

**LAPLACE GÜRÜLTÜLÜ
İKİLİ VERİ HABERLEŞMESİNDE
İŞARET GENLİĞİNİN KESTİRİMİ**

Ahmet KARAKÜÇÜK



T.C.
ULUDAĞ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**LAPLACE GÜRÜLTÜLÜ İKİLİ VERİ HABERLEŞMESİNDE İŞARET
GENLİĞİNİN KESTİRİMİ**

Ahmet KARAKÜÇÜK

Prof. Dr. Erdoğan DİLAVEROĞLU
(Danışman)

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

BURSA – 2012

Her Hakkı Saklıdır

TEZ ONAYI

Ahmet KARAKÜÇÜK tarafından hazırlanan “LAPLACE GÜRÜLTÜLÜ İKİLİ VERİ HABERLEŞMESİNDE İŞARET GENLİĞİNİN KESTİRİMİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Uludağ Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Erdoğan DİLAVEROĞLU

Başkan :	Prof. Dr. Erdoğan DİLAVEROĞLU Uludağ Ü. Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı	İmza
Üye :	Yrd. Doç. Dr. Ersen YILMAZ Uludağ Ü. Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı	İmza
Üye :	Yrd. Doç. Dr. Gülcan SÜLE Uludağ Ü. Mühendislik Mimarlık Fakültesi Tekstil Mühendisliği Anabilim Dalı	İmza

Yukarıdaki sonucu onaylarım

Prof. Dr. Kadri ARSLAN

Enstitü Müdürü

/ / 2012

U.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerinin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

30 / 07 / 2012

İmza

Ahmet KARAKÜÇÜK

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

LAPLACE GÜRÜLTÜLÜ İKİLİ VERİ HABERLEŞMESİNDE İŞARET GENLİĞİNİN KESTİRİMİ

Ahmet KARAKÜÇÜK

Uludağ Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Erdoğan DİLAVEROĞLU

Laplace gürültüsü altında çalışmakta olan bir ikili veri haberleşme sistemi incelenmektedir. Gönderilen verinin alıcı tarafında bilindiği durumda bir işaret genliği için en büyük olabilirlik kestirici incelenmiştir. Gönderilen verinin alıcı tarafında bilinmediği durumda işaret genliği parametresi için bir en büyük olabilirlik kestiricisi elde edilmektedir. Gönderilen verinin alıcı tarafında bilinmediği durumda, işaret genliği parametresi için bir en büyük olabilirlik kestirici, “ızgara tarama” yöntemi ile sayısal olarak elde edilmektedir. Gönderilen veri ve mevcut gürültü gücü parametresi alıcı tarafında bilinmediği durumda, işaret genliği ve gürültü gücü parametreleri için en büyük olabilirlik kestirici, “ızgara tarama” yöntemi ile birlikte elde edilmiş, böylece işaret genliğinin kestirimi için parametrelerin ortak kestirimi sağlanmaktadır.

Geliştirilen MATLAB™ tabanlı betikler ve fonksiyonlar aracılığı ile “ızgara tarama” yöntemi, tek ve çift parametre kestiriminde kullanılmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Ultra geniş band, laplace gürültüsü, ikili veri haberleşmesi, darbe genliği modülasyonu, ızgara tarama yöntemi, kestirim

2012, vii + 45 sayfa

ABSTRACT

MSc Thesis

ESTIMATION OF SIGNAL AMPLITUDE ON BINARY DATA COMMUNICATION IN LAPLACE NOISE

Ahmet KARAKÜÇÜK

Uludag University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electronic Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Erdoğan DİLAVEROĞLU

A binary data communication system operating in Laplace noise has been considered. Maximum likelihood estimator for a signal amplitude while transmitted data is known at the receiver has been studied. A grid search method has been implemented for estimation of a signal amplitude estimation for the case when transmitted data is unknown at the receiver. Grid search method is also used for the case when both data and a parameter of noise are unknown at the receiver. Hence, two distinct parameters are jointly estimated to estimate signal amplitude.

MATLAB™ based scripts and functions are developed to implement grid search method on the estimation of signal amplitude with one and two unknown parameters.

Keywords: Ultra wide band, laplace noise, binary data communication, pulse amplitude modulation, grid search, estimation

2012, vii + 45 pages

TEŞEKKÜR

Öncelikle danışmanım Sayın Hocam, Prof Dr. Erdoğan Dilaveroğlu'na çalışmalarım boyunca sağladığı tüm katkılar için saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Sevgili aileme teşekkürler ederim.

Ahmet Karaküçük

/ / 2012

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	v
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ	vii
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	2
2.1. Ultra Geniş Band Sistem Türleri	6
2.1.1. Çok Taşıyıcılı UGB	6
2.1.2. Impulse Radyo UGB.....	6
2.2. UGB Sistemlerinde Çok Kullanıcı Girişimi	11
2.3. İkili Veri İletim Sistemleri.....	12
2.4. Laplace Gürültüsü.....	13
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	16
3.1. İşaret Genliğinin Kestirimi Problemi.....	16
3.1.1. Veri Alıcı Tarafında Bilinirken İşaret Genliğinin Kestirimi.....	17
3.1.2. Veri Alıcı Tarafında Bilinmediğinde İşaret Genliğinin Kestirimi	20
3.1.3. Veri Ve Gürültü Gücü Parametresi Alıcıda Bilinmediğinde İşaret Genliğinin Kestirimi	24
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	25
4.1. Veri Alıcıda Bilinmediği Durum için Yaklaşık E.B.O Varsayımının Geçerliliği	25
4.2. Diğer Kestiriciler ve Kestiricilerin Karşılaştırılması	26
4.3. Ortak Parametre ve Tek Parametre E.B.O Kestiricilerinin Karşılaştırılması	36
4.4. Medyan İşleminin Ağırlıklandırılmış Örnek Ortalaması Olarak Uygulanması.....	37
5. SONUÇ	41
KAYNAKLAR	42
ÖZGEÇMİŞ	45

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler	Açıklama
f_{BG}	Oransal Band Genişliği
$f_{\bar{U}}$	Üst Frekans
f_K	Merkezi Frekans
f_A	Alçak Frekans
K	Kanal Kapasitesi
B_{RF}	Kanalın Frekans Genişliği
P_{al}	Alınan İşaret Gücü
G_o	Gürültü Güç Spektral Yoğunluğu
$s(t)$	Alınan İşaret (Zamana Bağlı)
A_m	Alınan İşaret Genliği (Zamana Bağlı)
T_f	Çerçeve Uzunluğu
τ	Darbe Uzunluğu
δ	Zaman Gecikmesi
c_m	Zamanda Atlama kodu
b_m	Gönderilen Veri Dizisi
r_i	Alınan bir i. işaret örneği
A	İşaret genliği
d_i	Gönderilen i. veri örneği
n_i	Etkiyen i. gürültü örneği
c	Gürültü gücü parametres
i	
Kisaltmalar	Açıklama
AK	Alternatif Mutlak Medyan Kestiricisi
CRLB	Cramér Rao Alt Sınırı
ÇKG	Çok Kullanıcı Girişimi
DB	Darbant İşaretler
DGM	Darbe Genliği Modülasyonu
DGO	Düşük Gürültü Oranı
DYM	Darbe Yeri Modülasyonu
EBO	En Büyük Olabilirlik Kestiricisi
FCC	A.B.D. Federal İletişim Komisyonu
GPS	Küresel Konumlandırma Sistemi
IR-UGB	Impulse Radyo Ultra Geniş Band
İGO	İşaret Gürültü Oranı
İMA	İlk Mutlak Anlar Kestiricisi
KO	Kestirici Ortalaması
MK	Mutlak Medyan Kestiricisi
MSE	Ortalama Karesel Hata
OFDM	Ortogonal Frekans Ortamında Çoğullama
OK	Ortalama Kestiricisi
OKH	Ortalama Karesel Hata
PSD	Güç Spektral Yoğunluğu
UGB	Ultra Geniş Bant

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1. Darband ve UGB haberleşme sistemlerinin oransal band genişlikleri.....	3
Şekil 2.2. Bina içi UGB haberleşme sistemleri için tanımlanmış spektral maske.....	4
Şekil 2.3. Darbe iletimiyle aktarılmış, zamanda atlama kodlu işaret örneği.....	9
Şekil 2.4. Örnek bir gerilim düzleminde karar verme bölgeleri.....	12
Şekil 2.5 Çok kullanıcı girişiminin gerçek pdf'i ile gauss ve laplace yaklaşımı ile kıyaslanması (Hu ve Beaulieu 2008).....	14
Şekil 2.6 Çok kullanıcı girişimi altında gerçek bit hata oranı, ile gauss yaklaşımı ve laplace yaklaşımı ile ifade edilen bit hata oranının kıyaslanması (Hu ve Beaulieu)...	14
Şekil 4.1 Üç farklı İGO için Örnek Sayısına Bağlı E.B.O Değişimleri.....	28
Şekil 4.2. 100-1000 örnekte veri alıcıda bilindiğinde E.B.O ve O.K. için O.K.H.	29
Şekil 4.3. Veri alıcı tarafında bilindiğinde E.B.O değişiminin CRLB ile oranı.....	30
Şekil 4.4. 50 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda KO.....	32
Şekil 4.5. 1000 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda KO.....	32
Şekil 4.6. 50 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda kestirici O.K.H.	34
Şekil 4.7. 1000 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda kestirici O.K.H.	35
Şekil 4.8 100 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda tek ve ortak parametre KO.....	36
Şekil 4.9 İ.G.O 3dB için A.K. kestiricisi ile O.K.H.	38
Şekil 4.10 İ.G.O 10dB için A.K. ile O.K.H.	38
Şekil 4.11 İ.G.O 10dB için A.K. ile M.K.	39
Şekil 4.12 İ.G.O 10dB için M.K. ve A.K. O.K.H Oranları.....	40

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Tablo 3.1 Izgara Tarama Yönteminde Uygulanan Aralıklar ve Ölçekler	24
Tablo 4.1. Yapılan Varsayımın Geçerliliği	26

1. GİRİŞ

Haberleşme, sayısal ya da analog verinin, bir “verici” ile “alıcı” sistem arasında iletilmesidir.

Sayısal veri sabit miktarda farklı sembollerden meydana gelen veridir ve genelde “0” ve “1” gibi iki farklı sembol kullanılır. Yalnızca iki sembol kullanılarak yapılan veri iletimi dikkate alındığında, ikili bir veri haberleşmesinden bahsedilir. Burada ikili ifadesi ile kastedilen, iki farklı sembolle yapılan haberleşmedir.

Haberleşmenin güvenilir bir şekilde gerçekleştirilebilmesi için sistemlerin gürültüye rağmen işlevlerini yerine getirme yeteneklerinin geliştirilmesi gerekmektedir. Bunun için öncelikle gürültünün iyi bir şekilde bilinmesi ve istatistiksel olarak modellenmesi gerekir. Böylece, haberleşme için gereken parametrelerin doğru bir şekilde kestirilmesi amaçlanır.

Literatürdeki çalışmalar, Ultra Geniş Bant (UGB) olarak isimlendirilen kablosuz haberleşme teknolojisinde kullanılan çok kısa süreli darbelerin, aynı teknolojiyi kullanan diğer sistemlere yapabileceği muhtemel girişiminin Laplace gürültüsü olarak modellenebileceğini göstermektedir.

Bu tezde UGB teknolojisinin tanıtılması, çok kullanıcı girişimi (ÇKG, Multi User Interference, MUI) altında parametre kestiricilerin incelenmesi ve değerlendirilmesi amaçlanmaktadır.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

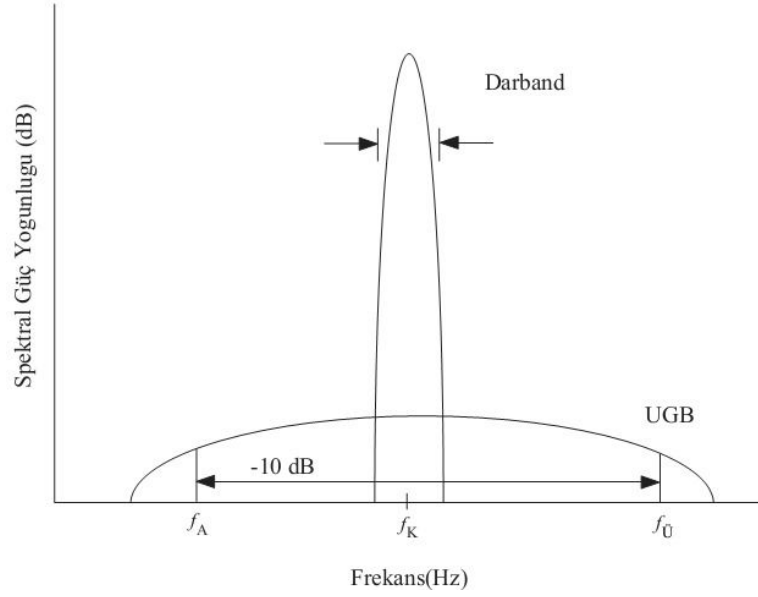
Kablosuz iletişim kullanımındaki olağanüstü artış, yüksek veri hızlı uygulamaların kablosuz ortamda yapılabilmesi için yeni tekniklerin geliştirilmesini gerekli kılmıştır. Yüksek veri hızlarının mümkün olabilmesi için, yeni tekniklerin öncüllerinden daha geniş bir frekans bandını kullanmaları gerekir. Ancak frekans spektrumu sınırlı bir kaynaktır. Bu durum farklı iletişim sistemlerinin yan yana sıkışık bir şekilde çalışmalarını veya aynı spektrum bandını paylaşmalarını zorunlu kılar. Frekans spektrumunun bu denli yoğun kullanımı, farklı kablosuz haberleşme teknolojileri için beraber çalışabilme problemini doğurur – ki bu problemin çözümü kablosuz iletişim alanında önemli bir çalışma alanı haline gelmiştir (Moe ve Scholtz 1998).

Ultra Geniş Band (UGB) teknikleri, yaşam alanları içerisinde yüksek veri hızlı veri aktarımı gerektiren uygulamalara yönelik artan talebin karşılanabilmesinde belirli bir potansiyele sahip olarak görülmektedir. Özellikle yüksek veri hızları ve çok yolluluk bağışıklığı sayesinde UGB teknolojisinin yakın gelecekte askeri, sivil ve ticari iletişimden yer belirlemeye ve diğer bir çok uygulamada, alanda yer alacağı ön görülmektedir (Win ve Scholtz 1998).

FCC tanımına göre, “Ultra Geniş Band” terimi, 500 MHz frekans bandını işgal eden ya da oransal band genişliği %20’den yüksek olan iletişim sistemlerini tanımlar (Anonim 2002).

Oransal band genişliği şu şekilde tanımlanmıştır,

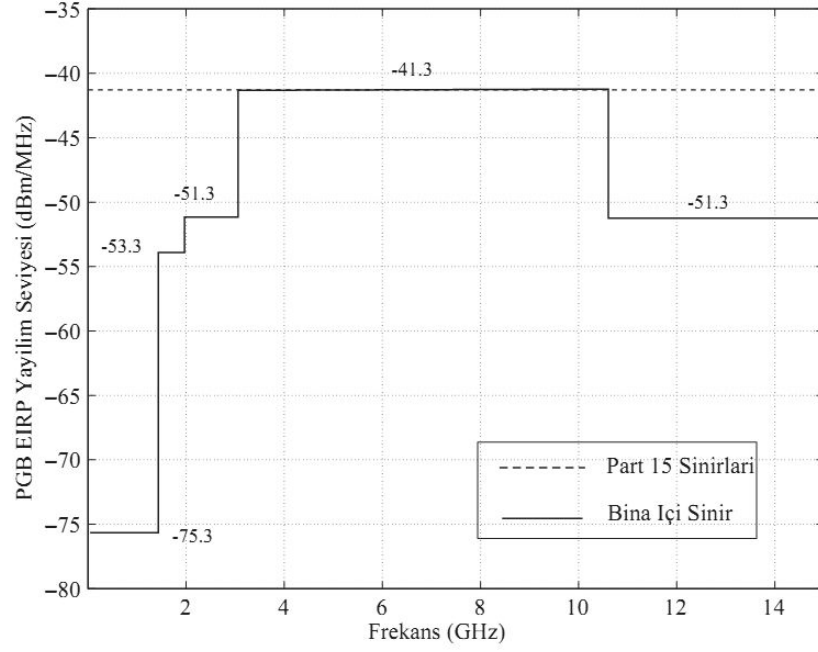
$$f_{BG} = \frac{f_U - f_A}{f_K} \quad (2.1)$$



Şekil 2.1. Darband ve UGB haberleşme sistemlerinin oransal band genişlikleri

Burada, f_U -10 dB yayılım üst frekansı, f_A ise -10 dB yayılımın gerçekleştiği alçak frekans ve $f_K = \frac{f_U + f_A}{2}$ merkez frekansı belirtmektedir (Porcino ve Hirt 2003) (Şekil 2.1).

UGB haberleşme sistemleri fiziksel katman seviyesinde merkezi frekansa kıyasla çok geniş bir frekans bandı içerisinde ortalama 0.56 mW değerinden düşük güçte yayılım yapmaktadır. FCC'nin spektral maske tanımına göre, bina içi kullanımlar için UGB sistemlerin güç spektrumu yoğunluğu sınırı 3.1 GHz ile 10.6 GHz arasında -41.3 dBm/MHz olarak belirlenmiştir (Anonim 2002).



Şekil 2.2. Bina içi UGB haberleşme sistemleri için tanımlanmış spektral maske

FCC tarafından verilen spektrum kullanım izinleri, lisanslanmamış UGB sistemlerinin lisanslı sistemlerle beraber aynı frekans spektrumunu kullanmalarına müsaade etmektedir ve benzer yaklaşım dünyanın diğer bölgelerinde de görülmektedir. Daha önceden belirtildiği gibi, bina içi ve bina dışı uygulamalar için ayrı ayrı belirlenen bu spektrum maskeleri, UGB iletişiminin kullanımda olan dar-band cihazları ile girişim yapmasını engelleyecek şekilde tasarlanmıştır (Win ve Scholtz 1998).

Girişimin engellenmesi, UGB sistemlerde geniş bir band dâhilinde ancak düşük güç barındıran işaretlerin kullanılmasıyla sağlanmıştır. Öyle ki, UGB sistemlerinin kullandığı işaretler lisanslanmış bölgelerde belirlenen gürültü gücü tabanının altında çalışmaktadır. Böylelikle, lisanslanmamış kullanımlar için geniş bir band aralığının kullanılmasını mümkün kılınmıştır (Beaulieu ve Young 2009).

UGB sistemlerin geniş bir frekans bandında çalışabilmeleri başta olmak üzere, barındırılan diğer özelliklerin ortaya çıkarttığı önemli avantajlar vardır. Bunlar,

- Frekans spektrumunun paylaşılr olması ve gürültü seviyesinde çalışma. FCC'nin belirlediği güç üst sınırı UGB sistemlerin gürültü benzeri işaretlerle çalışmasını zorunlu kılmaktadır. Bu durum işaretleşmenin takip edilebilme ve algılanabilme olasılığını azaltmakta olup, bu nedenle yıllardır askeri uygulamalarda kullanımı araştırılmaktadır (Taylor 1994).
- Arttırılmış kanal kapasitesi. Kanal kapasitesi çok geniş frekans spektrumunda çalıştığı için yüksektir. Kanal kapasitesi K (saniyedeki bit, bps cinsinden) radyo frekans band genişliği ile birlikte artar (Scholtz ve ark. 2003).

$$K = B_{RF} \log_2 \left(1 + \frac{P_{al}}{B_{RF} * G_o} \right) \quad (2.2)$$

Bu ifade Shannon formülünün (Shannon 1948) bir uyarlamasıdır ve B_{RF} kanalın radyo frekans band genişliği, P_{al} alınan sinyalin gücü ve G_o gürültü güç spektral yoğunluğunu ifade etmektedir.

- Düşük Zayıflama Etkisi. Gigahertz mertebesinde band genişliğine sahip sinyallerin kullanımı multipath ("çok-yolluluk") çözümünün nano saniyede yapılabilmesine izin verir (Moe ve Scholtz 1998).
- Çok Yollulukta Zengin Çeşitleme. Nano saniye kadar süren darbe genişlikleri T_d $B \approx \frac{1}{T_d}$ bandı kadar yer kaplar. Darbenin çok kısa süreli olması sayesinde, çok sayıda çözülebilir kopya oluşması sağlanır ve çeşitlemeyi arttırır (Lang ve Giannakis 2004).
- Yüksek çözünürlüklü yer belirleme ve yön takibi. Yüksek band genişliği haberleşen cihazlar arasındaki uzaklığın birkaç santimetre kadar küçük hatalarla çözülmesini mümkün kılar (Hirt 2003).
- Çok düşük güç spektral yoğunluğu (PSD). Ortalama olarak bir Watt'ın milyonda biri seviyesinde güç ile, geniş bir band genişliğine sahip olması sayesinde, nW/MHz mertebesinde güç spektral yoğunluğunda çalışması söz konusudur.

Düşük zayıflama etkisi ve çok yolluluk özelliği, UGB sistemlerin yüksek kaliteli, gezgin, kısa mesafeli iletişimde kullanılmak için uygun olduğunu gösterir.

2.1 Ultra Geniş Band Sistem Türleri

Bu kısımda, UGB Türlerine değinilecektir.

2.1.1 Çok Taşıyıcılı UGB

IEEE 802.15.3a standart kodu ile Kablosuz Kişisel Alan Ağlarda (WPAN), Çok bandlı-OFDM UGB'nin kullanımı teklif edilmiştir. Çok bandlı OFD, UGB spektrumunun en az 500 MHz genişliğinde alt bandlara ayrılması ve bu bandların OFDM modülasyonu ile birlikte kullanılması fikrine dayanır. Her bir OFDM sembolü, zaman frekans kodlamasıyla ortogonal alt taşıyıcılar üzerinden aktarılır. Bu yaklaşımla frekans çeşitlemesi yapılmış olmakla beraber, aynı anda birden çok cihazın sistem üzerine erişimi de mümkün olur (Roberts ve ark. 2002).

UGB sinyallerinin iletiminde çok sayıda eş zamanlı taşıyıcının kullanıldığı bu tür, “frekans ortamı UGB” olarak da bilinmektedir (Reed 2005). Ortogonal frekans ortamında çoğullama ile, spektral verimliliği arttırmak için herhangi bir karşılıklı girişim olmadan alt taşıyıcılar frekansta üst üste bindirilebilir (Reed 2005).

2.1.2 Impulse Radyo UGB

Impulse Radyo UGB (IR-UGB) nano saniyeler civarında süren darbeler üzerinden haberleşir. Bu nedenle radyo sinyalinin işaretinin dc seviyesinden birkaç GHz'ye kadar değişir (Win ve Scholtz 1998).

IR-UGB'nin taşıyıcısız yapısı haberleşen cihazlarda frekans çevrimlerinin yapılmasını gerektirmediği için cihazların yüksek güç tüketmelerine ve karmaşık olmalarına ihtiyaç kalmaz. Böylece basit yapılı ve düşük güç tüketen kablosuz sensör ağlarında IR-UGB kullanışlı hale gelir.

IR-UGB ile iletilen sinyal temel olarak,

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m g(t - mT_f) \quad (2.3)$$

şeklinde temsil edilebilir. Burada, $g(\cdot)$ darbenin şeklini, A_m genliğini ve T_f çerçeve uzunluğunu ifade etmektedir. Darbenin şekli, Gaussian, Laplacian, chirp, Hermitian, wavelet ya da Rayleigh gibi bilinen darbe şekilleri arasından seçilebilir.

Gaussian darbesinin daha ileri türevleri de alındığında band genişliği düşecek, merkezi frekans yükselecektir. Bir diğer UGB darbe şekli ise Rayleigh'dir (Conroy ve ark. 1999) ve zaman düzleminde,

$$g_r(t) = \frac{t}{\sigma^2} e^{\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (2.4)$$

şeklinde ifade edilir. Ancak IR-UGB'de en sık kullanılan darbe şekli Gaussian darbesi ve türevleridir.

Bir Gaussian darbe ifadesi,

$$g_{g0} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (2.5)$$

olarak tanımlanır, burada σ Gaussian darbenin standart sapmasıdır. Gaussian darbenin birinci türevi τ , darbe uzunluğunu belirleyen sabit olmak üzere,

$$g_{g1} = \left(\frac{32\tau^6}{\pi} \right)^{\frac{1}{4}} t e^{-rt^2} \quad (2.6)$$

olarak verilir. İkinci dereceden Gaussian darbesinin türevi de IR-UGB de kullanılmaktadır (Win ve Scholtz 2000),

$$g_{g2} = (1 - 4\pi(t - \tau)^2) e^{-2\pi(t-\tau)^2} \quad (2.7)$$

Değiştirilmiş Hermitian darbeleri de UGB iletişimde uygulanmıştır n. dereceden değiştirilmiş Hermitian darbeleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Ghavami ve ark. 2002)

$$g_h(t) = (-\tau)^n e^{t^2/4\tau^2} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2\tau^2}) \quad (2.8)$$

IR-UGB ile veri iletmek için, darbelerin diziliminin önceden modüle edilmesi gerekmektedir. Bunun için darbe yeri modülasyonu (DYM), darbe genliği modülasyonu (DGM), 0-1 anahtarlama (“On-Off Keying, “OOK”) gibi çeşitli modülasyon yöntemleri kullanılabilir.

Uygulamalarda, her biri birer darbe ile temsil edilen çerçeveler bir sembolü oluşturur. Her sembol, birden çok çerçeveden meydana gelir. Bu sayede sembol başına yeterli enerji harcanırken güç spektrum yoğunluğunun da düşük olmasını sağlanır (Reed 2005).

2.1.2.1 Darbe Yeri Modülasyonu (PPM) ile IR-UGB

Bu modülasyonda, referans alınan bir zamana göre her bir darbenin yeri, iletilen verinin değerine göre değişir. Bu durumda iki-seviyeli veri alışverişinde, bir darbe hem 0 hem de 1 bitlerini temsil edebilir, ancak bu darbenin yeri referans zamanına göre farklılık gösterecektir. Birden fazla yer kullanılması durumunda aktarılan bitlerin sayısı da artacağı için uygulama M-seviyeli DYM (M-ary PPM) haline gelecektir.

İki-seviyeli veri aktarımı için DYM işareti, aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t - mT_f - \delta d_m) \quad (2.9)$$

Burada δ zaman kaymasını göstermektedir ve d_k 0 ve 1 değerlerini alır. Zaman ortamında ortogonal darbeler oluşturmak suretiyle daha iyi bit hata oranı elde etmek istendiğinden, $\int_{-\infty}^{\infty} g(t) * g(t - \delta_{en iyi}) dt = 0$ eşitliğini sağlayan en iyi δ değeri kullanılmalıdır.

IR-UGB sisteminin DYM ile çalışması, birden fazla kullanıcının aynı anda veri aktarımı yapması durumu için de modellenmiştir (Scholtz 1993).

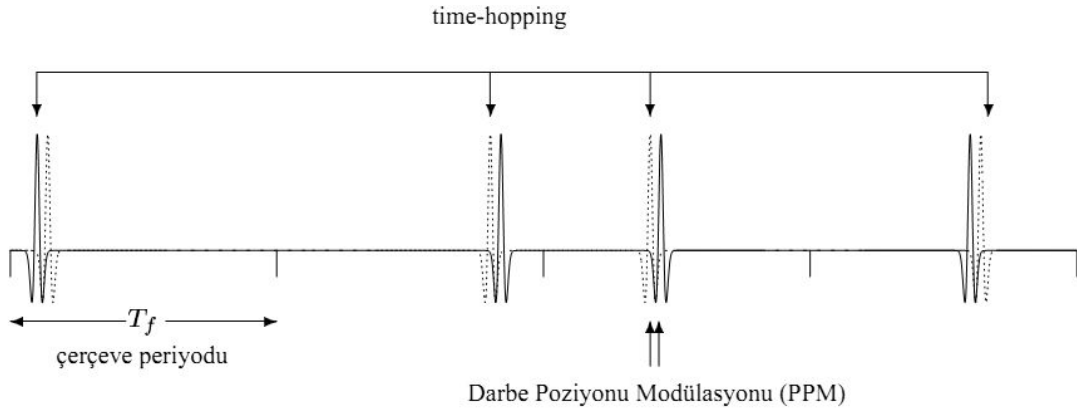
i , farklı kullanıcıları göstermek üzere,

$$s^{(i)}(t) = g(t - mT_f - c_m^{(i)}T - t(b_m^{(i)})) \quad (2.10)$$

İfadede, $g(\cdot)$ darbenin şekli, T_f çerçeve uzunluğu, $c_m^{(i)} \{0, 1, \dots, N - 1\}$, periyodu L olan bir TH dizisi, T TH zaman sabiti, $b_m^{(i)}$ alınan veri dizisi ve $t(\cdot)$ darbe yeri modülasyonunda yer belirleme fonksiyonu olarak kullanılmaktadır. Burada, T ile T_f arasında genelde $T_f = NT$ şeklinde bir ilişki vardır.

M-seviyeli (M-ary) $\{0, 1, \dots, M - 1\}$ veri kullanan bir aktarımda $t(\cdot)$ fonksiyonu $\{t_0, t_1, \dots, t_{M-1}\}$ değerlerini üretir.

Darbe İletimiyle aktarılmış, zamanda atlamalı işaretlerin tipik bir örneği şekilde verilmiştir.



Şekil 2.3. Darbe iletimiyle aktarılmış, zamanda atlama kodlu işaret örneği

Her çerçeve periyodunda, zamanda atlama kodu $c_m^{(i)}$ 'ye göre yerleştirilen bir darbe bulunmaktadır. Böylece çoklu kullanıcı yeteneği sisteme kazandırılarak Darbe Yeri Modülasyonu veri üzerinde gerçekleştirilir (Şekil 2.3'de iki-seviyeli (binary) DYM kullanıldı).

2.1.2.2 Darbe Genliği Modülasyonu (PAM) ve OOK ile Zamanda Atlama

Darbe Genliği Modülasyonu ile bilgi bitleri darbelerin genlikleri ile taşınır. İki-seviyeli darbelerin DGM’de kullanıldığı ve sıklıkla karşılaşılan modülasyon yaklaşımına İki-Fazlı modülasyon adı verilmektedir. Bu modülasyonda artı ve eksi değerli darbeler 0 ve 1 bitlerinin aktarımında kullanılır. OOK’da ya da tek kutuplu işaretleşmede ise 0 biti için bir darbe üretilmez.

Impulse radyonun, DGM ile kullanımı, i farklı kullanıcıları göstermek üzere, aşağdaki ifade ile modellenmektedir (Martret ve Giannakis 2000).

$$s^{(i)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A(b_m^{(i)}) g(t - mT_f - c_m^{(i)}T) \quad (2.11)$$

$A(.)$ DGM yerleşim fonksiyonunu göstermektedir ve $\{A_0, A_1, \dots, A_{M-1}\}$ değerlerini alır.

Dengeli genlik değerlerini alan $\{-1,1\}$ iki-seviyeli veri iletiminin yapıldığı durumlarda DGM yaklaşımı DYM’ ye göre bit hata olasılığı açısından daha kullanışlıdır (Erseghe 2001).

OOK yani tek kutuplu darbe modülasyonu basit olmasına karşın eksileri mevcuttur. 0 biti için darbe üretilmediğinden haberleşen sistemler arasındaki eş zamanlılığın kaybolması riski yüksektir. bit hata oranı açısından da OOK, iki-fazlı modülasyona göre daha kötü başarım göstermektedir (Oppermann ve ark. 2004).

İki-Fazlı DGM ve Tek-Kutuplu modülasyon (OOK) için aktarılan işaret modeli (Reed 2005),

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_m g(t - mT_f) \quad (2.12)$$

Burada $d_k \{0,1\}$ ve $\{-1,1\}$ değerlerini alabilir

2.2 UGB Sistemlerinde Çok Kullanıcı Girişimi

IR-UGB sistemlerde girişim, yakın-alan etkisinden de kaynaklanır. Alıcıya yakın alanda gerçekleşen girişimler, kullanıcının almayı hedeflediği işaretin gücünden çok daha fazla güce sahip olabilir (Scholtz 1993).

Yakın-alan etkisi sadece UGB sistemlere has bir sorun değildir; iletişim sistemlerinin pek çoğu, örneğin CDMA bu istenmeyen durumdan etkilenir ve güç kontrolü ile sorunun çözülmesi hedeflenir. Bu durumda dahi kontrol dışındaki vericilerden kaynaklanan girişimlerin önüne geçilemez.

Çoklu kullanıcı girişimi (ÇKG) merkezi limit teoremi gereğince Gaussian bir rasgele değişken olarak kabul edilmektedir. Ancak, UGB sistemlerde ÇKG'nin Gaussian olmadığı bilinmektedir ve bir Gauss süreci olarak modellendiğinde sistemin bit hata oranı doğruluğu düşmektedir (Durisi ve Romano 2002).

Bu tezde, darbesel girişimin UGB sistemlerinden kaynaklandığı durum dikkate alınacaktır. Bu tarz girişimin ana kaynağı eş zamanlı aktarılan kaynakların aktarımı esnasında gerçekleşen darbe çarpışmalarıdır. Zaman dizilimleri genellikle ortogonal olmadıklarından, darbe çarpışmaları farklı zaman dizilimleriyle çalışan UGB sistemlerde bile gerçekleşir. Ortogonal olmaları halinde dahi kaynaklar arasında sıkı bir eş zamanlama olmadığı durumda, yanlış hizalanmış zaman dizilimleri darbe çarpışmalarına sebebiyet verir.

Çok yolluluk (Multipath) özelliği de durumu kötüleştirmektedir. Kanalin yayılımındaki genişlik, darbenin zaman içerisindeki dağılımını arttırarak; işaret çarpışmalarına sebebiyet verecektir. IR-UGB sistemler bina içi kullanımlarda daha sıklıkla kullanılacağından bu durum önem arz etmektedir. Buna ek olarak, aynı zamanda veri iletimi yapmaya çalışan kullanıcılar olacağı göz önüne alınmalıdır. Kısa sürelerle dahi olsa, çok sayıda kullanıcının aynı anda veri aktarmaya çalıştığı durumlarda girişimin oluşması kaçınılmazdır. Buna örnek olarak bir yangın detektörü sistemi verilebilir. Tek bir olay nedeniyle çok sayıda sensör devreye girecek ve aynı anda uyarıyı iletmeye çalışacaktır.

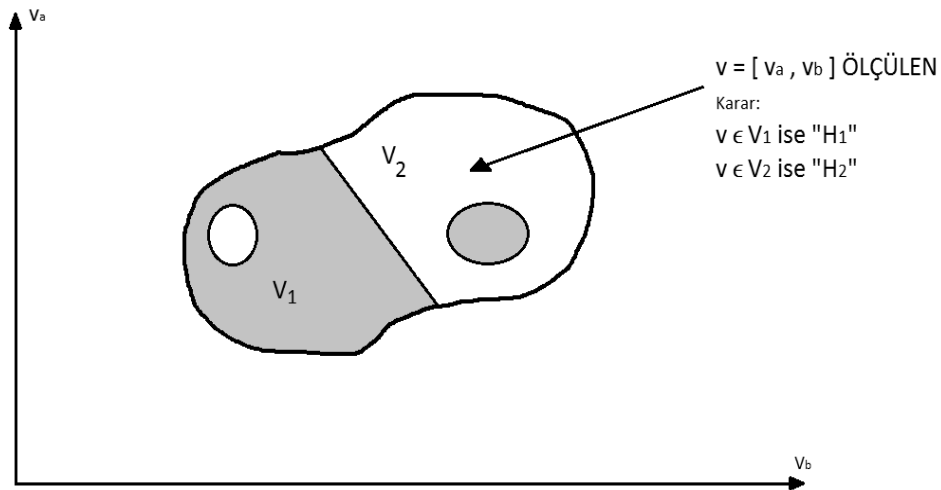
Gaussian olmayan istatistiksel modeller arasından, Gaussian modeli taban olarak tasarlanan alıcı sistemlere göre daha iyi başarımlar gösteren bir ÇKG olasılık dağılım fonksiyonu olarak Laplacian modeli önerilmiştir (Beaulieu ve Hu 2008). Bu öneri, ÇKG'nin IR-UGB sistemlerin darbesel özelliği göz önüne alınarak yapılmıştır.

2.3 İkili Veri İletim Sistemleri

Bilgisayar sistemlerinin ilk gelişimiyle beraber verilerin nasıl saklanacağı konusunda çözüm gerektiren problemler ortaya çıkmıştır. İlk bilgisayarlar mevcut olan analog tekniklere dayanarak manyetik kayıt sistemleri kullanmış, ancak zamanla sayısal sistemler geliştirilmiştir.

Bu sayısal sistemler, verilerin sembollerle ifade edilerek sembollerin belirli değerlere sabitlenmesi ve veriyi ifade etmek için gereken sembollerin azaltılmasına izin vererek bilginin daha az yer kaplayan, sıkıştırılabilir ve kolay işlenebilir hale gelmesini sağlamıştır.

Sayısal sistemlerde veriler genel olarak iki sembol ile ifade edilebilir. Bu ifadelerle saklanan verilerin kayba uğramadan iletilmesi için ikili veri iletim sistemleri geliştirilmiştir.



Şekil 2.4. Örnek bir gerilim düzleminde karar verme bölgeleri

İki sembolün (S_1 ve S_2) aktarıldığı sistemlere İkili veri iletim sistemi denir. Bu sembollerin önceden bilinen iki olasılıkla, P_1 ve P_2 geldiği önceden bilinmektedir. Verici tarafında bu iki sembol $v_1(t)$ ve $v_2(t)$ olarak ifade edilerek, ortama tek bir dalga formunda aktarılır. Alıcı ise bu tek bir dalga formundan ilgili ifadeleri çözümlemek durumundadır.

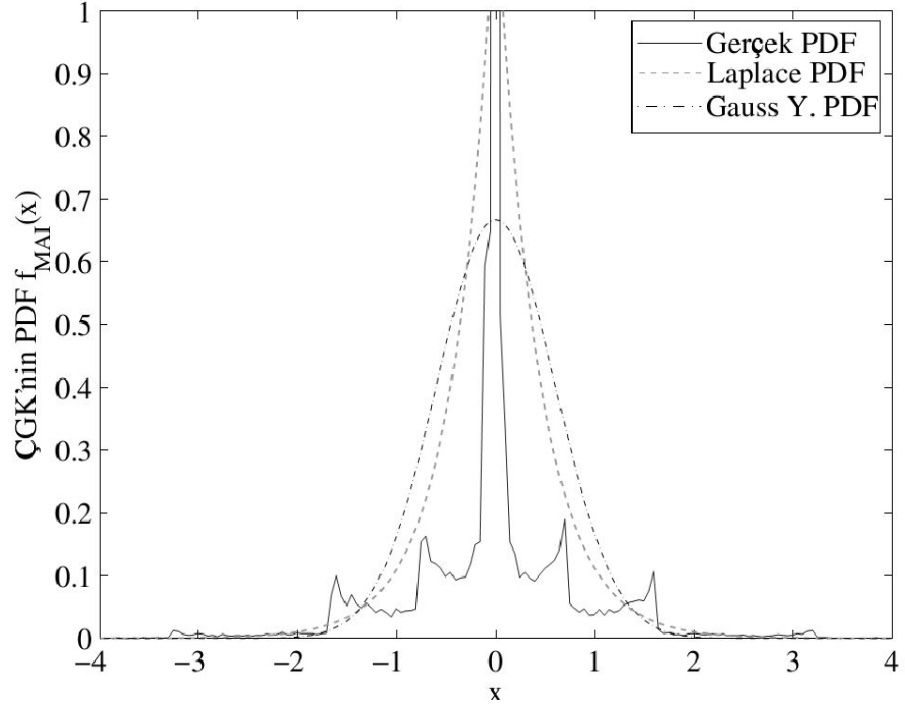
İkili veri iletiminde alıcının gelen dalga formunu, işareti çözümümesi bir karar verme sürecini gerektirir. Örnek olarak, alıcıya ulaşan gerilimin 0-10 volt arasında varsayıldığında çözümleyici davranış gereği bu gerilim aralığını ikiye bölmelidir (V_1 ve V_2). Eğer gelen gerilim birinci bölgeye düşüyorsa H_1 , ikinci bölgeye düşüyorsa H_2 kararı verilir. Basit bir sistemde V_1 0 ile 5 volt arasındaki tüm değerleri, V_2 ise kalan gerilim değerlerine karşılık gelecektir.

İkili veri iletiminde işaretlerin belirli bir model ile üretilmesi ve çözücülerin de buna göre tasarlanması ile alıcı tarafına verinin doğru aktarılması sağlanır.

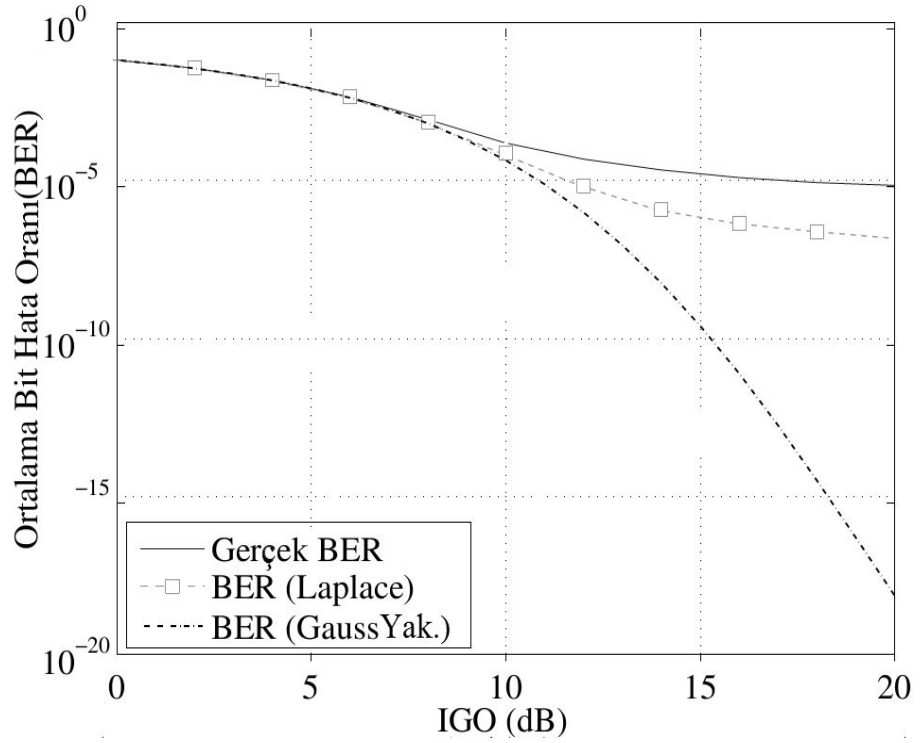
2.4 Laplace Gürültüsü

Laplace gürültüsü altında genlik kestirimi, bir matematiksel kestirim problemi olarak incelenmiş (Norton 1998), sabit ve kalıcı bir yer parametresinin kestiriminde kullanılmıştır (Kotz ve ark. 2001).

Laplace dağılımının olasılık dağılımı fonksiyonu, ÇKG'nin dağılımı ile büyük bir benzerlik taşımaktadır (Hu ve Beaulieu 2008) ve bit hata oranı ÇKG'nin Laplace olarak modellendiği durum için Gauss yaklaşımına göre daha doğru hesaplanmaktadır.



Şekil 2.5 Çok kullanıcı girişiminin PDF'inin gerçek (doğrudan), gauss ve laplace yaklaşımı ile elde edilen PDF ile kıyaslanması (Hu ve Beaulieu 2008)



Şekil 2.6 Çok kullanıcı girişimi altında gerçek bit hata oranı, ile gauss yaklaşımı ve laplace yaklaşımı ile ifade edilen bit hata oranının kıyaslanması (Hu ve Beaulieu 2008)

ÇKG için Laplace dağılımı modeli düşünüldüğünde, işaret genliğinin kestirimi, laplace gürültüsü altında bir ikili veri haberleşmesi haberleşme sisteminin temel bir problemidir.

Bir dizi UGB alıcısı, ÇKG altında etkin bir şekilde çalışabilmektedir (Beaulieu ve ark. 2008). Ancak bu alıcıların yüksek başarımlar gösterebilmeleri, alınan işaretin genliğinin bilinmesini gerektirdiği için, alıcı tarafında veri seziminden önce, işaret genliği kestiriminin yapılması gerekmektedir.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde işaret genliği kestiriminin yapıldığı model, modelde yer alan parametreler ve kestirim işlemi çeşitli durumlar için incelenecektir. Bunlar, veri alıcı tarafında bilindiği durum, veri alıcı tarafında bilinmediği durum, veri ve gürültü gücü parametresi alıcı tarafında bilinmediği durumlardır.

3.1 İşaret Genliğinin Kestirimi Problemi

Darbeli (impulsive) iletimin söz konusu olduğu sistemlerde iletilen darbenin genliğinin bilinmesi, aktarılan verinin alıcı tarafında çözümlenebilmesi için büyük önem arz etmektedir. Bu nedenle alınan işaret modellenecek ve parametreleri tanıtılacaktır.

Alınan işaretin,

$$r_i = Ad_i + n_i \quad (3.1)$$

şeklinde modellendiği bir haberleşme sisteminde, $\{r_i\}_{i=1}^N$ alınan işaretin örnekleridir. d_i -1 ve +1 değerlerinin her birini eşit olasılıkla alan veri sembolüdür. A değeri negatif olmayan bir skaler değerdir. n_i her bir örneği etkileyen gürültü parametresidir ve bu tezde Gaussian olmayan modeller arasından önerilmekte olan (Beaulieu ve Hu 2008) Laplace rasgele dağılımlı değişkenlerden meydana geldiği farz edilecektir. Gürültü örnekleri, $\{n_i\}_{i=1}^N$ bağımsız, özdeş dağılımlı Laplace rasgele değişkenleri olup olasılık yoğunluk fonksiyonu bilinmektedir.

$$n_i = r_i - Ad_i \quad (3.2)$$

$$f_{n_i}(x) = \frac{1}{2c} e^{-\frac{|x|}{c}} \quad (3.3)$$

Burada $c > 0$ ve $var(n_i) = 2c^2$ dir. İşaret genliği A , $\{r_i\}_{i=1}^N$ verileri üzerinden kestirilecektir. Alınan işaretin her bir örneğinin, eklemeli gürültü dolayısıyla bağımsız olduğuna dikkat edilmelidir.

3.1.1 Veri Alıcı Tarafında Bilinirken İşaret Genliğinin Kestirimi

Eşit olasılıkla $+1$ ve -1 değerlerini alan d_i sembolünün aldığı değerler alıcı tarafında bilindiği takdirde, $\{r_i\}_{i=1}^N$ üzerinden logaritmik olabilirlik (log-likelihood) fonksiyonu verilmektedir (Kotz ve ark. 2002).

$$\ln f(\bar{r}|A) = \ln \left[\prod_{i=1}^N \frac{1}{2c} e^{\frac{-|r_i - Ad_i|}{c}} \right] \quad (3.4)$$

$$= -N \ln 2c - \frac{1}{c} \sum_{i=1}^N |r_i - Ad_i| \quad (3.5)$$

Logaritmik olabilirlik fonksiyonunun genlik değerine (A 'ya) göre türevlenmesi ve sonucun sıfıra eşitlenmesi sonucunda işaret genliğinin kestirimi için en büyük olabilirlik ölçütü elde edilir (Beaulieu ve Jiang 2010).

$$\frac{\partial}{\partial A} (\ln f(\bar{r}|A)) = 0 + \frac{1}{c} \sum_{i=1}^N d_i \operatorname{sgn}(r_i - Ad_i) = 0 \quad (3.6)$$

$$\sum_{i=1}^N d_i \operatorname{sgn}(r_i - Ad_i) = 0 \quad (3.7)$$

d_i , yalnızca $+1$ ve -1 değerlerini aldığı için, işaret fonksiyonunun içine dağıtılabilir.

$$\sum_{i=1}^N \operatorname{sgn}(r_i d_i - A) = 0 \quad (3.8)$$

İşaret genliği için elde edilen ifadede, bir tarafta yalnızca $r_i d_i$ ifadesi, öteki tarafta da genlik değeri yer almaktadır. $r_i d_i$ ifadesi yeni bir değişken, $\{y_i\}_{i=1}^N$ olarak gösterilerek, işlemlere devam edilmesi mümkündür.

$$y_i = r_i d_i = A d_i d_i + n_i d_i \quad (3.9)$$

$$= A + n_i d_i \rightarrow \begin{cases} y_i = A + n_i, & \text{eğer } d_i = +1 \\ y_i = A - n_i, & \text{eğer } d_i = -1 \end{cases} \quad (3.10)$$

$\{y_i\}_{i=1}^N$ 'nin, $\{r_i\}_{i=1}^N$ gibi bağımsız olacağı görülmektedir. Böylece en büyük olabilirlik ölçütü elde edilir (Beaulieu ve Jiang 2010).

$$\sum_{i=1}^N \text{sgn}(y_i - A) = 0 \quad (3.11)$$

İşaret genliği A için elde edilebilecek bir en büyük olabilirlik kestiricisi yukarıdaki ifadeyi sağlamalıdır. Sgn fonksiyonu dikkate alındığında, ifadenin sağlanabilmesi için $(y_i - A)$ işleminin işaretlerinin toplamının sıfır olması gerektiği aşikardır. Bu yorumla, $\text{sgn}(y_i - A)$ işlemi ile elde edilen $+1$ ve -1 değerlerinin sayılarının eşit olması gerektiği görülmektedir. İfade toplamının sıfır olduğu durum, kestirici A 'nın, tüm y_i örneklerinin medyanına eşit olması koşulu ile sağlanır.

$y'_1 \leq y'_2 \leq \dots \leq y'_N$, $\{y_i\}_{i=1}^N$ için sıra istatistikleri olmak üzere, genlik için bir en büyük olabilirlik kestiricisi gösterilmiştir.

$$\hat{A} = \text{medyan}(y_i) \triangleq \tilde{y}_N = \begin{cases} \frac{y'_{N+1}}{2}, & N = 2k + 1 \\ \frac{y'_N + y'_{N+1}}{2}, & N = 2k \end{cases} \quad (3.12)$$

$\tilde{y}_N$ 'in olasılık yoğunluk fonksiyonu N değerinin çift ve tek olduğu durumlar için verilmiştir (Pfanzagl 1994).

N tek ise,

$$f_{\tilde{y}_N}(x) = \frac{N!}{c \left[\left(\frac{N-1}{2} \right)! \right]^2} \left(\frac{1}{2} \right)^{\frac{N+1}{2}} e^{-\frac{N+1}{2c}[x-A]} \left(1 - \frac{1}{2} e^{-\frac{|x-A|}{c}} \right)^{\frac{N-1}{2}} \quad (3.13)$$

N çift ise,

$$f_{\tilde{y}_N}(x) = \frac{N!}{c \left(\frac{N}{2} \right)! \left(\frac{N}{2} - 1 \right)!} \left(\frac{1}{2} \right)^{\frac{N}{2}} e^{-\frac{N[x-A]}{c}} \left[\left(\frac{1}{2} \right)^{\frac{N}{2}} \dots \right. \\ \left. + \frac{N}{2} \int_0^{\frac{|x-A|}{2}} (e^y - \frac{1}{2})^{\frac{N}{2}-1} dy \right] \quad (3.14)$$

N , örnek sayısının çift ve tek değer aldığı durumlar için verilen olasılık yoğunluk fonksiyonları incelendiğinde, çift ve tek sayıda örnek olması durumunda $F[\hat{A}] = A$ olduğu ispatlanır. Böylece kestiricinin yansız olduğu anlaşılır ve iki durum için kestirici değişinti ifadeleri elde edilir (Beaulieu ve Jiang 2010).

N tek ise,

$$E[(\hat{A} - A)] = \frac{16c^2 N!}{\left[\left(\frac{N-1}{2} \right)! \right]^2} \left(\frac{1}{2} \right)^{\frac{N-1}{2}} \sum_n^{\frac{N-1}{2}} \frac{\left(\frac{N-1}{2} \right) \left(-\frac{1}{2} \right)^n}{(N+1+2n)^3} \quad (3.15)$$

N çift ise,

$$E[(\hat{A} - A)] = \frac{4c^2 N!}{\left(\frac{N-1}{2}\right)! \left(\frac{N}{2}\right)!} \left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{N}{2}} \times \dots \quad (3.16)$$

$$\left[\left(\frac{1}{N^3}\right) \left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{N}{2}} + \sum_n^{\frac{N-1}{2}} \frac{\left(\frac{N-2}{2}\right) \left(-\frac{1}{2}\right)^n (7N^2 + 8N(n+1) + 4(n+1)^2)}{N^2(N+2+2n)^3} \right]$$

İki durum için de kestirici değışinti ifadeleri örnek sayısı N ve gürültü değışintisi $2c^2$ 'ye bağılı ifadelerdir. İşaret gürültü oranı (Signal-to-Noise Ratio, SNR) $\frac{A^2}{2c^2}$ alınarak, kestirici değışintileri değışik İ.G.O'lar için MATLAB benzetimleri ile çizdirilmiştir (Şekil 4.1).

3.1.2 Veri Alıcı Tarafında Bilinmediğinde İşaret Genliğinin Kestirimi

Aktarılan verinin alıcı tarafında bilinmediğı durumda işaret genliği için bir en büyük olabilirlik kestiricisinin, veri sembollerinin eşit olasılıkla +1 ve -1 olması dikkate alınarak $\{r_i\}_{i=1}^N$ örneklerinin dağılımı, işaret genliğine göre yazılmıştır

$$f(r_i|A) = \frac{1}{2} f(r_i|A) + \frac{1}{2} f(r_i|-A) \quad (3.17)$$

$f(r_i|A)$ dağılım fonksiyonu ifadesi (3.4) verilmiştir. İlgili ifade kullanılarak (3.17) tekrar yazıldığında veri alıcı tarafında bilinmediğinde toplam dağılım fonksiyonu (3.18) elde edilir.

$$f(r_i|A) = \frac{1}{4c} e^{(-\frac{|r_i-A|}{c})} + \frac{1}{4c} e^{(-\frac{|r_i+A|}{c})} \quad (3.18)$$

$\{r_i\}_{i=1}^N$ örnekleri bağımsız, özdeş dağılımlı rasgele değışkenler olmak üzere, logaritmik-olabilirlik fonksiyonu verilir (Beaulieu ve Hu 2008).

$$\ln f(\bar{r}|A) = \ln \left[\prod_{i=1}^N \frac{1}{4c} \left(e^{-\frac{|r_i-A|}{c}} + e^{-\frac{|r_i+A|}{c}} \right) \right] \quad (3.19)$$

$$\ln f(\bar{r}|A) = N \ln \frac{1}{4c} + \sum_{i=1}^N \ln \left(e^{\frac{-|r_i-A|}{c}} + e^{\frac{-|r_i+A|}{c}} \right) \quad (3.20)$$

Logaritmik olabilirlik fonksiyonunun A 'ya göre türevlenmesi ve sonucun sıfıra eşitlenmesi ile, aktarılan verinin alıcı tarafında bilinmediği durum için işaret genliğinin en büyük olabilirlik ölçütü elde edilir (Beaulieu ve Jiang 2010).

$$\sum_{i=1}^N \frac{e^{\frac{-|r_i-A|}{c}} \operatorname{sgn}(r_i - A) - e^{\frac{-|r_i+A|}{c}} \operatorname{sgn}(r_i + A)}{e^{\frac{-|r_i-A|}{c}} + e^{\frac{-|r_i+A|}{c}}} = 0 \quad (3.21)$$

Ölçüt eşitliği sayısal yöntemler kullanılarak çözülmüş ve benzetimlerle verinin alıcı tarafından bilinmediği takdirde işaret genliğinin en büyük olabilirlik kestiricisi elde edilmiştir.

Sayısal yöntemlerle çözüm elde edilirken işaret genliği kestiricisi $\hat{A}$ 'nın yer aldığı aralık $[\min(|r_i|), \max(|r_i|)]$ şeklinde daraltılmıştır. Bu işlem aşağıdaki yorumlara dayanılarak yapılmıştır:

$\tilde{A}$, $\hat{A}$ 'nın sayısal çözümünde bir deneme değeri olsun. Tüm $\{r_i\}_{i=1}^N$ örnekleri için, $\tilde{A} > \max(|r_i|)$ seçilmesi durumunda $\tilde{A} > |r_i|$ olur. Bu durumda ölçüt eşitliği (3.21) $\sum_{i=1}^N (-1) = 0$ haline gelir, ki bu mümkün değildir. Dolayısıyla $\tilde{A} > \max(|r_i|)$ bir çözüm olamaz. Benzer şekilde, tüm $\{r_i\}_{i=1}^N$ örnekleri için, $\tilde{A} < \max(|r_i|)$ seçilmesi durumunda $\tilde{A} < |r_i|$ olur. Bu durumda ise ölçüt eşitliği (3.21), $N \tanh \frac{\tilde{A}}{c} = 0$ haline gelir ve bu çözümün geçerli olması için öncelikle $\tilde{A} = 0$ olmalıdır ki işaret genliğinin bu değeri alması mümkün değildir. Dolayısıyla $\tilde{A} < \max(|r_i|)$ bir çözüm olamaz. Böylelikle $\hat{A}$ 'nın çözümünün $[\min(|r_i|), \max(|r_i|)]$ aralığında yer alması gerektiği ve $\hat{A}$ için başlangıç değerinin bu aralıktan seçilmesi gerektiği sonucuna varılır (Beaulieu ve Jiang 2010).

Ölçüt eşitliğinde yer alan c parametresi, veri işaretinin alıcı tarafından bilinmediği durumda işaret genliğinin en büyük olabilirlik kestiricisinin hesaplanması için

gereklidir. Ancak veri sembolünün alıcı tarafından bilindiği durumda en büyük olabilirlik kestiricisinin hesaplanması için gerekmez.

c parametresi Laplace gürültüsünün bir parametresi olduğundan, sembolün alıcı tarafında bilinmediği durumda kestirim için gürültü gücünün işaret genliğinden önce kestirilmesi gerekir. Bir diğer yöntem ise işaret genliği parametresi A ile gürültü gücü parametresi c 'nin ortak kestirimidir.

c parametresi bilindiğinde dahi, ölçüt ifadesinin sayısal yöntemler kullanılarak doğru bir şekilde çözülmesi uzun sürecektir. Bu nedenle daha basit yapıda, en büyük olabilirlik kestiricisine yaklaşık bir kestirici elde edilir (Beaulieu ve Jiang 2010).

Ölçüt ifadesi incelendiğinde, toplam işlemlerindeki her bir ifadenin, alıcı tarafında her bir r_i örneğinin çift birer fonksiyonu olduğu görülür. $\hat{A}$ değerleri dikkate alınarak, $\{r_i\}_{i=1}^N$ örnekleri $\{r_i || r_i| \geq \hat{A}\}$, $\{r_i || r_i| < \hat{A}\}$ şeklinde iki gruba ayrılabilir. Birinci grup $\{r_i || r_i| \geq \hat{A}\}$ içinde bulunan mutlak değer içerisindeki $|r_i|$ değişkeni nedeniyle, $r_i \geq 0$ ve $r_i < 0$ şeklinde iki alt grup oluşur; toplam grup sayısı üç olur.

$$\begin{aligned} \sum_{|r_i| \geq \hat{A}; r_i \geq 0} \frac{e^{-\frac{r_i - \hat{A}}{c}} - e^{-\frac{r_i + \hat{A}}{c}}}{e^{-\frac{r_i - \hat{A}}{c}} + e^{-\frac{r_i + \hat{A}}{c}}} + \sum_{|r_i| \geq \hat{A}; r_i < 0} \frac{e^{\frac{r_i + \hat{A}}{c}} - e^{\frac{r_i - \hat{A}}{c}}}{e^{\frac{r_i + \hat{A}}{c}} + e^{\frac{r_i - \hat{A}}{c}}} \\ + \sum_{|r_i| < \hat{A}} \frac{-e^{-\frac{r_i - \hat{A}}{c}} - e^{-\frac{r_i + \hat{A}}{c}}}{e^{\frac{r_i - \hat{A}}{c}} + e^{-\frac{r_i + \hat{A}}{c}}} = 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Ayrılmış ifadede, toplam işlemleri incelendiğinde ilk iki grubun $\sum_{|r_i| \geq \hat{A}} \tanh(\frac{\hat{A}}{c})$, son grubun ise $\sum_{|r_i| < \hat{A}} -1$ şeklinde sadeleştiği görülür. Son grup, eşitliğin sağ tarafına yerleştirilir.

$$\sum_{|r_i| \geq \hat{A}} \tanh(\frac{\hat{A}}{c}) = \sum_{|r_i| < \hat{A}} 1 \quad (3.23)$$

$\frac{\hat{A}}{c} \gg 1$ olduğu varsayıldığında, $\tanh\left(\frac{\hat{A}}{c}\right) \approx 1$ olacağından, $\frac{\hat{A}}{c} \gg 1$ olması halinde açık bir eşitlik durumu mevcuttur (Beaulieu ve Jiang 2010).

$$\sum_{|r_i| \geq \hat{A}} 1 = \sum_{|r_i| < \hat{A}} 1 \quad (3.24)$$

Bu eşitliğe göre, işaret genliğinin kestirilmiş değerinin ($\hat{A}$), alınan işaret örneklerinin mutlak değerlerinden $\{|r_i|\}_{i=1}^N$ küçük veya eşit (eşitliğin sol tarafı) olduğu durumların gerçekleşme sayısı ile; alınan işaret örneklerinin mutlak değerlerinden $\{|r_i|\}_{i=1}^N$ büyük (eşitliğin sağ tarafı) olduğu durumların gerçekleşme sayısını eşit yapması gerekir. Verinin alıcı tarafından bilindiği halde kestirim ile benzer şekilde, bu şartın sağlandığı durum, yaklaşık en büyük olabilirlik kestiricisinin, alıcıya ulaşan tüm örneklerin mutlak değerinin medyanına eşitlik sağladığı durumdur. (Beaulieu ve Jiang 2010)

$$\hat{A} = \text{medyan}(|r_i|) \quad (3.25)$$

Mutlak değer işlemi, alınan işaret modelindeki d_i veri sembolünün pozitif ya da negatif değer alabildiği gerçeğinden yola çıkılarak kullanılmıştır. Alınan işaretin her bir örneği r_i , alıcı tarafında bilinmeyen her bir d_i veri sembol işareti ile ilintilidir.

$\tanh\left(\frac{\hat{A}}{c}\right) \approx 1$ olduğu kabul edilerek yapılan (3.23) yorumlar, $\frac{\hat{A}}{c} \gg 1$ varsayımına dayanmaktadır. $\frac{\hat{A}}{c}$ ifadesi, işaret gürültü oranı tanımını $\frac{A^2}{2c^2}$ ile doğrudan ilgilidir ve aralarında karesel bir ilişki mevcuttur.

Önerilen yaklaşık en büyük olabilirlik kestiricisi için varsayılan $\tanh\left(\frac{\hat{A}}{c}\right) \approx 1$ yaklaşık eşitliği, işaret gürültü oranının dB cinsinden değeri ile birlikte incelendiğinde, $\tanh(2) = 0.9639 \approx 1$, %4'lük bir hata olduğunda dahi işaret gürültü oranının 3dB olduğu görülür (Beaulieu ve Jiang 2010). Bu sonuca göre varsayım geçerlidir ve işaret gürültü oranı 3 dB ve daha büyük olduğunda, en büyük olabilirlik kestiricisi ile aynı başarımlar sağlanacaktır.

3.1.3 Veri Ve Gürültü Gücü Parametresi Alıcıda Bilinmediğinde İşaret Genliğinin Kestirimi

Daha önce sunulan yöntemlerde alıcı tarafında gürültü parametresinin bilindiği kabul edildi. Uzun süren bir işlem olmasına rağmen, gürültü gücü parametresi olan c alıcı tarafında bilinmediği durum için işaret genliği ile gürültü gücü parametresinin ortak kestirimi yapıldı. Bunun için logaritmik olabilirlik fonksiyonu (3.20) kullanılarak, biri işaret genliği, diğeri c gürültü parametresi için olmak üzere, aşağıdaki iki en büyük olabilirlik ölçütü (3.26) (3.27) üretildi.

$$\sum_{i=1}^N \frac{e^{\frac{-|r_i-A^*|}{c^*}} \text{sgn}(r_i - A^*) - e^{\frac{-|r_i+A^*|}{c^*}} \text{sgn}(r_i + A^*)}{e^{\frac{-|r_i-A^*|}{c^*}} + e^{\frac{-|r_i+A^*|}{c^*}}} = 0 \quad (3.26)$$

$$\sum_{i=1}^N \frac{e^{\frac{|r_i+A^*|}{c^*}} |r_i - A^*| + e^{\frac{|r_i-A^*|}{c^*}} |r_i + A^*|}{(c^*)^2 \left(e^{\frac{|r_i-A^*|}{c^*}} + e^{\frac{|r_i+A^*|}{c^*}} \right)} - \frac{1}{c^*} = 0 \quad (3.27)$$

Ortak kestirim için ifade edilen en büyük olabilirlik ifadelerinde, işaretli (A^* ve c^*) değişkenler, ızgara tarama metodunda kullanıldı. Tarama aralıkları tabloda (3.2) belirtildi. Tarama başlangıcı ve sonu parametreleri, kullanılan değerlere yakın seçilerek işlem süresinden tasarruf edilmesi amaçlandı.

Tablo 3.1 Izgara Tarama Yönteminde Uygulanan Aralıklar ve Ölçekler

Taranan Parametre	Tarama Başlangıcı	Tarama Sonu	Tarama Ölçeği
A^*	$A - 4\sqrt{CRLB}$	$A + 4\sqrt{CRLB}$	1/100
c^*	$c - c \times \%1$	$c + c \times \%1$	1/100

Her ilerleme, A^* için $8\sqrt{CRLB}/100$, c^* için, $c \times \%1/100$ miktarında adımlarla yapılarak, ilgili ölçütün mutlak değerini en küçük yapan değere inmesini sağlayan adımdaki parametre değerlerinin belirlenmesi ile ızgara tarama metodu uygulanmıştır. Bu işlem tamamen sayısal bir yöntemdir ve ihtiyaç duyulan hafıza hacmi ve işlem gücü yüksektir.

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde, belirlenen hesaplamalarla elde edilen benzetim sonuçları gösterilecek ve karşılaştırmalı bir şekilde elde edilen sonuçlar değerlendirilecektir.

4.1 Veri Alıcıda Bilinmediği Durum için Yaklaşık E.B.O Varsayımının Geçerliliği

İşaret gürültü oranı dB cinsinden bir birim olmak üzere, önerilen yaklaşık-en büyük olabilirlik kestiricisinin başarımı, varsayım dikkate alınarak incelenmelidir. Bunun daha iyi ifade edilebilmesi için öncelikle yapılan iki varsayım işaret gürültü oranı cinsinden tekrar yazılmıştır. (4.1) (4.2)

$$\frac{\hat{A}}{c} \gg 1 \xrightarrow{ise} \sqrt{2 \times 10^{\frac{\text{İşaret Gürültü Oranı}}{10}}} \gg 1 \quad (4.1)$$

$$\tanh\left(\frac{\hat{A}}{c}\right) \approx 1 \xrightarrow{ise} \tanh\left(\sqrt{2 \times 10^{\frac{\text{İşaret Gürültü Oranı}}{10}}}\right) \approx 1 \quad (4.2)$$

Varsayımın geçerliliğini test etmek için MATLAB ile, İ. G. O = 0,1,...,20 dB değerleri kullanılarak bir değerler tablosu oluşturuldu, hata (varsayımdan uzaklaşma) miktarları yüzde cinsinden sunuldu, önemli değerler kalın yazılarak vurgulandı (Tablo 4.1).

Tablo 4.1. Yapılan Varsayımın Geçerliliği

İ.G.O (dB)	1	2	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6	2,7
$\tanh\left(\frac{A}{c}\right)$	0,91965	0,94473	0,94902	0,95107	0,95307	0,95501	0,95689	0,95871
Hata (%)	8,03468	5,52629	5,09764	4,89219	4,69257	4,49874	4,31063	4,12817

İ.G.O (dB)	2,8	2,9	3	3,5	4,3	5,5	9	10
$\tanh\left(\frac{A}{c}\right)$	0,96048	0,96220	0,96386	0,97136	0,98087	0,99033	0,99931	0,99973
Hata (%)	3,95130	3,77994	3,61402	2,86309	1,91251	0,96629	0,06900	0,02609

İ.G.O (dB)	11	12	13	14	15	16	17	18
$\tanh\left(\frac{A}{c}\right)$	0,9999	0,9999	0,9999	0,9999	1	1	1	1
Hata (%)	0,0087	0,0025	0,0006	0,0001	2E-05	3E-06	4E-07	3E-08

$\tanh\left(\frac{A}{c}\right) \approx 1$ varsayımı 2,3 dB’den itibaren %5 altında hatalıdır. 2,8 dB’de hata %4, 3,5 dB’de hata %3, 4,3 dB’den itibaren hata %2, 5,5 dB’den itibaren ise, hata oranı %1’in altına düşmektedir. Daha büyük işaret gürültü oranı değerleri takip edilirse, varsayımının geçerli olduğu görülür. Özellikle işaret gürültü oranı 9 dB’nin üzerine çıktığında, hata oranı %0,0001 mertebesine inmektedir. Böylece varsayımın nispeten düşük işaret gürültü oranı değerlerinden itibaren geçerli bir varsayım olduğu görülür.

4.2 Diğer Kestiriciler ve Kestiricilerin Karşılaştırılması

Önerilen kestiricinin başarımının kıyaslanması için, bilinen başka kestiriciler kullanıldı. Bu kestiriciler ve kestirici değişimleri ifade edildi.

Verinin alıcı tarafından bilindiği halde kestirim için ortalama kestiricisi verilmiştir.

$$\hat{A} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N r_i d_i \quad (4.3)$$

Ortalama kestiricisi yansız bir kestiricidir ve değışintisi bilinmektedir.

$$E[(\hat{A} - A)] = \frac{2c^2}{N} \quad (4.4)$$

Verinin alıcı tarafında bilinmediğı halde karşılaştırma için ilk mutlak değerler kestiricisi kullanıldı.

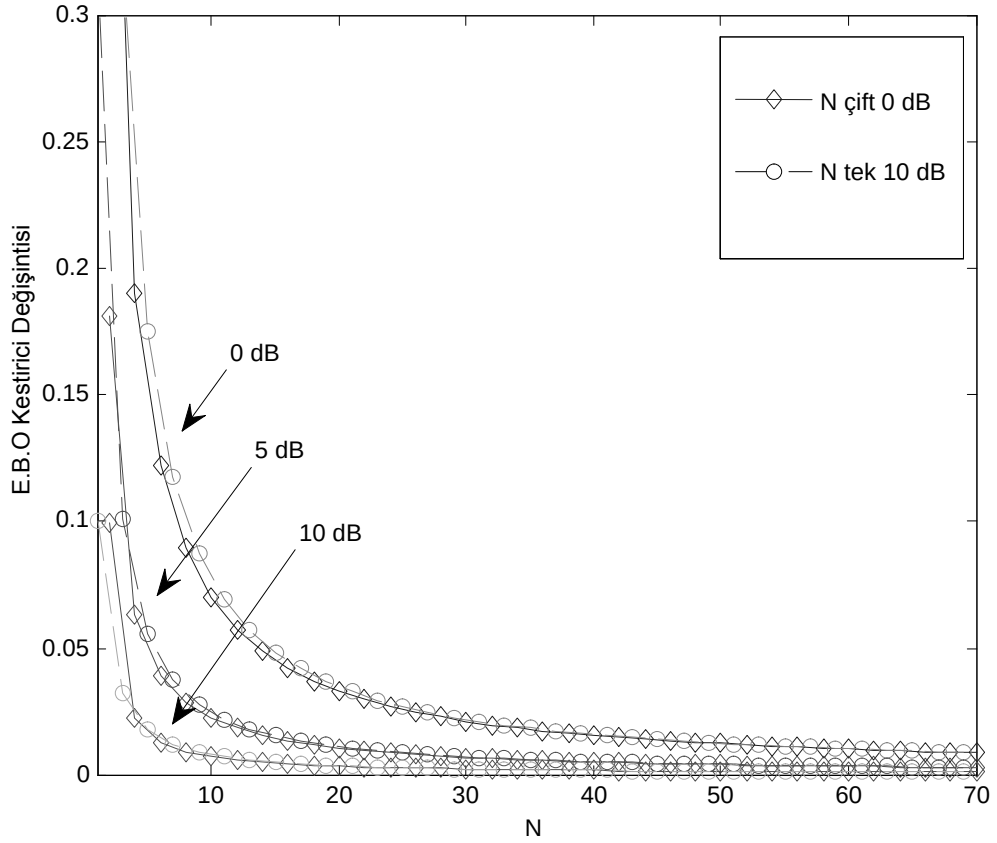
$$\hat{A} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |r_i| \quad (4.5)$$

İşaret genliğı A 'yı kestirmek için kullanılan, eklemeli, sıfır ortalamaya sahip Laplace gürültüsü etkisi altındaki herhangi bir yansız kestirici için Cramér-Rao alt sınırı (Cramér-Rao Lower Bound, CRLB) bilinmektedir (Beaulieu ve Jiang 2010).

$$Var[\hat{A}] \geq \frac{1}{E \left\{ \left[\frac{\partial \ln p(r|A)}{\partial A} \right]^2 \right\}} = \frac{c^2}{N} \quad (4.6)$$

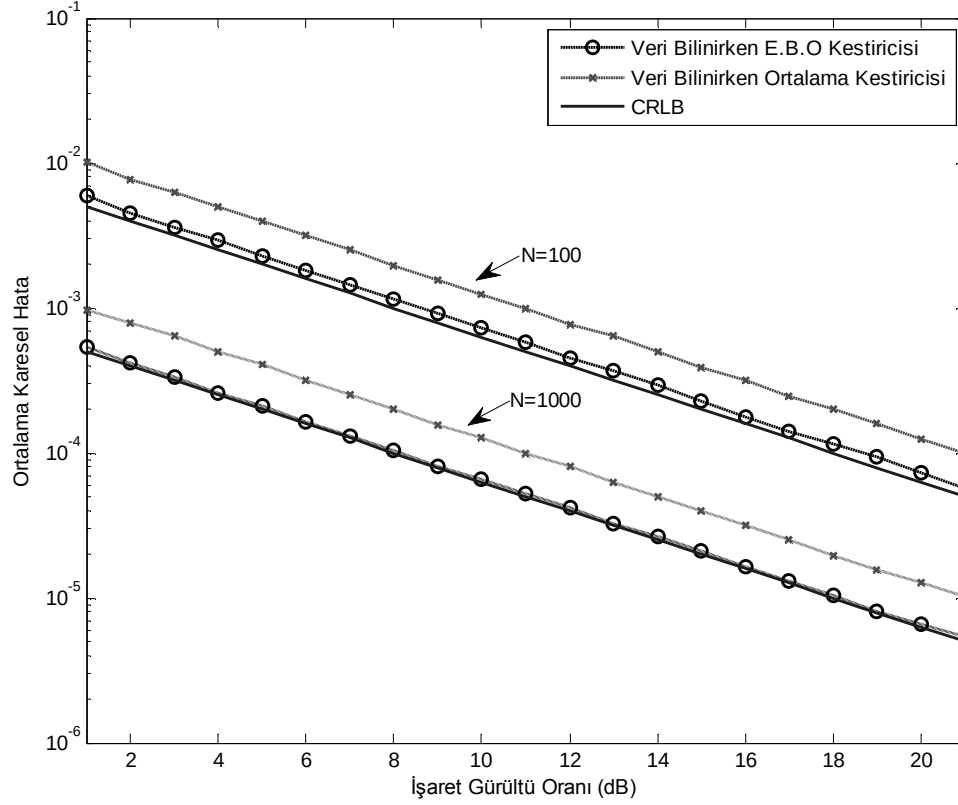
(4.6)'da $p(r|A)$, A için olabilirlik fonksiyonudur.

Monte Carlo simülasyonu kullanılarak tüm kestiricilerin ortalama karesel hataları hesaplanmıştır. Tüm hesaplamalar 10^5 denemenin ortalamaları alınarak yapılmıştır.



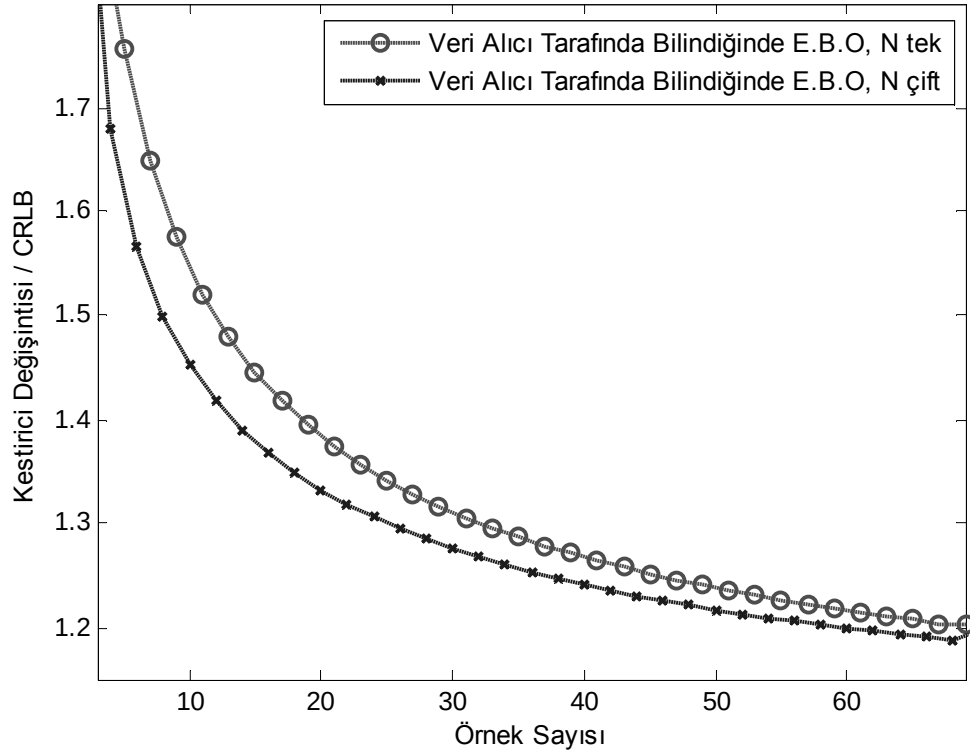
Şekil 4.1 Üç farklı İGO için örnek sayısına bağlı E.B.O değişimleri

Şekil 4.1’de verinin alıcı tarafında bilindiği durum için en büyük olabilirlik kestiricisi değişimleri yer almaktadır. Çizimden görülebileceği gibi, örnek sayısı N arttıkça değişimler 0’a yaklaşmaktadır. Bu sonuç, kestiricinin tutarlılığını göstermektedir (Van Trees 2001). Ayrıca örnek sayısı N düşük değerler aldığı anda dahi değişim hızla azalma göstermektedir. Bu da iyi bir kestiricinin elde edilmesi için az sayıda örneğin ulaşmasının yeterli olduğunu gösterir.



Şekil 4.2. 100-1000 örnekte veri alıcı tarafında bilindiğinde E.B.O ve O.K. için O.K.H

Şekil 4.2’de veri alıcı tarafında bilindiğinde en büyük olabilirlik kestiricisi ile ortalama kestiricisi, CRLB ile (4.7) kıyaslanmıştır. 100 örnek sayısı için şekil incelendiğinde, en büyük olabilirlik kestiricisinin, Cramér-Rao alt sınırını yaklaşık olarak 1 dB geriden takip ettiği; buna mukabil ortalama kestiricisinin yaklaşık 3 dB geriden takip ettiği görülür. 1000 örnek sayısı için ise en büyük olabilirlik kestiricisinin neredeyse alt sınır ile çakıştığı; ortalama kestiricinin ise yaklaşık 4 dB geriden takip ettiği görülür. Sunulan şekilden, iki örnek sayısı için de en büyük olabilirlik kestiricisinin ortalama kestiricisinden üstün olduğu; yüksek örnek sayılarında ise üstünlüğün çok daha arttığı gözlenir. Verinin alıcı tarafında bilindiği durumda, en büyük olabilirlik kestiricisinin kullanılması halinde, ortalama kestiricisine göre en az 3 dB daha yüksek başarımlar göstermesi beklenmelidir.



Şekil 4.3.Veri alıcı tarafında bilindiğinde E.B.O değişintisinin CRLB ile oranı

Veri alıcı tarafında bilindiğinde en büyük olabilirlik kestiricisinin değışinti ifadeleri (3.15 ve 3.16) ve Cramér-Rao alt sınırı ifadesi (4.7) verilmiştir. Şekil 4.3.'de, her bir örnek için hesaplanan kestiricilerin değışintilerinin (3.15 ve 3.16) Cramér-Rao alt sınırı ifadesine (4.7) bölünmesi ile elde edilen ifadeler (4.7 ve 4.8) kullanılarak kestiricilerin başarımı Cramér-Rao alt sınırı ile oranları ile gösterildi. Şekil 4.3'de yer almamakla beraber, ortalama kestiricisinin değışintisi (4.5) ile, Cramér-Rao alt sınır (4.7) oranının sabit bir değeri, 2, olacağı aşıkardır. Şekilde oranlar örnek sayısının bir fonksiyonu olarak çizildi. Bu oranlar İ.G.O'dan bağımsızdır ve örnek sayısı arttıkça oran 1'e yaklaşmaktadır. Ortalama kestiricisinin Cramér-Rao alt sınırı ile oranı ve E.B.O kestiricisinin Cramér-Rao alt sınırı ile oranı kıyaslandığında, E.B.O kestiricisinin her örnek sayısı için ortalama kestiricisinden çok daha başarılı olduğu görülür. Dikkat gerektiren bir diğer durum ise, örnek sayısının tek olduğu durumdaki oran eğrisi ile çift olduğu durumdaki oran eğrisi arasındaki farktır. Çift sayıda örnek olan durumun lehine

olan bu farkın, örnek sayısı çift olduğu durumda (3.12) ortanca iki örneğin ortalamasının alınmasından kaynaklandığı söylenebilir (Beaulieu ve Jiang 2010).

N tek ise,

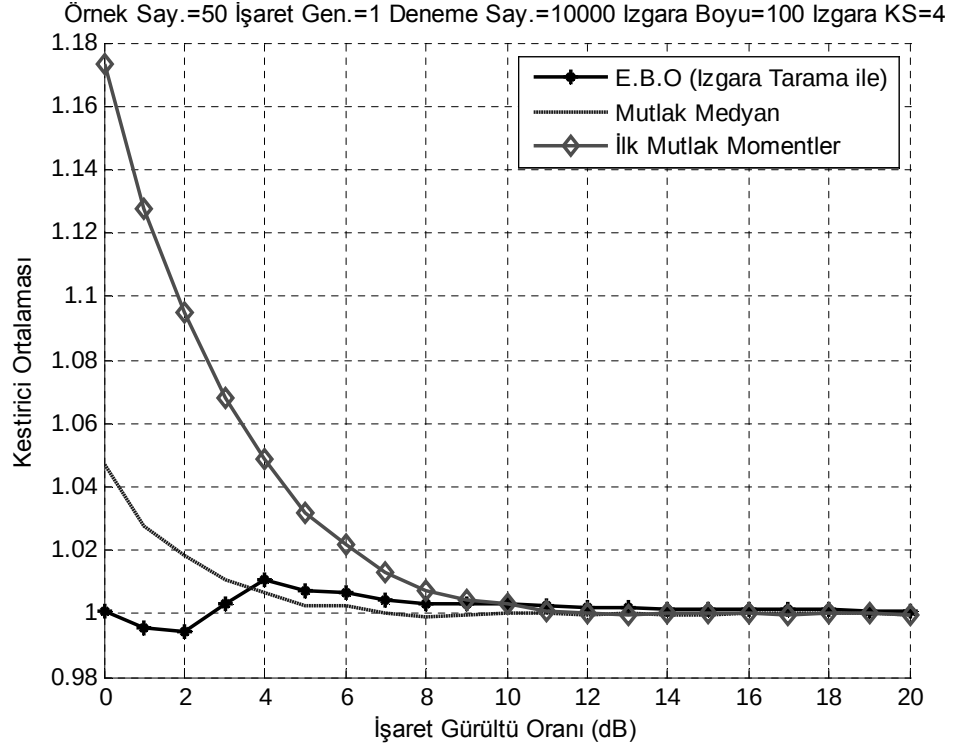
$$\frac{Var_{E.B.O}}{CRLB} = \frac{16N \times N!}{\left[\left(\frac{N-1}{2}\right)!\right]^2} \left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{N-1}{2}} \sum_n^{\frac{N-1}{2}} \frac{\left(\frac{N-1}{2}\right) \left(-\frac{1}{2}\right)^n}{(N+1+2n)^3} \quad (4.7)$$

N çift ise,

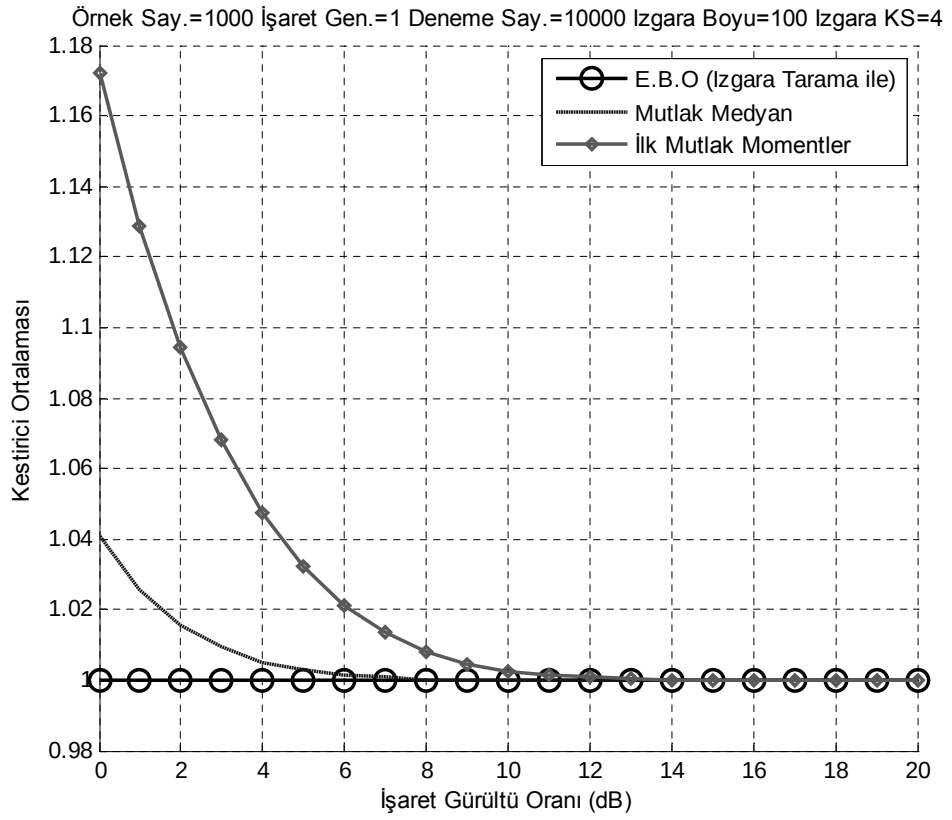
$$\frac{Var_{E.B.O}}{CRLB} = \frac{4N!}{\left(\frac{N-1}{2}\right)! \left(\frac{N}{2}\right)!} \left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{N}{2}} \times \dots \quad (4.8)$$

$$\left[\left(\frac{1}{N^3}\right) \left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{N}{2}} + \sum_n^{\frac{N-1}{2}} \frac{\left(\frac{N-2}{2}\right) \left(-\frac{1}{2}\right)^n (7N^2 + 8N(n+1) + 4(n+1)^2)}{N(N+2+2n)^3} \right]$$

İfadenin çok fazla alt işlem barındırması ve büyük faktöriyel işlemleri ile, çok küçük sayıların çok büyük sayılarla çarpımını gerektirdiği için örnek sayısının 70'den fazla alınması durumunda işlemlerin sonuçlanması çok zaman almakta ve sonuçlar hatalı elde edilmektedir. Hataların sebebi olarak, MATLAB'ın aşırı büyük ve aşırı küçük sayılarla yapılan işlemlerde doğru sonuç vermediği sonucuna ulaşıldı.

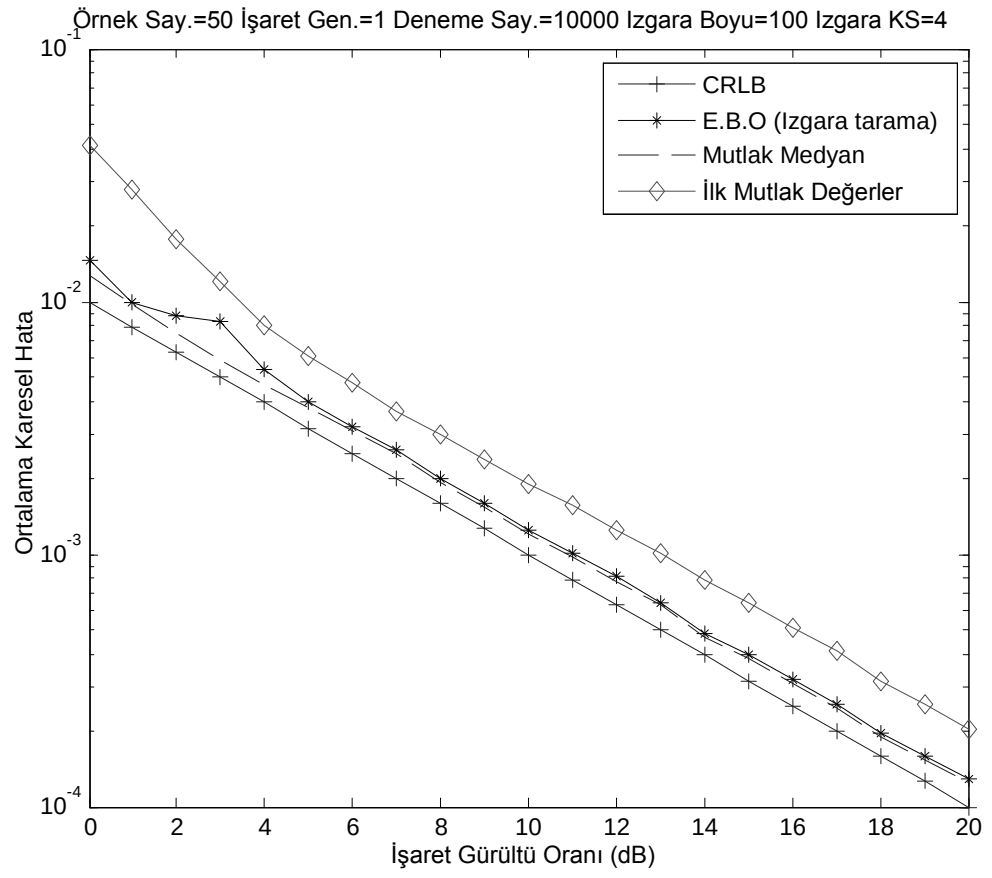


Şekil 4.4. 50 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda KO

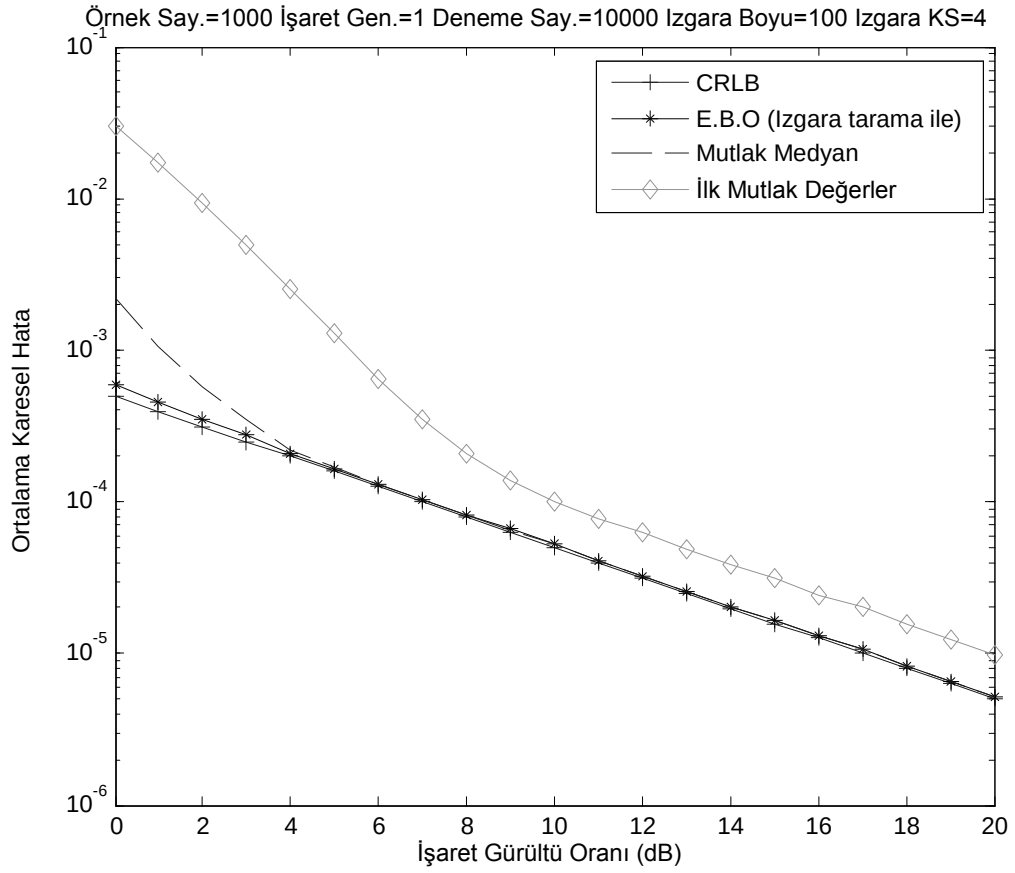


Şekil 4.5. 1000 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda KO

Şekil 4.4 ve 4.5’de veri alıcı tarafında bilinmediğinde kullanılan 3 kestiricinin ortalamaları karşılaştırıldı. Çizimlerde, işaret genliği 1 olarak alındı. Gösterilen kestiricilerden, yalnızca E.B.O kestiricisi c parametre bilgisine ihtiyaç duymaktadır ve bu parametrenin tam olarak bilindiği farz edilmiştir. Örnek sayısı 50 ve 1000 alındığı iki durumda da yalnızca E.B.O kestiricisinin yansız olduğu; diğer iki kestiricinin ise düşük İ.G.O değerleri için pozitif yanlı oldukları gözlenir. Aynı örnek sayıları için mutlak medyan kestiricisinin, ilk mutlak değerler kestiricisine nazaran daha az yanlılığa sahip olduğu görülür. İlk mutlak değerler kestiricisi yüksek İ.G.O için yansız olmakta; mutlak medyan kestiricisi ise orta ve yüksek İ.G.O’larda yansız hale gelmektedir. İlk mutlak değerler kestiricisinin ortalama bakımından örnek sayısından bağımsız olduğu; bununla birlikte mutlak medyan kestiricisinin örnek sayısı arttıkça yanlılığının az miktarda azaldığı görüldü. Örnek sayısı 1000 olduğunda mutlak medyan kestiricisi 6 dB’den daha büyük iken neredeyse yansızdır; oysa ilk mutlak değerler kestiricisi 12 dB’den itibaren yansız özellik göstermektedir.



Şekil 4.6. 50 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda kestirici O.K.H



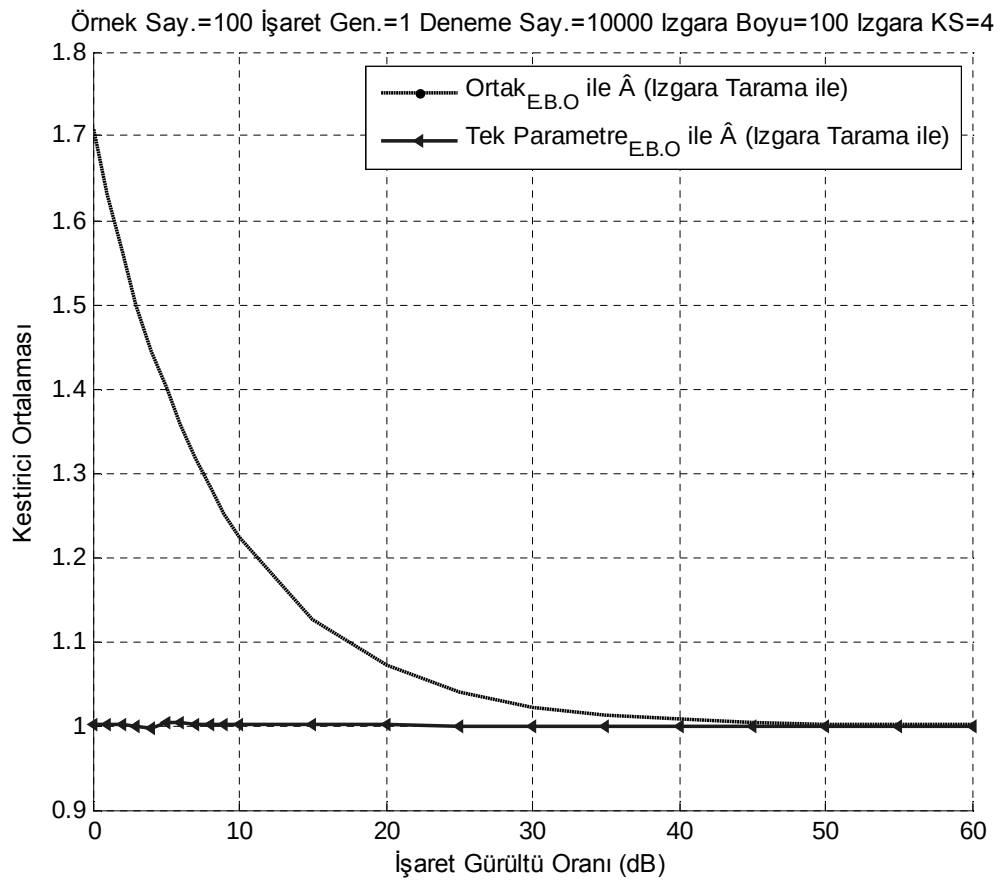
Şekil 4.7. 1000 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda kestirici O.K.H

Şekil 4.6 ve 4.7’de veri alıcı tarafında bilinmediği durum için kullanılan kestiricilerin ortalama karesel hataları Cramér-Rao alt sınırı ile kıyaslandı. 50 örnek sayısı için, tüm kestiricilerin ortalama karesel hataları Cramér-Rao alt sınırından yüksektir. Burada, ızgara tarama yönteminin bazen beklenmedik noktalarda sabitlendiği görülmektedir. Buna rağmen, ızgara tarama yöntemi ile elde edilen E.B.O kestiricisinin genel başarımı Cramér-Rao alt sınırı ile uyumludur. Özellikle 1000 örnek sayısı ile ızgara tarama yöntemiyle elde edilmiş olan E.B.O kestiricisi Cramér-Rao alt sınırına neredeyse üstüste gelir. Bununla beraber, mutlak medyan kestiricisi orta İ.G.O değerlerinde hem E.B.O kestiricisini hem de Cramér-Rao alt sınırını yakaladığı görülür. İlk mutlak değerler kestiricisi iki örnek sayısı için de Cramér-Rao alt sınırından uzakta kalır. Bu sonuç göstermektedir ki veri alıcı tarafında bilinmediğinde elde edilen E.B.O kestiricisi asimptotik olarak yararlı bir kestiricidir ve mutlak medyan kestirici düşük İ.G.O

değerleri haricinde E.B.O kestiricisine çok yakın bir başarımlı göstermektedir (Beaulieu ve Jiang 2010).

4.3 Ortak Parametre ve Tek Parametre E.B.O Kestiricilerinin Karşılaştırılması

Ortak parametre kestirimi, (3.26) ve (3.27) ifadeleri kullanılarak yapıldı ve kestirici ortalamaları Şekil 4.8 ve gösterildi. İlgili şekil 0 ile 10dB arasında her 1dB’de, 15 ile 60dB arasında her 5dB’de bir değerler alınarak çizdirildi. Düşük İ.G.O değerleri için elde edilen eğrilerin daha iyi görülmesi amaçlandı.



Şekil 4.8 100 Örnek için veri alıcıda bilinmediği durumda tek ve ortak parametre KO

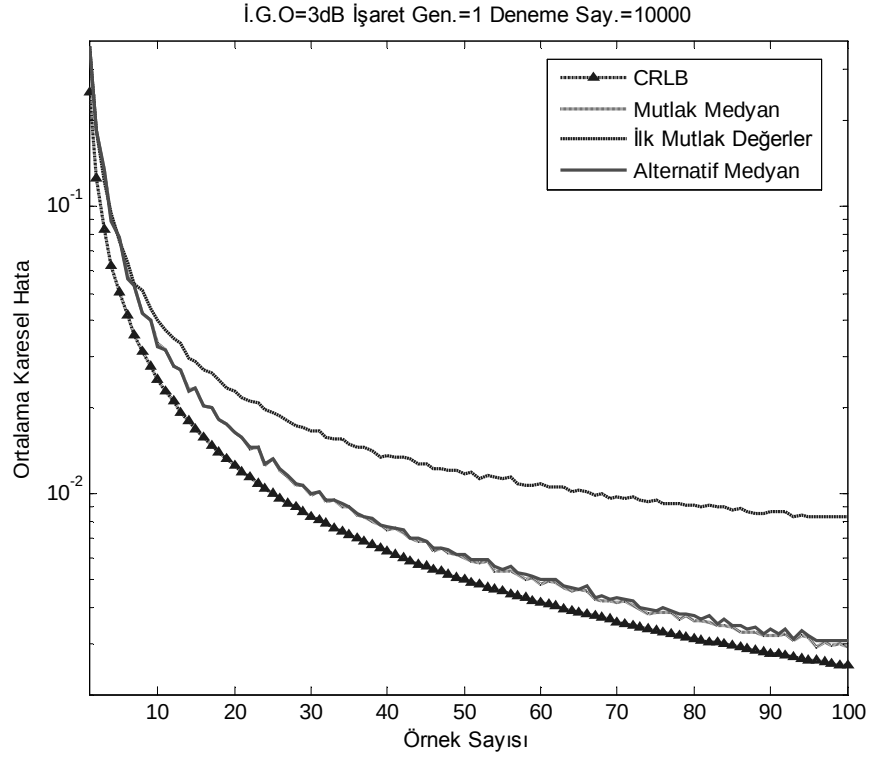
Şekil 4.8 ile gösterilmiş olan ortak parametre kestiricisi, diğer kestirimlerde alıcı tarafında bilindiği varsayılan Laplace gürültü parametresinin bilinmediği durumda, işaret genliği ile ortak kestiriminde kullanıldı. Bilinmeyen parametre sayısının artması

ile kestiricinin kestirilmek istenen değere yaklaşmasında gecikme oluşması beklenir. Ortak parametre kestiricisinin tek parametre kestiricisine yavaş bir yakınsama gösterdiği görülmektedir.

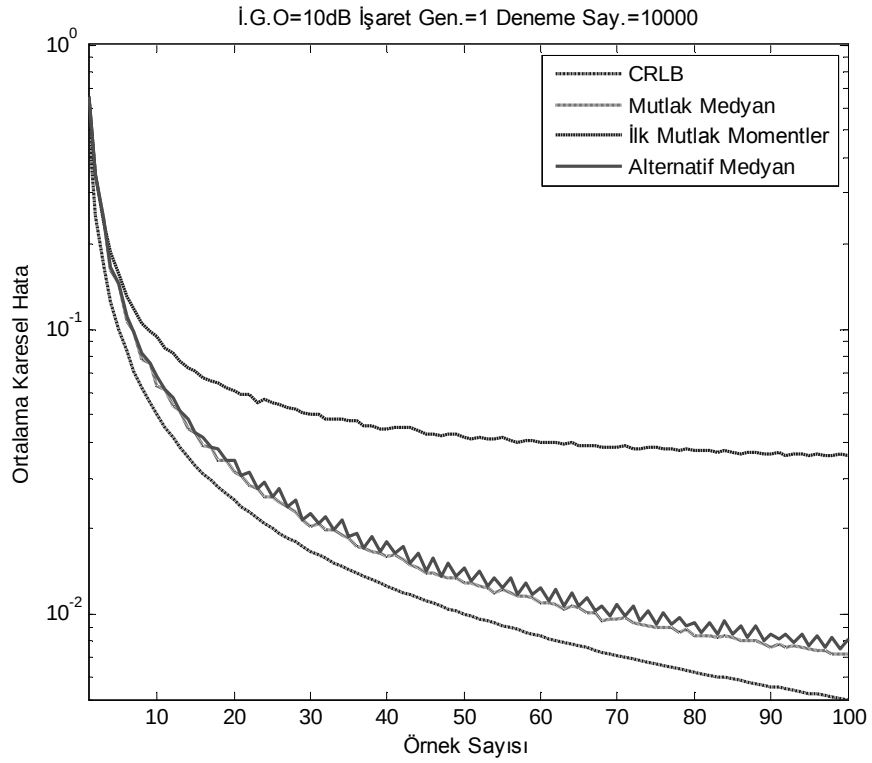
4.4 Medyan İşleminin Ağırlıklandırılmış Örnek Ortalaması Olarak Uygulanması

Mishra (2004) tarafından önerilen medyan işlemi yapılan gözlemlerde elde edilen örnek değerlerinin, ağırlıklandırma işlemi kullanılarak ortalamalarının alınmaları şeklinde ifade edilmiştir. Bu tanım, bilinen medyan işlemine kıyasla, örneklerin sıralanması şartını koşmadığı için, bu tezde uygulanan mutlak medyan kestiricisinde, medyan işlemi aşamasında kullanılması, uygulanabilirlik açısından daha uygun olacaktır.

Zira paralel aktarım yapmayan, tek bir alıcı ve bir vericiden oluşan bir haberleşme sistemi düşünüldüğünde. Verici tarafından gönderilen işaret, alıcı tarafına birer birer $\{r_i\}_{i=1,2,3...}$ örnekleri şeklinde ulaşacaktır. Alıcı tarafında bu örneklerin sıralanması için öncelikle tüm örneklerin alıcıya ulaşmış olması, arkasından sıralanması ve bu şekilde kestirim yapılması gerekir. Mishra (2004) tarafından önerilen yöntem, medyan işlemi için alıcı tarafına gelen işaret örneklerinin tamamının sıralanmasını gerektirmemekte ve bu sayede bir alıcı-veri işaretleşmesinde, alıcı tarafındaki işlem yükü, her bir işaretleşmede sıralama işlemi kadar azaltılmaktadır. Ancak işlem yükü ve süresi açısından bilinen medyan işlemi ile, alternatif medyan işleminin karşılaştırılması yapılmamış; Mishra tarafından önerilen alternatif medyan yöntemi ile, geleneksel medyan yöntemi, kestirim probleminde ortalama karesel hata bakımından karşılaştırılmıştır.

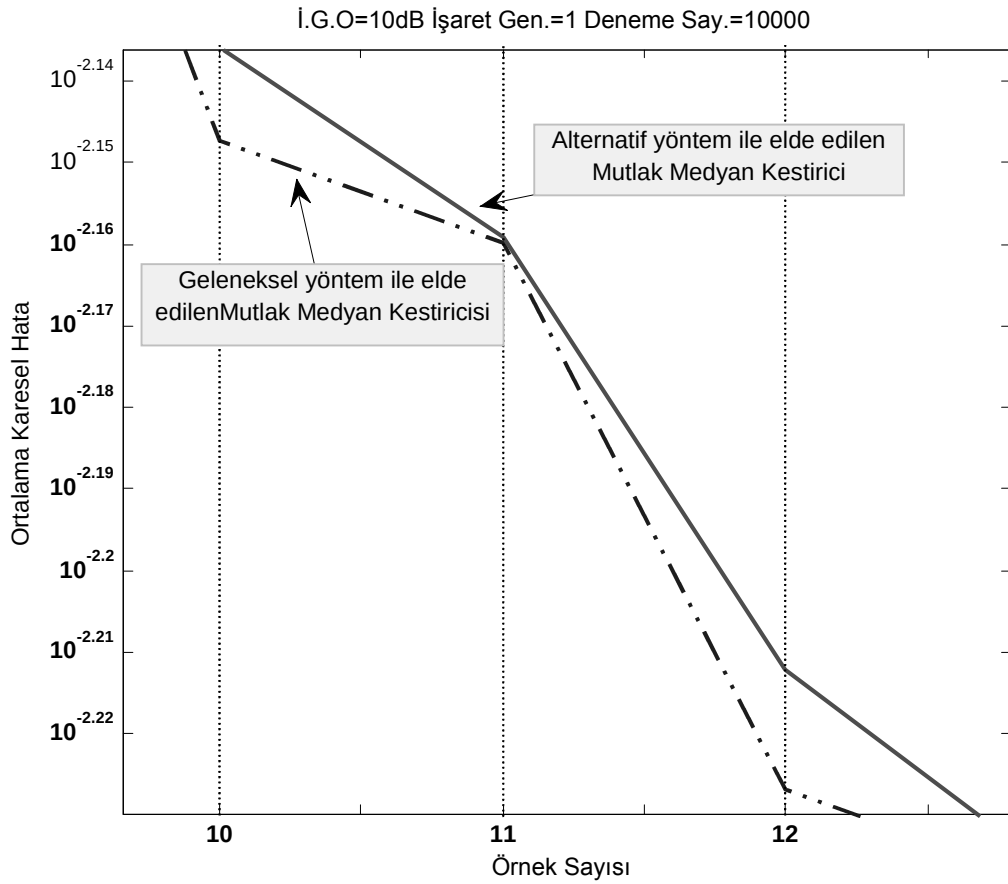


Şekil 4.9 İ.G.O 3dB için A.K. kestiricisi ile O.K.H



Şekil 4.10 İ.G.O 10dB için A.K. ile O.K.H

Şekil 4.9 ve Şekil 4.10’da gösterilen ortalama karesel hata eğrileri, alternatif medyan işleminin özelliğini yansıtmaktadır. Alternatif işlem, geleneksel işlem ile tek örnek değerlerinde eşit, çift örnek değerlerinde ise farklı değerler üretilmesini sağlamaktadır. Bu nedenle kestirici ortalama karesel hata grafiğinde, özellikle de Şekil 4.10’de, yüksek işaret gürültü oranı için çizilmiş eğrilerde, alternatif medyan kestiricisi ortalama karesel hata eğrisinin, mutlak medyan kestiricisinin ortalama karesel hata eğrisinin üzerinde dışlı bir hareket gösterdiği gözlenir. Alternatif medyan işleminden kaynaklanan bu durum daha detaylı olarak gösterilmiştir (Şekil 4.11).

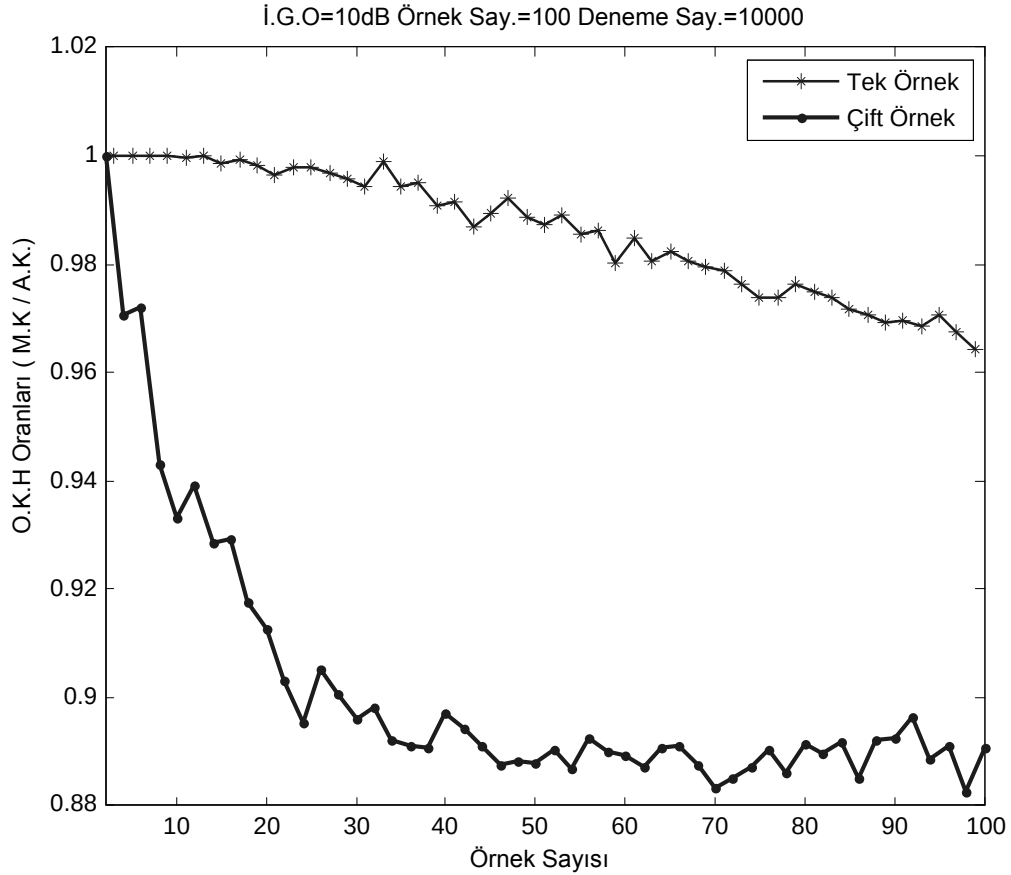


Şekil 4.11 İ.G.O 10dB için A.K. ile O.K.H

Alternatif yöntem ile elde edilen mutlak medyan kestiricisi ile, geleneksel yöntem ile elde edilen mutlak medyan kestirici incelendiğinde çift örnek değerlerinde O.K.H açısından farklı sonuç verdiği; bununla birlikte tek örnek değerlerinde çok yakın

O.K.H'ya sahip oldukları görülür. Bu Mishra (2004) ile tutarlıdır ve beklenen bir sonuçtur.

Alternatif medyan kestiricisinin genel performansını daha iyi inceleyebilmek için, mutlak medyan kestirici ile sahip oldukları ortalama karesel hataları oranlanmıştır.



Şekil 4.12 İ.G.O 10dB için M.K. ve A.K. O.K.H Oranları

Ortalama Karesel Hata Oranları incelendiğinde, alternatif mutlak medyan kestiricinin, mutlak medyan kestiricisine göre her durumda daha yüksek hata ile sonuç verdiği görülmektedir.

Alternatif mutlak medyan kestiricisini düşük başarımlı, kullanılan değiştirilmiş medyan işleminin küçük sayı ε ve doğruluk τ parametrelerinin seçiminden kaynaklanması muhtemeldir.

5. SONUÇ

İkili bir veri haberleşme sisteminde Laplace gürültüsü olması durumu incelenerek, bu durumda işaret genliği için en büyük olabilirlik kestiricileri elde edildi ve kullanılan diğer kestiriciler ile kıyaslandı. Verinin alıcı tarafında bilinmediği durum için en büyük olabilirlik kestiricisi ile yakın bir başarımlar gösteren ve çok daha basit bir yapıdaki mutlak medyan kestiricisi incelendi. Sayısal sonuçlar, Laplace gürültüsü altındaki kestirici başarımlarının ortalama karesel hatalar dikkate alınarak karşılaştırılması için sunuldu. Verinin alıcı tarafında bilindiği durum için en büyük olabilirlik kestiricisi incelendi ve yansız, tutarlı, asimptotik yararlı en büyük olabilirlik kestiricisinin ortalama kestiricisine göre çok daha yüksek başarımlar gösterdiği benzetimlerle görüldü.

Verinin alıcı tarafında bilinmediği durumda ızgara tarama metodu ile sayısal bir en büyük olabilirlik kestirici MATLAB kullanılarak tasarlandı. Mutlak medyan kestiricinin en büyük olabilirlik kestirici ile orta ve yüksek işaret gürültü oranı için çok yakın başarımlar gösterdiği benzetimlerle görüldü. Mutlak medyan kestiricisinin gösterdiği başarımlar, orta işaret gürültü oranı değerlerinden itibaren önceden gürültü gücü parametresinin bilinmesini gerektiren en büyük olabilirlik kestiricinin kullanılmasını gereksiz kılmaktadır. Verinin alıcı tarafında bilinmediği durumda, gürültü gücü parametresi c ile, işaret genliğinin ortak kestirimi, MATLAB ortamında ızgara tarama yöntemi kullanılarak gerçekleştirildi ve ortak parametre kestirimi için tutarlı sonuçlar elde edildi. Tek parametre için en büyük olabilirlik kestiricisi ile kıyaslandı.

Geleneksel medyan işlemi yerine, Mishra (2004) tarafından önerilen işlem, MATLAB ile uygulanarak türetilen “alternatif medyan kestiricisi” ile, mutlak medyan kestiricinin başarımları, ilk mutlak değerler kestirici ile beraber kıyaslandı. Bilinen medyan işlemine göre, alıcıya ulaşan işaretin örnek değerlerinin sıralanmasını gerektirmeyen “alternatif medyan” işleminin, geleneksel medyan işlemine yakın performans sunduğu görüldü. Alternatif medyan işleminde kullanılan bazı parametrelerin bu kestirici performansında kayda değer, fakat düşük bir etkiye sahip olduğu anlaşıldı; böylelikle sıralama yapılmasının mümkün olmadığı ya da işlem süresini uzattığı haberleşme sistemlerinde alternatif medyan kestiricinin kullanımının uygun olduğu görüldü.

KAYNAKLAR

- Beaulieu, N., Young. 2003.** Designing Time-Hopping Ultrawide Bandwidth Receiver. *Proceedings of the IEEE*. IEEE Radio and Wireless Symposium: 879-882
- Beaulieu, N., Hu, B. 2008.** On characterizing multiple access interference in TH-UWB systems with impulsive noise models.
- Beaulieu, N., Hu, B. 2008.** Soft-limiting receiver structures for time-hopping UWB in multiple-access interference. *IEEE Trans. Veh. Technology*, vol. 57, no. 2: 810-818.
- Beaulieu, N. C., Jiang, S. 2010.** Data-Aided and Non-Data-Aided Estimation of Signal Amplitude for Binary Data Communication in Laplace Noise. *IEEE Transactions on Communications*: 2183-2187.
- Chao, Y. L., Scholtz, R. A. 2003.** Optimal and suboptimal receivers for ultra-wideband transmitted reference systems. *IEEE Global Telecommun. Conf.* 759-763.
- Conroy, J.T., LoCicero, J.L., Ucci, D.R. 1999.** Communication techniques using monopulse waveforms. *Proc. IEEE Military Commun. Conf.* NJ. 1181-1185.
- Durisi, G., Romano, G. 2002.** «On the validity of Gaussian approximation to characterize the multiuser capacity of UWB TH PPM. *IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. Technol.* Baltimore, MD: IEEE. 157-161.
- Erseghe, T. 2010** Ultra Wide Band Pulse Communications. Doktora Tezi, Padova.
- Anonim, 2002.** Federal Communications Commission, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems.
- Forouzan, A. R., Nasiri-Kenari, M., Salehi, J. A. 2002.** Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple-access systems: uncoded and coded schemes. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, no. 4: 671-681.
- Galton, Francis. 1881.** Report of the Anthropometric Committee. *Report of the 51st Meeting of the British Association for the Advancement of Science*: 245-260
- Ghavami, M., Michael, L. B., Haruyama S., Kohno, R. 2002.** A novel UWB pulse shape modulation system. *Kluwer International Journal on Wireless Personal*: 105-120.
- Hirt. 2003.** Ultra-wideband radio technology: overview and future research. *Elsevier Computer Communications* vol. 26: 46-52.

- Hu, B., Beaulieu, N.C. 2008.** On Characterizing multiple access interference in TH-UWB Systems with Impulsive Noise. *Proceedings IEEE Radio Wireless Symposium*, Orlando, Florida: 879-882
- Khan, M. 2009.** On Coherent and Non-Coherent Receiver Structures for Impulse Radio UWB Systems. Doktora Tezi, *Blekinge Institute of Technology*, İsveç.
- Kotz, S., Kozubowski, T. J., Podgorski, K. 2001.** The Laplace Distribution and Generalizations: A Revisit with Applications to Communications, Economics, Engineering and Finance. Birkhauser, Boston, USA.
- Kotz, S., Kozubowski, T. J., Podgorski, K. 2002.** Maximum Likelihood Estimation of Asymmetric Laplace Parameters. *Annual Institute of Statistical Mathematics*: 816-826.
- Laplace, Pierre-Simon. 1818.** *Deuxième supplément à la Théorie Analytique des Probabilités*, Paris, Courcier
- Lang, Giannakis. 2004.** Ultra-wideband communications. *IEEE Signal Processing Magazine*: 2654.
- Martret, Giannakis. 2000.** All-Digital PAM Impulse Radio for Multiple-Access through Frequency-Selective Multipath. *IEEE GLOBE-COM*. San Francisco. 77-81.
- Mishra, SK. 2004.** Median as a weighted arithmetic mean of all sample observations. *Economics Bulletin*
- Moe, Scholtz. 1998.** On the Robustness of Ultra-Wide Bandwidth signals in dense multipath environments. *IEEE Communications Letters*: 51-43.
- Norton, R. M. 1998.** The Double Exponential Distribution: Using Calculus to Find a Maximum Likelihood Estimator. *American Statistician*, vol. 38, no. 2: 135-136
- Oppermann, Hamalainen, Iinatti. 2004.** *UWB: Theory and Applications*. John Wiley & Sons.
- Pfanzagl, J. 1994.** *Parametric Statistical Theory*. Berlin: de Gruyter.
- Porcino, Hirt. 2003.** Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead. *IEEE Communications Magazine*: 66-74.
- Reed, J. 2005.** *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*. Prentice Hall.
- Roberts, Siwiak, Ellis. 2002.** *IEEE P802.15.SG3a Five Criteria*. Virginia: IEEE.

Scholtz, Pozar, Namgoong. 2003. Ultra-Wideband Radio. *Journal of Applied Signal Processing*: 252-272.

Scholtz, R. A. 1993. Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation. *Proc. MILCOM*: 447-450.

Shannon, C. E.. 1948. A Mathematical Theory of Communication. *Bell Syst. Techn. J.*, Vol. 27, pp.379-423, 623-656, July, October, 1948

Taylor, J. D. 1994. *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. CRC Press.

Van Trees, H.L. 2001. *Detection, Estimation and Modulation Theory Part I*. John Wiley and Sons, Inc.

Win, M.Z., Scholtz, R.A. 1998. Impulse radio: How it works. *IEEE Communication Letters*: 3638.

Win, M.Z., Scholtz, R.A. 2000. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications. *IEEE Trans. Comm.* 679-689.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Ahmet Karaküçük
Doğum Yeri ve Tarihi : Kahramanmaraş, 1986
Yabancı Dili : İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Süleyman Demirel Fen Lisesi, 2001 - 2004
Lisans : Uludağ Üniversitesi, 2004 - 2009
Yüksek Lisans : Uludağ Üniversitesi, 2009 - 2012
Çalıştığı Kurum ve Yıl : Uludağ Üniversitesi, 2009
İletişim : karakucuk@live.com