

**T.C.  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BİLİŞSEL İLETİM AĞLARINDA PARÇALI SPEKTRUM  
ALGILAMA VE ALICI ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ**

**MUSTAFA NAMDAR**

**DOKTORA TEZİ  
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI  
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN  
DOÇ. DR. LÜTFİYE DURAK ATA**

**İSTANBUL, 2014**

**T.C.**  
**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BİLİŞSEL İLETİM AĞLARINDA PARÇALI SPEKTRUM  
ALGILAMA VE ALICI ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ**

Mustafa NAMDAR tarafından hazırlanan tez çalışması 10.03.2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

**Tez Danışmanı**

Doç. Dr. Lutfiye DURAK ATA  
Yıldız Teknik Üniversitesi

**Eş Danışman**

Yrd. Doç. Dr. Hacı İLHAN  
Yıldız Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri**

Doç. Dr. Lutfiye DURAK ATA  
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Aydın AKAN  
İstanbul Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Ahmet SERBES  
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Tansal GÜÇLÜOĞLU  
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Hasari ÇELEBİ  
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü

## ÖNSÖZ

---

Uzun ve yoğun bir çalışmayı gerektiren Doktora tezimin planlamasında, yürütülmesinde ve başarı ile tamamlanmasında, ilgisini ve desteğini her zaman gösteren, bilgi ve tecrübesini paylaşan, motive eden, bana kendisini bir danışmandan daha öte hissettiren, sevgili Hocam Doç. Dr. Lütfiye DURAK ATA'ya en içten teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmasının başından bu yana, mesaisinin bir bölümünü düzenli olarak bu çalışmaya ayıran, planlı, titiz çalışmaları ile yaptığı yönlendirmeler ve değerlendirmelerle tezin oluşmasında büyük katkıları olan tez eş danışmanım Yrd. Doç. Dr. Hacı İLHAN'a gönülden teşekkür ederim.

Tez izleme komitesinde yer alarak yapıcı yorumlarını, önerilerini paylaşan, farklı bakış açıları ile önemli katkılarda bulunan Prof. Dr. Aydın AKAN'a ve Yrd. Doç. Dr. Ahmet SERBES'e şükranlarımı sunarım.

Kendi Doktora eğitimleri boyunca yaşadıkları tecrübeleri benimle paylaşan, tez formatı konusunda yardımlarını esirgemeyen ve yol gösteren değerli arkadaşlarım Yrd. Doç. Dr. Sultan ALDIRMAZ'a ve Dr. Oğuzhan YAVUZ'a teşekkür ederim.

Doktora eğitimim süresince paylaştıkları desteklerinden, anlayışlarından ve özellikle son dönemde gösterdikleri hoşgörü ve sabırlarından ötürü sevgili eşime ve kızıma yürekten teşekkür ederim.

Sevgilerini, manevi desteklerini her zaman yanımda hissettiğim anneme, babama ve kardeşlerime çok teşekkür ederim.

Mart, 2014

Mustafa NAMDAR

## İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xiv
ABSTRACT .....	xvi
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1    Literatür Özeti.....	6
1.2    Tezin Amacı .....	7
1.3    Orijinal Katkı.....	8
BÖLÜM 2	
KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARI VE ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ .....	11
2.1    Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü Kanal .....	12
2.2    Rayleigh Sönümlenmeli Kanal .....	13
2.3    Rician Sönümlenmeli Kanal.....	14
2.4    Log-Normal Sönümlenmeli Kanal.....	16
2.5    Çeşitleme Yöntemleri.....	17
2.6    Alıcıda Birleştirme Yöntemleri .....	18
2.6.1    Seçmeli Birleştirme (SB).....	18
2.6.2    En Büyük Oran Birleştirmesi (EOB) .....	20
2.6.3    Eşit Kazanç Birleştirmesi (EKB) .....	22
2.7    İşbirlikli Çeşitleme.....	23
2.7.1    Kuvvetlendir ve Aktar (KA) Yöntemi.....	24
2.7.2    Çöz ve Aktar (ÇA) Yöntemi.....	24

## BÖLÜM 3

ÇÖRP-Z DÖNÜŞÜMÜ TEMELLİ İZGE ANALİZİ .....	26
3.1 Çörp-Z Dönüşümü (ÇzD).....	26
3.2 Bölünmüş Çörp-Z Dönüşümü (BÇzD) .....	28
3.3 Parçalı Çörp-Z Dönüşümü (PÇzD).....	30

## BÖLÜM 4

BİLİŞSEL RADYO HABERLEŞMESİNDE PARÇALI ÇÖRP-Z DÖNÜŞÜMÜ TEMELLİ İZGE SEZİMİ VE KULLANIMI .....	32
4.1 Giriş.....	33
4.2 Sistem Modeli .....	35
4.3 Haberleşme Kanal Modelleri için Optimum Algılama Eşikleri .....	37
4.3.1 AWGN Kanal için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi ..	37
4.3.2 Rayleigh Kanal için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi	39
4.3.3 Rician Kanal için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi ....	41
4.3.4 Log-Normal Dağılımlı Kanal için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi .....	43
4.4 Önerilen Sistem Modeli için İşlemsel Karmaşıklık Hesabı .....	45
4.5 İzge Kullanımı ile İlgili Benzetim Sonuçları.....	47
4.6 İzgesel Verimlilik İçin Örnek Bir Model ve PÇzD İlişkilendirmesi .....	53
4.7 Sonuçlar.....	55

## BÖLÜM 5

ALICI ANTEN ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ İLE BİLİŞSEL RADYO İÇİN İZGE SEZİMİ .....	56
5.1 Giriş.....	56
5.2 Sistem Modeli .....	57
5.3 Alıcıda Birleştirme Yöntemleri ile Optimum Algılama Eşikleri.....	59
5.3.1 SB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi .....	59
5.3.2 EKB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi .....	62
5.3.3 EOB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi .....	63
5.4 Nümerik ve Simülasyon Sonuçları .....	64
5.5 Sonuçlar.....	68

## BÖLÜM 6

SB/EOB ALICI ANTEN ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ İLE BİLİŞSEL RADYO İÇİN İŞBİRLİKLİ İZGE SEZİMİ .....	69
6.1 Giriş.....	69
6.2 Sistem Modeli .....	73
6.3 İşbirlikli Seçmeli Birleştirme Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Algılama Olasılığı Analizi .....	75

6.4	İşbirlikli SB ve EOB Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri için Optimum Algılama Eşik Değerlerine ait Genel Kapalı-Form Analizi.....	77
6.4.1	İşbirlikli SB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi .....	77
6.4.2	İşbirlikli EOB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi .....	78
6.5	Nümerik ve Simülasyon Sonuçları .....	80
6.6	Sonuçlar.....	83
BÖLÜM 7		
	SONUÇLAR .....	84
	KAYNAKLAR .....	87
	ÖZGEÇMİŞ .....	95

## SİMGE LİSTESİ

---

$P_d$	Algılama olasılığı
$P_{fa}$	Yanlış alarm olasılığı
$P_{md}$	Kaçırma olasılığı
$\sigma^2$	Varyans
$f_R(\cdot)$	Olasılık yoğunluk fonksiyonu
$F_R(\cdot)$	Birikimsel dağılım fonksiyonu
$Q_u(\cdot, \cdot)$	Genelleştirilmiş Marcum- $Q$ fonksiyonu
$G_N(\cdot)$	Güç spektral yoğunluğu
$I_{m-1}(\cdot)$	$(m-1)$ . dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonu
$K$	Rician sönümlemeli kanal parametresi
$P_t$	Verici gücü
$P_r$	Alıcı gücü
$\mu$	Beklenen değer (Ortalama)
$\sigma$	Standart sapma
$T$	Alıcı anten sayısı
$r$	Alıcıda alınan işaret
$s$	Birincil kullanıcıdan gönderilen işaret
$w$	Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü
$h$	Kompleks sönümleme katsayısı
$\gamma$	İşaret gürültü oranı
$\gamma_{SD}$	$S \rightarrow D$ linkine ilişkin ani işaret gürültü oranı
$\bar{\gamma}$	Ortalama işaret gürültü oranı
$E_s$	Birincil kullanıcıdan gönderilen işaretin ortalama enerjisi
$N_0$	Gürültünün gücü
$\alpha$	Ağırlaştırma katsayısı
$\Gamma(\cdot)$	Gamma fonksiyonu
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	Üst tamamlanmamış Gamma fonksiyonu
$N$	Birincil kullanıcıdan gönderilen işaret dizisinin toplam uzunluğu
$R(Z_k)$	$z$ dönüşümü analitik ifadesi
$A_0$	$z$ dönüşümünün birim çember yarıçapı üzerindeki ilk örneği

$W_0$	z dönüşümünün yatayla yaptığı açısı
$\theta_0$	Başlangıç açısal frekansı
$\varphi_0$	Açısal artırım aralığı
$M$	Üzerinde çalışılan işaretin uzunluğu
$L$	Frekans düzlemindeki işaretin bölünmüş parça sayısı
$f_s$	Örnekleme frekansı
$f_{\max}$	Üzerinde çalışılan frekans bandı için tanımlı maksimum frekans bileşeni
$f_{\min}$	Üzerinde çalışılan frekans bandı için tanımlı minimum frekans bileşeni
$C\{\cdot\}$	Çörp-z dönüşümü
$R[k]$	Frekans düzlemi örneklenmiş dizisi
$v$	Frekans düzlemi örneklenmiş dizisine ait ayrı parçaların birbirine olan uzaklığı
$H_0$	Birincil kullanıcının ilgili frekans bandında mevcut olmadığını ifade eden durum hipotezi
$H_1$	Birincil kullanıcının ilgili frekans bandında mevcut olduğunu ifade eden durum hipotezi
$\lambda_{opt}$	Optimum algılama eşik değeri
$\lambda$	Algılama eşik değeri
$\varepsilon(\lambda)$	Toplam hata oranı fonksiyonu
$\delta$	$P_d$ ve $P_{fa}$ arasındaki ilişki katsayısı
$Erfc(\cdot)$	Tamamlayıcı hata fonksiyonu
$u$	Zaman bantgenişliği çarpımı
$Q$	Alıcıda kullanılan karar ölçütü
${}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$	Birinci türden birleşik hipergeometrik fonksiyonu
$L_n(\cdot)$	$n$ . dereceden Laguerre polinomu
$G$	Röle kuvvetlendirme katsayısı
$\bar{P}_{fa}$	Ortalama yanlış alarm olasılığı
$\bar{P}_d$	Ortalama algılama olasılığı
$G(\cdot, \cdot)$	Alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonu
$(\cdot)!$	Faktöriyel alma işlemi
$(\cdot)^*$	Karmaşık sayı eşleniği



## KISALTMA LİSTESİ

---

AB	Avrupa Birliği (European Union, EU)
ABD	Amerika Birleşik Devletleri (United States of America, USA)
AÇ	Açı çeşitlemesi (Angle diversity, AD)
AFT	Ayrık Fourier dönüşümü (Discrete Fourier transform, DFT)
AİK	Alıcı işletim karakteristiği (Receiver operating characteristics, ROC)
AL	Aşağı link (Downlink, DL)
AWGN	Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (Additive white Gaussian noise, AWGN)
BÇzD	Bölünmüş çörp-z dönüşümü (Segmented chirp-z transform, SCzT)
BDF	Birikimsel dağılım fonksiyonu (Cumulative distribution function, CDF)
BİTUE	Bilgi ve İletişim Teknolojisi Ulusal Enstitüsü (National Institute of Information and Communications Technology, NICT)
BK	Birincil kullanıcı (Primary user, PU)
BR	Bilişsel radyo (Cognitive radio, CR)
BT	Bileşen taşıyıcı (Component Carrier, CC)
CODIV	İşbirlikli çeşitleme (Cooperative diversity, CODIV)
ÇA	Çöz ve aktar (Decode and forward, DF)
ÇÇ	Çok-yollu çeşitleme (Multipath diversity, MD)
ÇGB	Çok geniş bant (Ultra wide band, UWB)
ÇGÇÇ	Çok girişli çok çıkışlı (Multi input multi output, MIMO)
ÇzD	Çörp-z dönüşümü (Chirp-z transform, CzT)
DD	Döngüsel durağanlık (Cyclostationary detection, CD)
DFBÇ	Dikgen frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)
DFBÇE	Dikgen frekans bölmeli çoklu erişim (Orthogonal frequency division multiple access, OFDMA)
DGY	Direkt görüş yolu (Line of sight, LoS)
ED	Enerji dedektörü (Energy detector, ED)
EKB	Eşit kazanç birleştirmesi (Equal gain combining, EGC)
EOB	En büyük oran birleştirmesi (Maximum ratio combining, MRC)
FÇ	Frekans çeşitlemesi (Frequency diversity, FD)
FHK	Federal Haberleşme Komisyonu (Federal Communication Commission, FCC)
HFD	Hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier transform, FFT)
IEEE	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Enstitüsü (Institute of electrical and electronics engineers, IEEE)
İGO	İşaret gürültü oranı (Signal to noise ratio, SNR)

İK	İkincil kullanıcı (Secondary user, SU)
İUMT	İleri uluslararası mobil telekomünikasyon (International Mobile Telecommunications-Advanced)
İUVE	İleri uzun vadeli evrişim (Long Term Evolution-Advanced, LTE-A)
KA	Kuvvetlendir ve aktar (Amplify and forward, AF)
KB	Karar birleştirmesi (Decision fusion, DF)
KBAA	Kablosuz bölgesel alan ağı (Wireless regional area network, WRAN)
MÇ	Modülasyon çeşitlemesi (Modulation diversity, MD)
MLT	Merkezi limit teoremi (Central limit theorem, CLT)
MÜF	Moment üreten fonksiyon (Moment generating function, MGF)
OYF	Olasılık yoğunluk fonksiyonu (Probability density function, pdf)
PÇ	Polarizasyon çeşitlemesi (Polarization diversity, PD)
PÇzD	Parçalı çörp-z dönüşümü (Dispersed chirp-z transform, DCzT)
PGİK	Parçalı güç izge kestirimi (Dispersed power spectrum estimation, DPSE)
SB	Seçmeli birleştirme (Selection combining, SC)
SİAPA	Savunma İleri Araştırma Projeleri Ajansı (Defense Advanced Research Project, DARPA)
TAFT	Ters ayrık Fourier dönüşümü (Inverse discrete Fourier transform, IDFT)
TÇzD	Ters Çörp-z dönüşümü (Inverse Chirp-z transform, ICzT)
TGÇÇ	Tek girişli çok çıkışlı (Single input multi output, SIMO)
TGİK	Tüm güç izge kestirimi (Entire power spectrum estimation, EPSE)
THFD	Ters hızlı Fourier dönüşümü (Inverse fast Fourier transform, IFFT)
TPÇzD	Ters parçalı çörp-z dönüşümü (Inverse dispersed chirp-z transform, IDCzT)
TTFBÇE	Tek taşıyıcı frekans bölmeli çoklu erişim (Single carrier frequency division multiple access, SC-FDMA)
TV	Televizyon (Television, TV)
TY	Taşıyıcı yığılma (Carrier Aggregation, CA)
UCCELLS	Ultra geniş bant gerçek zamanlı girişim izleme ve hüresel yönetim stratejileri (Ultra wide band real time interference monitoring and cellular management strategies, UCELLS)
UÇ	Uzay çeşitlemesi (Space diversity, SD)
UF	Uyumlu filtre (Matched filter, MF)
UVE	Uzun vadeli evrişim (Long Term Evolution, LTE)
VB	Veri birleştirmesi (Data fusion, DF)
YL	Yukarı link (Uplink, UL)
ZÇ	Zaman çeşitlemesi (Time diversity, TD)
3NOP	3. nesil ortaklık projesi (3rd Generation Partnership Project, 3GPP)
4N	4. nesil (4th Generation, 4G)

## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1	9 KHz – 1 GHz frekans bandında yapılan izge doluluk ölçümü (8/31/2005, Lawrence, Kansas, ABD) [2].....2
Şekil 1.2	İzge boşluklarının kullanımı [12].....4
Şekil 1.3	İşbirlikli izge sezimi için şematik gösterim [15] .....5
Şekil 2.1	a) Gauss dağılımının OYF'si, b) Gauss dağılımının BDF'si, c) AWGN güç spektral fonksiyonu [13].....12
Şekil 2.2	Rayleigh dağılımının OYF'si [13] .....14
Şekil 2.3	Rician dağılımının OYF'si [13] .....15
Şekil 2.4	Seçmeli birleştirme yöntemi [38].....19
Şekil 2.5	En büyük oran birleştirme yöntemi [38] .....21
Şekil 2.6	Alıcıda birleştirme yöntemlerinin performans karşılaştırması [13] .....23
Şekil 2.7	Kuvvetlendir ve aktar yöntemi [13] .....24
Şekil 2.8	Çöz ve aktar yöntemi [13] .....25
Şekil 3.1	z-düzleminde birim çember üzerinde $k = 0,1,2,\dots,M-1$ için örnek $R(Z_k)$ gösterimi [46].....27
Şekil 3.2	ÇzD sistem modeli [46].....28
Şekil 3.3	Bölünmüş ÇzD izge yapısı .....30
Şekil 3.4	Parçalı ÇzD izge yapısı .....31
Şekil 4.1	PÇzD kullanımı ile önerilen ED temelli izge sezimine ait sistem modeli ...36
Şekil 4.2	İşlemsel karmaşıklık hesabına ilişkin şematik gösterim [47] .....47
Şekil 4.3	ÇzD temelli izge kullanım algoritmalarının İGO =-15dB için AİK performansı.....48
Şekil 4.4	PÇzD algoritmasının AWGN ve sönümlemeli kanallarda İGO =10dB için AİK performansı .....49
Şekil 4.5	PÇzD ve HFD algoritmalarının İGO=-15dB için AİK performansı.....51
Şekil 4.6	Toplam hata oranı fonksiyonunun AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağılım gösteren sönümlemeli kanallarda optimum algılama eşiği ile değişimi .....51
Şekil 4.7	Optimum algılama eşiğinin AWGN ve sönümlemeli kanallar üzerinde farklı İGO değerleri için değişimi .....52
Şekil 4.8	$P_{md}$ 'nin AWGN ve sönümlemeli kanallar üzerinde farklı ortalama İGO değerleri ile değişimi.....52

Şekil 4.9	UVE standardı için taşıyıcı yığılma senaryoları, (a) aynı frekans bandında ardışık taşıyıcılar, (b) aynı frekans bandında ardışık olmayan taşıyıcılar, (c) farklı frekans bandındaki taşıyıcılar [74] .....	54
Şekil 5.1	Alıcı anten çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı ED yöntemi ile izge sezimi sistem modeli .....	58
Şekil 5.2	SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için toplam hata oranı fonksiyonunun optimum algılama eşığı ile değişimi .....	65
Şekil 5.3	Simülasyon ve nümerik sonuçlara göre birbirinden farklı ortalama İGO değerleri için alıcı anten çeşitleme tekniklerinin optimum algılama eşik seviyeleri.....	67
Şekil 5.4	Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde alıcı anten çeşitleme tekniklerinin algılama olasılığı başarımı.....	68
Şekil 6.1	Sistem modeli .....	73
Şekil 6.2	İşbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitlemesi için Rayleigh sönümlenmeli kanalda toplam hata oranı fonksiyonunun ( $\varepsilon(\lambda)$ ) optimum algılama eşik seviyesi ( $\lambda$ ) ile değişimi .....	81
Şekil 6.3	İşbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitleme tekniklerinde Rayleigh sönümlenmeli kanal için optimum algılama eşik seviyesi değerinin ( $\lambda_{opt}$ ) ortalama İGO değerleri ( $\bar{\gamma}$ ) ile değişimi.....	82
Şekil 6.4	İşbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde ortalama algılama olasılığının ( $\bar{P}_d$ ) ortalama İGO ( $\bar{\gamma}$ ) ile değişimi.....	83

## ÇİZELGE LİSTESİ

---

	Sayfa
Çizelge 2.1	<i>K</i> parametresine göre kanal sınıflandırması .....16
Çizelge 4.1	Farklı kanal modelleri için optimum eşik seviyeleri .....45
Çizelge 5.1	Alicı anten çeşitleme teknikleri için simülasyon ve teorik yaklaşımla elde edilen optimum algılama eşik değerleri.....66
Çizelge 6.1	İşbirlikli çeşitlemede kullanılan Protokol I.....71
Çizelge 6.2	İşbirlikli çeşitlemede kullanılan Protokol II.....71
Çizelge 6.3	İşbirlikli çeşitlemede kullanılan Protokol III .....72
Çizelge 6.4	İşbirlikli izge seziminde alıcı anten çeşitleme teknikleri için simülasyon ve teorik yaklaşımla elde edilen optimum algılama eşik değerleri .....80

# BİLİŞSEL İLETİM AĞLARINDA PARÇALI SPEKTRUM ALGILAMA VE ALICI ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ

Mustafa NAMDAR

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Lütfiye DURAK ATA

Eş Danışman: Yrd. Doç. Dr. Hacı İLHAN

Son yıllarda geliştirilen kablosuz haberleşme standartları içinde, bilişsel radyo (BR) sistemlerine ilişkin tasarımlar, frekans bandının verimsiz kullanılmasından ötürü izgenin statik olarak dağıtılması yerine dinamik olarak kullanımını öneren yaklaşımlar, önemli bir yer tutmaktadır. Dinamik izge erişimi yöntemini kullanan BR sistemleri tüm spektrumu dinleyen, yer, zaman ve lokasyona bağlı olarak izgenin kullanımı hususunda bilgi sahibi olan, mevcut kaynakların kullanımı için akıllı kurallar tanımlayan yeni nesil radyo haberleşme teknolojisidir. Bu tezin önemli bir bölümünde, bilişsel radyo ağları için, toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) ve sönümlmeli haberleşme kanallarında performans analizi ve radyo frekans izgesindeki kaynakların daha etkin, optimum kullanılabilirliğini artırıcı sistem modelleri üzerinde çalışılmıştır.

Bu tezde işbiriksiz ve işbirlikli haberleşme sistemleri incelenmiştir. Ayrıca alıcı anten çeşitleme teknikleri kullanılarak tasarlanan işbiriksiz ve işbirlikli modellerde, sistem performansının iyileştirilebileceği gösterilmiştir. Bu kapsamda tez iki ana kısımdan oluşmaktadır.

Birinci kısımda BR ağlarda *işbiriksiz haberleşme* sistemleri için enerji dedektörü (ED) yöntemiyle, parçalı frekans izgesinde gerçekleşen algılama olasılığı performansı AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal sönümlmeli kanallar için incelenmiştir. Parçalı frekans izge kullanımını iyileştirmek ve işbiriksiz izge sezimi performansını artırmak BR haberleşmesinde çörp-z dönüşümü (ÇzD) temelli tekniğe ilişkin

algoritmalar kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, birden fazla anten içeren tek girişli çok çıkışlı (TGÇÇ) sistem modeli ile alıcıda, seçmeli birleştirme (SB), eşit kazanç birleştirme (EKB), en büyük oran birleştirme (EOB) yöntemleri kullanılarak, BR ağlarında ED metodu ile Rayleigh sönümlenmeli haberleşme kanalı için izge algılama performansının artırılabilceği gösterilmiştir. Daha sonra, sistem performansının artmasını ve alıcıdaki toplam hatanın minimize edilmesini sağlayan optimum algılama eşik değerlerine ait genel kapalı form denklemleri, AWGN ve Rayleigh, Rician ve Log-Normal sönümlenmeli kanallar için türetilmiştir. Bilgisayar benzetimleriyle, önerilen parçalı çörp-z dönüşümü (PÇZD) algoritmasının, geleneksel hızlı Fourier dönüşümü (HFD) algoritmasına göre, düşük işaret-gürültü-oranı (İGO) değerlerinde çok daha iyi performans gösterdiği görülmüştür. EOB tekniğinin, diğer tekniklere göre daha yüksek performansa sahip olduğu gösterilmiştir. Teorik sonuçların doğruluğu bilgisayar benzetimleri ile ispat edilmiştir. Son olarak, önerilen PÇZD temelli sistem modelinin 4. Nesil (4N) kablosuz haberleşme standardı olan uzun vadeli evrişim (UVE) ile ilişkilendirilmesi ele alınmıştır.

İzge kullanımının *işbirlikli haberleşme* sistemlerindeki etkisinin incelenmesi, tezin ikinci kısmını oluşturmaktadır. Toplam hata oranının ED yöntemi kullanılarak minimize edilmesi çalışması ile SB ve EOB alıcı anten çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı tek röleli kuvvetlendir-ve-aktar (KA) yönteminin uygulandığı işbirlikli sistem modelinde optimum eşik seviyelerinin Rayleigh sönümlenmeli kanal için kapalı form genelleştirilmiş ifadeleri türetilmiştir. Tasarlanan tek röleli sistem modelinde, SB yöntemine ait olasılık yoğunluk fonksiyonuna (OYF) ve  $P_d$ , algılama olasılığına ait analitik ifadeler elde edilmiştir. Bilgisayar benzetimleriyle, farklı İGO değerleri için, işbirlikli haberleşme sistemine ait izge algılama performansının, işbirliksiz sisteme göre arttığı görülmüştür. Alıcıda SB, EKB, EOB birleştirme teknikleri kullanıldığında, kullanılmayan duruma göre, algılama performansının belirgin şekilde iyileştiği gösterilmiştir. Bu benzetim sonuçları, farklı İGO değerleri için optimum algılama eşik değerleri kullanılarak verilmiştir. Son olarak, teorik sonuçların simülasyon sonuçlarını doğruladığı tespit edilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Bilişsel radyo, işbirliksiz/işbirlikli izge sezimi, parçalı izge kullanımı, enerji detektörü, optimum algılama eşik seviyesi, (geleneksel, bölünmüş, parçalı) çörp-z dönüşümü, AWGN, (Rayleigh, Rician, Log-Normal) sönümlenmeli kanallar, alıcı anten çeşitleme, seçmeli birleştirme, eşit kazanç birleştirme, en büyük oran birleştirme, kuvvetlendir-ve-aktar

**DISPERSED SPECTRUM SENSING AND RECEIVER DIVERSITY  
TECHNIQUES IN COGNITIVE RADIO NETWORKS**

Mustafa NAMDAR

Department of Electronics and Communications Engineering  
PhD. Thesis

Adviser: Assoc. Prof. Dr. Lütfiye DURAK ATA  
Co-Adviser: Assist. Prof. Dr. Hacı İLHAN

In cognitive radio (CR) systems, due to the inefficiency in spectrum usage, some approaches are available proposing the usage of frequency band dynamically instead of allocating static carriers. They all take an important part in wireless communication standards developed in the recent years. Using dynamic spectrum access methods is a new generation radio communication technology. The CR system monitors the whole frequency spectrum and is aware about the spectrum usage based on the specific time, location and frequency and it also defines intelligent policies to exploit the existing spectrum resources. In a major part of this thesis, the performance analysis of CR networks over additive white Gaussian noise (AWGN) and fading channels is studied. Besides, the system models are investigated to increase the optimal and more efficient usage of the resources in the radio frequency spectrum.

In this thesis non-cooperative and cooperative communication systems are analysed. In addition, it is indicated that the system performance can be increased using the receiver antenna diversity techniques both in non-cooperative and cooperative models. In this context, the thesis consists of two main parts.

In the first part of the thesis, the performance of the detection probability in the dispersed frequency spectrum over AWGN and Rayleigh, Rician, Log-Normally distributed fading channels for the *non-cooperative communication* systems using energy detector (ED) method in CR networks is investigated. The increase in the



utilization of the dispersed frequency spectrum and in the detection probability for non-cooperative spectrum sensing is realized with the chirp-z transform (CzT) based algorithms. Besides, it is denoted that, the ED based spectrum sensing performance is increased in CR networks over Rayleigh fading channels with multiple antennas in single-input multi-output (SIMO) system model using selection combining (SC), equal gain combining (EGC), and maximal ratio combining (MRC) techniques in the receiver side. Then general closed form expressions for the optimal detection threshold values, minimizing the total error rate and increasing the system performance over AWGN and Rayleigh, Rician, Log-Normally distributed fading channels are derived. In the simulations, it is shown that the proposed dispersed chirp-z transform (DCzT) algorithm has considerably better performance than the conventional FFT-based approach especially for low signal-to-noise ratio (SNR) values. Then, the simulation results show that the MRC scheme has considerably better performance than the others. The accuracy of the results based on the theoretical analysis is verified by means of the simulation results. As a last item, the proposed system model with DCzT algorithm may be associated with the 4<sup>th</sup> generation (4G) wireless communication standard called long term evolution (LTE) is presented in the first part of this thesis.

The investigation of the spectrum utilization effects in the *cooperative communication* systems constitutes the second part of this thesis. In the cooperative system model, using SC and MRC receiver diversity, the general closed form expressions for the optimal detection threshold values over Rayleigh fading channels are derived. In the proposed single-relay cooperative communication scheme, the theoretically derived expressions for the probability density function (pdf) and the detection probability ( $P_d$ ) in SC method are presented. In the simulations, it is shown that the spectrum sensing performance for cooperative communication is much better than the non-cooperative one for different SNR values. Detection performance is increased while SC, EGC, and MRC diversity techniques are used in the receiver side as compared to the no diversity case. The simulation results are presented for different SNR values using the optimal detection thresholds. Finally, we verify our theoretical analysis by means of simulation results. Our analysis reveals that the theoretical results confirm a good agreement between the simulation results, validating the accuracy of the derived analytical derivations.

**Keywords:** Cognitive radio, non-cooperative/cooperative spectrum sensing, dispersed spectrum utilization, energy detector, optimal detection threshold, (conventional, segmented, dispersed) chirp-z transform, AWGN, (Rayleigh, Rician, Log-Normal) fading channels, receiver antenna diversity, selection combining, equal gain combining, maximal ratio combining, AF relaying

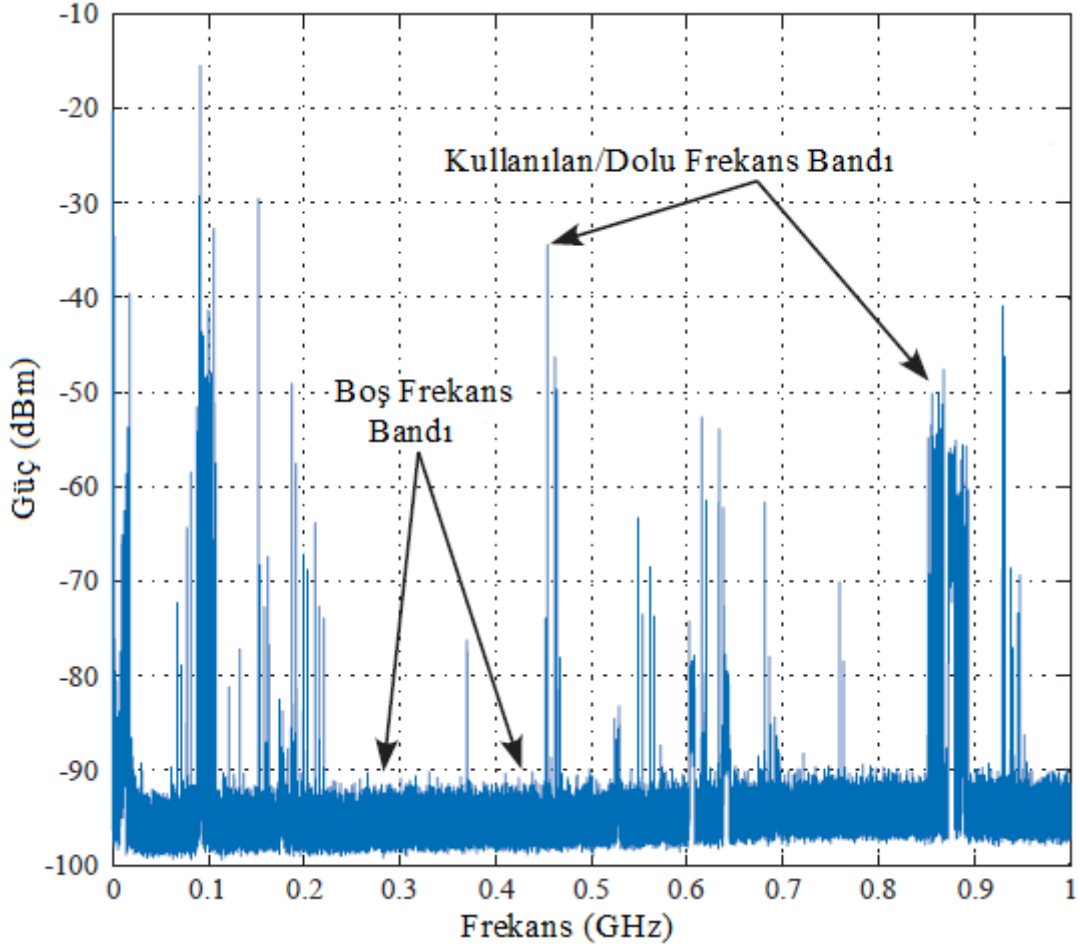
## BÖLÜM 1

---

### GİRİŞ

Yüksek veri oranlarına ihtiyaç duyan mevcut kablosuz haberleşme servislerinin ve yeni gelişen kablosuz uygulamaların çoğalması ile birlikte daha fazla bant genişliği için talepler hızla artmaktadır [1]. İzge kullanımı ülkeden ülkeye değişiklik göstermekle birlikte sıcaklık, enerji karakteristikleri gibi ölçüme dayalı kontrol parametreleri analiz edilerek, izge kullanımı hususunda bilgi sahibi olunabilir. Mevcut yapıda her bir yeni kablosuz uygulama için sabit frekans bloğu tahsis edilmektedir. Öte yandan, izge erişim talepleri çarpıcı bir şekilde artmaktadır. Yakın gelecekte de bu taleplerin artmaya devam edeceği, yeni kablosuz haberleşme servisi ve uygulamaları için kullanılacak uygun izgeyi tahsis etmenin gün geçtikçe zorlaşacağı, dolayısıyla oluşabilecek bir izge kıtlığı tahmin edilebilen bir sonuçtur [2].

Frekans izgesinin statik olarak bir çok uygulama ve servise tahsis edilmesine ve dolayısıyla izge doluluğunun artmasına rağmen, yapılan incelemeler, izgenin belli frekans, lokasyon ve zaman aralıklarında bu uygulama ve servisler için yoğun olarak kullanılmadığını göstermektedir. Bunun sonucu olarak, lisansı olan birincil kullanıcıların (BK) izgeyi atıl duruma düşürmesi ile oluşan izge boşluklarının, izge kıtlığının önüne geçebilmek adına, ikincil kullanıcılara (İK) tahsis edilmesi ile izgenin verimli ve etkin kullanımı sağlanabilir. Örneğin ABD’de, 9 KHz ile 1 GHz frekans bandında izge kullanımı hususunda bir araştırma yapılmış, Şekil 1.1’de görüldüğü gibi izge doluluğu analiz edilmiştir [2]. Bu çalışmada frekans izgesinin büyük bir bölümünün kullanımının seyrek olduğu gözlenmiştir.



Şekil 1.1 9 KHz – 1 GHz frekans bandında yapılan izge doluluk ölçümü (8/31/2005, Lawrence, Kansas, ABD) [2]

İzge kaynaklarının daha verimli bir şekilde kullanımını sağlamak amacıyla Federal Haberleşme Komisyonu (FHK), lisansız olmayan İK'lara, dinamik izge erişimi yöntemi ile izge kullanımına imkan vermiştir. Dinamik izge erişimi, kullanım lisansız olmayan İK'nın, BK üzerinde muhtemel bir girişime sebebiyet vermemesini gerektirir. BK'nın kablosuz haberleşme sistemi içindeki veri iletimini garanti altına almak, İK'nın BK varken ilgili frekans bandında iletim yapmaması ile mümkün olmaktadır.

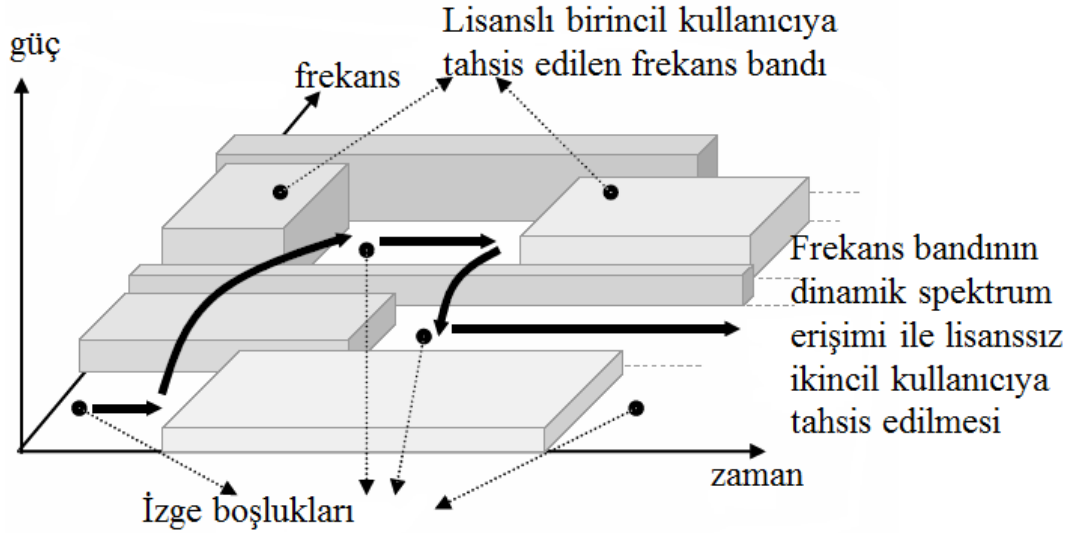
İlk olarak 1999'da Dr. Joseph Mitola III tarafından, izge kullanımının artırılması amacıyla önerilen bilişsel radyo (BR) terimi [3], 2002 de FHK'nın izge politikaları ile ilgili raporuna da dahil olmuştur [4]. Bu raporda, frekans izgesinde yaşanan temel problemin kaynağı sabit frekans tahsisi olarak gösterilmektedir. FHK raporunda, sabit uygulamalara tahsis edilen izgenin aslında atıl durumda olduğunu, belli frekans, lokasyon ve zaman dilimlerinde izge kaynaklarının etkin kullanılmadığını ifade etmektedir. Bu tarihten sonra, birçok araştırmacının BR ile ilgili araştırma ve geliştirme

çalışmalarına yoğunlaştığı, frekans izgesinin daha verimli kullanılmasını öneren projeler üzerinde çalışıldığı görülmektedir. FHK'nın raporu ile birlikte frekans bandının verimsiz kullanılmasından ötürü izgenin statik olarak dağıtılması yerine dinamik olarak kullanılmasını öneren teknolojiler üzerindeki çalışmalar, dikkat çekmektedir. Bu çalışmalardan birkaçı, Savunma İleri Araştırma Projeleri Ajansı (SİAPA) ve Bilgi ve İletişim Teknolojisi Ulusal Enstitüsü (BİTUE) bünyesinde yürütülmüştür. Öte yandan, lisanssız çok geniş bant (ÇGB) ağlarının lisanslı kablosuz sistemleri ile birlikte çalışabilirliğinin sağlanması konulu çok geniş bant gerçek zamanlı girişim izleme ve hücrel yönetim stratejileri (Ultra wide band real time interference monitoring and Cellular management Strategies, UCELLS), kablosuz haberleşme sistemlerinde çeşitleme konulu işbirlikli çeşitleme (Cooperative Diversity, CODIV), izge etkinliğini artırmak amacıyla Avrupa Birliği (AB) tarafından desteklenen projeler olmuştur [5].

FHK'nın kırsal alandaki televizyon (TV) bandı için, lisanslı kullanıcıları etkilemeden ve girişim oluşturmadan kullanma yetkinliği sunması ile, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Enstitüsü (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) 802.22 isimli çalışma grubu, TV izgesinin kullanılmayan kısımlarının, lisansı olmayan İK'lara tahsis edilmesi çalışmasını yürütmüş ve Kablosuz Bölgesel Alan Ağı (KBAA) olarak adlandırılan ilk bilişsel radyo standardını oluşturmuştur [5], [6].

Dinamik izge erişimi yöntemini kullanan BR sistemleri kullanıcı ve şebekenin ihtiyaçlarına daha iyi yanıt verebilecek bir akıllılık katmanı ile oluşturulmuşlardır. Burada BR, tüm izgeyi dinleyen, BK'nın frekans, yer ve zamana bağlı olarak izge kullanımı hususunda bilgi sahibi olan ve aynı zamanda mevcut kaynakların kullanımı için akıllı kurallar tanımlayan bir radyo teknolojisidir. Dinamik izge erişimi yöntemini kullanan ve yeni nesil uyarlamalı haberleşme sistemi olarak adlandırılan BR haberleşmesi, lisanslı frekans bandının, lisansı olmayan İK'lara tahsis edilmesini sağlar. Bu durum, kullanım lisansı olmayan İK'nın, BK üzerinde muhtemel bir girişime sebebiyet vermemesini de gerektirir. Buradan, BR'nin uyarlanabilir, esnek bir haberleşme tekniği olduğu söylenebilir. BR haberleşmesinin en önemli gereklerinden birisi izge boşluklarının algılanması işlemi, diğer bir ifade ile izge sezimidir [7]. İzge boşluklarının kullanımı Şekil 1.2'de görülmektedir [12]. Kullanılmayan kanalların etkin ve doğru tespit edilmesi, izge sezimi algoritmalarının kullanılması ile mümkün olmaktadır. İzge verimliliğini ön plana çıkaran BR haberleşmesi, izge sezimi yöntemi

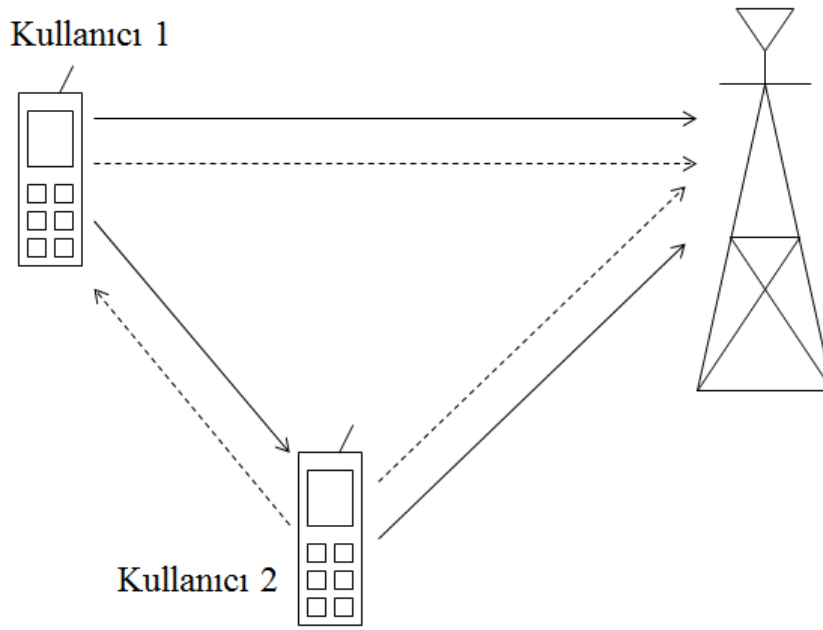
ile izge boşluklarının algılanması işlemini, ilgilenilen frekans bandının boş olup olmadığının tespiti yoluyla sağlar. Bu işlem BR ağı içerisinde veri alışverişinde bulunan BK'nın algılanması ile gerçekleşir. Bu durum, birçok izge sezimi algoritmasını, bilişsel radyo alıcılarının aldığı işaretler üzerine yoğunlaşmaya yöneltmiştir. Uyumlu filtre (UF), döngüsel durağanlık (DD), enerji dedektörü (ED) metotları izge sezimi yöntemlerinden bazılarıdır. UF'de BK'ya ait önsel bilgilere ihtiyaç duyulmaktadır. DD'de daha fazla işlem karmaşıklığı ve daha uzun gözleme süresi gerekmektedir. Bu iki yöntem, yukarıda bahsedilen olumsuz özelliklerinden dolayı uygulamada daha az tercih edilmiştir. ED düşük işlem ve uygulama karmaşıklığını destekleyen ve aynı zamanda alıcı için BK'ya ait işaret bilgisine ihtiyacın olmadığı bir yöntemdir. Uygulamalarda sıklıkla ED yönteminin kullanıldığı görülmektedir [3], [8], [9].



Şekil 1.2 İzge boşluklarının kullanımı [12]

BR haberleşmesinde BK'dan gönderilen işaretin bağımsız sönmülemelere maruz kalmış biçimleri farklı yollar üzerinden alınır, bu işaretlerden bir veya daha fazlasının sönmülemeye uğramama olasılığı yüksektir. Dolayısıyla, alıcıda birden fazla anten kullanımı ile elde edilen alıcı anten çeşitleme teknikleri kullanılarak kanal sönmüleme etkilerinin azaltılması [13] ve ED yöntemiyle gerçekleştirilen izge sezimi performansının artırılması amaçlanmaktadır. Bir başka deyişle, alıcıda çoklu anten kullanarak izge seziminde sistem performansı artırılabilir. Alıcı antenlere gelen işaretler seçmeli birleştirme (SB), en büyük oran birleştirilmesi (EOB) ve eşit kazanç birleştirilmesi (EKB) gibi teknikler kullanılarak birleştirilebilir.

İşbirlikli izge sezimi ise Şekil 1.3'te olduğu gibi BK tarafından hedef alıcıya iletilmek üzere gönderilen bilgilerin, BR ağı içindeki uygun diğer bir kullanıcı veya röle üzerinden gönderilmesi ilkesine dayanır [14], [15]. Son yıllarda yapılan araştırmalar, röleli işbirlikli sistem performansının işbirliği yapılmayan sistemlere göre daha iyi olduğunu göstermektedir [13]. Bu durum izge seziminde düşük hata olasılığına ve yüksek algılama olasılığına ulaşılabileceği anlamına gelmektedir. İşbirliği yapılarak elde edilen bu performans iyileşmesi hedef alıcıda birden fazla anten kullanımı ile alıcı anten çeşitlemesi yapılarak da artırılabilir [13].



Şekil 1.3 İşbirlikli izge sezimi için şematik gösterim [15]

Fiziksel katman tasarımı haberleşme sisteminin önemli bir parçasıdır. Kablosuz haberleşme sistemlerinde çok altaşıyıcı ile aynı anda birden fazla kullanıcıya ulaşmayı sağlayan dikgen frekans bölme çözümleri (DFBC) dinamik izge erişimi için de esnek bir yöntem olarak kabul edilmektedir. Yüksek hızda veri iletimi sağlayan ve izgesel verimliliği ön plana çıkaran DFBC, BR ağlarında etkili bir yöntem olarak kullanılmaktadır. DFBC birçok modern haberleşme sistemine ait standartlar için de uygulanmıştır. IEEE 802.11a, 802.11g, 802.16a/d/e, 802.20 standartları çok yüksek veri hızlarına ulaşma potansiyelleri olması dolayısıyla DFBC kullanırlar. Bu modülasyon yöntemi, sayısal işaret verisinin birden fazla altaşıyıcı ile radyo kanalı üzerinden taşınmasını sağlar. İzgesel verimliliği ön plana çıkarması, çok-yollu sönmülemelere ve

sönümlenmeli kanallara dirençli olması DFBC'nin haberleşme sistemi için sunduğu yararlarından birkaçıdır. DFBC tekniği modülasyon ve demodülasyon için sırası ile ters hızlı Fourier dönüşümü/hızlı Fourier dönüşümü (THFD/HFD) algoritmalarını kullanır. Lisanslı BK'ların izgesel aktivitelerini analiz etmek amacıyla kullanılan HFD, bilişsel radyo sistemlerde dinamik izge erişimi yönteminde DFBC tarafından önerilmiştir. HFD çok taşıyıcılı sistemlerde işlemsel karmaşıklığın azaltılması anlamında da etkilidir [2], [5], [16].

## 1.1 Literatür Özeti

Literatürde genellikle, tüm güç izge kestirimi (TGİK) temelli ED yöntemini kullanan sistemler incelenmiştir [8], [9], [10]. Bu yöntem HFD tekniğini kullanmaktadır. [20]'de bütün ve parçalı izge kullanım metotlarına ait performans karşılaştırması, BR haberleşmesinde zaman gecikmesi kestirim problemi ile ele alınmaktadır. Bölünmüş ÇzD (BÇzD) algoritması ise [21]'de izge analizi ile sunulmuştur. [22] ve [23] nolu makalelerde, BR sistemleri ile ilgili çalışmalarda, parçalı frekans izgesinde zaman gecikmesi kestirimi için temel limitler üzerinde durulmuştur. Bu çalışmaların tümünde eşik seviyeleri ( $\lambda$ ) önceden tanımlanan değerler verilerek kullanılmıştır. İlk olarak, geleneksel ÇzD'nin izge kullanımını artırmak amacıyla, sönümlenmeli kanallarda ED yöntemiyle izge seziminde kullanılması [17]'de önerilmiştir. [18]'de ise, BÇzD ve parçalı ÇzD (PÇzD) teknikleri, ED ile izge sezimi metodunda yüksek frekans çözünürlüğü elde etmek ve izge kullanımını artırmak amacıyla çalışılmıştır. [24]-[27] çalışmalarında, sönümlenmeli kanallarda alıcı anten çeşitleme teknikleri (SB, EKB ve EOB) için  $P_d$  ifadeleri ve sistemin performans analizleri ifadeleri araştırılmıştır. Ayrıca, [28]'de BR haberleşme sistemlerinde, ED temelli işbirlikli izge sezimi için, veri birleştirmesi (VB) ve karar birleştirmesi (KB) yöntemi çalışılmıştır. [29]'da ise yine ED ile izge sezimi yönteminde tek röleli çok girişli çok çıkışlı (ÇGÇÇ) bir yapı önerilmiştir. Kuvvetlendir ve aktar (KA), çöz ve aktar (ÇA) aktarma yöntemlerini kullanan işbirlikli çeşitleme sistemlerinin kullanıldığı [30], [31], [32] çalışmalarında, performans analizleri üzerinde durulduğu, en iyi röle seçimi için yaklaşımlar sergilendiği, uçtan uca İGO'nun olasılık yoğunluk fonksiyonuna (OYF), birikimsel dağılım fonksiyonuna (BDF) ve moment üreten fonksiyona (MÜF) ait kapalı form

denklemlerinin türetilmiş olduğu görülmektedir. [33] nolu makalede ise röleli sistemde verici anten çeşitlemesi, bilişsel radyo ağlarda işbirlikli izge sezimi için ele alınmıştır.

## 1.2 Tezin Amacı

Bu tezin amacı bilişsel radyo ağlarında, işbiriksiz ve işbirlikli haberleşme sistemlerinin toplamsal beyaz Gauss gürültülü (additive white Gaussian noise, AWGN) ve sönümlenmeli kanallarda performansını incelemek ve radyo frekans izgesindeki kaynakların daha etkin ve optimum kullanılabilirliğini artırıcı modeller tasarlamaktır. Bunun yanında işbiriksiz ve röleli/işbirlikli haberleşme sistemlerinin, alıcı anten çeşitleme teknikleri kullanılarak sistem performansının iyileştirilebileceğini göstermektir. Bu kapsamda tez iki ana bölümden oluşmaktadır.

Bu tez çalışmasında birinci bölümde, BR ağlarda işbiriksiz haberleşme sistemleri için ED yöntemiyle, parçalı frekans izgesinde gerçekleşen izge sezimi performansı AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal sönümlenmeli kanallar için analiz edilmiştir. Alıcı tarafta düşük işlem ve uygulama karmaşıklığına sahip olması dolayısıyla, bu çalışmada izge sezimi algoritması olarak ED yöntemi kullanılmaktadır.

Literatürdeki çalışmalar genellikle, TGİK temelli ED yöntemini kullanan sistemleri konu etmektedir. Bu çalışmalarda, HFD tekniğinin kullanıldığı gözlenmektedir. Bunun aksine, bu tez çalışmasında HFD yerine çörp z-dönüşümü (ÇZD) temelli tekniğe ilişkin algoritma önerilmiştir. Öngörülen frekans aralığında çalışılması esnekliği ile, yüksek frekans çözünürlüğünü destekleyen ÇZD modeli kullanılarak, bilişsel radyo sistemlerde parçalı izge kullanımını iyileştirmek ve işbiriksiz izge sezimi performansına olan etkisini incelemek amaçlanmıştır. Literatürde daha önce ele alınmayan bu yaklaşım, ilk olarak bu tez çalışmasında ele alınmaktadır.

İşbiriksiz izge seziminde alıcıda birden fazla anten içeren tek girişli çok çıkışlı (TGÇÇ) sistem modeli ile alıcıda SB, EKB, EOB birleştirme yöntemleri kullanılarak, BR ağlarında ED metodu ile Rayleigh sönümlenmeli haberleşme kanalı için izge sezimi performansı analiz edilmiştir.

Sistem performansı, optimum algılama eşik değerinin kullanılması ile artırılmaktadır. Alıcıdaki toplam hatanın minimize edilmesi optimum eşik seviyelerinin kullanılması yoluyla mümkün olmaktadır. Optimum eşik seviyelerine ait genel kapalı form denklemleri AWGN ve Rayleigh, Rician ve Log-Normal sönümlenmeli kanallar için



türetilmiştir. Bahsi geçen kapalı form denklemleri literatürde ilk defa bu tez çalışmasında yer almaktadır.

İkinci bölümde ise, izge kullanımının işbirlikli haberleşme sistemlerdeki etkisinin incelenmesi yer almaktadır. Toplam hata oranının ED yöntemi kullanılarak minimize edilmesi çalışması ile SB ve EOB alıcı anten çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı tek röleli işbirlikli sistem modelinde optimum eşik seviyelerinin Rayleigh sönümlenmeli kanal için kapalı form genelleştirilmiş ifadeleri türetilmiştir. Oluşturulan işbirlikli tek röleli sistem modelinde, SB yöntemine ait OYF'ye ve algılama olasılığına (detection probability,  $P_d$ ) ait analitik ifadeler elde edilmiştir. Farklı işaret-gürültü oranı (İGO) değerleri için gerçekleştirilmiş olan alıcı işletim karakteristiği (AİK) analizi ile işbirlikli haberleşme sisteminde izge sezimi performansının işbirliksiz sistemlere göre arttığı gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlar, literatürde daha önce sunulmamış bulgulardır.

Alıcı anten çeşitleme teknikleri kullanıldığında gözlemlenen performans artışı optimum eşik seviyesi değerleri kullanılarak farklı İGO değerleri için gösterilmiştir. Teorik sonuçların benzetim sonuçlarını doğruladığı tespit edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, işbirliksiz/işbirlikli izge sezimi performansının SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri kullanıldığında, çeşitleme yöntemi kullanılmayan duruma göre belirgin şekilde arttığını göstermektedir. İşbirliksiz/işbirlikli izge sezimi performansındaki bu iyileşme AİK eğrileri ile farklı İGO değerleri için optimum eşik seviyeleri kullanılarak sunulmaktadır.

Böylelikle bu tez çalışmasında önerilen yaklaşımlar ile, BR ağlarda frekans izgesinin statik olarak dağıtılması ile oluşan boşlukların doldurulması, İK için kısıtlı kaynakların optimum tahsis edilmesi, parçalı frekans izge kullanımı ile sadece öngörülen frekans aralığında çalışılması esnekliği sağlanmıştır. Tez çalışmasında işbirliksiz/işbirlikli haberleşme sistemleri için analitik ifadeleri elde edilen optimum eşik seviyelerine ait genel kapalı form denklemleri alıcı anten çeşitleme teknikleri ile birlikte kullanıldığında toplam hata oranının minimize edildiği ve sistem performansının iyileştirildiği gösterilmiştir.

### **1.3 Orijinal Katkı**

Bu tez çalışmasının büyük çoğunluğunda, frekans bandının bir bütün olarak değil de, birbirinden farklı bölmeler halindeki frekans izgesi parçacıkları olarak işlem görmesini

desteklemesinden ve yüksek frekans çözünürlüğü sağlamasından ötürü, ED yönteminde, HFD yerine ÇzD metodu önerilmiştir. Bu modelle, frekans izgesinin statik olarak dağıtılması ile oluşan boşlukların doldurulması, ikincil kullanıcı için kaynakların optimum tahsisi, parçalı frekans izge kullanımı ile sadece öngörülen frekans aralığında çalışılması esnekliği, BR haberleşmesinde ÇzD yöntemi ile önerilmiştir [11], [17], [18], [19]. ÇzD yaklaşımı literatürde BR sistemlerinde kullanılmayan bir modeldir. Dolayısıyla bu tez çalışmasında önerilen sistem modeli literatürde ilk olarak yerini almıştır.

Bu tez çalışmasında diğer çalışmalardan farklı olarak, optimum eşik seviyesi kullanılmıştır. Optimum eşik seviyesinin kullanımı ile sistem performansının iyileştiği ve toplam hata oranının minimize edildiği gösterilmiştir.

Literatürdeki çalışmalarda, tüm İGO bölgesi için, optimum eşik seviyelerinin kullanılmadığı görülmektedir. Bu tez çalışması ile önerilen modelde, optimum eşik seviyelerinin tespit edilmesi, toplam hata oranının minimize edilmesi ve sistem performansının artırılması sağlanmıştır. Öte yandan, alıcı anten çeşitleme teknikleri (SB, EKB ve EOB) kullanılarak optimum eşik seviyelerine ait kapalı form denklemlerinin elde edilmesi ve sistem performansının artırılması Rayleigh sönümlmeli haberleşme kanalı için matematiksel çıkarımlarla elde edilmiştir. Henüz literatüre girmemiş olan kapalı form optimum eşik seviyeleri değerleri bu tez çalışması ile literatüre kazandırılmıştır [19].

HFD algoritması ile tasarlanan KA kullanan tek röleli işbirlikli sistem modelinde, SB alıcı anten çeşitlemesi için OYF ve  $P_d$  'ye ait analitik ifadelerin Rayleigh sönümlmeli haberleşme kanalı için elde edilmesi sağlanmıştır. Ayrıca SB ve EOB alıcı anten çeşitlemesi için elde edilen optimum eşik seviyelerine ait kapalı form denklemleri, tek röleli işbirlikli BR haberleşme sistemi için literatüre kazandırılan yeni ifadelerdir.

Bu tez çalışmasında, işbiriksiz/işbirlikli BR haberleşme sisteminde ED yöntemi kullanılarak gerçekleşen izge sezimi olasılığının ve dolayısı ile sistem performansının artırılması sağlanmıştır. BR haberleşme sistemi için, kısıtlı olan radyo frekans izge kaynaklarının verimli kullanımını ve optimum tahsis edilmesini artıracak sistem modelleri geliştirilmiştir. Daha önce ele alınmayan, yukarıda önerilen yaklaşımlar ile literatüre özgün katkılar sağlanması amaçlanmıştır.

Bu kapsamda hazırlanan çalışmaların bir bölümü, sırasıyla 20. ve 21. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultay'larında bildiri olarak yer almıştır [17], [19]. Çalışmaların bir kısmı, 4. IEEE Ultra Modern Telecommunications and Control Systems uluslararası kongresinde bildiri olarak sunulmuştur [18]. Ayrıca bu çalışmalar, 2013 yılında Institution of Engineering and Technology (IET) Signal Processing dergisinde yayınlanmıştır [11].

Bu tez çalışması 7 bölümden oluşmaktadır. Bölüm 2'de tezde kullanılan AWGN ve sönümlenmeli kanallar ile alıcı anten çeşitleme teknikleri yer almaktadır. Bölüm 3'te ÇzD temelli izge analizi yöntemleri anlatılmaktadır. Ayrıca bu bölümde, BR sistemleri için parçalı izge kullanımını artırmak amacıyla önerilen ÇzD modeli aktarılmaktadır. Bölüm 4 ve 5'te tez kapsamında önerilmiş olan BR haberleşme sistemlerine yer verilmektedir. Bölüm 4'te, önerilen işbiriksiz haberleşme sisteminde optimum eşik seviyelerine ait kapalı form denklemleri, sönümlenmeli kanallar için gösterilmektedir. Ayrıca bu bölümde, uzun vadeli evrişim (UVE) kablosuz haberleşme standartının, önerilen sistem modeli ile ilişkilendirilmesi aktarılmaktadır. Bölüm 5'te alıcı anten çeşitleme teknikleri ile BR haberleşmesi için izge sezimi performans analizi ele alınmaktadır. Bu çeşitleme teknikleri için optimum eşik seviyelerine ait genel kapalı form denklemleri Rayleigh sönümlenmeli kanal için sunulmaktadır. Bölüm 6'da, önerilen tek röleli işbirlikli haberleşme sisteminde alıcı anten çeşitleme teknikleri için optimum eşik seviyelerinin kapalı form denklemlerine ait analizler yer almaktadır. Ayrıca bu bölümde, SB alıcı anten çeşitleme tekniğinde Rayleigh sönümlenmeli haberleşme kanalı için  $P_d$  analitik derivasyon sonucu bulunmaktadır. Son bölümde ise sonuçlar ve ilerideki çalışmalar ele alınmaktadır.

### KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARI VE ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ

Radyo iletişim kanalları, kablosuz haberleşme sistemlerinin performansını etkileyen en önemli parametrelerden biridir. Alıcı ve verici arasında direkt görüş yolu (DGY) olarak adlandırılan bir iletim hattı olabileceği gibi, binalar, tepeler ve ağaçlardan oluşan çevresel objeler de olabilir. Radyo kanalları çoğunlukla tahmin edilemez rastgele bir karakteristiğe sahiptir. Dolayısıyla radyo kanallarına ait modellemenin, kablosuz haberleşme sistem tasarımındaki en zor kısımlardan biri olduğu söylenebilir.

Elektromanyetik dalga yayılımının arkasındaki mekanizmalar çeşitlilik göstermesine rağmen genel olarak yukarıda bahsedilen çevresel objelerden ötürü oluşan yansıma, kırınım ve saçılma ile ilişkilendirilebilir. Bu nedenle elektromanyetik dalgalar, değişen uzunluktaki farklı yollardan, dolayısı ile değişik zaman dilimlerinde, birbirinden farklı genlik ve fazlarda yansır. Dalgalar arasındaki etkileşim belli bölgelerde, alıcı tarafından alınan işarete önemli bozulmalara yol açabilen çok-yollu sönülmeye (fading) sebep olmaktadır. Alıcı ve verici arasındaki mesafe arttığında ise dalganın sahip olduğu güç azalmaktadır. Çok-yollu iletim sayısal işaretler için simgelerarası girişime de sebep olduğundan kablosuz haberleşme kalitesini düşürmektedir.

Elektromanyetik dalgaların yayılım modelleri genellikle belli bir uzaklıktaki vericiden gönderilen ve alıcı tarafından alınan işaretin ortalama gücünü tahmin etme üzerine yoğunlaşmaktadır. Alınan işaretin ortalama gücü, alıcı ve verici arasındaki mesafenin yüksek olduğu durumlarda, büyük ölçekli yayılım modeli ile karakterize edilmektedir. Öte yandan alınan işaret gücü, alıcı ve verici arasındaki uzaklığın birkaç dalga boyu büyüklüğünde ya da kısa mesafelerde olduğu durumlar için, küçük ölçekli yayılım veya sönümlenme ile modellenmektedir [34].

Kanal sönümlenme etkilerininin azaltılması amacıyla kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan en etkili yöntemlerden biri olan çeşitleme yöntemleri genellikle iki veya daha fazla anten kullanımı ile ön plana çıkmaktadır. Çeşitleme ile, gönderilen işaretin gücü ya da bant genişliği artırılmadan, kablosuz iletişim hattındaki kalite iyileştirilebilmektedir. Hem verici hem de alıcı tarafta uygulanabilen çeşitleme ile kablosuz haberleşme sistemlerinde girişime karşı dayanıklılık sağlanır ve daha fazla kullanıcıya ulaşılmış olunur [13], [34].

## 2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü Kanal

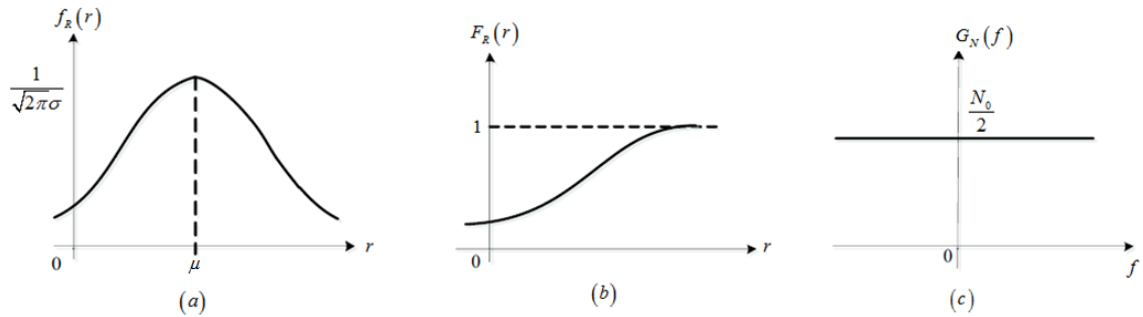
Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) haberleşme sistemlerinde en sık karşılaşılan bozucu etkidir [13].  $\mu$  beklenen değeri,  $\sigma^2$  varyansı göstermek üzere Gauss gürültüsünün genliği Gauss OYF'si ile modellenir ve (2.1) eşitliği ile ifade edilir [35]:

$$f_R(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma^2}\right), \quad -\infty < r < \infty \quad (2.1)$$

Bu durumda, R'nin BDF'si,

$$F_R(r) = \int_{-\infty}^r f_R(r) dr = 1 - Q\left(\frac{r-\mu}{\sigma}\right) \quad (2.2)$$

eşitliği ile tanımlanır [35]. Burada  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ , Q fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır [36]. Şekil 2.1'de sırası ile Gauss dağılımına ait OYF, BDF eğrileri ve AWGN güç spektral yoğunluğu ( $G_N(f)$ ) gösterilmektedir [13].



Şekil 2.1 a) Gauss dağılımının OYF'si, b) Gauss dağılımının BDF'si, c) AWGN güç spektral fonksiyonu [13]

Şekil 2.1’de görüldüğü gibi Gauss OYF’si  $\mu$  ortalama değerine yakın değerler için yükselirken,  $\mu$ ’den uzaklaştıkça düşmektedir. Ayrıca, güç izgesinin bütün frekanslar için sabit olduğu görülmektedir.

## 2.2 Rayleigh Sönümlmeli Kanal

Kablosuz haberleşmede, radyo kanallarında alınan işaretin düz sönümlmeli zarfını ya da çok-yollu bileşenlerin oluşturduğu işaretin zarfını, istatistiksel zaman değişimi karakteristiği ile ifade etmek için Rayleigh dağılımı kullanılmaktadır [34]. Bu şekildeki bir kablosuz haberleşme kanalına Rayleigh sönümlmeli kanal denir. Rayleigh dağılımına ait OYF

$$f_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & 0 \leq r < \infty \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

şeklindedir. Burada,  $\sigma^2$ , Rayleigh değişkenini meydana getiren dik Gauss bileşenlerinin varyansıdır [13]. Alınan işaret zarfının belli bir  $R$  değerinden küçük olmasının olasılığı, diğer bir ifade ile Rayleigh dağılımının BDF’si ise,

$$\Pr(r \leq R) = \int_0^R f_R(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.4)$$

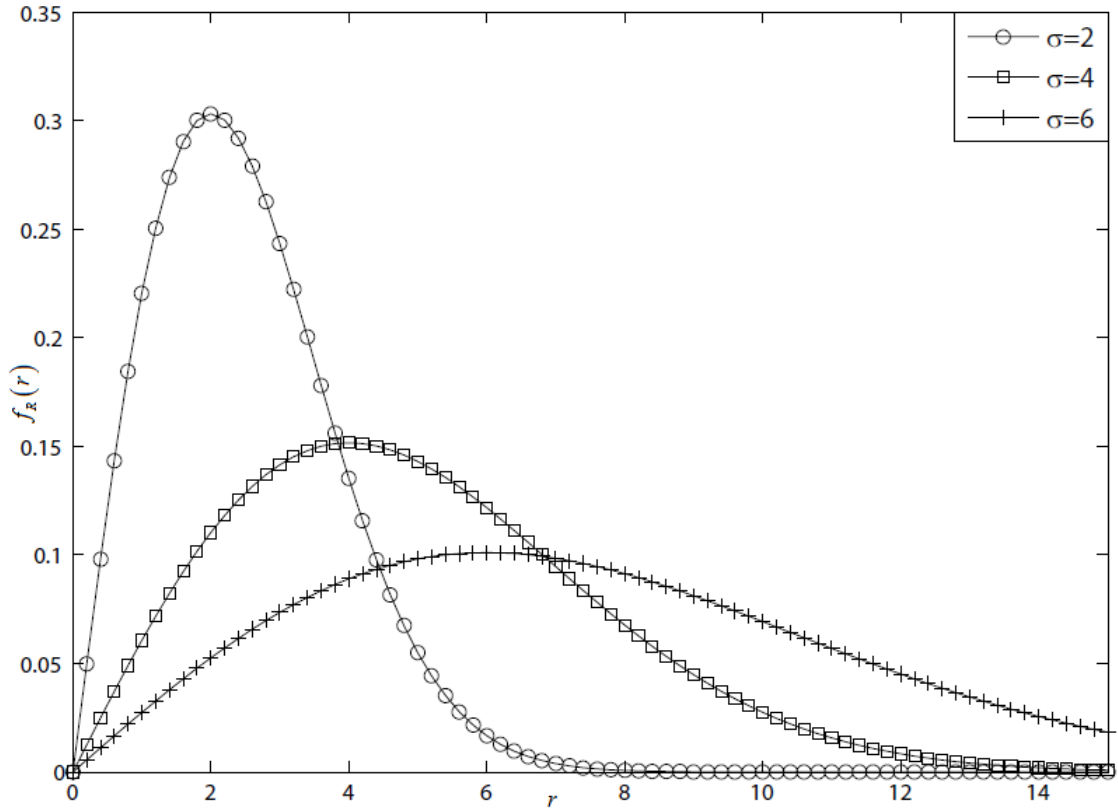
şeklindedir. Rayleigh dağılımının ortalama değeri ya da beklenen değeri

$$r_{ortalama} = E[r] = \int_0^{\infty} r f_R(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad \text{ile, bu dağılıma ilişkin ortalama güç}$$

$g_{ortalama} = E[R^2] = 2\sigma^2$  ile tanımlanmaktadır. Rayleigh dağılımına ilişkin varyans

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{şeklinde ifade edilmektedir. Şekil 2.2’de farklı } \sigma$$

değerleri için Rayleigh dağılımının OYF’si gösterilmektedir [13].



Şekil 2.2 Rayleigh dağılımının OYF'si [13]

### 2.3 Rician Sönümlmeli Kanal

Sönümlemesiz durağan işaret bileşenleri baskın olduğunda ya da verici ve alıcı arasında DGY iletim hattı bulunduğu durumda alınan küçük ölçekli işaret zarfı Rician dağılımlı olmaktadır. Farklı açılardan alıcıya ulaşan rastgele çok-yollu işaret bileşenleri de durağan işaret bileşenlerinin üzerine binmektedir. Bu şekildeki bir kablosuz haberleşme kanalına Rician sönümlmeli kanal denmektedir. Bu durumda Rician dağılımının OYF'si

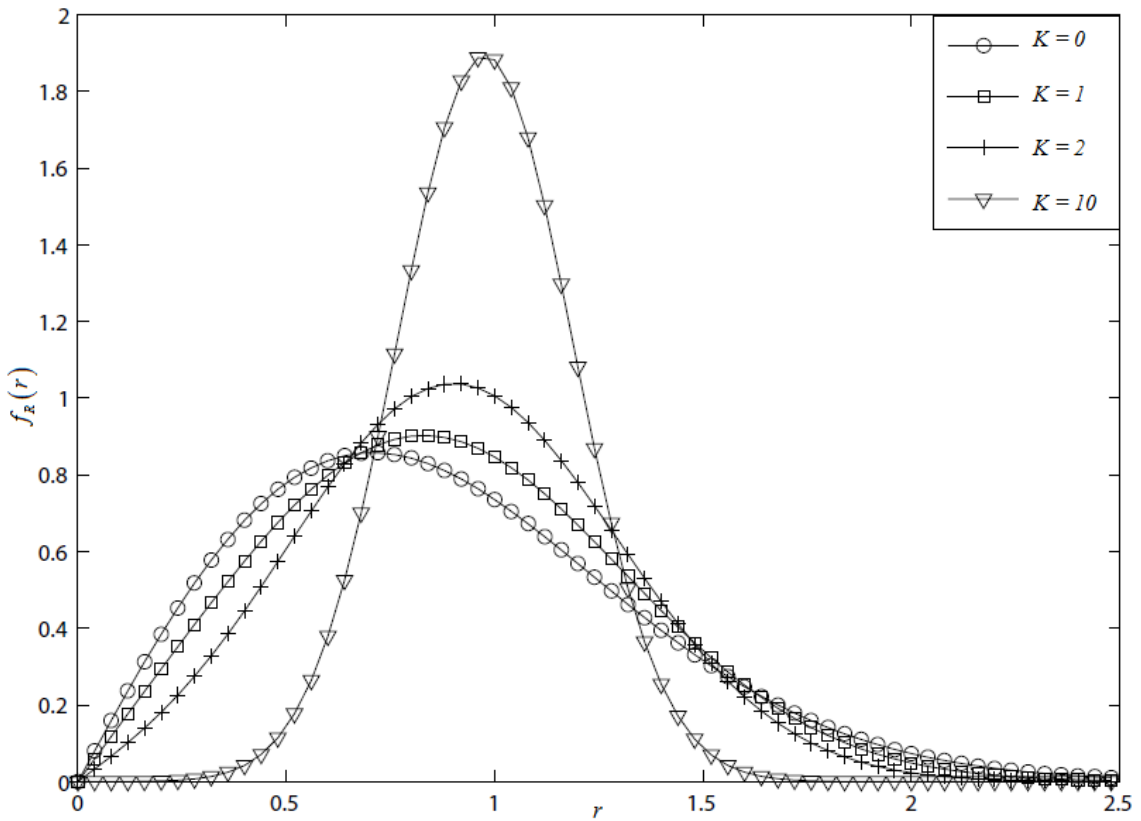
$$f_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(r^2 + D^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Dr}{\sigma^2}\right), & D \geq 0, r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

olarak verilmektedir. Burada,  $I_0(\cdot)$  birinci türden sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu,  $D$  alıcıya ulaşan baskın sönümlemesiz işaretin tepe genliğini göstermektedir. Vericiden alıcıya doğrudan ulaşan işaretin gücü  $D^2$  ve çevresel objelerden ötürü vericiden alıcıya yansiyarak ulaşan işaretin gücü  $2\sigma^2$  ile

tanımlanmaktadır. Rician dağılımı çoğu kez  $K$  parametresi ile ifade edilmektedir. Bu parametre  $K(dB) = 10 \log \frac{D^2}{2\sigma^2} dB$  olarak tanımlanmaktadır. Dolayısıyla  $K$  parametresine bağlı Rician dağılımının OYF'si

$$f_R(r) = 2r(1+K) \exp(-K - r^2(1+K)) I_0(2r\sqrt{K(1+K)}), \quad r \geq 0 \quad (2.6)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada Rician dağılımına ilişkin ortalama güç  $\mathcal{G}_{ortalama} = E[R^2] = D^2 + 2\sigma^2 = 1$  olarak alınmıştır.  $K$  parametresinin aldığı farklı değerler için Rician OYF'si Şekil 2.3'de verilmektedir [13].



Şekil 2.3 Rician dağılımının OYF'si [13]

$K$  parametresi tamamiyle Rician dağılımını belirtmesine rağmen,  $K$ 'nın alacağı değerlere göre kanal sınıflandırılması yapılabilmektedir. Bu durum Çizelge 2.1'de görülmektedir [13]. Rician sönmülemeli kanal için  $K$  parametresi 0 ile sonsuz arasında değişmektedir.  $K$ 'nın sonsuz olduğu AWGN kanalı için verici ile alıcı arasında direkt bir görüş yolu vardır. Alıcıya gelen işaretin, çevresel objelerden yansıyan bileşenlerden



oluştugu Rayleigh sönümlemeli kanal için,  $K$  Rician parametresi, 0 olarak tanımlanmaktadır [34].

Çizelge 2.1  $K$  parametresine göre kanal sınıflandırması

AWGN kanal	$K = \infty$
Rayleigh sönümlemeli kanal	$K = 0$
Rician sönümlemeli kanal	$0 < K < \infty$

## 2.4 Log-Normal Sönümlemeli Kanal

Kablosuz haberleşme kanalı üzerinden iletilen işaret, yol boyunca rastgele değişime uğrar. Bu şekildeki bir değişim yansıtıcı yüzeylerden, kırınım ve saçılıma uğratan çevredeki objelerden kaynaklanmaktadır. Bu çevresel etkilerin sebep olduğu rastgele zayıflamanın kablosuz haberleşme için modellenmesi gerekmektedir. Çevredeki objelerin, bulunduğu konum, büyüklükleri ve dielektrik özellikleri genel olarak bilinmemektedir. Dolayısıyla vericiden gönderilen işarettaki zayıflamayı nitelendirmek amacıyla istatistiksel modeller kullanılmaktadır. Bu modeller içerisinde Log-Normal gölgeleme yaygın olarak kullanılan bir modeldir. Log-Normal gölgeleme, hem iç hem de dış alandaki radyo dalgalarının yayılım ortamında alınan işaretlerinin gücündeki değişimin doğru modellenmesindeki başarımını deneysel olarak da ispatlamıştır [36], [37]. Bu şekildeki bir kablosuz haberleşme kanalına Log-Normal sönümlemeli kanal denir.

Bu modelde, vericinin ve alıcının güçleri oranının  $\psi = P_i/P_r$  Log-Normal dağılımlı rastgelelik ile modellendiği varsayılmaktadır. Log-Normal dağılımın OYF'si aşağıdaki gibidir.

$$f_{\psi}(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}\psi} \exp\left[-\frac{(10\log_{10}\psi - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2}\right], \quad \psi > 0 \quad (2.7)$$

Burada,  $\xi = 10/\ln 10$  ile tanımlanmaktadır.  $\mu_{\psi_{dB}}$  (dB),  $\psi_{dB} = 10\log_{10}\psi$ 'nin ortalaması,  $\sigma_{\psi_{dB}}$  (dB),  $\psi_{dB}$ 'nin standard sapması olarak ifade edilmektedir.  $\psi$  rastgele değişkeni Log-Normal dağılımlı olmak üzere, alınan işaretin gücü ile alıcı taraftaki toplam işaret-gürültü oranı (İGO), Log-Normal dağılımlı olmaktadır. Alıcıdaki İGO için, Log-Normal rastgele değişkenin ortalaması ve standard sapması dB cinsinden ifade edilmektedir.

Alınan işaretin Log-Normal dağılımlı rastgele değişkeni birim güce sahiptir. Dolayısıyla rastgele değişkenin ortalaması ve standard sapması dB yerine, dBm ya da dBW ile tanımlanmaktadır. Bu durumda  $\psi$ 'nin ortalaması, (2.7) kullanılarak

$$\mu_{\psi} = E[\psi] = \exp\left[\frac{\mu_{\psi_{dB}}}{\xi} + \frac{\sigma_{\psi_{dB}}^2}{2\xi^2}\right] \quad (2.8)$$

eşitliği ile verilmektedir. (2.8) eşitliği yardımıyla doğrusal ortalamadan (dB cinsinden)

$$\text{logaritmik ortalamaya (dB cinsinden) dönüştürme işlemi } 10 \log_{10} \mu_{\psi} = \mu_{\psi_{dB}} + \frac{\sigma_{\psi_{dB}}^2}{2\xi}$$

şeklinde olur. Bu durumda (2.7) eşitliği aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [36], [37].

$$f_{\psi}(\psi_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}} \exp\left[-\frac{(\psi_{dB} - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2}\right] \quad (2.9)$$

## 2.5 Çeşitleme Yöntemleri

Kablosuz haberleşme sistemlerinde birçok çeşitleme yöntemi mevcuttur. Bu yöntemlerden biri uzay (anten) çeşitlemesidir (UÇ). Verici ve alıcı tarafta birden fazla anten ya da anten dizisi kullanılması ile ön plana çıkan bu yöntemde, diziyeye ait elemanlar birbirinden belli bir uzaklıkta yerleştirilirler. Bu mesafe yaklaşık olarak işaret dalga boyunun 0.5 katıdır [37].

Alıcı veya verici tarafta farklı polarizasyona sahip iki anten kullanımı ile polarizasyon çeşitlemesi (PÇ) elde edilir. Bu yöntemde en fazla iki çeşitleme yolu tanımlanmaktadır. Farklı polarizasyona sahip iki anten kullanımı, verici ve alıcı arasındaki gücün yarıya bölünmesine sebep olmaktadır [37].

Frekans çeşitlemesi (FÇ) farklı taşıyıcı frekanslarda aynı darbant işaretin gönderilmesi ile elde edilmektedir. Burada taşıyıcı frekanslar, kanalın uyumluluk bant genişliği ile birbirinden ayrılmaktadır. Birden fazla frekans bandına işareti gönderebilmek için bu yöntemde ilave verici gücüne ihtiyaç vardır [37]. FÇ'nin kullanıldığı sistemlerdeki kanal kazancı, gönderilen işaretin bant genişliği boyunca değişiklik göstermektedir.

Aynı bilgi işaretinin farklı zaman dilimlerinde iletilmesi ile elde edilen zaman çeşitlemesi (ZÇ) yönteminde, gerekli zaman aralığı kanal uyumluluk süresinden büyük olmalıdır. ZÇ yüksek verici gücüne ihtiyaç duymaz. Bu yöntemde yeni verinin

gönderilmesinden ziyade, farklı zaman dilimlerinde aynı verinin iletiminin tekrarlandığı görülmektedir. Bu durum veri oranının düşmesine sebep olmaktadır [37].

Açı çeşitlemesi (AÇ) ise alıcıda çok yönlü antenler kullanılarak elde edilen çeşitleme yöntemidir. Bu yöntem ile iletilen işaret, uzayda farklı yollardan ve farklı açılardan alıcıya ulaşır [13], [38].

Tırmık (rake) alıcıların kullanıldığı çeşitleme yöntemi çok-yollu çeşitleme (ÇÇ) olarak adlandırılmaktadır. Bu yöntem, iletilen bilgi işaretinin farklı gecikme süreleri sonunda alıcıya yeniden ulaştığı frekans seçici kanallar için uygundur [13], [39].

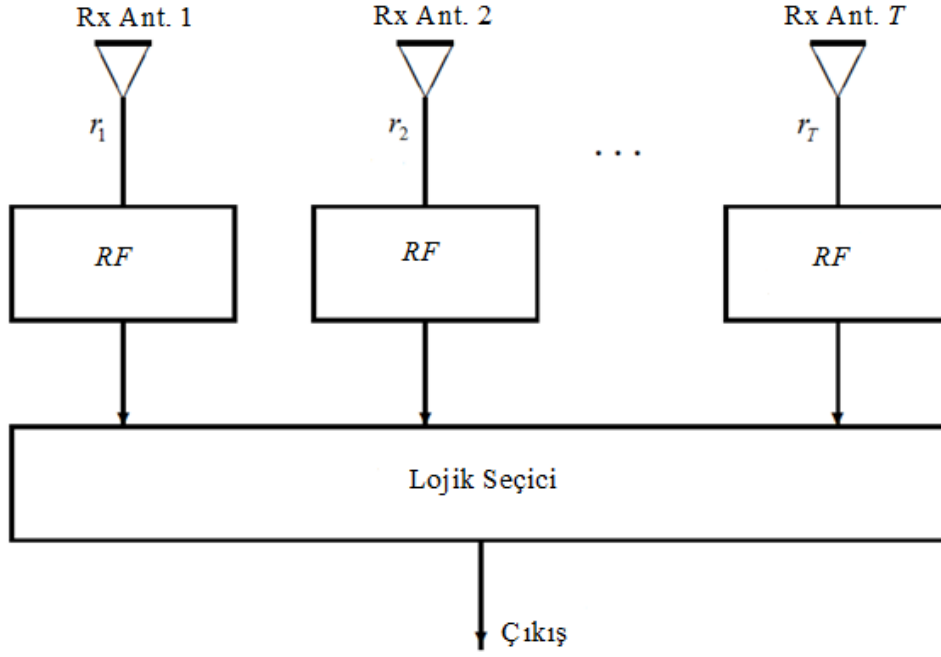
Bu bölümde son olarak modülasyon çeşitlemesi (MÇ) üzerinde durulacaktır. Bu yöntemde çok boyutlu işaret uzayında, işaret kümesinin merkez koordinat çevresinde döndürülmesi ile çeşitleme sağlanmaktadır [13], [40]. Bu yöntem yardımıyla, birbirinden bağımsız sönmülemeye uğrayan dik taşıyıcılardan birinin fazla sönmülemeye uğraması durumunda dahi, simge vektörleri alıcıda ayırt edilebilmektedir [13].

## **2.6 Alıcıda Birleştirme Yöntemleri**

Kablosuz haberleşme sistemlerinde alıcıda birden fazla anten kullanımı ile elde edilen alıcı anten çeşitleme yöntemlerindeki performans ölçütlerinden biri de toplam İGO değerini artırmak olarak açıklanabilir [38]. Bu amaca yönelik olarak alıcıda, farklı doğrusal birleştirme yöntemleri uygulanmaktadır. Her bir yöntemde,  $T$  tane alıcı anten veya  $T$  tane birbirinden bağımsız sönmülemeli iletim hattına sahip çeşitleme yollarının olduğu varsayılmaktadır [13]. Uygulama karmaşıklığı ve kanal durum bilgisi seviyelerine bağlı olarak, literatürde kullanılan en önemli alıcıda birleştirme yöntemleri, SB, EKB ve EOB şeklinde sıralanabilir [37].

### **2.6.1 Seçmeli Birleştirme (SB)**

En basit, alıcıda birleştirme yöntemlerinden biridir. Seçmeli birleştirme tekniği, en yüksek İGO değerine sahip olan koldaki işareti çıkışa gönderir.  $T$  tane alıcı antenden oluşan SB yöntemine ilişkin sistem blok diyagramı Şekil 2.4'te verilmiştir [38].



Şekil 2.4 Seçmeli birleştirme yöntemi [38]

Burada alıcıda alınan  $r_j, j = 1, 2, \dots, T$  simgesi

$$r_j = h_j s + w_j \quad (2.10)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada, ifade edilen  $s$  gönderilen simgeyi  $w_j, j = 1, 2, \dots, T$  çift yönlü güç spektral yoğunluğu  $N_0/2$  olan toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü göstermektedir. Ayrıca,  $h_j, j.$  kanala ait kompleks sönümlenme katsayısıdır. Ani İGO değeri,  $\gamma_j = |h_j|^2 \frac{E_s}{N_0}$  ile ifade edilmektedir. Burada  $E_s$  vericiden gönderilen işaretlerin ortalama simge enerjisidir. SB yöntemi için tanımlanan İGO değeri  $\gamma_{SB} = \text{maks}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_T)$  şeklindedir.  $T$  yollu çeşitleme için,  $\gamma_{SB}$ 'nin BDF'si,

$$F_{\gamma_{SB}}(\gamma) = \Pr(\gamma_{SC} < \gamma) = \Pr(\text{maks}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_T) < \gamma) = \prod_{j=1}^T \Pr(\gamma_j < \gamma) \quad (2.11)$$

ile ifade edilmektedir.  $|h_j|$ 'nin,  $T$  adet yol için ilişkisiz ve Rayleigh dağılımlı olduğu varsayımı ile hareket edildiğinde,  $j.$  koldaki ortalama İGO değeri  $\bar{\gamma}_j = E[\gamma_j]$  ile tanımlanmaktadır. Burada  $E[.]$  beklenen değeri ifade eder. Bu durumda  $\gamma_{SB}$ 'ye ait OYF ifadesi ( $\forall j$  için,  $\bar{\gamma}_j = \bar{\gamma}$  alınarak)

$$f_{\gamma_{\text{SB}}}(\gamma) = \frac{T}{\bar{\gamma}} \left[ 1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \right]^{T-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \quad (2.12)$$

şeklinde elde edilir.  $\gamma_{\text{SB}}$ 'nin ortalama değeri de Rayleigh dağılımlıdır ve

$$\bar{\gamma}_{\text{SB}} = \int_0^{\infty} \gamma f_{\gamma_{\text{SB}}}(\gamma) d\gamma = \int_0^{\infty} \gamma \frac{T}{\bar{\gamma}} \left[ 1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \right]^{T-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma = \bar{\gamma} \sum_{j=1}^T \frac{1}{j} \quad (2.13)$$

olarak hesaplanır.

### 2.6.2 En Büyük Oran Birleştirmesi (EOB)

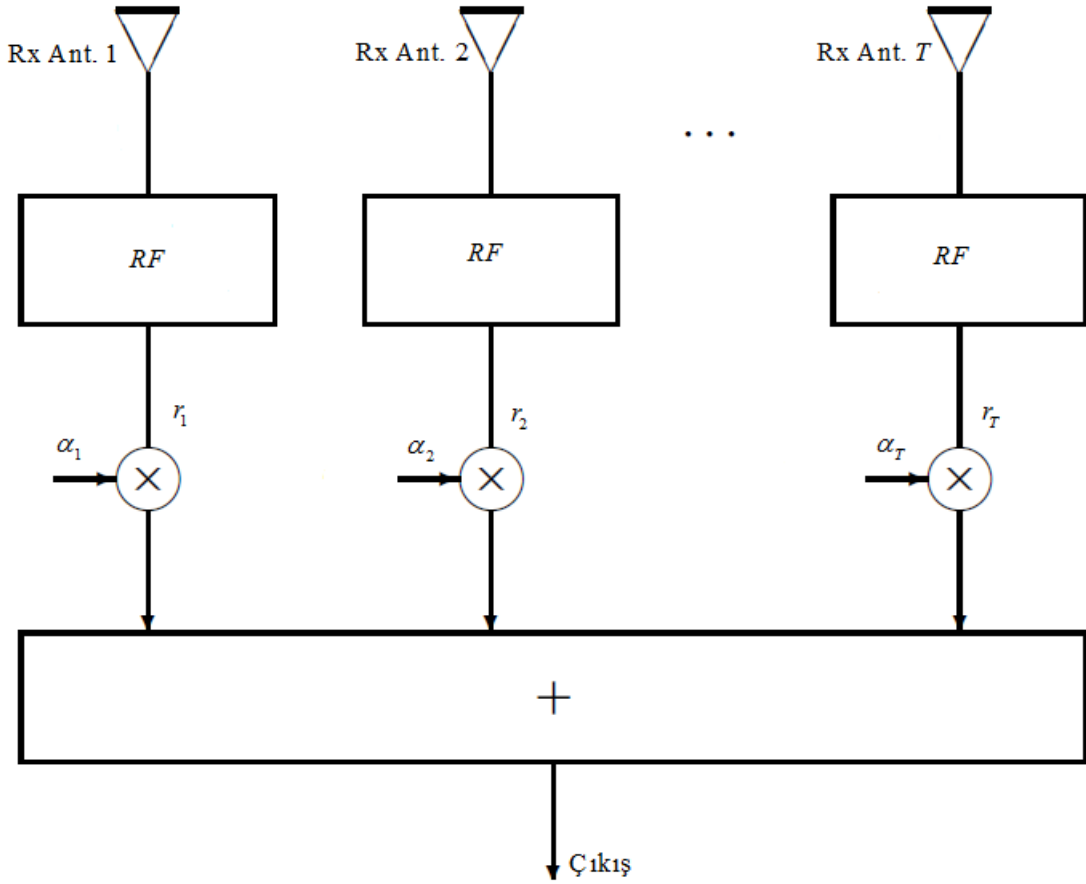
En büyük oran birleştirmesi (EOB) doğrusal bir birleştirme yöntemidir. Bu doğrusal birleştirme yönteminde, her bir bağımsız kanal üzerinden alınan işaretler ayrı ayrı ağırlıklandırılarak bir çıkış işareti oluşturmak üzere birleştirilir. Şekil 2.5'te EOB yöntemine ait sistem modeli görülmektedir [38]. Burada  $h_j, j=1,2,\dots,T$  sönümleme katsayısını,  $\alpha_j, j=1,2,\dots,T$  ağırlaştırma katsayısını ve  $j$ . kanal için alınan işareti  $r_j = h_j s + w_j$  göstermek üzere,  $\alpha_j = h_j^*$  iken, EOB çıkışı

$$r = \sum_{j=1}^T \alpha_j r_j = \sum_{j=1}^T |h_j|^2 s + \sum_{j=1}^T h_j^* r_j \quad (2.14)$$

eşitliği ile verilmektedir. Burada  $(.)^*$  eşlenik alma işlemidir. Alınan  $j$ . kanal işaretinin İGO değeri  $\gamma_j = |h_j|^2 \frac{E_s}{N_0}$  ile tanımlanmaktadır. Bu durumda EOB çıkışındaki işaretin İGO değeri

$$\gamma_{\text{EOB}} = \frac{\left( \sum_{j=1}^T |h_j|^2 \right)^2 E_s}{\sum_{j=1}^T |h_j|^2 N_0} = \sum_{j=1}^T |h_j|^2 \frac{E_s}{N_0} = \sum_{j=1}^T \gamma_j \quad (2.15)$$

şeklinde ifade edilebilir. Her bir kanal için tanımlı olan  $|h_j|$ 'nin Rayleigh dağılımlı olduğu varsayıldığında  $\gamma_{\text{EOB}}$  Ki-kare dağılım gösterir [13], [37]. Bu durumda EOB çıkışındaki işarete ait İGO'nun beklenen değeri  $\bar{\gamma}_{\text{EOB}} = E \left[ \sum_{j=1}^T \gamma_j \right] = T\bar{\gamma}$ , varyansı ise  $2T\bar{\gamma}$  olur [37].  $\gamma_{\text{EOB}}$ 'nin OYF'si,



Şekil 2.5 En büyük oran birleştirme yöntemi [38]

$$f_{\gamma_{\text{EOB}}}(\gamma) = \frac{\gamma^{T-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^T (T-1)!}, \quad \gamma \geq 0 \quad (2.16)$$

ile ifade edilir [37]. Burada  $(.)!$  faktöriyel alma işlemidir.  $\gamma_{\text{EOB}}$ 'nin BDF'si de

$$F_{\gamma_{\text{EOB}}}(\gamma) = \frac{1}{(T-1)!} \left( \Gamma(T) - \Gamma\left(T, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \right) \quad (2.17)$$

eşitiği ile verilmektedir [13]. Burada  $\Gamma(T) = \int_0^{\infty} t^{T-1} e^{-t} dt$  ile tanımlanan, Gamma

fonksiyonunu ve  $\Gamma(T, x) = \int_x^{\infty} e^{-t} t^{T-1} dt$  ise tamamlanmamış (incomplete) Gamma

fonksiyonunu göstermektedir [41].

Sistem çıkışındaki İGO'yu maksimum yaptığından dolayı, alıcıda birleştirme yöntemleri içerisinde EOB, optimum birleştirme yöntemidir. Bu durum, maksimum çıkış

İGO'sunun, her bir kanal için anlık İGO'ların toplamına eşit olduğu, (2.15) eşitliğinde de gösterilmiştir.

### 2.6.3 Eşit Kazanç Birleştirmesi (EKB)

EKB yönteminde, bağımsız kanallar üzerinden alınan işaretler herhangi bir ağırlaştırma yapılmaksızın, sadece aynı faza getirilerek birleştirilir [13]. EKB'de kullanılan  $\alpha_j$  ağırlaştırma katsayısı  $\forall j$  için ( $j=1,2,\dots,T$ ) 1 alınarak, EKB yöntemi uygulanabilir. Eşit olasıkla iletilen semboller için, çıkıştaki toplam koşullu İGO değeri,

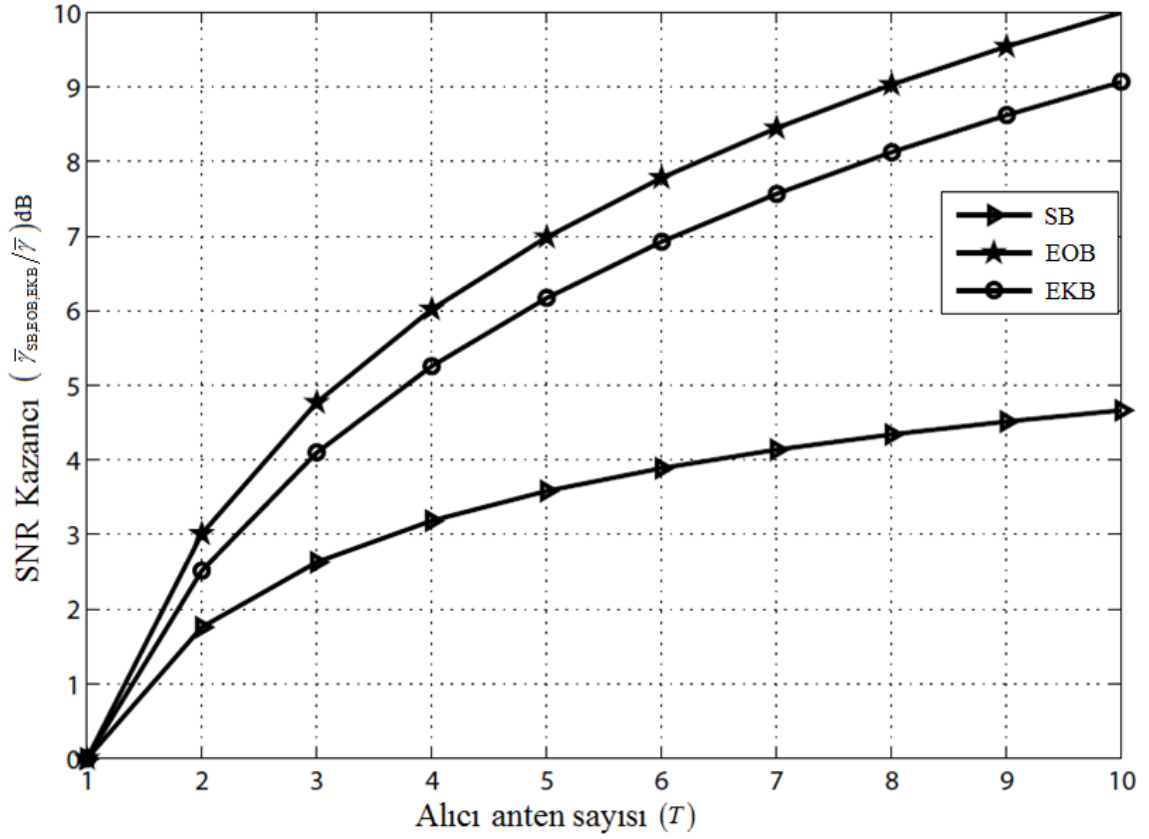
$$\gamma_{\text{EKB}} = \frac{\sum_{j=1}^T |\alpha_j|^2 E_s}{\sum_{j=1}^T N_0} \quad (2.18)$$

eşitliği ile bulunur [13], [36]. Burada, bağımsız kanallar üzerinden iletim yapıldığı ve her bir kanal için aynı güç gecikme profiline sahip olduğu varsayımı ile ( $\bar{\gamma}_j = \bar{\gamma}$ ,  $j=1,2,\dots,T$ ) hareket edildiğinde, EKB çıkışındaki ortalama İGO değeri Rayleigh sönümlmeli kanal durumunda

$$\bar{\gamma}_{\text{EKB}} = \bar{\gamma} \left( 1 + (T-1) \frac{\pi}{4} \right) \quad (2.19)$$

olarak hesap edilir [13], [36].

EOB, alıcıda birleştirme yöntemleri içerisinde en iyi performans gösteren yöntemdir. Öte yandan EOB yüksek işlem karmaşıklığı getirir. Alternatif birleştirme yöntemi olan EKB'nin EOB'ye göre daha düşük performans göstermesine rağmen, EKB, EOB'den daha az işlem ya da uygulama karmaşıklığına sahiptir [15], [36], [38]. Alıcıda birleştirme yöntemlerine ait performans karşılaştırması Şekil 2.6'da gösterilmiştir [13].



Şekil 2.6 Alıcıda birleştirme yöntemlerinin performans karşılaştırması [13]

## 2.7 İşbirlikli Çeşitleme

Kablosuz haberleşme sistemlerinde genellikle tek antenli kullanıcılar mevcuttur. Son dönemde gerçekleştirilen çalışmalar, tek antenli kullanıcıların kendi aralarında yaptıkları işbirliği ile, çok girişli çok çıkışlı (ÇGÇÇ) sistemlerin avantajlarını elde ettiklerini göstermektedir. ÇGÇÇ sistemlerin en önemli avantajı iletişim çeşitlenmesine imkan vermesidir. Birden fazla kullanıcının olduğu kablosuz haberleşme ortamında, tek antenli kullanıcıların antenlerini paylaşmak suretiyle sanal bir ÇGÇÇ sistem modeli tasarlanmıştır [5], [13].

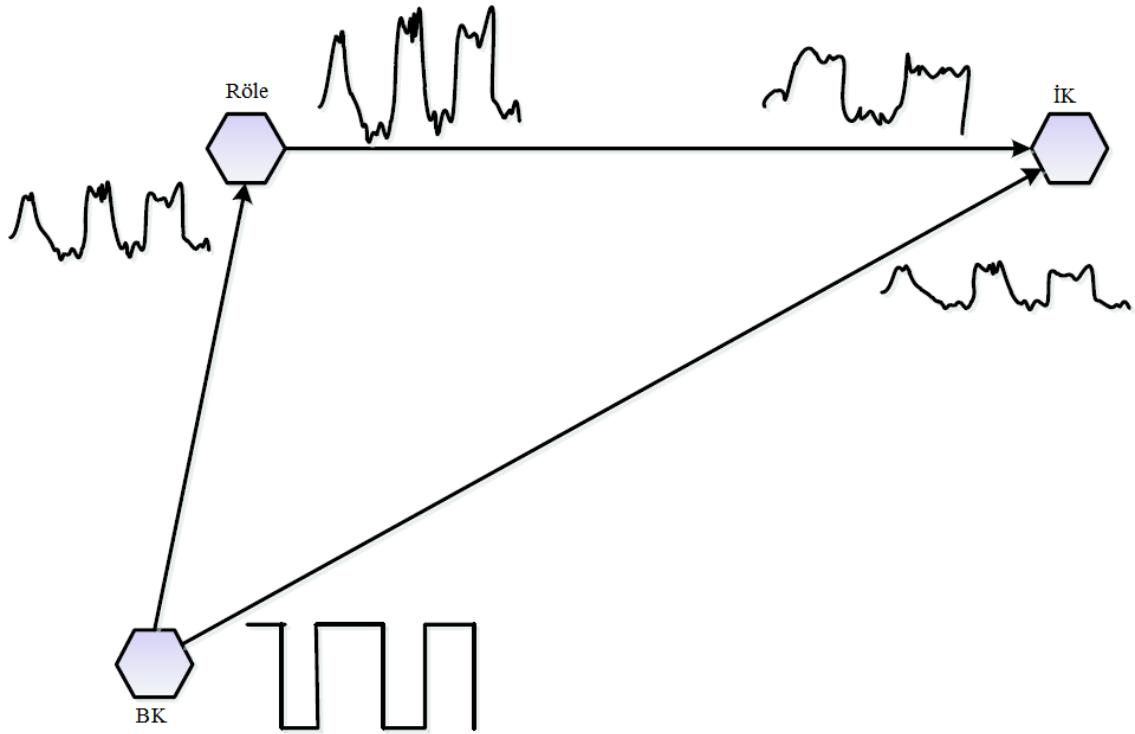
İşbirlikli çeşitlemede aynı alıcı ile iletişime geçen en az iki kullanıcı mevcuttur. Her kullanıcının sadece bir anteni olduğu kabul edilmektedir. Kullanıcılardan birinin diğerinden gelen işareti alması ve belli yöntemler çerçevesinde bu işareti kendine ait bilgilerle birlikte alıcıya aktarması yoluyla, işbirlikli çeşitleme gerçekleştirilmektedir [5], [13].

*Kuvvetlendir ve aktar (KA)* ve *çöz ve aktar (ÇA)* işbirlikli çeşitlemede kullanılan en temel aktarma yöntemleridir.



### 2.7.1 Kuvvetlendir ve Aktar (KA) Yöntemi

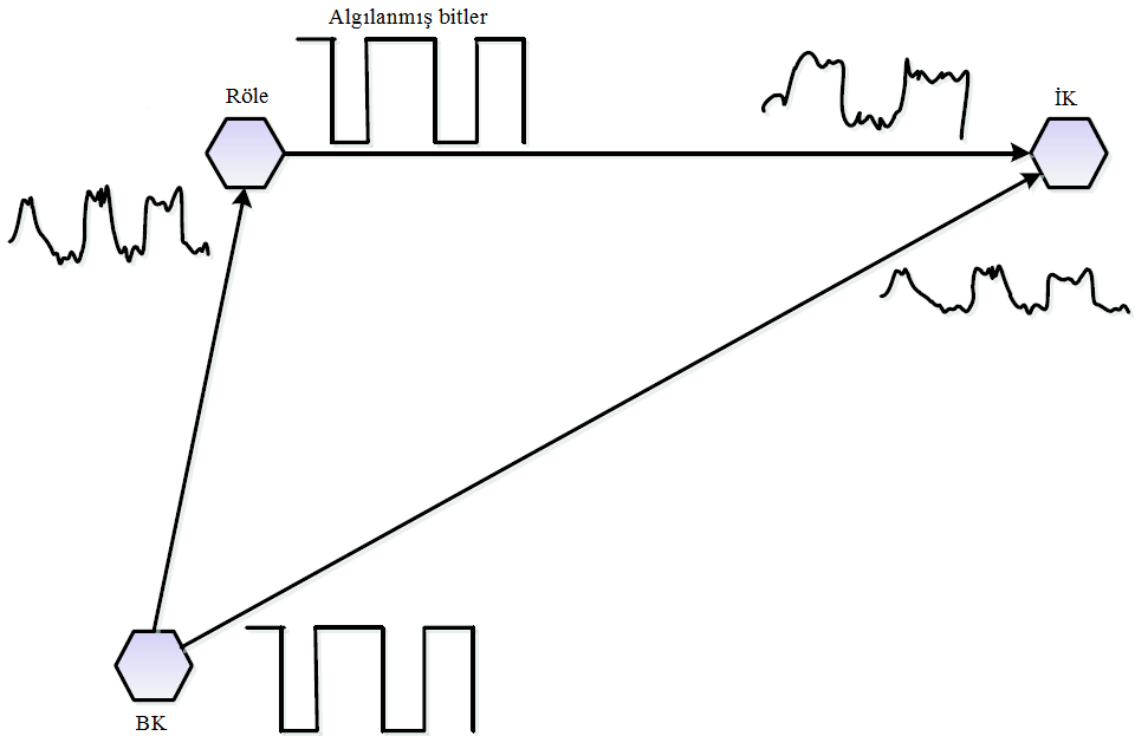
Kuvvetlendir-ve-aktar (KA) yöntemindeki bilgi iletimi Şekil 2.7’de gösterilmektedir [13]. BR ağı içinde kullanılan KA yönteminde röle, BK tarafından kendisine iletilen işaretin, üzerine gürültü eklenmiş şeklini almaktadır. Alınan gürültülü işaret, röle tarafından kuvvetlendirilerek hedefteki İK’ya iletilir. İK, hem röleden hem de BK tarafından direkt yolla iletilen işaretler üzerinden, izge kullanımı ile ilgili kararı verir [13]. Burada, İK’nın izge kullanımı ile ilgili doğru karar verebilmesi için, BK → Röle linkine ilişkin kanal karakteristiğinin bilinmesi gerekmektedir [5], [13], [42].



Şekil 2.7 Kuvvetlendir ve aktar yöntemi [13]

### 2.7.2 Çöz ve Aktar (ÇA) Yöntemi

Çöz-ve-aktar (ÇA) yöntemindeki bilgi iletimi Şekil 2.8’de sunulmaktadır [13]. Burada röle, BK tarafından iletilen işaret bitlerini algılar ve bu bitleri kodlayarak hedefteki İK’ya iletir. Rölede bitlerin yanlış algılanması, dolayısıyla hatalı çözüm olması durumunda, hata yayılımı problemi ortaya çıkmaktadır [5], [13], [43]. Burada, İK’nın izge kullanımı ile ilgili doğru karar verebilmesi için, BK → Röle linkine ilişkin kanal hata karakteristiğinin bilinmesi gerekmektedir [5], [13], [43].



şekil 2.8 öz ve aktar yöntemi [13]

### ÇÖRP-Z DÖNÜŞÜMÜ TEMELLİ İZGE ANALİZİ

Bu bölümde çörp-z dönüşümü (ÇzD) temelli izge analizi yöntemleri anlatılmaktadır. Tez kapsamında BR sistemleri için izge kullanımını artırmak amacıyla önerilen ÇzD temelli tekniğe ilişkin algoritmalar aktarılmakta ve temel tanımlamalara yer verilmektedir.

Tüm izge için kullanılan tek bandın yanısıra, frekans bantları iki farklı biçimde bulunmaktadır. Birincisi bölünmüş izge için çoklu bant, diğeri de parçalı izge için çoklu bant modelidir [20], [22], [23]. Tez kapsamında izge kullanımının artırılması, BR sistemlerindeki İK'lar için kaynakların optimum tahsis edilmesi, sadece öngörülen frekans aralığında çalışılması amacıyla, geleneksel ÇzD'nin yanında, BÇzD ve PÇzD modelleri önerilmektedir. Bu modellere ilişkin matematiksel çıkarımlar alt bölümlerde gerçekleştirilmektedir.

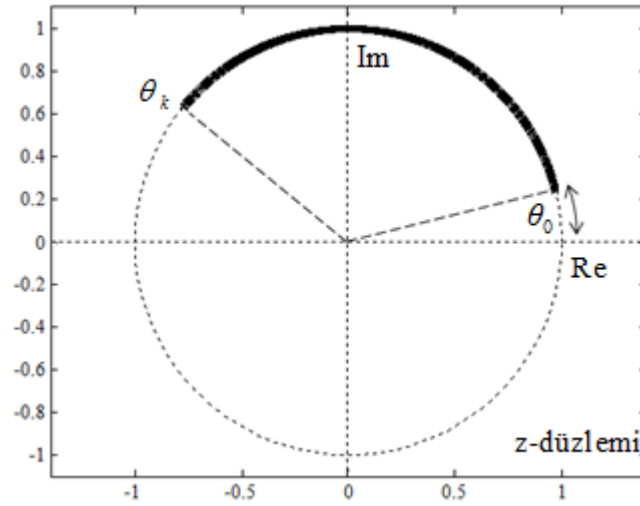
#### 3.1 Çörp-Z Dönüşümü (ÇzD)

Geleneksel çörp-z dönüşümü (ÇzD), z-dönüşümünün geliştirilmiş bir yaklaşımıdır. Bu yaklaşımda, uygulama birim çember üzerinde istenilen bölgede çalışma esnekliğine sahiptir [44], [45]. İzge analizi çalışmalarında sıklıkla ele alınan ÇzD yönteminde [46], örneklerin z-dönüşümü spiral kontör üzerinde birbirine eşit açılarla yerleşmiş noktalarda alınabilir [45]. Bilindiği üzere, sonlu  $N$  uzunluklu  $r[n]$  dizisine ilişkin ÇzD örnekleri

$$R(Z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} r[n](Z_k)^{-n} \quad (3.1)$$

eşitliği ile ifade edilebilir.  $Z_k = AW^{-k}$  şeklinde tanımlanmaktadır [45] ve  $Z_k$  birim çember üzerinde seçilidir. Burada  $A = A_0 \exp(j\theta_0)$ ,  $W = W_0 \exp(-j\varphi_0)$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 'dir [47], [48]. ÇzD örneklerinin sayısı  $M$  ile ifade edilir ve  $M < N$  olarak tanımlıdır.  $A_0$  ve  $W_0$  pozitif gerçel sayılardır.  $A_0$ , z-dönüşümünün birim çember yarıçapı üzerindeki ilk örneğini,  $W_0$ , z-düzleminde yatay eksenle yapılan açığı göstermektedir [49]. Ayrıca  $\theta_0$ , genelleştirilmiş biçimi  $\theta_k = \theta_0 + k\varphi_0$  olan başlangıç açısal frekansını ifade etmektedir ve  $\theta_0 = 2\pi(f_{\min}/f_s)$  ile tanımlanmaktadır [46].  $\varphi_0$  açısal artırım aralığı olarak ifade edilir ve  $\varphi_0 = 2\pi(f_{\max} - f_{\min})/(f_s(M-1))$  ile tanımlanır [46], [50]. Burada,  $f_s$  örnekleme frekansını,  $f_{\min}$  ve  $f_{\max}$  üzerinde çalışılan frekans bandına ait sırasıyla minimum ve maksimum frekansları göstermektedir [50].  $M$  noktalı  $R(Z_k)$ , başka bir deyişle  $R[k]$  örnekleri, z-düzleminde rastgele seçilen bir noktadan başlanarak hesap edilebilir. Z-dönüşümünün  $Z_k$  noktalarında hesap edilmesi ile (3.2)'deki ÇzD eşitliği elde edilir ve Şekil 3.1'deki gibi gösterilebilir [46].

$$R(Z_k) = \sum_{n=0}^{M-1} r[n](A^{-n}W^{kn}) \quad (3.2)$$



Şekil 3.1 z-düzleminde birim çember üzerinde  $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$  için örnek  $R(Z_k)$  gösterimi [46]

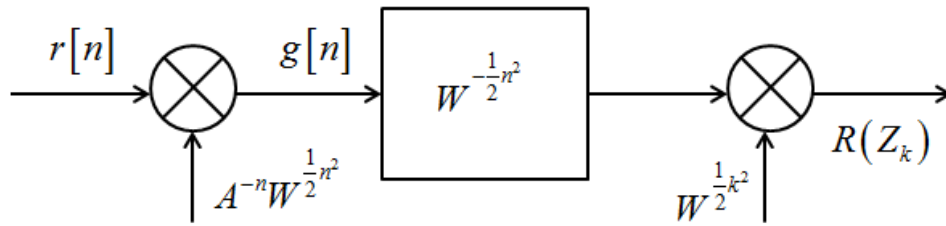
Eşitlik (3.2)'de  $kn$  yerine,  $\frac{1}{2}(n^2 + k^2 - (k-n)^2)$  yazıldığında  $R(Z_k)$  ifadesi

$$R(Z_k) = \sum_{n=0}^{M-1} r[n] \left( A^{-n} W^{\frac{1}{2}n^2} W^{\frac{1}{2}k^2} W^{-\frac{1}{2}(k-n)^2} \right) \quad (3.3)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [45], [46]. Burada,  $g[n] = r[n] A^{-n} W^{\frac{1}{2}n^2}$  olduğu varsayıldığında, Eşitlik (3.3)

$$R(Z_k) = W^{\frac{1}{2}k^2} \sum_{n=0}^{M-1} g[n] \left( W^{-\frac{1}{2}(k-n)^2} \right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (3.4)$$

olarak elde edilecektir. Bu sonuç,  $g[n]$  ile  $W^{-\frac{1}{2}(k-n)^2}$  arasındaki konvolüsyona denk gelmektedir [46]. ÇzD'ye ilişkin sistem modeli Şekil 3.2'de gösterilmektedir [46].



Şekil 3.2 ÇzD sistem modeli [46]

Bu tipteki işaretler çörp işaretleri olarak tanımlanırlar, dönüşümleri ise çörp-z dönüşümü olarak ifade edilirler [46].

Frekans bandının bir bütün olarak değil de, birbirinden farklı bölmeler halindeki frekans izgesi parçacıkları olarak işlem görmesini desteklemesinden ve yüksek frekans çözünürlüğü sağlamasından ötürü önerilen ÇzD temelli tekniğe ilişkin algoritmalar alt bölümlerde verilmektedir.

### 3.2 Bölünmüş Çörp-Z Dönüşümü (BÇzD)

Büyük boyutlu verileri fazla bellek gereksinimi duymadan işleyebilmek ve işlemsel karmaşıklığı azaltmak amacıyla, değiştirilmiş bir ÇzD algoritması, başka bir deyişle BÇzD kullanılmaktadır [21]. Burada örneklenmiş işaret dizisi  $r[n]$ 'nin  $M_l$  uzunluklu

toplam  $L$  tane parçaya bölündüğünü varsayalım ( $n < 0, r[n] = 0, l = 1, 2, \dots, L$ ). Bu durumda  $r[n]$  için z-dönüşümü

$$R(Z_k) = \sum_{n=0}^{M_1-1} r_1[n] Z_k^{-n} + \sum_{n=M_1}^{M_2-1} r_2[n] Z_k^{-n} + \dots + \sum_{n=M_{L-1}}^{M_L-1} r_L[n] Z_k^{-n} \quad (3.5)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Eşitlik (3.5)'teki toplam ifadeler  $n$ 'ye göre yeniden organize edildiğinde,

$$R(Z_k) = \sum_{n=0}^{M_1-1} r_1[n] Z_k^{-n} + Z_k^{M_1} \sum_{n=0}^{M_2-M_1-1} r_2[n] Z_k^{-n} + \dots + Z_k^{M_{L-1}} \sum_{n=0}^{M_L-M_{L-1}-1} r_L[n] Z_k^{-n} \quad (3.6)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $Z\{r[n]\}$ ,  $r[n]$ 'nin z-dönüşümü olarak gösterildiğinde,

$$R(Z_k) = Z\{r_1[n]\} + Z_k^{M_1} Z\{r_2[n]\} + \dots + Z_k^{M_{L-1}} Z\{r_L[n]\} \quad (3.7)$$

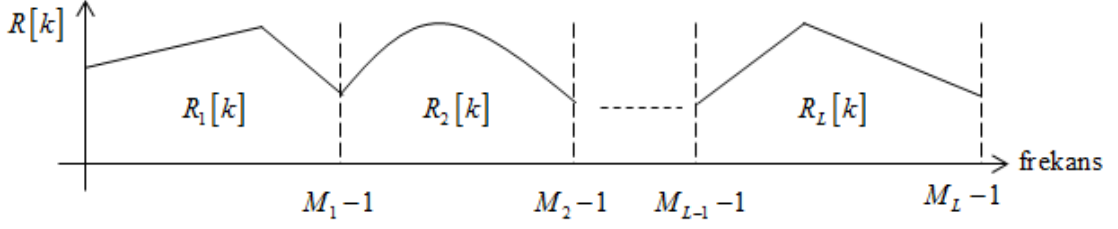
eşitliğine ulaşılır.  $C\{r[n]\}$  ise,  $r[n]$ 'nin çörp-z dönüşümü olarak tanımlansın. Bu durumda  $R(Z_k)$

$$R(Z_k) = C\{r_1[n]\} + (A_0 W_0^{-k})^{M_1} \exp(j(\theta_0 + \varphi_0 k) M) C\{r_2[n]\} + \dots \\ + (A_0 W_0^{-k})^{M_{L-1}} \exp(j(\theta_0 + \varphi_0 k) M_{L-1}) C\{r_L[n]\} \quad (3.8)$$

ifade edilmektedir. Birim çember üzerinde çalışıldığında ve  $A_0 = 1, W_0 = 1$  [51], [52],  $M_1 = M_2 = \dots = M_{L-1} = N$  olduğunda, BÇzD için en genel durumda  $R(Z_k)$  kapalı form ifadesi

$$R(Z_k)_{\text{BÇzD}} = \sum_{l=0}^{L-1} C\{r_{l+1}[n]\} (\exp(j\theta_{k,l+1} M))^l \quad (3.9)$$

olarak bulunur.  $L$  bölünmüş parça sayısı ve  $\theta_{k,l+1} = \theta_0 + k\varphi_0$  ile tanımlıdır. Bölünmüş ÇzD izge yapısı  $R_l[k]$  ( $l = 1, 2, \dots, L$ ), BÇzD örnekleri ile birlikte Şekil 3.3'te gösterilmektedir.



Şekil 3.3 Bölünmüş ÇzD izge yapısı

### 3.3 Parçalı Çörp-Z Dönüşümü (PÇzD)

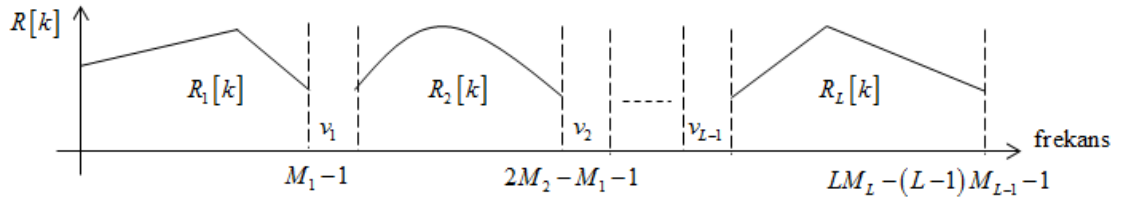
Bu bölümde, ayrık Fourier dönüşümü (AFD) ve ters AFD (TAFD) çiftleri ile birim çemberin tümü üzerinde uygulanan yöntemden başka, parçalı frekans izgesini analiz etmek amacıyla, birim çemberin birbirinden farklı bölmeleri üzerindeki ayrık noktalarda önerilen PÇzD modeli ele alınmaktadır.  $R[k]$  frekans düzlemi örneklenmiş dizisini göstermek üzere,  $R[k]$ 'nin herbiri  $M_l$  ( $l=1,2,\dots,L$ ) uzunluklu toplam  $L$  tane parçaya bölündüğünü ve her bir parçanın da birbirinden  $v_m$  ( $m=1,2,\dots,L-1$ ) kadar uzaklıkta olduğunu varsayalım. Bu parçaların,  $R_1[k], R_2[k], \dots, R_L[k]$  şeklinde gösterildiğini düşünelim. Bu durumda örneklenmiş işaret dizisi  $r[n]$  için ters parçalı z-dönüşümü

$$r[n] = \sum_{k=0}^{M_1-1} R_1[k] Z_n^k + \sum_{k=M_1+v_1+1}^{2M_2+1} R_2[k] Z_n^k + \dots + \sum_{k=(L-1)M_{L-1}+(L-1)v_1+v_2+\dots+v_{L-1}}^{LM_L+(L-2)v_1+v_2+\dots+v_{L-1}} R_L[k] Z_n^k \quad (3.10)$$

ile elde edilir.  $M_1 = M_2 = \dots = M_L = N$ ,  $v_1 = v_2 = \dots = v_{L-1} = v$  olmak üzere ve  $r[n]$ 'nin geleneksel ters ÇzD'si  $T\text{ÇzD}\{R[k]\}$  ile gösterilmek üzere,  $A_0 = W_0 = 1$  durumunda, TPÇzD (ters PÇzD) için  $r[n]$ 'nin genel kapalı form ifadesi

$$r[n]_{\text{TPÇzD}} = \sum_{l=0}^{L-1} T\text{ÇzD}\{R_{l+1}[k]\} \left[ \left( \exp(j\theta_{n,l+1}) \right)^{N+v+1} \right]^l \quad (3.11)$$

elde edilir [53], [54], [55], [56]. Tez çalışmasında önerilen PÇzD izge yapısı Şekil 3.4'te verilmektedir.



Şekil 3.4 Parçalı ÇzD izge yapısı

PÇzD, parçalı frekans izgesinin çoklu bant formunda analiz edilmesinde kullanılan etkili bir dönüşüm yöntemidir. PÇzD, BR sistemlerde İK'lar için istenilen frekans bandına erişim sağlama yeteneğine sahip olması ile, izgesel verimliliği önemli ölçüde artırmaktadır.



### BİLİŞSEL RADYO HABERLEŞMESİNDE PARÇALI ÇÖRP-Z DÖNÜŞÜMÜ TEMELLİ İZGE SEZİMİ VE KULLANIMI

Bu bölümde bilişsel radyo ağlarda, çörp-z dönümü kullanılarak oluşturulan özgün bir izge sezimi ve kullanımı yöntemi tanıtılmaktadır. İzgesel verimliliği artırmak amacıyla, enerji dedektörü yönteminin parçalı çörp-z dönümü algoritması ile kullanılması önerilmektedir. Parçalı çörp-z dönüştürme, parçalı frekans izgesinin istenilen frekans bandı bölgesinde analiz edilmesini sağlamaktadır. Tezin bu bölümünde ilk olarak, izge sezimi ile ilgili kısım sunulmaktadır. Burada bilişsel radyo ağlarda AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağılımlı sönümlenmeli kanallarda, toplam hata oranının minimize olmasını sağlayan optimum algılama eşik değerlerine ait kapalı form ifadelerinin matematiksel çıkarımlarına yer verilmektedir. Bu bölümde ele alınan bir diğer çalışma izge kullanımı ile ilgilidir. Etkin izge kullanımı için tasarlanan sistem modelinde sönümlenmeli kanallar üzerindeki performans incelemesi alıcı işletim karakteristiği eğrileri ile sunulmaktadır. Ayrıca, geleneksel çörp-z dönüştürme ve bölünmüş çörp-z dönüştürme temelli izge kullanım tekniklerini içeren performans karşılaştırma sonuçları bu bölümde yer almaktadır. Ardından, matematiksel çıkarımlarla elde edilen optimum eşik seviyelerine ait genel kapalı form ifadelerinin doğruluğu, simülasyon sonuçları ile ispatlanmaktadır. Son olarak, 4. nesil kablosuz haberleşme standardı olan uzun vadeli evrişim, izgesel verimlilik için örnek bir model olarak incelenmiş ve parçalı çörp-z dönüştürme ile ilişkilendirmesi aktarılmıştır. Bu bölümde gerçekleştirilen analizler, tez çalışmasında önerilen izge sezimi ve kullanımı yönteminin, bilişsel radyo ağlarda işbirliksiz izge sezimi performansını artırmak yönünde önemli bir potansiyele sahip olduğunu göstermektedir.

## 4.1 Giriş

Sınırlı frekans bandı ve bu bandın kullanımındaki verimsizlik, mevcut izge kaynaklarını doğrudan kullanmanın önüne geçmiştir. Bu durum, izge kaynaklarının optimum tahsis edilmesi amacıyla yeni kablosuz haberleşme politikalarını da gündeme getirmiştir [57]. BR sistemleri, frekans izgesini çok daha verimli kullanmak amacıyla önerilen olası bir çözüm olarak sunulmaktadır [3]. BR tüm izgeyi dinleyen, BK'nın içinde bulunduğu lokasyon, zaman ve frekansa bağlı olarak izge kullanımı hususunda bilgi sahibi olan ve mevcut izge kaynaklarının kullanımı için akıllı kurallar tanımlayan bir radyo teknolojisidir. BR terminolojisinde BK, lisanslı izgenin kullanım hakkına yüksek öncelikte sahip olan kullanıcı olarak tanımlanmaktadır. Diğer taraftan lisansı olmayan İK ise, izge kullanımı hususunda BK'ya göre düşük önceliğe sahiptir. İK, boşa çıkan izge kaynaklarını, BK üzerinde girişim ve bozucu etki oluşturmadan kullanma yetkinliğine sahiptir [8], [10], [58].

BR haberleşmesinde, izgenin boş olup olmadığına karar verebilmek amacıyla kullanılan en önemli fonksiyonlardan biri, izge sezimidir [8], [59]. Bu nedenle İK, frekans bandının boş olan kısımlarını kullanabilmek için, lisanslı frekans izgesini takip etmek durumundadır. İzge sezimi teknikleri genellikle üç yolla gerçekleştirilmektedir: Enerji dedektörü (energy detector, ED), uyumlu filtre (UF), dögüsel durağanlık (DD). Bu teknikler arasında ED, düşük hesaplama ve uygulama karmaşıklığına sahip olması dolayısıyla en basit ve yaygın olarak kullanılan izge sezimi yöntemidir [3], [10]. Bu bağlamda, tüm güç izge kestirimi temelli ED tekniğı olarak ifade edilen yöntem ile tüm frekans izgesinin gözlenmesi sağlanmaktadır. Bu yöntem literatürde genellikle HFD ile gerçekleştirilmektedir [8]-[10].

ED temelli izge sezimi yöntemini ele alan [24] ve bu kaynak içinde gösterilen diğer çalışmalarda, önceden tanımlanmış algılama eşik değeri kullanılmaktadır. [60]'ta ve [61]'de araştırmacılar, toplam hata oranı fonksiyonunun algılama eşğine göre kısmi türevini alarak sistemdeki toplam hatanın minimize edilmesine çalışmışlardır. Ancak bu çalışmaların hiçbirinde, algılama eşğı için genel kapalı form denklemleri matematiksel çıkarımlarla verilmemiştir. [62]'de düşük İGO varsayımı ile optimum algılama eşik değeri için elde edilen genel kapalı form ifadeleri, AWGN ve Rayleigh, Nakagami-m sönümlenmeli kanal modelleri için sunulmaktadır. [18]'de optimum algılama eşik değerleri için genel kapalı form denklemleri, AWGN ve Rayleigh sönümlenmeli kanal

modelleri üzerinden, tüm İGO bölgesi için geleneksel ÇzD'nin kullanıldığı sistem modeli ile elde edilmiştir.

Bu tez çalışmasında boş olan frekans bantlarının verimli ve etkin kullanılması amacıyla önerilen sistem modelinde, geleneksel HFD yerine PÇzD algoritmasının uygulanması sağlanmıştır. PÇzD temelli izge sezimi ve kullanımı literatürde ilk defa bu tez çalışması ile önerilmiştir. Parçalı frekans izgesini analiz etmek amacıyla tüm frekans izgesi yerine ilgili frekans bandında çalışılması esnekliği, PÇzD algoritması ile önerilmektedir. Dolayısıyla önerilen sistem modeli ile izgesel çözünürlüğün artırılması ve frekans izge boşluklarının optimum tahsis edilmesi sağlanmış olmaktadır. Bu sebeple PÇzD, izge kaynaklarının optimum kullanımı ve öngörülen frekans aralığında çalışılması esnekliği ile BR sistemlerde yeni bir yaklaşım olarak sunulmuştur. PÇzD algoritması ile İK'lara sağlanan, istenilen frekans bandı erişimi, izgesel verimliliği önemli ölçüde artırmaktadır. Ayrıca, bu tez çalışmasında geleneksel ÇzD ve BÇzD algoritmalarının kullanımı sağlanmıştır. Bu şekilde, önerilen yaklaşım ile elde edilen başarımın karşılaştırılması da mümkün olmaktadır. PÇzD algoritması, tüm izge yerine minimum ve maximum değerli ayırık frekans bileşenleri kullanılarak oluşturulan ilgili frekans bandı bölmelerinde hesap edilmektedir. PÇzD algoritması ile her bir frekans bandı birbirinden ayrı olarak konumlandırılır. Bu sebeple, HFD ve diğer ÇzD temelli tekniklerle karşılaştırıldığında, PÇzD algoritmasının daha yüksek izgesel verimlilik sağladığı gözlenmektedir.

Bu tez çalışması ile literatüre sağlanan özgün katkılar aşağıdaki şekilde özetlenebilir: BR sistemlerde PÇzD temelli izge sezimi ve kullanımı literatürde ilk defa bu tez çalışması ile ele alınmıştır. PÇzD algoritması parçalı izgenin en etkin ve verimli kullanımını sağlamak amacıyla önerilmiştir. Ayrıca, PÇzD ile algılama olasılığı performans artışı sağlanmaktadır. BR sistemlerde AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal sönümlenmeli haberleşme kanalları için, optimum algılama eşik değerlerine ait genel kapalı form denklemlerinin matematiksel çıkarımlarla sunulması, bu tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen ilave özgün katkılar olarak ifade edilebilir. Bu tez çalışmasından başka, literatürde sönümlenmeli kanallar üzerinden optimum algılama eşik değeri için genel kapalı form ifadelerinin verildiği başka bir çalışma mevcut değildir. İzge kullanımının optimum algılama eşik değerinden faydalanılarak analiz edilmesi ile elde edilen analitik sonuçların simulasyon sonuçları ile de örtüştüğü gözlenmektedir. Son olarak, tasarlanan sistem modeli için işlemsel karmaşıklık incelenmiştir. Bu çalışma

2013 yılında *Institution of Engineering and Technology (IET) Signal Processing* dergisinde yayınlanmış [11] ve ilk hali 20. *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*'nda bildiri olarak sunulmuştur [17]. Ayrıca bu çalışmanın bir bölümü 4. *IEEE Ultra Modern Telecommunications and Control Systems* uluslararası kongresinde bildiri olarak sunulmuştur [18].

## 4.2 Sistem Modeli

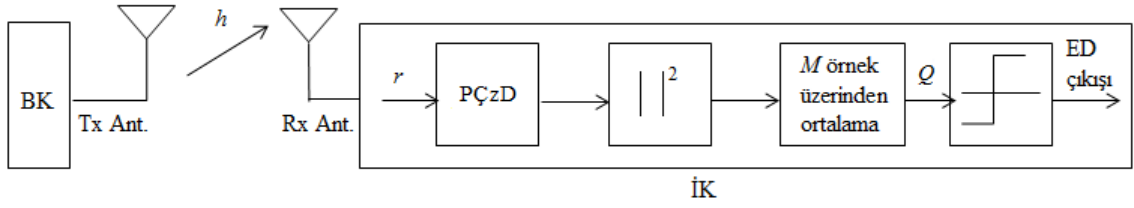
İşbirliksiz izge sezimine ait Şekil 4.1'deki sistem modelinin ele alındığı tez çalışmasında, BK ile İK arasında doğrudan bir haberleşme kanalı mevcuttur. ED temelli izge seziminin kullanıldığı sistem modelinde, PÇzD algoritması yardımıyla tüm frekans bandı yerine sadece ilgilenilen frekans bandına ait bölmeler dikkate alınmıştır. Hem BK hem de İK tarafında, sırası ile bir verici ve bir alıcı anten düşünülmüştür. Lisansı olmayan İK tarafından alınan işaret  $r[n]$

$$r[n] = hs[n] + w[n] \quad (4.1)$$

olarak ifade edilebilir. Burada,  $h$  sönmüleme parametresini,  $s[n]$  BK'dan gönderilen işareti,  $w[n]$  sıfır ortalamalı  $\sigma_w^2$  varyanslı toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü tanımlamaktadır. Merkezi limit teoremine (MLT) göre,  $s[n]$  işaretinin sıfır ortalamalı  $\sigma_s^2$  varyanslı beyaz Gauss rastgele değişkeni ile modellendiği varsayılabilir. Bu durumda işaret gücünün gürültü gücüne oranı (İGO)  $\gamma = |h|^2 \sigma_s^2 / \sigma_w^2$  ile ifade edilebilir [24]. Alıcı kısımda algılanan işaret için kullanılan karar ölçütü

$$Q = (1/M) \sum_{k=0}^{M-1} \left| R(Z_k)_{\text{PÇzD}} \right|^2 \quad (4.2)$$

biçimindedir. Burada  $M$ , PÇzD girişindeki veri uzunluğunu ve  $R(Z_k)_{\text{PÇzD}}$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$  iken PÇzD katsayılarını ifade etmektedir.



Şekil 4.1 PÇzD kullanımı ile önerilen ED temelli izge sezimine ait sistem modeli

Frekans bandının doluluğu için verilecek karar,  $Q$  'nun daha önceden tespit edilmiş eşik seviyesi ( $\lambda$ ) ile karşılaştırılması sonucu belirlenir. Bu durum, aşağıda verilen ifadede, iki hipotez arasında verilecek olan karar ile eşdeğerdir [24], [62].

$$r[n] = \begin{cases} w[n] & : H_0 \\ hs[n] + w[n] & : H_1 \end{cases} \quad (4.3)$$

Burada  $H_1$  ve  $H_0$ , sırasıyla BK'nın ilgili frekans bandında olup olmadığını ifade eden durum hipotezleridir. Dolayısıyla, lisansı olmayan İK,  $H_1$  ile  $H_0$  arasında karar vermek durumundadır. Bu tez çalışmasında BK'ya ait iletimin olup olmadığını algılamak amacıyla Eşitlik (4.3)'te verilen model kullanılmaktadır. Frekans izgesinin BK tarafından kullanılmadığı durumlarda, İK'nın kullanabileceği izge boşlukları mevcuttur. Bu sebeple, PÇzD algoritması ile gerçekleştirilen ED temelli izge sezimi, frekans izgesinin verimli ve etkin kullanılmasını sağlar. ED algoritmasının performansı, algılama olasılığı (detection probability,  $P_d$ ) ve yanlış alarm olasılığı (false alarm probability,  $P_{fa}$ ) ile ölçülmektedir [63].  $P_d$ , üzerinde çalışılan frekans bandında, işaret gerçekten mevcut iken, bu işaretin İK tarafından da başarı ile algılanması olasılığıdır. Düşük  $P_d$  değeri, ilgili frekans bandında BK'nın mevcut olduğu bilgisini kaçırmak olarak değerlendirilir. Bir başka deyişle  $P_{md}$ , kaçırma olasılığıdır (missed detection,  $P_{md}$ ) ve  $P_{md} = 1 - P_d$  şeklinde ifade edilmektedir. Öte yandan, üzerinde çalışılan frekans bandında, İK'nın, BK varmış şeklinde (BK gerçekten mevcut değil iken) doğru olmayan bir karar vermesi ise  $P_{fa}$  ile ifade edilir.  $P_{fa}$  değerinin yüksek olması sonucunda düşük izge kullanımı ortaya çıkar. Çünkü, bu durumda,  $P_{md}$  artmaktadır. Sonuç olarak,  $P_{fa}$  mümkün olduğu kadar küçük tutulmalıdır [10], [57].

Literatürde, izge sezimi için en yaygın olarak kullanılan algoritma, HFD ile gerçekleştirilen ve tüm izgenin analiz edilmesini gerektiren TGİK temelli ED tekniğidir. Bu tez çalışması ise frekans izge kullanımını artırmak amacıyla, PÇzD algoritması ile

kullanılan parçalı güç izge kestirimi (PGİK) temelli ED tekniği ile gerçekleştirilmiştir. HFD'den farklı olarak PÇzD'de, z-düzleminde birim çemberde birbirine eşit uzaklıkta yerleşmiş sonlu uzunluklu örnekler, bir ya da daha fazla frekans bölmeleri üzerinde kullanılabilir. Geleneksel ÇzD algoritması literatürde genellikle birim çember üzerinde kullanılmıştır [21], [45], [54]. Bu tez çalışmasında ise, birim çember üzerinde farklı frekans bölmelerinin PÇzD kullanımı ile önerilen ED temelli izge sezimine ait sistem modeli için performans analizi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, önerilen sistem modelinin işlemsel karmaşıklığı da incelenmiştir.

### 4.3 Haberleşme Kanal Modelleri için Optimum Algılama Eşikleri

Önerilen sistem modelinde, sönümlemeli kanallar üzerinde PGİK temelli ED tekniği ile gerçekleştirilen izge sezimi algılama performansı, optimum algılama eşik değerinin kullanılması ile artırılmaktadır. Alıcıdaki toplam hata oranı fonksiyonunun minimize edilmesi optimum eşik seviyesinin ( $\lambda_{opt}$ ) kullanılması ile mümkün olmaktadır. Toplam hata oranı fonksiyonunun  $\lambda$ 'ya göre birinci dereceden kısmi türevi alınarak, yüksek değerli  $P_d$  ve düşük değerli  $P_{fa}$  elde etmek üzere  $\lambda_{opt}$  ifadesi tespit edilmektedir. [64]'te ve bu kaynak içinde gösterilen diğer çalışmalarda, en genel anlamda toplam hata oranı fonksiyonu  $\varepsilon(\lambda)$

$$\varepsilon(\lambda) = (1 - \delta)P_{md}(\lambda) + \delta P_{fa}(\lambda) \quad (4.4)$$

şeklinindedir. Burada  $\delta$ ,  $P_{md}$  ve  $P_{fa}$  arasındaki ilişki katsayısını göstermektedir ve  $0 < \delta < 1$  ile tanımlanmaktadır [64]. Eşitlik (4.4) kullanılarak, sönümlemeli kanallar için optimum algılama eşik değerlerine ait kapalı form ifadeleri, alt bölümlerde sunulmaktadır.

#### 4.3.1 AWGN Kanal için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

AWGN kanalı, genellikle karşılaştırma amacı ile referans model olarak kullanılan en basit haberleşme kanalı türüdür. İkili hipotez testi, üzerinde çalışılan frekans bandında aktif BK'nın mevcut olup olmadığını tespit etmek amacıyla gerçekleştirilir. Aktif BK işareti için  $P_d$  ifadesi

$$P_d = \Pr(Q > \lambda \mid H_1) = \frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left( \frac{\lambda - M(\sigma_w^2 + \sigma_s^2)}{\sqrt{2M\sigma^2}} \right) \quad (4.5)$$

biçimindedir. Burada,  $\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_w^2$  ile tanımlıdır.  $\operatorname{Erfc}(\cdot)$  tamamlayıcı hata fonksiyonunu tanımlar ve  $\operatorname{Erfc}(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$  ile hesaplanır [62]. PÇzD algoritması ile parçalı frekans izgesinde herhangi bir frekans bandı bölgesi analiz ediliyor iken, Eşitlik (4.2)'de verilen karar ölçütü parametresi  $Q$ , PÇzD katsayılarının ele alındığı sistem modelinin ortalama enerjisini göstermektedir. Burada  $M$ , ele alınan işaretin veri uzunluğunu ifade etmektedir [62]. Öte yandan,  $P_{fa}$  ifadesi

$$P_{fa} = \Pr(Q > \lambda \mid H_0) = \frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left( \frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M\sigma_w^2}} \right) \quad (4.6)$$

biçimindedir. (4.5) ve (4.6) eşitliklerinden görüleceği üzere,  $P_d$  ve  $P_{fa}$   $\lambda$ 'nın fonksiyonudur.  $\lambda$ , yüksek değerli  $P_d$  ve düşük değerli  $P_{fa}$  elde etmek üzere seçilir. AWGN kanal için optimum algılama eşik değeri tüm İGO bölgesi için, *Teorem 1* ile gösterilmektedir.

**Teorem 1:** AWGN kanal için optimum algılama eşik değerine ait genel kapalı form ifadesi tüm İGO bölgesinde

$$\lambda_{opt,AWGN} = M\sigma_w^2 \left( \frac{1+\gamma}{2+\gamma} \right) + \left( \frac{\sigma_w^2(1+\gamma)}{\gamma(\gamma+2)} \right) \sqrt{M^2\gamma^2 - 2M\gamma(\gamma+2) \left[ \ln\left(\frac{1-\delta}{\delta}\right) + \ln\left(\frac{1}{1+\gamma}\right) \right]} \quad (4.7)$$

ile verilmektedir. Burada  $\gamma$ , İGO'yu ve  $\ln(\cdot)$ , doğal logaritma operatörünü belirtmektedir.

**Teorem 1'in ispatı:** (4.5) ve (4.6) eşitlikleri kullanılarak, sırasıyla  $P_{md}$  ( $P_{md} = 1 - P_d$ ) ve  $P_{fa}$  ifadeleri Eşitlik (4.4)'te yerine konur. Ardından, toplam hata oranı fonksiyonu  $\varepsilon(\lambda)$ 'nin  $\lambda$ 'ya göre kısmi türevinin alınması sağlanır. Bu durumda,

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} = & (1-\delta) \frac{1}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2(1+(\sigma_s^2/\sigma_w^2))}} \exp\left(-\left(\frac{\lambda - M\sigma_w^2(1+\sigma_s^2/\sigma_w^2)}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2(1+(\sigma_s^2/\sigma_w^2))}}\right)^2\right) \\ & - \frac{\delta}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}} \exp\left(-\left(\frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}}\right)^2\right) = 0 \end{aligned} \quad (4.8)$$

elde edilir. Eşitlik (4.8), bazı matematiksel değişikliklerden sonra, aşağıda gösterildiği gibi,  $\lambda$ 'nın ikinci derece denklem formunda ifade edilebilir:

$$(\gamma^2 + 2\gamma)\lambda^2 - 2M\sigma_w^2\gamma(1+\gamma)\lambda + 2M\sigma_w^4(1+\gamma)^2 \left[ \ln\left(\frac{1-\delta}{\delta}\right) + \ln\left(\frac{1}{1+\gamma}\right) \right] = 0. \quad (4.9)$$

Eşitlik (4.9)'un çözümünden, Eşitlik (4.7)'de verildiği gibi, AWGN kanal için optimum algılama eşik değeri tüm İGO bölgesi için elde edilmektedir.

### 4.3.2 Rayleigh Kanal için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

**Teorem 2:** Yüksek İGO değerleri için Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinden optimum algılama eşik değerine ait genel kapalı form ifadesi

$$\lambda_{opt, Rayleigh} = \left( -\left( 2M \frac{\sigma^4}{\sigma_w^2} - 2M\sigma^2 - \frac{1-M\sigma^2}{2M\sigma^4} \right) + \sqrt{\Delta_1} \right) / \left( 2 \left( 1 - \frac{\sigma^4}{\sigma_w^4} - \frac{1}{8} \left( \frac{1-2M\sigma^2 + M^2\sigma^4}{M^2\sigma^8} \right) \right) \right) \quad (4.10)$$

ile verilmektedir. Burada  $\Delta_1$  pozitif değer almak üzere

$$\begin{aligned} \Delta_1 = & \left( 2M \frac{\sigma^4}{\sigma_w^2} - 2M\sigma^2 - \frac{1-M\sigma^2}{2M\sigma^4} \right)^2 \\ & - 4 \left( 1 - \frac{\sigma^4}{\sigma_w^4} - \frac{1}{8} \left( \frac{1-2M\sigma^2 + M^2\sigma^4}{M^2\sigma^8} \right) \right) \left( 2M\sigma^4 \ln\left(\frac{\delta}{1-\delta} \frac{\sigma^2}{\sigma_w^2}\right) - \log(2) \right) \end{aligned} \quad (4.11)$$

biçimindedir.

**Teorem 2'nin ispatı:** Rayleigh kanal için  $P_d$  ve  $P_{md}$  ifadeleri, sırasıyla

$$P_d = \exp\left(-\frac{\lambda}{2}\right) \sum_{n=0}^{u-2} \frac{1}{n!} \left(\frac{\lambda}{2}\right)^n + \left(\frac{1+\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}}\right)^{u-1} \left[ \exp\left(-\frac{\lambda}{2(1+\bar{\gamma})}\right) - \exp\left(-\frac{\lambda}{2}\right) \sum_{n=0}^{u-2} \frac{1}{n!} \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})}\right)^n \right] \quad (4.12)$$



$$P_{md} = \frac{1}{2} \left[ \operatorname{Erfc} \left( \frac{M\sigma^2 - \lambda}{\sqrt{2M}\sigma^2} \right) - \exp \left( \left( \frac{1}{\bar{\gamma}^2} + \frac{4}{\bar{\gamma}} \left( \frac{M\sigma^2 - \lambda}{\sqrt{2M}\sigma^2} \right) \sqrt{\frac{M}{2}} \right) / 2M \right) \operatorname{Erfc} \left( \frac{M\sigma^2 - \lambda}{\sqrt{2M}\sigma^2} + \frac{1}{\bar{\gamma}\sqrt{2M}} \right) \right] \quad (4.13)$$

ile verilmektedir [24], [62]. Burada,  $\bar{\gamma}$  ortalama İGO değeridir ve  $u$  zaman-bant genişliği çarpımı olarak tanımlanmaktadır. Eşitlik (4.6)'da verilen  $P_{fa}$ , hem AWGN hem de sönümlenmeli kanallar için aynı ifadeye sahiptir. (4.6) ve (4.13) eşitlikleri, Eşitlik (4.4)'te yerine konduğunda,  $\varepsilon(\lambda)$ 'nin  $\lambda$ 'ya göre kısmi türevi aşağıdaki formda olduğu gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} = & (1-\delta) \left\{ \frac{1}{\sqrt{2M}\pi\sigma^2} \exp \left( - \left( \frac{\lambda - M\sigma^2}{\sqrt{2M}\sigma^2} \right)^2 \right) - \frac{1}{\sigma^2} \exp \left( - \frac{\lambda - \frac{\sigma^2}{2\bar{\gamma}} - M\sigma^2}{M\sigma^2\bar{\gamma}} \right) \right. \\ & \times \left[ \frac{1}{\sqrt{2M}\pi} \exp \left( - \left( \frac{\lambda - \frac{\sigma^2}{\bar{\gamma}} - M\sigma^2}{\sqrt{2M}\sigma^2} \right)^2 \right) - \frac{1}{2M\bar{\gamma}} \operatorname{Erfc} \left( \frac{- \left( \lambda - \frac{\sigma^2}{\bar{\gamma}} - M\sigma^2 \right)}{\sqrt{2M}\sigma^2} \right) \right] \left. \right\} \\ & - \delta \frac{1}{\sqrt{2M}\pi\sigma_w^2} \exp \left( - \left( \frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M}\sigma_w^2} \right)^2 \right) = 0. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Eşitlik (4.14)'ün matematiksel olarak takip edilebilmesi için, tamamlayıcı hata fonksiyonu  $\operatorname{Erfc}(x)$  yaklaşık olarak  $\operatorname{Erfc}(x) \approx ((1 - \exp(-Ex))\exp(-x^2)) / (F\sqrt{\pi})$  ifadesi ile kullanılmaktadır. Burada  $E=1.98$  ve  $F=1.135$  olarak tanımlanmaktadır [65, Eşitlik 6]. Eşitlik (4.14)'ün doğrudan çözümünü tespit etmek kolay değildir. Bu sebeple, Eşitlik (4.14) yüksek İGO değerleri için çözümlenmiştir. Bu durumda,  $\lambda$ 'ya bağlı ikinci dereceden denklem, genel kapalı form olarak

$$\begin{aligned} & \left( \left( 1 - \frac{\sigma^4}{\sigma_w^4} \right) - \frac{1}{8} \left( \frac{1 - M\sigma^2}{M\sigma^4} \right)^2 \right) \lambda^2 + \left( 2M \frac{\sigma^4}{\sigma_w^2} - 2M\sigma^2 - \frac{1 - M\sigma^2}{2M\sigma^4} \right) \lambda \\ & + 2M\sigma^4 \ln \left( \frac{\delta}{1 - \delta} \frac{\sigma^2}{\sigma_w^2} \right) - \log(2) = 0 \end{aligned} \quad (4.15)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Eşitlik (4.15)'in matematiksel çözümünden, Eşitlik (4.10) elde edilmektedir.

### 4.3.3 Rician Kanal için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

Rician kanal için  $P_{fa}$ , Eşitlik (4.6) ile tanımlanmaktadır.  $P_d$  ise

$$P_d = Q_u \left( \sqrt{\frac{2K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}}}, \sqrt{\frac{\lambda(K+1)}{K+1+\bar{\gamma}}} \right) \quad (4.16)$$

ile verilmektedir [24], [62]. Burada  $K$  Rician faktörünü tanımlamaktadır.  $Q_u(\dots)$  genelleştirilmiş Marcum-Q fonksiyonudur ve

$$Q_u(a, b) = \int_b^{\infty} \frac{x^m}{a^{m-1}} \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_{m-1}(ax) dx \quad (4.17)$$

ile hesaplanmaktadır [66, Eşitlik 1]. Burada  $I_{m-1}(\cdot)$ ,  $(m-1)$ . dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu göstermektedir [67, Eşitlik 9.7.1].  $Q_u(a, b)$ , alternatif olarak

$$Q_u(a, b) = 1 - \int_0^b x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_{m-1}(ax) dx \quad (4.18)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir. [66, Eşitlik A-1, Eşitlik A-2] kullanarak,  $I_{m-1}(ax)$ ,  $m=1$  için  $I_0(ax) \approx (2ax\pi)^{-1/2} \exp(ax)$  olarak elde edilmektedir. Burada  $a = \sqrt{(2K\bar{\gamma})/(K+1+\bar{\gamma})}$ ,  $b = \sqrt{(\lambda(K+1))/(K+1+\bar{\gamma})}$  ve  $x = \sqrt{2\bar{\gamma}}$  ile tanımlanmaktadır. Bulunan  $a$ ,  $b$  ve  $x$  değerleri, Eşitlik (4.18)'de yerine konduğunda,  $u=1$  için

$$Q_u(a, b) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\sqrt{\frac{\lambda(K+1)}{K+1+\bar{\gamma}}}} \left( \frac{2K\bar{\gamma}2\gamma}{K+1+\bar{\gamma}} \right)^{-1/2} \exp\left(-\gamma - \frac{K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}} + \sqrt{\frac{2K\bar{\gamma}2\gamma}{K+1+\bar{\gamma}}}\right) d\gamma \quad (4.19)$$

şeklinde ifade edilmektedir. [41, Eşitlik 3.351.1] yardımıyla en genel durumda  $Q_u(a, b)$  kapalı form denklemi

$$Q_u(a,b) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[ \left( \frac{4K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}} \right)^{-1/4} \left( \frac{1}{\exp(K\bar{\gamma}/(K+1+\bar{\gamma}))} \right) \left( 1 - \frac{2K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}} \right)^{-2} \Gamma \left( 2, 1 - \frac{2K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}} \sqrt{\frac{\lambda(K+1)}{K+1+\bar{\gamma}}} \right) \right] \quad (4.20)$$

şeklinde. Burada  $\Gamma(\dots)$  üst tamamlanmamış Gamma fonksiyonunu [41, Eşitlik 8.350.2],  $K$  Rician faktörünü ve  $\bar{\gamma}$  ortalama İGO değerini göstermektedir.

**Teorem 3:** Rician kanal için, düşük İGO bölgesindeki optimum algılama eşiği

$$\lambda_{opt,Rician} = M\sigma_w^2 + \sigma_w^2 \sqrt{2M \left( \ln \left( \frac{\delta(4K)^{1/4}}{(1-\delta)\sigma_w^2 \sqrt{M}} \right) \right) - 1} \quad (4.21)$$

olarak verilmektedir.

**Teorem 3'ün ispatı:** Eşitlik (4.16) kullanılarak elde edilen  $P_{md}$  ( $P_{md} = 1 - P_d$ ) ile Eşitlik (4.6)'da verilen  $P_{fa}$  ifadeleri, Eşitlik (4.4)'te yerine konduğunda,  $\varepsilon(\lambda)$ 'nın  $\lambda$ 'ya göre kısmi türevi

$$\frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} = (\delta - 1) \frac{\partial Q_u(a,b)}{\partial \lambda} - \delta \frac{1}{\sqrt{2M\pi}} \exp \left( - \left( \frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M\sigma_w^2}} \right)^2 \right) = 0 \quad (4.22)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $Q_u(a,b)$  yerine, Eşitlik (4.20)'de elde edilen ifade kullanıldığında,  $\partial \varepsilon(\lambda)/\partial \lambda$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} &= \frac{(1-\delta)}{\sqrt{2\pi}} \left( \frac{4K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}} \right)^{-1/4} \frac{1}{\exp(4K\bar{\gamma}/(K+1+\bar{\gamma}))} \frac{1}{\left( 1 - \frac{2K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}} \right)^2} \\ &\quad \times \frac{\partial}{\partial \lambda} \left( \Gamma \left( 2, 1 - \frac{2K\bar{\gamma}}{K+1+\bar{\gamma}} \sqrt{\frac{\lambda(K+1)}{K+1+\bar{\gamma}}} \right) \right) - \delta \frac{1}{\sqrt{2M\pi}\sigma_w^2} \exp \left( - \left( \frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M\sigma_w^2}} \right)^2 \right) = 0 \end{aligned} \quad (4.23)$$

olarak hesaplanır. Eşitlik (4.23) düşük İGO değerleri için  $\lambda$ 'ya bağlı ikinci derece denklem şeklinde

$$\lambda^2 - 2M\sigma_w^2\lambda - 2M\sigma_w^4 \left[ \ln\left(\frac{\delta}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}}\right) + 1 - \ln\left(\frac{1-\delta}{\sqrt{2\pi}}\right) \frac{1}{\sqrt{2}K^{1/4}} - \frac{M}{2} \right] = 0 \quad (4.24)$$

elde edilir. [67]'nin yardımıyla Eşitlik (4.24)'teki ikinci derece denklemin çözümünde Eşitlik (4.21) ile verilen ve Rician kanal için optimum algılama eşik değerine ait genel kapalı form ifadesi elde edilir.

#### 4.3.4 Log-Normal Dağılımlı Kanal için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

Kablosuz haberleşme kanalı gölgeleme etkisinden dolayı Log-Normal dağılımlı iken,  $P_d$  için genel kapalı form ifadesi

$$P_d = \frac{1}{\sigma_{dB}\sqrt{2\pi}} \sum_{\gamma=x_0}^{x_f} Q(\sqrt{2M\gamma}, \sqrt{\lambda}) \exp\left(-\frac{5}{\sigma_{dB}^2} \log\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)\right) \exp\left(-\frac{\ln(10)}{40} \frac{\Delta\gamma}{\gamma}\right) \quad (4.25)$$

ile verilmektedir [68, Eşitlik 14]. Burada  $\sigma_{dB}$ , gölgelemeye ait dB-yayılımı göstermektedir. Ayrıca,  $P_{fa}$  Eşitlik (4.6)'da verilen ifade ile aynıdır ve  $\gamma$ 'dan bağımsızdır.

**Teorem 4:** Log-Normal dağılımlı sönümlenmeli kanal için optimum algılama eşik değerine ait genel kapalı form ifadesi tüm İGO bölgesinde

$$\lambda_{opt, Log-Normal} = \frac{\left[ M\sigma_w^2 + \frac{3}{2}M\sigma_w^4 + M\sigma_w^2 \sqrt{\left(1 + \frac{9}{4}\sigma_w^4 + 3\sigma_w^2\right) - \left(1 + \frac{3}{4}M\sigma_w^4\right) \left(1 + \frac{2}{M} \ln(\beta) + \frac{9}{4M}\right)} \right]}{\left[ \left(1 + \frac{3}{4}M\sigma_w^4\right) \right]} \quad (4.26)$$

ile ifade edilmektedir. Burada  $\beta = 0.166\zeta\sigma_w^2\sqrt{M}(1-\delta)\sqrt{2M\pi}/\sigma_{dB}\delta\pi$  ve  $\zeta = \exp\left[\left(-5/\sigma_{dB}^2\right)\log(\gamma/\bar{\gamma})\right]\Delta\gamma/\gamma$  ile tanımlanmaktadır.

**Teorem 4'ün ispatı:** Eşitlik (4.25)'in yardımıyla elde edilen  $P_{md}$  ( $P_{md} = 1 - P_d$ ) ve Eşitlik (4.6) ile verilen  $P_{fa}$  kullanılarak, toplam hata oranı fonksiyonunun ( $\varepsilon(\lambda)$ )  $\lambda$ 'ya göre kısmi türevi alındığında, Log-Normal dağılım gösteren sönümlenmeli kanal için  $\partial\varepsilon(\lambda)/\partial\lambda$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} = (\delta - 1) \frac{\partial}{\partial \lambda} \left[ \frac{1}{\sigma_{dB} \sqrt{2\pi}} \sum_{\gamma=x_0}^{x_f} Q(\sqrt{2M\gamma}, \sqrt{\lambda}) \left( \exp \left( - \left( 10 \log(\gamma) - 10 \log(\bar{\gamma}) + \frac{\sigma_{dB}^2 \ln(10)}{20} \right) / \sqrt{2\sigma_{dB}^2} \right) \right) \frac{\Delta\gamma}{\gamma} \right] \\ - \delta \frac{1}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}} \exp \left( - \left( (\lambda - M\sigma_w^2) / \sqrt{2M\sigma_w^2} \right)^2 \right) = 0 \end{aligned} \quad (4.27)$$

şeklinde düzenlenir. Eşitlik (4.27)'de verilen  $Q(\sqrt{2M\gamma}, \sqrt{\lambda})$ , Eşitlik (4.18) yardımıyla,  $u=1$ ,  $m=1$ ,  $a=\sqrt{2M\gamma}$ ,  $b=\sqrt{\lambda}$  ve  $x=\sqrt{2M\gamma}$  iken

$$Q(\sqrt{2M\gamma}, \sqrt{\lambda}) = 1 - \sqrt{\frac{M\sqrt{\lambda}}{\pi}} \quad (4.28)$$

şeklinde yeniden elde edilir. Bu durumda Eşitlik (4.27)

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} = 0.166(1-\delta)\sqrt{M}\lambda^{-3/4} / \sigma_{dB}\pi \sum_{\gamma=x_0}^{x_f} \left[ \exp \left( - \frac{5}{\sigma_{dB}^2} \log \left( \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right) \right) \right] \frac{\Delta\gamma}{\gamma} \\ - \delta \frac{1}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}} \exp \left( - \left( (\lambda - M\sigma_w^2) / \sqrt{2M\sigma_w^2} \right)^2 \right) = 0 \end{aligned} \quad (4.29)$$

şeklini alır. Burada, toplam hata oranını sayısal olarak minimize etmek amacıyla,  $\Delta\gamma$  ve  $x_f$  için uygun değerler seçilir. Sonuç olarak,  $\varepsilon(\lambda)$ 'nın  $\lambda$ 'ya göre kısmi türevi alınarak elde edilen ikinci derece denklemi

$$\lambda^2 \left( 1 + \frac{3}{4} M\sigma_w^4 \right) - \lambda \left( 2M\sigma_w^2 + 3M\sigma_w^4 \right) + \frac{9M\sigma_w^4}{4} + M^2\sigma_w^4 + 2M\sigma_w^4 \ln(\beta) = 0 \quad (4.30)$$

şeklinde elde edilir. Optimum algılama eşik değeri tüm İGO bölgesi için Eşitlik (4.30)'un çözümü ile, Eşitlik (4.26)'daki gibi hesaplanır. Farklı kanal modelleri için verilen optimum algılama eşiklerine ait genel kapalı form ifadeleri özet olarak Çizelge 4.1'de sunulmaktadır.

Çizelge 4.1 Farklı kanal modelleri için optimum eşik seviyeleri

Kanal Modeli	Optimum Algılama Eşiği ( $\lambda_{opt}$ )
AWGN	$M\sigma_w^2 \left( \frac{1+\gamma}{2+\gamma} \right) + \left( \frac{\sigma_w^2(1+\gamma)}{\gamma(\gamma+2)} \right) \sqrt{M^2\gamma^2 - 2M\gamma(\gamma+2) \left[ \ln\left(\frac{1-\delta}{\delta}\right) + \ln\left(\frac{1}{1+\gamma}\right) \right]}$
Rayleigh	$\left( -\left( 2M \frac{\sigma_w^4}{\sigma_w^2} - 2M\sigma^2 - \frac{1-M\sigma^2}{2M\sigma^4} \right) + \sqrt{A_1} \right) / \left( 2 \left( 1 - \frac{\sigma_w^4}{\sigma_w^2} - \frac{1}{8} \left( \frac{1-2M\sigma^2 + M^2\sigma^4}{M^2\sigma^8} \right) \right) \right)$
Rician	$M\sigma_w^2 + \sigma_w^2 \sqrt{2M \left( \ln \left( \frac{\delta(4K)^{1/4}}{(1-\delta)\sigma_w^2\sqrt{M}} \right) \right) - 1}$
Log-Normal	$\frac{\left[ M\sigma_w^2 + \frac{3}{2}M\sigma_w^4 + M\sigma_w^2 \sqrt{\left( 1 + \frac{9}{4}\sigma_w^4 + 3\sigma_w^2 \right) - \left( 1 + \frac{3}{4}M\sigma_w^4 \right) \left( 1 + \frac{2}{M} \ln(\beta) + \frac{9}{4M} \right)} \right]}{\left[ \left( 1 + \frac{3}{4}M\sigma_w^4 \right) \right]}$

#### 4.4 Önerilen Sistem Modeli için İşlemsel Karmaşıklık Hesabı

ÇzD için kullanılan temel çıkarımlar, AFD'nin matematiksel tanımlamalarından elde edilmektedir.

$$R(Z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} r[n](Z_k)^{-n} \quad (4.31)$$

eşitliği ile verilen ÇzD'de,  $r[n]$   $N$  nokta uzunluklu dizi olarak tanımlanmaktadır. AFD'de birim çember üzerinde, birbirine eşit uzaklıkta yerleşmiş  $N$  tane noktada  $z$ -dönüşümü alınıyor iken, Eşitlik (4.31)'de  $Z_k = AW^{-k}$  özel durumu ile elde edilen ÇzD'de ise, sadece istenilen frekans bandında işlem gerçekleştirilir. ÇzD

$$R(Z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} r[n] A^{-n} W^{nk} \quad (4.32)$$

eşitliği Bölüm 3.1’de detaylı olarak açıklanmıştır. Aynı bölümde,  $A = A_0 \exp(j\theta_0)$ ,  $W = W_0 \exp(-j\phi_0)$  ve  $k = 0, 1, \dots, M-1$  olarak verilmiştir. Eşitlik (4.32)’de,  $W$  teriminin üsteli olarak  $nk$  yerine  $(n^2 + k^2 - (k-n)^2)/(2)$  kullanıldığında [45]

$$R(Z_k) = [W^{\frac{1}{2}k^2}] \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \left[ A^{-n} W^{\frac{1}{2}n^2} \right] [W^{\frac{1}{2}(k-n)^2}] \quad (4.33)$$

şeklinde, uygulaması ve kullanılışı daha pratik bir ifade elde edilecektir. Görüleceği üzere, Eşitlik (4.33)’deki toplam ifadesi, bir konvolüsyon işlemi formundadır. Konvolüsyon işlemi,  $(M+N-1)$  uzunluklu HFD ile gerçekleştirilebilir. Öte yandan, konvolüsyon işlemi ÇzD ile uygulandığında, iki ileri HFD ve bir ters HFD (THFD) işlemlerinin yapılması gerekmektedir. Bu durum Şekil 4.2’de gösterilmektedir [47].

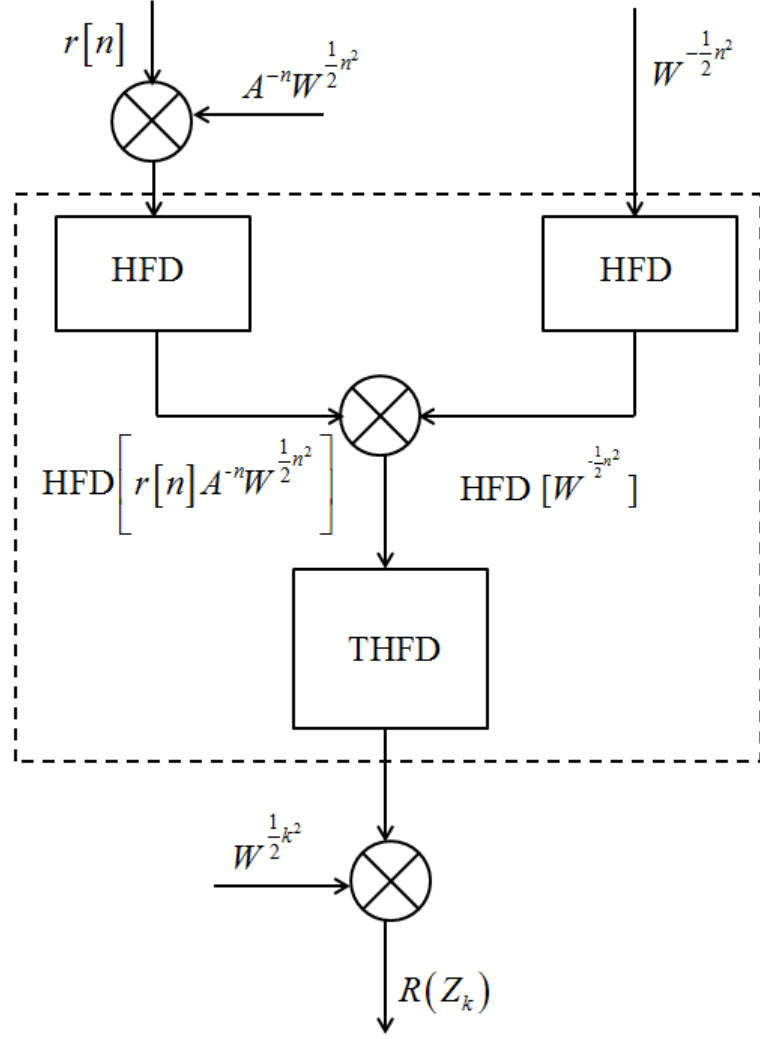
$$R(Z_k) = [W^{\frac{1}{2}k^2}] \text{THFD} [ \text{HFD} [ r[n] A^{-n} W^{\frac{1}{2}n^2} ] \text{HFD} [ W^{\frac{1}{2}n^2} ] ]. \quad (4.34)$$

$(M+N-1)$  noktalı HFD işlemi için işlemsel karmaşıklık  $(M+N-1)\log_2(M+N-1)$  ile hesap ediliyor iken, bu durum ÇzD algoritması kullanıldığında

$$2(M+N) - 1 + 2(M+N-1)\log_2(M+N-1) \quad (4.35)$$

eşitliği ile heseplanmaktadır.

Özel durum olarak Eşitlik (4.35)’te  $M=N$  uygulandığında, karmaşık çarpma ve toplamaların toplam sayısı, ÇzD algoritması için  $(4M-2)\log_2(2M-1) + (4M-1)$  şeklinde hesap edilmektedir. Burada  $M$ , üzerinde çalışılan işaretin veri uzunluğunu ifade etmektedir. Parçalı frekans izgesi, birbirinden farklı herbiri  $M$  uzunluklu toplam  $L$  adet frekans bandı bölmesi için analiz edildiğinde, önerilen PÇzD’li sistem modelinde işlemsel karmaşıklık,  $L((4M-2)\log_2(2M-1) + (4M-1))$  olarak elde edilmektedir.



Şekil 4.2 İşlemsel karmaşıklık hesabına ilişkin şematik gösterim [47]

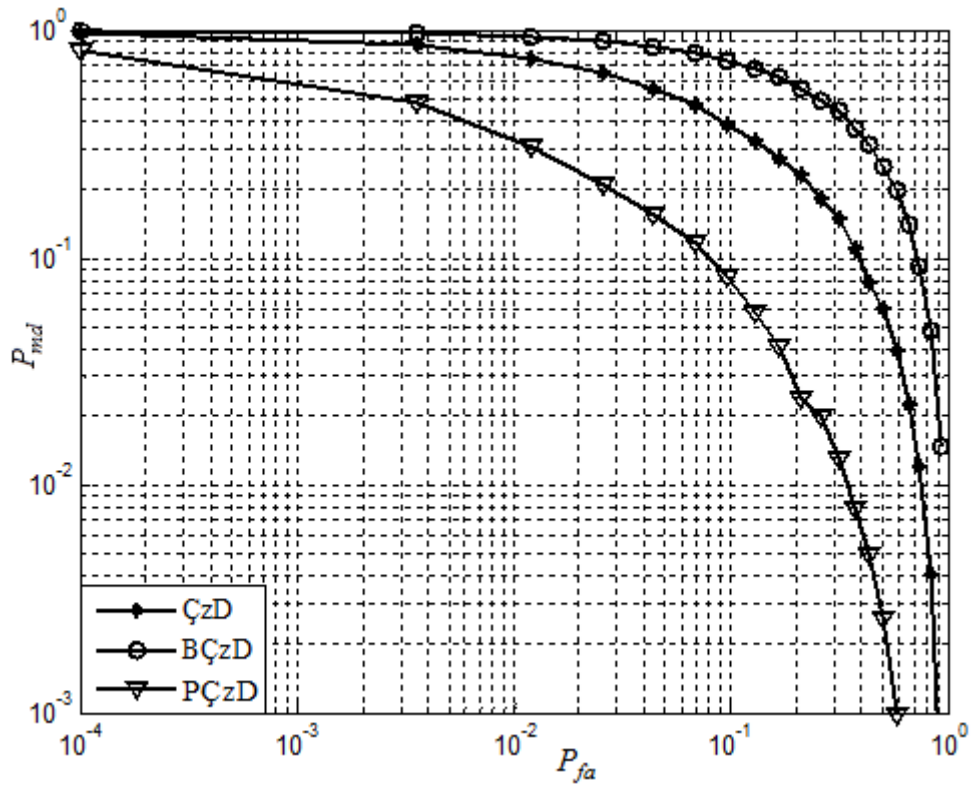
#### 4.5 İzge Kullanımı ile İlgili Benzetim Sonuçları

Bu bölümde PÇzD temelli izge kullanım tekniği için performans analizi incelenmiştir. Geleneksel ÇzD ve BÇzD tekniklerinin sistem modeli üzerindeki performansı, karşılaştırma amacı ile verilmiştir. Ayrıca, tezin bu bölümünde sunulan *Teoremlerin* doğrulanması ve önerilen sistem modeline ait performansın değerlendirilmesi amacıyla nümerik ve simülasyon sonuçlarına yer verilmiştir. Simülasyonda,  $A_0 = 1$ ,  $W_0 = 1$ ,  $(f_{\min}/f_s) = 10/256$  ve  $(f_{\max}/f_s) = 100/256$  alınmıştır. Ele alınan işaretin uzunluğu  $M = 768$  şeklinde tanımlanmıştır. BÇzD ve PÇzD için frekans düzlemi örneklenmiş dizisi  $R[k]$ 'nin, herbiri eşit uzunluklu ( $M_1 = M_2 = M_3 = 256$ ) toplam üç frekans bölmesine ( $L = 3$ ) ayrıldığı varsayılmıştır. PÇzD için, ardı ardına gelen iki frekans bölmesi birbirinden  $v_1 = v_2 = 5$  örnek mesafesi ile ayrılmışlardır. Her bir frekans bandı



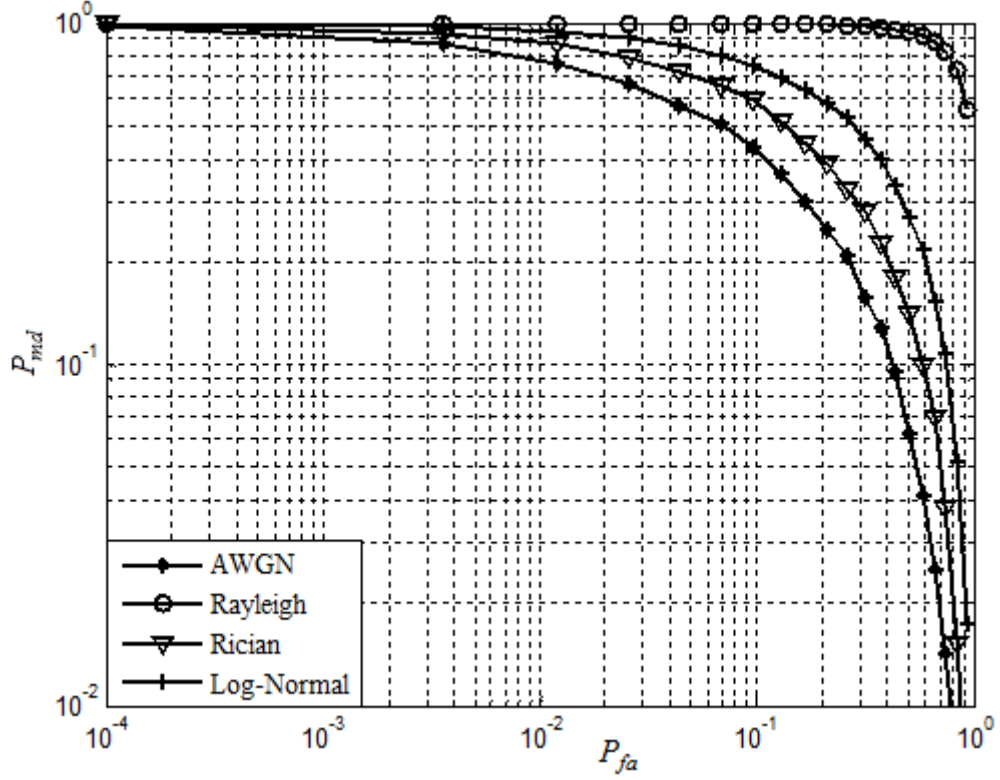
bölmesi  $(f_{band}/f_s)=24/256$  frekans bant genişliği ile tanımlanmıştır. Ayrıca frekans bantları arasındaki aralık  $(f_{interval}/f_s)=9/256$  ile verilmiştir. Üç frekans bandı için  $f_{min}$ ,  $f_{max}$ ,  $f_s$  ve  $M$  değerlerinin uygun seçilmesi ile birlikte, z-düzleminde birim çember üzerindeki parametreler kolaylıkla ölçeklendirilebilir.

ÇzD temelli izge kullanım algoritmalarının AİK performansı ( $P_{md}$  ile  $P_{fa}$  ilişkisi) Şekil 4.3'te sunulmuştur. Burada, düşük İGO bölgesinde (İGO=-15dB) PÇzD algoritmasının, geleneksel ÇzD ve BÇzD algoritmalarına kıyasla daha iyi performans gösterdiği gözlenmektedir.



Şekil 4.3 ÇzD temelli izge kullanım algoritmalarının İGO =-15dB için AİK performansı

Şekil 4.4, PÇzD algoritmasının AWGN ve sönümlenmeli kanallarda AİK performansını göstermektedir. AWGN kanal üzerinde PÇzD ile önerilen sistem modelinin performansının, diğer sönümlenmeli kanallara göre çok daha iyi olduğu incelenmiştir. Burada, Log-Normal gölgeleme için  $\sigma_{dB} = 6dB$  ve Rician faktörü  $K = 5$  alınmıştır.



Şekil 4.4 PÇzD algoritmasının AWGN ve sönümlenmeli kanallarda İGO =10dB için AIK performansı

Şekil 4.5'teki AIK performansı ( $P_{fa}$  ile  $P_d$  ilişkisi) PÇzD algoritması ile tasarlanan sistem modelinde AWGN kanal üzerinde verilmiştir. PÇzD algoritmasının önerildiği sistem modeli HFD algoritmasının kullanıldığı sistem modeli ile karşılaştırıldığında, düşük İGO değeri için (İGO=-15dB) daha iyi  $P_d$  performansının elde edildiği gözlenmiştir. Bir başka deyişle, önerilen sistemin performansı, HFD kullanan sistem modeline göre daha iyidir.

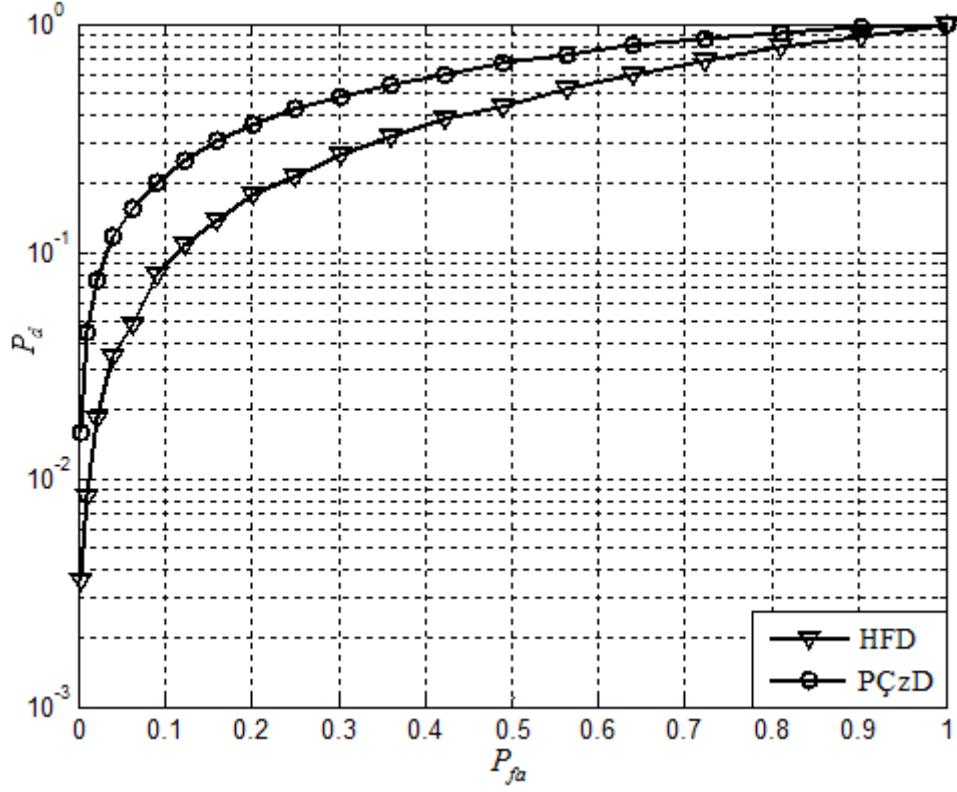
Toplam hata oranı fonksiyonunun AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağılım gösteren sönümlenmeli kanallarda optimum algılama eşiği ile değişimi Şekil 4.6 ile gösterilmiştir. Şekilden de kolaylıkla görüleceği üzere, AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağılım gösteren sönümlenmeli kanallarda, toplam hata oranı fonksiyonunun minimum olmasını sağlayan optimum algılama eşiği için simülasyon değerleri sırasıyla,  $\lambda_{opt,AWGN,simülasyon} = 10.07$ ,  $\lambda_{opt,Rayleigh,simülasyon} = 6.25$ ,  $\lambda_{opt,Rician,simülasyon} = 10.79$  ve  $\lambda_{opt,Log-Normal,simülasyon} = 6.09$  olarak hesaplanmıştır. Öte yandan, algılama eşiği için hesap edilen nümerik sonuçlar AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağılımlı sönümlenmeli kanallarda sırasıyla, Eşitlik (4.7)'yi kullanarak  $\lambda_{opt,AWGN,teorik} = 10.07$ ,

Eşitlik (4.10)'u kullanarak  $\lambda_{opt, Rayleigh, teorik} = 6.12$ , Eşitlik (4.21)'i kullanarak  $\lambda_{opt, Rician, teorik} = 10.79$ , Eşitlik (4.26)'yı kullanarak  $\lambda_{opt, Log-Normal, teorik} = 6.09$  olarak elde edilmiştir.

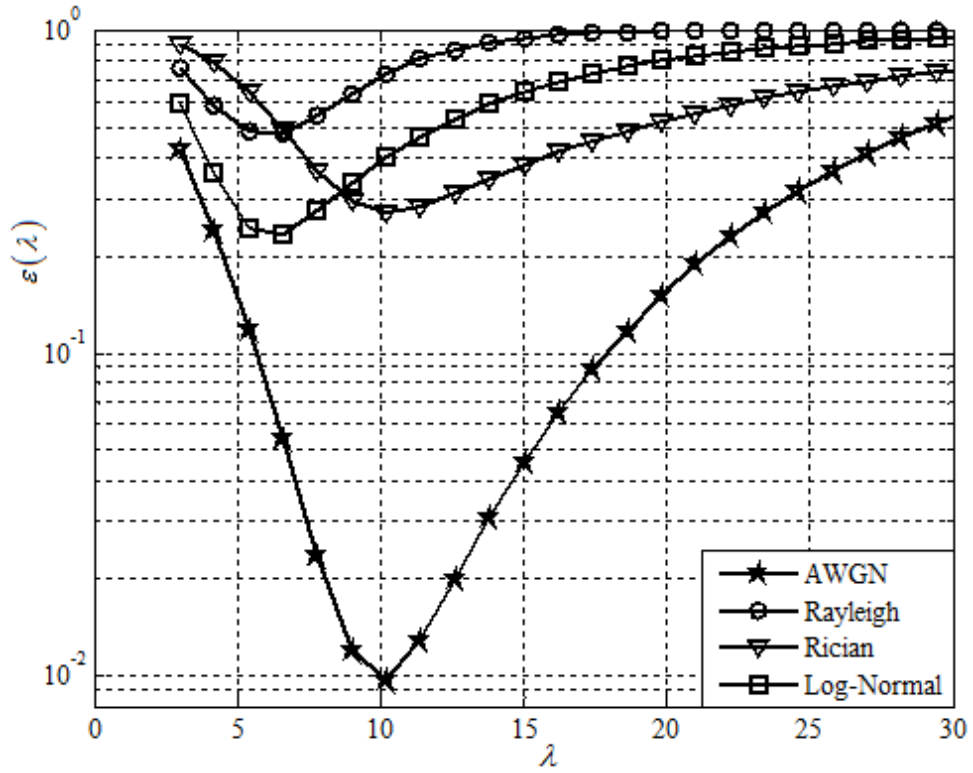
Şekil 4.6'da elde edilen bu sonuçlarda AWGN kanal için İGO=10dB, Rayleigh sönümlenmeli kanal için  $\bar{\gamma} = 10dB$ ,  $u = 5$  ve  $M = 7$  alınmıştır. Rician sönümlenmeli kanal modelinde  $\bar{\gamma} = 10dB$ ,  $K = 3$  ve  $M = 5$  olduğu varsayılmıştır. Log-Normal dağılım gösteren sönümlenmeli kanal için  $\bar{\gamma} = 10dB$ ,  $M = 3$ ,  $X_0 = 1$ ,  $X_f = 5$ ,  $\Delta\gamma = 0.2$ ,  $\sigma_{dB} = 2$  olarak kullanılmıştır. Şekil 4.6'dan görüleceği üzere toplam hata oranı, optimum algılama eşik değerinde minimum seviyededir. Bir başka deyişle, önerilen sistemin toplam hata oranı performansı, optimum algılama eşik seviyesi ile maksimum değere ulaşabilir.

AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağılımlı sönümlenmeli kanallar için, optimum algılama eşiklerinin ( $\lambda_{opt}$ )  $\bar{\gamma}$  değerleri ile değişimi, Şekil 4.7'de sunulmaktadır. Burada, simülasyon sonuçlarının matematiksel çıkarımlarla elde edilen nümerik sonuçlara çok yaklaştığı görülmektedir. Analitik olarak elde edilen optimum algılama eşik değerlerinin, simülasyon sonucu ile elde edilen değerlere çok yakın olması önerilen *Teoremlerin (Teorem 1-4)* doğruluğunu onaylamaktadır.

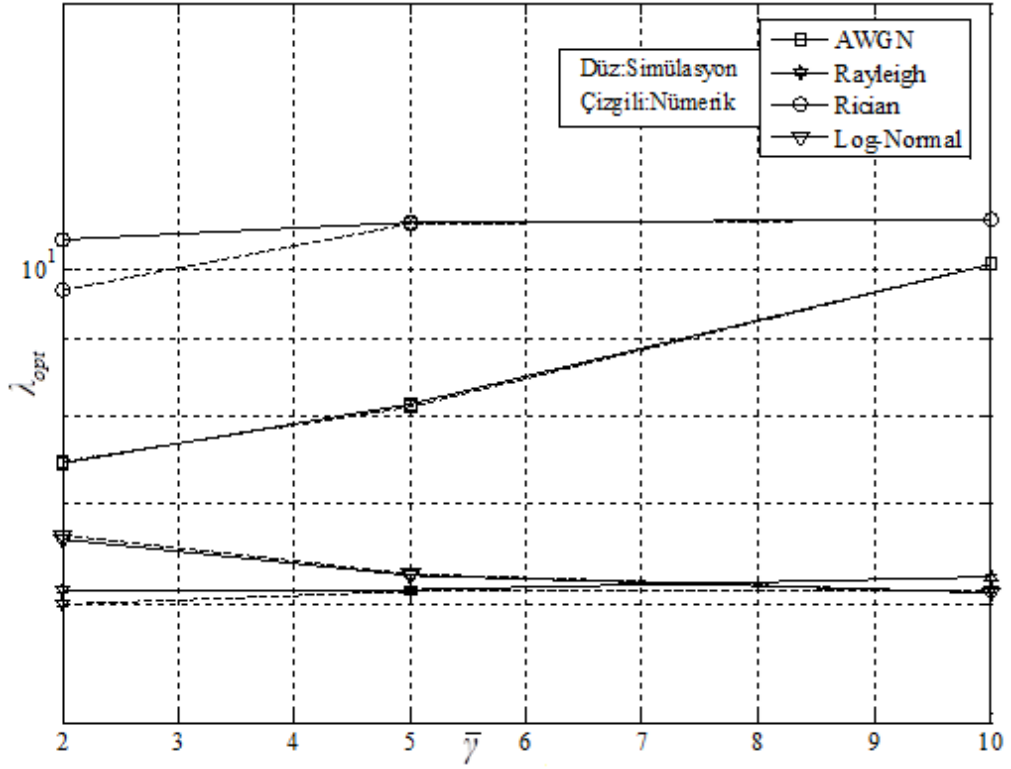
AWGN ve farklı sönümlenmeli kanallarda  $P_{md}$ 'nin  $\bar{\gamma}$  değerleri ile değişimi Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Burada, Log-Normal dağılımlı sönümlenmeli kanal için  $\sigma_{dB}$ 'nin  $2dB$  olduğu, Rician faktörünün  $K = 3$  olarak tanımlandığı varsayılmıştır. Beklendiği üzere, önerilen sistemin AWGN kanal üzerindeki performansı, diğer sönümlenmeli kanallar için mevcut olan senaryolardakinden çok daha iyidir.



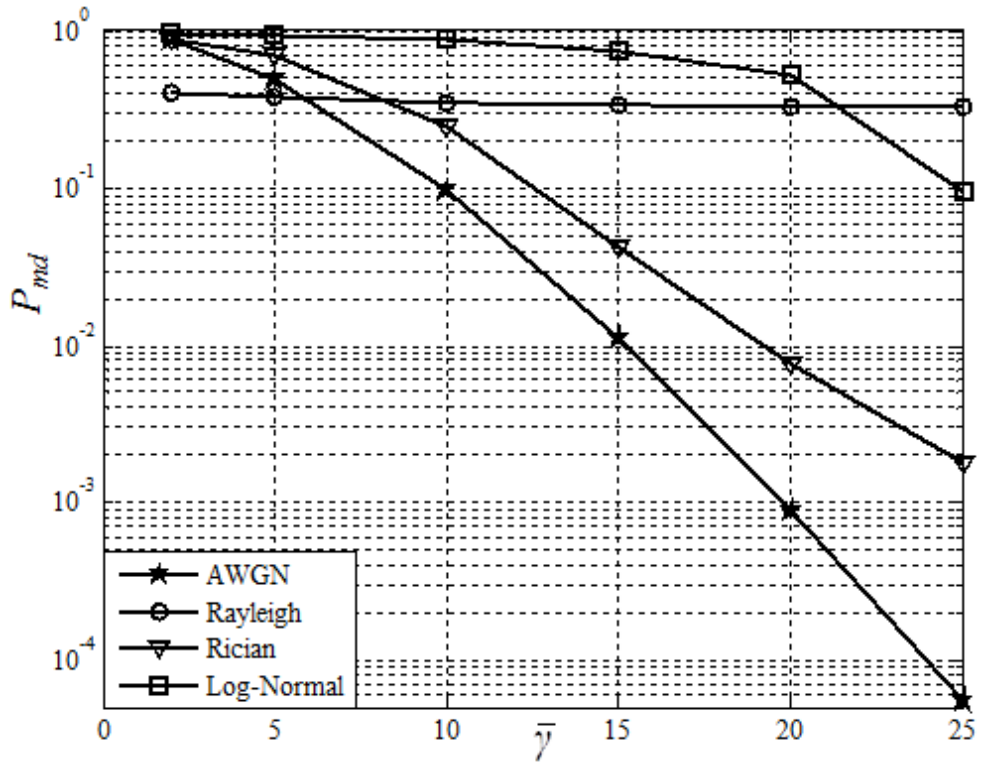
Şekil 4.5 PCzD ve HFD algoritmalarının İGO=-15dB için AİK performansı



Şekil 4.6 Toplam hata oranı fonksiyonunun AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağılım gösteren sönmülemeli kanallarda optimum algılama eşiği ile değişimi



Şekil 4.7 Optimum algılama eşliğinin AWGN ve sönmülemeli kanallar üzerinde farklı İGO değerleri için değişimi



Şekil 4.8  $P_{md}$ 'nin AWGN ve sönmülemeli kanallar üzerinde farklı ortalama İGO değerleri ile değişimi

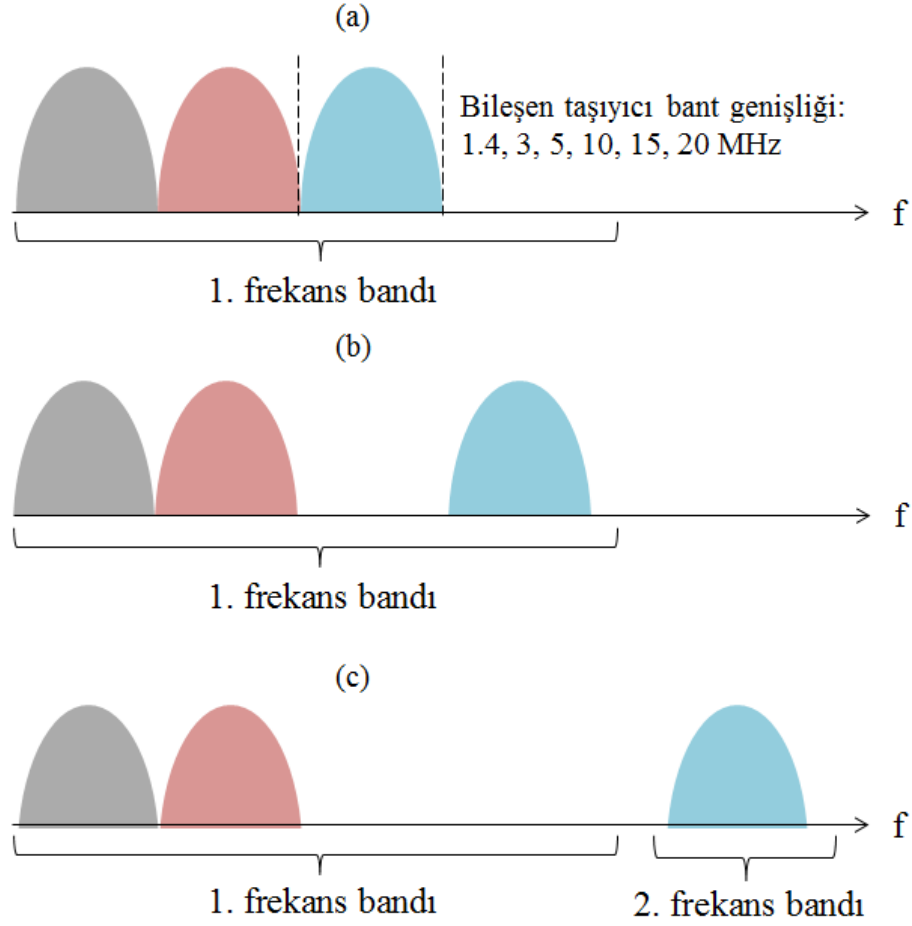
#### 4.6 İzgesel Verimlilik İçin Örnek Bir Model ve PÇzD İlişkilendirmesi

Kablosuz haberleşme kaynaklarının etkin şekilde kullanılmasını sağlayan BR sistemleri yüksek izgesel verimliliği elde etmek amacıyla uygulanan bir radyo teknolojisidir. Öte yandan kablosuz haberleşmede son evre olarak adlandırılan Uzun Vadeli Evrişim (UVE), BR sistemlerinde olduğu gibi, yüksek izgesel verimlilik hedefi olan bir standarttır [69], [70], [71], [72]. 3. Nesil Ortaklık Projesi (3NOP) tarafından geliştirilen ve desteklenen UVE, Avrupa'da gerçek hayatta kablosuz haberleşme sistemlerine uygulanmaya başlanmıştır [72], [73], [74]. Ayrıca Japonya'da ve ABD'de 2009'dan beri uygulanmaktadır [72]. Bu durum, standartlaştırma çalışmalarını yürüten kuruluşların ve kablosuz haberleşme endüstrisinin, UVE'den sonraki adımı, İleri Uzun Vadeli Evrişim (İUVE) olarak tanımlamalarını ve 4. Nesil (4N) hücreli ağlar için uluslararası standart olarak tayin etmelerini sağlamıştır [72]. 300 Mb/sn'ye kadar varan aşağı link (AL) veri oranı ve 75 Mb/sn sınırına ulaşan yukarı link (YL) veri oranı ile UVE, 4N standarttır. UVE, AL'de Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişimi (DFBÇE) YL'de ise Tek-Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişimi (TTFBÇE) kullanır [72], [75].

UVE'de, İleri Uluslararası Mobil Telekomünikasyon (İUMT) gerekliliklerini sağlayabilmek amacıyla üç temel araştırma projesi üzerinde durulmaktadır [71]. İlk olarak ayrı yapıdaki hücre uygulamalarının yönetimi optimize edilmeye çalışılmıştır. Birbirine ardışık olan ve olmayan izgelerin birleştirilmesi, diğer araştırma projesinin ana başlığını oluşturmaktadır. Son projede, mevcut izge kaynaklarının dinamik ve verimli kullanımı ele alınmaktadır. Bu açıardan değerlendirildiğinde, UVE standartının, BR haberleşme sistemlerinde kullanılabilecek temel fonksiyonları görülmektedir.

UVE, 1.4, 3, 5, 10, 15, 20 MHz olmak üzere altı farklı iletim bant genişliği ile esnek bir izge tahsis modeline sahiptir. Bu model, kablosuz haberleşme sistemlerinin, UVE'yi farklı frekans bantları ile farklı lokasyonlarda uygulamalarına imkan vermektedir. Frekans izgesindeki bu esneklik UVE'nin taşıyıcı yığılma (TY) özelliği ile gerçekleşmektedir. Bu durum Şekil 4.9'da gösterilmiştir [74]. Biraraya getirilen her bir frekans bandı bloğu bileşen taşıyıcı (BT) olarak ifade edilmektedir. BT'nin bant genişlikleri 1.4, 3, 5, 10, 15, 20 MHz şeklinde olabilir ve YL, AL için farklılık gösterebilir. TY'nin en kolay uygulandığı model, aynı frekans bandında ardışık BT'lerin kullanıldığı Şekil 4.9 (a)'daki modeldir. Bu modeli gerçeklemek, frekans tahsislerinden ötürü her zaman mümkün olmayabilir. Bu durumda TY, aynı bant

içerisinde BT'lerin belli frekans aralığı ile birbirinden ayrıldığı Şekil 4.9 (b)'deki model ya da farklı frekans bandında birbirine komşu olmayan BT'lerden oluşan Şekil 4.9 (c)'deki model ile gerçekleştirilmektedir.



Şekil 4.9 UVE standardı için taşıyıcı yığılma senaryoları, (a) aynı frekans bandında ardışık taşıyıcılar, (b) aynı frekans bandında ardışık olmayan taşıyıcılar, (c) farklı frekans bandındaki taşıyıcılar [74]

Yukarıda aktarılan UVE'nin temel gereklerinden biri olan esnek izge tahsis modeli ile sağlanan fonksiyon [76], tez çalışmamızda önerilen PÇzD temelli sistem modeli ile sağlanan fonksiyon ile benzeşmektedir. İzgenin birbirinden ayrışık birden fazla frekans bandı şeklinde analiz edilmesinde kullanılan PÇzD, BR ağlarda frekans izgesinin statik olarak dağıtılması ile oluşan boşlukların doldurulması, İK'lar için izge kaynakların optimum tahsis edilmesi, parçalı frekans izge kullanımı ile sadece öngörülen frekans aralığında çalışılması esnekliği sağlanmıştır. İzgesel verimliliğin artması anlamında tez çalışmamızda önerilen PÇzD algoritmasının uygulandığı sistem modeli ile elde edilen kazanım, UVE kablosuz haberleşme standartının kullanıldığı dinamik izge erişimli BR ağlarda sağlanan kazanımla benzeşmektedir.

#### 4.7 Sonuçlar

Tezin bu b6lümünde, BR ağlarda ED temelli izge sezimi y6ntemi PzD algoritması ile 6nerilmektedir. Parçalı frekans izgesini analiz etmek amacıyla 6nerilen PzD algoritması ile izgesel çözünürlüğün artırılması, frekans izge boşluklarının optimum tahsis edilmesi, sistem performansının iyileştirilmesi m6mk6n olmuştur. Elde edilen analitik ifadeler 6nerilen PzD algoritması için t6retilmiştir. 6nerilen PzD algoritmalı y6ntemin geleneksel HFD temelli yaklaşıma g6re, 6zellikle d6şük İGO b6lgesinde çok daha iyi performansa sahip olduğu g6sterilmiştir. Ayrıca, tasarlanan sistem modeli için işlemsel karmaşıklık hesaplaması sunulmuştur. Diğer taraftan, PGİK temelli ED y6nteminde toplam hata oranını minimize etmeyi sağlayan optimum algılama eşik değerlerine ait kapalı form denklemleri, AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağımlı s6n6mlemlerli kanallar için elde edilmiştir. 6nerilen *Teoremlerle* elde edilen analitik çıkarımların doğruluğu, sim6lasyon ve n6merik sonuçlara g6re çizdirilen AİK eğrilerinin birbirine olan yakınlığı ile ispat edilmiştir. Son olarak, UVE standartının 6rnek bir model olarak PzD temelli sistem modeli ile ilişkilendirilmesi sunulmuştur.



### ALICI ANTEN ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ İLE BİLİŞSEL RADYO İÇİN İZGE SEZİMİ

Tez çalışmasının bu bölümünde, bilişsel radyo ağlarında enerji dedektörü metodu ile izge sezimi modelinin alıcı anten çeşitleme yöntemleri kullanılarak Rayleigh sönümlenmeli kanal için performans analizi incelenmektedir. Burada, enerji dedektörü yönteminde işbirliksiz izge sezimi ele alınmakta ve hızlı Fourier dönüşümü kullanılmaktadır. İlk olarak seçmeli birleştirme (SB), eşit kazanç birleştirmesi (EKB) ve en büyük oran birleştirmesi (EOB) alıcı anten çeşitleme yöntemleri ele alınmaktadır. Daha sonra, bu çeşitleme teknikleri için optimum eşik seviyelerine ait genel kapalı form denklemleri Rayleigh sönümlenmeli kanal için sunulmaktadır. Önerilen sistem modeline ait performans analizi optimum eşik seviyesi kullanılarak incelenmekte ve farklı İGO değerleri için AİK eğrisi ile gösterilmektedir. Elde edilen sonuçlar, izge sezimi performansının alıcı anten çeşitleme yöntemleri kullanıldığında, çeşitleme yöntemi kullanılmayan duruma göre arttığını göstermektedir.

#### 5.1 Giriş

Bilişsel radyo haberleşmesinde [8], [10] alıcıda birden fazla anten kullanımı ile elde edilen alıcı anten çeşitleme yöntemleri kullanılarak kanal sönümleme etkilerinin azaltılması ve ED yöntemiyle frekans izgesinde gerçekleştirilen izge sezimi performansının artırılması amaçlanmaktadır. Alıcı antenlere gelen işaretler SB, EKB ve EOB gibi teknikler kullanılarak birleştirilmektedir.

[24], [26] [62] ve [77] çalışmalarında, sönümlenmeli kanallarda  $P_d$  algılama olasılığı ifadeleri ve performans analizleri SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için

ayrı ayrı sunulmuşlardır. [24]'te araştırmacılar öncelikle, alıcı anten çeşitilmesi olmayan durumda Rayleigh sönümlemeli kanal üzerinden  $P_d$ 'ye ait kapalı form ifadelerini elde etmişlerdir. Ardından, alıcıda farklı çeşitilme yöntemleri uygulayarak elde edilen izge sezimi performans artışını göstermişlerdir. Farklı sayıda çeşitilme yolları için, EKB tekniğinin BR ağlarda ED yöntemi ile Nakagami- $m$  kanal üzerinden uygulanmasına ilişkin analizlere [25]'te yer verilmiştir. Benzer yaklaşımlar kullanılarak, [26]'da SB, EKB ve EOB teknikleri için Rayleigh sönümlemeli kanal üzerinden  $P_d$  performansı değerlendirilmiştir. Bu çalışmaların tümünde algılama eşik seviyeleri ( $\lambda$ ) önceden tanımlanan değerler verilerek kullanılmıştır. Öte yandan bu tez çalışması ile önerilen model, sistem performansını artırmak için optimum algılama eşik seviyesi değerini kullanmaktadır. Böylelikle, bu çalışma ile kanal sönümleme etkilerinin azaltılması, toplam hata oranının minimize edilmesi ve sistem performansının artırılması sağlanmaktadır.

Tezin bu bölümünde, literatüre yapılan iki özgün katkıdan bahsedilebilir: İlk olarak, SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitilme yöntemleri için Rayleigh kanal üzerinden optimum algılama eşik değerlerine ait tam kapalı form ifadeleri matematiksel çıkarımlarla elde edilmiştir. İkinci olarak SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitilme yöntemlerinin kullanıldığı, önerilen ED metodu ile uygulanan izge sezimi sistem modelinde,  $P_d$  algılama olasılığında artış gerçekleşmiştir.

Çalışmadan elde edilen ilk sonuçlar *21. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*'nda bildiri olarak sunulmuştur [19]. Ardından çalışma dergi makalesi haline getirilmiştir.

## 5.2 Sistem Modeli

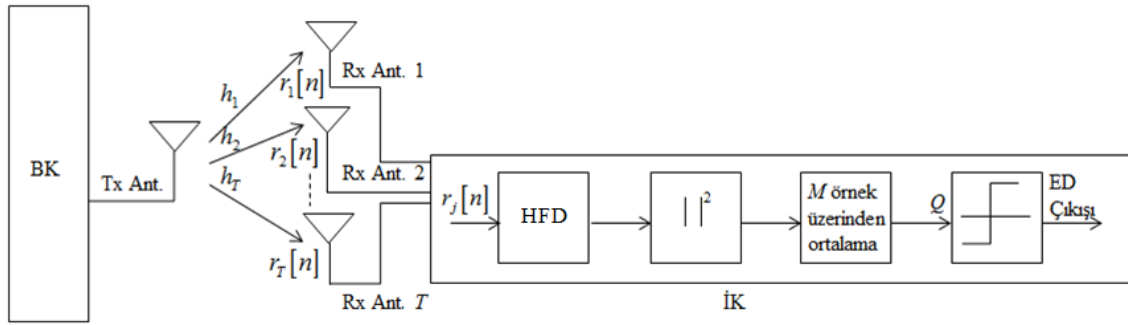
ED yönteminin kullanıldığı işbirliksiz izge sezimi sistem modeli Şekil 5.1'deki gibi tasarlanmıştır. Sistem modelinde  $T$  tane bağımsız sönümlemeli kanala sahip olan çeşitilme yolları olduğu kabul edilmiştir. Bu durumda,  $T$  antenli alıcı kullanılarak oluşturulan sistem modelinde, İK tarafından,  $n$ . zaman aralığında alınan birleştirilmiş işaret

$$r_j[n] = h_j s[n] + w[n], \quad j = 1, 2, \dots, T \quad (5.1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada,  $s[n]$ , 0 ortalamalı,  $\sigma_s^2$  varyanslı gönderilen işareti,  $w[n]$ , 0 ortalamalı boyut başına  $N_0/2$  varyanslı toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü,  $h_j$  ise  $j$ . kanala ilişkin kompleks sönümlenme katsayısını göstermektedir. Alıcı kısımda kullanılan karar ölçütü  $Q$

$$Q = (1/M) \sum_{k=0}^{M-1} |R(k)_{\text{HFD}}|^2 \quad (5.2)$$

biçimindedir. Burada  $M$ , HFD bloğu girişindeki veri uzunluğunu ifade eder.  $R(k)_{\text{HFD}}$ ,  $k=0, 1, \dots, M-1$  için HFD katsayılarıdır. Frekans bandının doluluğu için verilecek karar  $Q$ 'nun,  $\lambda$  ile karşılaştırılması sonucu belirlenir. ED algoritmasına ait sistem performansı  $P_d$  ve  $P_{fa}$  ile ölçülmektedir.  $P_{md}$  ise önceki bölümlerde aktarıldığı gibi, kaçırma olasılığıdır ve  $P_{md} = 1 - P_d$  ile ifade edilmektedir.



Şekil 5.1 Alıcı anten çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı ED yöntemi ile izze sezimi sistem modeli

Seçilen kanal için  $P_d$  ve  $P_{fa}$  ifadeleri, sırasıyla

$$P_d = Q_u(\sqrt{2\gamma_j}, \sqrt{\lambda}) \quad (5.3)$$

$$P_{fa} = \frac{1}{2} \text{Erfc}\left(\frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M}\sigma_w^2}\right) \quad (5.4)$$

şeklinde [24]. Burada  $Q_u(\dots)$  ifadesi genelleştirilmiş Marcum- $Q$  fonksiyonudur.  $\gamma_j$  ise  $j$ . kanala ait ani İGO ifadesidir.  $|h_j|$ 'lerin Rayleigh dağılımlı olması durumunda ortalama  $P_d$  ifadesi,

$$\bar{P}_{d, \text{Rayleigh}} = \exp\left(-\frac{\lambda}{2}\right) \sum_{n=0}^{u-2} \frac{1}{n!} \left(\frac{\lambda}{2}\right)^n + \left(\frac{1+\bar{\gamma}}{\bar{\gamma}}\right)^{u-1} \left( \exp\left(-\frac{\lambda}{2(1+\bar{\gamma})}\right) - \exp\left(-\frac{\lambda}{2}\right) \sum_{n=0}^{u-2} \frac{1}{n!} \frac{\lambda \bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})} \right) \quad (5.5)$$

biçimindedir [24]. Sönümlenmeli kanallar için  $P_{fa}$  ifadesi ise Eşitlik (5.4) ile aynı kalmaktadır. Burada,  $\lambda$  eşik seviyesini,  $u$  zaman-bantgenişliği çarpımını,  $\bar{\gamma}$  ortalama İGO ifadesini ve  $\sigma_w^2$  beyaz Gauss gürültüsü varyansını göstermektedir.  $(.)!$  faktöriyel alma işlemdir.  $M$  ise ele alınan işaretin veri uzunluğunu ifade etmektedir.  $Erfc(.)$  tamamlayıcı hata fonksiyonunu (complementary error function) tanımlar ve

$$Erfc(x) = \left(2/\sqrt{\pi}\right) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt \quad (5.6)$$

ile hesaplanır [62].

### 5.3 Alıcıda Birleştirme Yöntemleri ile Optimum Algılama Eşikleri

Bu alt bölümde İK tarafında uygulanan SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için, Rayleigh kanal üzerinden optimum algılama eşik değerlerine ait tam kapalı form ifadelerinin matematiksel çıkarımları sunulmaktadır. Elde edilen optimum algılama eşik değerleri, toplam hata oranının minimize edilmesi ve sistem performansının artırılması anlamında önemlidir.

#### 5.3.1 SB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

SB bu teknikler içerisinde, en basit olanıdır. SB alıcı anten çeşitlemeli sistem modelinde alıcı, bağımsız kanallar üzerinden alınan işaretlerden en yüksek İGO değerine sahip olanını kullanır. Alıcıda  $j$ . kanala ilişkin ani İGO ifadesi  $\gamma_j = |h_j|^2 E_s/N_0$  ile tanımlanır [24], [62]. Burada  $E_s$  gönderilen işaretin ortalama enerjisidir.

Alıcıda SB kullanılması durumunda sistem çıkışında tespit edilen maksimum İGO ifadesi  $\gamma_{SB} = \max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_T)$  biçimindedir. Burada  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_T$  BK ile İK arasındaki kanallardaki İGO değerleridir. Alıcıya gelen  $T$  sayıdaki çeşitleme yollarının bağımsız Rayleigh dağılımına sahip oldukları kabul edilmektedir. Bu durumda, ortalama  $P_d$  ifadesi,

$$\bar{P}_{d,SB} = T \sum_{i=0}^{T-1} \frac{(-1)^i}{i+1} \binom{T-1}{i} \bar{P}_{d, \text{Rayleigh}} \left( \frac{\bar{\gamma}}{i+1} \right) \quad (5.7)$$

biçimindedir [24]. Buradaki  $\bar{P}_{d, \text{Rayleigh}}$  ifadesi Eşitlik (5.5)'te verildiği gibidir. Bu durumda, Eşitlik (5.7)

$$\begin{aligned} \bar{P}_{d,SB} = T \sum_{i=0}^{T-1} \frac{(-1)^i}{(i+1)} \binom{T-1}{i} & \left\{ \exp\left(-\frac{\lambda}{2}\right) \sum_{n=0}^{u-2} \left(\frac{1}{n!}\right) \left(\frac{\lambda}{2}\right)^n + \left(\frac{\bar{\gamma}+i+1}{\bar{\gamma}}\right)^{u-1} \right. \\ & \times \left. \left( \exp\left(-\frac{\lambda}{2\left(1+\frac{\bar{\gamma}}{i+1}\right)}\right) - \exp\left(-\frac{\lambda}{2}\right) \sum_{n=0}^{u-2} \left(\frac{1}{n!}\right) \left(\frac{\lambda}{2}\right) \left(\frac{\bar{\gamma}+i+1}{\bar{\gamma}}\right)^{-1} \right) \right\} \end{aligned} \quad (5.8)$$

olarak yeniden düzenlenir.

İzge seziminde SB alıcı anten çeşitleme tekniği kullanılarak tasarlanan sistemde Rayleigh sönümlmeli kanal için optimum algılama eşik değerinin tespit edilmesi optimizasyon çalışması ile sağlanmaktadır. Alıcıdaki toplam hata oranının minimize edilmesi optimum eşik değerinin ( $\lambda_{opt}$ ) kullanılması ile mümkün olmaktadır. En genel anlamda, hata fonksiyonu ifadesi

$$\varepsilon(\lambda) = (1-\delta)P_{md}(\lambda) + \delta P_{fa}(\lambda), \quad 0 < \delta < 1 \quad (5.9)$$

şeklinindedir [64]. Burada daha önceki bölümde aktarıldığı gibi  $\delta$ ,  $P_{md}$  ve  $P_{fa}$  arasındaki ilişki katsayısını göstermektedir. Hata fonksiyonunun birinci dereceden kısmi türevi alınarak yüksek değerli  $P_d$  ve düşük değerli  $P_{fa}$  elde etmek üzere  $\lambda_{opt}$  ifadesi tespit edilmektedir. Bu durumda, kısmi türev alma işlemi için aşağıdaki ifade kullanılabilir:

$$\frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} = (1-\delta) \frac{\partial \bar{P}_{md,SB}(\lambda)}{\partial \lambda} + \delta \frac{\partial \bar{P}_{fa,SB}(\lambda)}{\partial \lambda} \quad (5.10)$$

SB çıkışındaki  $\bar{P}_{md,SB}$  ve  $\bar{P}_{fa,SB}$  'ye ait kısmi türev işlemleri sırasıyla,

$$\frac{\partial \bar{P}_{md,SB}(\lambda)}{\partial \lambda} = -T \sum_{i=0}^{T-1} \frac{(-1)^i}{(i+1)} \binom{T-1}{i} \frac{\partial}{\partial \lambda} \left( \bar{P}_{d, \text{Rayleigh}} \left( \frac{\bar{\gamma}}{i+1} \right) \right) \quad (5.11)$$

$$\frac{\partial \bar{P}_{fa,SB}(\lambda)}{\partial \lambda} = \frac{-1}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}} \exp\left(-\left(\frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M\sigma_w^2}}\right)^2\right) \quad (5.12)$$

biçiminde bulunur. (5.11) ve (5.12) eşitlikleri, Eşitlik (5.10)'da yerine konduğunda,

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} = & (1-\delta) \left( T \sum_{i=0}^{T-1} \frac{(-1)^i}{i+1} \binom{T-1}{i} \left( \frac{1}{\sqrt{2M\pi}} \exp\left(-\left(\frac{\lambda - M\sigma^2}{\sqrt{2M\sigma^2}}\right)^2\right) \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{1}{\sigma^2} \exp\left(-\left(\lambda - \left(\frac{\sigma^2}{2\bar{\gamma}/(i+1)} + M\sigma^2\right)\right) / (M\sigma^2 \bar{\gamma}/(i+1))\right) \right) \right. \\ & \times \left( \frac{1}{\sqrt{2M\pi}} \exp\left(-\left(\lambda - \left(\frac{\sigma^2}{\bar{\gamma}/(i+1)} + M\sigma^2\right)\right) / \sqrt{2M\sigma^2}\right)^2 \right. \\ & \left. \left. - \frac{1}{2M\bar{\gamma}/(i+1)} \operatorname{Erfc}\left(-\left(\lambda - \left(\frac{\sigma^2}{\bar{\gamma}/(i+1)} + M\sigma^2\right)\right) / \sqrt{2M\sigma^2}\right) \right) \right) \\ & - \delta \left( \frac{1}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}} \exp\left(-\left(\frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M\sigma_w^2}}\right)^2\right) \right) = 0 \end{aligned} \quad (5.13)$$

ifadesi elde edilir.  $\operatorname{Erfc}(x) \approx \left( (1 - \exp(-Ex)) \exp(-x^2) / (F\sqrt{\pi x}) \right)$ ,  $E=1.98$  ve  $F=1.135$  yaklaşımı ile  $\lambda$ 'ya ait ikinci derece kapalı form genel denklemi,

$$(\sigma_w^4 - \sigma^4) \lambda^2 + (2M\sigma_w^2\sigma^4 - 2M\sigma_w^4\sigma^2) \lambda - 2M\sigma^4\sigma_w^4 B_2 = 0 \quad (5.14)$$

biçiminde elde edilir [65. Eşitlik 6]. Burada,  $\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_w^2$  dir. Eşitlik (5.14)'teki ifadede  $B_2 = \ln(B_1) - \ln(\delta/(1-\delta)) + \ln(\sigma_w^2) + \ln(1-1/\sigma^2)$  ile tanımlıdır. Burada,

$B_1 = T \sum_{i=0}^{T-1} \frac{(-1)^i}{(i+1)} \binom{T-1}{i}$  biçimindedir ve  $\ln(\cdot)$  doğal logaritma operatörüdür. Eşitlik

(5.14)'ün çözümünden, seçmeli birleştirme alıcı anten çeşitlemesi için optimum eşik seviyesi,

$$\lambda_{opt,SB} = \frac{-(2M\sigma_w^2\sigma^4 - 2M\sigma_w^4\sigma^2) - \sqrt{\Delta_2}}{2(\sigma_w^4 - \sigma^4)} \quad (5.15)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $\Delta_2$  ifadesi,

$$\Delta_2 = (2M\sigma_w^2\sigma^4 - 2M\sigma_w^4\sigma^2)^2 + 4(\sigma_w^4 - \sigma^4)2MB_2\sigma_w^4\sigma^4 \quad (5.16)$$

biçimindedir ve pozitif değer almaktadır.

### 5.3.2 EKB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

EKB alıcı anten çeşitleme tekniğinde çıkışın ortalama İGO değeri

$$\gamma_{\text{EKB}} = \sum_{j=1}^T |h_j|^2 E_s / \sum_{j=1}^T N_0 \quad (5.17)$$

olarak tanımlanmaktadır. Burada BK'dan gönderilen işaret enerjisi  $E_s = \sigma_s^2$  ile ifade edilmektedir [25]. [24. Eşitlik 20] yardımıyla EKB çeşitleme yöntemi için Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinden elde edilen ortalama  $P_d$  ifadesi

$$\begin{aligned} \bar{P}_{d,\text{EKB}} = & (1/\Gamma(T))((T-1)!)(\bar{\gamma}/(1+\bar{\gamma}))\exp(-\lambda/(2(1+\bar{\gamma}))) \\ & \times \left( \left(1 + \frac{1}{\bar{\gamma}}\right) \frac{1}{(1+\bar{\gamma})^{T-1}} L_{T-1} \left( \frac{-\lambda\bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})} \right) + \sum_{n=0}^{T-2} \left( \frac{1}{1+\bar{\gamma}} \right)^n L_n \left( \frac{-\lambda\bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})} \right) \right) \\ & + \frac{1}{2^{T-1}} \left( \frac{2}{1+\bar{\gamma}} \right)^T \exp(-\lambda/2) \sum_{n=1}^{T-1} \frac{(\lambda/2)^n}{2(n!)} {}_1F_1 \left( T; n+1; \frac{\lambda\bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})} \right) \end{aligned} \quad (5.18)$$

biçimindedir. Burada,  $\Gamma(\cdot)$ , Gamma fonksiyonunu [41. Eşitlik 8.339.1],  ${}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$ , birinci türden birleşik hipergeometrik fonksiyonunu [41. Eşitlik 9.210.1] ve  $L_n(\cdot)$ ,  $n$ . dereceden Laguerre polinomunu göstermektedir [41. Eşitlik 8.970.1]. Optimum algılama eşik değeri, toplam hata oranı fonksiyonu  $\varepsilon(\lambda)$ 'nın  $\lambda$ 'ya göre kısmi türevi alınarak elde edilmektedir. Matematiksel ifade ile  $(\partial\varepsilon(\lambda)/\partial\lambda)=0$ , (5.4), (5.9) ve (5.18) eşitlikleri kullanılarak [11], [41] ve [67] yardımıyla daha sade bir forma dönüştürülebilir. Düşük İGO yaklaşımı ile ve  $u=1$ ,  $T=2$  alınarak  $\lambda$ 'nın ikinci derece denklemi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$(4 - M\sigma_w^4)\lambda^2 - 8M\sigma_w^2\lambda + (4M^2\sigma_w^4 - 8M\sigma_w^4(\ln B_3 - \log 2)) = 0. \quad (5.19)$$

Burada,  $B_3 = 4\delta / ((\delta - 1)\sqrt{2M\pi\sigma_w^2})$  olarak alınmaktadır. Eşitlik (5.19)'un çözümünden, Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinde, EKB alıcı anten çeşitlemesi için optimum algılama eşiği

$$\lambda_{opt,EKB} = \frac{4M\sigma_w^2 - 2\sigma_w^2 \sqrt{M^3\sigma_w^4 + (\ln B_3 - \log 2)(8M - 2M^2\sigma_w^4)}}{(4 - M\sigma_w^4)} \quad (5.20)$$

biçiminde elde edilir.

### 5.3.3 EOB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

EOB alıcı anten çeşitleme tekniğinde, alıcı tarafta alınan işaretler İK tarafından kanal katsayılarına bağlı olarak ağırlandırılarak birleştirilir. Bu sebeple çıkıştaki ortalama İGO değeri, alıcı tarafta her bir koldaki İGO değerinin toplamı ile ifade edilir ve

$$\gamma_{EOB} = \sum_{j=1}^T \gamma_j \quad (5.21)$$

eşitliği ile hesaplanır. Burada  $\gamma_j$ ,  $j$ . alıcı anten için İGO değeridir. [26. Eşitlik 18] yardımıyla Rayleigh sönümlmeli kanal için  $\bar{P}_{d,EOB}$  ifadesi, alternatif olarak

$$\begin{aligned} \bar{P}_{d,EOB} &= (\bar{\gamma}/(1+\bar{\gamma})) \exp(-\lambda/(2(1+\bar{\gamma}))) \\ &\times \left( \sum_{k=0}^{T-2} \left( \frac{1}{1+\bar{\gamma}} \right)^k L_k \left( \frac{-\lambda\bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})} \right) + \left( 1 + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right) \left( \frac{1}{1+\bar{\gamma}} \right)^{T-1} L_{T-1} \left( \frac{-\lambda\bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})} \right) \right) \\ &+ \left( \frac{1}{1+\bar{\gamma}} \right)^T \exp(-\lambda/2) \sum_{n=1}^{u-1} \frac{(\lambda/2)^n}{(n!)} {}_1F_1 \left( T; n+1; \frac{\lambda\bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})} \right) \end{aligned} \quad (5.22)$$

kapalı formunda gösterilebilir. Eşitlik (5.22) kullanılarak,  $T=2$  ve  $u=2$  için,  $\partial \bar{P}_{d,EOB} / \partial \lambda$  ifadesi, ([66]. Eşitlik 1), ([41]. Eşitlik 6.631, Eşitlik 8.970, Eşitlik 9.210) ve ([78]. 07.20.0008.01) yardımıyla

$$\begin{aligned} \frac{\partial \bar{P}_{d,EOB}(\lambda)}{\partial \lambda} &= (\bar{\gamma}/(1+\bar{\gamma})) \exp \left( \frac{-\lambda}{2(1+\bar{\gamma})} \right) \left( B_5 - \frac{(B_4+1)}{2(1+\bar{\gamma})} \right) \\ &+ (1/(1+\bar{\gamma}))^2 ((\lambda+2)/4) \exp(-\lambda/(2(1+\bar{\gamma}))) \end{aligned} \quad (5.23)$$



şeklinde hesaplanır. Burada  $B_4$  ve  $B_5$  sırasıyla

$$B_4 = (1 + (1/\bar{\gamma})) (1/(1 + \bar{\gamma}))^{T-1} L_{T-1}(-\lambda\bar{\gamma}/(2(1 + \bar{\gamma}))) \quad (5.24)$$

$$B_5 = (1 + (1/\bar{\gamma})) (1/(1 + \bar{\gamma}))^{T-1} \frac{\partial}{\partial \lambda} \left( L_{T-1} \left( \frac{-\lambda\bar{\gamma}}{2(1 + \bar{\gamma})} \right) \right) \quad (5.25)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Eşitlik (5.23) düşük İGO değerleri için, basitleştirilerek

$$\frac{\partial \bar{P}_{d,EOB}}{\partial \lambda} = \left( \frac{(\lambda + 2)}{4} \right) \exp(-\lambda/2) \quad (5.26)$$

ile ifade edilir. Buradan, EOB alıcı anten çeşitleme tekniği için optimum algılama eşik,  $(\partial \mathcal{E}(\lambda)/\partial \lambda) = 0$  eşitliğinin çözümünden  $\lambda$ 'ya bağlı ikinci derece denklemi

$$(4 - M\sigma_w^4)\lambda^2 - (8M\sigma_w^2)\lambda + (4M^2\sigma_w^4 - 8M\sigma_w^4(\ln B_3 - \log 2)) = 0 \quad (5.27)$$

kullanılarak elde edilir. Burada,  $B_3 = 4\delta / ((\delta - 1)\sqrt{2M\pi\sigma_w^2})$  şeklinde tanımlanmaktadır. Eşitlik (5.27) ile verilen ikinci derece denklemin çözümünden, EOB alıcı anten çeşitlemesi için optimum algılama eşik değerine ait genel kapalı form ifadesi

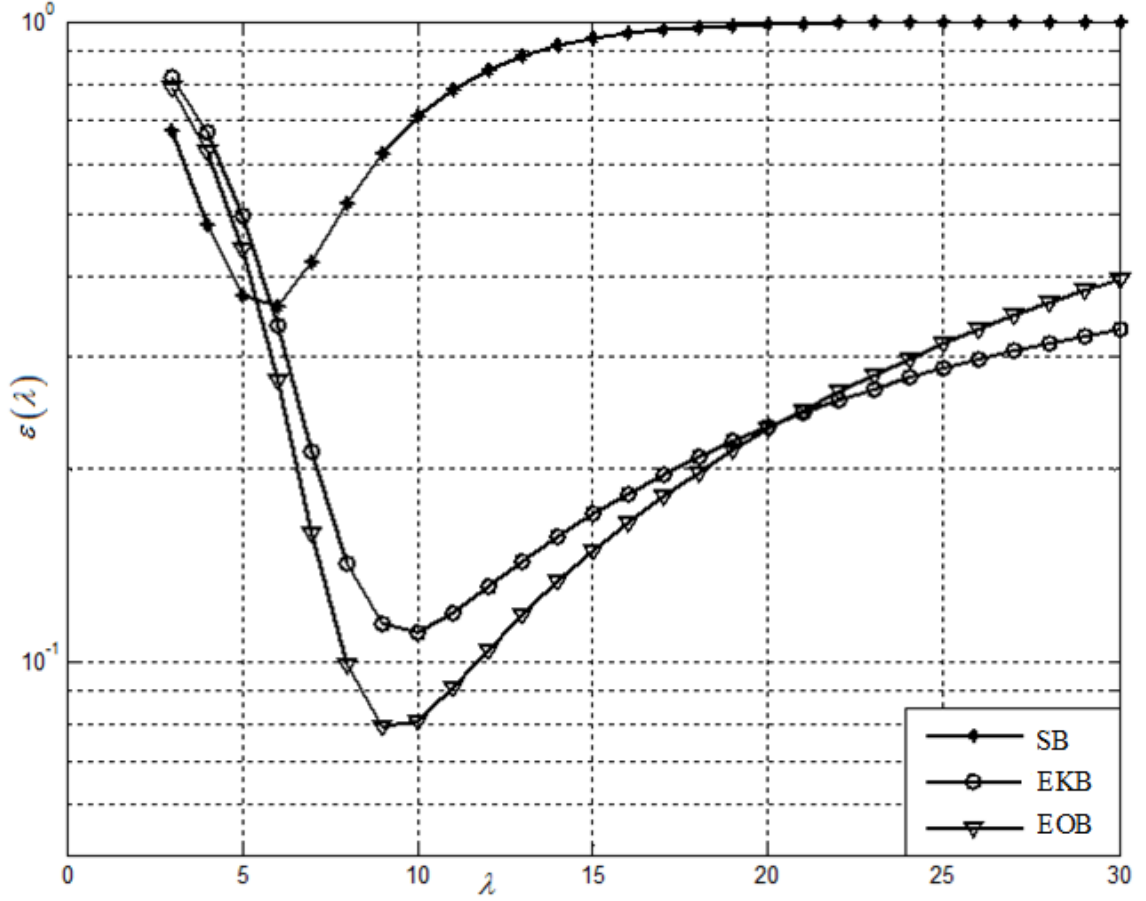
$$\lambda_{opt,EOB} = \frac{M\sigma_w^2 - \frac{1}{2}\sigma_w^2 \sqrt{M^3\sigma_w^4 + (\ln B_3 - \log 2)(8M - 2M^2\sigma_w^4)}}{(1 - (1/4)M\sigma_w^4)} \quad (5.28)$$

şeklinde elde edilir.

#### 5.4 Nümerik ve Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde sayısal ve simülasyon sonuçları sunulmaktadır. Toplam hata oranı fonksiyonunun optimum algılama eşik değeri ile değişimi SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için Şekil 5.2'de gösterilmektedir. Burada,  $\bar{\gamma} = 10$  dB,  $M = 5$ ,  $T = 2$  ve  $u = 1$  alınmıştır. Şekil 5.2'deki simülasyon sonuçlarından görüleceği üzere, toplam hata oranı fonksiyonunun minimum olmasını sağlayan optimum algılama eşik değerleri, SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için sırasıyla  $\lambda_{opt,SB,simülasyon} = 5.29$ ,  $\lambda_{opt,EKB,simülasyon} = 9.64$ ,  $\lambda_{opt,EOB,simülasyon} = 9.48$  olarak hesaplanmıştır. Öte yandan optimum algılama eşik değeri için matematiksel çıkarımlarla elde edilen teorik sonuçlar, SB, EKB ve EOB teknikleri için sırasıyla, Eşitlik (5.15) kullanılarak

$\lambda_{opt,SB,teorik} = 5.8$ , Eşitlik (5.20) kullanılarak  $\lambda_{opt,EKB,teorik} = 9.6$ , Eşitlik (5.28) kullanılarak  $\lambda_{opt,EOB,teorik} = 9.4$  olarak hesaplanmıştır. SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için simülasyon ve teorik yaklaşımla elde edilen optimum algılama eşik değerleri özet olarak Çizelge 5.1’de sunulmaktadır.



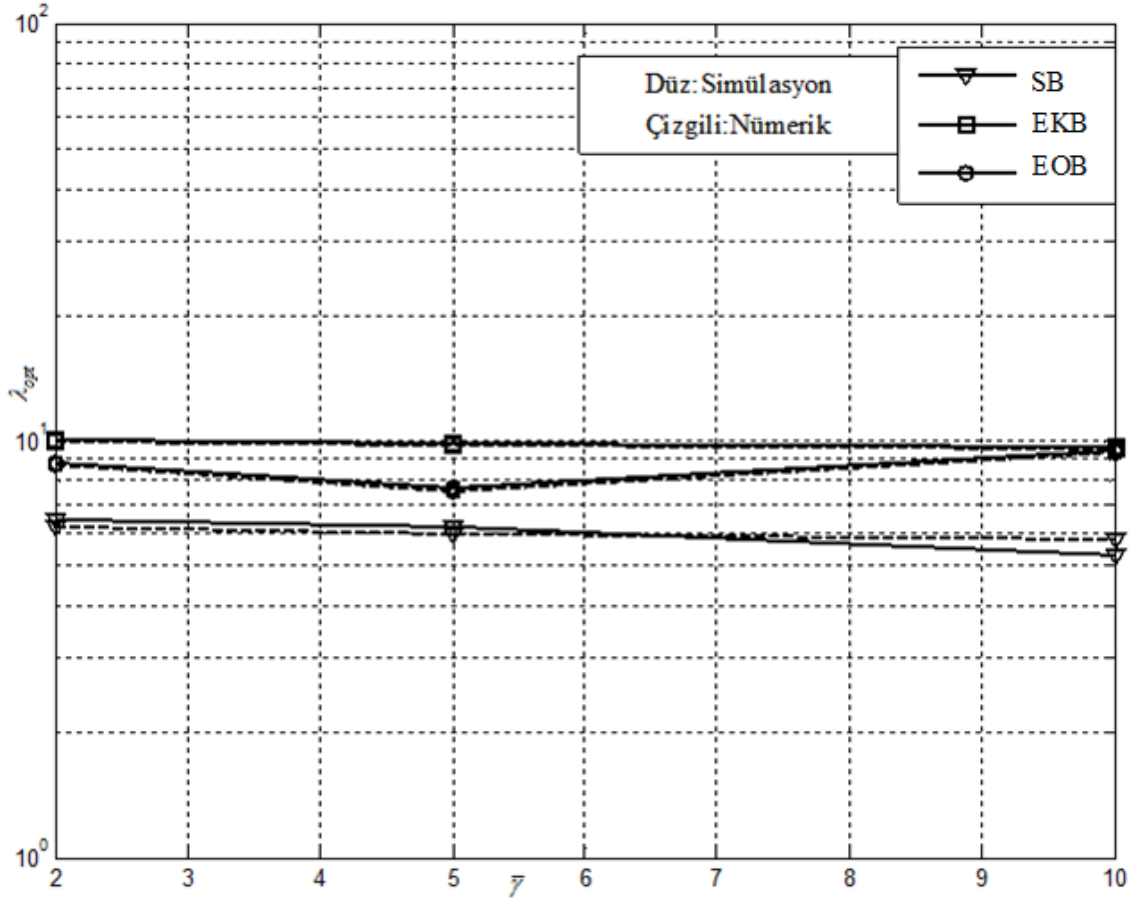
Şekil 5.2 SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için toplam hata oranı fonksiyonunun optimum algılama eşiği ile değişimi

Şekil 5.3, simülasyon ve nümerik yaklaşıma dayalı olarak elde edilen algılama eşik değerlerinin karşılaştırılmasını, değişen ortalama İGO değerleri için göstermektedir. Matematiksel çıkarımlarla (5.15), (5.20) ve (5.28) eşitlikleri kullanılarak elde edilen nümerik sonuçlar, Şekil 5.3’te çizgili formda görülmektedir. Simülasyon sonuçları ise aynı şekil üzerinde düz çizgi formunda verilmiştir. Burada,  $M = 5$ ,  $T = 2$ ,  $\delta = 0.5$  ve  $u = 1$  alınmıştır. Simülasyonda 128 noktalı HFD algoritması kullanılmıştır. Şekil 5.3’te yapılan inceleme, tüm ortalama İGO değerleri ( $\bar{\gamma}$ ) için nümerik sonuçların simülasyon sonuçları ile örtüştüğünü göstermektedir. Bu durum, İK tarafında alıcı anten çeşitleme

tekniklerinin kullanılması ile önerilen sistem modelinde, matematiksel çıkarımlarla elde edilen analitik eşitliklerin doğruluğunu da desteklemektedir.

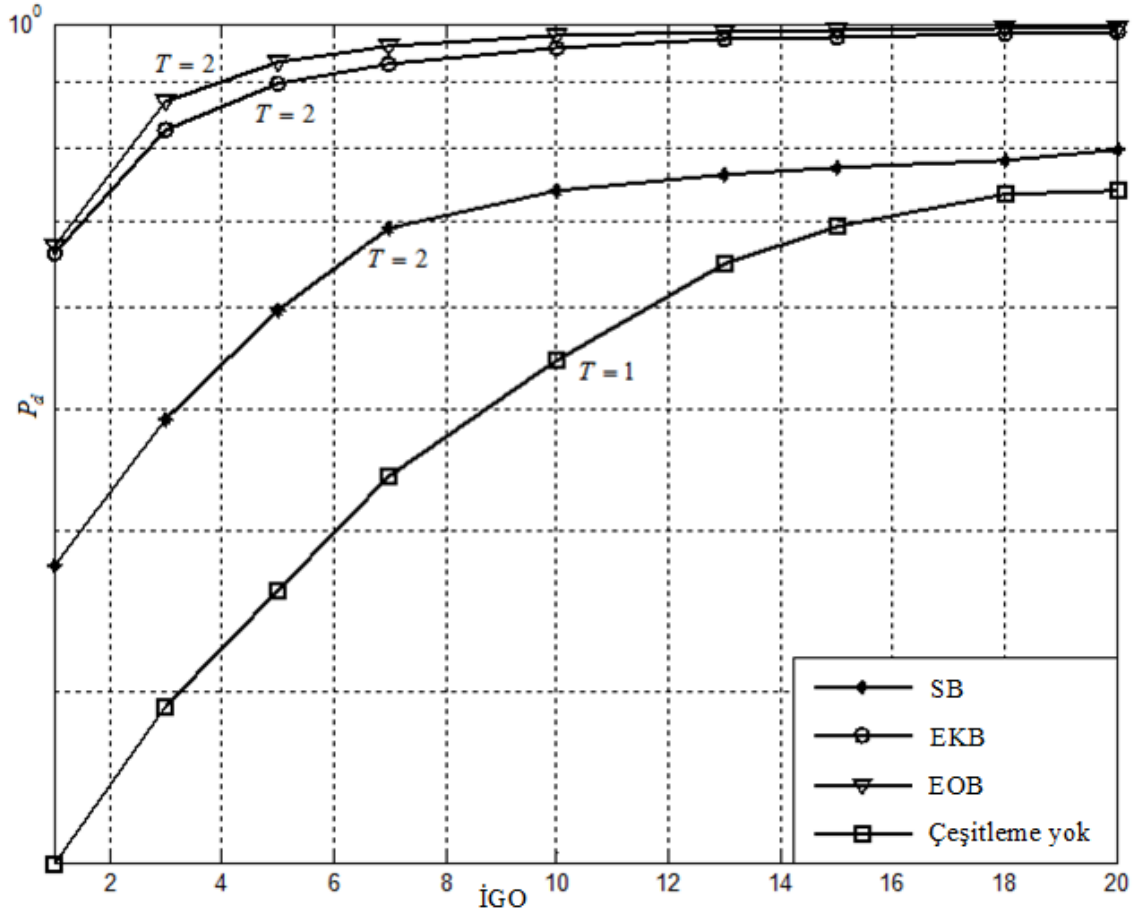
Çizelge 5.1 Alıcı anten çeşitleme teknikleri için simülasyon ve teorik yaklaşımla elde edilen optimum algılama eşik değerleri

Çeşitleme Yöntemi	Simülasyon ile elde edilen optimum algılama eşığı $(\lambda_{opt, simülasyon})$	Teorik yaklaşımla elde edilen optimum algılama eşığı $(\lambda_{opt, teorik})$
SB	5.29	5.8
EKB	9.64	9.6
EOB	9.48	9.4



Şekil 5.3 Simülasyon ve nümerik sonuçlara göre birbirinden farklı ortalama İGO değerleri için alıcı anten çeşitleme tekniklerinin optimum algılama eşik seviyeleri

Son olarak, alıcı anten çeşitleme tekniklerine ait algılama olasılığı ( $P_d$ ) başarımı ile ortalama İGO değişimi, anten sayısına bağlı olarak Şekil 5.4'te sunulmaktadır.  $T = 2$ ,  $M = 5$  ve  $u = 1$  için, SB, EKB ve EOB çeşitleme tekniklerinin sistem performansı, Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinden gösterilmektedir. Aynı zamanda  $T = 1$  için alıcı tarafta çeşitleme tekniğinin uygulanmadığı durumda Rayleigh kanal üzerinde  $P_d$  ile İGO değişimine, Şekil 5.4'te yer verilmektedir. EOB tekniğinin diğer tekniklere göre daha iyi  $P_d$  performansı gösterdiği görülmektedir.



Şekil 5.4 Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinde alıcı anten çeşitleme tekniklerinin algılama olasılığı başarımı

## 5.5 Sonuçlar

Tezin bu bölümünde, SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme tekniklerinin, BR ağlarda Rayleigh sönümlmeli kanal üzerindeki performansı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar EOB tekniğinin, diğer tekniklere göre daha üstün performansa sahip olduğunu göstermektedir. Toplam hata oranını minimize etmek amacıyla kullanılan optimum algılama eşik değerlerine ait genel kapalı form ifadeleri, SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinden elde edilmiştir. Matematiksel çıkarımlarla gerçekleştirilen teorik yaklaşımların doğruluğu simülasyon sonuçları ile ispat edilmiştir. Bu durum, elde edilen analitik eşitlikler için, simülasyon ve nümerik sonuçlara göre çizdirilen AİK eğrilerinin birbirleri ile örtüşmesi sonucundan da görülmektedir.

### SB/EOB ALICI ANTEN ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ İLE BİLİŞSEL RADYO İÇİN İŞBİRLİKLİ İZGE SEZİMİ

Tez çalışmasının bu bölümünde, bilişsel radyo ağlarda *kuvvetlendir ve aktar* yöntemini kullanan işbirlikli izge sezimi modeli ele alınmaktadır. Bu modelde seçmeli birleştirme ve en büyük oran birleştirmesi alıcı anten çeşitleme tekniklerinin Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerindeki performans analizine yer verilmektedir. Ayrıca bu bölümde seçmeli birleştirme alıcı anten çeşitleme tekniği için uçtan uca işaret-gürültü oranına bağlı ortalama algılama olasılığı genel kapalı form ifadesi matematiksel çıkarımlarla sunulmaktadır. Alıcıda kullanılan seçmeli birleştirme ve en büyük oran birleştirmesi çeşitleme teknikleri için, optimum algılama eşik seviyelerine ait genel kapalı form denklemleri Rayleigh sönümlenmeli kanal için elde edilmektedir. Bu sonuçlar kullanılarak, bilişsel radyo ağlarda işbirlikli izge sezimi ile tasarlanan sistemin işbirliksiz sisteme göre algılama performansındaki üstünlüğü Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde gösterilmektedir.

#### 6.1 Giriş

Bilişsel radyo teknolojisinin en önemli bileşenlerinden birinin, izge boşluklarının algılanması olarak ifade edilen izge sezimi olduğu önceki bölümlerde belirtilmişti. Bu işlemin frekans bandının boş olup olmadığının tespiti yoluyla gerçekleştiği ve lisanslı BK'lar üzerinde girişim ya da bozucu etki oluşturmanın önüne geçilmesinin önemi aktarılmıştı [9], [10], [79], [80]. İşbirliksiz izge seziminde olduğu gibi, düşük işlem ve uygulama karmaşıklığına sahip olmasından dolayı, tezin bu bölümünde işbirlikli izge sezimi algoritması olarak literatürde de sıklıkla ele alınan ED yöntemi kullanılmaktadır.

İşbirlikli kablosuz haberleşme sistemleri son dönemdeki çalışmalarda çok-antenli sistemlere alternatif olarak sunulmaktadır. Bu işbirlikli model, haberleşme ağı içerisinde dağıtılmış olarak bulunan tek-antenli kablosuz rölelerin [81] ya da kullanıcıların birbirleri arasındaki işbirliği ile ön plana çıkmaktadır. İşbirlikli iletişim olarak adlandırılan bu yöntem kullanılarak tek antenli kablosuz birimlerin, çok girişli çok çıkışlı sistemlerin, ÇGÇÇ avantajlarını elde etmeleri sağlanmaktadır [13]. İşbirlikli iletişimde, birden fazla kullanıcının olduğu BR ağlarda bulunan tek antenli kullanıcıların, antenlerini diğer kullanıcılar ile paylaşarak sanal bir ÇGÇÇ sistem oluşturmak amaçlanmaktadır [13]. Bu iletişim yöntemi, BR ağlarda BK'ya ait bilgilerin İK'ya, hem doğrudan hem de BR ağı içerisinde uygun diğer kullanıcılar ya da röleler üzerinden iletilmesi ilkesine dayanmaktadır.

İşbirlikli iletişimde her bir kablosuz birim *kullanıcı*, işbirliği yaptığı diğer birim ise *ortak* olarak adlandırılır [13]. Her kullanıcı kendi bilgisini iletirken aynı zamanda diğer kullanıcı için işbirliği yapan birim (ortak) olarak davranır ve ortağının da bilgisini iletir [13].

*Kuvvetlendir ve aktar (KA)*, *çöz ve aktar (ÇA)* işbirlikli çeşitlemede [82] kullanılan başlıca aktarma yöntemleridir [83], [84]. [42]'de önerilen KA yöntemine göre, BR ağı içerisindeki işbirlikli röle, BK tarafından iletilen işaretin gürültülü şeklini alır. Daha sonra alınan gürültülü işareti kuvvetlendirerek İK'ya (hedef alıcı) gönderir. İK, BK ile işbirliği yapan röleden gelen ve BK'dan direkt olarak gönderilen bilgileri alarak son kararı verir. Bu yöntemde İK, BK tarafından gönderilen işaretin iki bağımsız sönümlenmeli formunu aldığından dolayı daha doğru karar verecektir. KA yönteminde, İK'nın frekans izgesinin kullanımı hususunda doğru karar verebilmesi için, BR ağı içerisinde kullanıcılar arasındaki ya da kullanıcı-röle arasındaki kanal karakteristiğinin bilinmesi gerekmektedir.

Öte yandan *çöz aktar (ÇA)* yönteminde, BR ağı içerisindeki işbirlikli kullanıcı, BK'dan gönderilen bitleri algılar ve bu bitleri kodlayarak İK'ya gönderir. Bu yöntemde kullanıcıların ortaklarının bilgisini yanlış algılaması durumunda, işbirliği bozucu etki yapmış olur. Bu aktarma yönteminde kullanıcılar arası kanalın hata karakteristiğinin alıcı tarafta bilinmesi gerekmektedir [13].

BK tarafından gönderilen bilgilerin röle ve İK'ya aktarılması amacıyla üç temel haberleşme protokolü kullanılmaktadır [85]. Bu haberleşme protokollerinde iletim iki farklı zaman diliminde gerçekleşmektedir.

Birinci (I) protokolde, ilk iletim zamanında S kaynağı, R rölesine ve D alıcısına iletim yaparken, ikinci iletim zamanında S kaynağı ve R rölesi, D alıcısına iletim yapmaktadır. Bu durum Çizelge 6.1'de gösterilmektedir [13]. S'den R'ye  $s_1$  simgesinin iletilmesi  $S(s_1) \rightarrow R$  ile verilmektedir.  $s_1$ 'e ilişkin simgenin R'den D'ye iletilmesi ise  $R(s_1) \rightarrow D$  ile gösterilmiştir.

Çizelge 6.1 İşbirlikli çeşitlemede kullanılan Protokol I

1. zaman dilimi	2. zaman dilimi
$S(s_1) \rightarrow R$	$R(s_1) \rightarrow D$
$S(s_1) \rightarrow D$	$R(s_2) \rightarrow D$

Protokol II ile, ilk iletim zamanında S kaynağı, R rölesine ve D alıcısına iletim yaparken, ikinci iletim zamanında sadece R rölesi D alıcısına iletim yapmaktadır. Bu durum Çizelge 6.2'de sunulmaktadır [13].

Çizelge 6.2 İşbirlikli çeşitlemede kullanılan Protokol II

1. zaman dilimi	2. zaman dilimi
$S(s_1) \rightarrow R$	$R(s_1) \rightarrow D$
$S(s_1) \rightarrow D$	-

Son protokolde (III) ise birinci iletim zamanında, S kaynağı sadece R rölesine iletim yapar. İkinci iletim zamanında ise R rölesi, D alıcısına iletim gerçekleştirir. Protokol III'e ilişkin iletim Çizelge 6.3'te verilmektedir [13].



Çizelge 6.3 İşbirlikli çeşitlemede kullanılan Protokol III

1. zaman dilimi	2. zaman dilimi
$S(s_1) \rightarrow R$	$R(s_1) \rightarrow D$
-	$R(s_2) \rightarrow D$

Tez çalışmasının bu bölümünde, KA aktarma yöntemi kullanılmaktadır [86]. Yüksek algılama performansı elde etmek amacıyla, KA aktarma yönteminin kullanıldığı işbirlikli izge seziminde BR sistemlerin Rayleigh sönümlenmeli kanallardaki performansı incelenmektedir. Yüksek  $P_d$  ve düşük  $P_{fa}$  elde etmeye çalışılır. İK tarafında (hedef alıcı) SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri kullanılarak tasarlanan sistem modelinin analiz edilmesi ve optimum algılama eşik seviyesi değerlerinin tespit edilmesi sağlanmaktadır.

[87-92] çalışmalarında BR ağlarda alıcı anten çeşitleme teknikleri kullanılarak ED temelli röleli işbirlikli sistemler ele alınmıştır. Bu çalışmalarda Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde algılama olasılığı için analitik çıkarımlar geliştirilmiştir. [87]'de, işbirlikli izge seziminde tek ve çoklu röle içeren senaryolar için ED yönteminin performansı analiz edilmiştir. Araştırmacılar [28]'de işbirlikli izge seziminde veri birleştirmesi ve karar birleştirmesi stratejileri [88] için algılama performansını incelemiştir. Ayrıca ortalama algılama olasılığı için kapalı form ifadesini matematiksel çıkarımlarla sunmuşlardır. Röle temelli BR ağlarda Rayleigh sönümlenmeli kanal için işbirlikli izge sezimi performans analizi moment üreten fonksiyona (MÜF) [37] bağlı olarak [89]'da verilmiştir. [90]'da işbirlikli haberleşmede, alıcıda birleştirme yöntemleri kullanılarak Rayleigh sönümlenmeli kanal için izge sezimi performans incelemesi düşük İGO varsayımı ile aktarılmıştır. BR ağlarda EOB alıcı anten çeşitlemesi ile kullanılan ED temelli işbirlikli röle sistemlerinin performans analizi [91]'de sunulmuştur. [92]'de ortalama algılama olasılığı ifadeleri ED yönteminde üst sınır kullanılarak işbirlikli röle ağlar için elde edilmiştir.

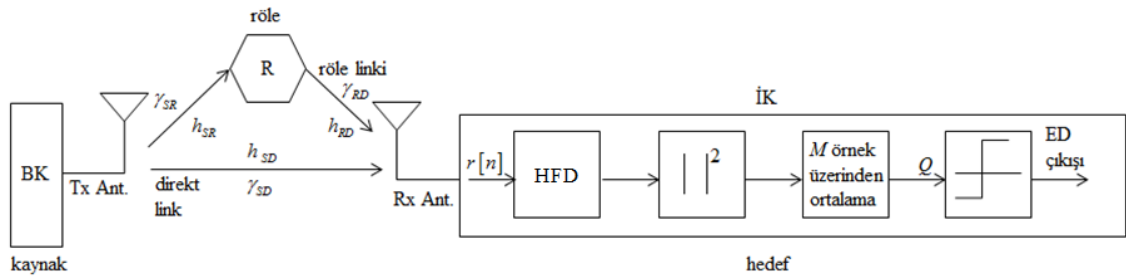
Tez çalışmasının bu bölümünde, KA aktarma yöntemini kullanan ED temelli işbirlikli izge sezimi, SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri ile ele alınmıştır. Bu kapsamda

uçtan uca İGO değerine bağlı olarak bağımsız Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde SB alıcı anten çeşitlemesi için algılama olasılığı analitik ifadesi elde edilmiştir. Daha sonra, optimum algılama eşik değerlerine ait genel kapalı form özgün ifadeleri, işbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitleme tekniklerinin İK tarafında uygulandığı durum için elde edilmiştir. Elde edilen özgün matematiksel çıkarımlar kullanılarak, işbirlikli SB ve EOB çeşitlemesi için algılama performansı, optimum algılama eşik değerlerine bağlı olarak sunulmuştur. İşbirlikli izge sezimi performansının işbirliği kullanılmayan duruma göre karşılaştırılması sağlanmıştır. Matematiksel çıkarımlarla elde edilen analitik sonuçlar simülasyon yoluyla ispatlanmıştır.

Çalışmadan elde edilen sonuçlar dergi makalesi haline getirilmiştir.

## 6.2 Sistem Modeli

BR ağlarda tek röleli KA aktarma yöntemini kullanan işbirlikli izge sezimi sistem modeli Şekil 6.1'deki gibi tasarlanmıştır. Burada kaynak (S), röle (R) ve alıcı (D) ile gösterilmektedir. Sistem modelinin, tek verici ve tek alıcı anten içerdiği, kaynak tarafında BK, röle ve hedefte İK ile yarı-dupleks modda çalıştığı varsayılmaktadır. Şekilde  $h_{SD}$ ,  $h_{SR}$  ve  $h_{RD}$  sırasıyla kaynak ile hedef (BK → İK), kaynak ile röle (BK → R) ve röle ile hedef (R → İK) linklerine ilişkin Rayleigh dağılımlı kompleks sönümlenme katsayılarını göstermektedir [93].



Şekil 6.1 Sistem modeli

Şekil 6.1'de tasarlanan sistem modelinde yukarıda aktarılan haberleşme protokollerinden Protokol II kullanılmaktadır [94]. Burada iletim iki faza bölünmüştür. İlk fazda S'ye ait bilgi R ve D'ye gönderilmektedir. İkinci fazda ise R birinci fazda S'den aldığı gürültülü işareti, kuvvetlendirerek D'ye göndermektedir. Birinci fazda kaynak tarafında BK'dan, röleye ve hedefteki İK'ya gönderilen işaret  $s[n]$  olsun [95]. Buna göre R ve D tarafından alınan işaretler,

$$r_{SD}[n] = \sqrt{E_S} s[n] h_{SD} + w_{SD}[n] \quad (6.1)$$

$$r_{SR}[n] = \sqrt{E_S} s[n] h_{SR} + w_{SR}[n] \quad (6.2)$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $E_S$ , BK'dan gönderilen işaretin ortalama enerjisidir. Sıfır ortalamalı  $N_0$  varyanslı kompleks Gauss gürültüsü, hedefte  $w_{SD}[n]$  ve rölede  $w_{SR}[n]$  ile gösterilmektedir.

İkinci fazda, röle BK'dan gelen gürültülü işaretin kuvvetlendirilmiş versiyonunu İK'ya göndermektedir. Bu sebeple, hedefte İK tarafından alınan işaret,

$$r_{RD}[n] = G\sqrt{E_S} h_{RD} h_{SR} s[n] + G h_{RD} w_{SR}[n] + w_{RD}[n] \quad (6.3)$$

olarak yazılabilir. Burada  $w_{RD}[n]$  hedefteki kompleks Gauss gürültüsünü,  $G = \sqrt{E_S / (E_S |h_{SR}|^2 + N_0)}$  rölenin kuvvetlendirme katsayısını göstermektedir [81], [91], [96], [97], [98]. Röle, kendisine birinci fazda gelen gürültülü işareti  $G$  ile çarparak hedefe göndermektedir.

Tüm iletim sonunda, İK'nın, SB ya da EOB alıcıda birleştirme yöntemlerini kullanarak iki işareti birleştirdiği varsayılmaktadır. Bu işaretlerden biri BK'dan direkt link yoluyla gelen işarettir. Diğeri de röle üzerinden İK'ya ulaşan işaret olarak ifade edilmektedir. Hedefte alınan işaretler EOB yöntemi kullanılarak birleştirildiğinde, İK tarafında elde edilen uçtan uca İGO ifadesi,  $\gamma_{EOB}$

$$\gamma_{EOB} = \gamma_{\text{direkt}} + \gamma_{\text{röle}} = \gamma_{SD} + \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{1 + \gamma_{SR} + \gamma_{RD}} \quad (6.4)$$

şeklinde tanımlanır [93], [95]. Burada,  $\gamma_{SD} = (E_S/N_0) |h_{SD}|^2$ ,  $\gamma_{SR} = (E_S/N_0) |h_{SR}|^2$  ve  $\gamma_{RD} = (E_S/N_0) |h_{RD}|^2$  sırasıyla BK  $\rightarrow$  İK, BK  $\rightarrow$  R ve R  $\rightarrow$  İK linklerine ilişkin ani İGO değerleridir [91], [96], [99]. Öte yandan SB yöntemi hedefte İK tarafında uygulandığında en yüksek İGO değerine sahip olan koldaki işaret çıkışa gönderilecektir [100]. Bu durumda uçtan uca ani İGO değeri

$$\gamma_{SB} = \max \{ \gamma_{SD}, \gamma_{\text{röle}} \} \quad (6.5)$$

şeklinde yazılır [102]. Burada  $\gamma_{\text{röle}}$  BK  $\rightarrow$  R  $\rightarrow$  İK linkine ilişkin ani İGO değeridir.

İzge seziminde amaç Eşitlik 6.6'da verilen durum hipotezlerinden birine karar vermektir.

$$r[n] = \begin{cases} w[n] & :H_0 \\ h_{RD}s[n] + w[n] & :H_1 \end{cases} \quad (6.6)$$

Burada  $H_0$ , BK'nın frekans bandında mevcut olmadığına karar veren durum hipotezidir [87], [101].  $H_1$  durum hipotezi ise, BK'nın ilgili frekans bandında mevcut olduğunu ifade eder.

Tezin bu bölümünde ele alınan işbirlikli izge sezimi sistem modelinde, Şekil 6.1'de, İK tarafında ED yönteminin kullanıldığı görülmektedir. Burada, İK tarafından alınan işarete ( $r[n]$ ) HFD uygulanır ve ardından enerjisi hesaplanır.  $M$  örnek üzerinden

alınan ortalama, ED çıkışına iletilir.  $Q = (1/M) \sum_{k=0}^{M-1} |R(k)_{HFD}|^2$  ile ifade edilen algılanan

işaret için kullanılan karar ölçütü,  $\lambda$  algılama eşiği ile karşılaştırılır ve sonuç olarak Eşitlik 6.6'da verilen durum hipotezlerinden  $H_0$  ya da  $H_1$  sonucuna karar verilir.

Burada  $M$  HFD bloğu girişindeki veri uzunluğunu ifade eder.  $R(k)_{HFD}$ ,  $k = 0, 1, \dots, M-1$  için HFD katsayılarıdır.

### 6.3 İşbirlikli Seçmeli Birleştirme Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Algılama Olasılığı Analizi

Tezin bu bölümünde, işbirlikli SB alıcı anten çeşitleme yönteminde, Rayleigh sömümlenmeli kanalda ortalama algılama olasılığı için elde edilen matematiksel çıkarımlara yer verilmektedir.

Sönümlenmeli haberleşme kanalında ortalama yanlış alarm olasılığı ( $\bar{P}_{fa}$ ) İGO değerinden ( $\gamma$ ) bağımsızdır. Öte yandan, ortalama algılama olasılığı ( $\bar{P}_d$ ) ise  $\gamma$ 'a bağlıdır ve geleneksel olarak,  $u$ . dereceden Marcum Q fonksiyonunun,  $Q_u(\cdot, \cdot)$ , SB çeşitlemesinin uçtan uca İGO değerine ( $\gamma_{SB}$ ) ait olasılık yoğunluk fonksiyonu (OYF) üzerinden ortalaması alınarak hesap edilmektedir. Bu durum Eşitlik 6.7'de gösterilmektedir.

$$\bar{P}_{d,SB} = \int_{\gamma} Q_u \left( \sqrt{2\gamma_{SB}}, \sqrt{\lambda} \right) f_{\gamma_{SB}}(\gamma) d\gamma \quad (6.7)$$

Burada  $f_{\gamma_{SB}}(\gamma)$  sönümlenmeli haberleşme kanalı için olasılık yoğunluk fonksiyonunu ifade etmektedir. [102, Eşitlik 10] kullanılarak, toplam uçtan uca İGO'ya ait olasılık yoğunluk fonksiyonu Rayleigh sönümlenmeli kanal için

$$f_{\gamma_{SB}}(\gamma) = \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{SD}}\right) \left(1 - \left(\Gamma\left(1, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)\right)^2\right) + G\left(1, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{SD}}\right) \left(\frac{2}{\bar{\gamma}}\right) \Gamma\left(1, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (6.8)$$

şeklinde elde edilir. Eşitlik 6.8'deki  $\Gamma(.,.)$ , üst tamamlanmamış Gamma fonksiyonudur [41, Eşitlik 8.350.2].  $G(.,.)$  ise alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonunu ifade eder ve  $G(m_1, m_2) = \Gamma(m_1) - \Gamma(m_1, m_2)$  ile hesaplanır [41, Eşitlik 8.356.3]. Burada  $\Gamma(.)$  Gamma fonksiyonunu [41, Eşitlik 8.310.1],  $\bar{\gamma}$  ortalama İGO değerini gösterir. BK  $\rightarrow$  İK linkine ilişkin ortalama İGO,  $\bar{\gamma}_{SD}$  ile tanımlanır ve  $\bar{\gamma}_{SD} = E_S / N_0$  ile hesaplanır.

Eşitlik (6.8) kullanılarak,  $\bar{\gamma}_{SD} = \bar{\gamma}$  varsayımı ile, zaman-bantgenişliği çarpımı,  $u = 1$  iken, işbirlikli SB alıcı anten çeşitlemesi için, uçtan uca İGO'ya ait algılama olasılığı genel kapalı form ifadesi yeniden düzenlenir. Buradan hareketle, Eşitlik (6.7) Rayleigh sönümlenmeli kanal için [41], [78] ve [103] yardımıyla

$$\bar{P}_{d,SB, \text{Rayleigh}} = \exp(-\lambda/2) \left( B_7 + (2B_6/\bar{\gamma}) \right) \sum_{k=0}^n \frac{1}{k!} (\lambda/2)^k. \quad (6.9)$$

şeklinde yeniden elde edilir.

Burada,  $B_7 = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \Gamma(n+1) \left( \left(1 + (1/\bar{\gamma})\right)^{-(n+1)} - \left(1 + (3/\bar{\gamma})\right)^{-(n+1)} \right)$  ve

$B_6 = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \Gamma(n+1) \left( \left(1 + (2/\bar{\gamma})\right)^{-(n+1)} - \left(1 + (3/\bar{\gamma})\right)^{-(n+1)} \right)$  ile tanımlanmaktadır.

Algılama eşik seviyesi  $\lambda$  ile gösterilmektedir.

#### 6.4 İşbirlikli SB ve EOB Alıcı Anten Çeşitleme Teknikleri için Optimum Algılama Eşik Değerlerine ait Genel Kapalı-Form Analizi

Bu bölümde gerçekleştirilen analizle birlikte, hedefteki İK tarafında uygulanan işbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için optimum algılama eşik değerlerine ait genel kapalı form ifadeleri matematiksel çıkarımlarla elde edilmektedir. Optimum algılama eşik değerlerine ait genel kapalı form ifadelerinin tespit edilmesi [11] ve [64]'te geliştirilen yöntem kullanılarak gerçekleştirilmektedir. [11], [64] çalışmalarında  $\bar{P}_d$  ve  $\bar{P}_{fa}$  ile ilintili olan toplam hata oranı fonksiyonu,  $\varepsilon(\lambda)$

$$\varepsilon(\lambda) = (1 - \delta)(1 - \bar{P}_d(\lambda)) + \delta \bar{P}_{fa}(\lambda) \quad (6.10)$$

şeklinde ele alınmaktadır. Burada  $\bar{P}_d$  ve  $\bar{P}_{fa}$  ile ilişkili sabit katsayı değeri,  $\delta$  ile ifade edilmiştir ve  $0 < \delta < 1$  şeklinde tanımlanmıştır. Optimum algılama eşiği ( $\lambda_{opt}$ ) toplam hata oranı fonksiyonunun,  $\lambda$ 'ya göre kısmi türevi alınarak elde edilir ve Eşitlik (6.11)'de ifade edildiği gibi modellenenir:

$$\frac{\partial \varepsilon(\lambda)}{\partial \lambda} = (1 - \delta) \frac{\partial (1 - \bar{P}_d(\lambda))}{\partial \lambda} + \delta \frac{\partial \bar{P}_{fa}(\lambda)}{\partial \lambda} = 0. \quad (6.11)$$

##### 6.4.1 İşbirlikli SB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

Ortalama  $P_{fa}$  ( $\bar{P}_{fa}$ ) İGO'dan bağımsız olduğundan, işbirlikli çeşitleme yöntemleri için herhangi bir sönümlenmeli kanalda  $\frac{\partial \bar{P}_{fa}(\lambda)}{\partial \lambda}$  ifadesi sabittir ve

$$\frac{\partial \bar{P}_{fa,SB}(\lambda)}{\partial \lambda} = \frac{-1}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}} \exp\left(-\left(\frac{\lambda - M\sigma_w^2}{\sqrt{2M\sigma_w^2}}\right)^2\right) \quad (6.12)$$

şeklinde ifade edilir [11]. Burada  $M$  üzerinde çalışılan işaretin veri uzunluğunu ve  $\sigma_w^2 = N_0$  gürültü varyansını göstermektedir. Eşitlik (6.9) kullanılarak, Rayleigh sönümlenmeli kanal için  $\frac{\partial \bar{P}_{d,SB}(\lambda)}{\partial \lambda}$  ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\frac{\partial \bar{P}_{d,SB}(\lambda)}{\partial \lambda} = -(B_7 + (2B_6/\bar{\gamma})) \exp(-\lambda/2) \left( (1/2) \sum_{k=0}^n \frac{1}{k!} (\lambda/2)^k - (1/\lambda) \sum_{k=0}^n \frac{1}{(k-1)!} (\lambda/2)^k \right). \quad (6.13)$$

(6.12) ve (6.13) eşitlikleri, Eşitlik (6.11)'de yerine konduğunda işbirlikli SB alıcı anten çeşitleme tekniği için  $\lambda$ 'ya bağlı ikinci derece denklem

$$\begin{aligned} & (1 - nM\sigma_w^4)\lambda^2 - (2M\sigma_w^2 - (2n - 0.5)(2M\sigma_w^4))\lambda \\ & + (M^2\sigma_w^4 - 2M\sigma_w^4(\ln B_8 + \ln 2 + 3n/2)) = 0 \end{aligned} \quad (6.14)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $B_8 = \frac{\delta(n!)}{B_9 \sqrt{2M\pi\sigma_w^2}}$  ve  $B_9 = \frac{1}{2}(1 - \delta)(B_7 + (2B_6/\bar{\gamma}))$  ile

tanımlanmaktadır. Eşitlik (6.14) için yapılan matematiksel hesaplamalar ve gerekli düzenlemelerden sonra, işbirlikli SB alıcı anten çeşitleme tekniği için optimum algılama eşik değeri Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinde

$$\lambda_{opt,SB,Rayleigh} = \frac{(2M\sigma_w^2 - (2n - (1/2))2M\sigma_w^4) - \sqrt{\Delta_3}}{2(1 - nM\sigma_w^4)} \quad (6.15)$$

ile ifade edilir. Burada  $\Delta_3$  pozitif değer almak üzere

$$\Delta_3 = (2M\sigma_w^2 - (2n - (1/2))2M\sigma_w^4)^2 - 4(1 - nM\sigma_w^4)(M^2\sigma_w^4 - 2M\sigma_w^4(\ln B_8 + \ln 2 + 3n/2))$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

#### 6.4.2 İşbirlikli EOB Alıcı Anten Çeşitleme Tekniği için Optimum Algılama Eşik Değerinin Elde Edilmesi

İşbirlikli EOB alıcı anten çeşitleme tekniğinde Rayleigh sönümlmeli kanal için ortalama algılama olasılığı

$$\bar{P}_{d,EOB,Rayleigh} = 1 - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \frac{G\left(u+k, \frac{\lambda}{2}\right)}{\Gamma(u+k)} \frac{(-\bar{\gamma})^k \Gamma(1+k)}{(1+\bar{\gamma})^{1+k}} \quad (6.16)$$

şeklinde verilmektedir [91, Eşitlik 11]. Burada  $u$  zaman-bantgenişliği çarpımını göstermektedir. [41, Eşitlik 8.356.4] ve [78] yardımıyla, Eşitlik (6.16)'nın,  $\lambda$ 'ya göre kısmi türevi alınarak,  $\frac{\partial \bar{P}_{d,EOB}}{\partial \lambda}$  ifadesi

$$\frac{\partial \bar{P}_{d,EOB}}{\partial \lambda} = -(1/(1+\bar{\gamma}))(\lambda/2)^{u-1} \exp(-\lambda/2) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(1+k)}{\Gamma(u+k)} (\lambda/2)^k (\bar{\gamma}/(1+\bar{\gamma}))^k (1/k!) \quad (6.17)$$

şeklinde elde edilir.

İşbirlikli EOB alıcı anten çeşitlemesi için  $\frac{\partial \bar{P}_{fa,EOB}}{\partial \lambda}$  ifadesi, Eşitlik (6.12) ile aynı şekilde ifade edilmektedir. Bu sebeple (6.12) ve (6.17) eşitlikleri, (6.11) eşitliğinde kullanıldığında, optimum algılama eşliğini elde etmek üzere  $\lambda$ 'ya bağlı genel kapalı form ikinci derece denklemi

$$\left( \left( \frac{u-1}{8} \right) - \frac{1}{2M\sigma_w^4} + \eta \right) \lambda^2 + \left( \frac{3}{2} - u + \frac{1}{\sigma_w^2} - \frac{\Gamma(u)}{\Gamma(u+1)} \frac{1}{2} \left( \frac{\bar{\gamma}}{1+\bar{\gamma}} \right) \right) \lambda - \left( \ln(1-\delta) + \ln \left( \left( \frac{1}{1+\bar{\gamma}} \right) \right) - \ln \left( \frac{\delta}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}} \right) - \frac{3(u-1)}{2} + \frac{M}{2} + \ln \left( \frac{1}{\Gamma(u)} \right) \right) = 0 \quad (6.18)$$

şeklinde ifade edilir. Burada,

$$\eta = \frac{(\Gamma(u))^2}{2} \left( \frac{1}{\Gamma(u+1)} \right) \left( \frac{\bar{\gamma}}{1+\bar{\gamma}} \frac{1}{2} \right)^2 - \left( \frac{1}{\Gamma(u)} \frac{1}{\Gamma(u+2)} \right) \left( \frac{\bar{\gamma}}{1+\bar{\gamma}} \right)^2 \frac{1}{2}$$

ile tanımlanmaktadır. Eşitlik (6.18)'e ilişkin matematiksel çözüm, belli düzenlemelerden sonra, Rayleigh sönümlmeli kanal için optimum algılama eşik değerini, EOB alıcı anten çeşitleme tekniği için

$$\lambda_{opt,EOB,Rayleigh} = \frac{\left( u - \frac{1}{\sigma_w^2} - \frac{3}{2} + \frac{\Gamma(u)}{\Gamma(u+1)} \left( \frac{\bar{\gamma}}{1+\bar{\gamma}} \right) \frac{1}{2} \right) - \sqrt{\Delta_4}}{2 \left( \left( \frac{u-1}{8} \right) - \frac{1}{2M\sigma_w^4} + \eta \right)} \quad (6.19)$$

şeklinde vermektedir.

Burada  $\Delta_4$  pozitif değer almak üzere



$$\Delta_4 = \left( \frac{3}{2} - u + \frac{1}{\sigma_w^2} - \frac{\Gamma(u)}{\Gamma(u+1)} \left( \frac{\bar{\gamma}}{1+\bar{\gamma}} \right) \frac{1}{2} \right)^2 - 4 \left( \left( \frac{u-1}{8} \right) - \frac{1}{2M\sigma_w^4} + \eta \right) \times \left( \ln(1-\bar{\gamma}) + \ln\left(\frac{1}{1+\bar{\gamma}}\right) - \ln\left(\frac{\delta}{\sqrt{2M\pi\sigma_w^2}}\right) - \frac{3}{2}(u-1) + \frac{M}{2} + \ln\left(\frac{1}{\Gamma(u)}\right) \right) \quad (6.20)$$

ile tanımlanmaktadır.

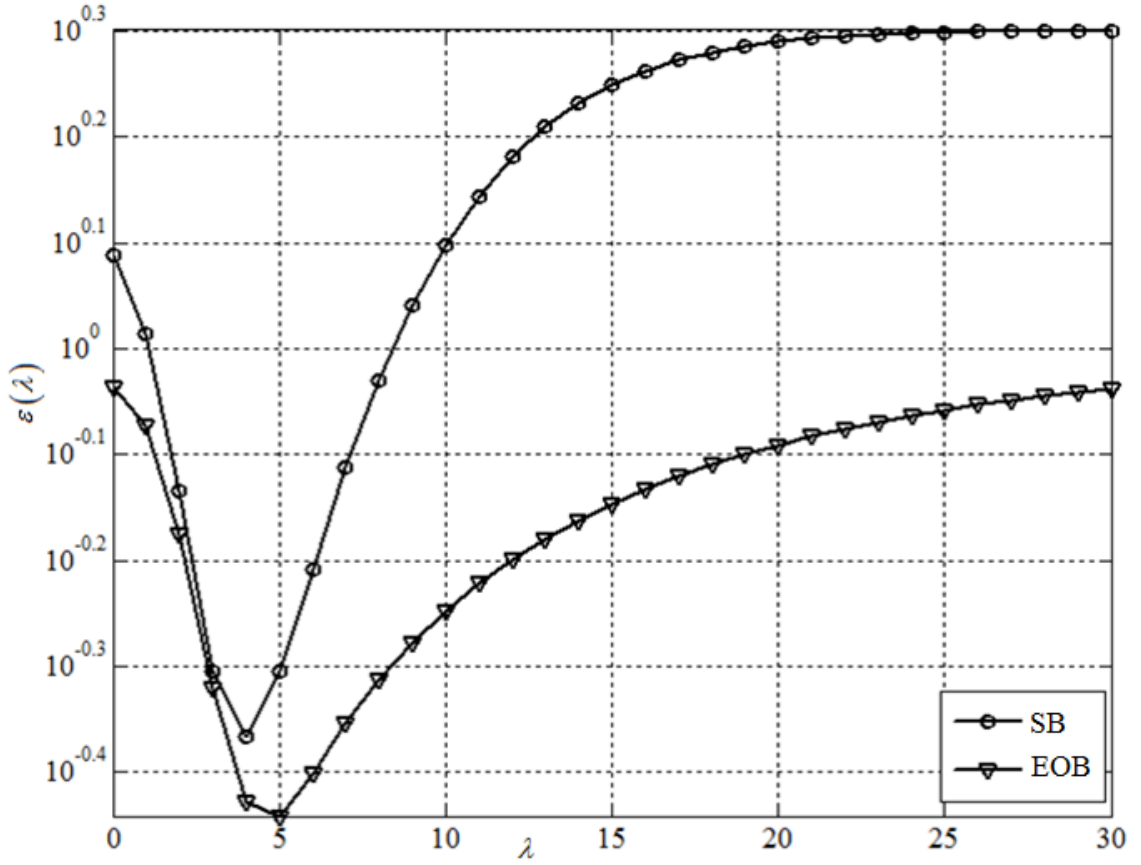
## 6.5 Nümerik ve Simülasyon Sonuçları

Uçtan uca toplam hata oranı fonksiyonunun,  $\varepsilon(\lambda)$  optimum algılama eşiği  $\lambda$  ile değişimi, KA aktarma yönteminin kullanıldığı işbirlikli izge sezimi modeli ile Şekil 6.2’de sunulmaktadır. Burada SB ve EOB alıcı anten çeşitleme tekniklerinin Rayleigh sönümlmeli kanal üzerindeki değişimi gösterilmektedir. Şekilde  $u=1$ ,  $\bar{\gamma}=5$  dB ve  $M=2$  alınarak işlem gerçekleştirilmiştir. Toplam hata oranı fonksiyonunun minimum olmasını sağlayan optimum algılama eşiği için simülasyon değerleri, işbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için, sırasıyla  $\lambda_{opt,SB,simülasyon} = 3.1$  ve  $\lambda_{opt,EOB,simülasyon} = 4.7$  olarak hesaplanmıştır. Öte yandan algılama eşiği için hesap edilen teorik sonuçlar işbirlikli SB ve EOB teknikleri için Rayleigh sönümlmeli kanal üzerinde, sırasıyla Eşitlik (6.15)’i kullanarak  $\lambda_{opt,SB,teorik} = 3.14$  ve Eşitlik (6.19)’u kullanarak  $\lambda_{opt,EOB,teorik} = 4.77$  olarak elde edilmiştir. İşbirlikli izge sezimi yönteminde simülasyon ve teorik yaklaşımla elde edilen optimum algılama eşik değerleri, SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için özet halinde Çizelge 6.4’te sunulmaktadır.

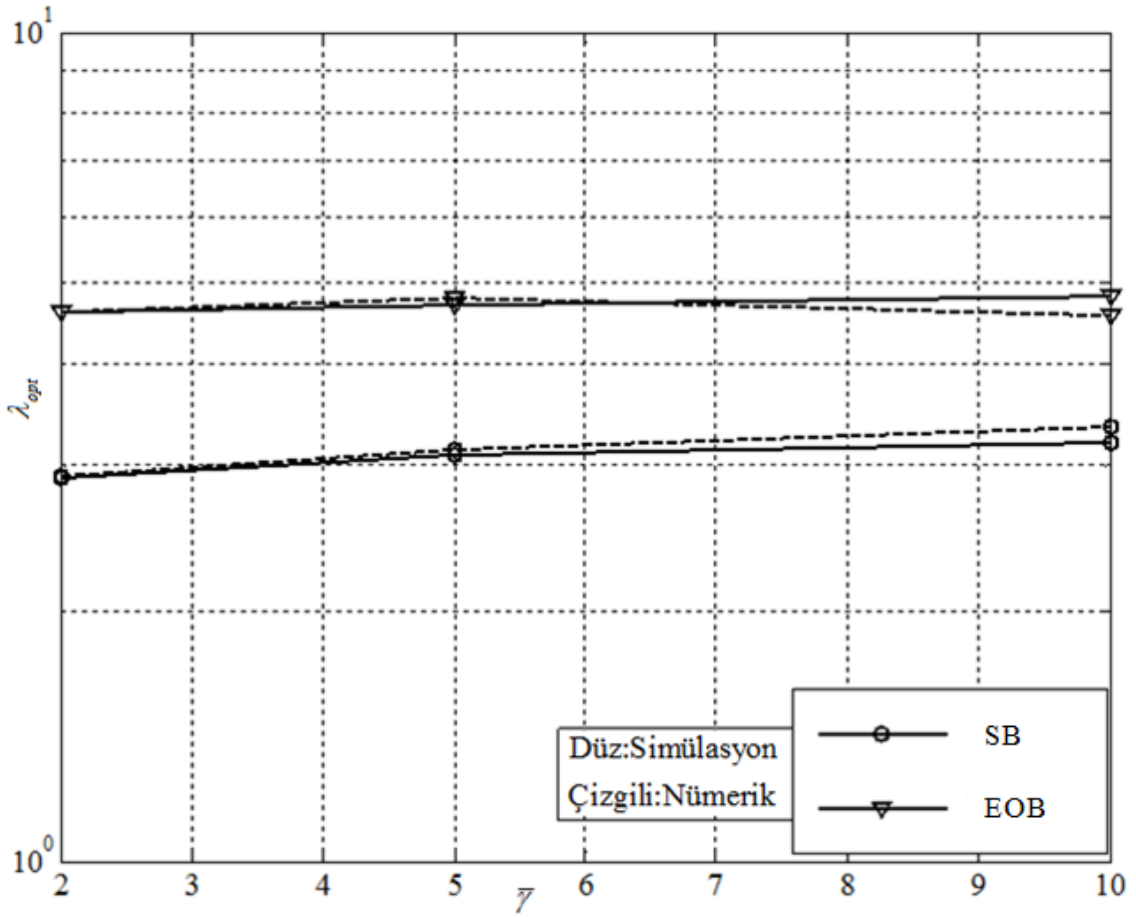
Çizelge 6.4 İşbirlikli izge seziminde alıcı anten çeşitleme teknikleri için simülasyon ve teorik yaklaşımla elde edilen optimum algılama eşik değerleri

İşbirlikli Çeşitleme Yöntemi	Simülasyon ile elde edilen optimum algılama eşiği ( $\lambda_{opt,simülasyon}$ )	Teorik yaklaşımla elde edilen optimum algılama eşiği ( $\lambda_{opt,teorik}$ )
SB	3.1	3.14
EOB	4.7	4.77

Farklı İGO değerleri için, simülasyon ve analitik yaklaşımla elde edilen algılama eşik değerlerinin karşılaştırılması Şekil 6.3'te gösterilmektedir. Burada  $u = 1$ ,  $n = 3$ ,  $M = 2$  ve  $\delta = 0.2$  olarak alınmıştır. Simülasyonda 128 noktalı HFD kullanılmıştır. Şekil 6.3 incelendiğinde tüm ortalama İGO değerleri ( $\bar{\gamma}$ ) için teorik sonuçların simülasyon sonuçları ile yaklaşık olarak aynı olduğu görülmektedir. Bu şekilde, matematiksel çıkarımla elde edilen teorik sonuçların doğruluğu da ispatlanmıştır.

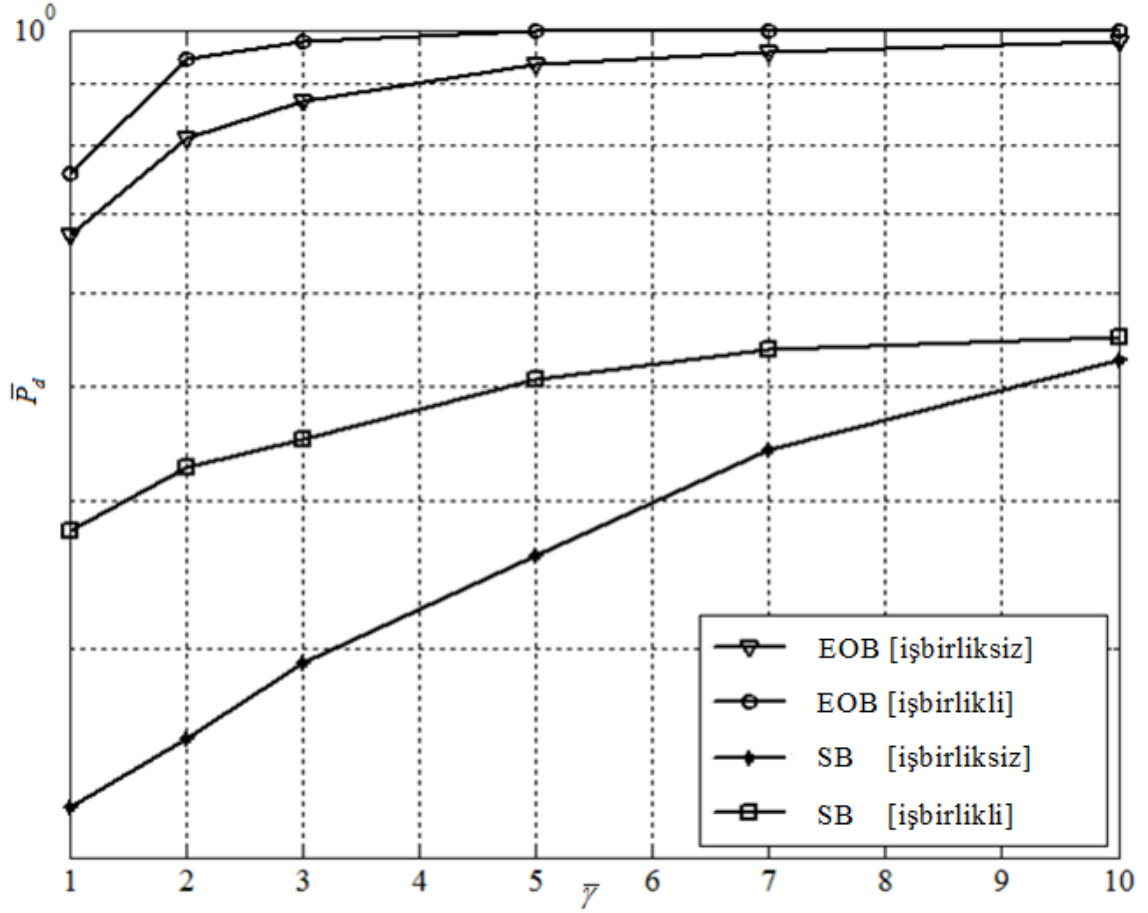


Şekil 6.2 İşbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitlemesi için Rayleigh sönümlenmeli kanalda toplam hata oranı fonksiyonunun ( $\varepsilon(\lambda)$ ) optimum algılama eşik seviyesi ( $\lambda$ ) ile değişimi



Şekil 6.3 İşbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitleme tekniklerinde Rayleigh sönümleneli kanal için optimum algılama eşik seviyesi değerinin ( $\lambda_{opt}$ ) ortalama İGO değerleri ( $\bar{\gamma}$ ) ile değişimi

Ortalama algılama olasılığının ( $\bar{P}_d$ ) nümerik sonuçlarla değerlendirilmesi Şekil 6.4'te ortalama İGO değerleri ( $\bar{\gamma}$ ) ile sunulmaktadır. Şekil 6.4'te gözlemlenen işbirlikli izge sezimine ait algılama olasılığı başarımı, (6.9) ve (6.16) eşitliklerinde  $u = 1$  kullanılarak elde edilmiştir. İşbirliksiz izge seziminde alıcı anten çeşitleme tekniklerinin performansı, işbirlikli izge sezimi sistem modeline göre karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Elde edilen sonuçlar, işbirlikli izge sezimi sistem performansının, işbirliği yapılmayan izge sezimi sistem modeline göre çok daha iyi olduğunu göstermektedir.



Şekil 6.4 İşbirlikli SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde ortalama algılama olasılığının ( $\bar{P}_d$ ) ortalama İGO ( $\bar{\gamma}$ ) ile değişimi

## 6.6 Sonuçlar

Tezin bu bölümünde, KA aktarma yöntemini kullanan ED temelli işbirlikli optimum izge sezimi, SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için incelenmiştir. SB alıcı anten çeşitleme tekniği için ortalama algılama olasılığına ait genel kapalı form ifadesi Rayleigh sönümlenmeli kanal için elde edilmiştir. Ayrıca optimum algılama eşik seviyesi değerleri SB ve EOB teknikleri için Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde matematiksel çıkarımlarla sunulmuştur. Analitik yaklaşımlarla elde edilen optimum algılama eşik seviyesi ifadeleri simülasyon ile de doğrulanmıştır. Teorik yaklaşımla elde edilen sonuçlar simülasyon yaklaşımı ile tespit edilen sonuçlara çok yakındır.

## BÖLÜM 7

---

### SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında ilk olarak ÇzD temelli izge analizi yöntemleri üzerinde durulmuştur. Tezin üçüncü bölümünde BR ağlarda izge kullanımını artırmak amacıyla önerilen ÇzD temelli tekniğe ilişkin algoritmalara yer verilmiştir. Bölünmüş frekans izgesi için BÇzD, parçalı frekans izgesi için de PÇzD algoritmalarının kullanılması önerilmiştir. Tasarlanan sistem modeli ile izge kullanımının artırılması, BR ağlardaki İK'lar için frekans kaynaklarının optimum tahsis edilmesi, sadece öngörülen frekans bandında çalışma esnekliği amaçlanmıştır.

Tezin dördüncü bölümünde BR ağlarda ÇzD algoritması kullanılarak oluşturulan özgün bir izge sezimi yöntemi tanıtılmıştır. İzgesel verimliliği artırmak amacıyla ED izge sezimi yönteminin ÇzD algoritması ile kullanılması önerilmiştir. BR ağlarda AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal dağılımlı sönümlenmeli kanallarda, toplam hata oranının minimize olmasını sağlayan optimum algılama eşik değerlerine ait genel kapalı form ifadelerinin elde edilmesi sağlanmıştır. Teorik yaklaşımla elde edilen bu ifadelerin doğruluğu simülasyon sonuçları ile de ispat edilmiştir. İzge kaynaklarının verimli, etkin kullanımı ve BR ağı içindeki İK'lara optimum tahsis edilmesi amacıyla tasarlanan sistem modelinin, AWGN ve Rayleigh, Rician, Log-Normal sönümlenmeli haberleşme kanallarındaki performans analizi AİK eğrileri ile sunulmuştur. Ayrıca, ÇzD, BÇzD ve PÇzD temelli algoritmalara ilişkin BR ağlarda önerilen izge sezimi performans karşılaştırması bu bölümde verilmiştir. Bu algoritmalar içerisinde algılama olasılığı performans artışının, en iyi, PÇzD ile sağlandığı gözlenmiştir. Önerilen PÇzD algoritmaları yöntemin geleneksel HFD temelli yaklaşıma göre, özellikle düşük İGO bölgesinde çok daha iyi performansa sahip olduğu gösterilmiştir. Parçalı frekans

izgesini analiz etmek amacıyla önerilen PÇzD algoritması ile izgesel çözünürlüğün artırılması, frekans izge boşluklarının optimum tahsis edilmesi, sistem performansının iyileştirilmesi mümkün olmuştur. Ayrıca, tasarlanan sistem modeli için işlemsel karmaşıklık hesaplaması aktarılmıştır. Bu bölümde son olarak, UVE kablosuz haberleşme standartının, önerilen PÇzD algoritması ile bağdaşımı verilmiştir. UVE standardı, izgesel verimlilik açısından örnek bir model olarak sunulmuştur. Tez çalışmasının bu bölümünde önerilen izge sezimi ve kullanımı yöntemlerinin, bilişsel radyo ağlarda işbiriksiz izge sezimi performansını artırmak yönünde, önemli bir yaklaşım olduğu görülmektedir. Bu kapsamda hazırlanan çalışmanın ilk hali, 20. *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*'nda bildiri olarak yer almıştır. Elde edilen sonuçların bir bölümü 4. *IEEE Ultra Modern Telecommunications and Control Systems* uluslararası kongresinde bildiri olarak sunulmuştur. Ayrıca, çalışmanın tamamı 2013 yılında *Institution of Engineering and Technology (IET) Signal Processing* dergisinde yayınlanmıştır.

Tezin beşinci bölümünde BR ağlarda ED yöntemi ile izge sezimi modelinin Rayleigh sönümlenmeli kanal için alıcı anten çeşitleme yöntemleri kullanılarak performans analizi incelenmiştir. Bu bölümde işbiriksiz izge sezimi, SB, EKB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri ile ele alınmıştır. Elde edilen sonuçlar EOB tekniğinin, diğerlerine göre daha üstün performans gösterdiğini ve algılama olasılığındaki başarımının daha iyi olduğunu belirtmektedir. Önerilen işbiriksiz izge sezimi sistem modeline ait performans analizi optimum algılama eşik değerleri kullanılarak incelenmiştir ve farklı İGO değerleri için AİK eğrisi ile gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar, izge sezimi performansının alıcı anten çeşitleme yöntemleri kullanıldığında, çeşitleme yöntemi kullanılmayan duruma göre arttığını göstermektedir. Optimum algılama eşik değerleri kullanılarak sistem performansının iyileşmesi ve toplam hata oranının minimum olması sağlanmıştır. Optimum algılama eşik değerine ait genel kapalı form ifadeleri, SB, EKB ve EOB tekniklerinde, Rayleigh sönümlenmeli kanal için elde edilmiştir. Matematiksel çıkarımlarla elde edilen optimum algılama eşik değerlerine ait analitik ifadelerin doğruluğu simülasyon sonuçları ile ispat edilmiştir. Farklı ortalama İGO ( $\bar{\gamma}$ ) değerleri için simülasyon ve teorik sonuçlar karşılaştırılmıştır. Simülasyon ve teorik yaklaşımla elde edilen sonuçların ( $\lambda_{opt}$ ) birbirine çok yakın olduğu gösterilmiştir. Tezin bu bölümündeki çalışmadan elde edilen ilk sonuçlar 21. *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim*

*Uygulamaları Kurultayı*'nda bildiri olarak sunulmuştur. Ardından çalışma dergi makalesi haline getirilmiştir.

Tezin altıncı bölümünde, tek röleli KA aktarma yöntemini kullanan ED temelli işbirlikli optimum izge sezimi, SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için incelenmiştir. SB ve EOB alıcı anten çeşitleme tekniklerinin Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerindeki performans analizi ele alınmıştır. İşbirlikli SB alıcı anten çeşitleme tekniği için ortalama algılama olasılığına ait genel kapalı form ifadesi bağımsız Rayleigh sönümlenmeli kanal için elde edilmiştir. Ayrıca optimum algılama eşik değerlerine ait genel kapalı form ifadeleri, işbirlikli SB ve EOB teknikleri için Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde matematiksel çıkarımlarla sunulmuştur. Burada SB ve EOB alıcı anten çeşitleme teknikleri için toplam hata oranı fonksiyonunun ( $\varepsilon(\lambda)$ ) optimum algılama eşiği ( $\lambda_{opt}$ ) ile değişimi ele alınmıştır. Teorik yaklaşımlarla elde edilen ve toplam hata oranının minimum olmasını sağlayan optimum algılama eşik değerleri simülasyon yoluyla da hesap edilmiştir. Teori ve simülasyon yoluyla tespit edilen sonuçların ( $\lambda_{opt}$ ) farklı ortalama İGO değerleri ( $\bar{\gamma}$ ) için birbirlerine çok yakın oldukları gözlenmiştir. İşbirlikli izge sezimi ile tasarlanan sistemin işbiriksiz sisteme göre algılama performansındaki üstünlüğü Rayleigh sönümlenmeli kanal üzerinde gösterilmiştir. Çalışmadan elde edilen sonuçlar dergi makalesi haline getirilmiştir.

Bu tez çalışması ile birlikte, BR haberleşme sistemleri için sınırlı olan radyo frekans izge kaynaklarının verimli kullanımını ve optimum tahsis edilmesini sağlayacak sistem modelleri geliştirilmiştir. İşbiriksiz/işbirlikli BR haberleşme sistemlerinde sistem performansının artırılması, toplam hata oranının minimize edilmesi, önerilen yaklaşımlarla sağlanmıştır. Gerçeklenen çalışma ile elde edilen sonuçlar literatüre kazandırılan özgün katkılar olarak yerini almıştır.

## KAYNAKLAR

---

- [1] Mitola III, J., (2000). Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio, Doktora Tezi, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, İsveç.
- [2] Rajbanshi, R., (2007). OFDM-based cognitive radio for DSA networks, Teknik Rapor, The University of Kansas, Information & Telecommunication Technology Center, Kansas, ABD.
- [3] Mitola, J. ve Maquire, G. Q. J., (2009). "Cognitive radio: Making software radios more personal", IEEE Personal Communications, 6 (4): 13-18.
- [4] Hwu, J., (2010). Cognitive radio: performance analysis and applications, Doktora Tezi, State University of New York, New York, ABD.
- [5] Kulaç, S., (2012). Kablosuz iletişimde işbirlikçi çeşitleme yöntemlerinin araştırılması, Doktora Tezi, Ankara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [6] IEEE, 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks, [www.ieee802.org/22/](http://www.ieee802.org/22/), 13 Ocak 2014.
- [7] Haykin, S., Thomson, D. J., ve Reed, J. H., (2009). "Spectrum sensing for cognitive radio", Proceedings of the IEEE, 97 (5): 849-877.
- [8] Ma, J., Li, G. Y., ve Juang, B. H., (2009). "Signal processing in cognitive radio", Proceedings of the IEEE, 97 (5): 805-823.
- [9] Letaief, K. B. ve Zhang, W., (2009). "Cooperative communications for cognitive radio networks", Proceedings of the IEEE, 97 (5): 878-893.
- [10] Yucek, T. ve Arslan, H., (2009). "A Survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications", IEEE Communications Surveys & Tutorials, 11 (1): 116-130.
- [11] Namdar, M., Ilhan, H., ve Durak-Ata, L., (2013). "Dispersed chirp-z transform-based spectrum sensing and utilization in cognitive radio networks", IET Signal Processing, 10 pp., DOI: 10.1049/iet-spr.2013.0127.
- [12] Akyildiz, I., Lee, W. Y., Vuran, M. C., ve Mohanty, S. (2008). "A survey on spectrum management in cognitive radio networks", IEEE Communications Magazine, 46 (4): 40-48.



- [13] İlhan, H., (2011). Kaskat sönümlenmeli kanallar için işbirlikli sistem tasarımı ve hata başarım analizi, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [14] Sun, H., (2011). Collaborative spectrum sensing in cognitive radio networks, Doktora Tezi, The University of Edinburgh, Edinburgh, Birleşik Krallık.
- [15] Nosratinia, A., Hunter, T. E., ve Hedayat, A., (2004). "Cooperative communication in wireless networks", IEEE Communications Magazine, 42 (10): 74-80.
- [16] Polo, Y. L., (2008). Compressive Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radio Applications, Master Tezi, Delft University of Technology, Delft, Hollanda.
- [17] Namdar, M., Şahin, B. İlhan, H., ve Durak-Ata, L., (2012). "Chirp z transform based spectrum sensing via energy detection", IEEE 20th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU12), 18-20 Nisan 2012, Muğla, Türkiye, 1-4.
- [18] Namdar, M., İlhan, H., ve Durak-Ata, L., (2012). "Partial spectrum utilization for energy detection in cognitive radio networks", IEEE 4th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 3-5 Ekim 2012, St. Petersburg, Rusya, 989-994.
- [19] Namdar, M., İlhan H., ve Durak-Ata, L., (2013). "Spectrum sensing for cognitive radio with selection combining receiver antenna diversity", IEEE 21th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU13), 24-26 Nisan 2013, Girne, Kuzey Kıbrıs Türk Cumhuriyeti.
- [20] Celebi, H., Qaraqe, K. A., ve Arslan, H., (2009). "Performance comparison of time delay estimation for whole and dispersed spectrum utilization in cognitive radio systems", 4th International Conference on Crowncom, 22-24 Haziran 2009, Hannover, Almanya, 1-6.
- [21] Wang, T. T., (1990). "The segmented chirp-z transform and its application in spectrum analysis", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 39 (2): pp. 318-323.
- [22] Gezici, S., Celebi, H., Poor, V., ve Arslan, H., (2009). "Fundamental limits on time delay estimation in dispersed spectrum cognitive radio systems", IEEE Transactions on Wireless Communications, 8 (1): 78-83.
- [23] Gezici, S., Celebi, H., Arslan, H., ve Poor, V., (2008). "Theoretical limits on time delay estimation for ultra-wideband cognitive radios", IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB2008), 10-12 Eylül 2008, Hannover, Almanya, 177-180.
- [24] Digham, F. F., Alouini, M. S., ve Simon, M. K., (2003). "On the energy detection of unknown signals over fading channels", IEEE International Conference on Communications, 11-15 Mayıs 2003, Anchorage, Alaska, ABD, 3575-3579.
- [25] Herath, S. P. ve Rajatheva, N., (2008). "Analysis of equal gain combining in energy detection for cognitive radio over Nakagami channels", IEEE Global

- Telecommunications Conference, 1-4 Aralık 2008, New Orleans, LA, ABD, 1-5.
- [26] Pandharipande, A. ve Linnartz, J. M. G., (2007). "Performance analysis of primary user detection in a multiple antenna cognitive radio", IEEE International Conference on Communications, Glasgow, İskoçya, 24-28 Haziran 2007, 6482-6486.
- [27] Herath, S. P., Rajatheva, N., ve Tellambura, C., (2011). "Energy detection of unknown signals in fading and diversity reception", IEEE Transactions on Communications, 59 (9): 2443-2453.
- [28] Atapattu, S., Tellambura, C., ve Jiang, H., (2011). "Energy detection based cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks", IEEE Transactions on Wireless Communications, 10 (4): 1232-1241.
- [29] Sanguanpuak, T. ve Rajatheva, N., (2011). "Performance analysis of primary user energy detection in a cognitive relay system with diversity", IEEE Vehicular Technology Conference, 15-18 Mayıs 2011, Budapest, Macaristan, 1-5.
- [30] Ikki, S. S. ve Ahmed, M. H., (2010). "On the performance of cooperative-diversity networks with the n-th best-relay selection scheme", IEEE Transactions on Communications, 58 (11): 3062-3069.
- [31] Ikki, S. S. ve Ahmed, M. H., (2007). "Performance analysis of cooperative diversity wireless networks over Nakagami-m fading channel", IEEE Communications Letters, 11 (4): 3062-3069.
- [32] Ikki, S. S. ve Ahmed, M. H., (2009). "Exact error probability and channel capacity of the best-relay cooperative-diversity networks", IEEE Signal Processing Letters, 16 (12): 1051-1054.
- [33] Zhang, W. ve Letaif, K. B., (2008). "Cooperative spectrum sensing with transmit and relay diversity in cognitive radio networks", IEEE Transactions on Wireless Communications, 7 (12): 4761-4766.
- [34] Rappaport, T. S., (2002). Wireless Communications: Principles and Practice, Second Edition, Prentice Hall, New Jersey.
- [35] Proakis, J. G. ve Salehi, M., (2002). Communication System Engineering, Second Edition, Practice-Hall, New Jersey.
- [36] Simon, M. K., ve Alouini, M. S., (2000). Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis, Second Edition, John Wiley & Sons, New Jersey.
- [37] Goldsmith, A., (2005). Wireless Communications, First Edition, Cambridge University Press, New York.
- [38] Vucetic, B. ve Yuan, J., (2003). Space-Time Coding, John Wiley & Sons Ltd., West Sussex, England.
- [39] Viterbi, A. J., (1995). CDMA: Principle of Spread Spectrum Communications, Addison-Wesley, Boston, MA.

- [40] Boutros, J. ve Viterbo, E., (1998). "Signal space diversity: A power and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel", IEEE Transactions on Communications, 44 (4): 1453-1467.
- [41] Gradshteyn, I. S. ve Ryzhik, I. M., (2007). Table of Integrals, Series and Products, Seventh Edition, Academic Press, Burlington.
- [42] Laneman, J. N., Wornell, G. W., ve Tse, D. N. C., (2001). "An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks", Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory, 29 Haziran 2001, Washington, D.C., ABD,
- [43] Sendonaris, A., Erkip, E., ve Aazhang, B., (2003). "User cooperation diversity-Part I: System description", IEEE Transactions on Communications, 51 (11): 1927-1938.
- [44] Mitra, S. K., (2001). Digital Signal Processing, Second Edition, McGraw-Hill, New York.
- [45] Rabiner, L. R., Schafer, R. W., ve Rader, C. M., (1969). "The chirp z-transform algorithm", IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, 17 (2): 86-92.
- [46] Oppenheim, A. V. ve Schafer, R. W., (1989). Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, New Jersey.
- [47] Ferrie, J. F., Nawrocki, C. W., ve Carter, G. C., (1973). "Partitioned and modified chirp-z transform: Signal processing technique for simultaneous multifrequency evaluation of the surface reradiated spectrum in slowly varying environments", IEEE Int. Conf. on Engineering in the Ocean Environment, 25-28 Eylül 1973, Seattle, ABD, 106-111.
- [48] Ge, F. X., Shen, D. A. S., ve Li, V. O. K., (2005). "Iterative CzT-based frequency offset estimation for frequency-selective channels", IEEE Int. Conference on Communications, 16-20 Mayıs 2005, Seoul, Kore, 2157-2161.
- [49] Yang, W. Lin, J., ve Zhong, L., (2006). "Utilization of chirp-z transform to improve the performance of target number detection of low resolution radar", IEEE Multiconference on Computational Engineering in Systems Application, 4-6 Ekim 2006, Beijing, Çin, 403-407.
- [50] Aiello, M., Cataliotti, A., ve Nuccio, S., (2005). "A chirp-z transform-based synchronizer for power system measurements", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, 54 (3): 1025-1032.
- [51] Carter, G. C. ve Knapp, C. H., (1975). "Coherence and its estimation via the partitioned modified chirp-z transform", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 23 (3): 257-264.
- [52] Pei, S. C. ve Yang, I. I., (1991). "High resolution wigner distribution using chirp-z transform analysis", IEEE Transactions on Signal Processing, 39 (7): 1699-1702.
- [53] Liu, H., (2006). "Multicode ultra-wideband scheme using chirp waveforms", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 24 (4): 885-891.
- [54] Frickey, D. A., (1994). "Using inverse chirp z-transform for time domain analysis of simulated radar signals", Proceedings of the Signal Processing

- Applications and Technology Conference, 18-21 Ekim 1994, Dallas, ABD, 1-6.
- [55] Mersereau, R. M., (1974). "An algorithm for performing an inverse chirp-z transform", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 22 (5): 387-388.
- [56] Yiding, W., Yirong, W., ve Jung, H., (2001). "Application of inverse chirp-z transform in wideband radar", IEEE Int. Geoscience and Remote Sensing Symposium, 9-13 Temmuz 2001, Sydney, Avustralya, 1617-1619.
- [57] Akyildiz, I. F., Lee, W. Y., Vuran, M. C., ve Mohanty, S., (2006). "NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey", Computer Networks, 50 (13): 2127-2159.
- [58] Qaraqe, K. A., Celebi, H., Mohammad, M., ve Ekin, S., (2011). "Dispersed spectrum cognitive radio systems over fading channels", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2011:849105, doi:10.1155/2011/849105.
- [59] Wang, B. ve Liu, K. J. R., (2011). "Advances in cognitive radio networks: A survey", IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 5 (1): 5-23.
- [60] Zhang, W., Mallik, R., ve Letaief, K. B., (2009). "Optimization of cooperative spectrum sensing with energy detection in cognitive radio networks", IEEE Transactions on Wireless Communications, 8 (12): 5761-5766.
- [61] Vu, H. N., Duy, T. T., ve Kong, H. Y., (2011). "An optimal cooperative spectrum sensing method in cognitive radio network over Rayleigh fading channel", International Conference on Networking (IFIP Wireless Days), 10-12 Ekim 2011, Ontario, Kanada, 1-5.
- [62] Atapattu, S., Tellambura, C., ve Jiang, H., (2011). "Spectrum sensing via energy detector in low SNR", IEEE International Conference on Communications, 5-9 Haziran 2011, Kyoto, Japan, 1-5.
- [63] Fitzek, F. H. P. ve Katz, M. D., (2007). Cognitive Wireless Networks, Springer.
- [64] Joshi, D. R., Popescu, D. C., ve Dobre, O. A., (2011). "Gradient-based threshold adaptation for energy detector in cognitive radio systems", IEEE Communications Letter, 15 (1): 19-21.
- [65] Karagiannidis, G. K. ve Lioumpas, A. S., (2007). "An improved approximation for the Gaussian Q-function", IEEE Communications Letter, 11 (8): 644-646.
- [66] Nuttall, A. H., (1974). Some integrals involving the Q-function, Teknik Rapor, Naval Underwater Systems Center, Connecticut, ABD.
- [67] Abramowitz, M. ve Stegun, I. A., (1970). Handbook of Mathematical Functions with Formulas Graphs and Mathematical Tables, Ninth Edition, Washington, D.C., ABD.
- [68] Arshad, K., Imran, M. A., ve Moessner, K., (2010). "Collaborative spectrum sensing optimisation algorithms for cognitive radio networks", Research Article, International Journal of Digital Multimedia Broadcasting, Hindawi Publishing Corporation, 2010: 1-20.

- [69] Naranjo, J. D., Viering, I., ve Friederichs, K. J., (2012). "A cognitive radio based dynamic spectrum access scheme for LTE heterogeneous networks", International Wireless Telecommunications Symposium, 18-20 Nisan 2012, London, İngiltere, 1-7,
- [70] Sangtarash, S., Sadeghi, H., Hassan, W. A., King, H. L., ve Rahman, T. H., (2012). "Using cognitive radio interference mitigation technique to enhance coexistence and sharing between DVB-T and LTE system", Future Network & Mobile Summit, 4-6 Temmuz 2012, Berlin, Almanya, 1-9.
- [71] Herranz, C., Osa, V. J., Monserat, F., ve Gelebart, X., (2012). "Cognitive radio enabling opportunistic spectrum access in LTE-Advanced femtocells", IEEE International Conference on Communications, 10-15 Haziran 2012, Ottawa, Kanada, 5593-5597.
- [72] Kouassi, B., Deneire, L., Zayen, B., Knopp, R., Kaltenberger, F., Negro, F., Slock, D., ve Ghauri, I., (2013). "Design and implementation of spatial interwave LTE-TDD cognitive radio communication on an experimental platform", IEEE Wireless Communications, 20 (2): 60-67.
- [73] Karakaya, B. (2010). Çoklu-giriş, çoklu-çıkış, dik frekans bölmeli çoğullama sistemlerinde kanal kestirimi, Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [74] 3GPP, LTE Radio Physical Layer, <http://www.3gpp.org/>, 13 Ocak 2014.
- [75] Naranjo, J. D., Bauch, G. A., Saleh, B., Viering, I., ve Halfman, R., (2013). "A dynamic spectrum access scheme for an LTE-Advanced HetNet with carrier aggregation", Proceedings of the IEEE 9th International Conference on Systems, Communication and Coding, 21-24 Ocak 2013, München, Almanya, 1-6.
- [76] Hei, C., Niu, K., He, Z., ve Lin, J., (2013). "A design scheme of cognitive LTE-A radio network", IEEE 5th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 29-31 Ekim 2013, Chengdu, Çin, 65-70.
- [77] Herath, S. P., Rajatheva, N., ve Tellambura, C., (2009). "On the energy detection of unknown deterministic signal over Nakagami channels with selection combining", IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 3-6 Mayıs 2009, Newfoundland, Kanada, 745-749.
- [78] Wolfram, The Wolfram Functions Site, <http://functions.wolfram.com>, 13 Ocak 2014.
- [79] Zhang, W. ve Letaief, K. B., (2008). "Cooperative spectrum sensing with transmit and relay diversity in cognitive radio networks", IEEE Transactions on Wireless Communications, 7 (12): 4761-5766.
- [80] Zou, Y. D., Yao, Y. D., ve Zheng, B., (2012). "Cooperative relay techniques for cognitive radio systems: Spectrum sensing and secondary user transmissions", IEEE Communications Magazine, 50 (4): 98-103.
- [81] Chen, H., (2010). "Relay selection for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks", IEEE International Conference on Communications and Mobile Computing, 12-14 Nisan 2010, Shenzhen, Çin, 188-192.

- [82] İkki, S. S. ve Ahmed, M. H., (2008). "Performance of multiple-relay cooperative diversity systems with best relay selection over Rayleigh fading channels", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2008:580368, doi:10.1155/2008/580368.
- [83] Ganesan, G. ve Li, Y., (2007). "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, Part I: Two user networks", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6 (6): 2204-2213.
- [84] Senaratne, D. ve Tellambura, C., (2010). "Unified exact performance analysis of two-hop amplify-and-forward relaying in Nakagami fading", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59 (3): 1529-1534.
- [85] Muhaidat, H. ve Uysal, M., (2008). "Cooperative diversity with multiple-antenna nodes in fading relay channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7 (8): 3036-3046.
- [86] Laneman, J., Tse D., ve Wornell, G., (2004). "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behaviour", *IEEE Transactions on Information Theory*, 50 (12): 3062-3080.
- [87] Atapattu, S., Tellambura, C., ve Jiang, H., (2009). "Relay based cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks", *IEEE Global Telecommunications Conference*, 1-4 Aralık 2009, Honolulu, ABD, 1-5.
- [88] Zou, Y., Yao, Y. D., ve Zheng, B., (2011). "A selective-relay based cooperative spectrum sensing scheme without dedicated reporting channels in cognitive radio networks", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 10 (4): 1188-1198.
- [89] Sanguanpuak, T., Rajatheva, N., Taparugssanagom, A., ve Alvest, H., (2012). "Performance of energy detector over Nakagami-m fading for relay-based cognitive radio networks", *International Symposium on Wireless Communication Systems*, 28-31 Ağustos 2012, Paris, Fransa, 546-550.
- [90] Atapattu, S., Tellambura, C., ve Jiang, H., (2011). "Spectrum sensing in low SNR: diversity combining and cooperative communications", *IEEE 6th International Conference on Industrial and Information Systems*, 16-19 Ağustos 2011, Kandy, Sri Lanka, 13-17.
- [91] Olabiyi, O. ve Annamalai, A., (2011). "Analysis of cooperative relay-based energy detection of unknown deterministic signals in cognitive radio networks", *Proceedings of the IWCN*, 18-21 Temmuz 2011, Las Vegas, USA, 1-6.
- [92] Mughal, M. O., Razi, A., ve Kim, J., (2013). "Tight upper bounds on average detection probability in cooperative relay networks with selection combiner", *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, doi: 10.1002/ett.2649.
- [93] Zhao, Q., Li, H., ve Wang, P., (2008). "Performance of cooperative relay with binary modulation in Nakagami-m fading channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57 (5): 3310-3315.

- [94] Nabar, R. U., Bolchskoi, H. ve Kneubuhler, F. W., (2004). "Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 22 (6): 1099-1109.
- [95] Li, H. ve Zhao, Q., (2006). "Distributed modulation for cooperative wireless communications", IEEE Signal Processing Magazine, 23 (5): 30-36.
- [96] Ilhan, H. ve Akin, A. I., (2012). "Performance analysis of AF relaying cooperative systems with relay selection over double Rayleigh fading channels" IEEE 6th International Conference on Signal Processing and Communication Systems, 12-14 Aralık 2012, Gold Coast, Avustralya, 1-6.
- [97] Torabi, M., Ajib, W. ve Haccoun, D., (2009). "Performance analysis of amplify-and-forward cooperative networks with relay selection over Rayleigh fading channels", IEEE Vehicular Technology Conference, 26-29 Nisan 2009, Barcelona, İspanya, 1-5.
- [98] Hosna, M. O. ve Alouni, M. S., (2003). "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels", IEEE Transactions on Wireless Communications, 2 (6): 1126-1131.
- [99] Torabi, M., Haccoun, D., ve Ajib, W., (2010). "Performance analysis of cooperative diversity with relay selection over non-identically distributed links", IET Communications, 4 (5): 596-605.
- [100] Sun, H., Nallanathan, A., Jiang, J., ve Wang, C. X., (2011). "Cooperative spectrum sensing with diversity reception in cognitive radios", IEEE 6th International ICST Conference on Communications and Networking, 17-19 Ağustos 2011, Harbin, Çin, 216-220.
- [101] Duan, D., Yang, L., ve Principe, J., (2009). "Cooperative diversity of spectrum sensing in cognitive radio networks", IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 5-8 Nisan 2009, Budapest, Macaristan, 1-6.
- [102] Waqar, O. D., MacLernon, C., ve Ghogho, M., (2009). "Performance analysis of non-regenerative opportunistic relaying in Nakagami-m fading", IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, 13-16 Eylül 2009, Tokyo, Japonya, 231-235.
- [103] Gore, D. A. ve Paulraj, A. J., (2002). "MIMO antenna subset selection with space-time coding", IEEE Transactions on Signal Processing, 50 (10): 2580-2588.

## ÖZGEÇMİŞ

---

### KİŞİSEL BİLGİLER

**Adı Soyadı** : Mustafa NAMDAR  
**Doğum Yeri** : Perşembe/ORDU  
**Yabancı Dili** : İngilizce  
**E-posta** : mustafa.namdar@gmail.com / mustafa.namdar@ieee.org

### ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektronik Mühendisliği	Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü	2006
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	1997



## İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2008-2011	Turkcell - Araştırma & Geliştirme	Kıdemli Uzman Mühendis
2005-2008	Turkcell - Servis Network	Uzman Mühendis
1999-2005	Turkcell - Network Operasyon	Elektronik ve Haberleşme Mühendisi

## YAYINLARI

### Makale

- 1 Namdar, M., İlhan, H., ve Durak-Ata, L., (2013). "Dispersed chirp-z transform-based spectrum sensing and utilization in cognitive radio networks", IET Signal Processing, 10 pp., DOI: 10.1049/iet-spr.2013.0127.

### Bildiri

- 1 Namdar, M., İlhan H., ve Durak-Ata, L., (2013). "Spectrum sensing for cognitive radio with selection combining receiver antenna diversity", IEEE 21th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU13), 24-26 Nisan 2013, Girne, Kuzey Kıbrıs Türk Cumhuriyeti, 1-4.
- 2 Namdar, M., İlhan, H., ve Durak-Ata, L., (2012). "Partial spectrum utilization for energy detection in cognitive radio networks", IEEE 4th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 3-5 Ekim 2012, St. Petersburg, Rusya, 989-994.
- 3 Namdar, M., Şahin, B. İlhan, H., ve Durak-Ata, L., (2012). "Chirp z transform based spectrum sensing via energy detection", IEEE 20th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU12), 18-20 Nisan 2012, Muğla, Türkiye, 1-4.