3.34)$$

olarak elde edilir. Öncelikle, $\gamma=\gamma_1+\gamma_2$ alınarak, birikimli dağılım fonksiyonu



Şekil 3.6 : $\Gamma\leq\gamma$ bölgesi.

$$F_\Gamma(\gamma)=\iint_R f_{\Gamma_1,\Gamma_2}(\gamma_1,\gamma_2)\,d\gamma_1 d\gamma_2 \quad (3.35)$$

integrali Şekil 3.6'de verilen R bölgesinde hesaplanır, $\frac{d}{d\gamma}F_\Gamma(\gamma)$ türevi alınır ve $\overline{\gamma}/2$ faktörü hesaba katılırsa, sinyal gürültü oranı için OYF

$$f_\Gamma(\gamma)=\frac{2}{\overline{\gamma}\lambda}\left[\exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_1\overline{\gamma}}\right)-\exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_2\overline{\gamma}}\right)\right],\ \gamma\geq 0 \quad (3.36)$$

olarak elde edilir. Burada,

$$\lambda=\sqrt{(k_1^2-k_2^2)^2+4k_1^2k_2^2\rho^2} \quad (3.37)$$

$$\lambda_1=\frac{k_1^2k_2^2(1-\rho^2)}{k_1^2+k_2^2-\lambda} \quad (3.38)$$

$$\lambda_1=\frac{k_1^2k_2^2(1-\rho^2)}{k_1^2+k_2^2+\lambda} \quad (3.39)$$

SGO için bulunan olasılık yoğunluk fonksiyonuna benzer ifadeler, (Dietze ve ark., 2002) tarafından da rapor edilmiştir.

3.5.1 Optimum Güç ve Hız Uyarlama

Verici ve alıcının kanal bilgisine sahip olması durumunda, gönderme gücü ve veri hızının kanal koşullarına (SGO) bağlı olarak optimum bir şekilde uyarlanarak kanalın kullanılması ile elde edilecek kanal kapasitesi,

$$\frac{C}{B} = \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2\left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma \tag{3.40}$$

ile verilmektedir. İfade (3.36) denkleminde kullanılırsa, OGHU ile kanal kapasitesi,

$$\frac{C}{B} = \frac{2}{\ln(2)\lambda}\left[\lambda_1 E_1\left(\frac{\gamma_0}{\lambda_1\overline{\gamma}}\right) - \lambda_2 E_1\left(\frac{\gamma_0}{\lambda_2\overline{\gamma}}\right)\right] \tag{3.41}$$

olarak elde edilir. Burada, iletimin kesileceği optimum γ_0 eşik değeri

$$\frac{C}{B} = \int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma}\right) f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma = 1 \tag{3.42}$$

kısıtı dikkate alınarak

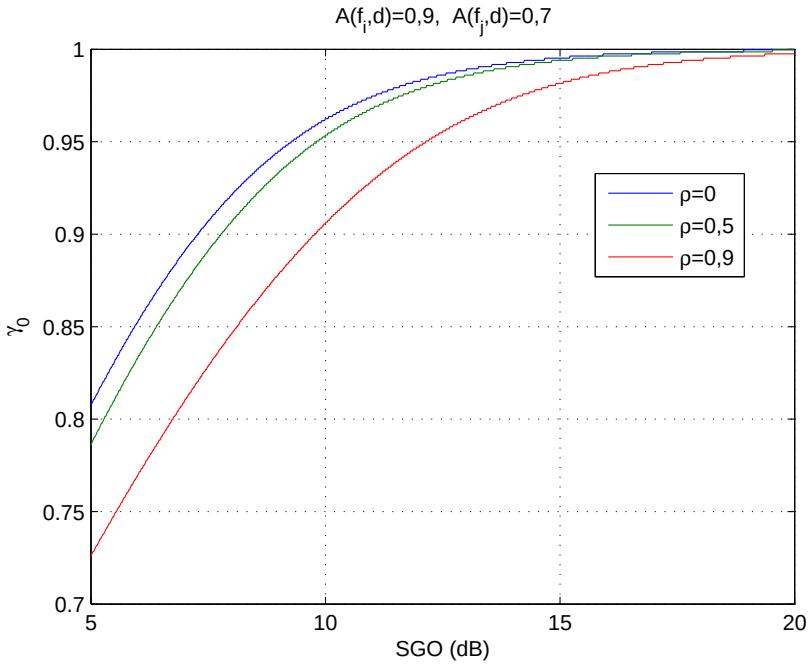
$$\frac{2\lambda_1}{\gamma_0}\exp\left(-\frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}\lambda_1}\right) - \frac{2}{\overline{\gamma}}\Gamma\left(0, \frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}\lambda_1}\right) - \frac{2\lambda_2}{\gamma_0}\exp\left(-\frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}\lambda_2}\right) + \frac{2}{\overline{\gamma}}\Gamma\left(0, \frac{\gamma_0}{\overline{\gamma}\lambda_2}\right) = \lambda \tag{3.43}$$

ifadesinden nümerik olarak hesaplanır. Burada,

$$\Gamma(0,x) = \int_x^{\infty} t^{-1} e^{-t}\, dt \tag{3.44}$$

olarak bilinen eksik Gama fonksiyonudur ($\Gamma(0,x) = E_1(x)$ şeklinde de yazılabilir).

Örnek olarak hesaplanan optimum γ_0 değerleri Şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7 : Sinyal gürültü oranına karşı optimum γ_0 değerleri.

3.5.2 Tam Kanal Tersleme (Kesintisiz Tersleme)

Bütün SGO için kesintisiz tersleme yapılması durumunda,

$$E\left[\frac{1}{\gamma}\right] = \int_0^\infty \frac{1}{\gamma} f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma = \frac{4}{\bar{\gamma}\lambda} \operatorname{arctanh}\left(\frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2}\right) \tag{3.45}$$

kapasite ifadesinde yerine yazılırca, kanal kapasitesi

$$\frac{C}{B} = \max_{\gamma_0} \log_2\left(1 + \frac{\bar{\gamma}\lambda}{4 \operatorname{arctanh}\left(\frac{\lambda_1-\lambda_2}{\lambda_1+\lambda_2}\right)}\right) \tag{3.46}$$

olarak bulunur.

3.5.3 Kesintili Kanal Tersleme

Kötü kanal koşullarında yüksek anlık güç gereksinimini önlemek için bir γ_0 eşik değeri altında iletime ata verme ve SGO γ_0 üzerine çıktığında iletime tersleme işlemi ile devam etme durumunda ise kanal kapasitesi aşağıda verildiği gibi hesaplanır. İletimde kalma

olasılığı,

$$P(\gamma > \gamma_0) = \int_{\gamma_0}^{\infty} f_\Gamma(\gamma)\, d\gamma = \frac{2}{\lambda}\left[\lambda_1 \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\lambda_1 \bar{\gamma}}\right) - \lambda_2 \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\lambda_2 \bar{\gamma}}\right)\right] \tag{3.47}$$

ve

$$E_{\gamma_0}\left(\frac{1}{\gamma}\right) = \frac{2}{\bar{\gamma}\lambda}\left[\Gamma\left(0, \frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}\lambda_1}\right) - \Gamma\left(0, \frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}\lambda_2}\right)\right] \tag{3.48}$$

olmak üzere, kesintili tersleme ile kanal kapasitesi,

$$\frac{C}{B} = \max_{\gamma_0} \log_2\left(1 + \frac{\bar{\gamma}\lambda}{2\left[\Gamma\left(0, \frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}\lambda_1}\right) - \Gamma\left(0, \frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}\lambda_2}\right)\right]}\right) P(\gamma > \gamma_0) \tag{3.49}$$

Burada kapasiteyi max yapan γ_0 değerinin nümerik olarak bulunması gerekmektedir.

3.6 Kablosuz Kanalda Veri Yardımlı Kestirim

Kanal katsayıları arasındaki ilinti katsayısı $\rho = 0$ için, yani sönümlemelerin ilintisiz olması durumunda, hesaplayıcıda veri yardımıyla olabilirlik fonksiyonu $p_{DA}(r_{2k-1}, r_{2k}; \theta)$ (3.2) ve (3.3) denklemlerinden hareketle,

$$p_{DA}(r_{2k-1}, r_{2k}; \theta) = \frac{2\, e^{\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0}(r_{2k-1}+r_{2k})}}{\pi N_0 \sqrt{E_b + N_0}} \sqrt{r_{2k-1}^2 + r_{2k}^2} \times K_1\left(\frac{2\sqrt{E_b + N_0}}{N_0} \sqrt{r_{2k-1}^2 + r_{2k}^2}\right), \ \rho = 0 \tag{3.50}$$

şeklinde elde edilir. (3.50) eşitliği (2.49)-(2.52) eşitlikleri ile kullanılarak veri yardımlı Cramér-Rao sınırı,

$$CRB_{DA}(\gamma) = \frac{100\,(\gamma+1)^2}{K \ln^2(10)\,\gamma} \frac{\left[(24\gamma^2 + 36\gamma + 9) - 4\sqrt{\gamma+1}\,\lambda(\gamma)\right]}{\left[(48\gamma^3 + 96\gamma^2 + 58\gamma + 9) - 4\sqrt{\gamma+1}\,(2\gamma+1)\lambda(\gamma)\right]} \tag{3.51}$$

olarak elde edilir. Burada,

$$\lambda(\gamma) = \int_0^{\infty} \frac{x^4 I_0(2\sqrt{\gamma}x)}{K_1(2\sqrt{\gamma+1}x)} \left[K_0(2\sqrt{\gamma+1}x) + K_2(2\sqrt{\gamma+1}x)\right]^2 dx \tag{3.52}$$

(3.50) (3.51) denklemlerindeki, $I_0(x)$ sıfırıncı mertebeden modifiye edilmiş birinci tür Bessel ve $K_n(x)$ ise $n$nci mertebeden modifiye edilmiş ikinci tür Bessel fonksiyonudur. Kanal bayılmaları arasında keyfi bir $0 < |\rho| < 1$ ilinti değeri için veri yardımlı olabilirlik fonksiyonu,

$$\begin{aligned} p_{DA}(r_{2k-1}, r_{2k}; \theta) = \frac{1}{\pi \rho N_0} \Bigg[& K_0 \left(\frac{2}{N_0} \sqrt{E_b + \frac{N_0}{1+\rho}} \sqrt{r_{2k-1}^2 + r_{2k}^2} \right) \\ & - K_0 \left(\frac{2}{N_0} \sqrt{E_b + \frac{N_0}{1-\rho}} \sqrt{r_{2k-1}^2 + r_{2k}^2} \right) \Bigg] \\ & \times e^{\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0}(r_{2k-1}+r_{2k})}, \quad 0 < |\rho| < 1 \end{aligned} \tag{3.53}$$

olarak hesaplanır ve buna ilişkin veri yardımlı Cramér-Rao sınırı benzer yolla,

$$\begin{aligned} CRB_{DA}(\gamma) = \frac{100}{K \ln^2(10)} \frac{(1-\rho^2)^2 \gamma_1 \gamma_2}{\gamma} \times \\ \frac{\begin{array}{r} [\rho(2(3+\rho^2)\gamma^2 + 7\gamma + 1) - 2\gamma_2 \xi_{22} + \\ 4\sqrt{\gamma_1 \gamma_2}\, \xi_{21} - 2\gamma_1 \xi_{11}] \end{array}}{\begin{array}{r} [\rho(1-\rho^2)^2 \gamma_1 \gamma_2 ((10-2\rho^2)\gamma + 1) - \\ 2(1-\rho)^2 \gamma_1 ((1+6\rho-3\rho^2)\gamma + 1)\, \xi_{22} + \\ 4(1-\rho^2)^2 \sqrt{\gamma_1 \gamma_2} (\gamma + \frac{1}{1-\rho^2})\, \xi_{21} - \\ 2(1+\rho)^2 \gamma_2 ((1-6\rho-3\rho^2)\gamma + 1)\, \xi_{11} - \\ 16\rho\gamma(\xi_{22}\xi_{11} - \xi_{21}^2)] \end{array}} \end{aligned} \tag{3.54}$$

şeklinde bulunur. Burada $\gamma_1 = \gamma + \frac{1}{1-\rho}$, $\gamma_2 = \gamma + \frac{1}{1+\rho}$ ve

$$\xi_{pq} = \xi(\gamma,p,q) = \int_0^\infty x^3 I_0(2\sqrt{\gamma}\,x)\times \frac{K_1\left(2\sqrt{\gamma+\frac{1}{1+(-1)^p\rho}}\,x\right)K_1\left(2\sqrt{\gamma+\frac{1}{1+(-1)^q\rho}}\,x\right)}{\left[K_0\left(2\sqrt{\gamma+\frac{1}{1+\rho}}\,x\right)-K_0\left(2\sqrt{\gamma+\frac{1}{1-\rho}}\,x\right)\right]^2}\,dx \quad (3.55)$$

olarak hesaplanır.

$|\rho| = 1$ ilinti durumu için veri yardımı kabulü ile olabilirlik fonksiyonu

$$p_{DA}(r_{2k-1},r_{2k};\theta) = \frac{1}{\pi N_0} e^{\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0}(r_{2k-1}+r_{2k})}\times K_0\left(\frac{\sqrt{2}}{N_0}\sqrt{2E_b+N_0}\sqrt{r_{2k-1}^2+r_{2k}^2}\right),\ |\rho|=1 \quad (3.56)$$

olarak elde edilir. Bu duruma ilişkin $CRB_{DA}(\gamma)$ benzer şekilde

$$CRB_{DA}(\gamma) = \frac{100\,(\gamma+1)}{K\ln^2(10)\,\gamma}\frac{(8\gamma^2+7\gamma+1)-(2\gamma+1)\,\vartheta(\gamma)}{(16\gamma^2+10\gamma+1)-(4\gamma+1)\,\vartheta(\gamma)} \quad (3.57)$$

olarak bulunur. Burada,

$$\vartheta(\gamma) = \int_0^\infty x^3 \frac{[K_1(\sqrt{2(2\gamma+1)}\,x)]^2}{K_0(\sqrt{2(2\gamma+1)}\,x)} I_0(2\sqrt{\gamma}x)\,dx \quad (3.58)$$

3.7 Kablosuz Kanalda Veri Yardımsız Kestirim

Bu bölümde Cramér-Rao sınırı gönderilen s_k sembollerinin kestirici tarafından bilinmediği kabul edilerek hesaplanmıştır. Bölüm 3.6'tekine benzer şekilde, $\rho = 0$, $0 < |\rho| < 1$ ve $|\rho| = 1$ durumları için Cramér-Rao ifadeleri hesaplanmıştır. Öncelikle, ilintisiz sönümleme durumunda, veri yardımsız olabilirlik fonksiyonu,

$$p_{NDA}(r_{2k-1},r_{2k};\theta)=\frac{2\sqrt{r_{2k-1}^2+r_{2k}^2}}{\pi N_0\sqrt{E_b+N_0}}\cosh\left(\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0}r_{2k}\right)$$
$$\times K_1\left(\frac{2\sqrt{E_b+N_0}}{N_0}\sqrt{r_{2k-1}^2+r_{2k}^2}\right)\cosh\left(\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0}r_{2k-1}\right),$$
$$\rho=0 \quad (3.59)$$

şeklinde bulunur. Bu duruma ilişkin veri yardımsız çalışan yansız kestiricinin Cramér-Rao sınırı ise,

$$CRB_{NDA}(\gamma)=\frac{400\,(\gamma+1)^2}{K\ln^2(10)}\times$$
$$\frac{\begin{array}{r}\left[24\sqrt{\gamma}(\gamma+2)(8\gamma^2+12\gamma+3)+\zeta(\gamma)-\right.\\ \left.32\sqrt{\gamma(\gamma+1)}(\gamma+2)\lambda(\gamma)\right]\end{array}}{\begin{array}{r}\left[32\gamma^{3/2}(\gamma+2)(48\gamma^3+96\gamma^2+58\gamma+9)-\right.\\ 128\gamma^{3/2}\sqrt{\gamma+1}(\gamma+2)(2\gamma+1)\,\lambda(\gamma)-\\ \left.(4\gamma+3)^2\zeta(\gamma)+4\sqrt{\gamma+1}\,\lambda(\gamma)\zeta(\gamma)\right]\end{array}} \quad (3.60)$$

olarak elde edilir. (3.60) eşitliğinde,

$$\zeta(\gamma)=\frac{1}{\sqrt{\gamma+2}}\left\{\psi^{(2)}\left[(3+\mu)/4\right]-\psi^{(2)}\left[(1+\mu)/4\right]\right\}$$
$$-\frac{1}{4\sqrt{\gamma}}\left\{\psi^{(3)}\left[(3+\mu)/4\right]-\psi^{(3)}\left[(1+\mu)/4\right]\right\}, \quad (3.61)$$

(3.61) eşitliğinde ise $\mu=\sqrt{(\gamma+2)/\gamma}$ ve $\psi^{(n)}(x)$ de Gamma fonksiyonu $\Gamma(x)$'in $(n+1)$ $n$ci logaritmik türevidir. Öyle ki, $\psi(x)=\frac{d}{dx}\ln\Gamma(x)$ ve

$$\Gamma(x)=\int_0^\infty t^{x-1}e^{-t}\,dt \quad (3.62)$$

olarak tanımlanır. Keyfi bir ilinti değeri $0<|\rho|<1$ için ise veri yardımsız kestirim için olabilirlik fonksiyonu

$$p_{NDA}(r_{2k-1}, r_{2k}; \theta) = \frac{1}{\pi \rho N_0} \left[K_0 \left(\frac{2}{N_0} \sqrt{E_b + \frac{N_0}{1+\rho}} \sqrt{r_{2k-1}^2 + r_{2k}^2} \right) - K_0 \left(\frac{2}{N_0} \sqrt{E_b + \frac{N_0}{1-\rho}} \sqrt{r_{2k-1}^2 + r_{2k}^2} \right) \right] \times \cosh \left(\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0} r_{2k-1} \right) \cosh \left(\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0} r_{2k} \right), \quad 0 < |\rho| < 1 \tag{3.63}$$

şeklinde elde edilir.

Aynı şekilde $p_{DA}(r_{2k-1}, r_{2k}; \theta)$ (3.2) ve (3.3) denklemlerini kullanarak, veri yardımsız yansız kestirici için hata varyansının alt sınırı

$$CRB_{NDA}(\gamma) = \frac{100\rho(1-\rho^2)^2\gamma_1\gamma_2}{K \ln^2(10)} \times \frac{\begin{array}{r}[64\rho\gamma(2(3+\rho^2)\gamma^2 + 7\gamma + 1) + \sqrt{\gamma}\varphi(\gamma) - \\ 128\gamma\gamma_2\,\xi_{22} + 256\sqrt{\gamma\gamma_1\gamma_2}\,\xi_{21} - 128\gamma\gamma_1\,\xi_{11}]\end{array}}{\begin{array}{r}[64\rho^2(1-\rho^2)^2\gamma^2\gamma_1\gamma_2((10-2\rho^2)\gamma+1) - \\ \rho(1-\rho^2)^2\gamma_1\gamma_2\sqrt{\gamma}\varphi(\gamma) - \\ 128\rho(1-\rho)^2\gamma^2\gamma_1((1+6\rho-3\rho^2)\gamma+1)\,\xi_{22} + \\ 256\rho(1-\rho^2)^2\gamma^2\sqrt{\gamma_1\gamma_2}(\gamma + \frac{1}{1-\rho^2})\,\xi_{21} - \\ 128\rho(1+\rho)^2\gamma^2\gamma_2((1-6\rho-3\rho^2)\gamma+1)\,\xi_{11} + \\ 2(1-\rho)^2\gamma_1\sqrt{\gamma}\varphi(\gamma)\xi_{22} - 4(1-\rho^2)\sqrt{\gamma\gamma_1\gamma_2}\varphi(\gamma)\xi_{21} + \\ 2(1+\rho)^2\gamma_2\sqrt{\gamma}\varphi(\gamma)\xi_{11} - 1024\rho^2\gamma^3(\xi_{22}\xi_{11} - \xi_{21}^2)]\end{array}} \tag{3.64}$$

olarak elde edilir. Burada,

$$\varphi(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{\gamma\gamma_4}} \left\{ \psi^{(2)}\left[(3+\sqrt{\gamma_4})/4\right] - \psi^{(2)}\left[(1+\sqrt{\gamma_4})/4\right] \right\} - \frac{1}{\sqrt{\gamma\gamma_3}} \left\{ \psi^{(2)}\left[(3+\sqrt{\gamma_3})/4\right] - \psi^{(2)}\left[(1+\sqrt{\gamma_3})/4\right] \right\} \tag{3.65}$$

ve $\gamma_3 = \frac{\gamma+\frac{2}{1-\rho}}{\gamma}$, $\gamma_4 = \frac{\gamma+\frac{2}{1+\rho}}{\gamma}$ biçimindedir.

Aynı şekilde $|\rho| = 1$ için hesaplamalar yapıldığında, veri yardımsız olabilirlik fonksiyonu

$$p_{NDA}(r_{2k-1}, r_{2k}; \theta) = \frac{1}{\pi N_0} \cosh\left(\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0} r_{2k-1}\right) \times K_0\left(\frac{\sqrt{2}}{N_0}\sqrt{2E_b + N_0}\sqrt{r_{2k-1}^2 + r_{2k}^2}\right) \cosh\left(\frac{\sqrt{2E_b}}{N_0} r_{2k}\right), \quad |\rho| = 1 \quad (3.66)$$

olarak ve buna ilişkin yansız kestiricinin Cramér-Rao sınırı ise

$$CRB_{NDA}(\gamma) = \frac{100}{K\ln^2(10)} \times \frac{(2\gamma+1)\left[64\sqrt{\gamma(\gamma+1)}(8\gamma^2+7\gamma+1) + \sigma(\gamma) - 64\sqrt{\gamma(\gamma+1)}(2\gamma+1)\vartheta(\gamma)\right]}{\left[64\gamma^{3/2}\sqrt{\gamma+1}(2\gamma+1)(8\gamma+1) - (2\gamma+1)\sigma(\gamma) - 64\gamma^{3/2}\sqrt{\gamma+1}(4\gamma+1)\vartheta(\gamma) + \vartheta(\gamma)\sigma(\gamma)\right]} \quad (3.67)$$

şeklinde elde edilir. Burada, $\sigma(\gamma) = \psi^{(2)}[(3+\varepsilon)/4] - \psi^{(2)}[(1+\varepsilon)/4]$ ve $\varepsilon = \sqrt{(\gamma+1)/\gamma}$ biçimindedir.

3.8 Terslenmiş Kanalda Kestirim

Terslenmiş kanal artık TBGG kanalına dönüştüğü için, TBGG kanalında SGO kestirimine ilişkin CRB sınırları literatürden elde edildiği gibi, veri yardımlı ve veri yardımsız olmak üzere sırasıyla

$$CRB_{DA}(\gamma) = \frac{200}{K\ln^2(10)}\left(1 + \frac{1}{\gamma}\right) \quad (3.68)$$

$$CRB_{NDA}(\gamma) = \frac{200}{K\ln^2(10)}\left(\frac{\frac{1}{\gamma} - f(\gamma) + 1}{1-(1+4\gamma)f(\gamma)}\right) \tag{3.69}$$

şeklinde verilmiştir (Alagha, 2001). Burada,

$$f(\gamma) = \frac{e^{-\gamma}}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{u^2 e^{-u^2/2}}{\cosh(u\sqrt{2\gamma})}du \tag{3.70}$$

olarak tanımlanır.

3.9 Güç Hatları Üzerinden Kestirim

Bu kısımda, güç hatları üzerinden yapılan DFBÇ sistemine dayalı iletimde SGO kestirimine ait CRB alt sınırları, j'yinci alt kanal için

$$r_j = \sqrt{E_b}A^2(f_j,d)\,h_j^2\,b_j + A(f_j,d)\,h_j n_j \tag{3.71}$$

veri modeli ile incelenmiştir. Uzunluk ve frekansa bağlı aşırı zayıflama dolayısı ile Cramér-Rao sınırlarının elde edilmesi çok karmaşık ve zor olmaktadır. Önceki bölümlerde görüldüğü gibi, hem alt kanallar arasında ilinti olması hem de kestirimin veri yardımsız olması, ayrı ayrı kestirim varyansını (Cramér-Rao sınırını) yükseltmektedir. En iyi kestirim sonuçlarının (en düşük Cramér-Rao sınırlarının), ilintinin sıfır olması ve kestirimde bilinen verilerin kullanılması (veri yardımlı kestirim) durumunda elde edildiği görülmüştü. Bu yüzden, güç hatları üzerinden iletimde, Cramér-Rao sınırları, en düşük alt sınırı sağlayan ilintisiz alt kanal kabulü ile veri yardımlı kestirim (DA) için incelenecektir. Veri yardımlı kestirim durumunda alınan sembole ait olabilirlik fonksiyonu

$$p_{DA}(r_k;\theta) = \frac{1}{A(f_j,d)\sqrt{A^2(f_j,d)E_b+N_0}}\times \exp\left(\frac{-2\sqrt{A^2(f_j,d)E_b+N_0}\,|r_j| + 2\sqrt{A^2(f_j,d)E_b}\,r_j}{A(f_j,d)N_0}\right) \tag{3.72}$$

olarak elde edilir. Ardışık DFBÇ sembollerinin j'yinci alt kanaldan $r_j^{(1)}, r_j^{(2)}, \cdots, r_j^{(K)}$ gözlem yapılması durumunda, gözlem sayısına normalize edilmiş veri yardımlı altsınır

$$K \cdot CRB_{DA}(\gamma) = \frac{100}{\gamma^2 \ln^2(10)} \frac{8\gamma\left(1+A^2(f_j,d)\gamma\right)^2}{A^2(f_j,d)\left(2+A^2(f_j,d)\gamma\right)} \tag{3.73}$$

olarak elde edilir. Gözlemin tek bir DFBÇ sembolünün alt kanalları üzerinde yapılması durumunda ise, yani $r_j,\ j=1,\cdots,K$, CRB alt sınırı,

$$CRB_{DA}(\gamma) = \frac{100}{\gamma^2 \ln^2(10)} \left(\sum_{j=1}^{K} \frac{A^2(f_j,d)\left(2+A^2(f_j,d)\gamma\right)}{8\gamma\left(1+A^2(f_j,d)\gamma\right)^2} \right)^{-1} \tag{3.74}$$

olarak elde edilir. Yukarıda kestirimin, veri modelinden anlaşılacağı üzere kanal birleştirmeden yapıldığı farzedilmişti. Bundan sonra aşağıda, iki kanal bilgisinin kullanıldığı veri modeli incelenmiştir. Bu duruma ait veri modeli,

$$r_k = \sqrt{\frac{E_b}{2}} \left(A^2(f_i,d)\,h_i^2 + A^2(f_j,d)\,h_j^2\right) b_k + \Re\{A(f_i,d)\,h_i^* n_i + A(f_j,d)\,h_j n_j^*\} \tag{3.75}$$

şeklinde ele alınmıştır. Bu modele ait olabilirlik fonksiyonu,

$$p_{DA}(r_k;\theta) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{k_1^2-k_2^2}\left(\frac{e^{\frac{f_1+\sqrt{E_b}}{N_0}\sqrt{2}r_k}}{f_1} - \frac{e^{\frac{f_2+\sqrt{E_b}}{N_0}\sqrt{2}r_k}}{f_2}\right), & r_k \le 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{k_1^2-k_2^2}\left(\frac{e^{-\frac{f_1-\sqrt{E_b}}{N_0}\sqrt{2}r_k}}{f_1} - \frac{e^{-\frac{f_2-\sqrt{E_b}}{N_0}\sqrt{2}r_k}}{f_2}\right), & r_k > 0 \end{cases} \tag{3.76}$$

olarak elde edilir. Burada

$$f_1 = \sqrt{E_b + \frac{2N_0}{k_1^2}}, \quad f_2 = \sqrt{E_b + \frac{2N_0}{k_2^2}}, \quad k_1^2 = A^2(f_i,d), \quad k_2^2 = A^2(f_j,d)$$

biçimindedir. SGO γ'ya ilişkin Cramér Rao sınırı $CRB_{DA}(\gamma)$ ifadesinin bu durumda analitik olarak bulunması çok karmaşık ve neredeyse mümkün değildir. Bu yüzden, burada gürültü gücünün bilindiğini farzedip, kestirilmesi gereken parametre sayısını teke düşürüp doğrudan 2 katıyla hesaplama yoluna gidersek, (Hassan ve Ingram, 2009) ve (Dilaveroğlu ve Ertaş, 2005) dan hareketle, yeni durumda olabilirlik fonksiyonu,

$$p_{DA}(r_k;\theta) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{k_1^2-k_2^2}\left(\frac{e^{\sqrt{2}(f_1+\sqrt{\gamma})r_k}}{f_1} - \frac{e^{\sqrt{2}(f_2+\sqrt{\gamma})r_k}}{f_2}\right), & r_k \le 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{k_1^2-k_2^2}\left(\frac{e^{-\sqrt{2}(f_1-\sqrt{\gamma})r_k}}{f_1} - \frac{e^{-\sqrt{2}(f_2-\sqrt{\gamma})r_k}}{f_2}\right), & r_k > 0 \end{cases} \tag{3.77}$$

ve f_1 ve f_2 de,

$$f_1 = \sqrt{\gamma + \frac{2}{k_1^2}}, \quad f_2 = \sqrt{\gamma + \frac{2}{k_2^2}}$$

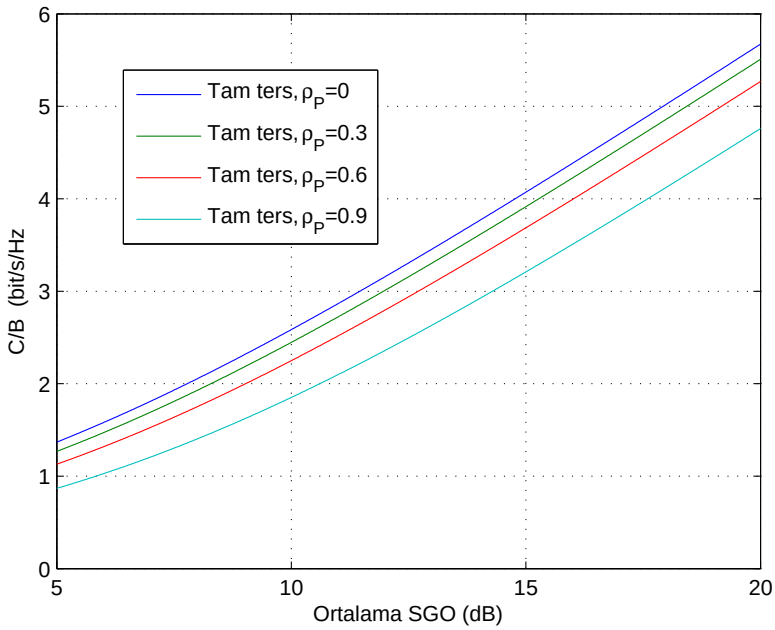
şekline dönüşür.

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde, DFBÇ tabanlı veri iletiminde Denklem (3.1)'de verilen sinyal modeli ile elde edilen SGO kestirimine ait Cramér-Rao sınırları ve kanal bilgisine sahip olduğu kabul edilen vericide, farklı rejimler altında yapılan güç uyarlaması ile edilen kanal kapasitesine ait sonuçlar tartışılmıştır.

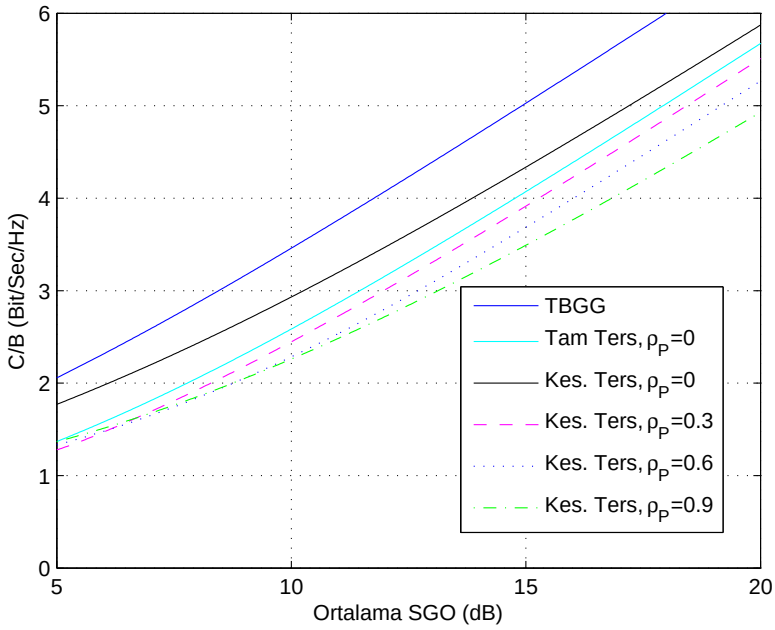
4.1 Kapasite Sonuçları

Bu bölümde hem kablosuz hem de güç kabloları üzerinden yapılan iletimde, elde edilen birim bant genişliği başına kanal kapasitesine ait bulgular tartışılmıştır.



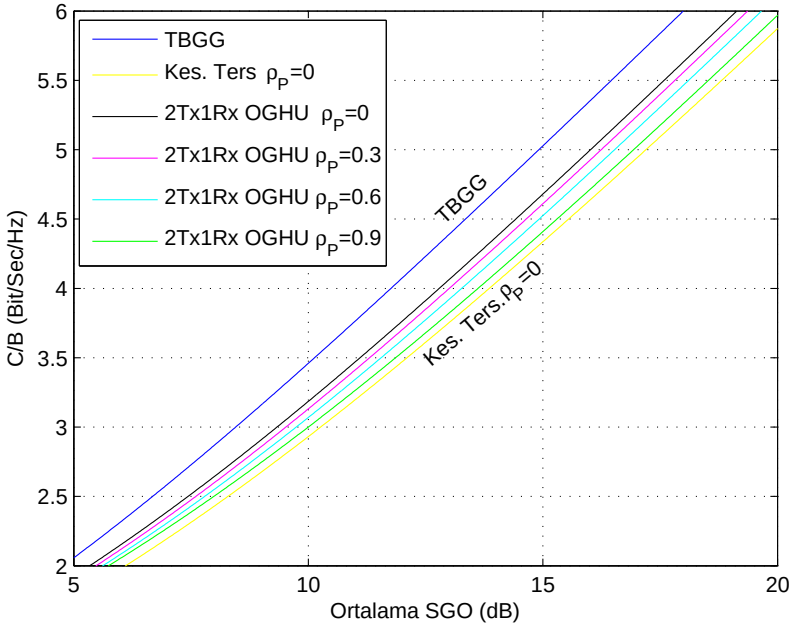
Şekil 4.1 : Tam terslemeli kanal kapasitesi.

Rayleigh sönümleme ortamında tam ve kesintili kanal tersleme için elde edilen kapasite sonuçları Şekil 4.1 ve Şekil 4.2'de verilmiştir. Şekilden ilintide artmanın kanal kapasitesinde azalmaya sebep olduğu ve bunun $\rho_P > 0.5$ için daha belirgin olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, kesintinin derin sönümlemeleri güç harcayarak telafi



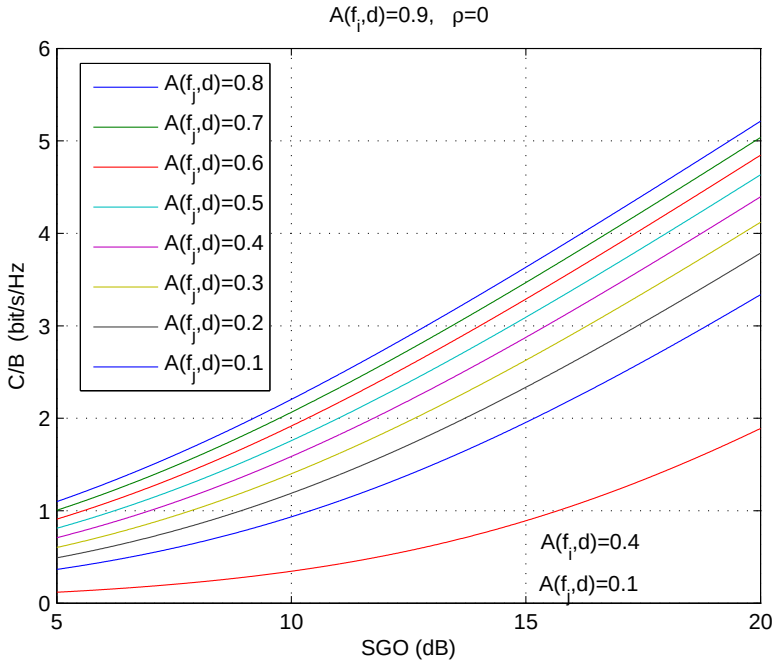
Şekil 4.2 : Kesintili tersleme ile kanal kapasitesi.

etmek yerine gücünü korumasından dolayı tam terslemeye göre kapasite kazancı sağladığı görülmektedir.

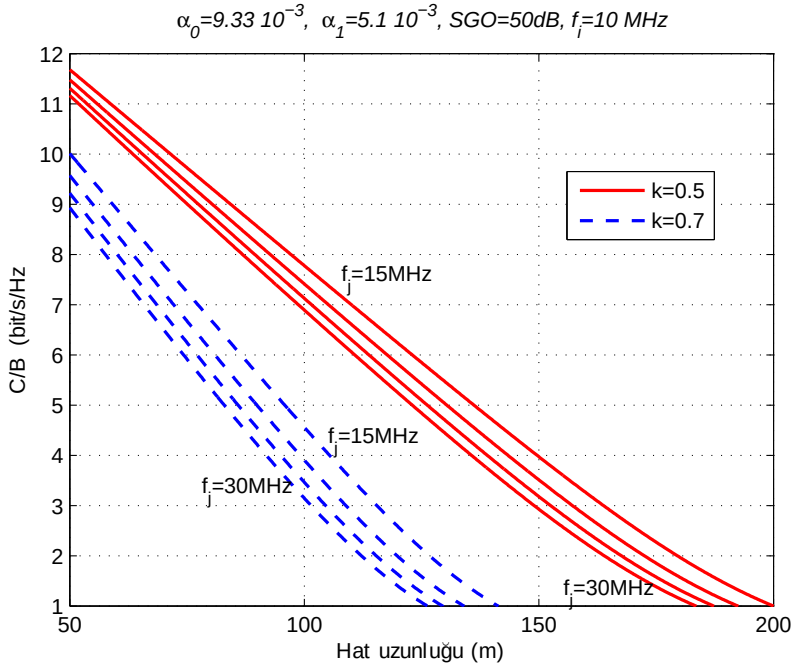


Şekil 4.3 : OGHU ile kanal kapasitesi.

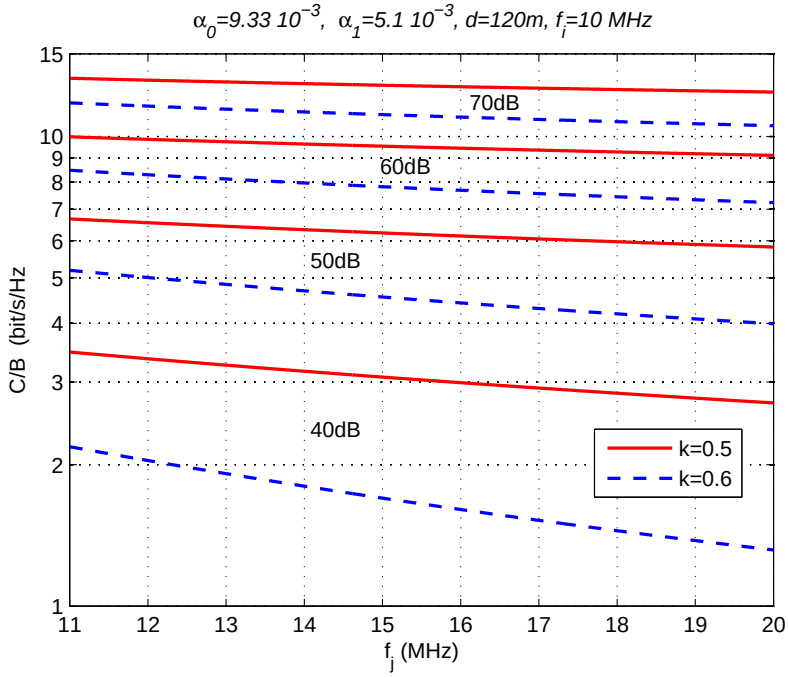
OGHU yöntemiyle elde edilen kapasite sonuçları Şekil 4.3'te verilmiştir. Bu durumda, meydana gelen kapasite kaybında ilinti etkisinin kanal tersleme durumundaki etkisine göre göreceli olarak daha az olduğu görülmektedir.



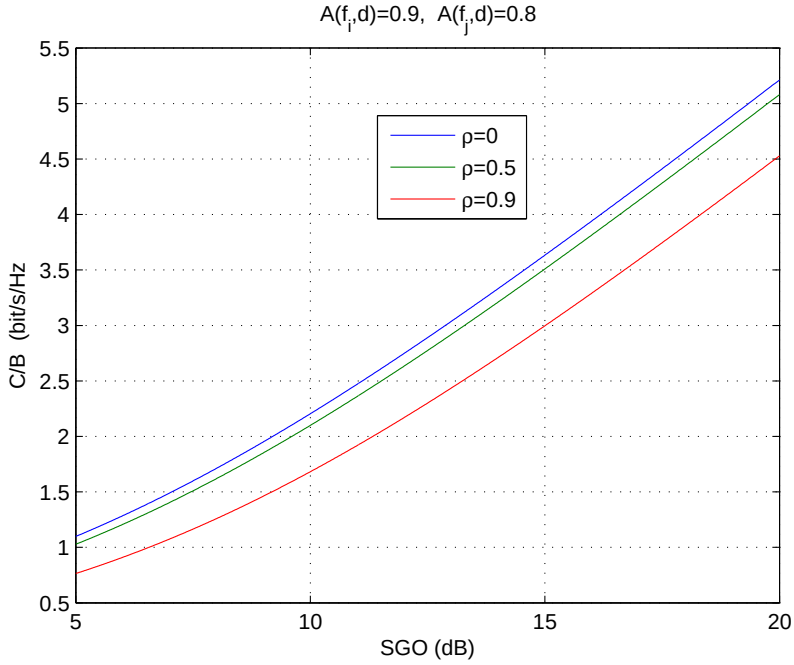
Şekil 4.4 : Tam tersleme ile zayıflamaya bağlı kapasite.



Şekil 4.5 : Tam tersleme ile mesafe ve *k*'ya bağlı kapasite.

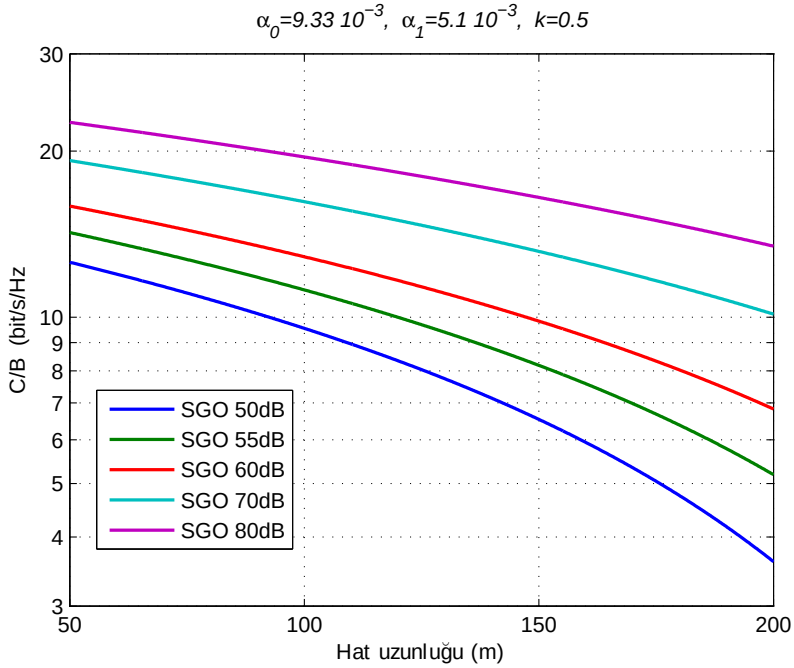


Şekil 4.6 : Tam tersleme ile frekans farkına bağlı kapasite.



Şekil 4.7 : Tam tersleme ile ilintiye bağlı kapasite.

Şekil (4.4) ila Şekil (4.8)'de tam tersleme ile yapılan güç uyarlaması kullanarak GHH kanalı için elde edilen kapasite sonuçları gösterilmiştir. Şekil (4.4) çeşitlemede birleştirilen alt kanallardaki hat kaybının etkisini sinyal gürültü oranına bağlı olarak

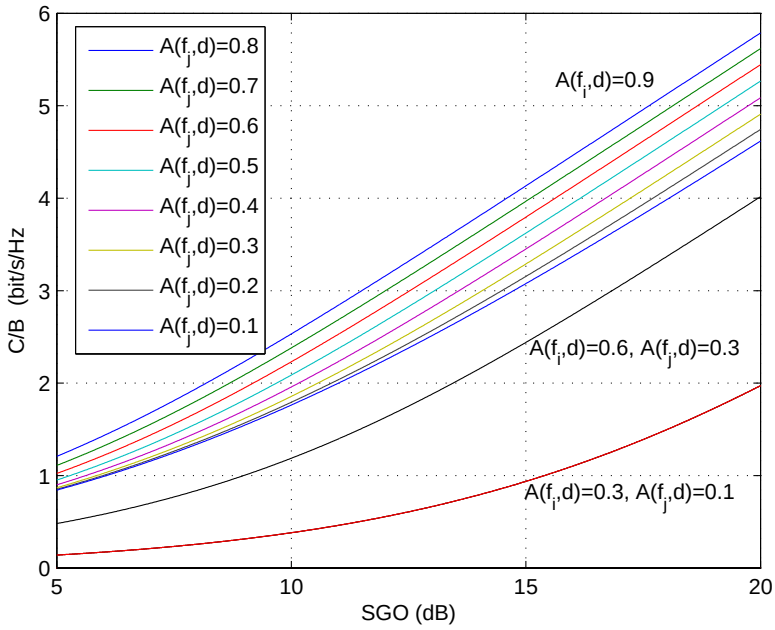


Şekil 4.8 : Tam tersleme ile mesafeye bağlı kapasite.

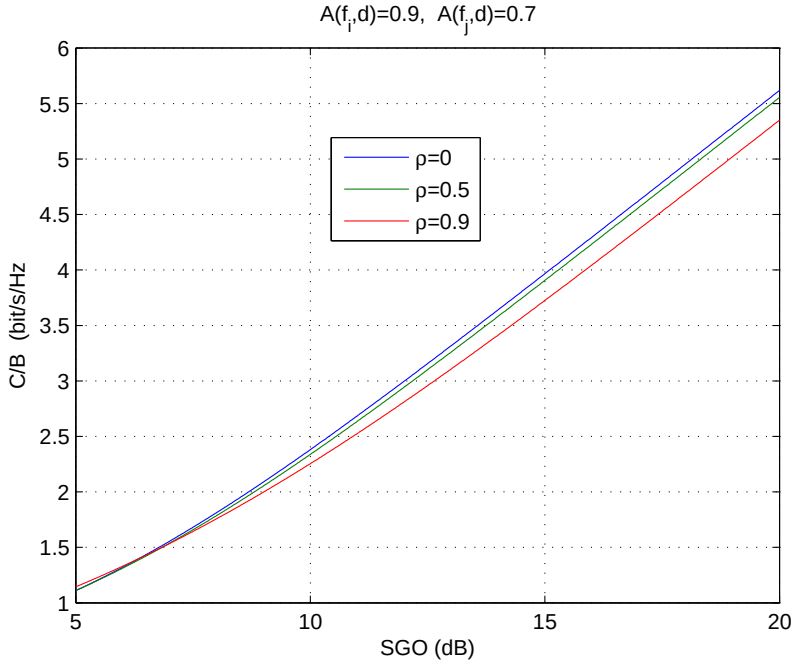
göstermektedir. Şekil (4.5) verilen 50dB SGO için hat malzemesinin (*k*) hat uzunluğuna karşı etkisini, Şekil (4.6) birleştirilen alt kanallar arasındaki frekans farkına bağlı olarak SGO ve hat malzemesinin (*k*) etkisini, Şekil (4.7) verilen bir hat zayıflaması için SGO'na bağlı olarak birleştirilen kanallar arasındaki ilintinin etkisini, Şekil (4.8) ise hat uzunluğuna bağlı SGO'nın etkisini göstermektedir. Birleştirilen kanallar arasındaki frekans farkının düşük SGO değerlerinde daha etkili olduğu SGO yükseldikçe kapasite üzerinde etkisinin azaldığı, zayıflamanın dolayısı ile hat uzunluğunun ve malzemesinin etkili olduğu, ayrıca kanallar arasında ilinti varlığının yüksek hat kayıplarının yüksek olduğu durumlarda etkisinin yok senecek kadar azaldığı gözlenmiştir.

Şekil (4.9) ve Şekil (4.10)'da optimum güç ve hız uyarlama ile GHH kanalına ait kapasite sonuçları gösterilmiştir. Şekil (4.9)'da hat zayıflamasının, Şekil (4.10)'da ise birleştirilen alt kanallar arasındaki ilinti miktarının etkisi görülmektedir. Yine aynı değerlendirmeler bu sonuçlar için de geçerli olmakla beraber bu düzende ilinti varlığının etkisi kanal terslemeye göre daha azdır.

Şekil (4.11)'de kesintili kanal tersleme altında ilinti miktarına bağlı kanal kapasitesinin SGO ile değişimi tam tersleme sonuçları ile birlikte gösterilmiştir. Şekilden ilinti

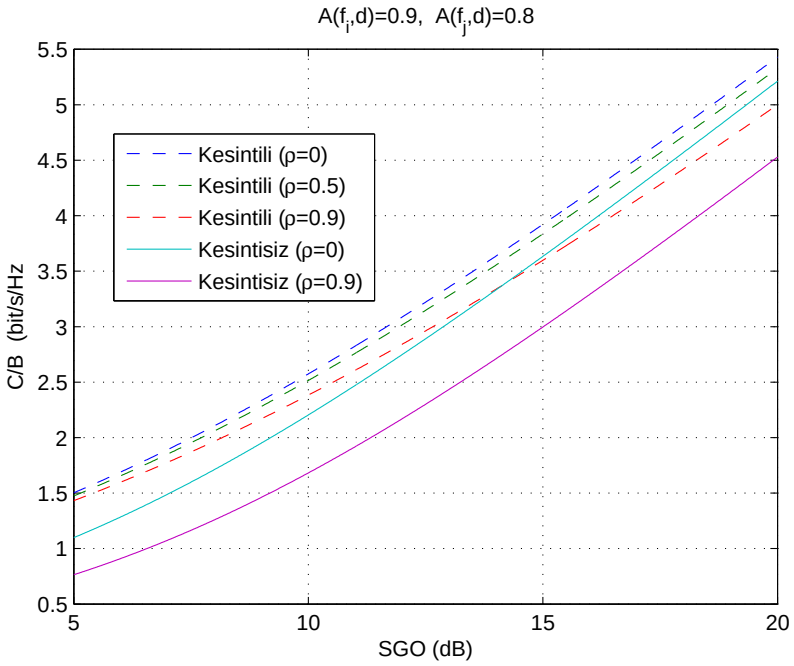


Şekil 4.9 : OGHU ile hat kaybına bağlı kapasite.

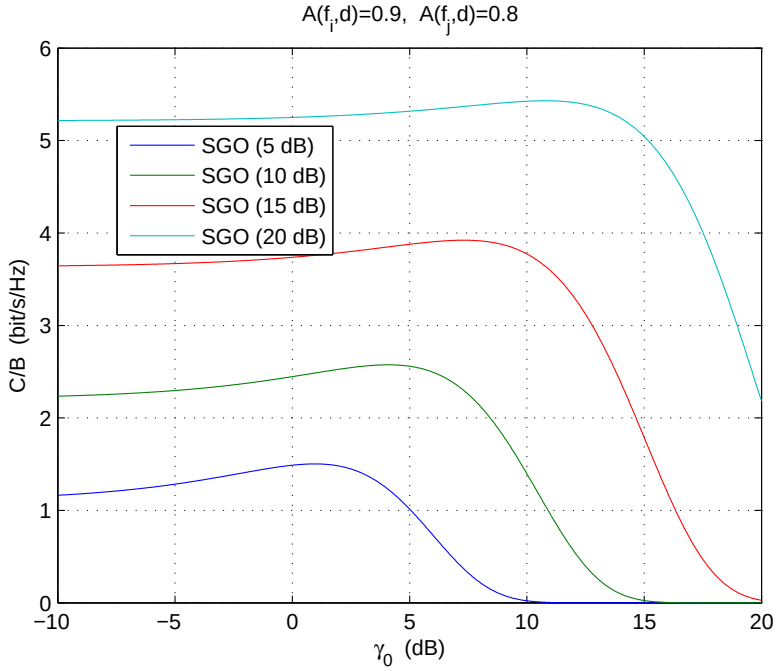


Şekil 4.10 : OGHU ile ilintiye bağlı kapasite.

miktarının 0.5'ten büyük olduğu durumlarda daha etkili olduğu, bundan en çok etkilenen güç uyarlama yönteminin tam tersleme yöntemi, en az etkilenen yöntemin ise Şekil (4.10) ile birlikte değerlendirildiğinde OGHU olduğu görülmektedir. Şekil (4.12)

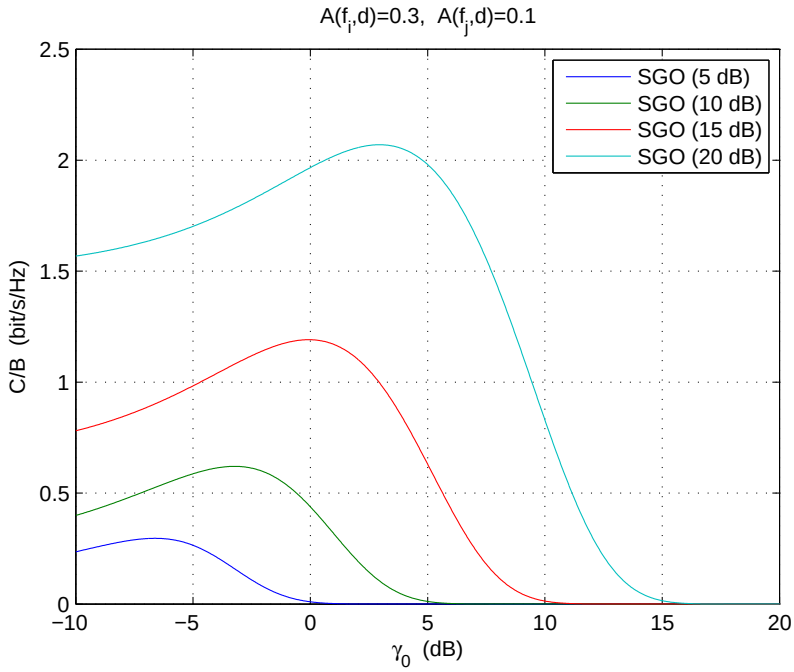


Şekil 4.11 : Kesintili tersleme ile ilintiye bağlı kapasite.



Şekil 4.12 : Kesinti seviyesine bağlı kapasitenin değişimi (düşük zayıflama).

ve Şekil (4.13)'te ise kesintili kanal terslemede kapasitenin kullanılan kesinti seviyesine (γ_0) bağlı değişimi iki farklı hat zayıflaması için gösterilmiştir. Şekillerden optimum (γ_0)



Şekil 4.13 : Kesinti seviyesine bağlı kapasitenin değişimi (yüksek zayıflama).

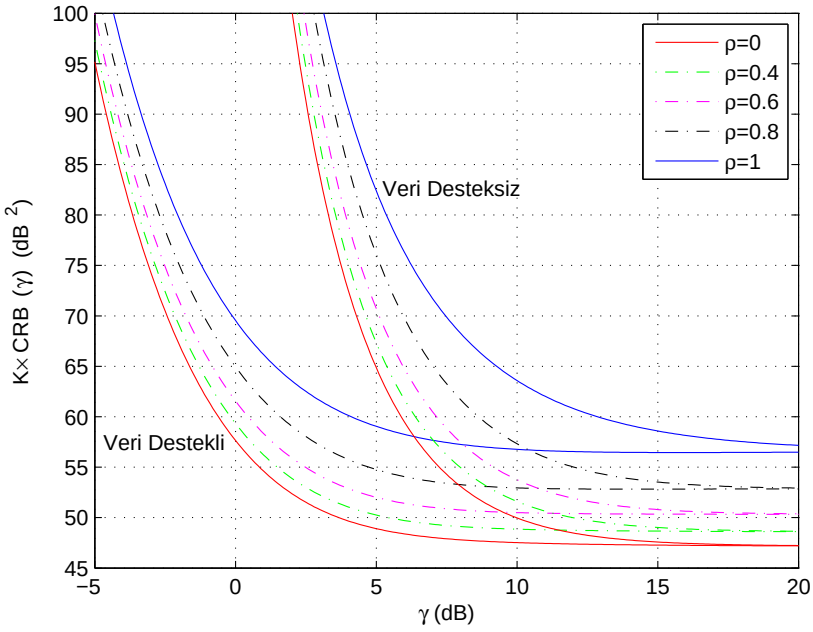
değerinin SGO ile büyümekle beraber, hat kaybının artmasıyla göreceli olarak küçüldüğü gözlenmiştir.

4.2 Cramér-Rao Sınırları

Bu bölümde, kablosuz ve güç hattı üzerinden yapılan SGO kestiriminde Cramér-Rao sınırlarına ait elde edilen sonuçlar verilmiştir.

Şekil 4.14 tersleme işlemi yapılmamış kanalda veri yardımlı ve yardımsız olarak elde edilen Cramér-Rao sınırlarını göstermektedir.

Şekil 4.15 tersleme işlemi yapılmamış kanalda veri yardımlı ve yardımsız olarak elde edilen Cramér-Rao sınırlarını tersleme işlemi yapılmış kanaldaki sınırlarla beraber göstermektedir. İki durumda da veri yardımlı kestirimin kör kestirimden daha iyi olduğu aynı zamanda ilintinin artmasıyla sınırların arttığı, yani kestirimde hata varyansının arttığı görülmektedir. Ayrıca 15dB SGO değerinden sonra veri yardımlı ve yardımsız (kör) kestirim sınırları arasında fark kalmamaktadır.

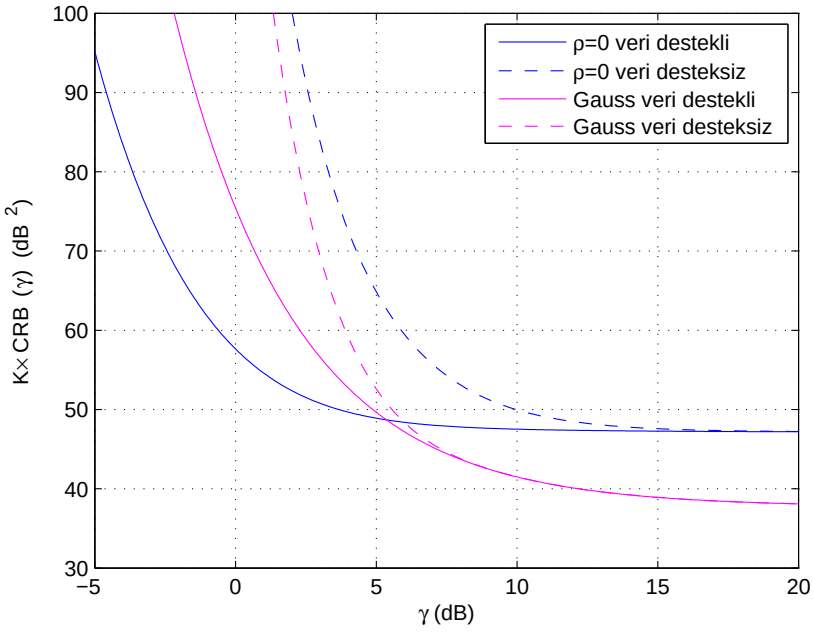


Şekil 4.14 : Terslenmemiş kanalda Cramér-Rao sınırları.

Şekil 4.16 ise yukarıdaki sonuçların en iyi durumlarını (ilintisiz) terslenmiş kanal sonuçları ile veri uzunluğuna bağlı olarak göstermektedir. Görüldüğü gibi, terslenmiş kanal sınırlarının, veri yardımsız kestirim durumunda terslenmemiş kanal sınırlarından daha düşük olduğu, yani kestirim hatasının daha düşük olduğu, buna mukabil veri yardımlı kestirimde terslenmemiş kanal durumunda sınırların terslenmemiş kanal durumuna göre daha düşük olduğu, ancak 5dB değerinden sonra durumun terse döndüğü görülmektedir. Aynı şekilde veri yardımlı ve kör kestirim 15dB değerinden sonra yakınsayarak aynı sonuçları üretmektedir.

GHH kanalında 0.5 ila 10 MHz aralığında on farklı alt kanal için, tek kanal üzerinden yapılan gözleme dayalı $CRB_{DA}(\gamma)$ Şekil 4.17'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, 15dB SGO değerinden sonra hat zayıflamasının bir önemi kalmamaktadır. Ancak daha küçük SGO için zayıflama faktörü etkisinin yüksek olduğu görülmektedir.

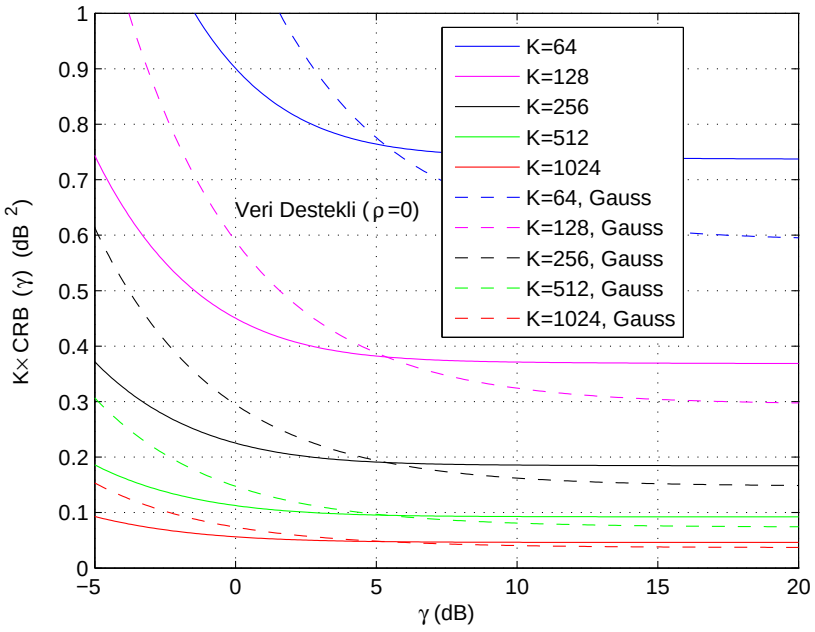
Tek kanal üzerinden K=512 gözlem yapılması durumunda elde edilecek CRB alt sınırları ise Şekil 4.18'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi gözlem miktarının artması ile sınır değerleri düşmüştür. Aslında kestirim iki şekilde yapılabilmektedir. Birincisi, her gözlemin DFBÇ sembolünün belirlenmiş bir alt kanalını kullanarak, ardışık DFBÇ



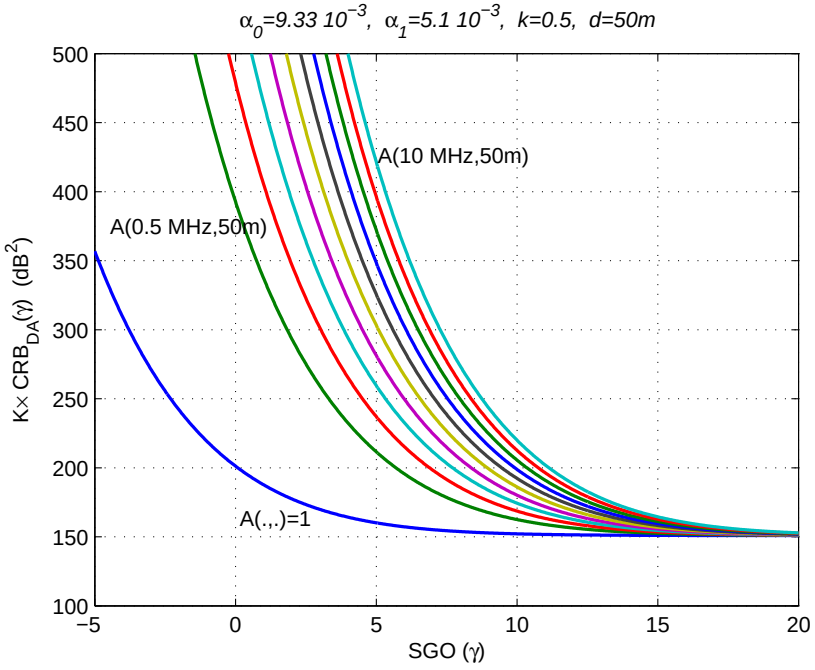
Şekil 4.15 : Terslenmemiş ve terslenmiş kanalda Cramér-Rao sınırları.

sembolleri üzerinden yapılması, diğeri ise tek bir DFBÇ sembolünün frekans ortamında bütün alt kanallarını gözleyerek yapılmasıdır.

512 alt taşıyıcılı DFBÇ iletimine ait, tek alt kanal (0.1MHz) üzerinden çok sembol kullanarak ve tek sembol üzerinden çok kanal kullanarak yapılan kestirime ait Cramér-Rao alt sınırları Şekil 4.19'da verilmiştir. Şekilden tek sembol üzerinden yapılan kestirime ait sınırların, alt kanallar boyunca frekansa bağlı zayıflama dolayısı ile, daha büyük olduğu ancak SGO (15dB) değerinden itibaren zayıflamanın bir öneminin kalmadığı görülmektedir.

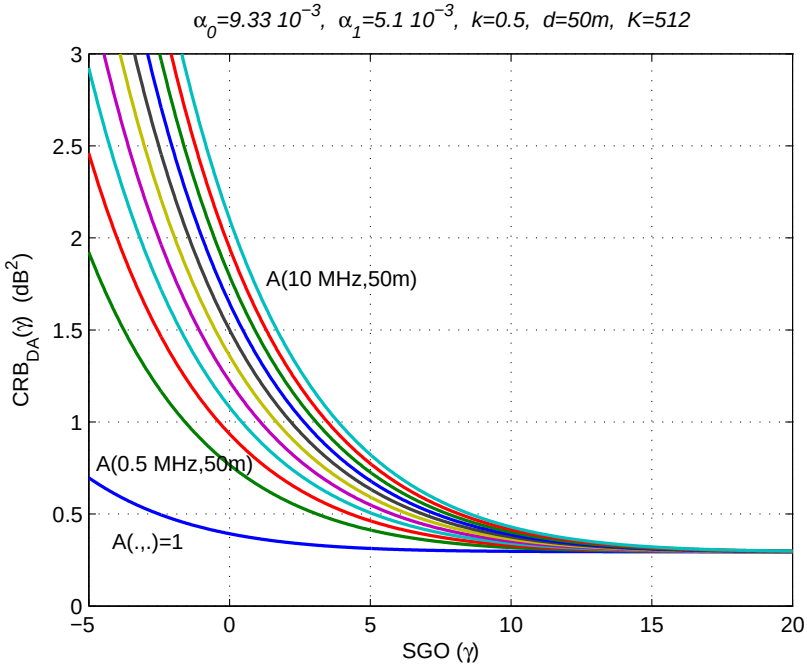


Şekil 4.16 : Gözlem uzunluğuna bağlı Cramér-Rao sınırları.



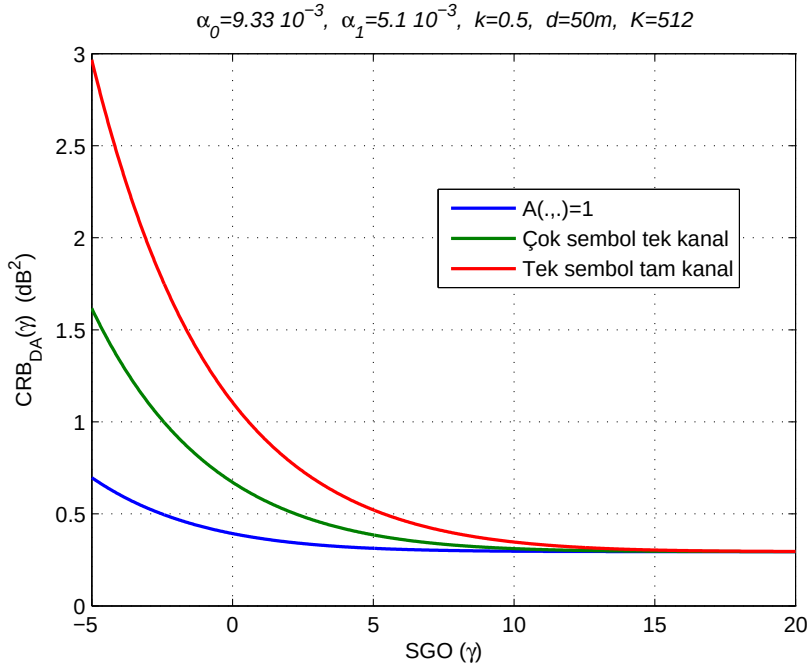
Şekil 4.17 : 0.5-10 MHz arası alt kanallar için Cramér-Rao sınırları.

GHH kanalında tek yerine çift kanal kullanılması ile elde edilen sınırlar ($CRB_{DA}(\gamma)$) nümerik olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan Cramér-Rao alt sınırları (gözlem sayısına normalize edilmiş $K \times CRB_{DA}(\gamma)$), *i*'inci alt kanala ait zayıflama faktörünü 0.9 değerinde

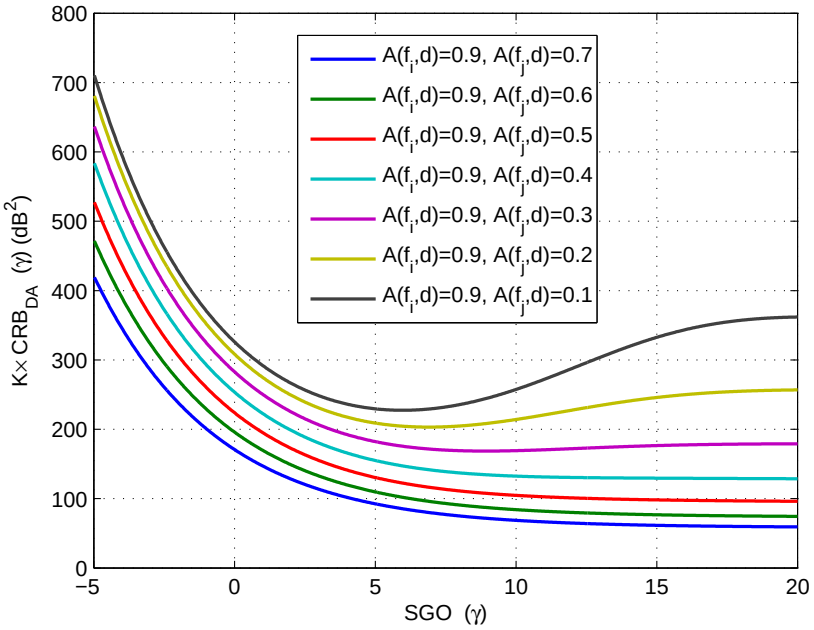


Şekil 4.18 : 0.5-10 MHz aralığında 512 gözlem için Cramér-Rao sınırları.

sabit tutup, j'inci alt kanala ait zayıflama faktörünü ise $0.1 - 0.7$ arasında değiştirerek Şekil 4.20'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi sınırlar genel olarak SGO arttıkça azalma eğiliminde olup, j'inci alt kanal zayıflamasının artmasıyla sınırlar düşey eksende yukarı ötelenme şeklinde artmaktadır. Bununla beraber, j'inci alt kanal zayıflamasının $A(f_j, d) = 0.2$ ve $A(f_j, d) = 0.1$ değerlerinde, SGO artmasıyla gözlenen azalma eğilimi yerini SGO (5dB) değerinden itibaren artma ve sonra daha büyük bir sınır değerine oturmaya bırakmaktadır. Buradan, bu modelle SGO kestiriminde, zayıflaması az olan alt kanalların seçilmesi gerektiği anlaşılmaktadır.



Şekil 4.19 : 0.1MHz de 512 kanaldan tek ve çok sembollü kestirim.



Şekil 4.20 : İki alt kanal birleştirme ile Cramér-Rao alt sınırları.

5. SONUÇ

Bu tezde dikgen frekans bölmeli çoğullama tabanlı güç hattı haberleşme kanallarının bilgi kuramsal analizi yapılmıştır. Analiz, UZBK genel sinyal formatı baz alınarak kablosuz iletimle karşılaştırmalı olarak uyarlanır güç ile kanallar arası ilinti varlığına bağlı olarak optimum güç ve hız uyarlama ile kesintili ve kesintisiz kanal tersleme yöntemlerine ilişkin kanal kapasiteleri analitik olarak elde edilmiştir. İlintinin kanal kapasitesinde kayba neden olduğu, ilintisiz durumun kanal kapasitesine üst sınır oluşturduğu görülmüştür. Ayrıca sinyal gürültü oranının kestirimine ilişkin Cramér-Rao alt sınırları kablosuz ve güç hattı haberleşmesi için veri yardımlı ve yardımsız iletimle elde edilmiştir. Güç hatlarının yüksek derecede uzunluk ve frekansa bağlı zayıflama karakterinden dolayı Cramér-Rao sınırları ancak nümerik olarak hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlardan hat kaybının, sınırları (kestirim varyansını) kablosuz iletim durumuna göre çok yükselttiği görülmüştür. Ancak kanal tersleme varken/yokken veri yardımlı ve kör kestirim sınırlarının 15dB sinyal gürültü oranından sonra kesiştiği görülmüştür. Tezin devamı olarak güç hattında bazı durumlarda negatif Fisher informasyonu ile karşılaşılması ve artan SGO ile kestirim varyansının artması gibi ilginç sonuçların ortaya çıktığı durumlar dolayısı ile Cramér-Rao sınırına ilişkin analizlerin derinleştirilmesi, sıralı istatistiğin kanal modellemede kullanımı ile kapasite ve Cramer-Rao sınırlarının bu modele göre incelenmesi uygun olacaktır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

Ai, Y. & Cheffena, M. (2016). Capacity analysis of PLC systems over Rayleigh fading channels with Nakagami-m additive noise. In *IEEE Vehicular Technology Conference* (pp. 1–5).

Al-Naffouri, T. Y., Quadeer, A. A., & Caire, G. (2011). Impulsive noise estimation and cancellation in DSL using orthogonal clustering. In *IEEE International Symposium on Information Theory - Proceedings* (pp. 2841–2845).

Alagha, N. S. (2001). Cramer-Rao bounds of SNR estimates for BPSK and QPSK modulated signals. *IEEE Communications Letters*, *5*(1), 10–12, https://doi.org/10.1109/4234.901810.

Alamouti, S. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, *16*(8), 1451–1458, https://doi.org/10.1109/49.730453.

Alouini, M. S. & Goldsmith, A. J. (1999). Capacity of Rayleigh Fading Channels Under Different Adaptive Transmission and Diversity-Combining Techniques. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, *48*(4), 1165–1181, https://doi.org/10.1109/25.775366.

Amirshahi, P., Navidpour, S. M., & Kavehrad, M. (2006). Fountain codes for impulsive noise correction in low-voltage indoor power-line broadband communications. In *2006 3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference, CCNC 2006* (pp. 473–477).

Ardakani, M., Kschischang, F. R., & Yu, W. (2005). Low-density parity-check coding for impulse noise correction on power-line channels. In *2005 International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, ISPLC 2005* (pp. 90–94).

Berger, L. T., Schwager, A., Pagani, P., & Schneider, D. M. (2014). *MIMO Power Line Communications: narrow and broadband Standards, EMC and advanced processing*. CRC Press.

Biglieri, E., Caire, G., & Taricco, G. (2000). Coding for the fading channel: A survey. *Signal Processing*, *80*(7), 1135–1148, https://doi.org/10.1016/S0165-1684(00)00027-X.

Caire, G., Taricco, G., & Biglieri, E. (1999). Optimum power control over fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, *45*(5), 1468–1489, https://doi.org/10.1109/18.771147.

Çelebi, S. (2003). Interblock interference (IBI) minimizing time-domain equalizer (TEQ) for OFDM. *IEEE Signal Processing Letters*, *10*(8), 232–234, https://doi.org/10.1109/LSP.2003.814401.

Cheng, X., Cao, R., & Yang, L. (2013). Relay-aided amplify-and-forward powerline communications. *IEEE Transactions on Smart Grid*, *4*(1), 265–272, https://doi.org/10.1109/TSG.2012.2225645.

Dai, J. & So, H. C. (2018). Sparse Bayesian learning approach for outlier-resistant direction-of-arrival estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, *66*(3), 744–756, https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2773420.

Dietze, K., Dietrich, C. B., & Stutzman, W. L. (2002). Analysis of a two-branch maximal ratio and selection diversity system with unequal SNRs and correlated inputs for a rayleigh fading channel. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, *1*(2), 274–280, https://doi.org/10.1109/7693.994821.

Dilaveroğlu, E. & Ertaş, T. (2005). CRBs and MLEs for SNR estimation of noncoherent BFSK signals in Rayleigh fading channels. *Electronics letters*, *41*(2), 79–80, https://doi.org/10.1049/el:20056836.

Ezzine, S., Abdelkefi, F., Cances, J. P., Meghdadi, V., & Bouallegue, A. (2015). Capacity analysis of an ofdm-based two-hops relaying plc systems. In *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)* (pp. 1–5).

Galli, S. (2011). A novel approach to the statistical modeling of wireline channels. *IEEE Trans. on Communications*, *59*(5), 1332–1345, https://doi.org/10.1109/TCOMM.2011.031611.090692.

Goldsmith, A. (2005). *Wireless Communications*. Cambridge University Press.

Goldsmith, A. J. & Chua, S.-G. (1997). Variable-rate variable-power MQAM for fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, *45*(10), 1218–1230, https://doi.org/10.1109/26.634685.

Goldsmith, A. J. & Varaiya, P. (1997). Capacity of Fading Channels with Channel Side Information. *IEEE Transactions on Information Theory*, *43*(6), 1986–1992, https://doi.org/10.1109/18.641562.

Gonzalez, J. G., Paredes, J. L., & Arce, G. R. (2006). Zero-order statistics: A mathematical framework for the processing and characterization of very impulsive signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, *54*(10), 3839–3851, https://doi.org/10.1109/TSP.2006.880306.

Hadi, A., Rabie, K. M., & Alsusa, E. (2016). Polar codes based OFDM-PLC systems in the presence of middleton class-A noise. In *2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, CSNDSP 2016* (pp. 1–6). Prague, Czech Republic.

Hassan, S. A. & Ingram, M. A. (2009). SNR estimation for a non-coherent binary frequency shift keying receiver. In *GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference* (pp. 1–5).

Haustein, T., Von Helmolt, C., Jorswieck, E., Jungnickel, V., & Pohl, V. (2002). Performance of MIMO systems with channel inversion. *IEEE Vehicular Technology Conference*, *1*, 35–39, https://doi.org/10.1109/vtc.2002.1002659.

Himeur, Y. & Boukabou, A. (2016a). OFDM-based power-line communication enhancement using a turbo coded adaptive impulsive noise compensator. *Telecommunication Systems*, *62*(3), 481–494, https://doi.org/10.1007/s11235-015-0087-5.

Himeur, Y. & Boukabou, A. (2016b). Robust image transmission over powerline channel with impulse noise. *Multimedia Tools and Applications*, *76*, 2813–2835, https://doi.org/10.1007/s11042-015-3216-y.

Hrasnica, H., Haidine, A., & Lehnert, R. (2005). *Broadband Powerline Communications Networks: Network Design*. WILEY.

IEEE (2010). *IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks : Medium Access Control and Physical Layer Specifications*. IEEE Communications Society.

Jin, J., Oh, H. M., Choi, S., Seo, J., & Lee, J. J. (2015). Performance of polar codes with successive cancellation decoding over PLC channels. In *2015 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, ISPLC 2015* (pp. 24–28).

Jorswieck, E. A. & Sezgin, A. (2004). Impact of Spatial Correlation on the Performance of Orthogonal Space-Time Block Codes. *IEEE Communications Letters*, *8*(1), 21–23, https://doi.org/10.1109/LCOMM.2003.822516.

Kay, S. M. (1993). *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*. Pearson Education.

Khan, A. & Shin, S. Y. (2017). Linear precoded wavelet OFDM-based PLC system with overlap FDE for impulse noise mitigation. *International Journal of Communication Systems*, *30*(17), 1–13, https://doi.org/10.1002/dac.3349.

Kim, E. C., Il, S. S., Heo, J., & Kim, J. Y. (2010). Performance of double binary turbo coding for high speed PLC systems. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, *56*(3), 1211–1217, https://doi.org/10.1109/TCE.2010.5606248.

Kim, S. W. & Goldsmith, A. J. (2000). Truncated power control in code-division multiple-access communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, *49*(3), 965–972, https://doi.org/10.1109/25.845113.

Korki, M., Zhang, J., Zhang, C., & Zayyani, H. (2016). Block-sparse impulsive noise reduction in OFDM systems - A novel iterative Bayesian approach. *IEEE Trans. on Communications*, *64*(1), 271–284, https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2505289.

Korki, M. J. Z. C. Z. H. Z. (2015). An iterative bayesian algorithm for block-sparse signal reconstruction. In *ICASSP 2015 - 2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)* (pp. 2174–2178).

Lampe, L. (2011). Bursty impulse noise detection by compressed sensing. In *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, ISPLC 2011* (pp. 29–34).

Lee, H., Lee, K., Hochwald, B. M., & Lee, I. (2008). Regularized channel inversion for multiple-antenna users in multiuser MIMO downlink. *IEEE International Conference on Communications*, (pp. 3501–3505)., https://doi.org/10.1109/ICC.2008.658.

Letizia, N. A. & Tonello, A. M. (2021). Capacity learning for communication systems over power lines. In *2021 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)* (pp. 55–60).

Lin, J., Nassar, M., & Evans, B. L. (2013). Impulsive noise mitigation in powerline communications using sparse bayesian learning. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, *31*(7), 1172–1183, https://doi.org/10.1109/JSAC.2013.130702.

Liu, S., Yang, F., Ding, W., Song, J., & Han, Z. (2016). Impulsive noise cancellation for MIMO-OFDM PLC systems: A structured compressed sensing perspective. In *2016 IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM 2016 - Proceedings*.

Liu, X., Yang, H., Guo, W., & Yang, D. (2006). Capacity of fading channels with quantized channel side information. *IEICE Transactions on Communications*, *E89-B*(2), 590–593, https://doi.org/10.1093/ietcom/e89-b.2.590.

Luby, M., Watson, M., Gasiba, T., & Stockhammer, T. (2005). High-Quality Video Distribution using Power Line Communication and Aplication Layer Forward Error Correction. In *IEEE ISPLC 2007- IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications* (pp. 431–436).

Ma, Y. H., So, P. L., & Gunawan, E. (2005). Performance Analysis of OFDM Systems for Broadband Power Line Communication Under Impulsive Noises and Multipath Effects. *IEEE Trans. on Power Delivery*, *20*(2), 674–681, https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.844320.

Maaref, A. & Aïssa, S. (2005). Capacity of space-time block codes in MIMO Rayleigh fading channels with adaptive transmission and estimation errors. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, *4*(5), 2568–2578, https://doi.org/10.1109/TWC.2005.853968.

Mallik, R. K., Win, M. Z., Shao, J. W., Alouini, M. S., & Goldsmith, A. J. (2004). Channel capacity of adaptive transmission with maximal ratio combining in correlated Rayleigh fading. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, *3*(4), 1124–1133, https://doi.org/10.1109/TWC.2004.830823.

Mathur, A., Bhatnagar, M. R., & Panigrahi, B. K. (2014). Plc performance analysis over rayleigh fading channel under nakagami-*m* additive noise. *IEEE Communications Letters*, *18*(12), 2101–2104, https://doi.org/10.1109/LCOMM.2014.2364850.

Mehboob, A., Zhang, L., & Khangosstar, J. (2012). Adaptive Impulsive Noise Mitigation using Multi Mode Compressive Sensing for Powerline Communications. In *2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications* (pp. 368–373).

Meng, H., Guan, Y. L., & Chen, S. (2005). Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, *20*(2), 630–637, https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.844349.

Middleton, D. (1977). Statistical-physical model of electromagnetic interference. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, *19*(3), 106–126, https://doi.org/10.1109/TEMC.1977.303527.

Ndo, G., Siohan, P., & Hamon, M. H. (2010). Adaptive noise mitigation in impulsive environment: Application to power-line communications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, *25*(2), 647–656, https://doi.org/10.1109/TPWRD.2009.2035505.

Oh, H. M., Park, Y. J., Choi, S., Lee, J. J., & Whang, K. C. (2006). Mitigation of performance degradation by impulsive noise in LDPC coded OFDM system. In *2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, ISPLC'06* (pp. 331–336).

Philipps, H. (1999). Modelling of powerline communication channels. In *Proc. 3rd Int. Symp. Power-Line Commun. and its Applications* (pp. 2–9). Lancaster, UK.

Prasad, G., Latchman, H. A., Lee, Y., & Finamore, W. A. (2014). A comparative performance study of LDPC and Turbo codes for realistic PLC channels. In *IEEE ISPLC 2014 - 18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications* (pp. 202–207).

Qian, Y., Xie, H., Zhou, X., & Zhang, F. (2018). Achievable rate and ergodic capacity for power line communication systems under impulsive noise. In *2018 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)* (pp. 1–6).

Rabie, K. M. & Alsusa, E. (2013). Improving blanking/clipping based impulsive noise mitigation over powerline channels. In *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC* (pp. 3413–3417).

Razavi, S. M. & Ratnarajah, T. (2016). Channel inversion and regularization revisited. *Signal Processing*, *121*, 70–80, https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2015.10.016.

Razazian, K., Umari, M., Kamalizad, A., Loginov, V., & Navid, M. (2010). G3-PLC specification for powerline communication: Overview, system simulation and field trial results. In *IEEE ISPLC 2010 - International Symposium on Power Line Communications and its Applications* (pp. 313–318).

Reinhardt, M. & Lindner, J. (1995). Transformation of a Rayleigh fading channel into a set of parallel AWGN channels and its advantage for coded transmission. *Electronics Letters*, *31*(25), 2154–2155, https://doi.org/10.1049/el:19951468.

Roopesh, R., Sushma, B. S., Gurugopinath, S., & Muralishankar, R. (2019). Capacity analysis of a narrowband powerline communication channel under impulsive noise. In *2019 11th International Conference on Communication Systems and Networks (COMSNETS)* (pp. 272–277).

Senaratne, D. & Tellambura, C. (2009). Performance analysis of channel inversion over MIMO channels. *GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference*, https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2009.5425727.

Senaratne, D., Tellambura, C., & Suraweera, H. A. (2012). Performance analysis of MIMO channel inversion in Rayleigh fading. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, *61*(3), 1188–1196, https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2185836.

Seo, M. & Kim, S. W. (2001). Power adaptation in space-time block code. *Conference Record / IEEE Global Telecommunications Conference*, *5*, 3188–3193, https://doi.org/10.1109/glocom.2001.966015.

Shlezinger, N., Shaked, R., & Dabora, R. (2018). On the capacity of mimo broadband power line communications channels. *IEEE Transactions on Communications*, *66*(10), 4795–4810, https://doi.org/10.1109/TCOMM.2018.2835472.

Soltanpur, C., Rabie, K. M., Adebisi, B., & Wells, A. (2018). Masreliez-equalized VOFDM in non-Gaussian channels: Power line communication systems. *IEEE Systems Journal*, *12*(3), 2803–2811, https://doi.org/10.1109/JSYST.2016.2642949.

Tan, B. (2013). *Channel Modelling and Relay for Powerline Communications*. PhD thesis, The University of Edinburgh.

Tan, Yee Chieh ; Bin Ramli, Nordin; Chuah, T. C. (2012). Time-domain equalizer for multicarrier systems in impulsive noise. *International Journal of Communication Systems*, *25*(2), 111–120, https://doi.org/10.1002/dac.1256.

Tlich, M., Zeddam, A., Moulin, F., & Gauthier, F. (2008). Indoor power-line communications channel characterization up to 100 mhz-part i: One-parameter deterministic model. *IEEE Transactions on Power Delivery*, *23*(3), 1392–1401, https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.919397.

Tonello, A. M. (2007). Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications. *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, (pp. 1–14)., https://doi.org/10.1155/2007/96747.

Tseng, D. F., Tsai, T. R., & Han, Y. S. (2013). Robust turbo decoding in impulse noise channels. In *ISPLC 2013 - 2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Proceedings* (pp. 230–235).

Umehara, D., Yamaguchi, H., & Morihiro, Y. (2004). Turbo decoding in impulsive noise environment. In *GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference* (pp. 194–198).

Vaseghi, S. V. (2006). *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. Wiley, 3 edition.

Venkatkumar, V. & Zheng, F. C. (2005). On the performance of constellation rotated NO-STBC over correlated fading channels. *IEEE Vehicular Technology Conference*, *2*(2), 1074–1078, https://doi.org/10.1109/VETECF.2005.1558091.

Vu, H. V., Tran, N. H., Nguyen, T. V., & Hariharan, S. I. (2013). On the capacity of bernoulli-gaussian impulsive noise channels in rayleigh fading. In *2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)* (pp. 1281–1285).

Yoo, S. K., Sofotasios, P. C., Cotton, S. L., Muhaidat, S., Lopez-Martinez, F. J., Romero-Jerez, J. M., & Karagiannidis, G. K. (2019). A Comprehensive Analysis of the Achievable Channel Capacity in F Composite Fading Channels. *IEEE Access*, *7*, 34078–34094, https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2898767.

Zhidkov, S. V. (2008). Analysis and comparison of several simple impulsive noise mitigation schemes for OFDM receivers. *IEEE Trans. on Communications*, *56*(1), 5–9, https://doi.org/10.1109/TCOMM.2008.050391.

Zimmermann, M. & Dostert, K. (2002a). A multipath model for the powerline channel. *IEEE Trans. on Communications*, *50*(4), 553–559, https://doi.org/10.1109/26.996069.

Zimmermann, M. & Dostert, K. (2002b). Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. *IEEE Trans. on Electromag. Compat.*, *44*(1), 249–258, https://doi.org/10.1109/15.990732.