

**BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA SÖNÜMLENME VE
GÖLGELENMENİN İŞBİRLİKÇİ ALGILAMAYA ETKİLERİ**

**EFFECTS OF FADING AND SHADOWING ON
COOPERATIVE SENSING IN COGNITIVE RADIO
NETWORKS**

HALİL TONGÜL

Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin
ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

2010

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Başkan : _____
Prof. Dr. Salim KAYHAN

Üye : _____
Doç. Dr. Emre AKTAŞ

Üye : _____
Yrd. Doç. Dr. Mücahit K. ÜNER

Üye : _____
Yrd. Doç. Dr. A. Melda YÜKSEL

Üye (Danışman) : _____
Prof. Dr. Mehmet ŞAFAK

ONAY

Bu tez/...../2010 tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Adil DENİZLİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜ MÜDÜRÜ

BİLİŞSEL RADYO AĞLARINDA SÖNÜMLENME VE GÖLGELENMENİN İŞBİRLİKÇİ ALGILAMAYA ETKİLERİ

i

HALİL TONGÜL

ÖZ

Bilişsel radyo sistemleri, dinamik izge erişimi temel alınarak, kablosuz iletişim kanallarında frekans izgesinin tahsisindeki sıkışıklığın önüne geçilmesi amacıyla geliştirilmiştir. Bilişsel radyo sistemleri ile, başka bir kullanıcıya tahsis edildiği halde o anda ya da o coğrafi bölgede kullanılmayan frekans bantlarının fırsatçı erişim ile lisans sahibi olmayan kullanıcılara açılması, böylelikle izge üzerindeki boşluklardan faydalanılarak iletişim fırsatlarının yakalanması düşünülmüştür. Bilişsel radyo sistemlerinin uygulanabilirliği açısından lisanslı kullanıcıların iletişiminin, frekans bandına fırsatçı erişim gerçekleştirecek lisanssız kullanıcılarca hiçbir şekilde kesintiye uğratılmaması gerekmektedir. Bu nedenle iletişim kanalındaki en kötü durumlarda dahi lisanslı kullanıcılara ait sinyalin varlığının ya da yokluğunun tespit edilmesi kritik önem taşımaktadır. İzge algılaması konusunda gerçekleştirilen çalışmalarda en güvenilir algılama yönteminin, sisteme hem zaman ekseninde hem de uzamsal ekseninde çoklama yetisi kazandıran, işbirlikçi algılama yöntemi olduğu tespit edilmiştir. Merkezi işbirlikçi algılama yönteminde, ikincil kullanıcılardan elde edilen kanalın durumuna ait test istatistiklerinin merkezi istasyonda bir araya getirilmesi işlemi, verilen kararın kesinliği ve dolayısıyla sistemin güvenilirliği açısından büyük önem taşımaktadır. Bu tez çalışmasında, sinyallerin bir araya getirilmesinde *yumuşak kararlar birleştirme* ve *sıfır-bir kararlarla birleştirme* yöntemleri ele alınmıştır. Yumuşak kararlar birleştirme yönteminde test istatistiklerinin doğrusal ağırlıklandırma ile birleştirilmesi incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar sıfır-bir kararlarla birleştirme yöntemi kullanıldığı durumdaki sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Test istatistiklerinin ağırlıklandırma ile birleştirmesinde farklı kanal yapılarında ağırlıklandırma katsayılarının tespiti sistem başarımına doğrudan etki etmektedir. Bu çalışmada kanaldaki farklı sönmelenme ve gölgelenme yapıları altında işbirlikçi algılama yönteminin başarımı incelenmiş, daha önce bir çok çalışmada yalnız sönmelenme durumu için gerçekleştirilen analizler kanaldaki gölgelenme durumu için ele alınmıştır.

Anahtar Kelimeler: Bilişsel Radyo, İşbirlikçi Algılama, Sönmelenme, Gölgelenme

Danışman: Prof. Dr. Mehmet Şafak, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

HALİL TONGÜL

ABSTRACT

Cognitive radio systems which are based on the dynamic spectrum access technology, are developed upon the problem of frequency band allocation on frequency spectrum. The main idea on cognitive radios is to give a chance to unlicensed users to access the licensed spectrum opportunistically when or where it is not used by licensed users at that instant or at that geographical area. For the applicability of cognitive radio system, licensed users' communication should never be disrupted by unlicensed users who opportunistically access the frequency band. For this reason, detection of presence or absence of primary users' signals at worst case conditions does have a critical importance. After long researchs for spectrum sensing, it is determined that the most reliable method for spectrum sensing on cognitive radios is cooperative sensing which provides receive diversity in both time and spatial axes. In central cooperative sensing, combining the test statistics received from unlicensed users at the fusion center carries great importance for the accuracy of decision and therefore the reliability of the system. In this work, soft decision combining and hard decision combining methods are covered as combination methods at the fusion center. For soft decision combining method, linear combination of test statistics is investigated. The simulation results obtained for soft decision combining are brought together to provide a comparison between two methods. Since the performance of cognitive radio systems is directly affected by the determination of weighting coefficients under different channel variations, in this work, performance of cooperative sensing methods under different fading and shadowing conditions of communication channel, is investigated; the analysis performed for only fading case in previous works are handled for shadowing case of the communication channel.

Keywords: Cognitive Radio, Cooperative Sensing, Fading, Shadowing

Advisor: Prof. Dr. Mehmet Şafak, Hacettepe University, Department of Electrical and Electronics Engineering

TEŞEKKÜR

iii

Bu tezin oluşmasında değerli fikir ve yardımları ile büyük katkıları olan danışmanım Sayın Prof. Dr. Mehmet ŞAFAK'a,

Yüksek lisans çalışmalarına sağladığı olanaklar ile destek olan Aselsan A.Ş.'ye,

Maddi katkılarından dolayı TÜBİTAK'a,

Tüm öğrenim hayatım boyunca maddi manevi desteğini esirgemeyen aileme

ve

Çalışmalarım süresince gösterdiği anlayış, sabır ve sevgiyle yanımda olan Yasemin VARİYENLİ'ye,

Teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZ.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ.....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	v
1 GİRİŞ.....	1
2 KABLOSUZ İLETİŞİM KANALLARININ MODELLENMESİ: GÖLGE- LENME VE SÖNÜMLENME	7
2.1 Kablosuz İletişim Kanallarında Sönümlenme.....	11
2.2 Kablosuz İletişim Kanallarında Gölgeleme	13
2.3 Suzuki Modeli	14
3 BİLİŞSEL RADYO SİSTEMLERİ	15
3.1 Bilişsel Radyo.....	15
3.2 İzge Algılanmasındaki Güçlükler ve Kullanılan Yöntemler.....	16
3.2.1 Girişim Temelli Algılama.....	16
3.2.2 Verici Algılaması	17
3.2.3 İşbirlikçi Algılama.....	19
4 İŞBİRLİKÇİ ALGILAMA MODELİNİN OLUŞTURULMASI	23
4.1 Yerel Algılama.....	23
4.2 Toplu Algılama	32
4.2.1 Sıfır-Bir Kararı ile Birleştirme	32
4.2.2 Yumuşak Kararla Birleştirme	35
5 GÖLGELENME VE SÖNÜMLENME ALTINDA BAŞARIM ANALİZİ.....	43
5.1 Sönümlenme Altında Sistem Başarımı.....	46
5.2 Gölgeleme Altında Sistem Başarımı	52
5.3 Gölgeleme ve Sönümlenme Altında Sistem Başarımı.....	56
6 SONUÇ.....	62
KAYNAKLAR	64

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 Çok-yollu kanalda alıcıdaki sinyal gücü.	7
2.2 Çok-yollu kanalda alıcıdaki sinyal gücünün farklı hızlardaki değişimi.	8
2.3 Sinyallerin yayılımında sırasıyla; hızlı, yavaş ve çok yavaş değişim.	9
3.1 Girişim temelli algılama [30]	16
3.2 Alıcı belirsizliği problemi	19
3.3 Gölgeleme belirsizliği problemi	20
3.4 Merkezi işbirlikçi algılama.....	21
3.5 Dağıtılmış işbirlikçi algılama.....	21
4.1 Enerji sezimi blok şema	23
4.2 Serbestlik derecesi: $2WT = 10$	29
4.3 Serbestlik derecesi: $2WT = 40$	29
4.4 Serbestlik derecesi: $2WT = 100$	30
4.5 Serbestlik derecesi: $2WT = 100$. Logaritmik dikey eksen	30
4.6 Bir ikincil kullanıcıya ait alıcı çalışma karakteristiği	32
4.7 Merkezi işbirlikçi algılama.....	36
4.8 H_0 ve H_1 hipotezleri altında yanlış alarm (P_{fa}) ve tespit (P_d) olasılıkları	40
5.1 AWGN kanal. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB	45
5.2 AWGN kanal. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	45
5.3 AWGN + Rayleigh kanal. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB	47
5.4 AWGN + Rayleigh kanal. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	47
5.5 AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 2$. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB..	49
5.6 AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 2$. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$...	49
5.7 AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 3$. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB..	50
5.8 AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 3$. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$...	50
5.9 AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 4$. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB..	51
5.10 AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 4$. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$...	51
5.11 AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 4dB. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB.....	53

5.12	AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 4dB. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	53
5.13	AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 8dB. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	54
5.14	AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 8dB. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	54
5.15	AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 12dB. Kullanıcı sayısı = 3. SNR= 17dB.....	55
5.16	AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 12dB. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	55
5.17	AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 4dB. Kullanıcı sayısı = 3. SNR= 17dB.....	58
5.18	AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 4dB. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	58
5.19	AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 8dB. Kullanıcı sayısı = 3. SNR= 17dB	59
5.20	AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 8dB. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	59
5.21	AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 12dB. Kullanıcı sayısı = 3. SNR= 17dB.....	60
5.22	AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 12dB. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$	60

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplanır beyaz Gauss gürültü)
CR	: Cognitive Radio (Bilişsel radyo)
DC	: Deflection Coefficient (Sapma katsayısı)
EGC	: Equal Gain Combining (Eşit kazançlı birleştirme)
FCC	: Federal Communications Commission (Federal iletişim komisyonu)
IID	: Independent Identically Distributed (Bağımsız özdeşçe dağılmış)
ISI	: Intersymbol Interference (Simgelerarası karışma)
LN	: Log-Normal (Lognormal)
MDC	: Modified Deflection Coefficient (Değiştirilmiş sapma katsayısı)
MRC	: Maximal Ratio Combining (En büyük oranlı birleştirme)
OC	: Optimal Combining (Eniyi birleştirme)
PDF	: Probability Density Function (Olasılık yoğunluk işlevi)
ROC	: Receiver Operating Characteristic (Alıcı çalışma karakteristiği)
SC	: Selection Combining (Seçici birleştirme)

SÖZLÜK DİZİNİ

Aradeğerleme	: Interpolation
Belirlenimci	: Deterministic
Bilişsel	: Cognitive
Çevrimsel-durağan	: Cyclostationary
Çok-yollu	: Multipath
Değişinti	: Variance
Devingenlik	: Mobility
Evreyuyluluk	: Coherence
Girişim	: Interference
Gölgelenme	: Shadowing
Iskalama olasılığı	: Probability of miss-detection
İlinti	: Correlation
İşbirlikçi	: Cooperative
İzge	: Spectrum
Maksimum olabilirlik oranı	: Maximum likelihood ratio
Mutlak	: Absolute
Sıfırbir kararı ile birleştirme	: Hard decision combining
Standart sapma	: Standard deviation
Sönümlenme	: Fading
Ortalama	: Mean
Ortanca	: Median
Özdeğer	: Eigenvalue
Özvektör	: Eigenvector
Uyarlanabilir	: Adaptive
Yanlış alarm olasılığı	: False alarm probability
Yumuşak kararlar birleştirme	: Soft decision combining

1. GİRİŞ

Günümüz kablosuz iletişim ağlarında, kullanıcılar tarafından geniş coğrafi alanlarda kullanılmak üzere yapılan frekans tahsisi, devletler tarafından kurulan kurumlarca düzenlenmektedir. Kablosuz iletişim teknolojilerindeki hızlı gelişimin sonucunda artan veri hızları ve buna bağlı olarak artan bant genişlikleri ile, frekans izgesinde bant tahsisi konusu, düzenleyici kurumlar için giderek büyüyen bir sorun haline gelmiş ve izge üzerinde fiziksel bir darboğazla karşı karşıya kalınmıştır. Frekans izgesindeki bu sıkışıklığın önüne geçilebilmesi amacıyla yapılan çalışmalarda frekans bandı kendisine tahsis edilen lisanslı kullanıcıların bu bantları tüm zamanlarda ve tüm coğrafi bölgelerde kullanmadığı ortaya çıkmıştır [1]. Böylelikle frekans izgesinde bir “kıtlığın” olmadığı, aksine kullanıcılara tahsis edilen bantların verimsiz kullanımından kaynaklanan bir sıkıntının yaşandığı anlaşılmıştır. Bu tespit üzerine sorunun çözümü konusunda durağan olarak frekans tahsisinden, kullanıcıların frekans bandını dinamik olarak kullandığı bir sisteme geçilmesi fikri benimsenmiş ve bu fikrin uygulanmasına yönelik çeşitli yöntemler öne sürülmüştür. Bunlardan bir tanesi frekans bandı kendisine tahsis edilmiş lisanslı kullanıcının mesaj sinyali ile birlikte frekans, konum ve güç bilgilerini de kullanıcılara veya bir merkeze bildirmesi, böylelikle izge üzerindeki kullanımın bir merkez tarafından yönetilmesi şeklinde olmuştur [2]. Bu yöntem her ne kadar sinyali alacak olan kullanıcılar için zahmetsiz bir yöntem olsa da, lisanslı kullanıcılara ait tüm cihazlarda yenileme gerektirmesi ve maliyetinin çok fazla olması dolayısıyla kabul görmemiştir. İkinci yöntem ise, lisanssız kullanıcılar tarafından frekans bandına ihtiyaç duyulması durumunda frekans izgesindeki boşlukların “sezilerek” o frekanstaki lisans sahibi kullanıcının iletişimine engel olmayacak şekilde frekans boşluklarında iletişimin gerçekleştirilmesi esasına dayanmıştır. Bu yöntem, ucuz ve uygulanabilir olması nedeniyle geliştirilmeye değer görülerek bilişsel radyo teknolojisinin kaynağı olmuştur [3], [4].

Bilişsel radyo terminolojisinde birincil kullanıcı, lisans sahibi ya da frekans bandı üzerinde kullanım üstünlüğü olan kullanıcı anlamına, ikincil kullanıcı ise lisanssız ya da frekans bandı üzerinde kullanım üstünlüğü olmadığı için frekans bandını ancak birincil kullanıcıların iletişimine bozucu etki yaratmadan kullanabilme hakkı olan kullanıcı anlamına gelmektedir. Az önce de belirtildiği gibi ikincil kullanıcılar frekans bandını birincil kullanıcıların iletişimine herhangi bir bozucu etki yaratmamak şartıyla

kullanma hakkına sahiptir. İkincil kullanıcılar, birincil kullanıcının kendi frekans bandını kullanmak istemesi durumunda, o bandı hızlı bir şekilde boşaltmak zorundadır. Bu nedenle ikincil kullanıcıların iletişimde kesilme olmaması için ikincil kullanıcının o anda kullanılmayan ve *beyaz boşluk* veya *izge boşluğu* [5] olarak adlandırılan boşluklara atlayarak iletişimini sürdürmesi gerekmektedir. Buradan da anlaşılabilceği gibi sistemin en sıkıntılı kısmı ikincil kullanıcıların hızlı bir şekilde kanalı tarayarak beyaz boşlukları tespit etmesi ve bu boşluklardan yararlanarak diğer ikincil kullanıcılar ile eşzamanlı davranması ve iletişim kurabilmesidir. Mükemmel koşullar altında dahi tüm frekans izgesinin kısa sürede taranıp beyaz boşluklar üzerinden iletişim sağlanması bir çok zorlukları beraberinde getirirken; gerçek hayatta, kanalın yapısından kaynaklanan birçok çevresel etmene maruz kalacak sinyaller, ikincil kullanıcılar tarafından gerçekleştirilecek karar verme işleminde çeşitli sorunların doğmasına neden olacaktır.

Bilişsel radyo sistemlerinde iletişim kanalında meydana gelebilecek tüm koşullar altında sistemin çalışırılığının garanti edilebilmesi için izge sezimi konusu üzerinde önemle durulan bir konu olmuştur. İkincil kullanıcılar tarafından izge sezimi sırasında kanaldaki sönümlenme ve gölgelenmeden dolayı verilebilecek yanlış karar, birincil kullanıcıların iletişimi üzerinde soruna neden olacağı için ikincil kullanıcıların, ağır sönümlenme ve gölgelenme koşulları altında dahi doğru karar vermesini sağlayacak çok yüksek duyarlılık seviyelerinde algılama yapması gerekliliği ortaya çıkmıştır. Bir iletişim kanalında, el terminaline ait alıcılar arasındaki mesafenin iletişim frekansına ait dalga boyunun yarısından fazla olması durumunda alıcıların maruz kaldığı sönümlenmenin birbirinden tamamen bağımsız olduğu varsayılmaktadır [6]. Bu varsayım, çokluma yöntemlerinde yüksek başarımların sağlanmasının temelini oluşturmaktadır. Gölgelenme olarak nitelendirilen, kanaldaki yavaş değişimlerin alıcılarda bağımsız olarak algılanabilmesi için ise alıcılar arasındaki mesafenin, iletişim kanalının yapısına bağlı olarak, çok daha fazla olması gerekmektedir. Kanaldaki yavaş değişimlere karşı sinyalin algılanmasında çokluma kazancının sağlanabilmesi amacıyla farklı kullanıcılarca alınan sinyallerin bir merkezde toplanması yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntem ise işbirlikçi algılama yöntemi olarak adlandırılmıştır. Bilişsel radyo sistemlerinde işbirlikçi algılama yöntemi ile merkezi istasyonda bir tek kullanıcı için elde edilmesi çok güç olan duyarlılık seviyeleri elde edilerek ikincil kullanıcılarda ve dolayısıyla merkezi istasyonda, kanalın değişken yapısından doğacak yanlış karar verme olasılığında önemli ölçüde azalma

sağlanmıştır [7], [8].

İşbirlikçi algılamanın, tek taşıyıcı ve çok taşıyıcı sinyallerin algılanmasında, tek kullanıcı ile gerçekleştirilen algılama yöntemlerine göre üstünlüklerinin araştırıldığı [9] çalışmada, Rayleigh sönümlenme altında, farklı sinyal gürültü oranlarında alınan sinyallerin, farklı sayıdaki işbirlikçi kullanıcılarca alınarak merkezi istasyonda yumuşak kararlar birleştirme yöntemi kullanıldığındaki sistem başarımını ortaya koyan sonuçlara yer verilmiştir. Çalışma sonucunda işbirlikçi algılama yönteminin tek taşıyıcı ya da çok taşıyıcı sinyal tipleri için tek kullanıcı ile algılama yöntemine göre çok daha iyi sonuçlar verdiği ispatlanarak, farklı işbirlikçi kullanıcı sayılarının sistem başarımında doğrudan etkili olduğu gösterilmiştir.

İşbirlikçi algılama yönteminde, kullanıcı sayısının sistemin duyarlılık seviyesi üzerindeki etkilerinin incelenmesi amacıyla gerçekleştirilen [10] çalışmada, Rayleigh sönümlenme altında, bilişsel radyo ağında istenilen duyarlılık seviyesinin sağlanabilmesi için her bir kullanıcının sahip olması gereken duyarlılık seviyesinin işbirlikçi kullanıcı sayısına göre değişimini ifade eden grafiklere yer verilmiştir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlara göre kullanıcı sayısındaki artış, her bir kullanıcının sahip olması gereken duyarlılık seviyesine azalarak artan bir katkı sağlamaktadır. Ayrıca bu çalışmada işbirlikçi kullanıcı sayısının artmasıyla daha kısa sezim sürelerinde aynı duyarlılık seviyesinin sağlanabileceği görülmüştür. [8]'de ise, merkezi istasyonda sıfır-bir kararıyla birleştirme ve yumuşak kararlar birleştirme yöntemleri kullanıldığı durumlar için benzer çalışmalara yer verilmiştir.

Belirli bir işbirlikçi kullanıcı sayısına sahip sistemde, farklı sinyal gürültü oranlarında, sabit bir yanlış alarm olasılığı için sistemin tespit olasılığının incelenmesi amacıyla gerçekleştirilen [11] çalışmada, kanaldaki Rayleigh sönümlenme altında merkezi istasyonda elde edilen istatistiklere ait alıcı çalışma karakteristiklerine yer verilmiştir. Merkezi istasyonda sinyallerin bir araya getirilmesi için sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemi kullanılmış ve bu yönteme ait *ve kuralı*, *veya kuralı* ve *çoğunluk kuralı* yöntemleri ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Çalışma sonucunda *veya kuralı* ile gerçekleştirilen birleştirme işleminin diğer sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemlerine göre daha iyi başarıma sahip olduğu ortaya konmuştur.

[12] ve [13] çalışmalarında, [11]'den farklı olarak kullanıcıların Rayleigh sönümlenmeden başka, lognormal gölgelenmeye maruz kalmış olabileceği durum

değerlendirilmiştir. Çalışmalarda, işbirlikçi kullanıcıların maruz kaldığı gölgelenmenin birbirinden tamamen bağımsız olduğu varsayılmıştır. Merkezi istasyonda sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemine ait *veya kuralı* uygulanması sonucunda, farklı sayıdaki işbirlikçi kullanıcı için elde edilen alıcı çalışma karakteristiklerinde, farklı kullanıcı sayıları için, kanaldaki gölgelenme ya da sönümlenme altında sistemin başarımı incelenmiştir. [12] çalışmasında ayrıca iki işbirlikçi kullanıcı için, kullanıcılar arasındaki farklı mesafelerde, gölgelenmenin uzamsal olarak ilintili olduğu duruma ait Monte Carlo simülasyonları ile elde edilen sonuçlara yer verilmiştir. Bu çalışma sonucunda da kullanıcılar arasındaki mesafenin azalması sonucunda maruz kaldıkları gölgelenmenin ilintisinin artmasıyla birlikte sistem başarımının düştüğü tespit edilmiştir.

Buraya kadar incelenen çalışmalarda, merkezi istasyonda sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemi kullanılması durumundaki sistem performansı çeşitli açılardan ele alınmıştır. Yumuşak kararlar birleştirme yönteminde, her bir işbirlikçi kullanıcıdan elde edilen istatistiklerin merkezi istasyonda gerçekleştirilecek olan karar verme işlemine ne kadar katkı sağlayacağı, ağırlıklandırma katsayıları ile belirlenmektedir. Seçilecek ağırlıklandırma katsayıları sistem başarımı üzerinde doğrudan etki edeceğinden, yapılan çalışmalarda, en yüksek sistem başarımını sağlayacak ağırlıklandırma katsayılarının seçilmesine yönelik yöntemlerin geliştirilmesine çalışılmıştır.

Yumuşak kararlar birleştirme yönteminin incelendiği [14], [15], [16] ve [17] çalışmalarında, sönümlenme altında işbirlikçi kullanıcılardan elde edilen istatistiklerin yumuşak kararlar birleştirilmesi konusu ele alınarak, sistem başarımının artırılmasına yönelik çözümler geliştirilmiştir.

[14] çalışmasında, kanalın anlık durum bilgisine ihtiyaç duymayan, yalnızca kanal istatistiği bilgisi ile yüksek başarımlı sağlayan olabilirlik oranı testi tabanlı birleştirme yöntemi ortaya atılmış ve farklı sinyal gürültü oranlarında alınan sinyaller için, anlık sinyal bilgisine ihtiyaç duyan yöntemlere kıyasla daha iyi başarımlı olduğu gösterilmiştir.

[15] çalışmasında ise ağırlıklandırma katsayılarının hesaplanmasında olabilirlik oranı testi kullanılarak yeni bir yaklaşım ortaya atılmış ve bulunan yöntem (*optimal combining* (OC)) ile elde edilen sonuçların MRC ve EGC yöntemleri ile elde edilen sonuçlara göre daha iyi sonuçlar verdiği gösterilmiştir.

[16] ve [17] çalışmalarında, *Neyman-Pearson ilkesi* kullanılarak, sırasıyla,

sapma katsayısı (*deflection coefficient* (DC)) ve değiştirilmiş sapma katsayısı (*modified deflection coefficient* (MDC)) tanımlanarak belirli bir yanlış alarm olasılığına karşılık en büyük tespit olasılığının sağlanmasına yönelik yöntemler geliştirilmiştir. [17] çalışmasında, MDC yöntemi ile merkezi istasyonda elde edilen alıcı çalışma karakteristiği sonuçları, MRC ve SC yöntemleri ile elde edilenlerle karşılaştırılarak MDC yönteminin Rayleigh sönümlenme altında diğer yöntemlere göre daha iyi başarıma sahip olduğu gösterilmiştir. [16] çalışmasında, farklı ortalama sinyal gürültü oranına sahip kullanıcılarda DC yönteminin başarımının yüksek olduğu fakat aynı ortalama sinyal gürültü oranına sahip kullanıcılar için DC yönteminin MRC yöntemine dönüşeceği gösterilmiştir. Bunun yanında en küçük - en büyük ilkesi (minimax criterion) kullanılarak, birincil kullanıcının sinyalinin algılanmasındaki Bayes riskinin en aza indirilmesine yönelik bir yöntem geliştirilmiştir. Çalışma sonucunda bu iki yöntemin kullanılması ile elde edilen sistem başarımının, MRC ve EGC yöntemleri ile edilenlere göre üstünlükleri ortaya konmuştur.

Bu tez çalışmasında, işbirlikçi algılama yönteminin olası tüm kanal şartları ve birleştirme yöntemleri altında başarımının incelenmesi amaçlanmıştır. İşbirlikçi algılama yönteminin başarımının incelenmesinde birincil kullanıcı ile ikincil kullanıcılar arasındaki iletişim kanalının;

- toplanır beyaz Gauss gürültüsü,
- toplanır beyaz Gauss gürültüsü + Rayleigh sönümlenme,
- toplanır beyaz Gauss gürültüsü + Nakagami sönümlenme,
- toplanır beyaz Gauss gürültüsü + lognormal gölgelenme,
- toplanır beyaz Gauss gürültüsü + Rayleigh sönümlenme + lognormal gölgelenme (Suzuki kanal modeli),

koşullarına maruz kaldığı durumlar incelenmiştir. Her kanal koşulu için ikincil kullanıcılardan elde edilen test istatistiklerinin doğrusal ağırlıklandırma ile birleştirilmesinde ağırlıklandırma katsayılarının tespiti için;

- en büyük oranlı birleştirme (*Maximal Ratio Combining* (MRC))
- seçici birleştirme (*Selection Combining* (SC))

- eşit kazançlı birleştirme (*Equal Gain Combining* (EGC))
- sapma katsayısı (*Deflection Coefficient* (DC))
- değiştirilmiş sapma katsayısı (*Modified Deflection Coefficient* (MDC))

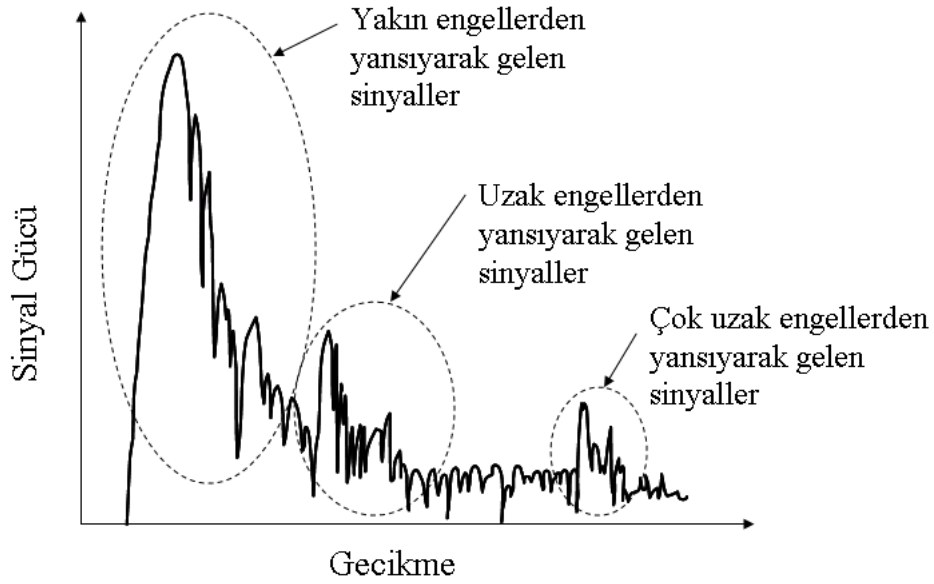
yöntemlerinin kullanıldığı durumlara ait sistem başarımı incelenmiştir. Sistem başarımının değerlendirilmesinde, merkezi istasyonda elde edilecek belirli bir ortalama sinyal gürültü oranı için tamamlayıcı alıcı çalışma karakteristikleri (cROC) elde edilmiştir. Sistemin, ikincil kullanıcıların farklı ortalama sinyal gürültü oranı seviyeleri altındaki başarımının incelenmesi amacıyla ise merkezi istasyonda elde edilecek belirli bir yanlış alarm olasılığı için ortalama sinyal gürültü oranına karşılık sistemin sinyali tespit edememe olasılığı grafiklerine yer verilmiştir.

Tez çalışmasının ileriki bölümleri şu şekilde düzenlenmiştir. Bölüm 2’de, kablosuz iletişim kanallarının temel özelliklerine dair kısa bilgiler verilerek gölgelenme ve sönmelenme etkilerinden bahsedilecektir. Bölüm 3’te, bilişsel radyo sistemleri ve sistemin önündeki problemleri çözmek amacıyla geliştirilen çözümler anlatılacaktır. Bölüm 4’te, işbirlikçi algılama yönteminin modellenmesi hakkında bilgi verilecektir. Bölüm 5’te gerçekleştirilen simülasyonlar ile elde edilen sonuçlara yer verilecektir ve Bölüm 6’da elde edilen sonuçların değerlendirmesi ele alınacaktır.

2. KABLOSUZ İLETİŞİM KANALLARININ MODELLENMESİ: GÖLGELENME VE SÖNÜMLENME

Kablosuz iletişim kanallarının modellenmesinde alıcı ve vericinin içerisinde bulunduğu ortam, sinyalin alıcıya hangi engellerden yansyarak geldiği, kullanıcıların ya da engellerin hareketli olmaları durumunda Doppler kaymalarındaki farklar önem taşımaktadır. Genel olarak kablosuz iletişim kanalları zaman ve frekansa bağlı değişimler altında incelenir.

Frekansa bağlı değişimler, alıcı ile verici arasındaki sinyalin bant genişliğine bağlı olarak, kanalın çok yollu yapısından dolayı alıcıda simgeler arası karışmaya neden olurlar. Bir iletişim kanalında çevredeki engellerden yansıyan, kırılan veya saçılan sinyaller, alıcıya belli bir gecikme ile ulaşır. Bu gecikmeler kanalın çok yol gecikme güç izgesini belirler [18] (Şekil 2.1).

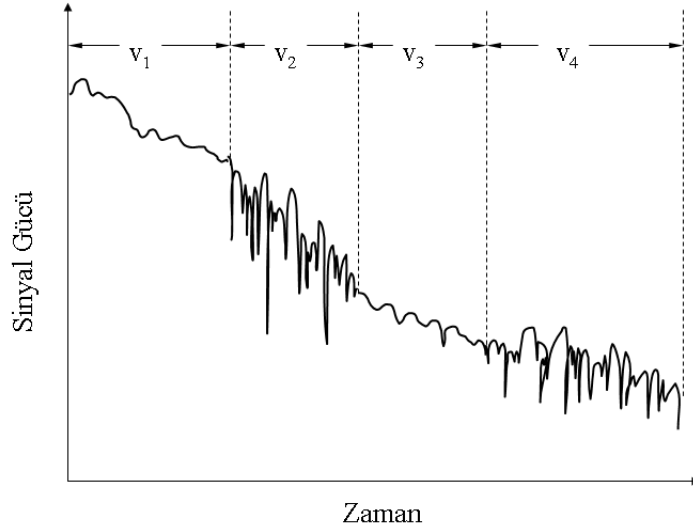


Şekil 2.1: Çok-yollu kanalda alıcıdaki sinyal gücü.

Kanala ait gecikme güç izgesinin Fourier dönüşümü kanalın evreyuymuluk bant genişliğini belirler. Evreyuymuluk bant genişliği, simgeler arası karışmaya neden olmadan alınabilecek veri hızını yani bant genişliğini belirler. Sinyal bant genişliğinin kanalın evreyuymuluk bant genişliğinden daha dar olması durumunda kanal "frekans seçici olmayan kanal", sinyal bant genişliğinin kanalın evreyuymuluk bant genişliğinden daha geniş olması durumunda ise kanal "frekans seçici kanal" olarak nitelendirilir. Sinyal bant genişliğinin kanalın evreyuymuluk bant genişliğinden çok

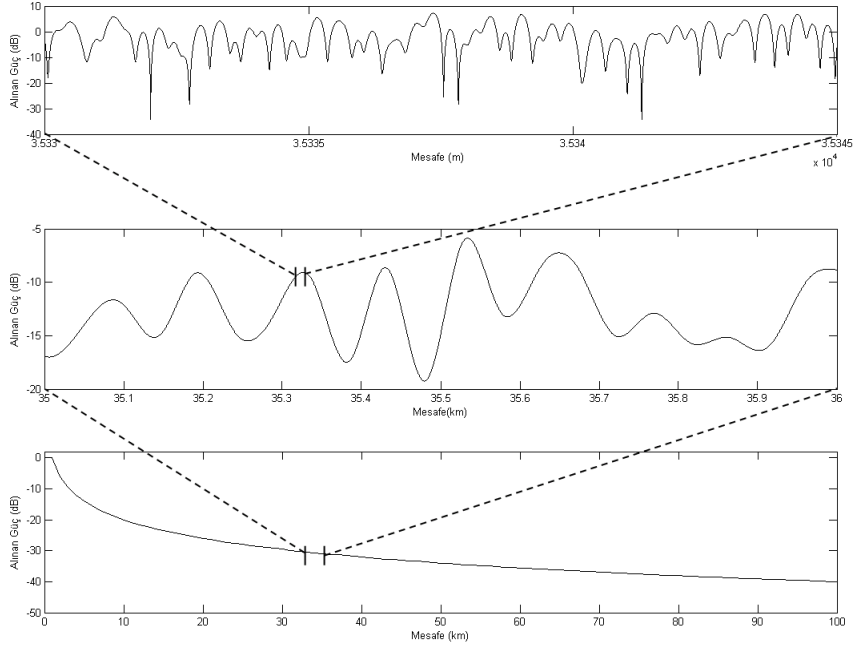
daha dar seçilmesi durumunda sinyal çok-yollu bileşenlere ayırışamayacağı için kanalda tek bir sönümlenmeye uğramış yoldan geçmiş gibi davranır.

Kablosuz iletişim kanallarındaki zamana bağlı değişimde alıcı ve verici arasındaki hız belirleyicidir. Alıcı veya vericinin belirli bir hız farkı ile hareket etmesi, sinyal frekansında Doppler etkisinden kaynaklanan farklılıklar yaratır. Şekil 2.2’de alıcı ile verici arasındaki farklı hızlarda (v_1, v_2, v_3, v_4) sinyal gücünün değişim sıklığı görülmektedir. En büyük Doppler frekansının sinyal frekansında + ve - yönde yapacağı değişiklikler kanalın Doppler yayılımını ve buna bağlı Doppler güç izgesini belirler. Doppler güç izgesinin ters Fourier dönüşümü ise kanalın evreyuymuluk zamanını gösterir. Buna göre sinyale ait sembol süresinin kanalın evreyuymuluk süresinden uzun olması durumunda kanal “hızlı değişen sönümlenmiş kanal”, sinyale ait sembol süresinin kanalın evreyuymuluk süresinden kısa olması durumunda ise kanal “yavaş değişen sönümlenmiş kanal” olarak nitelendirilir. Kanalın yavaş değişen sönümlenmiş kanal olması, kanalın zayıflatmasının ve faz kaydırmasının en az bir sembol süresince sabit olması anlamına gelir. Bu da sinyalin evreyuymulu alıcılara alınarak çözülebilmesini sağlar.



Şekil 2.2: Çok-yollu kanalda alıcıdaki sinyal gücünün farklı hızlardaki değişimi.

Kablosuz iletişim sistemlerinde alınan sinyalin değişim hızı hareketli kullanıcılar arasındaki uzaklığın işlevi olarak; uzaklığa bağlı çok yavaş değişimler, gölgelenmeye bağlı yavaş değişimler ve çok-yollu sönümlenmeden kaynaklanan hızlı değişimler şeklinde gruplanabilir.



Şekil 2.3: Sinyallerin yayılımında sırasıyla; hızlı, yavaş ve çok yavaş değişim.

Şekil 2.3'te sinyallerin yayılımındaki değişiminin gösteriminde hareketli kullanıcının hızının sabit olduğu varsayılmıştır. Bu nedenle alınan sinyalin gücü, zaman veya mesafenin fonksiyonları olarak belirtilebilir ve iki birim arasındaki dönüşüm $x = vt$ ile kolayca sağlanabilir. x değişkeni metre veya dalgaboyu cinsinden ifade edilir.

Mesafeye bağlı çok yavaş değişimler, alıcı ile verici arasında gölgelenmenin olmadığı varsayıldığında, sinyalin boşluktaki zayıflamasının alıcı ile verici arasındaki sabit mesafelerde sabit olduğu kabul edilir. Sinyallerin yayılımının modellenmesinde genel olarak sinyaldeki mesafeye bağlı çok yavaş değişimlerin etkisi ortadan kaldırılarak sinyalin yavaş değişimine ait ortalama değer ve standart sapmasının kestirimi üzerinde çalışılır. Çok yavaş değişimlerin etkisinin hesaplanıp ortadan kaldırılabilmesi için sinyalin boşlukta uğradığı kaybı modellemek üzere Hata modeli [19] ya da COST235 modeli [20] gibi bir çok yöntem geliştirilmiştir. Genel olarak ise karmaşık tekniklere yakın sonuçlar veren “basitleştirilmiş yol kaybı” metodu kullanılmaktadır. Bu modele göre, alıcı ile verici arasındaki kanal kaybı, alıcı ve verici antenlerinin karakteristiği ile ortalama kanal kaybına bağlı olan K sabiti ile antenlere ait uzak-bölge referans uzaklığı olan d_0 ve kanal kaybı katsayısı olan δ 'ya bağlı olarak hesaplanır. Buna göre alıcı ile

verici arasındaki yol kaybı

$$\Phi = \frac{P_t}{P_r} = \frac{1}{K} \left[\frac{d}{d_0} \right]^\delta \quad (2.1)$$

şeklinde ifade edilir [18]. K ve d_0 parametrelerinin alıcı ve vericiye ait aynı antenler için aynı olacağı düşünüldüğünde yol kaybının, uzaklığın δ üssü ile orantılı olarak arttığı görülür. δ parametresi, farklı ortamlar (kırsal bölge, kentsel bölge, vs.) için deneysel bulgularla tespit edilmektedir fakat genel olarak boşlukta sinyalin uğradığı zayıflama için 2 olarak alınır [18]. Buna göre sinyal boşlukta yayılırken alıcı ve verici arasındaki mesafenin karesiyle orantılı olarak zayıflar.

Alınan sinyal üzerindeki mesafeden kaynaklanan çok yavaş değişimlerin etkisi kaldırıldıktan sonra yavaş değişimlerin ortalama değeri, standart sapması ve birbirinden bağımsız olarak değişim sıklığının incelenebilmesi için kanaldaki çok hızlı değişimler ile yavaş değişimlerin birbirinden ayrılması gerekmektedir. Kanaldaki yavaş değişimlerin birbirinden bağımsız olarak değişim sıklığı, kanalın özilintisini ifade etmektedir. Kanaldaki hızlı değişimler alçak geçiren süzgeç kullanılarak veya sinyalin dalgaboyunun birkaç on katı mesafede alınan örneklerinin ortalaması alınarak ortadan kaldırılabilir. Ortalama işlemi tipik olarak dalga boyunun 10-40 katı mesafe boyunca alınmaktadır [21]. Ortalama alma işlemi sonucunda elde edilen değer, ortalama alınan mesafe için “yerel ortalama” olarak nitelendirilir. Yerel ortalamalar, sinyalin uzun mesafelerdeki gölgelenmeden kaynaklı yavaş değişimlerini ifade eder ve lognormal dağılıma sahiptir. Elde edilen yerel ortalamalar ile bir yol boyunca kanaldaki yavaş değişimlerin ortalama değeri ve standart sapması gibi istatistik verileri hesaplanabilir. Bu aşamada deneysel olarak alınan ölçümlere göre yapılan hesaplamaların gerçek değerleri yansıtması için, alınan örneklerin doğrusal ölçekte mi yoksa logaritmik ölçekte mi olması gerektiği önem kazanmaktadır. Buna göre $2L$ uzunluğundaki bir yol için alınan $2N + 1$ adet sinyal örneğinin (r_i) doğrusal ve logaritmik ölçekteki ortalamalarının hesaplamaları,

$$m(x_i) = \frac{\sum_{k=-N}^N r_{i+k}}{2N + 1}, \quad r_{i-N} \dots r_i \dots r_{i+N} \in x_i - L < x < x_i + L \quad (2.2)$$

$$m_{dB}(x_i) = \frac{\sum_{k=-N}^N 10 \log_{10}(r_{i+k})}{2N + 1}, \quad r_{i-N} \dots r_i \dots r_{i+N} \in x_i - L < x < x_i + L \quad (2.3)$$

şeklinde ifade edilir. Ortalama alınan mesafe ($2L$) genel olarak $10\lambda - 40\lambda$ arasında seçilir [21] ve $m(x_i)$, i . bölgedeki yerel ortalama olarak adlandırılır. Yapılan çalışmalarda yol kaybı ölçümleri için (2.2) kullanılarak doğrusal birimde alınan örneklerin, (2.3)

kullanılarak dB cinsinden alınan örneklere göre hesaplanmış yerel ortalama değerlerinde daha çok kestirim hatasına neden olduğu ortaya çıkmıştır [22].

Gölgelenmeye bağlı yavaş değişimler ve çok-yollu sönümlenmeden kaynaklanan hızlı değişimler bölüm 2.1 ve 2.2’de ayrı ayrı değerlendirilecektir.

2.1 Kablosuz İletişim Kanallarında Sönümlenme

Kablosuz iletişim kanallarındaki sönümlenmenin temelinde, kanaldaki çok yolluluktan kaynaklanan faz kaymaları yatmaktadır. Bir iletişim kanalında vericiden darbe şeklinde bir sinyalin yayınlanması durumunda bu sinyal alıcıya ortamın çok-yolluluk durumuna göre, farklı genlik ve faz değerlerine sahip birden fazla darbeler olarak ulaşacaktır. Bunun nedeni, gönderilen sinyalin alıcı ile verici arasında yer alan çeşitli engellerden yansıyarak, kırılarak ya da saçılarak alıcıya ulaşmasıdır. Sistemi matematiksel olarak basit bir şekilde ifade edebilmek için, kanaldan modüle edilmemiş ($|s(t)| = 1$), f_c frekansında, birim genlikli bir taşıyıcı sinyalin gönderildiği varsayıldığında, alıcıda görülecek olan sinyalin temel-banttaki ifadesi

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \quad (2.4)$$

şeklinde olacaktır. Eşitlik 2.4’te n , çok-yollu kanaldaki yol indeksini; $\alpha_n(t)$, n . kanaldaki zamanla değişen zayıflatma katsayısını; $\tau_n(t)$ ise kanalın zamanla değişen faz kaymasını ifade etmektedir. Eşitlik 2.4’te alınan sinyalin, genliği $\alpha_n(t)$, fazı $2\pi f_c \tau_n(t)$ olan sinyallerin fazör toplamı olduğu görülmektedir. $\alpha_n(t)$ ’deki küçük değişimler fazör toplamında büyük değişiklikler yaratmayacaktır. Buna karşılık $\tau_n(t)$ ’de meydana gelecek $1/f_c$ ’lik bir değişim sinyalin fazında 2π radyanlık bir kaymaya neden olacaktır. $1/f_c$ değeri çok küçük bir değer olduğundan ve her bir farklı yolu takip edecek sinyale göre rastgele bir değer alabileceğinden alınan sinyal $r(t)$ rastgele alınan sinyallerin toplamı şeklinde olduğundan bir rastgele süreç olarak değerlendirilebilir. Çok-yollu kanaldaki yol sayısı çok fazla olabileceğinden (2.4) ile ifade edilen alınan sinyal, merkezi limit teoremine göre karmaşık Gauss dağılıma [23] sahip olarak modellenir.

Çok-yollu kanaldan geçerek alıcıya ulaşan sinyalde fazdaki hızlı değişimler sinyale bazen kuvvetlendirici bazen de sönümlendirici etki yapmaktadırlar. Alıcı ile vericinin görüş çizgisine sahip olmadığı durumlarda, alınan sinyal $r(t)$, ortalama değeri 0 olan karmaşık Gauss dağılımı şeklinde modellenir ve sinyal genliğindeki rastgele

değişimler Rayleigh dağılıma sahip olur ve olasılık yoğunluk fonksiyonu eşitlik 2.5'teki gibi ifade edilir.

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad r \geq 0 \quad (2.5)$$

Rayleigh dağılıma ait σ parametresi, dağılımın ortalama değeri ($\sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}}$) ve değişintisini ($\sigma^2\frac{4-\pi}{2}$) belirler. Sinyalin uğradığı sönümlenme ise Rayleigh sönümlenme olarak tanımlanır.

Çevredeki engellerin hareketli olduğu durumlarda veya alıcı ile verici arasında görüş çizgisinin olduğu durumlarda ise karmaşık Gauss dağılımına sahip alınan sinyalin ortalama değeri sıfırdan farklı olacaktır ve sinyal seviyesi Rice dağılıma sahip olur ve olasılık yoğunluk fonksiyonu eşitlik 2.6'daki gibi ifade edilir. Bu durumda sinyalin uğradığı sönümlenme Rice sönümlenme olarak tanımlanır [24].

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + v^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rv}{\sigma^2}\right) \quad v, \sigma \geq 0 \quad (2.6)$$

Eşitlikteki σ ve v parametreleri dağılımın ortalama değer ve değişintisini belirleyen parametrelerdir. Rayleigh ve Rice modelleri iletişim kanallarının fiziksel yapısının matematiksel olarak modellenmesinde gayet başarılı olmasına karşılık, sönümlenmeye uğramış bir kanalda elde edilen bazı deneysel sonuçların bu modellerle tam olarak örtüşmediği saptanmış ve parametreleri deney koşullarına göre değiştirilebilen daha genel bir model geliştirilmiştir. Bu model Nakagami modeli olarak adlandırılmıştır. Nakagami sönümlenmeye uğramış kanala ait olasılık yoğunluk işlevi

$$f_R(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m) P_r^m} \exp\left[\frac{-mr^2}{P_r}\right], \quad m \geq 0.5 \quad (2.7)$$

şeklinde ifade edilir [24]. Nakagami dağılımı P_r ortalama alınan güç ve m sönümlenme parametresi ile farklı sönümlenme koşullarına göre değişebilmektedir. Nakagami dağılımı, $m = 1$ olarak alınması durumunda Rayleigh dağılımına; $m = (K + 1)^2 / (2K + 1)$ alınması durumunda ise parametresi K olan Rice dağılımına dönüşür. Nakagami dağılımı hem Rayleigh hem de Rice dağılımı modelleyebilen bir yapıya sahiptir. $m = \infty$ alınması durumunda ise sinyal gücü sabit ve sönümlenme yoktur. Sinyal gücünün Nakagami sönümlenmeye uğraması durumundaki olasılık yoğunluk işlevi ise eşitlik (2.7)'de değişkenin değiştirilmesiyle aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$f_{R^2}(z) = \left(\frac{m}{P_r}\right)^m \frac{z^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left[\frac{-mz}{P_r}\right] \quad (2.8)$$

2.2 Kablosuz İletişim Kanallarında Gölgeleme

Kablosuz iletişim kanallarında gölgeleme, alıcı ile verici arasına sinyalin ortalama değerini değiştirecek şekilde, kanalın yapısına bağlı olarak yer şekilleri veya bina gibi etkenlerin girmesi sonucu meydana gelir. Sinyalin ortalama değerindeki değişim, sinyalin gücünün birkaç dalga boyunca ortalamasının alınması şeklinde tespit edilebilir. Gölgelemeye uğramış bir sinyalde ilinti uzaklığı mertebesindeki mesafelerde alınan örnekler birbiri ile ilintisizdir. İlinti uzaklığı, engellerin niteliklerine göre, birkaç metre mesafeden birkaç on metre arasında değişen çok farklı değerler alabilmektedir.

Alıcı ile verici arasındaki engellerin sinyale olan etkisi farklı şekillerde gerçekleşebileceğinden, sinyalin ortalama değerinde gölgelemeden kaynaklanan değişimler bir rastgele süreç olarak değerlendirilir ve yaygın olarak lognormal dağılım ile ifade edilir [25].

Lognormal dağılım, merkezi limit teoreminin öngördüğü, birçok rastgele değişkenin toplamının Gauss dağılımı vermesi prensibinden esinlenir. Eğer alınan sinyal art arda rastgele zayıflatıcıların çarpımsal etkisine maruz kalırsa elde edilen sinyal logaritmik olarak Gauss dağılımına sahip olacaktır. Bu durumda sinyal lognormal dağılıma sahip olmuş olur.

Gauss dağılıma sahip, ortalama değeri m , standart sapması σ olan bir X rastgele değişkeninin olasılık yoğunluk işlevi aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$f(X) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{X - m}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (2.9)$$

X rastgele değişkeninin $Y = e^X$ şeklinde ifade edilmesi sonucunda Y lognormal dağılıma sahip bir rastgele değişken olur ve olasılık yoğunluk işlevi şu şekildedir.

$$f(Y) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi Y}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(-\frac{\ln Y - m}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (2.10)$$

Lognormal dağılımın olasılık yoğunluk işlevi, logaritmik birimde Gauss dağılımına sahip voltaj veya güç değerlerinin dağılımının, doğrusal birimlerde tanımlanmasına izin verir. Fakat güç veya voltaj değerlerinin genellikle neper birimi yerine desibel(dB) birimi ile ifade edilmesi nedeniyle yukarıdaki olasılık yoğunluk işlevi biraz değiştirilerek bahsi geçen değişken, güç değişkeni olduğu zaman

$$f(p) = \frac{4.343}{p\sqrt{2\pi\Sigma}} \exp \left[-\frac{(10 \log p - M)^2}{2\Sigma^2} \right] \quad (2.11)$$

şeklinde, voltaj değişkeni olduğu zaman da

$$f(v) = \frac{8.686}{v\sqrt{2\pi}\Sigma} \exp \left[-\frac{(20 \log v - M)^2}{2\Sigma^2} \right] \quad (2.12)$$

şeklinde ifade edilir. (2.9) ve (2.10) işlevlerinde yer alan m ortalama değer ve σ standart sapma değerleri (2.11) ve (2.12) işlevlerinde M ve Σ 'ya dönüşür ve dB cinsindedir.

2.3 Suzuki Modeli

Suzuki modeli, alıcı ile verici arasında görüş çizgisinin bulunmadığı kablosuz iletişim kanallarının modellenmesinde sıklıkla kullanılan bir modeldir. Bölüm 2.1'de de bahsedildiği gibi, bir iletişim kanalında sönmürlenmeden dolayı meydana gelen anlık değişimler alıcı ile verici arasında görüş çizgisi olmadığı durumlarda Rayleigh dağılım ile modellenir. Kanaldaki gölgelenmeden kaynaklı daha uzun süreli değişimler ise log-normal dağılımla modellenir. Bir kablosuz iletişim kanalında hem sönmürlenme hem de gölgelenme olması durumunda bu iki dağılımın birleşimini modellemek üzere Suzuki modeli kullanılır. Suzuki modeline göre sinyal seviyesindeki anlık değişimlerin dağılımı σ parametrelili Rayleigh dağılım olarak şu şekilde gösterilir.

$$f(r|\sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2.13)$$

σ değeri, sinyalin dalga boyunun 10 katlarından 100 katlarına kadar olan mesafeler için sabit olarak kabul edilebilir [18]. Daha uzun mesafeler için ise σ değeri gölgelenmeden kaynaklı lognormal dağılıma sahip bir rastgele değişken olarak değerlendirilir.

Eşitlik 2.12'de belirtildiği gibi kanalın gölgelenmeden kaynaklanan uzun süreli, yavaş değişimlerinde lognormal dağılıma sahip olan Rayleigh parametresi σ 'nın olasılık yoğunluk işlevi şu şekilde tanımlanmış olur:

$$f(\sigma) = \frac{8.686}{\sigma\sqrt{2\pi}\Sigma} \exp \left[-\frac{(20 \log \sigma - M)^2}{2\Sigma^2} \right] \quad (2.14)$$

Buna göre uzun süreli değişimlerde sönmürlenme ve gölgelenme altında kanalın olasılık yoğunluk işlevi şu şekilde bulunur.

$$f(r) = \int_0^\infty f(r|\sigma) f(\sigma) d\sigma \quad (2.15)$$

$$= \frac{8.686r}{\sqrt{2\pi}\Sigma} \int_0^\infty \frac{1}{\sigma^3} \exp \left[-\frac{(20 \log \sigma - M)^2}{2\Sigma^2} \right] \exp \left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} \right) d\sigma \quad (r \geq 0) \quad (2.16)$$

3. BİLİŞSEL RADYO SİSTEMLERİ

3.1 Bilişsel Radyo

Bilişsel Radyo terimi ilk olarak Joseph Mitola tarafından 1998 yılında ortaya atılmıştır [28],[29]. Amerikan Federal İletişim Komisyonuna (FCC) göre bilişsel radyo, sürekli olarak izge algılaması yapan, kullanılmayan izgeyi dinamik olarak tespit eden ve lisanslı kullanıcıların olmadığı izge boşluklarında çalışabilen radyo sistemleri olarak tanımlanmıştır [30]. Bu tanıma göre bilişsel radyo sistemlerinde *bilişsellik yeteneği* ve *uyarlanabilirlik* iki ana özellik olarak ön plana çıkmaktadır. Bilişsellik yeteneği, çevredeki alıcı-verici'lerin bilgilerinin zamana ve coğrafi yerine göre gerçek zamanlı olarak algılanması için kullanılan karmaşık yöntemleri ifade etmektedir [5]. Kullanılan yöntemlerle elde edilen bilgiler sonucunda o anda ya da o coğrafi bölgede izgenin kullanılmayan bölümleri tespit edilerek iletişim için en iyi parametreler seçilmesiyle iletişim gerçekleştirilir. Kanalın değişen durumlarına karşılık radyonun hızlı bir şekilde yeni duruma göre güç ve frekans parametrelerini uyarlayabilmesi, radyonun uyarlanabilirlik özelliğini göstermektedir [31].

Bilişsel radyo sistemlerinde ikincil kullanıcılar, birincil kullanıcıların boşalttığı bandı kullanarak iletişim sağlarken birincil kullanıcıların bandı kullanmak istemesi durumunda onların iletişimine zarar vermeden bandı boşaltıp kendisi için yeni bir bant bulması gerekmektedir. Bu yüzden ikincil kullanıcılarda gelişmiş bir izge algılama mekanizmasına ihtiyaç duyulmaktadır. İzge algılamasında yapılacak hatalar ya birincil kullanıcıların iletişimine zarar verecek bir etkiye ya da ikincil kullanıcılar için kaçırılmış bir iletişim fırsatına sebep olacaktır. Bilişsel radyo teknolojisiyle, ikincil kullanıcılar

- *izge algılama* ile birincil kullanıcıların varlığını tespit edip izgedeki boşlukları kullanma yeteneğine,
- *izge yönetimi* ile tespit edilen kullanılabilir durumdaki izge boşluklarından en iyi olanını seçme yeteneğine,
- *izge paylaşımı* ile tespit edilen kullanılabilir izge boşluklarına ulaşmada diğer ikincil kullanıcılarla eşgüdüm sağlama yeteneğine,
- *izge devingenliği* ile birincil kullanıcının tespit edilmesi durumunda kullanılan bandı boşaltma yeteneğine

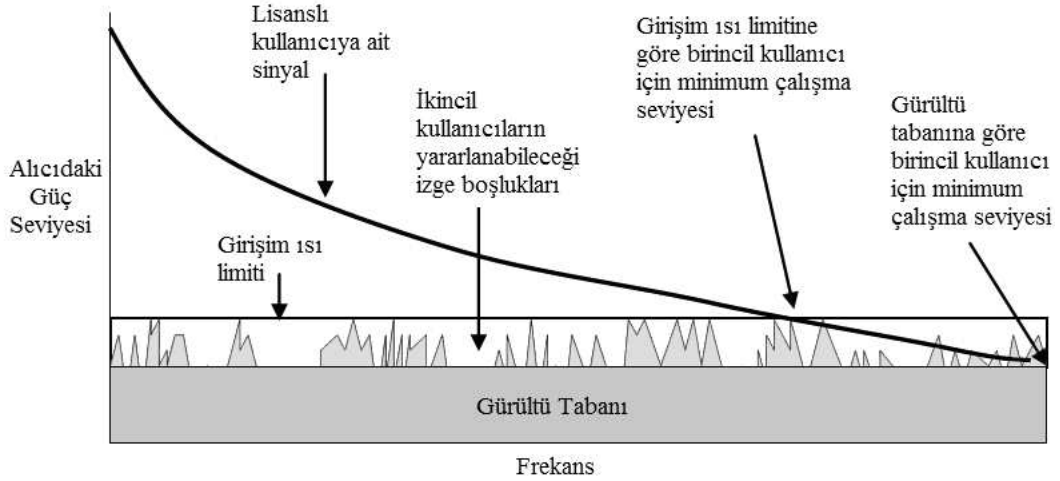
sahip olacaklardır.

3.2 İzge Algılanmasındaki Güçlükler ve Kullanılan Yöntemler

İzge algılamasında birincil kullanıcıya ait vericiyi algılama, lisanslı kullanıcıların iletişimine zarar vermeme açısından önem taşımaktadır. İzge algılaması, girişim temelli algılama, verici algılaması ve işbirlikçi algılama olarak üç farklı şekilde sınıflandırılabilir [32].

3.2.1 Girişim Temelli Algılama

Alıcıda meydana gelen girişimleri ölçmek üzere Amerikan Federal İletişim Komisyonu (FCC) tarafından *girişim ısı* yöntemi öne sürülmüştür. Şekil 3.1 de gösterilen bu modelde bir radyo istasyonunun çalışma frekans aralığı gösterilmektedir. Bu modelde girişim ısı limiti ile, birincil alıcının göz yumabileceği en büyük girişim seviyesi belirlenerek, bu seviye ile gürültü tabanı arasında kalan bölgede ikincil kullanıcılar için iletişim fırsatı sağlanmaktadır. Açıkça görülebileceği gibi girişim temelli algılama yöntemi ile olası girişimlerin algılaması verici tarafından değil, alıcı tarafından sağlanarak, ikincil kullanıcıların yayın seviyesi girişim ısı limiti altında kaldığı sürece sistem için sorun teşkil etmediğine karar vermektedir.



Şekil 3.1: Girişim temelli algılama [30]

3.2.2 Verici Algılaması

Verici algılaması yöntemi, özünde işbirlikçi algılama yönteminin de temelini oluşturan, kanalda bir vericiye ait sinyallerin varlığının ya da yokluğunun algılanması işlemidir. Verici algılaması yönteminin uygulanmasında genel olarak uyumlu süzgeç sezim yöntemi, enerji sezim yöntemi ve çevrimsel-durağan özellik sezim yöntemi kullanılır.

Uyumlu süzgeç sezim yöntemi, toplanır beyaz Gauss gürültüsü altında en yüksek sinyal gürültü oranını sağlaması ve evreyumlu olarak çalıştığından algılama süresinin diğer yöntemlere göre çok daha kısa sürmesi yönleriyle izge seziminde en ideal yöntem olarak görülmektedir [24]. Ancak bu yöntemle algılanacak olan sinyalin çözülebilmesi için, alıcının, gelen sinyalin kipleme tipi, darbe şekli, bantgenişliği gibi bazı bilgilere sahip olması gerekmektedir. Bilişsel radyo sisteminde sinyal özellikleri ayırt edilmeksizin kanalda yayının varlığının tespit edilebilmesi gerektiğinden uyumlu süzgeç yöntemi istenen özellikleri tam anlamıyla sağlayamamaktadır.

Radyometri ya da *periyodogram* olarak da nitelendirilen enerji sezim yöntemi bu güne kadar bilişsel radyo sistemlerinde verici algılaması konusunda en sık kullanılan yöntem olmuştur. Bu yöntemin tercih edilmesindeki en önemli neden enerji sezim yönteminin basit ve kullanışlı olmasıdır. Bunun yanında enerji sezim yöntemi algılanacak sinyal hakkında hiç bir bilgiye ihtiyaç duymamaktadır [33]. Ancak bu yöntem sinyalin varlığı ya da yokluğuna belirlenen bir eşik değerine göre karar verilmesini gerektirir. Kanaldaki gürültü seviyesi kesin olarak bilinemediğinden eşik değerinin tespit edilmesinde zorluklara, dolayısı ile sistemin başarımında zaafırlara yol açmaktadır. Enerji sezim yönteminde kanal gürültü seviyesinin kestirimindeki hataların işbirlikçi algılama üzerindeki etkileri [34] çalışmasında incelenmiştir. Bunun dışında enerji sezim tekniği, sinyallerin tipine bakmaksızın sinyalin varlığı ya da yokluğu hakkında karar verdiği için istenmeyen sinyallerce yanlış alarm vermek üzere kolayca yanıltılabilmektedir. Enerji sezim yöntemi ile yayılı izgeye sahip sinyallerin tespit edilememesi de bu yöntemin bir diğer eksisidir.

Çevrimsel-durağan özellik sezim yöntemi, adından da anlaşılacağı gibi, algılanacak sinyalin çevrimsel-durağan özelliklerinden yararlanır [35]. Kiplenmiş edilmiş sinyaller genel olarak sinüsel dalga taşıyıcıları, darbe serileri gibi, sinyalin periyodik özellik kazanmasını sağlayan dalga şekilleri ile bağlaşırlar. Bu kiplenmiş sinyallerin

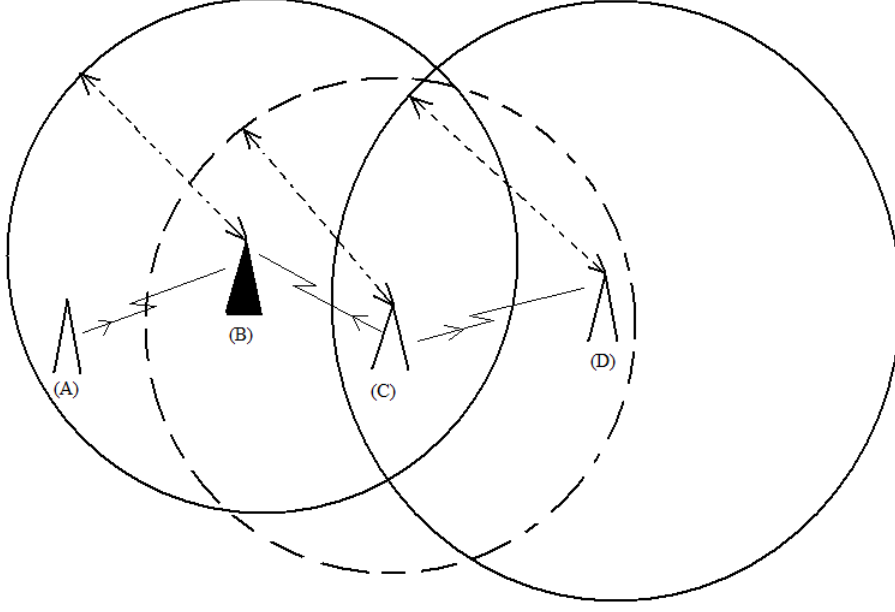
ortalama değer ve özilinti değerleri periyodiklik gösterdiğinden bu sinyaller çevrimsel-durağan olarak adlandırılır [36]. Çevrimsel-durağan özellik sezim tekniğinin en büyük avantajı sinyali çevrimsel-durağan özelliğinden yararlanarak gürültüden ayırabiliyor olmasıdır. Hatta bu teknik ile farklı kullanıcılara ait sinyaller dahi ayırt edilebilirken tekniğin çok karmaşık bir yapısı olması ve sinyali algılama süresinin çok uzun olması bu tekniğin zayıf yönlerini oluşturmaktadır.

Sıkça kullanılan bu üç sezim tekniği yanında genellikle sinyali algılayabilmek için bazı önbilgilere ihtiyaç duyan ya da karmaşık yapısından dolayı tercih edilmeyen sezim teknikleri de vardır.

Verici algılaması yöntemleri kullanılarak yapılan izge sezimi ikincil kullanıcının aldığı zayıf sinyaller üzerine vereceği karara bağlı olması nedeniyle iki önemli sorunu barındırmaktadır. Bunlar *alıcı belirsizliği* ve *gölgelenme belirsizliği* problemleridir.

Alıcı belirsizliği problemi, ikincil kullanıcının birincil kullanıcı vericisinin menzilinın dışında olması ancak birincil kullanıcı alıcısının, ikincil kullanıcı menzili içerisinde olması şeklinde tanımlanır. Alıcı belirsizliği durumunda ikincil kullanıcının, alıcıların yerini saptama yeteneği olmadığı için, kullanımda olmadığına karar verdiği frekans bandından yayın yapmak istemesi durumunda birincil kullanıcının alıcısı üzerinde bozucu etki yaratacaktır. Şekil 3.2’de gösterilen senaryoda, A ve B kullanıcıları birincil kullanıcılar, C ve D kullanıcıları ise ikincil kullanıcılardır. Şekilde, B ve D kullanıcıları alıcı konumunda, C kullanıcısı ise izge sezimi yaparak D kullanıcısı ile boş olarak tespit ettiği frekanslar üzerinden haberleşmek isteyen ikincil kullanıcıyı temsil etmektedir. B, C ve D kullanıcılarının duyarlılık seviyelerine göre belirlenmiş menzilleri, kullanıcıların merkezinde yer aldığı daireler şeklinde belirtilmiştir. Buna göre C kullanıcısı, A birincil kullanıcısının sinyallerini alamayacak kadar uzakta olduğu için A ve B kullanıcılarının iletişim kurduğu kanalı boş olarak algılayacak ve D kullanıcısı ile haberleşmek üzere yayın yaptığında B kullanıcısı üzerinde girişime sebep olacaktır.

Gölgelenme belirsizliği problemi ise, lisanssız kullanıcının birincil kullanıcı vericisi menzili içerisinde yer almasına karşılık, birincil kullanıcı ile ikincil kullanıcı arasına bir engel girmesi ve sinyalin gölgelenmeye uğraması sonucunda ikincil kullanıcının kullanımda olmadığına karar verdiği frekans bandından yayın yapmak istemesi durumunda birincil kullanıcının alıcısı üzerinde bozucu etki yaratması şeklinde



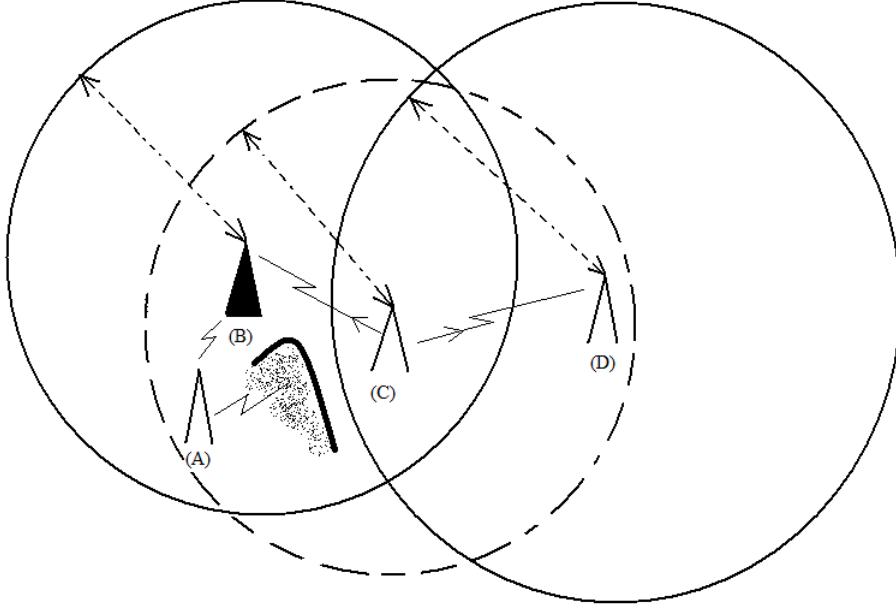
Şekil 3.2: Alıcı belirsizliği problemi

tanımlanır. Şekil 3.3'te gösterilen senaryoya göre, bu kez A kullanıcısı C ikincil kullanıcısının menziline olmasına rağmen, sinyallerin iki kullanıcı arasına giren engelden dolayı gölgelenmeye uğraması neticesinde C kullanıcısı bandı boş olarak tespit etmekte ve D kullanıcısı ile haberleşmek üzere yayın yapması neticesinde B kullanıcısı üzerinde girişime sebep olmaktadır.

Bu iki problemin aşılabilmesi için ikincil kullanıcı alıcısının duyarlılık seviyesinin çok düşük seviyedeki sinyalleri algılayabilecek ölçüde iyi olması gerekmektedir. Tek bir kullanıcı için bu koşulu sağlamak çok zor olduğu için kullanıcılar arasında işbirliği mekanizması oluşturarak sistemin duyarlılık seviyesinin aşağı çekilmesi bir çözüm önerisi olarak ortaya atılmış [7] ve bunun sonucunda işbirlikçi algılama yöntemi geliştirilmiştir.

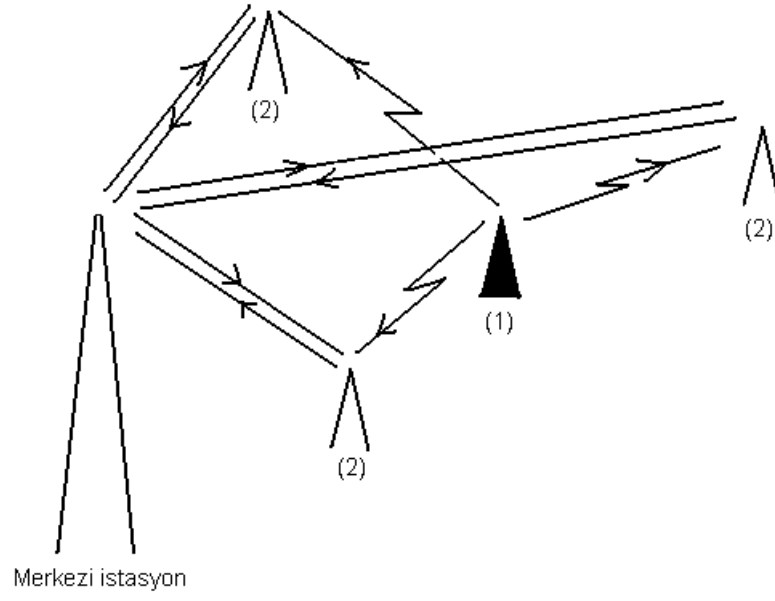
3.2.3 İşbirlikçi Algılama

İşbirlikçi algılama ile amaçlanan, bir kullanıcının yapacağı izge sezimi işini birden fazla kullanıcıya dağıtarak kanaldaki dengesizliklerden dolayı bir kullanıcının yapabileceği hata olasılığını en aza indirmektir. İşbirlikçi algılama yönteminde her bir ikincil kullanıcı bölüm 3.2.2'de anlatılan yöntemleri kullanarak izge sezimi yaparlar. Daha sonra elde edilen bilgiler işbirlikçi algılama sisteminin merkezi ya da

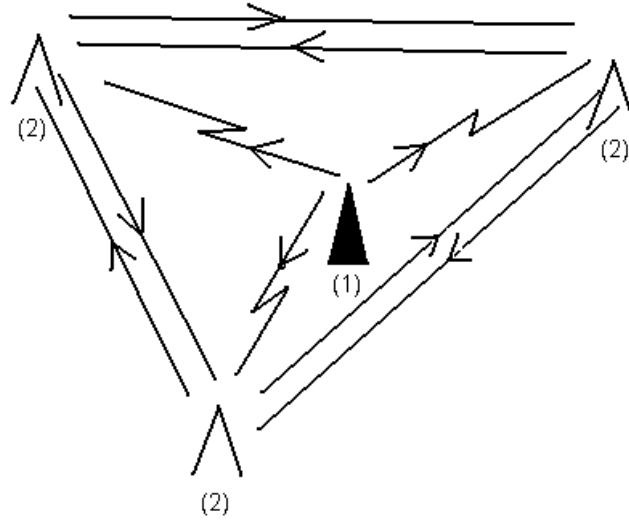


Şekil 3.3: Gölgeleme belirsizliği problemi

dağıtılmış ([37],[38]) sıfır-bir kararıyla birleştirme ya da yumuşak karar ile birleştirme ([39],[40]) yöntemleri kullanmasına göre değerlendirilerek kanalın durumu hakkında bir karara varılır. İşbirlikçi algılamanın merkezi olarak kurgulanması durumunda, ikincil kullanıcıların elde ettiği veriler bir merkezi istasyonda toplanır. Merkezi istasyon, elde ettiği bilgiler sonucunda bir karar vererek tekrar ikincil kullanıcıları bilgilendirir. Dağıtılmış işbirlikçi algılama sisteminde ise ikincil kullanıcılar elde ettikleri bilgileri birbirleri arasında paylaşarak bir ağ kurarlar ve her kullanıcı diğer ikincil kullanıcılardan elde ettiği bilgiler sonucunda bir karara varır. Açıkça görülmektedir ki, dağıtılmış işbirlikçi algılama sistemi ikincil kullanıcılar arasındaki mesaj trafiğine ağır yük getirmekte ve ikincil kullanıcıların daha gelişmiş sistemler olarak tasarlanmasını zorunlu kılmaktadır. Şekil 3.4 ve 3.5'te 3 adet ikincil kullanıcının olduğu bir sistemde sırasıyla merkezi ve dağıtılmış işbirlikçi algılama sistemleri gösterilmiştir. Şekillerde “(1)” birincil kullanıcı “(2)” ise ikincil kullanıcıyı ifade etmektedir. Şekil 3.4'te ikincil kullanıcıların, birincil kullanıcıya ait sinyallerden elde ettikleri istatistikleri merkezi bir istasyona göndermesi ve kanalın durumu hakkında verilen kararın merkezi istasyon tarafından ikincil kullanıcılara bildirilmesi gösterilmektedir. Şekil 3.5'te ise ikincil kullanıcılar, birincil kullanıcıya ait sinyallerden elde ettikleri istatistikleri kendi aralarında paylaşarak herhangi bir merkezi istasyon olmaksızın ortak bir karara varmaktadırlar.



Şekil 3.4: Merkezi işbirlikçi algılama



Şekil 3.5: Dağıtılmış işbirlikçi algılama

Sistemin tasarlanması aşamasında, ikincil kullanıcıların izge hakkında edindikleri verileri sıfır-bir kararı olarak mı yoksa yumuşak kararlar mı paylaşacağı sorusu ortaya çıkmaktadır. Sıfır-bir kararı ile paylaşma her bir ikincil kullanıcının edindiği veriden bir karara vararak bu sonuç bilgisini paylaşması anlamına gelir. Yumuşak kararlar paylaşmak ise ikincil kullanıcıların edindikleri verileri herhangi bir karara varmadan paylaşması ve karar verme işini bilgiyi alan tarafa bırakması an-

lamına gelir. Yumuşak kararlar paylaşılan bilgileri birleştirme işlemi alınan istatistiklerin paylaşımı esnasında çok daha fazla bant genişliğine gereksinim duymaktadır. Fakat sinyal tespit olasılığı hesaplamalarında sıfır-bir kararına göre daha üstün başarıma sahiptir.

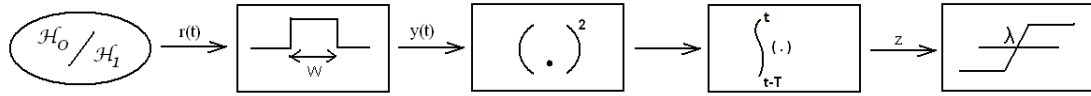
4. İŞBİRLİKÇİ ALGILAMA MODELİNİN OLUŞTURULMASI

İşbirlikçi algılama modelinin oluşturulmasında her bir ikincil kullanıcının birincil kullanıcıya ait sinyalleri algılaması ve kendi test istatistiklerini oluşturması ile bu istatistiklerin merkezi bir istasyonda toplanarak sisteme ait kararın verilmesi, yerel algılama ve toplu algılama bölümleri altında ayrı ayrı incelenecektir.

4.1 Yerel Algılama

Bilişsel radyo sistemlerinde, lisanssız kullanıcıların, lisanslı kullanıcılar arasındaki haberleşmeye herhangi bir bozucu etki yaratmadan frekans bandını kullanmaları sistemin en hassas noktasını oluşturmaktadır. Bilişsel radyo sisteminin sorunsuz bir şekilde çalışabilmesi için ikincil kullanıcı tarafından kanaldaki yayının içeriği değil, yalnızca yayının olup olmaması önem taşımaktadır. Bu tez çalışmasında kanalda yayının varlığının tespit edilmesi işlemi için bölüm 3.2.2’de kısaca bahsedilen, bu bölümde ayrıntılı biçimde ele alınacak olan, enerji sezimi yöntemi kullanılmıştır.

Enerji sezim yönteminde alınan sinyal ilk olarak gürültü bant genişliğini sınırlamak amacıyla W bant genişliğine sahip bir düşük geçiren veya bant geçiren süzgeçten geçirilir. Daha sonra süzölmüş sinyalin karesi alınarak T zaman aralığında sonlu integrali alınır. İntegral alma işleminin sonucunda W bant genişliğindeki sinyalin T zaman aralığındaki enerjisi elde edilmiş olur. Kanaldaki sinyalin varlığının veya yokluğunun tespiti için elde edilen enerji bir eşik değeri ile karşılaştırılır ve bunun sonucunda karara varılır. Sistem şematik olarak Şekil 4.1’de gösterilmiştir. Şekilde alınan sinyal ikili hipotez testiyle ifade edilmiştir. Buna göre H_0 kanalda yayının olmadığı durumu, H_1 ise kanalda yayının var olduğu durumu temsil etmektedir.



Şekil 4.1: Enerji sezimi blok şema

Bu durumda M adet işbirlikçi kullanıcının bulunduğu bir sistemde i 'inci kullanıcının z_i ile gösterilen enerji sezici çıkışı aşağıda verilmiştir:

$$z_i = \int_{t-T}^t y_i^2(\tau) d\tau \quad (4.1)$$

H_0 hipotezi altında süzgeç çıkışındaki $y_i(t)$ sinyali yalnızca gürültü bant genişliği W , gürültü izgesel yoğunluğu N_0 olan toplanır beyaz Gauss gürültüsüne eşit olacaktır. H_1 hipotezi altında ise $y_i(t)$ sinyali göndermeçten çıkan sinyalin kanalda uğradığı değişimi ifade eden kanal katsayısı ile çarpımına toplanır beyaz Gauss gürültüsünün eklenmesi şeklinde ifade edilir. $y_i(t)$ 'nin matematiksel olarak ifadesi aşağıdaki şekildedir.

$$y_i(t) = \begin{cases} n_i(t) & , H_0 \\ h_i.S(t) + n_i(t) & , H_1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Eşitlikte zamanla değişen $n_i(t)$, toplanır beyaz Gauss gürültüsünü, $S(t)$ ise göndermeç tarafından gönderilen sinyali göstermektedir. i 'inci kullanıcı için kanal kazancının genlik değerini ifade eden h_i 'nin, sezim aralığının (T) süresince sabit olduğu varsayılmıştır. Alınan sinyalin ayırık zamanda örnekler cinsinden ifade edilebilmesi için Shannon'ın örnekleme teoreminden yararlanır [51]. Buna göre W bant genişliğine sahip sinyalin herhangi bir kayba uğramadan tekrar birleştirilebilmesi için en az $1/2W$ aralıklarla örneklenmesi gerekmektedir.

H_0 hipotezi altında toplanır beyaz Gauss gürültüsü sinyale ait örnekler tarafından aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$n_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{i,k} \text{sinc}(2Wt - k) \quad , \quad a_{i,k} = n_i \left(\frac{k}{2W} \right) \quad (4.3)$$

Denklemden her $a_{i,k}$, ortalama değeri sıfır, değışintisi $n_i(t)$ 'nin değışintisi $\sigma_n^2 = 2N_0W$ olan Gauss dağılıma sahiptir. Bu çalışmada tüm ikincil kullanıcılar için toplanır beyaz Gauss gürültüsü güç izgesel yoğunluğunun eşit olduğu, dolayısıyla σ_n^2 'nin tüm ikincil kullanıcılarda eşit olduğu varsayılmaktadır. Eşitlik (4.4)'te gösterilen sinc işlevinin özelliğinden yararlanarak

$$\int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(2Wt - \rho) \text{sinc}(2Wt - \mu) dt = \begin{cases} 1/2W & , \rho = \mu \in \mathfrak{R} \\ 0 & , \rho \neq \mu \in \mathfrak{R} \end{cases} \quad (4.4)$$

bir ikincil kullanıcı için enerji sezici çıkışı

$$\int_{-\infty}^{\infty} n_i^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{i,k}^2 \quad (4.5)$$

şeklinde ifade edilebilir. $(0, T)$ aralığında $n_i(t)$ sinyaline ait $2WT$ adet örnek elde edilir. Bu sonlu sayıdaki örnek miktarıyla $n_i(t)$ sinyalinin belirli bir aralıktaki enerjisinin

yaklaşık olarak tahmin edilebileceği [52] çalışmasında gösterilmiştir. Buna göre enerji sezici çıkışında elde edilen değer

$$z_i = \int_0^T n_i^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{k=1}^{2WT} a_{i,k}^2 \quad (4.6)$$

olacaktır. Elde edilen test istatistiklerini gürültünün izgesel güç yoğunluğuna göre düzgelmesi sonucunda

$$\begin{aligned} z'_i &= \frac{1}{2WN_0} \sum_{k=1}^{2WT} a_{i,k}^2 \\ &= \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=1}^{2WT} a_{i,k}^2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

bulunur. Buna göre z'_i , ortalama değeri 0, değişintisi 1 olan Gauss dağılıma sahip rastgele değişkenlerin toplamı olur. Bu da serbestlik derecesi, örnek sayısı $2WT$ 'ye eşit olan merkezi Chi-square dağılım ile gösterilir [24]. $\sum_{k=1}^{2WT} a_{i,k}^2$ ifadesinin U_{i,H_0} ile gösterilmesi durumunda

$$\frac{U_{i,H_0}}{\sigma_n^2} \sim \chi_{2WT}^2 \quad (4.8)$$

şeklinde ifade edilir.

H_1 hipotezi altında enerji sezici çıkışında elde edilen test istatistiklerinin dağılımı ise şu şekilde bulunur:

H_1 hipotezi altında $y_i(t) = h_i.S(t) + n_i(t)$ şeklinde ifade edilmekteydi. $n_i(t)$ sinyalinin ayrık zamanda ifade edilişi yukarıdaki bölümlerde anlatılmıştı. $h_i.S(t)$ sinyali de benzer şekilde $2WT$ örnek sayısı için

$$h_i.S(t) = \sum_{k=1}^{2WT} \alpha_{i,k} \text{sinc}(2Wt - k) \quad , \quad \alpha_{i,k} = h_i.S\left(\frac{k}{2W}\right) \quad (4.9)$$

şeklinde ifade edilir. $(0, T)$ zaman aralığındaki $h_i.S(t)$ sinyalinin enerjisi de

$$\int_0^T (h_i.S(t))^2 dt = \frac{1}{2W} \sum_{k=1}^{2WT} \alpha_{i,k}^2 \quad (4.10)$$

olur. Eşitlik (4.6) ve (4.10)'dan yararlanarak

$$y_i(t) = \sum_{k=1}^{2WT} (a_{i,k} + \alpha_{i,k}) \text{sinc}(2Wt - k) \quad (4.11)$$

şeklinde yazılır ve $a_{i,k} + \alpha_{i,k} = \beta_{i,k}$ olarak gösterildiğinde $y_i(t)$ 'nin $(0, T)$ zaman aralığındaki enerji seizimi sonrasındaki değeri

$$z_i = \int_0^T y_i^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{k=1}^{2WT} (\beta_{i,k})^2 \quad (4.12)$$

olarak bulunur. H_0 hipotezinde olduğu gibi H_1 hipotezi için de test istatistiklerinin gürültünün izgesel güç yoğunluğuna göre normalize edilmesiyle

$$\begin{aligned} z'_i &= \frac{1}{2WN_0} \sum_{k=1}^{2WT} (\beta_{i,k})^2 \\ &= \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=1}^{2WT} (\beta_{i,k})^2 \end{aligned} \quad (4.13)$$

bulunur. z'_i rastgele değişkeni serbestlik derecesi örnek sayısı $2WT$ 'ye eşit olan merkezi olmayan Chi-square dağılım ile gösterilir ve merkezi olmama parametresi, $\beta_{i,k}$ 'nın $\sqrt{N_0}$ ile normalize edilmiş olmasından dolayı $\alpha_{i,k}$ 'nın da $\sqrt{N_0}$ ile normalize edilmesiyle

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \frac{1}{2WN_0} \sum_{k=1}^{2WT} \alpha_{i,k}^2 = (1/N_0) \int_0^T h_i^2 S(t)^2 dt \\ &\equiv h_i^2 E_s / N_0 \end{aligned} \quad (4.14)$$

şeklinde hesaplanır [52]. Eşitlikte E_s , sinyalin $(0, T)$ aralığında birincil kullanıcıdaki enerjisini, γ_i parametresi ise kanalın etkisine maruz kalmış sinyal enerjisinin gürültü güç izge yoğunluğuna oranını göstermektedir. γ_i , i 'inci ikincil kullanıcıya ait sinyal gürültü oranı olarak adlandırılır. $\sum_{k=1}^{2WT} \beta_{i,k}^2$ ifadesinin U_{i,H_1} ile gösterilmesi durumunda

$$\frac{U_{i,H_1}}{\sigma_n^2} \sim \chi_{2WT}^2(\gamma_i) \quad (4.15)$$

şeklinde ifade edilir.

Böylelikle her iki hipotez altında elde edilen test istatistiklerinin dağılımı:

$$\frac{U_i}{\sigma_n^2} \sim \begin{cases} \chi_{2WT}^2 & , H_0 \\ \chi_{2WT}^2(\gamma_i) & , H_1 \end{cases} \quad (4.16)$$

olarak bulunur.

Merkezi Chi-square dağılıma sahip rastgele değişkenin olasılık yoğunluk işlevi

$$f(x; k) = \frac{1}{2^{k/2} \Gamma(k/2)} x^{k/2-1} e^{-x/2} \quad (4.17)$$

şeklinde gösterilir [24]. Eşitlikte k , serbestlik derecesini; $\Gamma(\cdot)$ ise Gamma işlevini ifade eder. Gamma işlevi aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır [23].

$$\Gamma(u) = \int_0^{\infty} t^{u-1} e^{-t} dt \quad (4.18)$$

Merkezi olmama parametresi γ olan, merkezi olmayan Chi-square dağılıma sahip rastgele değişkenin olasılık yoğunluk işlevi ise

$$f(x; k; \gamma) = \frac{1}{2} e^{-\frac{x+\gamma}{2}} \left(\frac{x}{\gamma}\right)^{\frac{k-2}{4}} I_{\frac{k}{2}-1}(\sqrt{\gamma x}) \quad (4.19)$$

olarak ifade edilir. Eşitlikte $I_{\frac{k}{2}-1}(\cdot)$, $\frac{k}{2} - 1$ derecesinden değiştirilmiş Bessel işlevini ifade etmektedir [23].

Buna göre bir adet ikincil kullanıcı için H_0 ve H_1 hipotezleri altındaki rastgele değişkenlerin dağılımlarından yararlanarak yanlış alarm ve sinyal tespit olasılıkları hesaplanmak istendiğinde, seçilen bir λ eşik değeri için yanlış alarm olasılığı

$$P_{fa}^{(i)} = P\{x > \lambda | H_0\} = \int_{\lambda}^{\infty} f(x; 2WT) dx \quad (4.20)$$

olur. (4.17) ve (4.20) kullanılarak

$$P_{fa}^{(i)} = \int_{\lambda}^{\infty} \frac{1}{2^{WT} \Gamma(WT)} x^{WT-1} e^{-x/2} dx \quad (4.21)$$

bulunur. $x = 2u$ değişken değiştirilmesi ile

$$P_{fa}^{(i)} = \frac{1}{\Gamma(WT)} \int_{\frac{\lambda}{2}}^{\infty} u^{WT-1} e^{-u} du \quad (4.22)$$

elde edilmiş olur. Eşitliğin integral kısmı tamamlanmamış Gamma işlevinin tanımına uymaktadır. Bu nedenden dolayı bir adet ikincil kullanıcı için yanlış alarm olasılığı tamamlanmamış Gamma işlevi ve Gamma işlevi cinsinden aşağıdaki şekilde bulunmuş olur.

$$P_{fa}^{(i)} = \frac{\Gamma(WT, \frac{\lambda}{2})}{\Gamma(WT)} \quad (4.23)$$

Yanlış alarm olasılığının hesaplanmasına benzer şekilde bir adet ikincil kullanıcı için şartlı tespit olasılığı ise

$$P_{d|\gamma}^{(i)} = P\{x > \lambda | \gamma, H_1\} = \int_{\lambda}^{\infty} f(x; 2WT; \gamma) dx \quad (4.24)$$

olur. (4.19) ve (4.24) kullanılarak

$$P_{d|\gamma}^{(i)} = \int_{\lambda}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\frac{x+\gamma}{2}} \left(\frac{x}{\gamma}\right)^{\frac{WT-1}{2}} I_{WT-1}(\sqrt{\gamma x}) dx \quad (4.25)$$

bulunur. $x = p^2$ değişken değiştirilmesi ile

$$P_{d|\gamma}^{(i)} = \frac{1}{(\sqrt{\gamma})^{WT-1}} \int_{\sqrt{\lambda}}^{\infty} p^{WT} e^{-\frac{p^2+\gamma}{2}} I_{WT-1}(p\sqrt{\gamma}) dp \quad (4.26)$$

elde edilmiş olur. Eşitlik (4.26) genelleştirilmiş Marqum-Q işlevinin tanımına uymaktadır. Bu nedenden dolayı bir adet ikincil kullanıcı için şartlı tespit olasılığı genelleştirilmiş Marqum-Q işlevi cinsinden aşağıdaki şekilde bulunmuş olur.

$$P_{d|\gamma}^{(i)} = Q_m(\sqrt{\gamma}, \sqrt{\lambda}) \quad (4.27)$$

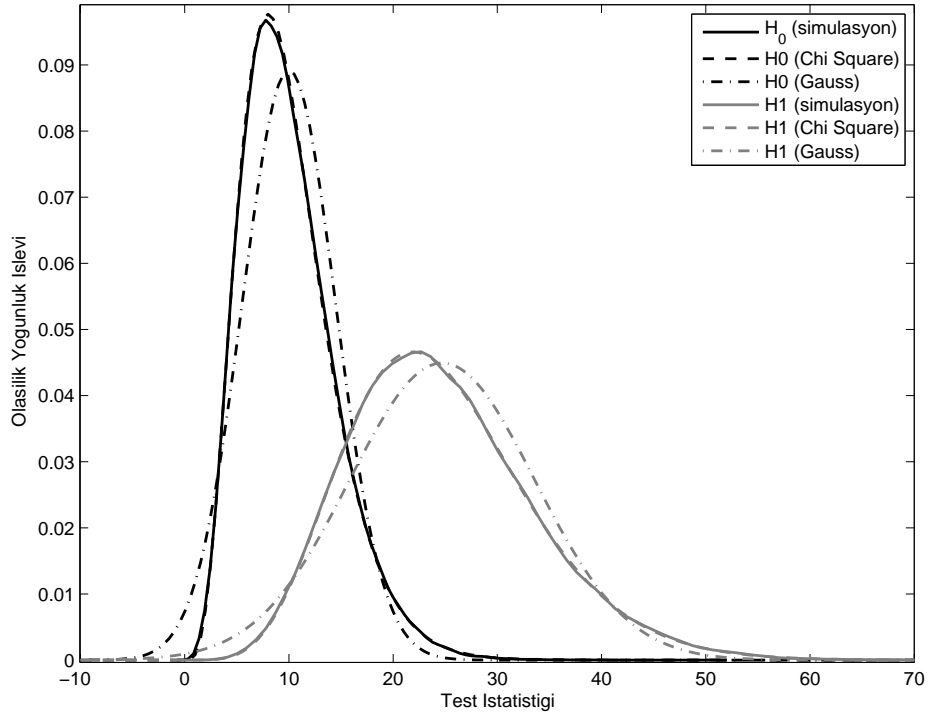
Bir adet ikincil kullanıcı için ortalama tespit olasılığının hesaplanabilmesi için şartlı tespit olasılığının, γ 'nın alabileceği tüm değerler için ortalamasının alınması gerekmektedir.

$$P_d^{(i)} = \int_{-\infty}^{\infty} P_{d|\gamma}^{(i)} f_{\gamma}(x) dx \quad (4.28)$$

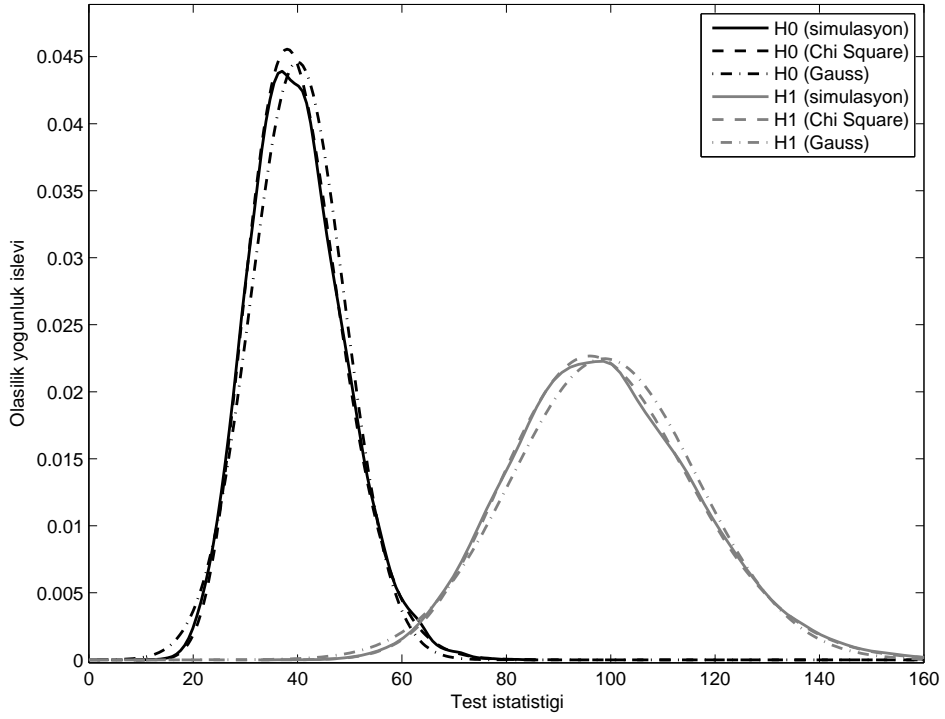
yanlış alarm olasılığı ise γ 'dan bağımsızdır.

Chi-square dağılımlar, serbestlik derecesi yeterince büyük alınması durumunda merkezi limit teoreminden faydalanılarak Gauss dağılım şeklinde ifade edilebilirler [43]. Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te her iki hipotez için farklı serbestlik derecesinde Chi-square dağılıma sahip rastgele değişkenlerin olasılık yoğunluk işlevleri verilmiştir. Şekil 4.5'te, $2TW = 100$ için Gauss dağılım ve Chi-square dağılım arasındaki farkın görülebilmesi amacıyla Şekil 4.4'ün logaritmik dikey eksenindeki ifadesine yer verilmiştir. Şekillerde H_1 hipotezi için olasılık yoğunluk işlevlerinin elde edilmesinde kanal katsayısı ve birincil kullanıcıdan gönderilen sinyalin gücü 1 olarak seçilmiştir. Şekillerden Chi-square dağılıma ait serbestlik derecesinin artmasıyla, test istatistiklerine ait dağılımın Gauss dağılıma yaklaştığı açıkça görülmektedir.

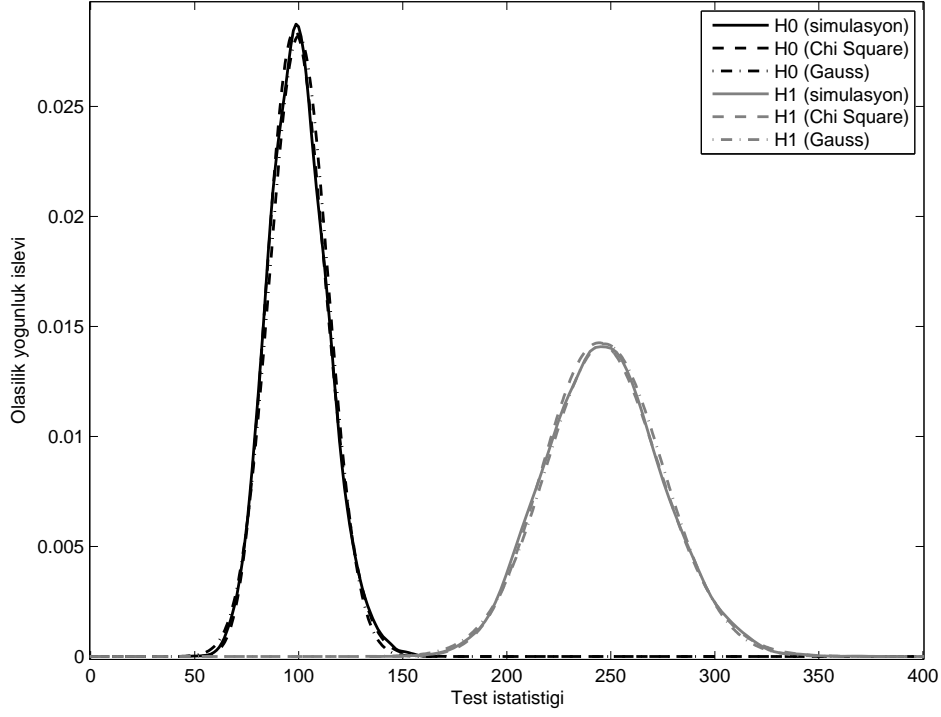
Bu tez çalışmasında, Şekil 4.4'te de Gauss dağılıma yeterince benzer sonuç verdiği görülen serbestlik derecesi, $2WT = 100$ seçilmiştir. Böylece yapılan hesaplamalarda ikincil kullanıcıların kullandığı enerji sezimi sisteminin zaman-bantgenişliği çarpımı 50 olan bir sistem olduğu varsayılmaktadır.



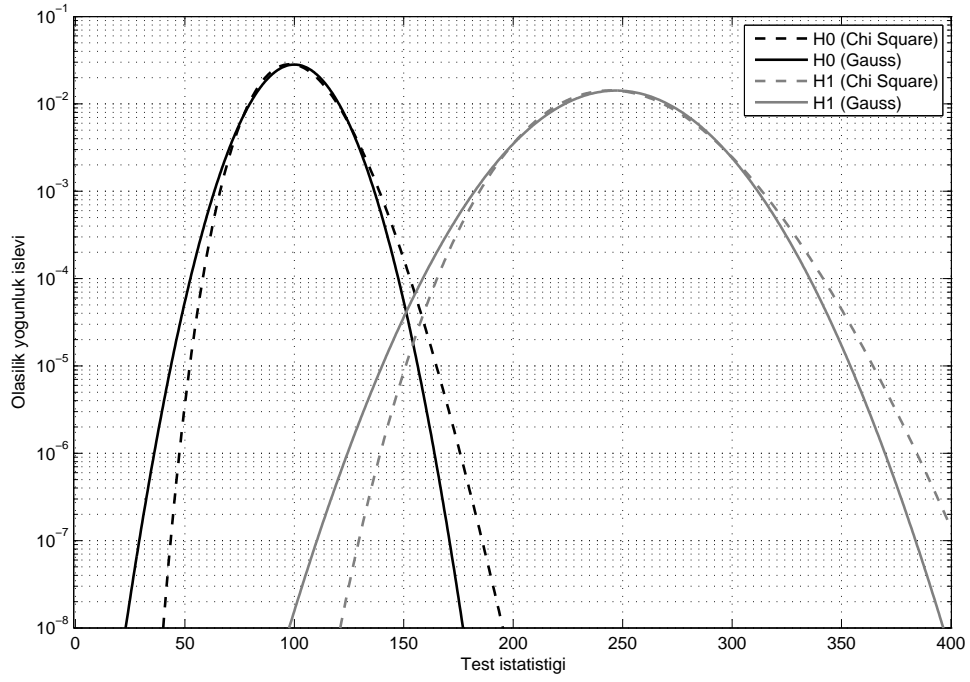
Şekil 4.2: Serbestlik derecesi : $2WT = 10$



Şekil 4.3: Serbestlik derecesi : $2WT = 40$



Şekil 4.4: Serbestlik derecesi : $2WT = 100$



Şekil 4.5: Serbestlik derecesi : $2WT = 100$. Logarithmik dikey eksen

İkincil kullanıcılarda elde edilen istatistiklerin Gauss dağılıma sahip olduğunun varsayılması ile birlikte, her bir ikincil kullanıcıdaki yanlış alarm ve tespit

olasılıkları Q işlevi cinsinden ifade edilebilir.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (4.29)$$

Buna göre (4.16) eşitliği Gauss dağılım cinsinden değiştirilerek yazıldığında

$$\frac{U_i}{\sigma_n^2} \sim \begin{cases} N(2WT, 4WT) & , H_0 \\ N(2WT + \gamma_i, 4(WT + \gamma_i)) & , H_1 \end{cases} \quad (4.30)$$

elde edilmiş olur. $\frac{U_i}{\sigma_n^2}$ rastgele değişkeninin U'_i olarak gösterilmesi durumunda, U'_i 'nin H_0 ve H_1 hipotezleri altındaki ortalama değer ve değişintisi

$$U'_i \sim \begin{cases} N(\bar{U}'_{i,H_0}, \sigma'_{i,H_0}) & , H_0 \\ N(\bar{U}'_{i,H_1}, \sigma'_{i,H_1}) & , H_1 \end{cases} \quad (4.31)$$

olarak ifade edilirse, i 'inci kullanıcıya ait yanlış alarm ve tespit olasılıkları (4.29)'te tanımlanan Q işlevine göre

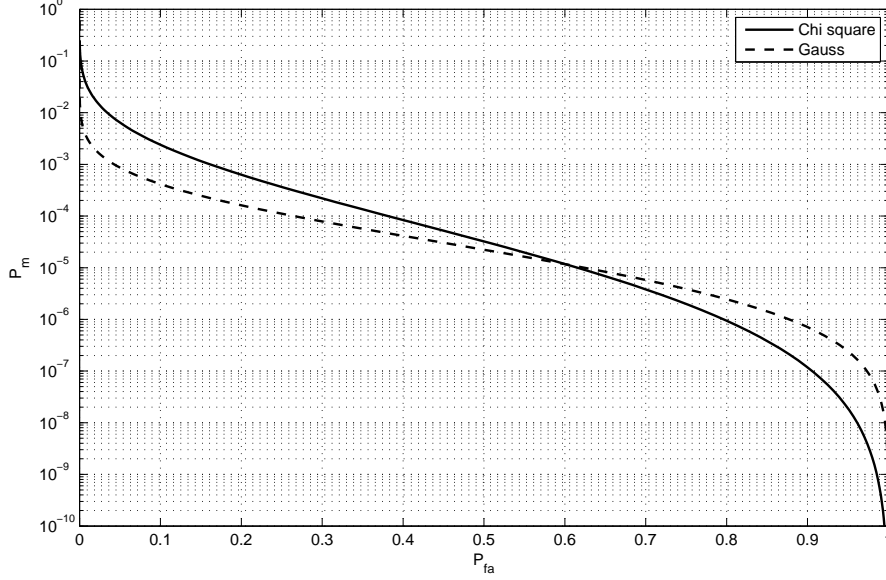
$$P_{fa}^{(i)} = Q\left(\frac{\lambda_i - \bar{U}'_{i,H_0}}{\sigma'_{i,H_0}}\right) \quad (4.32)$$

$$P_{d|\gamma}^{(i)} = Q\left(\frac{\lambda_i - \bar{U}'_{i,H_1}}{\sigma'_{i,H_1}}\right) \quad (4.33)$$

olur [23]. Bir adet ikincil kullanıcıya ait ortalama tespit olasılığını bulmak için kullanılan (4.28) eşitliği bu durumda da geçerlidir.

Chi-square dağılıma sahip enerji sezimi istatistiklerinin Gauss dağılıma sahip olduğunun varsayılması ile bir ikincil kullanıcıdaki yanlış alarm ve tespit olasılıklarının hesaplanmasında ne kadar hata yapıldığının görülmesi amacıyla (4.27) ile (4.33) ve (4.23) ile (4.32) den elde edilen sonuçlar doğrultusunda tamamlayıcı alıcı çalışma karakteristiği (cROC) grafikleri elde edilmiştir. Enerji seziciye ait bantgenişliği-zaman çarpımı (WT) değeri 50 ve kanal katsayısı ile birincil kullanıcıya ait sinyal gücü 1 olarak alınmıştır. Dikey eksenini logaritmik ölçekte verilen Şekil 4.6'te, Chi-square dağılımın Gauss dağılım ile en büyük farklılığı dağılımın olasılık yoğunluk işlevine ait düşük ve yüksek değerlerinde vermesinden dolayı yanlış alarm olasılığının yüksek ve düşük değerleri için Gauss dağılımı varsayımının Chi-square dağılım ile elde edilen tespit edeme olasılığından (P_m) saptığı görülmektedir. Bu sonuç Şekil 4.5'te verilen serbestlik derecesi 100 olduğu durumdaki dağılımın logaritmik dikey eksenindeki gösterimini

destekler niteliktedir. Yanlış alarm olasılığının 0.5'e yakın değerlerinde Gauss dağılım ile Chi-square dağılımın daha yakın tespit olasılığı değerlerini sağladığı görülmektedir.



Şekil 4.6: Bir ikincil kullanıcıya ait alıcı çalışma karakteristiği

4.2 Toplu Algılama

Toplu algılamada yerel algılama ile ikincil kullanıcıların elde ettiği istatistiklerin bir merkezi istasyonda toplanarak değerlendirilmesi ve bunun sonucunda karar verilmesi aşamaları ele alınacaktır. Bu tez çalışmasında ikincil kullanıcılarla merkezi istasyon arasındaki kontrol kanalı olarak tanımlanan kanalın evreuyumluluk süresinin merkezi istasyonun kanal kestirim süresinden daha uzun olduğu ve kanalın hatasız olduğu kabul edilmiştir. Bu kanalda sadece H_0 ve H_1 hipotez bilgileri gönderildiğinden, veri hızının düşüklüğü nedeniyle, kanalın hatasız olduğu varsayımı mantıklıdır.

Merkezi istasyona gelen test istatistiklerinin toplanmasında sıfır-bir kararı ile birleştirme ve yumuşak kararlar birleştirme mekanizmaları ayrı ayrı incelenecektir.

4.2.1 Sıfır-Bir Kararı ile Birleştirme

Sıfır-bir kararı ile birleştirme yönteminde ikincil kullanıcılardan gelen 1 bitlik kararlar merkezi istasyonda şu şekilde biraraya getirilir [11]:

Her ikincil kullanıcıdan gelen 1 bitlik karara $D_i \in \{0, 1\}$ denirse, M adet ikincil kullanıcı için ortak kararın verilmesi işlemi

$$Z = \sum_{i=1}^M D_i \begin{cases} \geq k, & H_1 \\ < k, & H_0 \end{cases} \quad (4.34)$$

kuralına göre gerçekleştirilir. (4.34)'te de görüldüğü gibi M kullanıcıdan k tanesinin H_1 hipotezi için karar vermesi durumunda merkezi istasyon da H_1 hipotezi için karar verecektir. Sıfır-bir kararı ile birleştirme yönteminde k sayısının belirlenmesinde VE kuralı, VEYA kuralı ve ÇOĞUNLUK kuralı olmak üzere üç yaklaşım benimsenmiştir [48].

VEYA kuralı $k = 1$ durumuna karşılık gelmektedir. Bu kurala göre tüm ikincil kullanıcılar arasında yalnızca bir kullanıcının H_1 hipotezi için karar vermesi merkezi istasyonun H_1 hipotezine karar vermesi için yeterlidir. Bu kuralın uygulanması durumunda yanlış alarm olasılığının yüksek olması olasılığı çok yüksek olacağından, ikincil kullanıcıların birincil kullanıcıların iletişimine bozucu etki yaratma olasılığı düşük olacaktır. Ancak bu şekilde ikincil kullanıcıların aralarında haberleşme imkanını kaçırma olasılıkları da o derece yüksek olacaktır.

VE kuralı $k = M$ durumuna karşılık gelir. Bu kuralda ise merkezi istasyonun H_0 hipotezine karar vermesi için diğer tüm ikincil kullanıcılar H_1 hipotezine karar verse de yalnız bir istasyonun H_0 hipotezi için karar vermesi yeterlidir. Bu kuralda ikincil kullanıcılar çok saldırgan bir yöntem izleyeceğinden yanlış alarm olasılığı yüksek olacaktır ve lisanslı birincil kullanıcıların iletişimine bozucu etki yaratma olasılığı da o derece yüksek olacaktır.

ÇOĞUNLUK kuralında ise $k = \lceil \frac{M}{2} \rceil$ olarak tanımlanmıştır. Buna göre merkezi istasyonda H_1 hipotezi için karar verilebilmesi için kullanıcılardan yarıdan fazlasının H_1 hipotezi için karar vermesi gerekmektedir.

Buna göre, belirli bir eşik değeri için i 'inci ikincil kullanıcının yanlış alarm olasılığı $P_{fa}^{(i)}$ ve tespit olasılığı $P_d^{(i)}$ ile ifade edildiğinde merkezi istasyonda elde edilecek kararın yanlış alarm ve tespit olasılıkları Bernoulli denemelerinden yararlanılarak şu şekilde bulunur [23]:

$$Q_d = \sum_{n=k}^M \left(\binom{M}{n} \prod_{i=1}^n P_d^{(i)} \prod_{i=1}^{M-n} (1 - P_d^{(i)}) \right) \quad (4.35)$$

$$Q_{fa} = \sum_{n=k}^M \left(\binom{M}{n} \prod_{i=1}^n P_{fa}^{(i)} \prod_{i=1}^{M-n} (1 - P_{fa}^{(i)}) \right) \quad (4.36)$$

Bu tez çalışmasında tüm ikincil kullanıcıların eşit ortalama sinyal gürültü oranına sahip olduğu varsayılmıştır. Bu durumda aynı eşik değeri için tüm ikincil kullanıcıların sahip olacağı yanlış alarm olasılıkları ve tespit olasılıkları birbirine eşit olacağından

$$P_d^{(i)} = P_d, \quad P_{fa}^{(i)} = P_{fa} \quad i \in \{1, 2, \dots, M\} \quad (4.37)$$

olması durumunda (4.35) ve (4.36) eşitlikleri

$$Q_d = \sum_{n=k}^M \binom{M}{n} P_d^n (1 - P_d^{M-n}) \quad (4.38)$$

$$Q_{fa} = \sum_{n=k}^M \binom{M}{n} P_{fa}^n (1 - P_{fa}^{M-n}) \quad (4.39)$$

şeklinde yazılır. Bu durumda VEYA kuralı için tespit olasılığı ve yanlış alarm olasılığı

$$Q_d = 1 - (1 - P_d)^M \quad (4.40)$$

$$Q_{fa} = 1 - (1 - P_{fa})^M \quad (4.41)$$

olur. VE kuralı için tespit olasılığı ve yanlış alarm olasılığı

$$Q_d = P_d^M \quad (4.42)$$

$$Q_{fa} = P_{fa}^M \quad (4.43)$$

olur. Çoğunluk kuralı için kapalı yapıda bir çözüm bulunmamaktadır. Her üç kural için de merkezi istasyondaki ıskalama olasılığı $Q_m = 1 - Q_d$ ile ifade edilir.

[11], [49], [50] gibi birçok çalışmada, farklı durumlar için, VEYA kuralının VE ve ÇOĞUNLUK kurallarına göre üstün olduğu kanıtlanmıştır.

4.2.2 Yumuşak Kararla Birleştirme

Kanaldaki gürültü değişintisinin alabileceği farklı değerler göz önünde bulundurularak (4.30) ifadesinde yer alan test istatistiklerine ait rastgele değişkenin kanaldaki gürültünün değişintisi ile çarpılması sonucu Gauss dağılımın özelliklerinden yararlanılarak, U_i 'nin dağılımı

$$U_i \sim \begin{cases} N(2WT\sigma_n^2, 4WT\sigma_n^4) & , H_0 \\ N((2WT + \gamma_i)\sigma_n^2, 4(WT + \gamma_i)\sigma_n^4) & , H_1 \end{cases} \quad (4.44)$$

olarak bulunur. (4.31)'daki ifadenin, rastgele değişkenin gürültü değişintisi ile çarpılmış hali için

$$U_i \sim \begin{cases} N(\bar{U}_{i,H_0}, \sigma_{i,H_0}^2) & , H_0 \\ N(\bar{U}_{i,H_1}, \sigma_{i,H_1}^2) & , H_1 \end{cases} \quad (4.45)$$

şeklinde yazılması sonucunda, $WT = b$ olarak gösterilmesiyle

$$\bar{U}_{i,H_0} = 2b\sigma_n^2 \quad (4.46)$$

$$\sigma_{i,H_0}^2 = 4b\sigma_n^4 \quad (4.47)$$

$$\bar{U}_{i,H_1} = (2b + \gamma_i)\sigma_n^2 \quad (4.48)$$

$$\sigma_{i,H_1}^2 = 4(b + \gamma_i)\sigma_n^4 \quad (4.49)$$

olacaktır. İkincil kullanıcılarda elde edilen istatistiklerin ortalama değer ve değişinti değerlerinin vektörel biçimde gösterimi

$$\bar{\mathbf{U}}_{H_0} = \begin{bmatrix} \bar{U}_{1,H_0} \\ \bar{U}_{2,H_0} \\ \vdots \\ \bar{U}_{i,H_0} \\ \vdots \\ \bar{U}_{M,H_0} \end{bmatrix} \quad \bar{\mathbf{u}}_{H_1} = \begin{bmatrix} \bar{U}_{1,H_1} \\ \bar{U}_{2,H_1} \\ \vdots \\ \bar{U}_{i,H_1} \\ \vdots \\ \bar{U}_{M,H_1} \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\sigma}_{H_0}^2 = \begin{bmatrix} \sigma_{1,H_0}^2 \\ \sigma_{2,H_0}^2 \\ \vdots \\ \sigma_{i,H_0}^2 \\ \vdots \\ \sigma_{M,H_0}^2 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\sigma}_{H_1}^2 = \begin{bmatrix} \sigma_{1,H_1}^2 \\ \sigma_{2,H_1}^2 \\ \vdots \\ \sigma_{i,H_1}^2 \\ \vdots \\ \sigma_{M,H_1}^2 \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

şeklinde ifade edilir. (4.46), (4.47), (4.48) ve (4.49) 'da elde edilen değerlerin (4.50)'de yerine konmasıyla, $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M]^T$ ve $\mathbf{1} = [\mathbf{1}, \mathbf{1}, \mathbf{1}, \dots, \mathbf{1}]_{1 \times M}^T$ olarak gösterildiğinde, ikincil kullanıcılara ait istatistiklerin ortalama değer ve değişintileri

$$\bar{\mathbf{U}}_{H_0} = 2b\sigma_n^2 \mathbf{1}^T \quad (4.51)$$

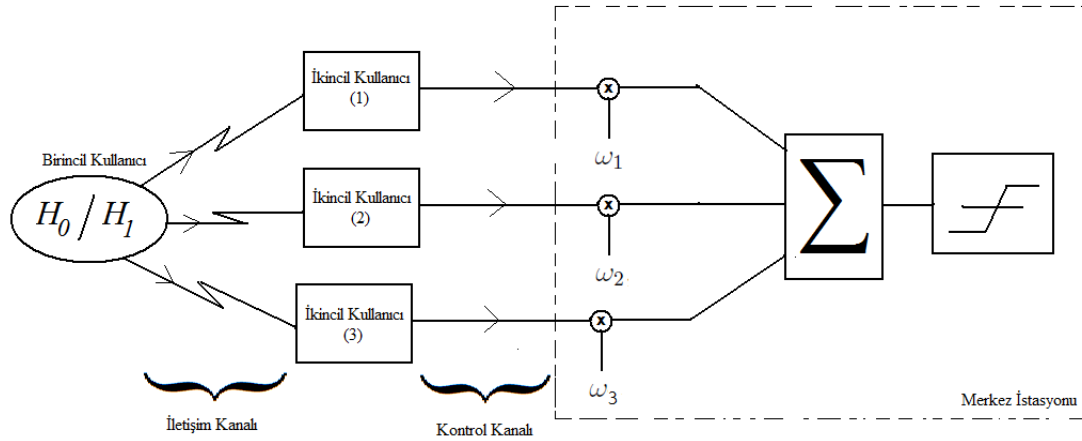
$$\sigma_{H_0}^2 = 4b\sigma_n^4 \mathbf{1}^T \quad (4.52)$$

$$\bar{\mathbf{U}}_{H_1} = (2b\mathbf{1}^T + \gamma) \sigma_n^2 \quad (4.53)$$

$$\sigma_{H_1}^2 = 4 [b\mathbf{1}^T + \gamma] \sigma_n^4 \quad (4.54)$$

olarak gösterilir.

Merkezi işbirlikçi algılamada yumuşak kararlar birleştirme yönteminin uygulanmasında ikincil kullanıcıların elde ettikleri test istatistikleri belirli bir kurala göre ağırlıklandırılarak merkezi istasyonda toplanmakta ve sistem üzerindeki karar bu verilere göre elde edilmektedir. Bu bölümde, gelen istatistiklerin toplanmasında doğrusal toplam yöntemi kullanılmıştır. Doğrusal toplamın elde edilmesinde, ikincil kullanıcılardan merkezi istasyona gelen test istatistikleri ($\mathbf{U} = [U_1, U_2, \dots, U_M]^T$), $\boldsymbol{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M]^T$ şeklinde ifade edilen katsayılar ile ağırlıklandırılarak toplanır. Şekil 4.7'de 3 adet ikincil kullanıcı için gösterilen sistem, M adet ikincil kullanıcı için



Şekil 4.7: Merkezi işbirlikçi algılama

matematiksel olarak ifade edildiğinde,

$$U_c = \sum_{i=1}^M \omega_i U_i = \boldsymbol{\omega}^T \mathbf{U} \quad (4.55)$$

olur.

Ağırlıklandırma katsayılarının belirlenmesinde önemli bir konu da katsayıların norm'unun 1'e eşit olmasıdır.

$$\|\boldsymbol{\omega}\|_2^2 = 1 \quad (4.56)$$

Böylelikle doğrusal birleştirmeden sonra alınan sinyal gücünde ağırlıklandırmadan kaynaklanan bir kayıp ya da kazanç oluşmayacağı garanti edilmiş olacaktır. Ağırlıklandırma katsayılarının belirlenmesi ileriki konularda ayrıntılı bir şekilde incelenecektir.

İkincil kullanıcılara ait yerel istatistikler doğrusal olarak ağırlıklandırılıp toplandığı için elde edilen toplu algılama istatistikleri de Gauss dağılıma sahip olacaktır. Buna göre Gauss dağılımının özelliklerinden yararlanarak toplu test istatistiklerine ait ortalama ($\overline{U}_{c,H_1}, \overline{U}_{c,H_0}$) ve değişinti ($\sigma_{c,H_0}^2, \sigma_{c,H_1}^2$) değerleri şu şekilde hesaplanır [23].

$$U_c = \sum_{i=1}^M \omega_i U_i \quad \Rightarrow \quad \overline{U}_c = \sum_{i=1}^M \omega_i \overline{U}_i \quad \text{ve} \quad \sigma_c^2 = \sum_{i=1}^M \omega_i^2 \sigma_i^2 \quad (4.57)$$

$$U_c = \boldsymbol{\omega}^T \mathbf{U} \quad \Rightarrow \quad \overline{U}_c = \boldsymbol{\omega}^T \overline{\mathbf{U}} \quad \text{ve} \quad \sigma_c^2 = \boldsymbol{\omega}^T \boldsymbol{\sigma}^2 \boldsymbol{\omega} \quad (4.58)$$

(4.51), (4.52), (4.53), (4.54) ve (4.58) eşitlikleri kullanılarak H_0 ve H_1 hipotezleri altında merkezi istasyonda elde edilen istatistiklerin ortalama ve değişinti değerleri; \mathbf{I} , M boyutlu birim matrisi için

$$\overline{U}_{c,H_0} = 2b\mathbf{1}^T \boldsymbol{\omega} \sigma_n^2 \quad (4.59)$$

$$\sigma_{c,H_0}^2 = 4b\sigma_n^4 \boldsymbol{\omega}^T \mathbf{I} \boldsymbol{\omega} \quad (4.60)$$

$$\overline{U}_{c,H_1} = (2b\mathbf{1} + \boldsymbol{\gamma})^T \boldsymbol{\omega} \sigma_n^2 \quad (4.61)$$

$$\sigma_{c,H_1}^2 = 4\sigma_n^4 \boldsymbol{\omega}^T [b\mathbf{I} + \text{köşegen}(\boldsymbol{\gamma})] \boldsymbol{\omega} \quad (4.62)$$

olarak elde edilir. Eşitlik (4.60)'de yer alan $\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{I} \boldsymbol{\omega}$ işlemi (4.56)'ya göre 1'e eşit olacağından $\sigma_{c,H_0}^2 = 4b\sigma_n^4$ 'ye dönüşecektir.

Merkezi istasyondaki ikincil kullanıcılardan alınan test istatistiklerinin toplamına ait ortalama değer ve değişinti değeri elde edildikten sonra merkezi istasyondaki yanlış alarm ve şartlı tespit olasılıkları (4.29)'te tanımlanan Q işlevi kullanılarak

$$P_{fa} = Q\left(\frac{\lambda_c - \overline{U}_{c,H_0}}{\sigma_{c,H_0}}\right) \quad (4.63)$$

$$P_{d|\gamma} = Q\left(\frac{\lambda_c - \overline{U}_{c,H_1}}{\sigma_{c,H_1}}\right) \quad (4.64)$$

şeklinde bulunur. Sistemin ortalama tespit olasılığı, şartlı tespit olasılığının γ 'nın tüm değerleri için ortalamasının alınması ile bulunur.

$$P_d = \int_{\mathfrak{R}_+^M} P_{d|\gamma} f_\gamma(\mathbf{X}) d\mathbf{X} \quad (4.65)$$

Eşitlikte \mathfrak{R}_+^M , M boyutlu pozitif vektör kümesini; $f_\gamma(\mathbf{X})$ ise M boyutlu γ vektörüne ait olasılık yoğunluk işlevini ifade eder. M boyutlu vektöre ait olasılık yoğunluk işlevi, her bir ikincil kullanıcının aldığı sinyalin kanalda maruz kaldığı sönmürlenme ya da gölgelenmenin bağımsız özdeşçe dağılmış (iid) olduğu varsayıldığında, kullanıcılara ait anlık sinyal gürültü oranlarının olasılıklarının çarpımının tek boyutlu bir rastgele değişkene atanmasıyla bulunur. Benzetimlerde ortalama alma işlemi için sonlu sayıda γ vektörü kullanılabileceği için yeteri kadar fazla sayıdaki γ için elde edilen yeni rastgele değişken, altındaki alan 1 olacak şekilde normalize edilir.

İkincil kullanıcıların aldığı sinyalin sinyal gürültü oranının $\gamma_i = h_i^2 \frac{E_s}{\sigma_n^2}$ olduğu göz önünde bulundurularak kanal katsayısı h_i 'nin farklı sönmürlenme ya da gölgelenme koşulları altındaki dağılımları için sinyal gürültü oranının dağılımı aşağıda özetlenmiştir:

Ortalama değeri 0, değişintisi 1 olan karmaşık Gauss dağılıma sahip kanalda, evreuyumlu bir sistemde kanal katsayısı, parametresi $1/\sqrt{2}$ olan Rayleigh dağılıma sahip olacaktır. Bu durumda h_i^2 , ortalama değeri 1 olan üstel dağılıma sahip olur. Sinyal gürültü oranı γ_i ise ortalama sinyal gürültü oranı $\bar{\gamma}_i$ olan üstel dağılım ile ifade edilir.

$$h_i \sim \text{Rayleigh} \left(\bar{\gamma}_i \frac{\sigma_n^2}{\sqrt{2}E_s} \right) \iff \gamma_i \sim \text{Üstel}(\bar{\gamma}_i) \quad (4.66)$$

Kanal katsayısının Nakagami- m dağılıma sahip olduğu bir kanalda, h_i^2 gamma dağılıma sahip olacaktır. Sinyal gürültü oranı γ_i ise ortalama sinyal gürültü oranı $\bar{\gamma}_i$ olan gamma dağılım ile ifade edilir.

$$h_i \sim \text{Nakagami}(m, \bar{\gamma}_i) \iff \gamma_i \sim \text{Gamma}(m, \frac{\bar{\gamma}_i}{m}) \quad (4.67)$$

Kanal katsayısı σ_s^2 gölgelenme değişintisinde lognormal dağılıma sahip bir kanalda, h_i^2 de lognormal dağılıma sahip olur ve sinyal gürültü oranı γ_i , ortalama sinyal gürültü oranı $\bar{\gamma}_i$ olan lognormal dağılım ile ifade edilir.

$$h_i \sim \text{Lognormal}(\frac{\bar{\gamma}_i}{2}, \sigma_s^2) \iff \gamma_i \sim \text{Lognormal}(\bar{\gamma}_i, 4\sigma_s^2) \quad (4.68)$$

Kanal katsayısının hem sönümlenme hem de gölgelenmeye uğradığı ve Suzuki modeli ile modellenen bir kanalda h_i^2 de Suzuki dağılım ile ifade edilir [53]. Bunun sonucunda i 'inci ikincil kullanıcıdaki kanal katsayısı gölgelenme değışintisi σ_s^2 , ortalama sinyal gürültü oranı $\bar{\gamma}_i$ olan Suzuki dağılıma sahip sinyal gürültü oranının dağılımı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$h_i \sim \text{Suzuki}\left(\frac{\bar{\gamma}_i}{2}, \sigma_s^2\right) \iff \gamma_i \sim \text{Suzuki}(\bar{\gamma}_i, 4\sigma_s^2) \quad (4.69)$$

4.2.2.1 Ağırlıklandırma Katsayılarının Tespiti

Yerel istatistiklerin doğrusal olarak ağırlıklandırılmasıyla toplanması yönteminde, seçilecek ağırlıklandırma katsayılarının merkezi istasyondaki karar mekanizmasını en doğru şekilde çalıştıracak biçimde seçilmesi gerekmektedir. Bu da merkezi istasyonda sinyalin varlığının ya da yokluğunun tespit edilmesi olasılığının en büyütülmesi ile olur.

Ağırlıklandırma katsayılarının hesaplanmasında şu ana kadar çoklama yöntemlerinde sıklıkla kullanılan SC, MRC, EGC yöntemlerinin yanında Neyman-Pearson yöntemi [54] temel alınarak geliştirilen DC ve MDC yöntemlerine yer verilmiştir [16], [17].

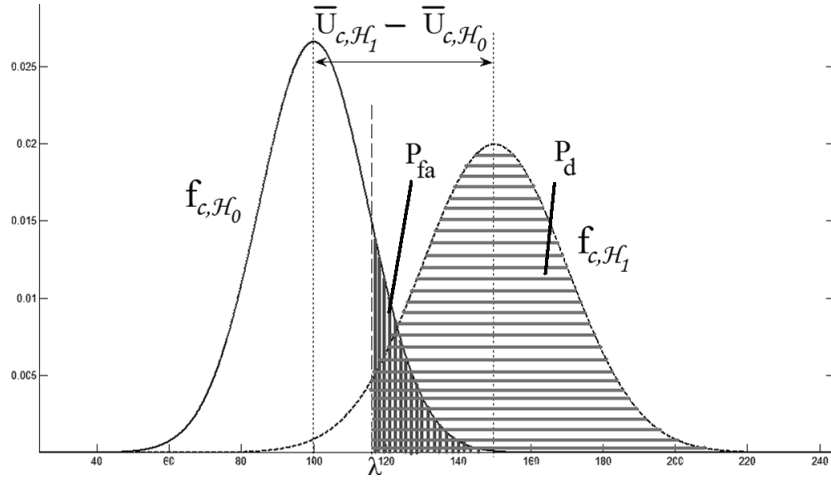
Alıcı çoklama yöntemi olarak SC yöntemi kullanılan sistemlerde çok yollu şekilde alıcıya gelen sinyalde, yalnızca sinyal gürültü oranı en büyük yoldan alınan sinyal değerlendirmeye alınırken diğer yollardan gelen sinyaller ihmal edilir. İşbirlikçi algılama sisteminde SC yönteminin uygulanmasında ise, yalnızca en yüksek sinyal gürültü oranına sahip ikincil kullanıcıdan alınan test istatistiklerinin değerlendirmeye alınması ve diğer kullanıcılardan alınan istatistiklerin ihmal edilmesi şeklinde olur. Bu durumda $\|\omega\|_2^2 = 1$ koşulunu sağlayacak ω değeri, en yüksek sinyal gürültü oranına sahip kullanıcı için $\omega_i = 1$, diğer kullanıcılar için ise $\omega_i = 0$ şeklinde olur.

Alıcı çoklama yöntemi olarak MRC yöntemi kullanılan sistemlerde, birleştirme sonucunda elde edilebilecek en büyük sinyal gürültü oranını elde edebilmek için birbirinden bağımsız olarak çok yollu biçimde alıcıya ulaşan sinyaller her bir yoldan alınan sinyalin sinyal gürültü oranı ile ağırlıklandırılarak toplanır [18]. Bu durumda $\|\omega\|_2^2 = 1$ koşulunu sağlayacak ω değeri, $\omega = \gamma/\|\gamma\|_2^2$ olur.

Alıcı çoklama yöntemi olarak EGC yöntemi kullanılan sistemlerde, birbirinden bağımsız kanal etkilerine maruz kalarak çok yollu biçimde alıcıya ulaşan sinyaller eşit

ağırlıklandırma katsayıları ile ağırlıklandırılarak toplanır. Bu durumda $\|\boldsymbol{\omega}\|_2^2 = 1$ koşulunu sağlayacak $\boldsymbol{\omega}$ değeri M adet ikincil kullanıcı için, $\boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\gamma}/\|\mathbf{1}\|_2^2 = \boldsymbol{\gamma}/\sqrt{M}$ olur.

DC ve MDC yöntemleri ile H_0 ve H_1 hipotezleri altında, elde edilen test istatistiklerinin ortalama değerleri arasındaki değişimtiye göre düzelenmiş açıklığı modelleyen bir katsayı tanımlanarak bu katsayının en büyük değerini elde etmeye yarayacak ağırlıklandırma katsayılarının merkezi istasyondaki sinyal tespit olasılığını en büyüteceği öngörülmüştür[45]. Şekil 4.8'de λ eşik değeri için iki hipotez altında elde edilen istatistiklerin ortalama değerleri arasındaki açıklığın artması ile yanlış alarm olasılığının düşeceği ve sinyal tespit olasılığının artacağı görülmektedir.



Şekil 4.8: H_0 ve H_1 hipotezleri altında yanlış alarm (P_{fa}) ve tespit (P_d) olasılıkları

Buna göre MDC yönteminde (4.70) eşitliğiyle tanımlanan $\boldsymbol{\omega}$ 'ya bağlı bir katsayı tanımlanmıştır.

$$d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega}) = \frac{(\bar{U}_{c,H_1} - \bar{U}_{c,H_0})^2}{\sigma_{c,H_1}^2} \quad (4.70)$$

(4.59), (4.61), (4.62) eşitliklerinde elde edilen sonuçların (4.70)'te yerine konmasıyla sapma katsayısı,

$$\begin{aligned} d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega}) &= \frac{[(2b\mathbf{1} + \boldsymbol{\gamma})^T \boldsymbol{\omega} \sigma_n^2 - 2b\mathbf{1}^T \boldsymbol{\omega} \sigma_n^2]^2}{4\sigma_n^4 \boldsymbol{\omega}^T [b\mathbf{I} + \text{köşegen}(\boldsymbol{\gamma})] \boldsymbol{\omega}} \\ &= \frac{(\boldsymbol{\gamma}^T \boldsymbol{\omega})^2}{4\boldsymbol{\omega}^T [b\mathbf{I} + \text{köşegen}(\boldsymbol{\gamma})] \boldsymbol{\omega}} \end{aligned} \quad (4.71)$$

olur. Sapma katsayısının maksimize edilmesi işlemi bir en iyileme problemi olarak ifade edilirse, $\|\boldsymbol{\omega}\|_2^2 = 1$ koşulu ile,

$$\boldsymbol{\omega}_{MDC} = \underset{\boldsymbol{\omega}}{\operatorname{argmax}} d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega}) \quad (4.72)$$

olur. Uygun ağırlıklandırma katsayılarını bulmak üzere problemin çözümü ise şu şekilde gerçekleştirilir:

$b\mathbf{I} + \text{köşegen}(\boldsymbol{\gamma}) \succ 0$ olması dolayısıyla, karekökü

$$D = [b\mathbf{I} + \text{köşegen}(\boldsymbol{\gamma})]^{1/2} \quad (4.73)$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{b + \gamma_1} & & & \\ & \sqrt{b + \gamma_2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \sqrt{b + \gamma_M} \end{bmatrix}$$

olur. Bu durumda (4.71) eşitliği

$$d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega}) = \frac{(\boldsymbol{\gamma}^T \boldsymbol{\omega})^2}{4\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{D}^2 \boldsymbol{\omega}} \quad (4.74)$$

şeklinde ifade edilir.

(4.74) eşitliğinde $\mathbf{q} = \mathbf{D}\boldsymbol{\omega}$, ($\boldsymbol{\omega} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{q}$) dönüşümü gerçekleştirildiğinde elde edilecek olan yeni eşitlik

$$d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega}) = \frac{(\boldsymbol{\gamma}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{q})^2}{4(\mathbf{D}^{-1} \mathbf{q})^T \mathbf{D}^2 (\mathbf{D}^{-1} \mathbf{q})} = \frac{(\mathbf{q}^T (\mathbf{D}^{-1})^T \boldsymbol{\gamma}) (\boldsymbol{\gamma}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{q})}{4\mathbf{q}^T (\mathbf{D}^{-1})^T \mathbf{D}^2 \mathbf{D}^{-1} \mathbf{q}} \quad (4.75)$$

olur. \mathbf{D} matrisinin köşegen matris olması özelliğinden yararlanarak $\mathbf{D}^T = \mathbf{D}$, $(\mathbf{D}^{-1})^T = \mathbf{D}^{-1}$ [46] olacağından (4.75) eşitliği

$$d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega}) = \frac{\mathbf{q}^T \mathbf{D}^{-1} \boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\gamma}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{q}}{4\mathbf{q}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{D}^2 \mathbf{D}^{-1} \mathbf{q}} = \frac{\mathbf{q}^T [\mathbf{D}^{-1} \boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\gamma}^T \mathbf{D}^{-1}] \mathbf{q}}{4\mathbf{q}^T \mathbf{q}} \quad (4.76)$$

şekline dönüşür [17].

Elde edilen (4.76) eşitliği, \mathbf{q} vektörünün, $[\mathbf{D}^{-1} \boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\gamma}^T \mathbf{D}^{-1}]$ kesin artı matrisinin bir özvektörü olması durumunda *Rayleigh Ritz* eşitsizliğini sağlamaktadır [47]. Buna göre,

$$d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega}) \leq \frac{1}{4} \lambda(\mathbf{D}^{-1} \boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\gamma}^T \mathbf{D}^{-1}) \quad (4.77)$$

olacaktır ($\lambda(\cdot)$, matrisin özdeğerini göstermektedir). Rayleigh Ritz eşitsizliğinde eşitlik koşulu, \mathbf{q} vektörünün matrisin en büyük özdeğerine karşılık gelen özvektörü seçilmesi

durumunda sağlanacaktır. Eşitlik koşulunu sağlayan özvektör, \mathbf{q}^o vektörü olarak adlandırılırsa eşitliğin sağlanması ile $d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega})$ nin en büyük değeri de elde edilmiş olacaktır. Buna göre $d_{MDC}^2(\boldsymbol{\omega})$ değerinin en büyük değerini almasını sağlayan $\boldsymbol{\omega} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{q}^o$ ağırlıklandırma katsayılarının (4.56)'te yer alan kısıtlamaya uyması için düzgelmesi sonucunda MDC yöntemine göre merkezi istasyonda en büyük sinyal gürültü oranını sağlayan ağırlıklandırma katsayıları

$$\boldsymbol{\omega} = \frac{\mathbf{D}^{-1}\mathbf{q}^o}{\|\mathbf{D}^{-1}\mathbf{q}^o\|_2^2} \quad (4.78)$$

şeklinde bulunacaktır. Son olarak H_1 hipotezi altında elde edilen istatistiklerin ortalama değerinin, H_0 hipotezi altında elde edilen istatistiklerin ortalama değerinden büyük olduğunu dolayısıyla bulunan ağırlıklandırma katsayılarının sıfırdan büyük olduğunu kesinleştirmek için sıfırdan büyük γ vektörünün ağırlıklı toplamının signum işlevinin yine ağırlıklandırma katsayıları ile çarpılmasıyla MDC yöntemine göre ideal ağırlıklandırma katsayıları elde edilmiş olur [17].

$$\boldsymbol{\omega}_{MDC} = \text{sign}(\boldsymbol{\gamma}^T \boldsymbol{\omega}) \boldsymbol{\omega} \quad (4.79)$$

DC yöntemi ile ağırlıklandırma katsayılarının tespitinde sapma katsayısı

$$d_{DC}^2(\boldsymbol{\omega}) = \frac{(\bar{U}_{c,H_1} - \bar{U}_{c,H_0})^2}{\sigma_{c,H_0}^2} \quad (4.80)$$

olarak tanımlanmıştır [16]. Sapma katsayısı, değiştirilmiş sapma katsayısından, merkezi istasyonda H_0 ve H_1 hipotezleri altında elde edilen istatistiklere ait ortalama değerler arasındaki farkı düzgeleyen değişinti değeri açısından ayrılır. Sapma katsayılarının paydalarındaki bu farklılık iki yöntemin sistem üzerinde farklı başarımlara sahip olmasına neden olmaktadır.

En büyük $d_{DC}(\boldsymbol{\omega})$ değerini sağlayan $\boldsymbol{\omega}$ vektörü en iyileme problemi $\|\boldsymbol{\omega}\|_2^2 = 1$ 'in sağlanması koşuluyla

$$\boldsymbol{\omega}_{DC} = \underset{\boldsymbol{\omega}}{\operatorname{argmax}} d_{DC}^2(\boldsymbol{\omega}) \quad (4.81)$$

olarak tanımlanır ve yukarıda MDC yönteminde gerçekleştirilen çözüm aynı şekilde DC yöntemi için de gerçekleştirilerek bu yönteme ait en iyi ağırlıklandırma katsayıları elde edilir.

5. GÖLGELENME VE SÖNÜMLENME ALTINDA BAŞARIM ANALİZİ

Bu bölümde ikincil kullanıcıların aldığı sinyallerin farklı kanal etkilerine maruz kalması sonucunda birleştirme yöntemlerinin başarımı incelenmiştir. Sistem başarımının değerlendirilmesinde, sistemin sinyal tespit edememe (ıskalama) olasılığı temel alınmış ve ikincil kullanıcıların eşit sinyal gürültü oranına sahip olduğu varsayılmıştır. İdeal olarak bir birleştirme yönteminin, sistemde en düşük yanlış alarm olasılığı ve ikincil kullanıcılardaki en düşük sinyal gürültü oranı için en düşük ıskalama olasılığını sağlaması istenmektedir. İdeal duruma ne kadar yaklaşılabilildiğini araştırmak üzere gerçekleştirilen başarım analizlerinde iki farklı açıdan incelemeler gerçekleştirilmiştir:

Birinci durumda, ikincil kullanıcılardaki ortalama sinyal gürültü oranının sabit 17dB olduğu varsayıldığında, merkezi istasyonda farklı eşik değerlerinin seçilmesi sonucunda meydana gelecek farklı yanlış alarm olasılığı değerleri için sistemin sinyal tespit olasılığı bulunmuştur. Bunun sonucunda farklı birleştirme yöntemleri kullanılarak sisteme ait tamamlayıcı alıcı çalışma karakteristiği grafikleri elde edilmiştir.

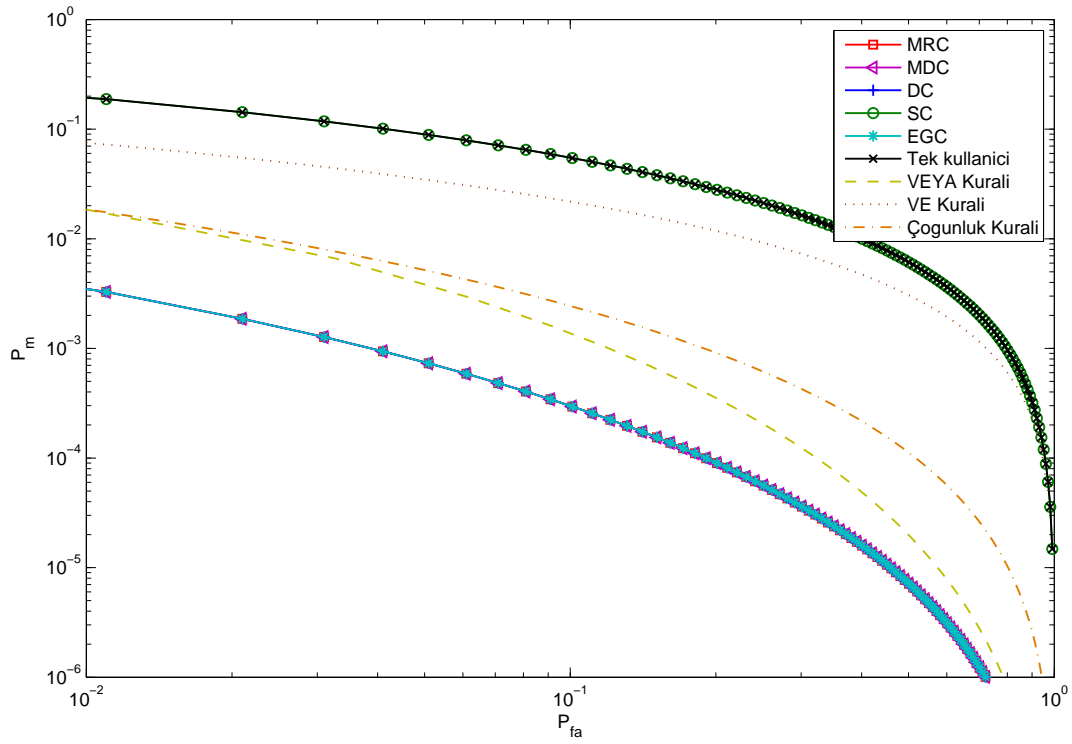
İkinci durumda ise, merkezi istasyonda elde edilen yanlış alarm olasılığının sabit olduğu varsayıldığında (bu tez çalışmasında sabit yanlış alarm olasılığı değeri 10^{-2} olarak seçilmiştir) ikincil kullanıcıların alacağı sinyallerin farklı ortalama sinyal gürültü oranları için sistemin tespit olasılığı bulunmuştur.

Analizlerde, sistemin üç adet ikincil kullanıcıya sahip olduğu ve kullanıcıların maruz kaldığı kanal değişimlerinin birbirinden bağımsız olduğu varsayılmıştır. İkincil kullanıcıların maruz kaldığı gölgeleme değişimlerinin ve kullanıcıların ortalama sinyal gürültü oranlarının birbirine eşit olduğu varsayılmıştır.

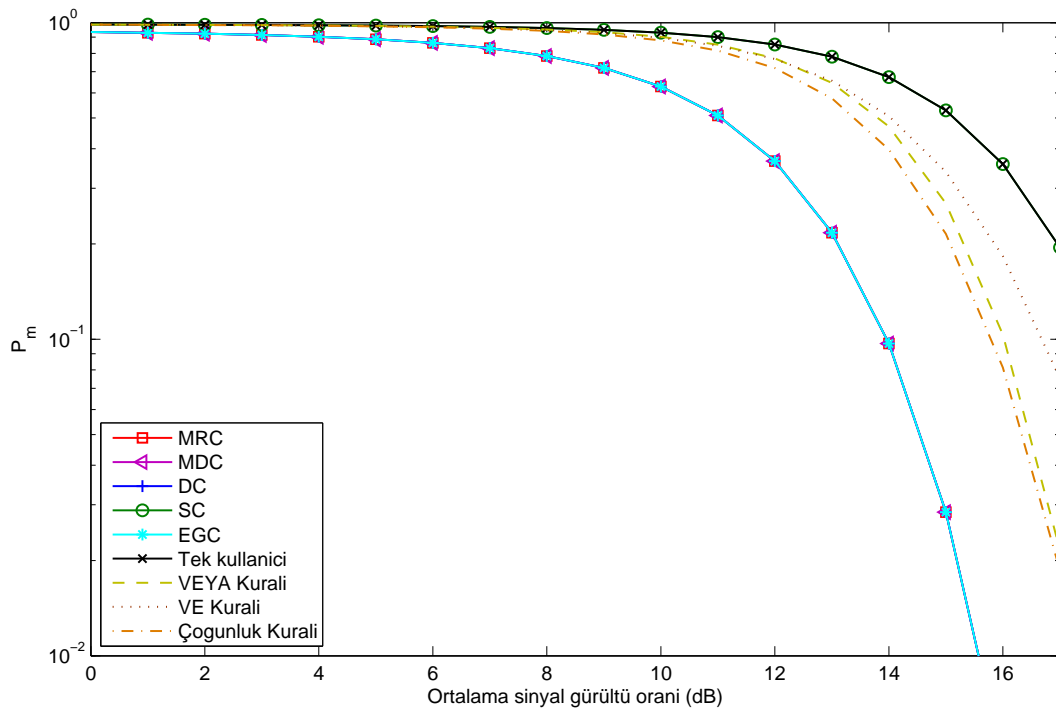
Kanal kazanç katsayısının farklı karakteristiklerdeki dağılımlarında sistem başarımının incelenmesinde referans bir nokta teşkil etmesi açısından ilk olarak ikincil kullanıcıların aldığı sinyalin yalnızca toplanır beyaz Gauss gürültüsüne maruz kaldığı, kanalda herhangi bir sönmelenme veya gölgelemenin olmadığı durum incelenmiştir. Bu durumda (5.2)'de H_1 hipotezi için sinyalin gösteriminde h_i katsayısı 1'e eşit olacak ve $|s(k)|^2 = 1$, $WT = 50$, $\sigma_n^2 = 2$ seçilmesi ile her bir ikincil kullanıcı sabit 17dB sinyal gürültü oranına sahip olacaktır.

Yalnız toplanır beyaz Gauss gürültüsü altında sistemin tamamlayıcı alıcı çalışma karakteristiği grafiği Şekil 5.1'de verilmiştir. Şekilde en kötü başarımın üst üste

binen seçici birleştirme ve tek kullanıcı yöntemlerine ait olduğu görülmektedir. Sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemlerinin ise [15] çalışmasında da kanıtlandığı gibi yumuşak kararlar birleştirme yöntemlerinden daha düşük başarıma sahip olduğu görülmektedir. Sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemlerinin kendi aralarında incelenmesi sonucunda ise yanlış alarm olasılığının birçok değeri için VEYA kuralının VE ve Çoğunluk kurallarına göre daha üstün oldukları görülmektedir. VE kuralı ise sıfır-bir kararı ile birleştirme yöntemlerinden en düşük başarıma sahip yöntem olarak görülmektedir. Yanlış alarm olasılığının yaklaşık olarak 0.04'ten küçük değerleri için ise Çoğunluk kuralının VEYA kuralından daha iyi başarıma sahip olduğu görülmektedir. Grafikte MRC, MDC, DC, EGC için elde edilen sonuçların ve SC ile tek kullanıcı sistem için elde edilen sonuçların üst üst bindikleri görülmektedir. Bu sonuç, ikincil kullanıcılardaki eşit sinyal gürültü oranları için MRC, MDC, DC ve EGC yöntemlerinin aynı ağırlıklandırma katsayılarını vermesi ve tüm kullanıcılar eşit sinyal gürültü oranına sahip olduğunda SC yönteminin tek kullanıcı sistem ile aynı anlama gelmesi nedeniyle mantıklıdır. İkincil kullanıcıların sahip olduğu ortalama sinyal gürültü oranının 0 - 17 dB aralığında olduğu durumdaki sistemin başarıma ise Şekil 5.2'de verilmiştir. Burada, kullanılan simülasyon parametreleri altında, ortalama sinyal gürültü oranının 6 dB 'den daha düşük değerleri için birleştirme yöntemlerinin yaklaşık olarak aynı sonucu verdiği görülmektedir. 13 dB 'den daha düşük sinyal gürültü oranı için VE ve Çoğunluk kuralı ile birleştirme yöntemlerinin yaklaşık olarak aynı başarıma sahip olduğu görülmekte ve sinyal gürültü oranı arttıkça yöntemler arasındaki başarıma farkı ortaya çıkmaktadır. Şekil 5.2'de yer alan grafikte ortalama sinyal gürültü oranı 17 dB için elde edilen sonuçlar Şekil 5.1'deki yanlış alarm olasılığının 10^{-2} olduğu durumda elde edilen sonuçları destekler niteliktedir.



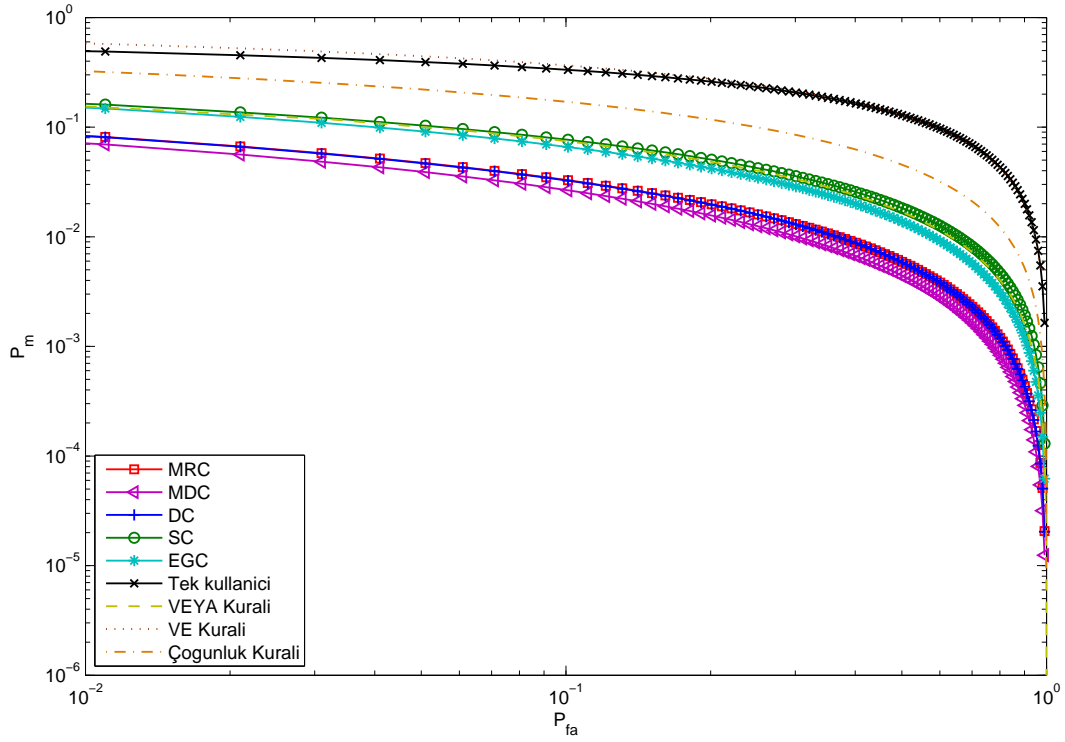
Şekil 5.1: AWGN kanal. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB



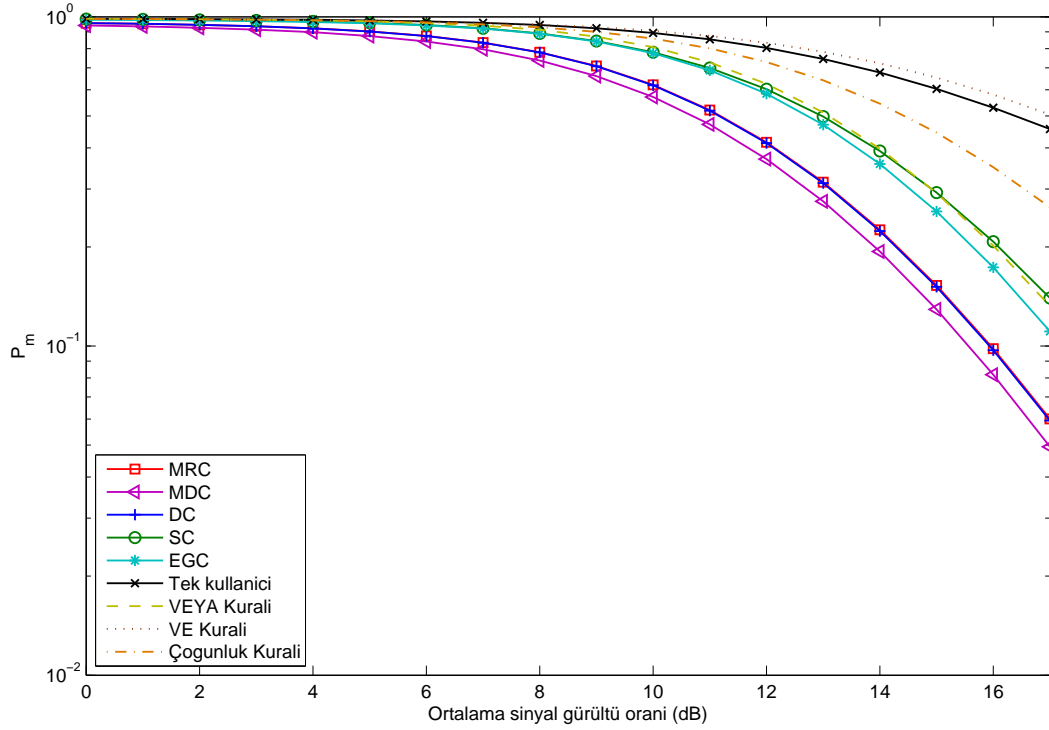
Şekil 5.2: AWGN kanal. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$

5.1 Sönümlenme Altında Sistem Başarımı

İkincil kullanıcılar ile birincil kullanıcı arasındaki sinyalin toplanır beyaz Gauss gürültüsüne ek olarak Rayleigh sönümlenmeye maruz kaldığı varsayıldığında, ortalama değeri $17dB$ olan ikincil kullanıcıların alıcılarındaki sinyal gürültü oranı (4.66)'da belirtildiği şekilde üstel dağılıma sahip olacaktır. Bu durumda merkezi istasyonda farklı birleştirme yöntemleri ile elde edilen tamamlayıcı çalışma karakteristiği grafikleri Şekil 5.3'te gösterilen şekilde elde edilmiştir. Burada MDC yönteminin en iyi başarıma sahip olduğu görülürken, tek kullanıcı yönteminin en kötü başarıma sahip olduğu görülmektedir. Şekilde DC yönteminin [16] çalışmasında da belirtildiği gibi ikincil kullanıcıların aynı gürültü değişintisine sahip olduğu durum için MRC yöntemi ile aynı sonucu verdiği görülmektedir. Rayleigh sönümlenme ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü altındaki sonuçlar, Şekil 5.1'deki yalnızca toplanır beyaz Gauss gürültüsü altında elde edilen sonuçlar ile karşılaştırıldığında Rayleigh sönümlenmenin sistem başarımına olumsuz etkisi açıkça görülmektedir. Elde edilen sonuçlarda ayrıca, simülasyon şartları altında SC yönteminin VEYA kuralı kullanılarak sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemiyle elde edilen sonuçlardan daha kötü başarımlar gösterdiği görülmektedir. EGC yöntemi ile gerçekleştirilen birleştirme sonucunda DC ve MRC yöntemlerinden daha kötü fakat SC ve sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemlerinden daha iyi bir başarımlar sağlanmıştır. Şekil 5.4'te elde edilen sonuçlar incelendiğinde, SC ve VEYA kuralı ile birleştirme yöntemleri karşılaştırılırsa, SC yönteminin düşük ortalama sinyal gürültü oranlarında daha yüksek başarımlarına sahip olduğu görülmektedir. Kanal-daki Rayleigh sönümlenme altında VE kuralı ile gerçekleştirilen birleştirme işlemi, tek kullanıcı ile elde edilen sonuçlardan daha kötü başarımlar göstererek işbirlikçi algılama sistemini sekteye uğratmaktadır. Grafikten, yumuşak kararlı birleştirme yöntemlerinin simülasyondaki tüm ortalama sinyal gürültü oranı aralığında sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemlerine göre üstün olduğu görülmüştür. Şekil 5.2 ile karşılaştırıldığında kanal kazancındaki Rayleigh dağılımı altında ikincil kullanıcılarındaki ortalama sinyal gürültü oranının düşük seviyelerinde MDC, DC ve MRC yöntemlerinin diğer yöntemlere göre daha başarılı olduğu görülmektedir. Rayleigh sönümlenme için gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda Şekil 5.4'teki sinyal gürültü oranı $17dB$ olduğu durumda Şekil 5.3'teki yanlış alarm olasılığının 10^{-2} duruma karşılık gelen değerleri destekler nitelikte sonuçlar elde edilmiştir.



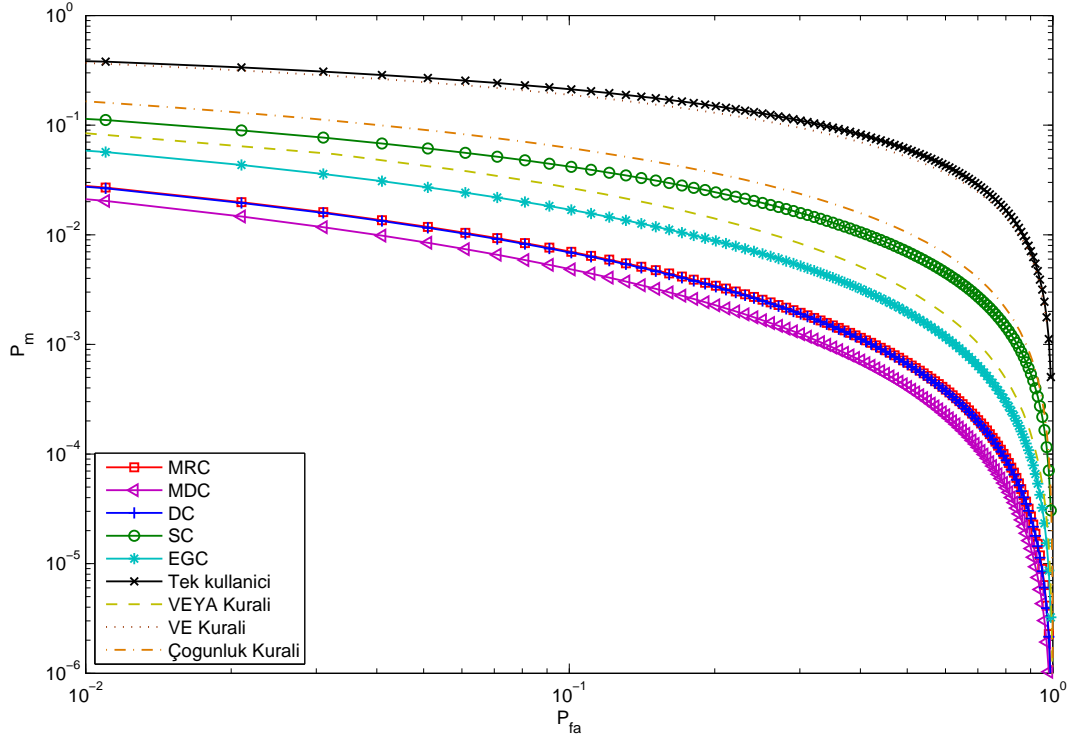
Şekil 5.3: AWGN + Rayleigh kanal. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB



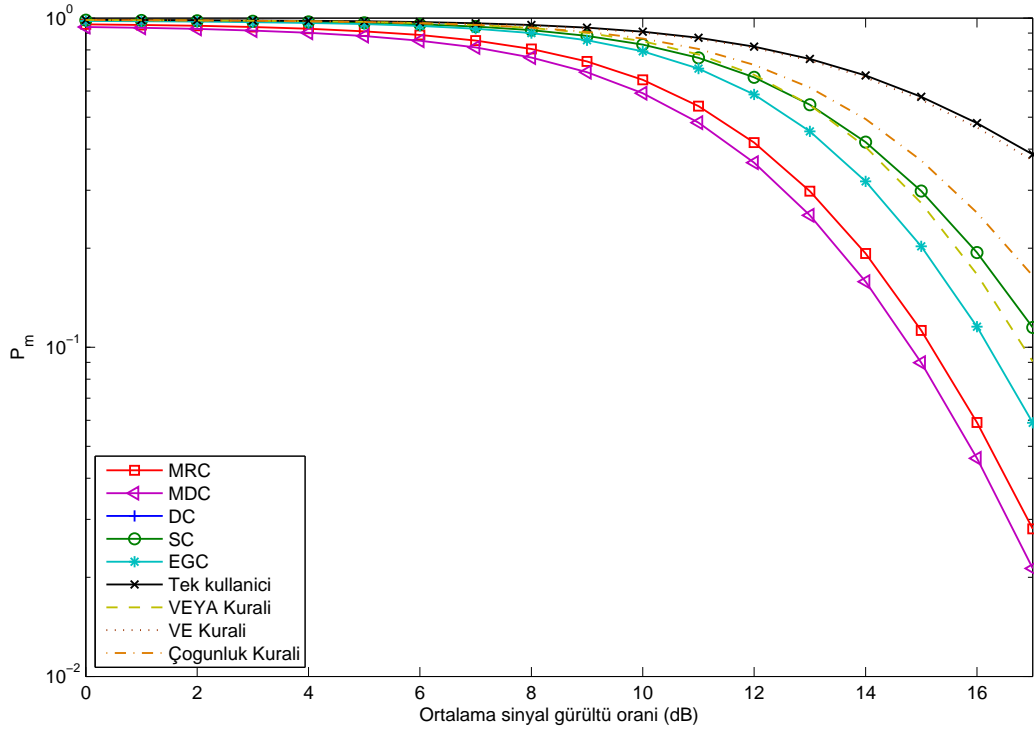
Şekil 5.4: AWGN + Rayleigh kanal. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$

İkincil kullanıcılar ile birincil kullanıcı arasındaki kanal kazancının Rayleigh dağılıma sahip olduğu durum için elde edilen sonuçlardan sonra bölüm 2.1’de belirtildiği gibi Rayleigh dağılımın, sönümlenme parametresi $m = 1$ olan Nakagami dağılımına eşit olduğu göz önünde bulundurulursa, kanal katsayısının, parametresi $m = 2, 3$ ve 4 olan Nakagami dağılıma sahip olduğu durumlar için ikincil kullanıcıların alıcılarındaki sinyal gürültü oranı (4.67)’de belirtildiği şekilde gamma dağılıma sahip olacaktır. Her bir ikincil kullanıcıda eşit olduğu varsayılan ortalama sinyal gürültü oranı $17dB$ olarak alındığında elde edilen sonuçlar Şekil 5.5, 5.7 ve 5.9’da verilmiştir. Aynı simülasyon parametreleri altında yanlış alarm olasılığının 10^{-2} sabit değeri için sonuçlar ise 5.6, 5.8 ve 5.10 şekillerinde verilmiştir. (4.67)’de ifade edilen, m parametrelili bir Nakagami dağılım için sinyal gürültü oranının gamma dağılımında, ortalama değer $\bar{\gamma}_i$, değişinti değeri ise $\bar{\gamma}_i^2/m$ olur [23]. Bu durumda Nakagami dağılıma ait parametrenin artması ile sinyal gürültü oranının değışintisi azalacaktır. Dolayısıyla ikincil kullanıcıların aldığı sinyalin uğradığı sönümlenme azalacaktır. Elde edilen sonuçlarda bu durum açıkça görülmekte ve dağılıma ait parametredeki büyüme, sistem başarımının iyileşmesine neden olmaktadır.

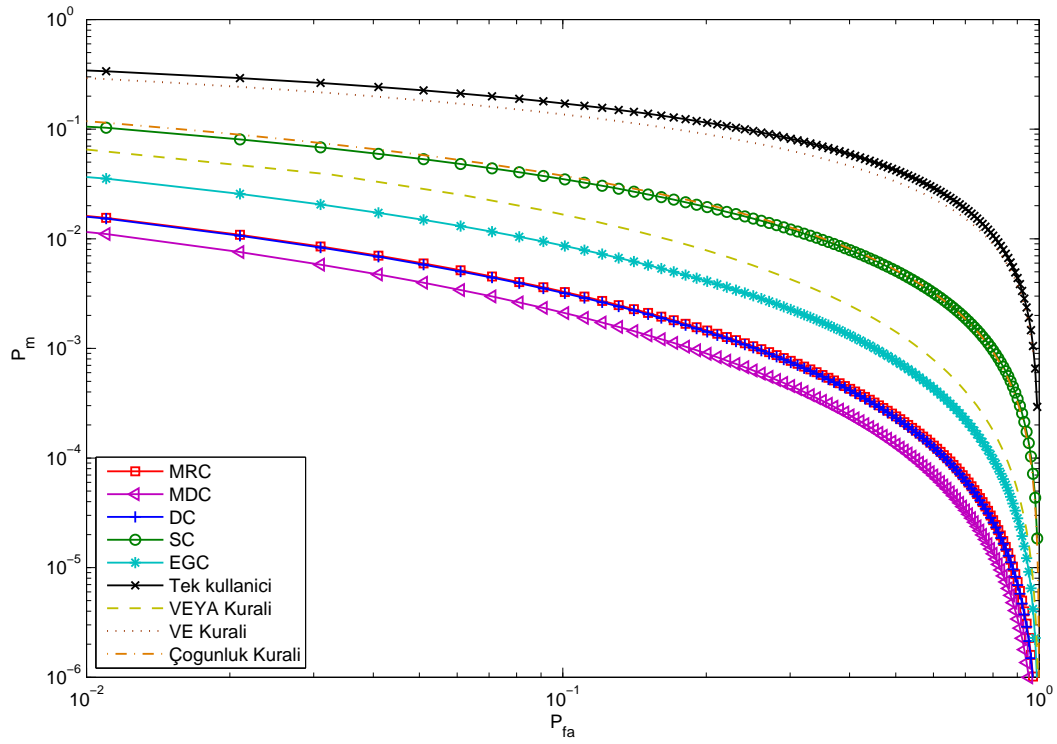
Nakagami sönümlenme ve toplanır beyaz Gauss gürültüsüne sahip kanala sahip sisteme ait sonuçlar, Şekil 5.1 ve 5.2’deki yalnızca toplanır beyaz Gauss gürültüsü altında elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında, kanaldaki sönümlenmede meydana gelen artış ile, sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemlerinin SC yöntemi ve tek kullanıcıli yöntemlere göre daha iyi başarıma sahip olduğu görülmektedir. Bunun dışında simülasyon şartlarındaki sönümlenmenin etkisinin birleştirme yöntemlerinin başarımlarının sıralamasında herhangi bir değışikliğe neden olmadığı, MDC yönteminin, m parametresinin 1 (Rayleigh), $2, 3$ ve 4 olduğu Nakagami dağılımlarında en iyi başarımları gösterdiği; DC ve MRC yöntemlerinin ise EGC yöntemi ile MDC yöntemi arasında başarıma sahip olduğu görülmektedir. m parametresinin 1 ’den 4 ’e doğru değışiminde $m = 1$ için SC yönteminin Çoğunluk kuralından daha üstün başarıma sahip olduğu görülmekte ve parametrenin artmasıyla kanaldaki sönümlenmenin azalması sonucunda Çoğunluk kuralının SC yöntemine göre daha iyi başarımlar sağladığı görülmektedir. Artan parametreye göre simülasyon sonuçları değerlendirildiğinde, aynı zamanda, kanaldaki sönümlenmenin azalmasıyla işbirlikçi algılama yöntemlerinin tek kullanıcıli algılama yöntemine göre başarımlarının arttığı görülmektedir.



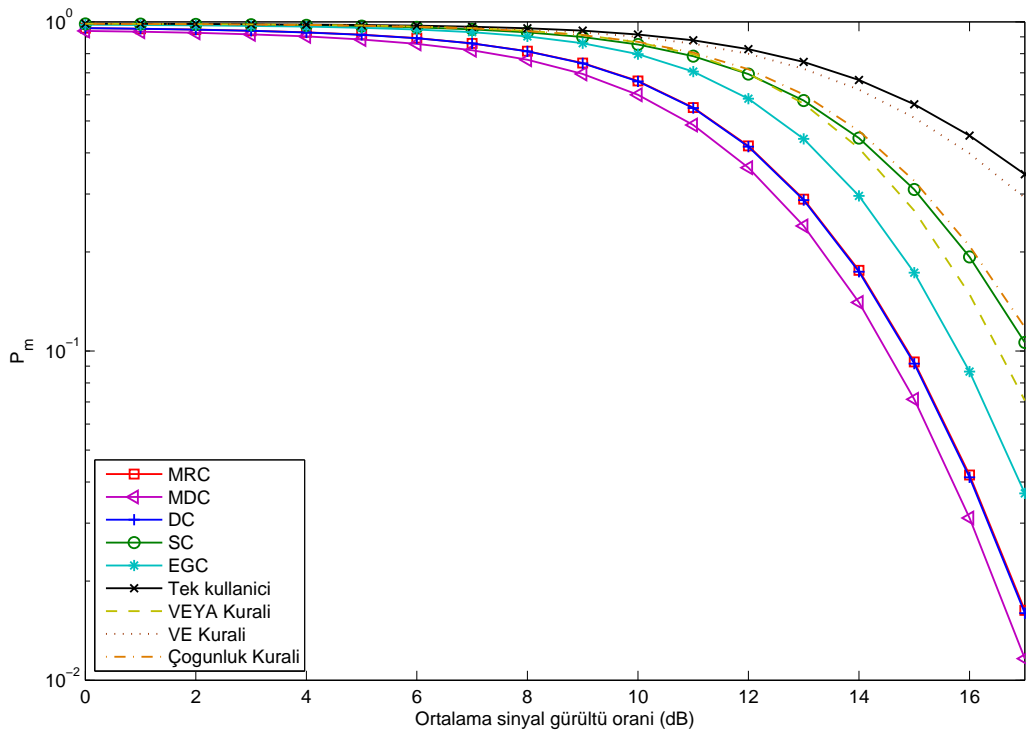
Şekil 5.5: AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 2$. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB



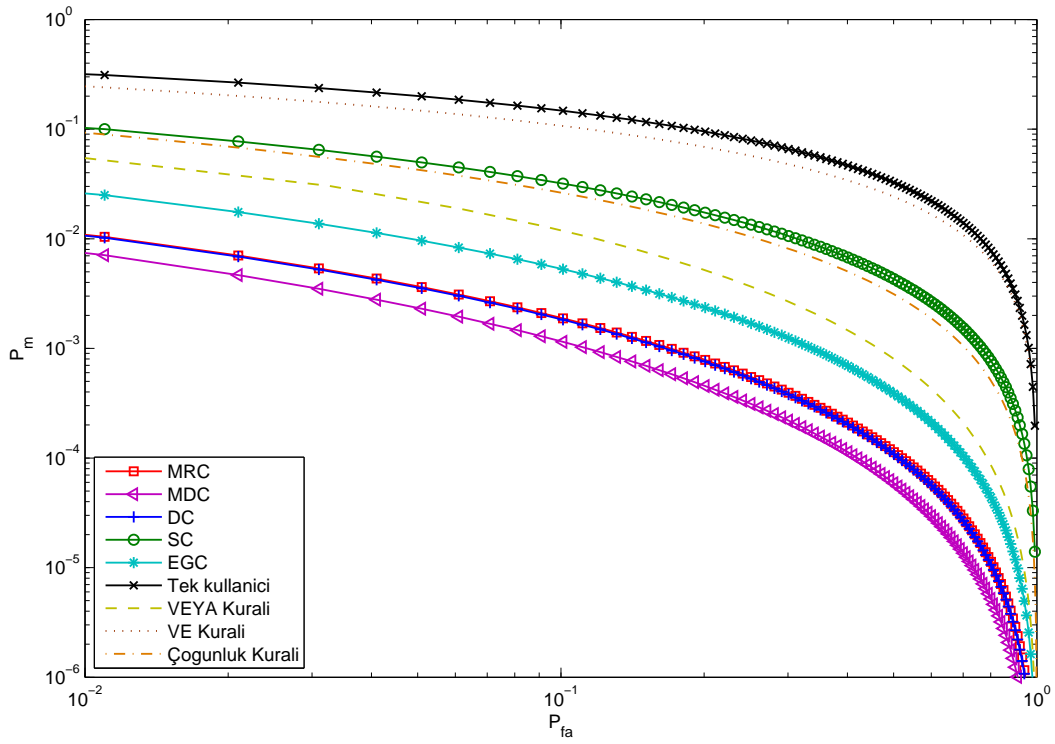
Şekil 5.6: AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 2$. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$



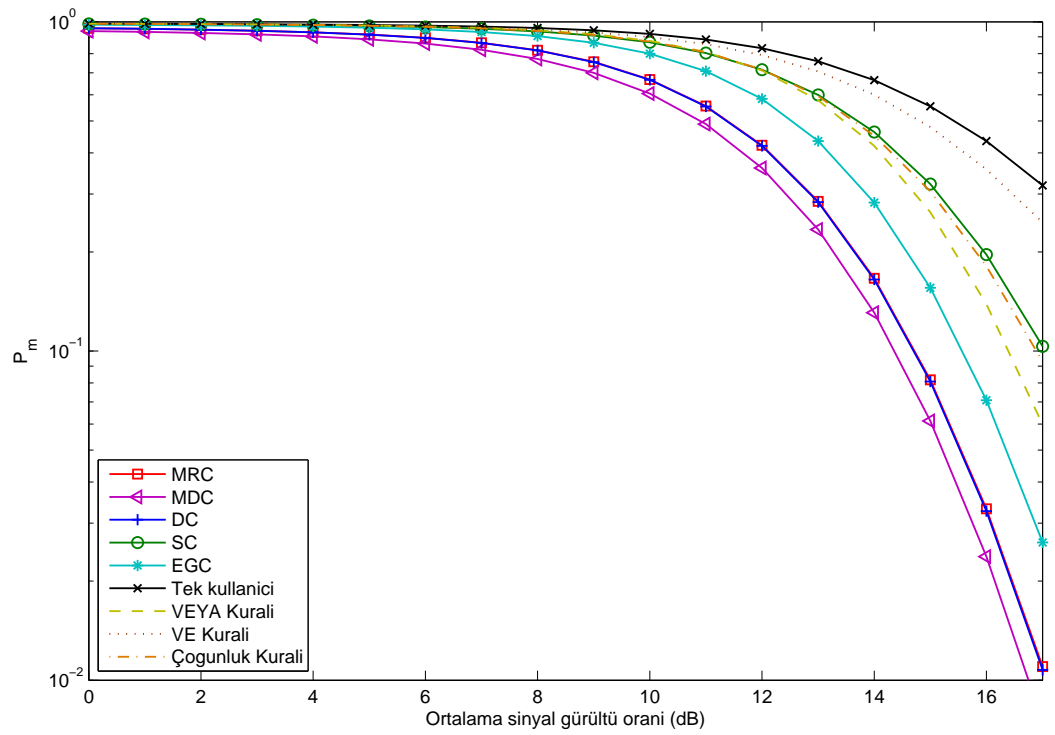
Şekil 5.7: AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 3$. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB



Şekil 5.8: AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 3$. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$



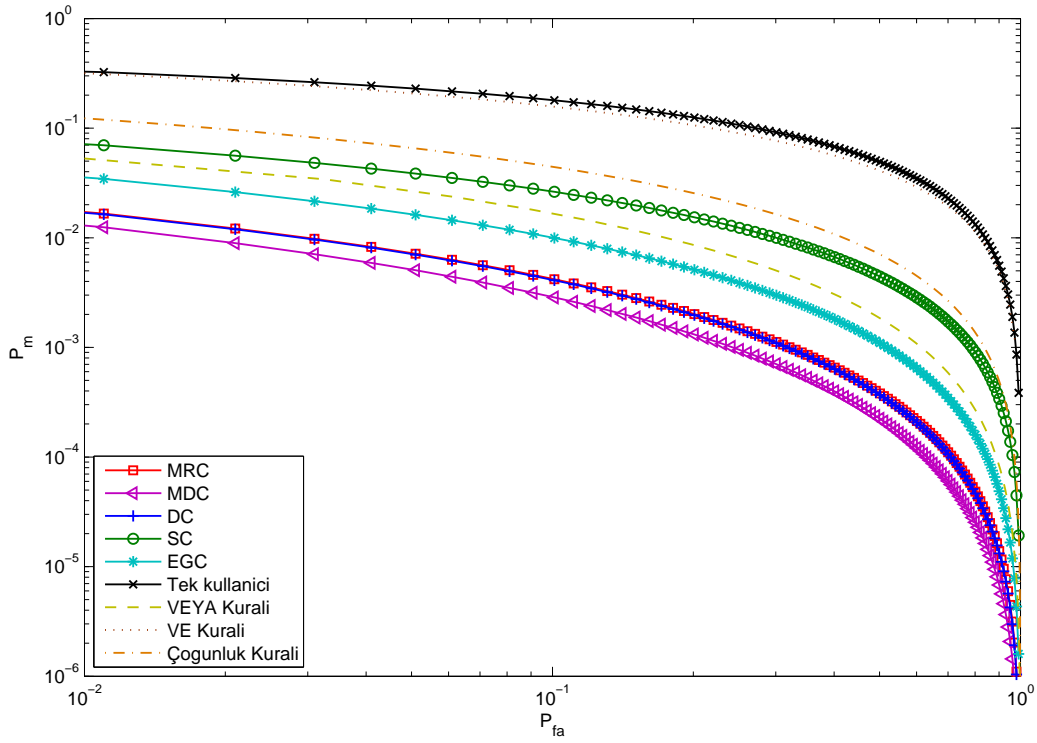
Şekil 5.9: AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 4$. Kullanıcı sayısı = 3. SNR = 17dB



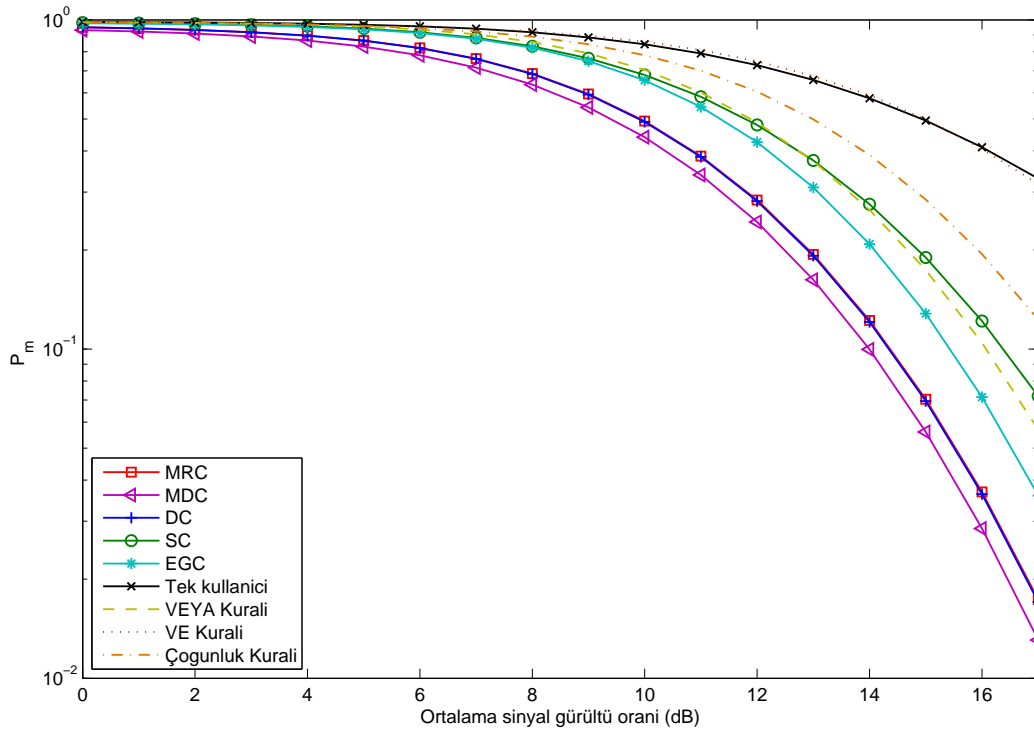
Şekil 5.10: AWGN + Nakagami-m kanal. $m = 4$. Kullanıcı sayısı = 3. $P_{fa} = 10^{-2}$

5.2 Gölgeleme Altında Sistem Başarımı

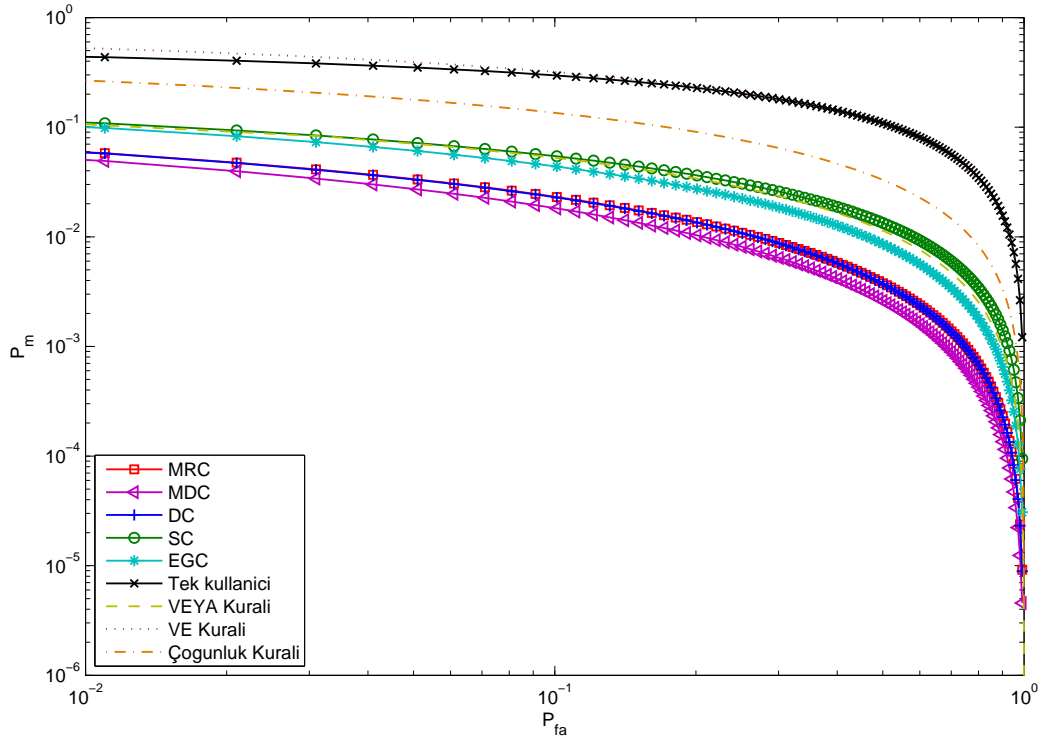
Birincil kullanıcıdan çıkan sinyallerin iletişim kanalında gölgeleme uğraması durumunda sinyaldeki bu yavaş değişimler (4.68)'de gösterildiği şekilde lognormal dağılım ile ifade edilecektir. İkincil kullanıcılar tarafından gölgelemeye uğramış sinyallerin alınması durumunda sistem başarımı, sinyallerdeki gölgelemenin değışinti değerine göre farklılık gösterecektir. Simülasyonlarda ikincil kullanıcıların aldığı sinyallerin iletişim kanalında birbirinden bağımsız ve özdeşçe dağılmış olarak gölgelemeye uğradığı varsayılmıştır. Buna göre gölgeleme değışintisinin sistem başarımı üzerindeki etkilerinin incelenmesi ve kanalın yalnızca gölgeleme ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü koşullarına sahip olması durumunda birleştirme yöntemlerinin başarımının karşılaştırılabilmesi amacıyla simülasyonlar kanalın 4, 8 ve 12 dB standart sapmaya sahip gölgelemeye uğradığı durumlar için gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar sonucunda sabit ortalama sinyal gürültü oranı ve sabit yanlış alarm olasılığı için elde edilen sistem başarımları grafikleri Şekil 5.11, 5.12, 5.13, 5.14, 5.15 ve 5.16'da gösterilmiştir. Grafikler incelendiğinde beklendiği şekilde gölgeleme değışintisindeki artışın sistem başarımına olumsuz etkilediği görülmektedir. Yalnız gölgeleme ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü altındaki sistem başarımı daha önceki grafiklerde elde edilen yalnız sönümlenme ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü altındaki sistem başarımı ile karşılaştırıldığında, tamamlayıcı alıcı çalışma karakteristiklerinde ifade edilen Rayleigh sönümlenmeye uğrayan kanalda elde edilen sistem başarımının 12 dB standart sapmaya sahip gölgeleme altında elde edilen başarıma çok yakın olduğu görülmektedir. 4 dB standart sapmaya sahip gölgeleme altında elde edilen sistem başarımının da parametresi 2 olan Nakagami dağılıma sahip sönümlenme altında elde edilen sistem başarımı ile benzerlik gösterdiği görülmektedir. Her iki sonuca ait farklı sinyal gürültü oranlarındaki sistem başarımları karşılaştırıldığında düşük sinyal gürültü oranlarında yalnızca gölgeleme altında sistem başarımının yalnızca sönümlenme altında elde edilen sonuçlara göre daha üstün olduğu görülmektedir. Sonuçlar değışen ortalama sinyal gürültü oranına göre incelendiğinde ise MDC, DC ve MRC yöntemleri ile gerçekleştirilen birleştirme işlemlerinin en düşük ortalama sinyal gürültü oranında dahi sistemde diğer yöntemlerden daha yüksek başarımlar sağladığı görülmektedir.



Şekil 5.11: AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 4dB. Kullanıcı sayısı= 3.
SNR = 17dB

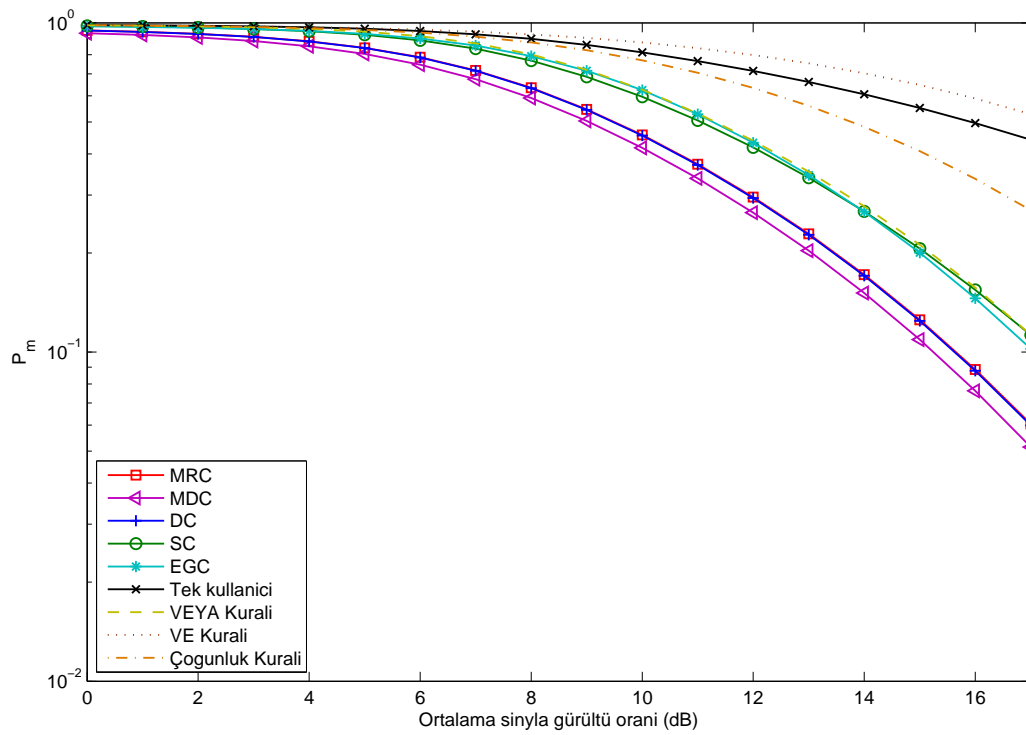


Şekil 5.12: AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 4dB. Kullanıcı sayısı= 3.
 $P_{fa} = 10^{-2}$



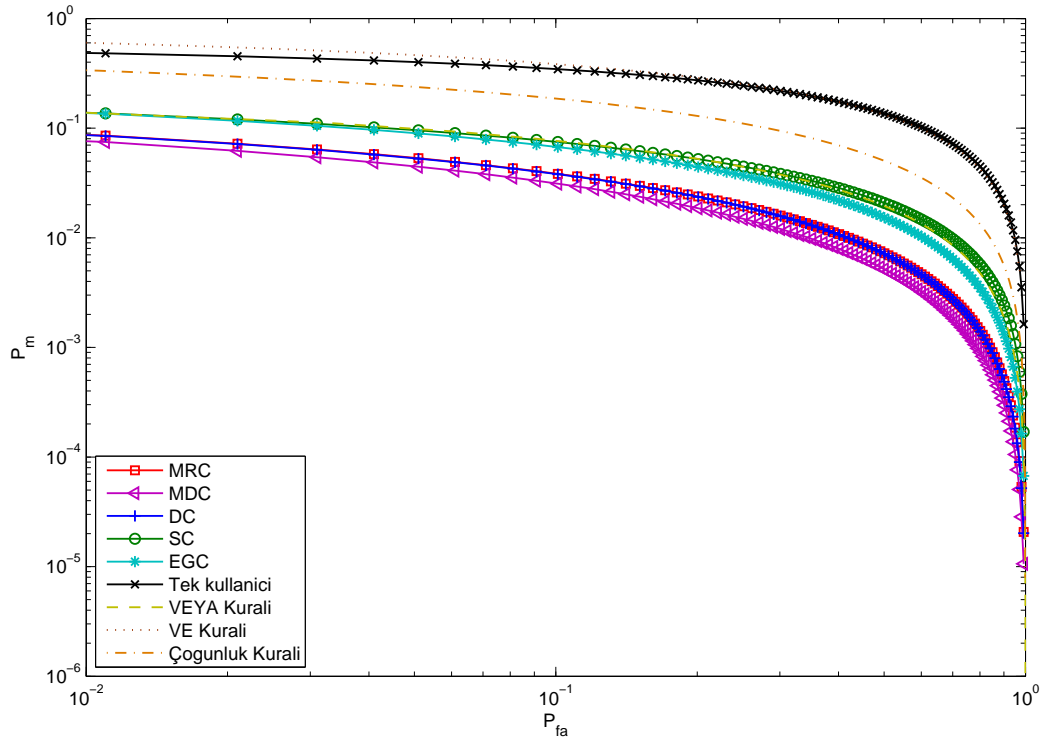
Şekil 5.13: AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 8dB. Kullanıcı sayısı= 3.

$$P_{fa} = 10^{-2}$$

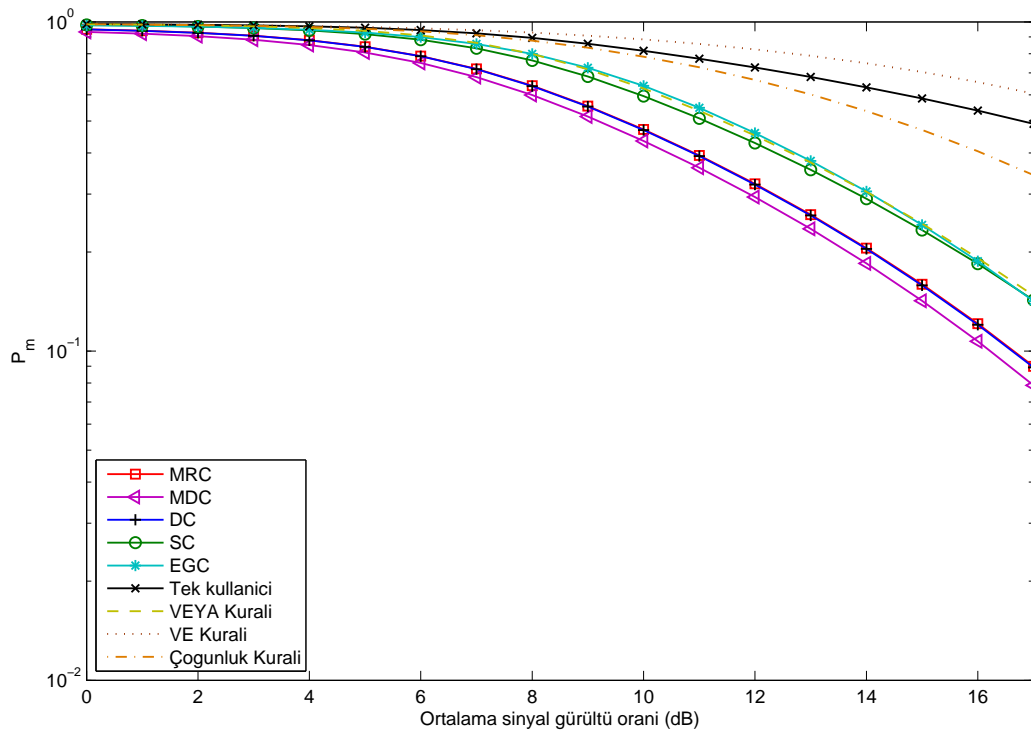


Şekil 5.14: AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 8dB. Kullanıcı sayısı= 3.

$$P_{fa} = 10^{-2}$$



Şekil 5.15: AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 12dB. Kullanıcı sayısı= 3.
SNR = 17dB



Şekil 5.16: AWGN + Lognormal kanal. Standart sapma: 12dB. Kullanıcı sayısı= 3.
 $P_{fa} = 10^{-2}$

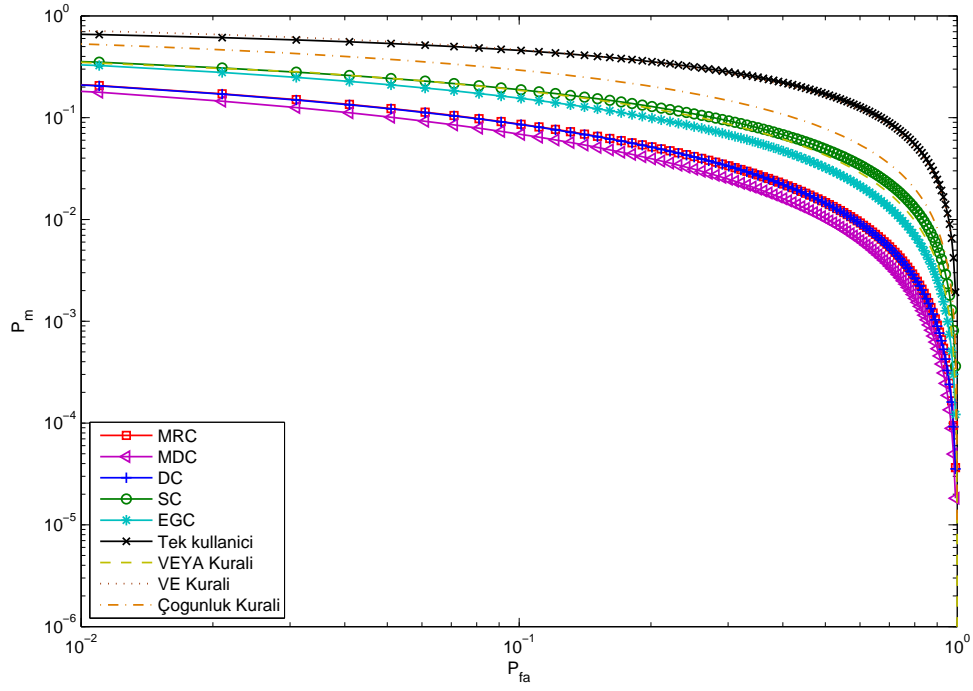
5.3 Gölgeleme ve Sönümlenme Altında Sistem Başarımı

Hareketli kullanıcılarda, bir iletişim kanalının yalnızca lognormal dağılım ile ifade edilen ve gölgeleme olarak adlandırılan çok yavaş değişimlere uğraması fiziksel olarak mümkün olmasa da alınan sinyal örneklerinin belirli bir süre boyunca ortalamasının alınmasıyla sönümlenmenin etkisi ortadan kaldırılabilen ve sinyal, yalnızca gölgelemeye uğramış olarak değerlendirilebilmektedir. Pratikte ise bu işlem sistemde çok fazla gecikmeye neden olacağından sinyallerin analiz edilmesi amacı dışında tercih edilmemektedir. Sinyallerin sönümlenme ve gölgelemeye maruz kaldığı durumu modellemek üzere kanal katsayısının (4.69)'da belirtildiği şekilde Suzuki dağılıma sahip olduğu düşünüldüğünde, sinyaldeki yavaş değişimlerin 4, 8 ve 12 dB standart sapmaya sahip olduğu durumlar için sistem başarımına ait grafikler Şekil 5.17, 5.18, 5.19, 5.20, 5.21 ve 5.22'deki gibi elde edilmiştir. Sinyaldeki hızlı değişimler ise bölüm 4.2.2'de bahsedildiği şekilde Rayleigh dağılımın parametresinin 1 olarak seçilmesi ile modellenmiştir.

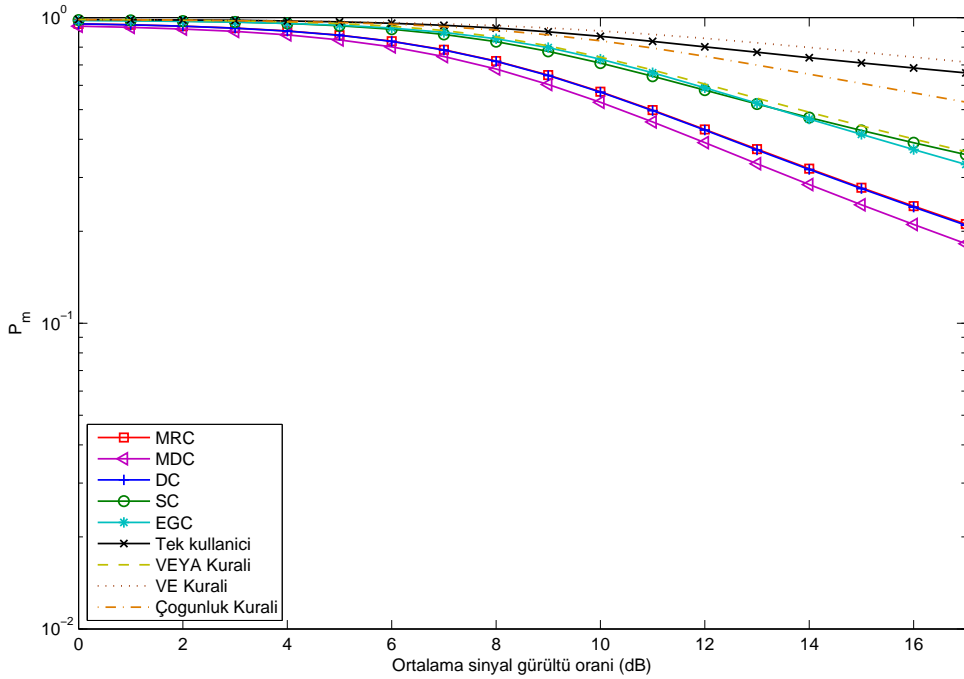
Suzuki kanal altında elde edilen sonuçların, yalnız sönümlenme ve aynı gölgeleme standart sapmasına sahip yalnız gölgeleme altındaki simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmasıyla, sistem başarımının beklenildiği şekilde Suzuki kanal için ciddi şekilde düştüğü görülmektedir. Buraya kadar gerçekleştirilen simülasyonlarda en kötü kanal koşulu olarak görünen 12 dB gölgeleme standart sapmasına sahip Suzuki kanalından geçerek alınan sinyallerden elde edilen sistem başarımında birleştirme yöntemleri arasındaki başarımların giderek azaldığı görülmektedir. Bununla birlikte sabit 10^{-2} yanlış alarm olasılığında SC yönteminin EGC yönteminden daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. EGC yöntemi ise hemen hemen VEYA kuralı ile aynı başarımları göstermektedir. Suzuki kanalında gerçekleştirilen simülasyonlarda da birleştirme yöntemlerinin başarımların sıralaması büyük oranda aynı kalmıştır. MDC, DC ve EGC yöntemleri sabit 17dB sinyal gürültü oranı altında en yüksek başarımları sahip birleştirme yöntemleri olmuştur. Suzuki kanalında elde edilen simülasyon sonuçları, yalnız lognormal gölgeleme ve yalnız Rayleigh sönümlenme altında elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında bu çalışmada kullanılan simülasyon parametreleri için 4 ve 8 dB gölgeleme standart sapmalarında sistem başarımındaki düşüşte sönümlenmenin daha etkili olduğu; 12 dB gölgeleme standart sapmasında ise gölgeleme ve sönümlenmenin sistem başarımı üzerinde yaklaşık aynı etkiye neden olduğu görülmek-

tedir.

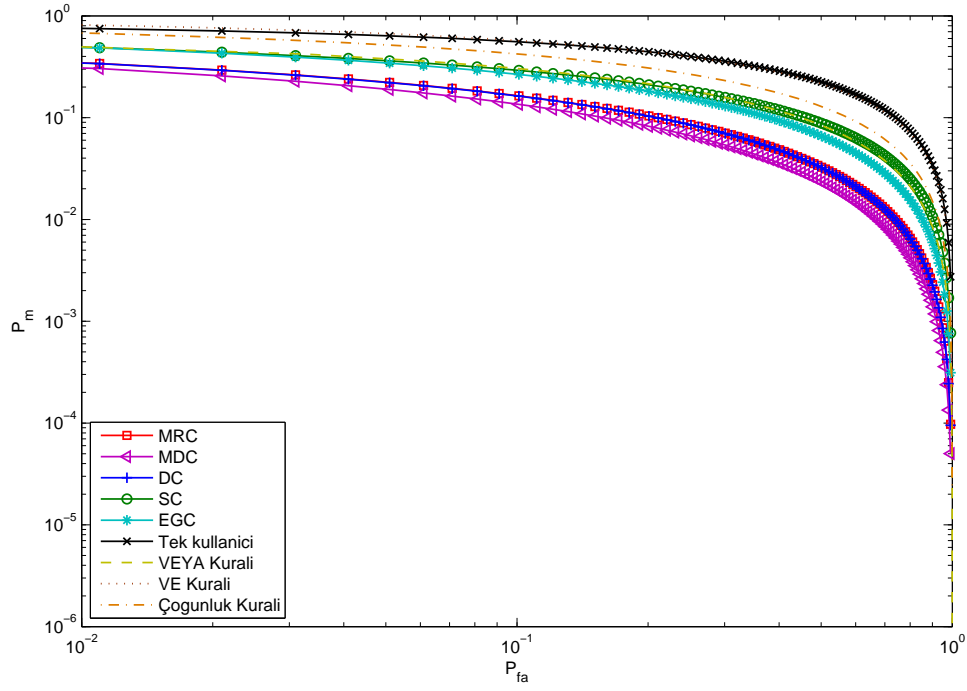
Grafikler ile gösterilen simülasyon sonuçlarının yanlış alarm olasılığının 0.01, sinyal gürültü oranının 17dB ve ikincil kullanıcı sayısının 3 olduğu durum için ıskalama olasılığı değerleri Çizelge 5.1’de verilmiştir. Çizelgedeki değerlerden yararlanarak birleştirme yöntemleri ile Suzuki dağılıma sahip kanalda, yalnız Rayleigh gölgeleme ya da yalnız Lognormal sönümlenmeye sahip kanala göre ıskalama olasılığında ne kadar artış meydana geldiği hesaplanırsa, Suzuki dağılım ve Lognormal dağılım için standart sapmanın 12dB olduğu durum göz önünde bulundurulduğunda, Suzuki kanal altında MDC yöntemi ile elde edilen ıskalama olasılığının yalnız Rayleigh sönümlenme altında elde edilen ıskalama olasılığına göre %645.3; yalnız Lognormal gölgeleme altında elde edilen ıskalama olasılığına göre %367.8 arttığı görülür. MRC yöntemi için bu oranlar yalnız Rayleigh sönümlenme için %579.1, yalnız Lognormal gölgeleme için %352.7’dir. DC yöntemi için, yalnız Rayleigh sönümlenme için %583.4, yalnız Lognormal gölgeleme için %354.8’dir. Simülasyonlarda en kötü başarıma sahip olduğu görülen tek kullanıcı sistem için Suzuki kanalda yalnız Rayleigh sönümlenme ya da yalnız Lognormal gölgelemeye göre ıskalama olasılığındaki artış ise, yalnız Rayleigh sönümlenme için %72.6, yalnız Lognormal gölgeleme için %60.7’dir. Bu değerler, grafiklerde görüldüğü şekilde kanaldaki koşulların zorlaşmasıyla birleştirme yöntemlerinin birbirine giderek yaklaşan başarımlarını sergilemeye başladığı göz önünde bulundurulduğunda, kolayca birleştirme yöntemlerinin sisteme sağladığı kazanç olarak yorumlanabilir. Değerlerin grafiklerde gözlenen başarımların sıralaması ile tutarlı olması da bu yorumu mantıklı kılmaktadır.



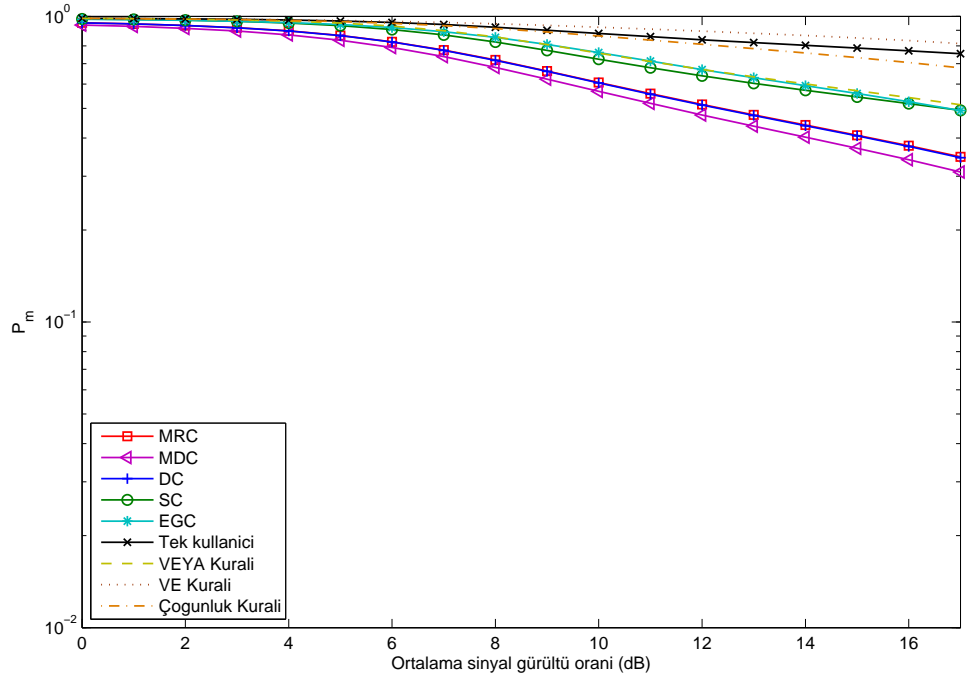
Şekil 5.17: AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 4dB. Kullanıcı sayısı= 3.
SNR = 17dB



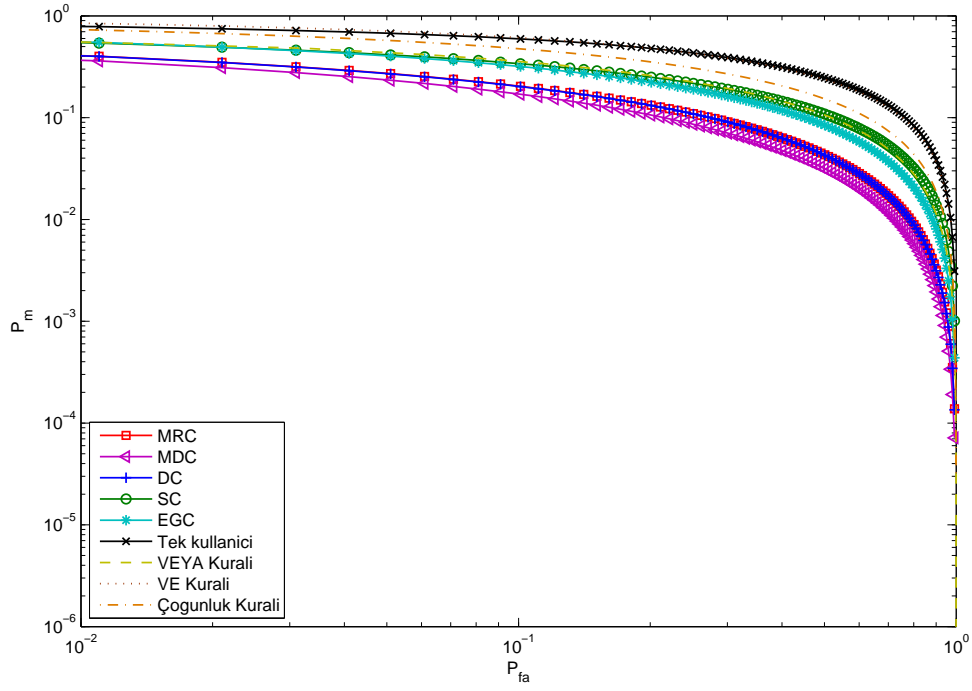
Şekil 5.18: AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 4dB. Kullanıcı sayısı= 3.
 $P_{fa} = 10^{-2}$



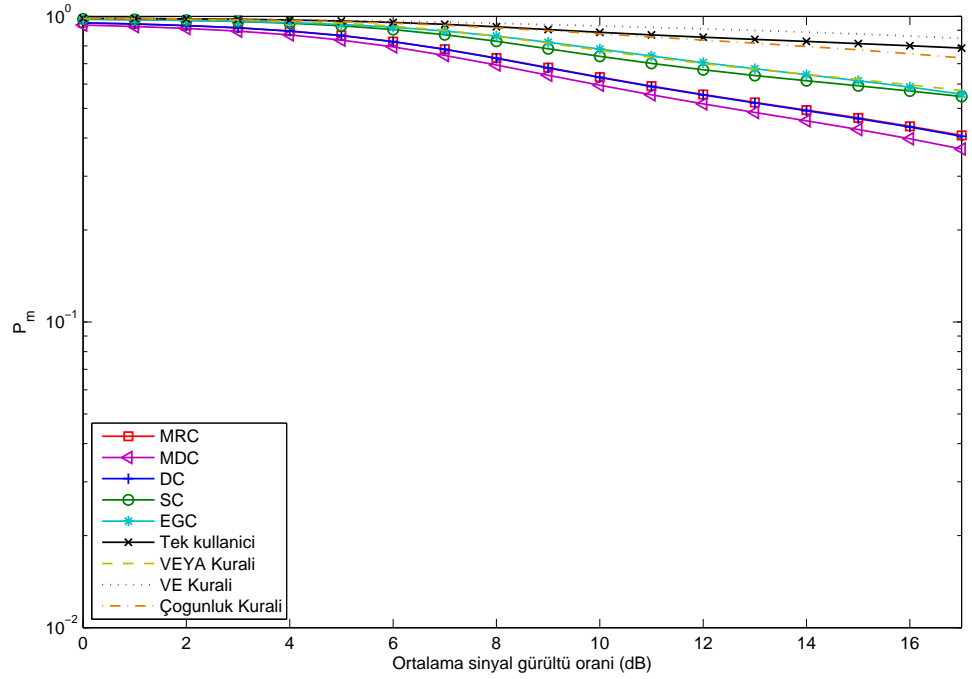
Şekil 5.19: AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 8dB. Kullanıcı sayısı= 3.
SNR = 17dB



Şekil 5.20: AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 8dB. Kullanıcı sayısı= 3.
 $P_{fa} = 10^{-2}$



Şekil 5.21: AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 12dB. Kullanıcı sayısı= 3.
SNR = 17dB



Şekil 5.22: AWGN + Suzuki kanal. Standart sapma: 12dB. Kullanıcı sayısı= 3.
 $P_{fa} = 10^{-2}$

İletişim kanalı	P_m (MRC)	P_m (MDC)	P_m (DC)	P_m (SC)	P_m (EGC)	P_m (Tek kullanıcı)	P_m (VEYA)	P_m (VE)	P_m (Çoğunluk)
AWGN	3.5×10^{-3}	3.5×10^{-3}	3.5×10^{-3}	194.8×10^{-3}	3.5×10^{-3}	194.8×10^{-3}	21.5×10^{-3}	75.2×10^{-3}	18.5×10^{-3}
AWGN + Rayleigh	60.0×10^{-3}	49.4×10^{-3}	59.3×10^{-3}	139.9×10^{-3}	110.8×10^{-3}	456.0×10^{-3}	132.3×10^{-3}	504.8×10^{-3}	264.0×10^{-3}
AWGN + Nakagami ($m = 2$)	28.1×10^{-3}	21.3×10^{-3}	27.6×10^{-3}	11.5×10^{-3}	58.9×10^{-3}	385.3×10^{-3}	90.6×10^{-3}	369.2×10^{-3}	165.0×10^{-3}
AWGN + Nakagami ($m = 3$)	16.3×10^{-3}	11.6×10^{-3}	15.9×10^{-3}	106.2×10^{-3}	36.9×10^{-3}	344.2×10^{-3}	70.7×10^{-3}	292.1×10^{-3}	118.1×10^{-3}
AWGN + Nakagami ($m = 4$)	11.0×10^{-3}	7.5×10^{-3}	10.7×10^{-3}	103.4×10^{-3}	26.2×10^{-3}	318.3×10^{-3}	59.7×10^{-3}	246.0×10^{-3}	92.9×10^{-3}
AWGN + Lognormal ($\sigma = 4dB$)	17.3×10^{-3}	13.0×10^{-3}	17.0×10^{-3}	71.9×10^{-3}	35.9×10^{-3}	329.7×10^{-3}	56.9×10^{-3}	317.1×10^{-3}	123.1×10^{-3}
AWGN + Lognormal ($\sigma = 8dB$)	60.4×10^{-3}	51.4×10^{-3}	59.8×10^{-3}	112.6×10^{-3}	102.3×10^{-3}	441.3×10^{-3}	112.9×10^{-3}	527.9×10^{-3}	269.4×10^{-3}
AWGN + Lognormal ($\sigma = 12dB$)	89.9×10^{-3}	78.7×10^{-3}	89.1×10^{-3}	142.7×10^{-3}	141.9×10^{-3}	490.4×10^{-3}	147.6×10^{-3}	605.2×10^{-3}	342.4×10^{-3}
AWGN + Suzuki ($\sigma = 4dB$)	211.1×10^{-3}	182.1×10^{-3}	209.3×10^{-3}	356.3×10^{-3}	330.7×10^{-3}	659.4×10^{-3}	364.2×10^{-3}	715.2×10^{-3}	528.8×10^{-3}
AWGN + Suzuki ($\sigma = 8dB$)	347.0×10^{-3}	309.6×10^{-3}	344.8×10^{-3}	492.2×10^{-3}	491.8×10^{-3}	754.3×10^{-3}	513.9×10^{-3}	814.5×10^{-3}	678.3×10^{-3}
AWGN + Suzuki ($\sigma = 12dB$)	407.5×10^{-3}	368.2×10^{-3}	405.3×10^{-3}	546.6×10^{-3}	556.2×10^{-3}	787.4×10^{-3}	572.3×10^{-3}	846.6×10^{-3}	731.0×10^{-3}

Çizelge 5.1 : Kullanıcı sayısı = 3. Sinyal gürültü oranı = 17dB. Yanlış alarm olasılığı = 0.01

6. SONUÇ

Bu tez çalışmasında, bilişsel radyo sistemlerinde izge algılama yöntemlerinden en geçerli yöntem olarak kabul edilen işbirlikçi algılama yönteminin iletişim kanalındaki gölgelenme ve sönümlenme altındaki başarımı incelenmiştir.

İşbirlikçi algılama yönteminde, lisanssız kullanıcılardan alınan sinyallerin merkezi istasyonda birleştirilmesi işlemi için yumuşak kararlar birleştirme ve sıfır-bir kararıyla birleştirme yöntemleri kullanılmıştır. Sistem başarımının incelenmesinde kullanılan birleştirme yöntemleri, işbirlikçi kullanıcıların maruz kaldığı gölgelenme ve sönümlenmenin farklı dağılımları için değerlendirilmiştir. Simülasyonlarda lisanssız kullanıcıların aldığı sinyallerin maruz kaldığı kanal etkilerinin birbirinden bağımsız ve özdeşçe dağılmış olduğu ve bu sinyallerin lisanssız kullanıcıların alıcılarındaki ortalama sinyal gürültü oranlarının birbirine eşit olduğu kabul edilmiştir.

Sistem başarımının değerlendirilmesinde merkezi istasyonda elde edilen istatistiklerin belli bir yanlış alarm olasılığına (*false alarm probability*) karşılık, tespit edememe olasılığı (*probability of miss-detection*) göz önünde bulundurulmuştur. Yanlış alarm olasılığının 0'dan 1'e kadar belli aralıklarla değişen değerleri için tespit edememe değerleri bulunarak, yöntemlere ait tamamlayıcı alıcı çalışma karakteristikleri elde edilmiştir. Bunun yanında sabit bir yanlış alarm olasılığında lisanssız kullanıcıların alıcısında görülen farklı sinyal gürültü oranlarının birleştirme yöntemlerinin başarımına olan etkisi sinyal gürültü oranına karşılık tespit edememe olasılığı grafikleri elde edilerek gösterilmiştir.

Çalışmadan elde edilen sonuçlarda birbirinden yeterince uzakta yerleştirilmiş ikincil kullanıcılar için lisanslı kullanıcıdan alınan sinyallerin herhangi bir sönümlenme veya gölgelenmeye uğramadığı, yalnızca farklı şiddetlerde sönümlenmeye uğradığı, yalnızca farklı değişim hızlarında gölgelenmeye uğradığı ve farklı değişim hızlarında sönümlenme ve gölgelenmeye uğradığı durumlar için işbirlikçi algılama sisteminin tespit edememe olasılığına dayalı başarımları ortaya konmuştur. Daha önce bir çok çalışmada yalnızca Rayleigh sönümlenme altında başarımı incelenen yumuşak kararlar birleştirme yöntemlerinden, değiştirilmiş sapma katsayısı (MDC) yöntemi ve sapma katsayısı (DC) yöntemi gibi yöntemlerin işbirlikçi algılama üzerindeki başarımı kanal-daki farklı sönümlenme ve gölgelenme yapıları için incelenmiştir.

Bu tez çalışması ile, bilişsel radyo ağlarında işbirlikçi algılama yönteminin de-

taýlý bir Őekilde analizi gerŐekleŐtirilmiŐtir. Daha 6nce bir çok çalıŐmada yalnız yumuŐak kararla birleŐtirme, yalnız sıfır-bir kararıyla birleŐtirme veya yalnız s6n6mlenme, yalnız g6lgelenme koŐulları altında incelemeler yapılmıŐtır. Bu çalıŐmada ise sisteme ve ortama dair her bir koŐul çaprazlanarak kanaldaki ve sistemdeki farklı Őartların ortak sim6lasyon parametreleri altında baŐarımı elde edilmiŐtir.

KAYNAKLAR

- [1] FCC, Spectrum Policy Task Force Report (ET Docket no. 02-135), Nov. 2002.
- [2] T. X. Brown, "An analysis of unlicensed device operation in licensed broadcast service bands," Proc. IEEE 1st Symp. Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Nov. 2005, pp. 11-29.
- [3] J. Mitola and G. Q. Maguire, Cognitive Radio: Making software radios more personal, IEEE Pers. Commun., vol. 6, no. 4, Aug. 1999, pp. 13-18.
- [4] X. Liu, S. N. Shankar, Sensing based opportunistic channel access, AC Mobile Networks and Applications J. (MONET), vol.11, no.4, pp. 577-591, Aug. 2006.
- [5] S.Haykin, Cognitive radio: brain-empowered wireless communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications 23 (2) (2005) 201-220.
- [6] D. Tse and P. Viswanath. Fundamentals of wireless communications. Cambridge University Press, 2005.
- [7] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang. User cooperation diversity Part i: System description. IEEE Transactions on Communications, 51(11), November 2003.
- [8] S. M. Mishra, A. Sahai and R. W. Brodersen, Cooperative sensing among cognitive radios, IEEE ICC 2006.
- [9] H. Uchiyama, K. Umebayashi, Y. Kamiya, Y. Suzuki, T. Fujii, F. Ono, K. Sakaguchi, Study on cooperative sensing in cognitive radio based ad-hoc network, The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications (PMRC'07)
- [10] A. Ghasemi, Elvino S. Sousa, Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, challenges and design trade-offs, IEEE Communications Magazine, April 2008.
- [11] K. B. Letaief, W. Zhang, Cooperative communications for cognitive radio networks, Proceedings of the IEEE, Vol. 97, No.5, May 2009.

- [12] A. Ghasemi, E. S. Sousa, Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments 1-4244-0013-9/05 IEEE 2005.
- [13] K. Arshad, K. Moessner, Collaborative spectrum sensing for cognitive radio, 978-1-4244-3437-4, IEEE 2009.
- [14] R. Niu, B. Chen, P. K. Varshney, Fusion of decisions transmitted over Rayleigh fading channels in wireless sensor networks, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.54, No.3, March 2006.
- [15] Jun Ma, Guodong Zhao, Ye Li, Soft combination and detection for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks, *IEEE Transactions on wireless communications*, Vol.7, No.11, November 2008.
- [16] Bin Shen and Kyung Sup Kwak, Soft combination schemes for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks, *ETRI Journal*, Vol. 31, Nr. 3, page 263-266, June 2009.
- [17] Zhi Quan, Shuguang Cui, Ali H. Sayed, An optimal strategy for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks, p.2947-2951, *IEEE GLOBECOM* 2007.
- [18] A. J. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press 2005
- [19] M. Hata. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Trans. Veh. Tech.* 1980, 317-325
- [20] COST 235 Final Report, Radiowave propagation effects on next-generation fixed-service terrestrial telecommunications systems. Commission of European Communities, 1996.
- [21] W. C. Y. Lee, *Mobile communications design fundamentals*, Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, John Wiley Sons, Ltd, Chichester, UK, 1993.
- [22] A. J. Goldsmith, L. J. Greenstein, and G.J. Foschini, Error statistics of real-time power measurements in cellular channels with multipath and shadowing, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, No. 3, pp. 439-446, Aug. 1994.

- [23] A. Papoulis, Probability, Random variables and stochastic processes third edition, McGraw-Hill 1991
- [24] John Proakis, Digital communications, McGraw-Hill 4th Edition, 2001
- [25] Joseph Boccuzzi, Signal processing for wireless communication, McGraw-Hill, 2008.
- [26] Bau III, David; Trefethen, Lloyd N., Numerical linear algebra 1997, Philadelphia: Society for Industry and Applied Mathematics
- [27] W. C. Jakes, Jr., Microwave mobile communications, New York: Wiley, 1974.
- [28] J. Mitola, Cognitive radio for flexible mobile multimedia communication, in: Proc. IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications (MoMuC) 1999, November 1999, pp. 3-10.
- [29] J. Mitola, Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio, Ph.D Thesis, KTH Royal Institute of Technology, 2000.
- [30] FCC, Notice of proposed rule making and order: Facilitating opportunities for flexible, efficient, and reliable spectrum use employing cognitive radio technologies, ET Docket No. 03-108, Feb. 2005
- [31] R.W. Thomas, L.A. DaSilva, A.B. MacKenzie, Cognitive Networks, in Proc. IEEE DySPAN 2005, November 2005, pp. 151-159.
- [32] Ian F. Akyildiz, Won-Yeol Lee, Mehmet C. Vuran, Shantidev Mohanty, Next generation / Dynamic spectrum access / Cognitive radio wireless networks: A Survey. 2006
- [33] A. Sahai, N.Hoven, R.Tandra, Some fundamental limits in cognitive radio, Allerton Conf. on Commun., Control and Computing October 2004.
- [34] Y. Chen, N. C. Beaulieu, Performance of collaborative spectrum sensing for cognitive radio in the presence of gaussian channel estimation errors, IEEE Transactions on Communications, Vol.57, No.7, July 2009.

- [35] S.Shankar, C.Cordeiro, and K.Challapali, "Spectrum agile radios: utilization and sensing architectures," in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005 pp. 160-169
- [36] U.Gardner, WA, Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals, IEEE Signal Processing Mag., vol. 8, no. 2, pp. 14-36
- [37] G. Ganesan, Y. G. Li, Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks, in: Proc. IEEE DySPAN 2005, November 2005, pp.137-143.
- [38] J. Zhao, H. Zheng, G. H. Yang, Distributed coordination in dynamic spectrum allocation networks, in: Proc. IEEE DySPAN 2005, November 2005, pp. 259-268.
- [39] E. Visotsky, S. Kuffner, and R. Peterson, On collaborative detection of TV transmissions in support of dynamic spectrum sensing, in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 338-345.
- [40] T.Weiss, J.Hillenbrand, F.Jondral, A Diversity approach for the detection of idle spectral resources in spectrum pooling systems, in Proc. of the 48th Int. Scientific Colloquium, Ilmenau, Germany, Sept. 2003, pp.37-38
- [41] S.M.Kay, Fundamentals of statistical signal processing: Detection Theory, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1998
- [42] M.K.Simon, Probability distributions involving gaussian random variables, New York Springer, 2002
- [43] B.V.Gendenko and A.N. Kolmogorov, Limit distributions for sums of independent random variables. Addison-Wesley, MA, 1954
- [44] Bin Shen, K. Sup Kwak, Soft combination schemes for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks, ETRI Journal, Vol. 31, Number 3, June 2009.
- [45] H. V. Poor, An introduction to signal detection and estimation, Springer-Verlang, New York, 1994.
- [46] Erwin Kreyszig, Advanced engineering mathematics, John Wiley, 2006.

- [47] A. H. Sayed, Fundamentals of adaptive filtering, Wiley, NY, 2003.
- [48] E.Peh and Y.-C. Liang, Optimization for cooperative sensing in cognitive radio networks, in Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf., Hong Kong, Mar. 2007, pp. 27-32.
- [49] S. Kyperountas, N. Correal, Q. Shi, Z Ye, Performance analysis of cooperative spectrum sensing in Suzuki fading channels, Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, CrownCom 2007.
- [50] A.Ghasemi and E.S.Sousa, Opportunistic spectrum access in fading channels through collaborative sensing, J.Commun., vol.2, no.2 pp. 71-82, Mar.2007
- [51] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, Digital Signal Processing, Prentice Hall, 1999.
- [52] H. Urkowitz, Energy detection of unknown deterministic signals, Proceedings of the IEEE, Vol.55, No.4, Apr. 1967.
- [53] S. Kyperountas, N. Correal, Q. Shi, Z. Ye, Performance analysis of cooperative spectrum sensing in Suzuki fading channels, Wireless Solution Research - FCRL, ISRL, Motorola Labs, 2008.
- [54] Harry L. Van Trees, Detection, Estimation and Modulation Theory, John Wiley and Sons, 2001.

ÖZGEÇMİŞ

69

Adı Soyadı : HALİL TONGÜL
Doğum Yeri : Antalya
Doğum Yılı : 1984
Medeni Hali : Bekar

Eğitim ve Akademik Durumu

Lise 1995-2002 : Serik Anadolu Lisesi, ANTALYA
Lisans 2002-2007 : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
ANKARA

Yabancı Dil : İngilizce

İş Tecrübesi

2007- : Aselsan A.Ş.