

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GEZGİN İLETİŞİM SİSTEM TASARIMI İÇİN
BİLGİSAYAR MODELİ VE UYGULAMASI

83256

Elekt. ve Hab. Müh. Funda AKAR

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüncü

“Elektronik Yüksek Mühendisi”

Ünvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 08.01.1999

Tezin Savunma Tarihi: 12.02.1999

83256

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. İ. Hakkı ÇAVDAR

Jüri Üyesi: Doç. Dr. Kemal ERDOĞDU

Jüri Üyesi: Yrd. Doç. Dr. Mustafa ULUTAŞ

Enstitü Müdürü: Prof. Dr. Asım KADIOĞLU

Trabzon 1999

ÖNSÖZ

Bu çalışma, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Elektronik Mühendisliği bölümü, Yüksek Lisans Programı çerçevesinde gezgin iletişim sistem tasarımı için bir bilgisayar modeli tanıtılmış ve bu modelin Türkiye üzerinde kısmi bir uygulaması yapılmıştır.

Tasarım modelinde amaç, sayısal gezgin haberleşme için hücre yapısını belirlemek ve temel parametreler olan verici gücü ile ortak kanal tekrar kullanım uzaklığını belirlemektir.

Bu çalışmamda danışmanlığımı üstlenerek çalışmalarımı yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen Sayın Yrd.Doç.Dr. I. Hakkı ÇAVDAR' a, çalışmalarım boyunca her türlü desteği veren Sayın Prof. Dr. Şakir BAYINDIR' a, Sayın Yrd.Doç.Dr. Hasan GÜL' e, Sayın Yrd.Doç.Dr. A. Ercan EKİNCİ' ye, Sayın Öğr.Gör.Yaşar KANDAL' a teşekkürlerimi sunarım.

Maddi ve manevi destekleri ile çalışmalarımın aksamadan ilerlemesini sağlayan babama, sevgili eşime ve eniştem Yrd.Doç.Dr. İsmet YILDIZ' a da teşekkür ederim.

Funda AKAR

Ocak 1999

TRABZON

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER DİZİNİ	VII
SEMBOLLER DİZİNİ	IX
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1.Giriş	1
1.2.Gezgin Haberleşmenin Tarihçesi	1
1.2.1. Gezgin Haberleşme Sistemleri	2
1.2.2. Pan- European Sayısal Hücresele Gezgin Telefon Sistemi (GSM-900)	3
1.2.3. GSM Sisteminin Özellikleri	3
1.2.4. GSM Sisteminin Yapısı	4
1.2.5. GSM Şebeke Mimarisi	4
1.2.6. Şebeke Konfigürasyonunda Dikkat Edilecek Hususlar	6
1.3. Niçin Hücresele Telefon Sistemi	6
1.3.1. Sıradan Gezgin Telefon Sistemlerinin Sınırlamaları	6
1.3.2. Temel Hücresele Sistem	7
1.4. Gezgin Haberleşmede Sayısal Uygulamalar	8
1.5. Sayısal Gezgin Haberleşmenin Radyo Link Tasarımı	11
1.5.1. Hücre Kaybı ve Sınır	11
1.6. Sayısal Karasale Gezgin Radyoda Verimli Spektrum Kullanımı	14
1.6.1. Spektral Verimliliğin Tanımı	14
1.6.2. Verimli Teknikler ve Teknolojileri	17
1.6.3. Optimizasyon	19
2.YAPILAN ÇALIŞMALAR	27
2.1. Hücresele Sistem İçin Geliştirilmiş Bilgisayar Modeli	27
2.1.1. Verici Gücü Hesabı	27
2.1.2. Ortak Kanal Tekrar Kullanım Uzaklığının Hesaplanması	30
2.2. Model Parametrelerinin Belirlenmesi	35

2.2.1. Yol Kaybı İçin Deneysel Formül	35
2.2.2. Kara Gezgin Radyoda Sayısal FM İletim Performansı	36
2.2.2.1. Discriminatör ve Diferansiyel Dedektörlerin Matematiksel Modeli	37
2.2.2.2. Ortalama P_e Performansının Elde Edilmesi	38
2.2.3. Karşılaştırma	46
2.3. Sayısal Kara Gezgin Radyo İçin Çeşitleme Teknikleri	49
2.4. Modelin Türkiye' ye Uygulanması	50
3. BULGULAR VE TARTIŞMA	52
4. SONUÇLAR	53
5. KAYNAKLAR	54
6. ÖZGEÇMİŞ	56



ÖZET

Bu çalışmada gezgin iletişim için ortam parametreleri bilinen bir bölgede haberleşmenin istenen kalitede olması için hücre yapısı, verici gücü ve frekans tekrar kullanım uzaklığı bir bilgisayar programı ile belirlenmektedir. Bu program ile ele alınan bölge için en uygun hücre yapısı, hücre yarıçapları, aynı frekanslı istasyonların tekrar kullanım aralığı ve verici gücü hesaplanabilmektedir. Bu yöntem kullanılarak Türkiye için kısmi bir uygulamayla örnek bir model çıkarılmıştır. Bu gezgin radyo link tasarımı hücre kaybı ve sınır arasındaki ilişkiye dayandırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Verici Gücü, Ortak Kanal Tekrar Kullanım Uzaklığı, Hücre Kaybı, Sınır, Ortak Kanal Girişimi, Taşıyıcı Gürültü Oranı, Taşıyıcı Girişim Oranı.

SUMMARY

Computer Modelling and an Application of Mobile Communication System Design

The common objective of mobile communication systems is to provide high-quality communication services between a fixed land base or satellite station and a moving vehicle with reasonable cost and spectral economy. Radio link design, which is one of the most important problems of mobile radio engineers, must be carried out by taking these effects into account. Fundamental parameters of radio link design for cellular land mobile radio systems are transmitter power and cochannel reuse distance. These parameters are determined for a specified transmission quality and allowable outage. For the system design, transmission quality requirement is obtained from a knowledge of transmission performance in a pure multipath Rayleigh fading environment without log-normal shadowing. Thermal noise and cochannel interference are also taken into account. Outage, which is defined as a fraction of service area over which the required transmission quality can not be maintained within the service area, is determined from the characteristics of log-normal shadowing and path loss variation with distance.

Based on the relationship between outage and margin, the transmitter power and the cochannel reuse distance can be determined. We try to make an application for Turkey. The purpose of the design is to provide communication that is as much as uninterrupted. The design is for the northeast of Turkey, which is mountainous region. So that the optimum propagation constants are selected.

Key Words: Transmitter Power, Cochannel Reuse Distance, Outage, Margin, Cochannel Interference (CCI), Carrier-to-noiseRatio (CNR), Carrier-to-interference Ratio (CIR).

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa No
Şekil 1. CNR ve CIR için istenen sınırlar	13
Şekil 2. Hücre yapısı	14
Şekil 3. M ile $B_b T$ arasındaki ilişki	20
Şekil 4. GMSK işaret ve girişimin kompleks zarf diyagramı	21
Şekil 5. $P_{es}=10^{-3}$ için Λ_{th} ile $B_b T$ arasındaki ilişki	23
Şekil 6. $P_{es}=10^{-3}$ için Λ_{th} ile R_c arasındaki ilişki	24
Şekil 7. η_T ile $B_b T$ arasındaki ilişki	25
Şekil 8. η_T ile R_c arasındaki ilişki	26
Şekil 9. Hücre kaybı ile istenen CNR sınırı arasındaki ilişki	28
Şekil 10. F_f^1 ile F_a^1 arasındaki ilişki	29
Şekil 11. İstenen verici gücünü hesaplamak için tasarım diyagramı	30
Şekil 12. Hücre kaybı ile istenen CIR sınırı arasındaki ilişki	31
Şekil 13. F_f^2 ile F_a^2 arasındaki ilişki	32
Şekil 14. Ortak kanal tekrar kullanım uzaklığı ile CIR' ın bölge ortalaması arasındaki ilişki	33
Şekil 15. Ortak kanal tekrar kullanım uzaklığını hesaplamak için	34

Şekil 24. Diferansiyel dedektörlü MSK' nın CIR performansına karşılık ortalama P_e (2)	46
Şekil 25. Sayısal gezgin radyo link için tasarım modeli	50



SEMBOLLER DİZİNİ

a_c :	Kanal başına taşınan trafik
a_{cell} :	Hücre başına verilen trafik
a_{sub} :	Abone başına yoğun saat trafiği
ACI :	Komşu kanal girişimi
AGS :	Alçak geçiren süzgeç
B :	Çağrıların bloklama oranı
B_oT :	Normalize edilmiş band genişliği
BER :	Bit hata oranı
BGS :	Band geçiren süzgeç
CCI :	Ortak kanal girişimi
CIR :	Taşıyıcı girişim oranı
CNR :	Taşıyıcı gürültü oranı
D/R :	Ortak kanal tekrar kullanım uzaklığı
F_a^1 :	Bütün hücre içindeki hücre kaybı (CNR için)
F_f^1 :	Herhangi bir noktadaki hücre kaybı (CNR için)
F_a^2 :	Bütün hücre içindeki hücre kaybı (CIR için)
F_f^2 :	Herhangi bir noktadaki hücre kaybı (CIR için)
f_s :	Kanal açıklığı
ISI :	Semboller arası girişim
LBR :	Düşük bit oranı
L_p :	Uzaklıkla yol kaybı
N :	Hücre sayısı
n_{cell} :	Her bir hücre için ayrılan kanal sayısı
n_{sys} :	Sistem için tahsis edilen toplam kanal sayısı
N_{sub} :	Birim bölgedeki abone sayısı
P_t :	Verici gücü
R :	Birim hücre yarıçapı
R_c :	Kodlama oranı
S :	Birim hücre alanı
T :	Periyot

W :	Band genişliği
Γ :	CNR' nin lokal ortalaması
Γ_m :	CNR' nin bölge ortalaması
Γ_{th} :	CNR' nin eşik seviyesi
Γ_m/Γ_{th} :	CNR sınırı
Λ :	CIR' ın lokal ortalaması
Λ_m :	CIR' ın bölgeortalaması
Λ_{th} :	CIR' ın eşik seviyesi
Λ_m/Λ_{th} :	CIR sınırı
α :	Propagasyon sabiti
η_T :	Spektral verimlilik
ρ :	Karşılıklı ilişki katsayısı
σ_0 :	Standart sapma



1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Gezgin radyo iletişimi kullanıcı kişilerin gerek günlük hayatlarının gerek iş sahalarının vazgeçilmez bir parçası olmaktadır. Genel olarak iş randımanını arttırmak ve enerji kaynaklarından tasarruf noktasında en etkin yol olduğu kabul edilmektedir. Gelişmeler o kadar hızlıdır ki; yakın ve uzak dönem planlamaları için ülkeler bu servisten yararlanmak için müracaat edenlere frekans tahsislerinde büyük zorluklarla karşılaşmaktadırlar.

Bu çalışmada gezgin iletişim için belirlenen bir bölgede haberleşmenin istenen kalitede olması konusunda coğrafik şartlara ve ortam parametrelerine bağlı olarak hücre yapısı ve frekans tekrar kullanım uzaklığı bir bilgisayar programı ile belirlenmektedir. Bu program ile ortam parametreleri bilinen bir bölgede istenen haberleşme kalitesinin sağlanabilmesi için en uygun hücre yapısı, bu hücrelerin yarıçapları ve dolayısıyla da aynı frekanslı istasyonların tekrar kullanım aralığı hesaplanabilmektedir.

1.2. Gezgin Haberleşmenin Tarihçesi

Bilinen ilk gezgin radyo 1921' de Detroit' de, ABD Emniyeti' nin polis arabalarında kullanılması ile başlamıştır. Daha sonra New York ve başka şehirler de bu uygulamayı takip etmişlerdir. Kullanılan ilk sistemler 2 MHz civarında idi ve teknoloji ilerledikçe daha yüksek frekansların kullanımı da başlamıştır. 1933' de ABD Federal İletişim Komisyonu (FCC) 30-40 MHz bandında deneysel amaçlı dört kanalın kullanılmasına müsaade etmiştir. İkinci Dünya Savaşında radyo iletişim teknolojisinin çok hızla gelişmesi neticesinde Bell Telefon laboratuvarlarında gezgin radyo servisinin iyileştirilmesi ve yüksek frekansların kullanımı ile ilgili araştırmalara hız verilmiştir. 1964' de 150 MHz' lik yeni radyo iletişim sistemi ve bunu da 450 MHz' lik diğer bir sistem 1969' da takip etmiştir.

Benzer hızlı gelişmeler diğer ülkelerde de gözlemlenmiştir. Japonya' da mesleki ve ticari radyo kullanımını oldukça yaygındır ve çok değişik gezgin kullanım gayeleri için frekans tahsis edilmesi yapılmıştır.

İsveç' in gezgin Nordic telefon sistemi 1981' de çalışmaya başladığında, 1991' de tahminen 50.000 kullanıcısı olacağı sanılmıştır. Bu sayıya 1984' de ulaşılmıştır ve 1988' de 120.000 abone sayısına erişmiştir. Bu olay sistemin kullanıma koyulduğu bütün ülkelerde aynen tekrar etmiştir.[1]

1.2.1. Gezgin Haberleşme Sistemleri

GSM:Global System for Mobile Communications (Group Spesiale Mobile)

DCS 1800:Digital Communication System 1800 MHz (UK "PCN")

CT2 CAI:Cordless Telephone MkII Common Air Interface

DECT:Digital European Cordless Telephone

DAMPS:Digital Advanced Mobile Phone System

UMTS:Universal Mobile Telecommunication System

FPLMTS:Future Public Land Mobile Telecommunication System

TFTS:Terrestrial Flight Telephone System

Bir hücreli sistemin ana amaçları olarak aşağıdakileri sıralayabiliriz:[2]

- 1) Fazla abone kapasitesi
- 2) Verimli spektrum kullanımı
- 3) Ülke çapında uygunluk
- 4) Yaygınlık, geçerlilik
- 5) Trafik yoğunluğuna göre ayarlanabilirlik
- 6) Taşıt ve taşınabilir istasyonlara hizmet
- 7) Düzenli telefon hizmeti ve dağıtımını içeren özel hizmetler
- 8) Hizmetin telefon kalitesi
- 9) Bütçeye uygunluk

1.2.2. Pan-European Sayısal Hücreli Gezin Telefon Sistemi (GSM-900)

Avrupa' daki hücreli gezin telefon sistemlerinin birbiriyle olan uyumsuzluğu daha önce de denildiği gibi hem uluslararası gezinmeyi imkansız kılması hem de gezin telefon ünite maliyetlerinin düşmesini engellemiştir. Aynı ayrı sistemlerle bölünen Avrupa pazarı, gezin ünite fiyatlarının düşmesini sağlayacak sayıda bir seri üretime geçmeleri için gezin telefon üreticilerine cesaret verememiştir. Gezin telefonların geleceğini tehdit eden bu tehlikeyi sezen gezin telefon işletmecilerinin önerileriyle kullanıcılara tüm Avrupa dahilinde kesintisiz servis ve gezinme imkanı verecek bir sistemin kurulması düşünülmüştür. 1982 yılında CEPT (European Conference of Postal and Telecommunication Administrations-Avrupa PTT' leri Birliği) böyle bir sistemin standartlarını belirleyecek bir komite oluşturulmasını sağlamıştır. Komite 1989 yılından itibaren ETSI' ya (European Telecommunication Standards Institute-Avrupa Haberleşme Standartları Enstitüsü) bağlı teknik bir komite olarak çalışmalarını sürdürmüştür. Bu komiteye daha sonradan GSM (Groupe Speciale Mobile) adı verilmiştir. Bugüne kadar sistemin birçok standartları belirlenmiş Temmuz 1991' de başta Danimarka ve Almanya olmak üzere deneme amacıyla uygulamalar başlamıştır. 2000 yılında Avrupa' da toplam 14 milyon GSM abonesinin olacağı tahmin edilmektedir.[1]

1.2.3. GSM Sisteminin Özellikleri

GSM sisteminin en önemli özellikleri şöyle sıralanabilir:

- 1-) Uluslararası uyumluluk ve gezinme imkanı tanınmaktadır.
- 2-) Tamamen sayısal bir sistemdir.
- 3-) 900 MHz bandında çalışmaktadır.(890-915 MHz 935-960 MHz)
- 4-) Taşıyıcı başına 270 Kbit/s hızında sayısal iletim yapmaktadır.
- 5-) 13 Kbit/s hızında ses (konuşma) kodlaması özelliğine sahiptir.
- 6-) Taşıyıcı başına 8 (daha sonra 16) TDMA kanalı vardır.
- 7-) Gönderilen işaret kriptolama özelliğine dayanan yüksek güvenilirlik ve gizlilik özelliklerine sahiptir.
- 8-) Gezin ünitelerin elde taşınabilme ve maliyet özellikleri geliştirilmiştir. (Daha ufak, hafif ve ucuz gezin üniteler)

9-) OSI (Open Systems Interconnection) referans modeli ve ISDN (Integrated Services Digital Network-Birleşik Hizmetler Sayısal Şebekesi) standartlarına uygundur.

10-) Devre veya paket bağlaşmalı veri iletimine imkan vermektedir. (9.6 Kbit/s)

11-) 1000 adet frekans kanalına sahip olduğundan yüksek kapasitelidir.

12-) Hücre boyları (dolayısıyla kaplama alanı) trafik yüküne göre dinamik olarak ayarlanmaktadır.

13-) Kullanıcıya özel bilgilerin saklandığı abone kartları sayesinde kişiye ait olmayan bir gezgin üniteden yararlanma olanağı vermektir. Bu kartlar sayesinde abone gezgin ünitesini de kullanılabilen ücretlendirme ise şahsına yapılmaktadır.

Bu özellikleriyle GSM sistemi günümüz iş dünyasının hızlı bilgi alış verişine dayanan yüksek tempoya, kişilerin rahatça ayak uydurmasını sağlayan son derece gelişmiş ve kullanışlı bir haberleşme sistemidir.[1]

1.2.4. GSM Sisteminin Yapısı

GSM sistemi halen gelişmesini sürdüren bir sistemdir. Sistemin temel fonksiyonlarının testleri halen devam etmektedir. Bu denemeler ve ölçümlerin sistem detaylarını değiştireceğine kesin gözüyle bakılmaktadır ancak bu ufak tefek değişiklikler sistemin genel yapısını etkilemeyecektir.

Analog hücresel gezgin telefon sistemleriyle GSM arasındaki en önemli fark; GSM' nin tamamen sayısal teknoloji ve ISDN felsefesi üzerine oturtulmasıdır. Analog sistemler ise sadece yalın ve basit birer telefon sistemleridir.

ISDN' deki 3 kanalın GSM' deki karşılığı olan kanallar aslında birbirinden hız ve bağlanma tipi yönünden değişik olan lojik kanallardır (5-13 Kbit/s devre veya paket bağlaşmalı). Bu kanalların en yüksek iletim hızı 13 Kbit/s' dir. GSM kanallarının ISDN kanallarına dönüştürülmesi MSC' lerde gerçekleştirilmektedir.

1.2.5. GSM Şebeke Mimarisi:

Bağlaşma alt sistemini oluşturan elemanlar ise şunlardır:

1-) MSC (Mobile Switching Center-Gezgin Bağlaşma Merkezi)

2-) HLR (Home Location Register-Yerel Pozisyon Kaydedicisi)

3-) VLR (Visitor Location Register-Ziyaretçi Pozisyon Kaydedicisi)

4-) AC (Authentication Center-Onaylama Merkezi)

5-) EIR (Equipment Identification Register-Cihaz Kimlik Kaydedicisi)

Bağlaşma ve şebeke alt yapı sistemi kanalların yönetiminden sorumludur. Diğer şebeke elemanları ile beraber çağrımları ve işaretlemeyi kontrol eder.[3]

MSC (Mobile Switching Center - Gezgin Bağlaşma Merkezi)

Gezgin abonelerle diğer şebekeler arasındaki bağlaşma ve işaretlemeyi yürütür. MSC' ler klasik telli haberleşme kontrol fonksiyonları yanında aktarma işlemleri gibi gezgin haberleşmeye özel kontrol fonksiyonlarını da yerine getirirler. Sistemin bu kontrol fonksiyonları, şebekenin veri kontrol noktasından ayrı tutulmuştur. MSC' nin ihtiyaç duyduğu veri dört tip hizmet kontrol noktasından elde edilir.

HLR (Home Location Register - Yerel Pozisyon Kaydedicisi)

Abone parametrelerini (kütük numaraları, gezgin ünite kimlik bilgileri, erişim önceliği vs.) sabit bir hafızada saklayan bir veri tabanıdır. Bir PLMN' de birden fazla HLR bulunabilir; ancak her abone sadece kendi HLR' sine kaydedilir. HLR aynı zamanda gezgin abonelerin pozisyonları hakkında geçici bilgilere sahiptir.

VLR (Visitor Location Register - Ziyaretçi Pozisyon Kaydedici)

MSC' ye bağlı bölge dahilinde gezinen abonelerin pozisyonlarına ait bilgilerin geçici hafızada tutulduğu bir veri tabanıdır. VLR abone parametrelerini HLR' den yapılan çağrımlar için yol bulunmasında MSC' ye destek olur. Abone hücre değiştirildiğinde VLR HLR' yi bu değişikliklerden haberdar eder.

AC (Authentication Center - Onaylama Merkezi)

HLR' nin isteği üzerine aboneye özel bilgilerin kayıtları bu merkez tarafından kontrol edilir ve ondan sonra sistemin kullanılmasına izin verilir. AC' den alınan aboneye özel bilgilerin aboneden alınanlarla karşılaştırılması bağlaşma alt sisteminde yapılır; bu bilgilerde bir çelişki varsa gezgin abonenin çağırma isteği reddedilir. Bu sayede sistemin yetkili olmayan kişilerce kullanılması önlenir.

EIR (Equipment Identification Register - Cihaz Kimlik kaydedicisi)

Bu veri tabanında ise gezgin ünitenin kimlik bildirimleri tutulur. Şüpheli gezgin telefon cihazları için oluşturulacak "kara liste" sayesinde çalıntı ve yetkisiz cihazların şebekeden yararlanması önenebilir.

1.2.6. Şebeke Düzeninde Dikkat Edilecek Hususlar:

GSM standartları HLR, VLR, AC, MSC, EIR elemanlarının fonksiyonlarını kesin çizgilerle ayırarak PLMN mimarisini detaylandırmıştır. Ancak şebekenin fiziksel kofigürasyonu, bu fonksiyonel şemayla aynı olmak zorunda değildir. Gerçek bir şebekenin projelenmesinde şu hususlar göz önüne alınır:

- 1-) Coğrafi dağılım ve trafik yükü
- 2-) Diğer haberleşme şebekelerinin yapıları ve bu şebekelerle olan ara bağdaşım
- 3-) Şebeke elemanlarının statik ve dinamik yapıları
- 4-) Erişilebilirlik
- 5-) Kontrol mekanizmaları (Dağılmış veya merkezi), hat maliyetleri, işletme ve bakım giderleri

Bu faktörleri göz önüne alan işletmeci, iki ekstrem - tam merkezileşmiş veya tamamen dağılık kontrol mekanizmaları - arasında bir sistem kuracaktır.[3]

1.3. Niçin Hücresel Telefon Sistemi?

1.3.1. Sıradan Gezgin Telefon Sistemlerinin Sınırlamaları:

Bir hücresel gezgin telefon sistemi geliştirmenin ve onu bir çok şehirde kullanmanın nedenlerinden biri sıradan gezgin telefon sistemlerinin çalışma kısıtlamalarıdır. Bunların en önemlileri sınırlı hizmet kapasitesi, düşük hizmet performansı ve yetersiz (verimsiz) frekans spektrumu kullanımındır.

Sınırlı Hizmet Kapasitesi: Bir sıradan gezgin telefon sistemi, genellikle özerk coğrafi bölgelerde kullanmak için bir özel frekans bölüştürmesinden bir veya daha fazla kanalın seçilmesiyle tasarlanır. Her bir bölgenin haberleşme nakil alanı alabildiğince geniş planlanır. Bu da, iletilen gücün bütün özelliklerinin imkan verdiği kadar yüksek olması gerektiği anlamına gelir. Bir bölgede konuşmaya başlayan kullanıcı, başka bir bölgeye girdiği zaman yeniden arama yapmalıdır çünkü konuşma kesilecektir. Bir konuşmanın aktarma (handoff) kapasitesinin dışında tamamlanabileceği garantisi olmadığı sürece bu bir istenmeyen radyo sistemidir.

Aktarma, gezgin ünitenin farklı frekans alanına hareket etmesiyle otomatik frekans değiştirme yöntemidir. Böylece konuşma tekrar aramaksızın yeni frekans bölgesinde sürebilecektir. Sıradan sistemin bir diğer dezavantajı da, aktif kullanıcı sayısının belirli frekans bölgesine ayrılmış kanalların sayısıyla sınırlanmasıdır.

Düşük Hizmet Performansı: Geçmişte, 33 kanalın toplamı üç gezgin telefon sistemine bölüştürülmüştü: Gezin telefon servisi (MTS), Geliştirilmiş Gezin Telefon Servisi (IMTS) MJ sistemleri ve MK sistemleri. MTS 40 MHz civarında ve MJ 150 MHz' de çalışır. Her ikisi de 11 kanal sağlar, MK 450 MHz' de çalışır ve 12 kanal sağlar. Bu 33 kanal 50 mil çapında bir alanı içine almalı. 1976' da New York' da MJ' nin 6 kanalı 320 müşteriye hizmet veriyordu ve 2400 müşteri de bekleme listesindeydi. Aynı zamanda MK' nin 6 kanalı 225 müşteriye hizmet veriyor ve daha 1300 müşteri de bekleme listesindeydi. Buna göre hizmet performansı yetersizdi ve talep sürekli artıyordu. Yani gezgin telefonlar için yüksek kapasiteli sisteme ihtiyaç vardı.[2]

Yetersiz Frekans Spektrumu Kullanımı: Sıradan bir gezgin telefon sisteminde, frekans kullanım ölçüsü M_o , yoğun saatte bir kanalda hizmet verebilen maksimum müşteri sayısı ile belirlenir.

$$M_o = \text{Abone sayısı} / \text{Kanal} \quad (\text{sıradan sistemler})$$

veya

$$M_o = \begin{cases} 53 & \text{Abone Sayısı} / \text{Kanal} \quad (MJ \text{ sistem}) \\ 37 & \text{Abone Sayısı} / \text{Kanal} \quad (MK \text{ sistem}) \end{cases}$$

Buradan sıradan telefon sisteminin spektrumu verimli bir şekilde kullanmadığı görülmektedir. Çünkü her bir kanal bütün bir alanda aynı anda sadece bir müşteriye hizmet verebilmektedir. Bunun için frekans spektrumunu daha verimli bir şekilde kullanan bir yeni hücreli sisteme ihtiyaç duyulmuştur.

1.3.2. Temel Hücreli Sistem

Bir temel hücreli sistem üç bölümden oluşur: Bir gezgin ünite, bir hücre alanı ve bir gezgin telefon yol verme (aktarma) merkezi (MTSO).

1) Gezgın Birim: Bir gezgın telefon ünitesi, bir kontrol birimi, bir transceiver ve anten sistemi içerir.

2) Hücre Alanı: Hücre alanı MTSO ve gezgın üniteler arasında bağlantı sağlanan bölgedir. Bir kontrol ünitesi, radyo alıcıları (kabinleri), antenleri, güç aygıtı ve data terminallerine sahiptir.

3) MTSO: Yol verme (anahtarlama) merkezi, bütün hücre alanları için merkezi koordinasyon elemanıdır, hücresel işlemci ve hücresel anahtar içerir. Telefon bölge ofisleri arasında arabirimdir, çağrı işlemeyi kontrol eder ve faturalama işlerini ele alır.

4) Bağlantılar: Radyo ve yüksek hızlı data linkleri yukarıdaki üç alt sistemi birleştirirler. Her gezgın ünite, kendi haberleşme linki için sadece bir kanal kullanabilir. Fakat kanal sabit değildir çünkü bütün hücre alanlarının aynı zamanda birkaç gezgın üniteyle birleşebilen çok kanal kapasitesine sahip olduğu hizmet bölgesiyle belirlenen bantta birisi olabilir.

MTSO hücresel gezgın sisteminin kalbidir. İşlemcisi, merkezi koordinasyonu ve hücresel yönetimi sağlar.

Analog ya da sayısal olabilen hücresel anahtar, gezgın aboneleri diğer gezgın abonelere ve ulusal telefon şebekesine bağlamak için çağrılara yol verir. Ses trunk' larını telefon santralleri arası ses trunklarına benzer şekilde kullanır. Aynı zamanda işlemciyle anahtar arası ve hücre alanıyla işlemci arası linkleri denetlemeyi sağlayan data linklerini kapsar. Radyo linki, gezgın ünite ve hücre alanı arasındaki ses ve sinyalizasyonu taşır. Yüksek hızlı data linkleri, standart telefon trunkları üzerinden gönderilemez bu yüzden ya mikrodalga linklerini ya da T-taşıyıcıları (tel hatları) kullanılmalıdır. Mikrodalga radyo linkleri veya T- taşıyıcıları hem sesi hem de hücre alanı ile MTSO arasındaki datayı taşır.[3]

1.4. Gezgın Haberleşmede Sayısal Uygulamalar

Gezgın radyo sistemlerinin ortak hedefi, sabit yer baz istasyonları veya uydu istasyonlarıyla gezgın birim arasında yüksek kaliteli haberleşme hizmetlerini uygun fiyat ve spektral ekonomiyle sağlamaktır. Gezgın radyo sistemlerinin sayısal uygulamaları, ileri sayısal teknolojilerin kullanılmasıyla bu hedefi başarmayı tasarlamaktadır. Sayısal

teknolojilerin gezgin-radyo sistemlere uygulanması genel olarak şu gruplar altında incelenebilir:[4]

Verimli Spektrum Kullanımı: Verimli spektrum kullanımı radyo mühendisliğinin en gelişmiş çalışmalarının üzerinde odaklandığı bir problemdir. Spektrumun üç bileşenin - frekans, zaman ve boşluk (uzay) - verimli olarak kullanılması için bir çok teknoloji tek bir noktada toplanmış olarak çalıştırılmış ve geliştirilmiştir. Dar-bant iletimi, çok kanallı erişim ve küçük hücre planı, spektrumu korumak için başlıca üç çözüm yöntemidir. Dar bant iletimi, düşük bit oranı (LBR) kodlama, verimli band genişliği modülasyonu ve dengeli taşıyıcı kaynak teknolojileriyle başarılmaktadır. Bir kanalın zaman paylaşımı kullanımına imkan veren (kolaylaştıran) çok kanallı erişim, bellek komutlu kontrol düzeni kullanan bir merkezi elektronik işlemciye ve mikroişlemci kontrollü değişken frekanslı gezgin radyo alıcı vericilerine ihtiyaç duyar. Coğrafik olarak aynı kanalın sıklıkla tekrar kullanımını mümkün kılan küçük hücre planı, yüksek dereceli sistem kontrolüyle yapılabilmektedir.

Ortak kanal girişiminin düzelmesini kolaylaştıran çeşitleme ve hata kontrolü, küçük hücre planını yapabilmek için etkilidir.

Yüksek Derecede Güvenilir Ses İletimi: İleri hücresele gezgin radyo telefon sistemlerinde, aynı frekans farklı coğrafik alanlarda tekrar kullanılır. Bu alanlar ortak kanal girişim (CCI) etkisinin ihmal edilebilir derecede olabilmesi için birbirlerinden yeterli derecede uzakta yerleştirilirler. Yine de gezgin radyo propagasyon yolunun özelliğinden dolayı hissedilir bir karışma meydana gelebilir. Böyle bir karışma gezgin radyo hizmetlerinin sayısı için ciddi problemlere sebep olabilir. İyi tasarlanmış ortak kanal atama düzeniyle karışmanın kesinlikle azaltılabilmesi durumunda, anlaşılır dinlemeyi engelleyen yüksek derecede güvenilir ses iletim tekniklerinin benimsenmesi daha çok arzu edilir. Sayısal ses iletimi bu amaç için etkilidir.[5] [6]

Yüksek Hızlı Data İletimi: Daima artan bilgisayar kullanımı, bilgisayar uygulamaları ve genel olarak son zamanlarda bulunan sayısal işaret işlemcilerinin sayısının fazla olması gezgin, yersel ve uydu data iletim hizmetlerindeki talebi artırmıştır. Sayısal format, sınırlı spektrum içinde yüksek hızlı data iletim kapasitesi için nispeten daha etkilidir. Örnek olarak tanımlama (kimlik) kodu, durum bilgisi ve yer bilgisi gibi bir çok mesaj sayısal format kullanıldığında daha kısa zamanda güvenilir biçimde iletilebilir. Böylece sayısal tekniklerin kullanılmasıyla kanal tıkanıklığı azaltılabilecektir. Bundan başka gezgin data

iletim teknikleri istenen bilgiyi alması için birçok kullanıcının bilgisayar dosyalarına direkt ulaşmasına imkan verir. Bunlar aynı zamanda kolayca görüntülenebilen ve kaydedilebilen alfanümerik ve görsel hizmetler gibi ses ile ilgili olmayan uygulamalar için araç sağlarlar. Yüksek derecede güvenilir veya hemen hemen hatasız data iletimini garanti etmek gereklidir; çünkü yanlış bilgi hiç bilgi olmamasından daha kötüdür.

Yüksek Derecede Güvenilir Data İletimi: Gezgin kara radyo ortamında, sabit baz istasyonu ile bir gezgin birim arasındaki işaret iletimi; yansıma, saçılma ve dağılma etkilerinde dolayı oluşan çok yönlü propagasyon yollarından sağlanır. Bu nedenle, gezgin birim hareket ettiğinde; genel olarak çok yönlü bayılma diye adlandırılan hızlı ve derin bayılma, alınan taşıyıcıda görülür. Bu bayılma işaret iletim performansını azaltır. Yüksek derecede güvenilir gezgin data iletim sistemlerini tasarlamak için hata dadektörü ve düzeltme kodlaması gibi yardımcı teknikleri benimsemek gerekmektedir. Bu teknikler sayısal iletme özgü zaman çeşitleme tekniği olarak dikkate alınabilir.[7]

Yüksek Kaliteli Ses İletimi: Sayısal ses iletimi için, band genişliği yayılması olmaksızın daha verimli bir zaman çeşitleme tekniği uygulanabilir. Alınan ses sinyalinin hatalı kısmı ilk olarak çıkarılır ve daha sonra sinyalin hatadan bağımsız kısımları kullanılarak oluşturulmuş bir yedeği ile yer değiştirilir. Hatalı kısım çok yönlü bayılmaya maruz kalmış alınan taşıyıcının seviyesinin görüntülenmesiyle kolayca saptanabilir. Bir ileri zaman çeşitleme yaklaşımı sayısal işaret işleme (DSP) tekniklerinin yardımı ile başarabilir.[8]

Yüksek Dereceli Sistem Kontrolü: İleri hücresele gezgin radyo telefon sistemlerinde bir yüksek dereceli ve çok uygun dağıtılmış sistem kontrol yapısı kullanılmıştır. Dağıtılmış sistem fonksiyonları aşağıdaki işlemleri yerine getirmek için üç alt sisteme ayrılır; gezgin radyo üniteleri, hücre alanı ve merkezi sistem kontrolleri .

- 1-Mevcut telefon ağıyla bağlantı
- 2-Karasal veya gezgin oluşumlu çağrı için kanal belirleme
- 3-Komşu hücreler arası araçsal hareket için aktarma (hand-off)
- 4-Gezinen aracın bulunduğu yeri kaydı
- 5-Ayırma

Yüksek güçlü çok güvenilir data iletimi ve depolanmış program kontrolüne dayanan ortak kanal işaretleme ve kontrolü yukarıdaki fonksiyonların yerine getirmek için zaruridir.

Sayısal iletim için özel olan zaman bölmeli çoklama (TDM) teknikleri kullanılarak bir tek taşıyıcıda farklı sinyaller aynı zamanda iletilebilir.

1.5. Sayısal Gezgin Haberleşmenin Radyo Link Tasarımı

VHF ve UHF kara gezgin radyo propagasyon karakteristikleri yaklaşık olarak;

- (1) Hızlı çok yönlü Rayleigh bayılma
- (2) Yavaş log-normal gölgeleme
- (3) Uzaklıkla yol kaybı değişmesiyle modellenenir.

Gezgin radyo mühendisleri için en önemli problemlerden biri olan radyo link tasarımı, bu etkiler dikkate alınarak tamamlanmalıdır. Hücrel radyo sistemleri için radyo link tasarımının başlıca parametreleri verici gücü ve ortak kanal tekrar kullanım uzaklığıdır. Bu parametreler, belirtilen transmisyon kalitesi ve kabul edilebilir hücre kaybına (outage) göre belirlenmektedir. Literatürde bir çok tasarım modeli geliştirilmiştir. [Araki, Lundquist, Yoshikawa, Kamata, Hansen, Gosling, Mac Danold, French]. Sistem tasarımı için, transmisyon kalite ihtiyacı, log-normal gölgelemesiz bir saf çok yönlü Rayleigh bayılma şartı altındaki transmisyon başarımlarından elde edilir. Isıl gürültü ve CCI (ortak kanal girişimi) de aynı zamanda dikkate alınır. Hücre kaybı, hizmet alanı içinde istenen transmisyon kalitesinin korunamadığı bir parça olarak tarif edilir ve log-normal gölgeleme ve uzaklıkla yol kaybı karakteristiklerinden belirlenir.

1.5.1. Hücre Kaybı ve Sınır

Isıl gürültü ve CCI transmisyon kalitesini etkileyen iki ana faktördür. Bu iki faktörü hesaba katan hücre kaybı, aşağıdaki gibi çıkarılır. X ve Y sırasıyla istenen işaret ve istenmeyen girişimin yerel ortalamaları olsun. X ve Y' nin karşılıklı bağımsız log-normal gölgelemeye bağlı olduğunu kabul ederek X ve Y' nin bileşik olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi verilir:

$$p(X, Y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2 XY} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} [\ln^2(X/X_m) + \ln^2(Y/Y_m)]} \quad (1)$$

(1)' de σ , tipik bir kentsel bölge için deneysel olarak 5 ila 12 dB arasında bir değere sahip olduğu gösterilen standart sapmadır [9] [10] [11]. X_m ve Y_m ise sırayla X ve Y bölge ortalamalarıdır ve şöyle verilir:

$$X_m = X_m(r_1) = A.r_1^{-\alpha} \quad (2)$$

$$Y_m = Y_m(r_2) = A.r_2^{-\alpha}$$

Burada A ve α propagasyon parametreleridir ve α nın değeri kentsel bir bölgede 3 ile 4 arasındadır [12]. r_1 ve r_2 ise sırasıyla hareket halindeki aracın istenen ve istenmeyen baz istasyonlarına olan uzaklıklarıdır. CNR (Taşıyıcı Gürültü Oranı) ve CIR (Taşıyıcı Girişim Oranı) nın lokal ortalamaları sırasıyla Γ ve Λ olsun. (1)' de $X=\Gamma$ ve $X/Y=\Lambda$ olarak değiştirilirse Γ ve Λ ' nın bileşik olasılık yoğunluk fonksiyonu:

$$P(\Gamma, \Lambda) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\Gamma\Lambda} e^{-\left(\frac{1}{2\sigma^2}\right)\left[\ln^2(\Gamma/\Gamma_m) + \ln 2(\Lambda/\Lambda_m) \times \Gamma_m/\Gamma\right]} \quad (3)$$

şekline dönüştür. Burada $\Gamma_m = \Gamma_m(r_1)$ ve $\Lambda_m = \Lambda_m(r_1, r_2)$ sırasıyla CNR ve CIR' nin bölge ortalamalarıdır. Eşik seviyesi için Γ_{th} ve Λ_{th} arzu edilen transmisyon kalitesiyle belirlenir. $\Gamma \leq \Gamma_{th}$ veya $\Lambda \leq \Lambda_{th}$ olasılığı;

$$P[\Gamma \leq \Gamma_{th} \text{ veya } \Lambda \leq \Lambda_{th}] = P[\Gamma \leq \Gamma_{th}] + P[\Lambda \leq \Lambda_{th}] - P[\Gamma \leq \Gamma_{th} \text{ ve } \Lambda \leq \Lambda_{th}] \quad (4)$$

şeklinde verilir. Burada,

$$P[\Gamma \leq \Gamma_{th}] = \int_0^{\Gamma_{th}} \int_0^{\infty} p(\Gamma, \Lambda) d\Gamma d\Lambda \quad (5)$$

$$P[\Lambda \leq \Lambda_{th}] = \int_0^{\infty} \int_0^{\Lambda_{th}} p(\Gamma, \Lambda) d\Gamma d\Lambda \quad (6)$$

$$P[\Gamma \leq \Gamma_{th} \text{ ve } \Lambda \leq \Lambda_{th}] = \int_0^{\Gamma_{th}} \int_0^{\Lambda_{th}} p(\Gamma, \Lambda) d\Gamma d\Lambda \quad (7)$$

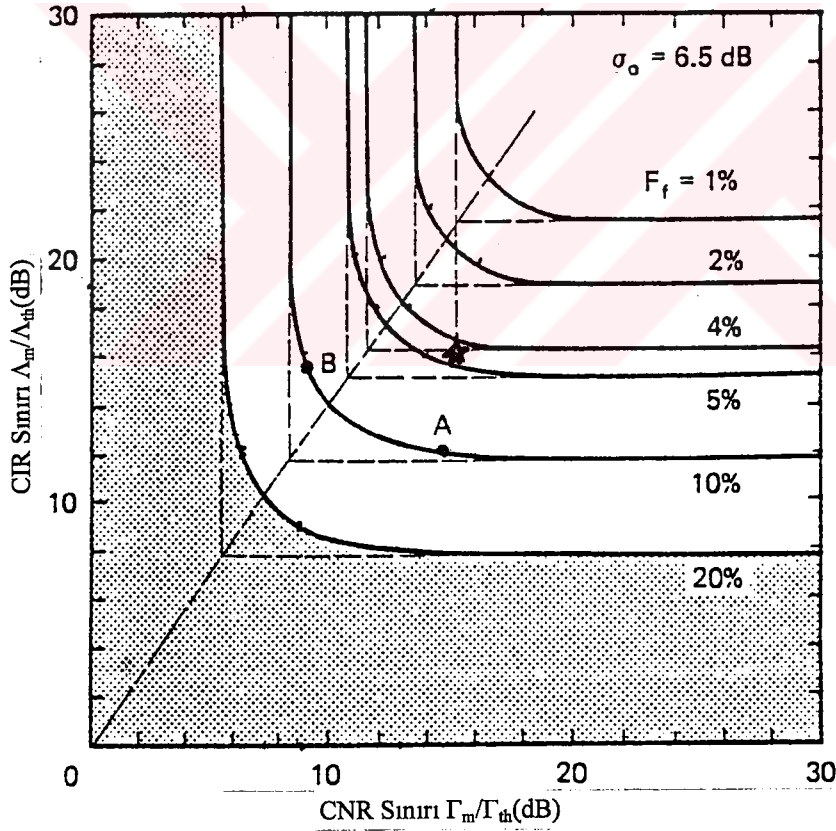
dir.

(3)' ü, (5), (6) ve (7)' de yerine koyup düzenlemeler yaparsak (4) eşitliği;

$$P[\Gamma \leq \Gamma_{th} \text{ veya } \Lambda \leq \Lambda_{th}]$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{\ln(\Gamma_m/\Gamma_{th})}{\sqrt{2}\sigma} \right\} + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{\ln(\Lambda_m/\Lambda_{th})}{\sqrt{2}\sigma} \right\} - \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\ln(\Gamma_{th}/\Gamma_m)/\sqrt{2}\sigma} e^{-t^2} \operatorname{erfc} \left\{ t + \frac{\ln(\Lambda_m/\Lambda_{th})}{\sqrt{2}\sigma} \right\} dt \quad (8)$$

şekline dönüştür. Burada erfc tümleyici hata fonksiyonudur. (8) eşitliği ısı gürültü ve CCI'yı hesaba katan hücre kaybının istenen CNR ve CIR sınırlarının (Γ_m/Γ_{th} ve Λ_m/Λ_{th}) bir fonksiyonu olduğunu gösterir. Başka bir deyişle (8) CNR ve CIR' in istenen bölge ortalamaları Γ_m ve Λ_m ' i, eşik seviyeleri Γ_{th} ve Λ_{th} için ve izin verilebilir hücre kaybı $P(\Gamma_m/\Gamma_{th} \text{ veya } \Lambda_m/\Lambda_{th}) = F_f$ için gösterir.



Şekil 1. CNR ve CIR için istenen sınırlar

Şekil 1, (8) eşitliğinde hesaplanan CNR ve CIR için istenen sınırları göstermektedir [13]. Burada kesikli çizgiler asimptotları göstermektedir. Yatay eksene paralel çizgiler CNR sınırı sonsuz olduğunda CIR sınırını, dikey eksene paralel çizgiler ise CIR sınırı sonsuz olduğunda CNR sınırını göstermektedir. Bu şekilde aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

1. Isıl gürültü ve CCI için hücre kaybı tayini sistem derecesi ve sistem sınıfına göre yapılabilir. Örneğin; toplam izin verilebilir hücre kaybı %10 olduğunda, ısıl gürültüye öncelik tanıyan A noktası için veya CCI ya öncelik tanıyan B noktası için bir link tasarımı yapmak mümkündür. İlk bahsedilen link tasarımı büyük hücreli sistemleri gerçekleştirmek için uygundur oysa ikincisi ise küçük hücreli yüksek kapasiteli sistemler içindir [13].

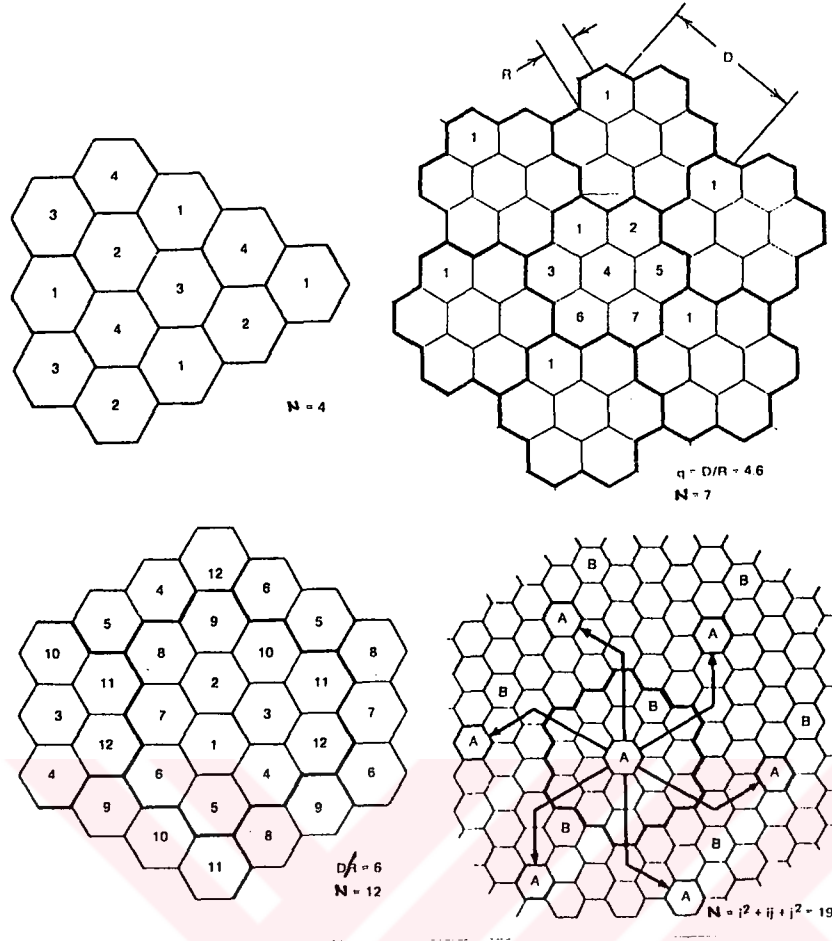
2. Hücre kaybı farklı faktörler için ayrı ayrı bölüştürüldüğünde CNR ve CIR için istenen sınırlar ayrı ayrı hesaplanabilir. Örneğin; belirtilen toplam hücre kaybı %5 olduğu ve %1' i ısıl gürültü için, %4' ü CCI için bölüştürüldüğü kabul edilirse CNR ve CIR için gerekli sınırlar şekilde yıldızla belirlenen noktadan hesaplanır. Noktanın %5' lik eğri üzerinden biraz kaymasıyla bu tasarım belirtilen hücre kaybı için önemsiz bir daha geniş sınıra ihtiyaç duyar. Aynı ilişki genel olarak tayin edilen diğer değerler için de geçerlidir. Bu işlem daima iyi bir performans için yol gösterir.

1.6. SAYISAL KARASAL GEZGİN RADYODA VERİMLİ SPEKTRUM KULLANIMI

1.6.1. Spektral Verimliliğin Tanımı:

İlk olarak bir hücresele kara gezgin radyo sisteminin spektral verimliliğini tanımlayalım. Bu sistemde, şekil 2' de gösterildiği gibi bütün servis bölgesi bir çok küçük hücreyle kaplanmıştır ve aynı frekans grupları hücrelerin her kümesinde coğrafik olarak tekrar kullanılmıştır. Her bir kanal için ayrılan kanal sayısı n_{cell} (kanal/hücre) kanal başına taşınan trafik a_c (erl/kanal), sistem band genişliği W (Hz) ve birim hücre alanı S (m^2) olsun. Baştan başa spektral verimlilik η_T (erl/Hz. m^2) şu şekilde tanımlanır [14] [15] [16].

$$\eta_T = \frac{n_{\text{cell}} \cdot a_c}{W \cdot S} \quad (9)$$



Şekil 2. Hücre yapısı

Bu tanımlama baştan başa spektral verimliliğin, birim band genişliği başına uzaysal trafik yoğunluğu olarak verildiğini göstermektedir. Hücrelerin her kümesinin N hücreden oluştuğunu ve her bir hücreye tahsis edilen kanal sayısının aynı olduğunu varsayarsak;

$$n_{cell} = \frac{n_{sys}}{N} \quad (10)$$

ifadesinden bulunur. Burada n_{sys} (kanal) sistem için tahsis edilen toplam kanal sayısıdır ve

$$n_{sys} = \frac{W}{f_s} \quad (11)$$

ile verilir. Burada f_s (Hz/kanal) kanal açıklığıdır. (10) ve (11) eşitliklerini (9)' da yerine koyarsak;

$$\eta_T = \frac{1}{NS} \frac{1}{f_s} a_c \quad (12)$$

olarak elde edilir. Bu gösterim baştan başa spektral verimlilik η_T 'nin aşağıdaki üç faktörün çarpımıyla verildiği anlamına gelir.

$$\eta_s = \frac{1}{NS} \quad (13)$$

$$\eta_f = \frac{1}{f_s} \quad (14)$$

$$\eta_t = a_c \quad (15)$$

η_s , η_f ve η_t sırasıyla uzaklık, frekans ve zamana oranlı basit spektral verimliliklerdir. Abone sayısı sistem tarafından sağlanır; ki bu sistem kapasitesidir ve verimli spektrum kullanımının bir diğer ölçüsüdür. Trafik coğrafik dağılımının hizmet alanı içerisinde uniform olduğu varsayılırsa, sistem kapasitesi bir birim alandaki abone sayısı ile orantılı olacaktır. Abone başına yoğun saat trafiği ve hücre başına verilen trafik sırasıyla a_{sub} (erl/abone) ve a_{cell} (erl/hücre) olarak alınırsa bir birim bölgedeki abone sayısı N_{sub} (abone/m²)

$$N_{sub} = \frac{a_{cell}}{a_{sub}} \frac{1}{S} \quad (16)$$

olarak verilir. Hücre başına verilen trafik a_{cell} , hücre başına taşıyıcı trafiği $n_{cell} \cdot a_c$ ile aşağıdaki eşitlikle bağlıdır.

$$a_{cell} = \frac{n_{cell} a_c}{1 - B} \quad (17)$$

Burada B, çağruların bloklama oranını göstermektedir. (17) eşitliği (16)' da yerine koyulur ve (9) kullanılırsa N_{sub} ;

$$N_{sub} = \frac{W}{a_{sub}(1-B)} \eta_T \quad (18)$$

olarak ifade edilir.

W , a_{sub} ve B sistem parametreleri olarak tanımlandıkları için sistem kapasitesini artırmak η_T ' yi maksimize etme problemine indirgenmiş olur.

1.6.2. Verimli Teknikler ve Teknolojileri:

(12) eşitliği verimli spektrum kullanımının η_s , η_f ve η_t ' nin yükselmesiyle elde edilebileceğini gösterir. Bu amaçla şu üç metot kullanılır:

- (1) Fazla yoğun coğrafik ortak kanal tekrar kullanımı (N ve S 'yi azaltmak)
- (2) Dar -band iletim (f_s ' i azaltmak)
- (3) Talep atamada çok kanallı erişim. Bu yöntemler sırasıyla η_s , η_f ve η_t ' nin yükselmesi için etkilidirler.

Hücrelerin ideal altıgen düzeninde bir küme içerisindeki hücre sayısı N ;

$$N = \frac{1}{3} \left(\frac{D}{R} \right)^2 \quad (19)$$

ile verilir [17]. Burada R birim hücrenin yarıçapı, D ise ortak kanal tekrar kullanım uzaklığıdır.

Aynı frekansı tekrar kullanabilmeyi mümkün kılan minimum uzaklık birçok faktöre bağlıdır. Bu faktörler arasında merkez hücrenin çevresindeki ortak kanal hücrelerin sayısı, coğrafik arazinin şekli, anten yüksekliği ve her bir hücre alanındaki iletilen gücü sayabiliriz.

$$D = \begin{cases} 3.46R & N = 4 \\ 4.6R & N = 7 \\ 6R & N = 12 \\ 7.55R & N = 19 \end{cases} \quad (20)$$

Eğer her hücre alanı aynı gücü iletirse N yükselecek ve dolayısıyla D artacaktır. Artan D uzaklığı meydana gelebilecek ortak kanal girişim şansını azaltacaktır.

Hem işaretin hem de girişimin karşılıklı uyumsuz çok yollu bayılmaya bağımlı olduğu ve her ikisinin de propagasyon uzaklığının ters α_{th} gücüyle orantılı bir yerel (lokal) ortalamaları olduğu kabul edilirse D/R oranı aşağıdaki ifadeden hesaplanabilir:

$$\left(\frac{D - R}{R} \right)^\alpha = M_f \Lambda_{th} \quad (21)$$

Burada M_f , log-normal gölgeleme sebebiyle izin verilebilir coğrafik hücre kaybına karşılık gelen bayılma sınırını, Λ_{th} ise belirli bir P_e (bit hata olasılığı) için CIR eşik değerini göstermektedir. Deneysel bölge test sonuçları α 'nın VHF/UHF kara gezgin radyo çevresinde 3 ile 4 arasında olduğunu göstermiştir. (20) ve (21) kullanılarak α parametresinin de dikkate alınmasıyla N ve $M_f \Lambda_{th}$ arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilir:

$$N = \frac{1}{3} \left[1 + (M_f \Lambda_{th})^{1/\alpha} \right]^2 \quad (22)$$

Burada N; 3,4,7,9,12,13... gibi farklı değerler alır. N' in azalması yüksek CCI teminiyle sağlanır; ki bu da Λ_{th} nin küçülmesiyle olur. İletim band genişliği uzatılmadan çok yollu bayılma etkisini hafifletebilen uzay veya polarizasyon çeşitleme tekniği bu amaç için en etkili olandır. Belirli bir zaman çeşitlemesi olarak dikkate alınan FEC kodlama (ileri-hata-düzeltilme) da aynı zamanda etkili bir tekniktir ve bununla birlikte bu teknik iletilen data dalgasında fazlalık oluşturur ve iletim band genişliğini artırır. Sonuç olarak maksimum spektral verimliliğe orantılı bir optimum kodlama oranı mevcuttur. Bu da yüksek yoğun coğrafik ortak kanal tekrar kullanımı ve dar band iletimi arasındaki ilişkiyle elde edilir.

f_b hata oranlı kaynak kodlamasının, band genişliği verimi modülasyonunun ve R_c oranlı FEC kodlamasının bir sayısal kara gezgin radyo sistemine uygulanması durumunda kanal boşluğu f_s ;

$$f_s = (f_b/m.R_c) + 2\Delta f \quad (23)$$

olarak elde edilir [18] [19].

1.6.3. Optimizasyon :

(22) ve (23) eşitlerini (12)' de yerine koyarsak baştan başa spektral verimlilik η_T şu şekilde ifade edilebilir:

$$\eta_T = \frac{3a_c}{S[1 + (M_f \Lambda_{th})^{1/\alpha}]^2 [f_b/mR_c + 2\Delta f]} \quad (24)$$

Eğer taşıyıcı frekansı kayarsa ve log-normal gölgeleme önemszenmeyecek kadar az ise : yani $\Delta f = 0$ ve $M_f = 1$ ise η_T ifadesi:

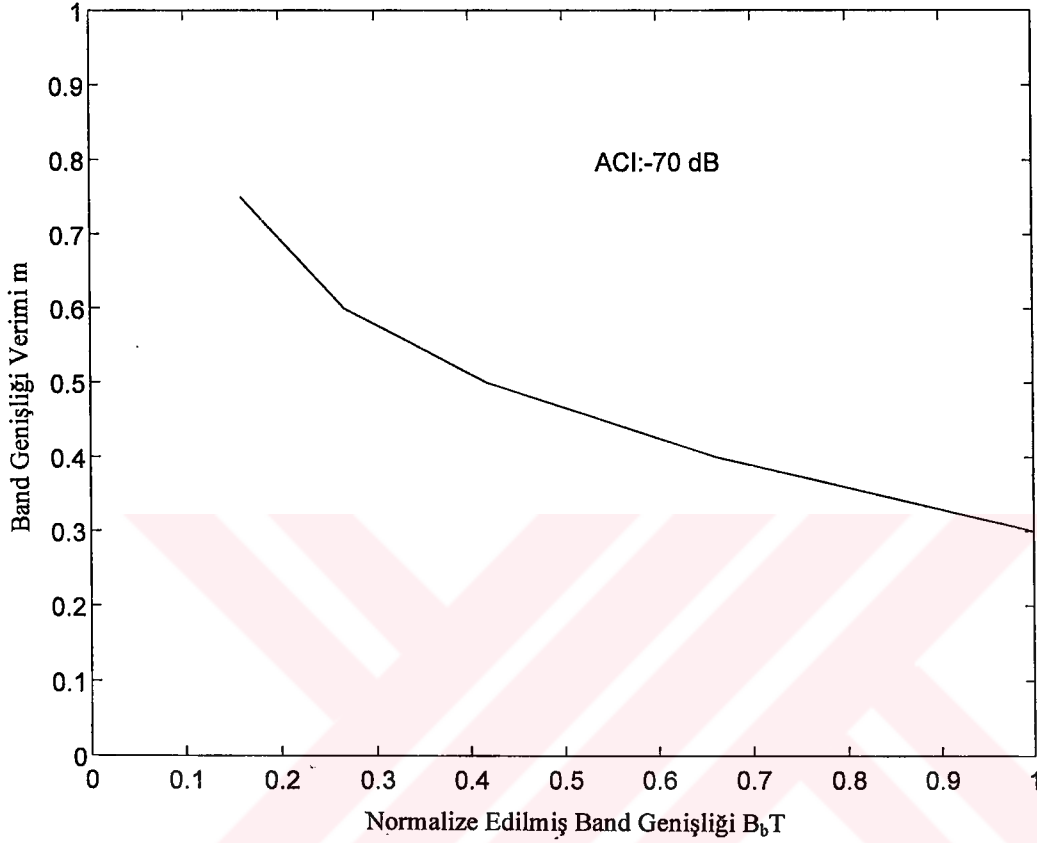
$$\eta_T = \frac{3a_c m R_c}{S f_b [1 + (\Lambda_{th})^{1/\alpha}]^2} \quad (25)$$

şeklini alır. (25)' deki S, f_b ve a_c sabit, $\alpha=3.5$ kabul edilir ve Gauss filtreli MSK (GMSK) modülasyon tekniği kullanılırsa band genişliği verimi m, ön modülasyonlu Gauss AGS'nin normalize edilmiş 3 -dB band genişliği $B_b T$ ' nin bir fonksiyonu olarak verilir. Ayrıca, belirli bir P_e için CIR eşik değeri Λ_{th} , $B_b T$ ve R_c ' nin bir fonksiyonu olarak verilir. Böylece optimizasyon problemi, η_T ' yi maksimum yapacak $B_b T$ ve R_c ' yi elde etme problemine indirgenmiş olur.

m ve $B_b T$ Arasındaki İlişki:

FEC kodlamanın kullanılmadığı ve taşıyıcı frekans kaymasının ihmal edilebileceği ($R_c=1$ ve $\Delta f=0$) kabul edilirse, bandgenişliği verimi m, (23)' den iletim bit oranıyla normalize edilmiş kanal boşluğu olarak çıkarılabilir ($m=f_s/f_b$). GMSK modülasyon sistemlerinde m, $B_b T$ azaltılarak yükselir, burada ACI bastırma (Adjacent Channel Interference-Komşu Kanal Girişimi) bir parametredir. Şekil 3, SCPC kara gezgin radyo

sistemleri için başlıca koşul olan -70 dB' lik ACI için m ve B_bT arasındaki ilişkinin hesaplanmış sonuçları göstermektedir. ACI, band genişliği transmisyon bit oranına eşit olan ideal dikdörtgen şeklinde band geçiren karakteristiğe sahip bir komşu kanala ayrılan bileşke güç olarak tanımlanır.



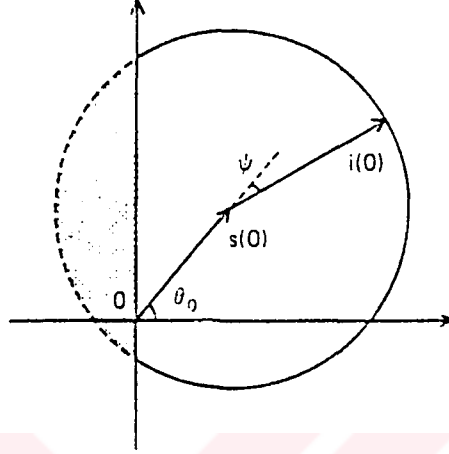
Şekil 3. M ile B_bT arasındaki ilişki

Λ_{th} ve B_bT Arasındaki İlişki:

Λ_{th} ve B_bT arasındaki ilişkiyi açıklığa kavuşturmak için çok yollu bayımlı çevrede GMSK iletim sisteminin CIR performansına karşılık ortalama P_e ' yi elde etmek gereklidir. İncelemeyi kolaylaştırmak için coherent dedektör kullanıldığı ayrıca gürültüsüz ve sınırlı girişim şartları kabul edilmiştir. Bir GMSK işaretinin sadece önmodülasyonlu Gauss AGS'sinden dolayı oluşan ISI' ya (Intersymbol Interference-Semboller Arası Girişim) değil aynı zamanda aynı frekansın coğrafik olarak tekrar kullanılmasından kaynaklanan CCI' ya da bağlı olduğu kabul edilir. Bu kabul alıcı tarafındaki ön dedektör AGS' den dolayı oluşan ISI hesaba alınmadığında geçerlidir.

Şekil 4, $t=0$ anında bir GMSK işareti $s(t)$ ve CCI $i(t)$ için kompleks zarfın vektörel diyagramını göstermektedir; ki burada doğru karar kompleks zarf $s(0)+i(0)$ ' ın sağ yarı

düzleme düştüğü zaman oluşur. $s(0)$ ve $i(0)$ arasındaki taşıyıcı faz farkı ψ üniform dağılımlı rastgele değişkendir. Ayrıca, ön modülasyonlu Gauss AGS' nin ISI etkisinden dolayı modülasyon faz sapması $\theta_0 = \theta(0)$ dır.



Şekil 4. GMSK işaret ve girişimin kompleks zarf diyagramı

Maksimum ISI' ya sebep olan en kötü işaret modeli için modülasyon faz değişimi $\theta(t)$ şu şekilde verilir:

$$\theta(t) = \frac{\pi}{2T} \left[\int_0^t \text{erf}(\beta\tau) d\tau + \frac{1}{\beta\sqrt{\pi}} \right] \quad (26)$$

Burada T sinyal periyodudur ve β ;

$$\beta = \pi B_b \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \quad (27)$$

ile verilir. B_b ön modülasyonlu Gauss AGS' nin 3-dB bant genişliğidir. ISI etkisiz temel MSK için ($B_b T \rightarrow \infty$) için $t=0$ anındaki modülasyon faz değişimi referans faz olarak tanımlanır. (26) eşitliğinde $t=0$ alınırsa θ_0 aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\theta_0 = \theta(0) = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\sqrt{2\pi B_b T}} \quad (28)$$

Bir anlık (ani) CIR' yi λ olarak alırsak hata olasılığı $P_e(\lambda)$ aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P_e(\lambda) = \begin{cases} \left\{ \frac{1}{\pi} \text{Cos}^{-1}[\sqrt{\lambda} \text{Cos} \theta_0] \right\} & (0 \leq \sqrt{\lambda} \text{Cos} \theta_0 \leq 1) \\ 0 & \sqrt{\lambda} \text{Cos} \theta_0 > 1 \end{cases} \quad (29)$$

λ ' ın dinamik bayılma oranı civarında $P_e(\lambda)$ ortalaması alınarak quasi-statik çok yollu bayılmalı çevrede CIR performansına karşılık ortalama P_e elde edilir.

$$P_e(\Lambda) = \int_0^{\infty} P_e(\lambda) p(\lambda) d\lambda \quad (30)$$

Burada Λ ortalama CIR, $p(\lambda)$ ise λ ' ın olasılık yoğunluk fonksiyonudur. İstenen GMSK işaretinin ve istenmeyen CCI' ın her ikisinin de karşılıklı bağımsız quasi-statik Rayleigh bayılmalarına bağlı olduğu kabul edilerek ve ön algılama safhasında bir perfect-pilot-maximal-ratio birleştirme metodu içeren ideal iki kollu farklılık tekniği kabul edildiğinde $p(\lambda)$ şu şekilde çıkarılır:

$$p(\lambda) = \begin{cases} \frac{\Lambda}{(\lambda + \Lambda)^2} & \text{çeşitleme yok} \\ \frac{\lambda \Lambda}{(\lambda + \Lambda)^3} & \text{çeşitleme var} \end{cases} \quad (31)$$

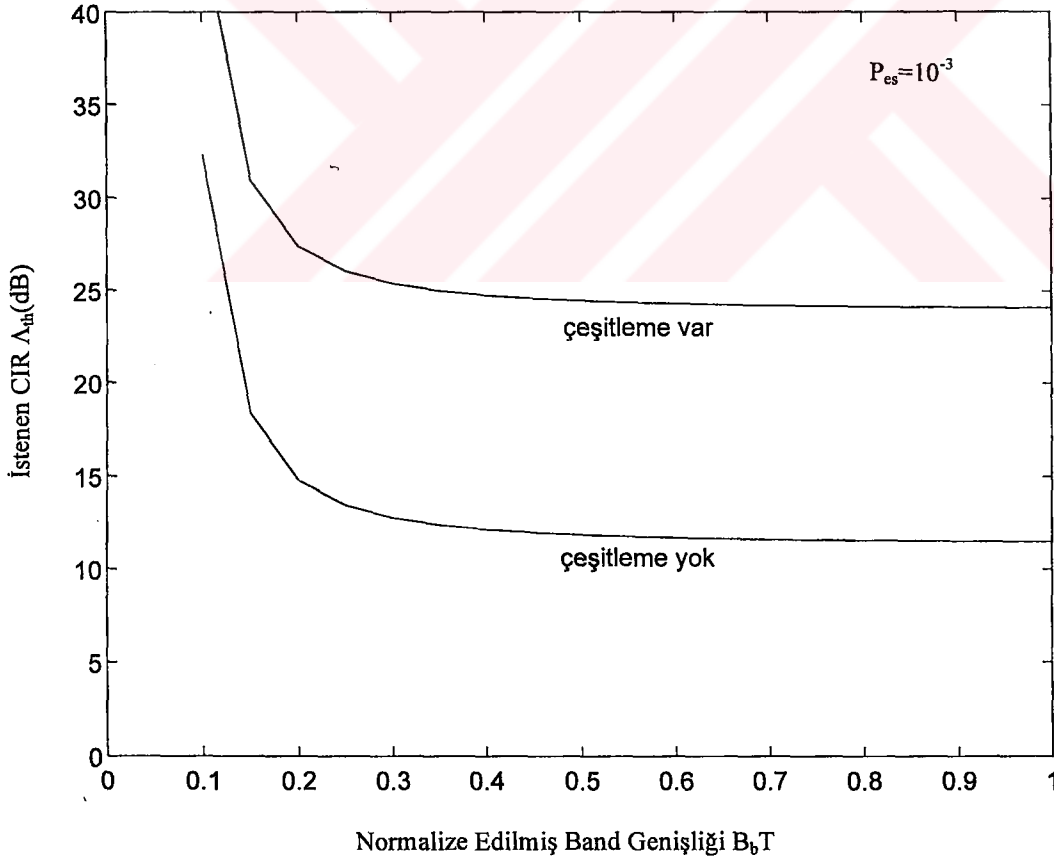
(28) ve (30), (29) eşitliğinde yerine koyulursa $P_e(\lambda)$ aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P_e(\lambda) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\Lambda \cos^2 \theta_0}{\Lambda \cos^2 \theta_0 + 1}} \right] \approx \frac{1}{4\Lambda \cos^2 \theta_0} & \text{çeşitleme yok} \\ \frac{1}{2} \left[1 - \frac{3}{2} \sqrt{\frac{\Lambda \cos^2 \theta_0}{\Lambda \cos^2 \theta_0 + 1}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(\Lambda \cos^2 \theta_0)^3}{(\Lambda \cos^2 \theta_0 + 1)^3}} \right] \approx \frac{3}{16\Lambda^2 \cos^4 \theta_0} & \text{çeşitleme var} \end{cases} \quad (32)$$

Belirli bir P_{es} için CIR' in eşik değeri Λ_{th} yaklaşık olarak aşağıdaki gibi bulunur:

$$\Lambda_{th} = \begin{cases} \frac{1}{4P_{es} \cos^2 \theta_0} & \text{çeşitleme yok} \\ \frac{\sqrt{3}}{4\sqrt{P_{es}} \cos^2 \theta_0} & \text{çeşitleme var} \end{cases} \quad (33)$$

θ_0 ' in B_bT ' nin fonksiyonu olarak verildiği (28) eşitliğiyle Λ_{th} ve B_bT arasındaki ilişki şekil 5' de verilmiştir.



Şekil 5. $P_{es}=10^{-3}$ için Λ_{th} ile B_bT arasındaki ilişki

Λ_{th} ve R_c Arasındaki İlişki:

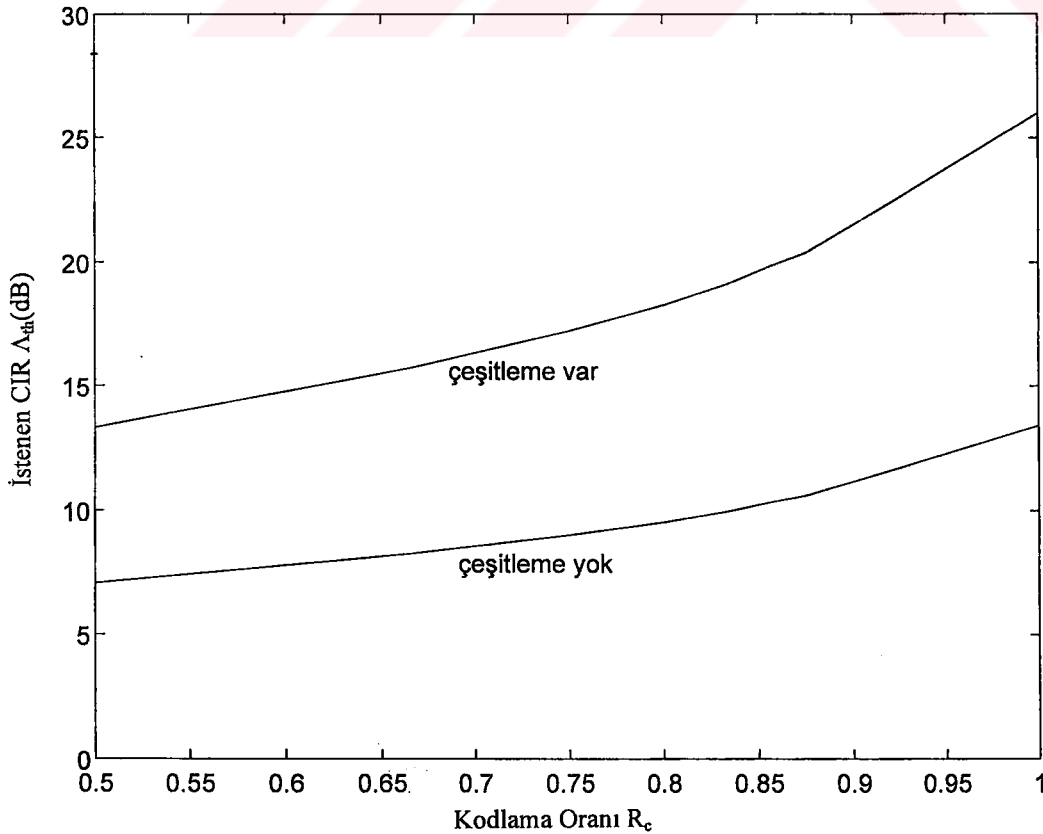
Derin zayıflamanın sebep olduğu uzun burst hataları rastgele oluşturmak için bazı yardımcı tekniklerle birlikte iki bit hata düzeltme kapasiteli self-ortogonal convolutional FEC kodlama tekniğinin kullanıldığını varsayalım. CIR performansına karşılık ortalama P_e yaklaşık olarak;

$$P_e(\Lambda, R_c) \approx c(R_c) P_e^{-3}(\Lambda) \quad (34)$$

ile ifade edilir [20]. Burada $P_e(\Lambda)$, (32) ile verilmiştir ve $c(R_c)$, R_c ' ye bağlı yaklaşma sabitidir ve Tablo 1' de verilmiştir. (32) ve (34) kullanılarak belirli bir P_{es} için CIR' nin eşik değeri Λ_{th} şu şekilde belirlenebilir:

$$\Lambda_{th} = \begin{cases} \frac{[c(R_c)]^{1/3}}{4(P_{es})^{1/3} \cos^2 \theta_0} & \text{çeşitleme yok} \\ \frac{\sqrt{3}[c(R_c)]^{1/6}}{4(P_{es})^{1/6} \cos^2 \theta_0} & \text{çeşitleme var} \end{cases} \quad (35)$$

Λ_{th} ve R_c arasındaki ilişki, optimuma yakın olan $B_b T = 0.25$ durumu için şekil 6' da gösterilmiştir.



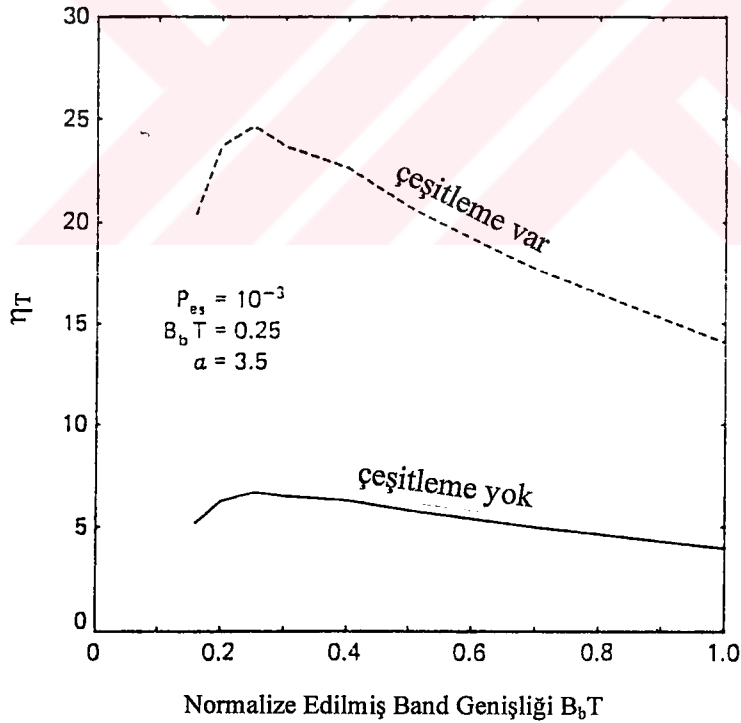
Şekil 6. $P_{es}=10^{-3}$ için Λ_{th} ile R_c arasındaki ilişki

Tablo 1. Yaklaşma sabiti $c(R_c)$

R_c	$c(R_c)$
$\frac{1}{2}$	151
$\frac{2}{3}$	807
$\frac{3}{4}$	2227
$\frac{4}{5}$	4569
$\frac{5}{6}$	8192
$\frac{6}{7}$	14000
$\frac{7}{8}$	20000

B_bT ve R_c ' nin Optimizasyonu:

İlk olarak $R_c=1$ olan FEC kodlaması kullanılmayan temel durumu ele alalım. $P_{es}=10^{-3}$ ve $\alpha=3.5$ için B_bT ' ye karşılık η_T ilişkisi şekil 7 de gösterilmiştir. Bu, şekil 3' de gösterilen m' in hesaplanmış değeri ve (33) eşitliği (25)' de yerine koyulduğunda da elde edilir.

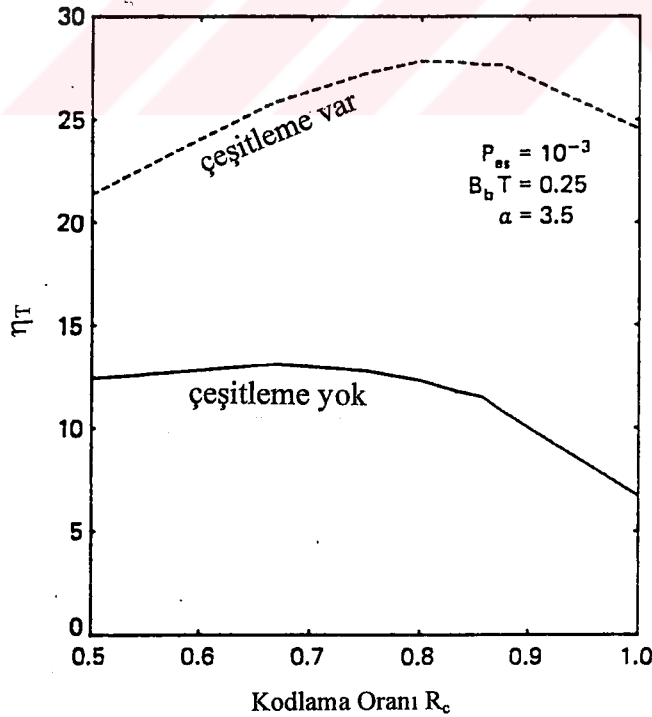
Şekil 7. η_T ile B_bT arasındaki ilişki

Bu şeklin ordinatı çeşitleme yokken temel MSK ($B_b T \rightarrow \infty$) için η_T ' nin değeriyle normalize edilmiştir. Bu şekil $B_b T=0.5$ ' in spektral verimliliği maksimum etme duyarlılığında yaklaşık optimum değer olduğunu gösterir. Belirli bir iletim bit oranı için optimum kanal aralığı, genellikle şekil 3' de gösterilen m parametresinin kullanılmasıyla bu optimum $B_b T$ ' den hesaplanır. Bununla beraber kanal aralığı diğer bazı sebeplerden de hesaplanabilir. Bu gibi durumlarda bir optimum transmisyon bit oranı hesaplanır.

Örnek :

Kanallar her 25 kHz' de tahsis edildiğinde, transmisyon bit oranı $f_b=16\text{kb/s}$ olması durumunda $B_b T=0.25$ yakın optimum olarak belirlenebilir (burada ACI -70dB kadar bastırılmıştır).

Şimdi FEC kodlama için R_c ' nin optimum değerini çözelim. $B_b T=0.25$, $P_{es}=10^{-3}$ ve $\alpha=3.5$ için R_c ' ye bağlı η_T ' nin bağımlılığı şekil 8' de gösterilmiştir. Bu, $B_b T=0.25$ için $m=0.63$ değerinin ve (35) eşitliğinin (25)' de yerine koyulmasıyla belirlenir. Bu şeklin ordinatı çeşitleme yokken $R_c=1$ için η_T ' nin değeriyle normalize edilmiştir. Şekil bir optimum R_c ' de η_T ' nin bir maksimum değere sahip olduğunu gösterir. Çeşitleme varken ve yokken R_c ' nin optimum değerleri sırasıyla $4/5$ ve $1/2$ olarak verilir.



Şekil 8. η_T ile R_c arasındaki ilişki

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

2.1. Hücresel Sistem İçin Geliştirilmiş Bilgisayar Modeli

Bu çalışmada sayısal gezgin haberleşme için hücre yapısını belirlemek amacıyla kullanılacak bir tasarım modeli tanıtılacak ve modelin Türkiye üzerine uygulanmasıyla elde edilen sonuçlar sunulacaktır. Bu gezgin radyo link tasarımı hücre kaybı ve sınır arasındaki ilişkiye dayandırılmıştır ve temel parametreleri verici gücü ile ortak kanal tekrar kullanım uzaklığıdır. Tasarım sonucunda bu iki parametre belirlenecektir.

Hücre kaybı ve sınır arasındaki ilişkiye dayandırılan ve bir gezgin radyo link tasarımının temel parametreleri olan verici gücü ve ortak kanal tekrar kullanım uzaklığı hesaplanabilir.

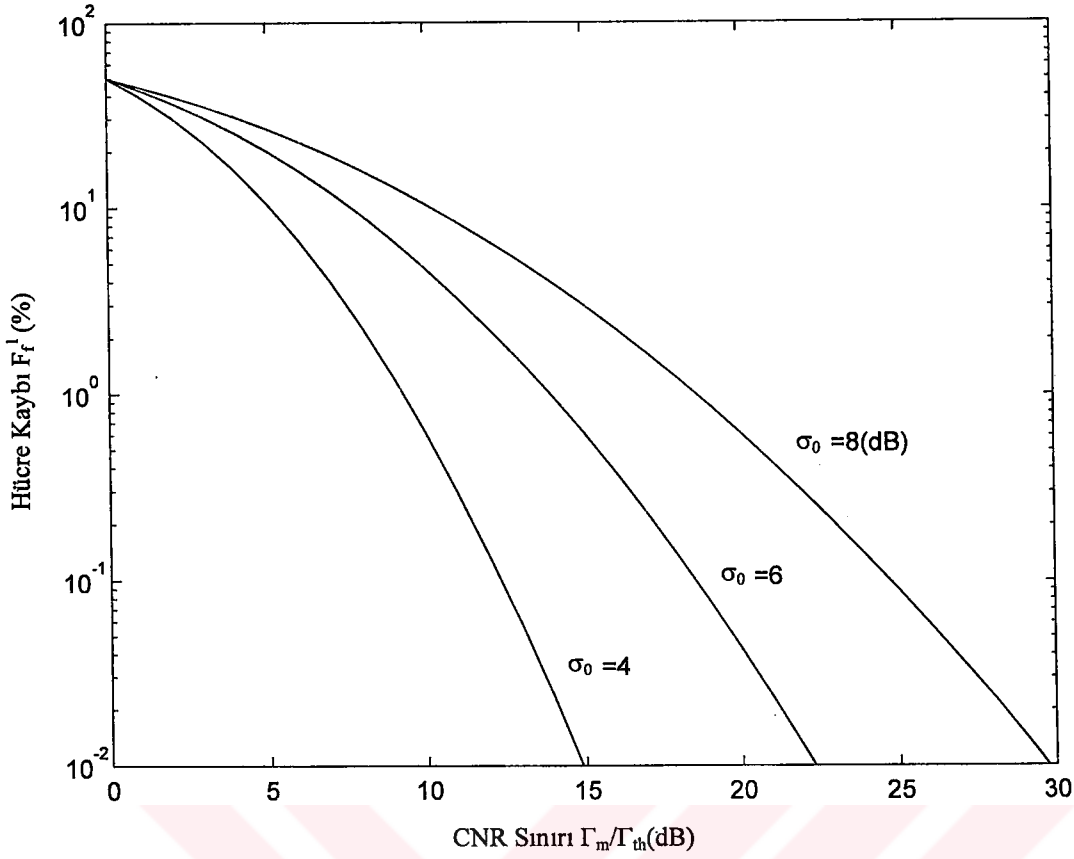
CNR' nin yerel ortalaması Γ_{th} ve CIR' ın yerel ortalaması Λ_{th} için eşik değerlerinin log-normal gölgelemesiz bir zayıf Rayleigh bayılma şartı altında transmisyon kalite ihtiyacına dayandırılarak ayrı ayrı belirlenebileceği varsayılır. Isıl gürültü ve CCI için izin verilebilir hücre kaybı ayrı ayrı hesaplanabilir. Böylece verici gücü ve ortak kanal tekrar kullanım uzaklığı da aşağıdaki gibi hesaplanır.

2.1.1. Verici Gücü Hesabı:

F_f^1 , hücre üzerinde herhangi bir P noktasındaki hücre kaybı olsun. F_f^1 ve istenen CNR sınırı Γ_m/Γ_{th} arasındaki ilişki;

$$F_f^1 = P[\Gamma \leq \Gamma_{th}] = \int_0^{\Gamma_{th}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma \Gamma} e^{-(1/2\sigma^2)[\ln^2(\Gamma/\Gamma_m)]} d\Gamma = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{\ln(\Gamma_m/\Gamma_{th})}{\sqrt{2}\sigma} \right\} \quad (36)$$

ile verilir. Şekil 9' da bulunan sayısal değerler gösterilmiştir [13]. Γ_m , baz istasyonu ve gezgin birim arasındaki uzaklığın bir fonksiyonu olduğu için Γ_m/Γ_{th} hücre kenarındaki herhangi bir noktadaki minimum CNR sınırını gösterir.



Şekil 9. Hücre kaybı ile istenen CNR sınırı arasındaki ilişki

Bir sistem planlandığında hücre kaybı bütün hücre içinde belirlenmelidir. Bunun için hücre kenarındaki hücre kaybı ve bütün hücre içindeki hücre kaybı arasındaki ilişkiyi açıklığa kavuşturmak gerekir. $r_1=r$ alınır ve (2) eşitliği kullanılırsa bütün hücre içindeki hücre kaybı F_a^1 aşağıdaki gibi bulunur:

$$F_a^1 = \frac{1}{\pi R^2} \int_0^R F_f^1(r) 2\pi r dr = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(X_0) - \frac{1}{2} e^{(2X_0 Y_0 + Y_0^2)} \operatorname{erfc}(X_0 + Y_0) \quad (37)$$

Burada;

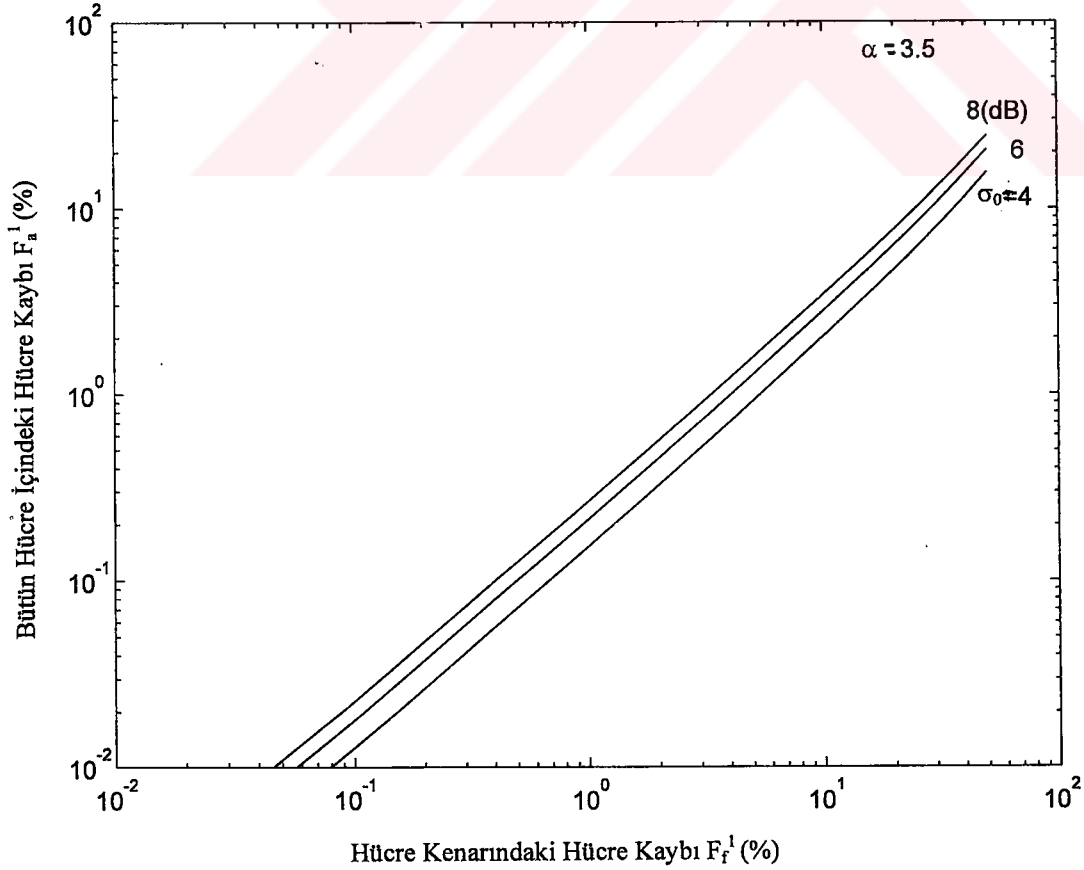
$$X_0 \equiv \frac{\ln(\Gamma_m(R)/\Gamma_{th})}{\sqrt{2}\sigma} \quad (38.a)$$

$$Y_0 \equiv \frac{\sqrt{2}\sigma}{\alpha} \quad (38.b)$$

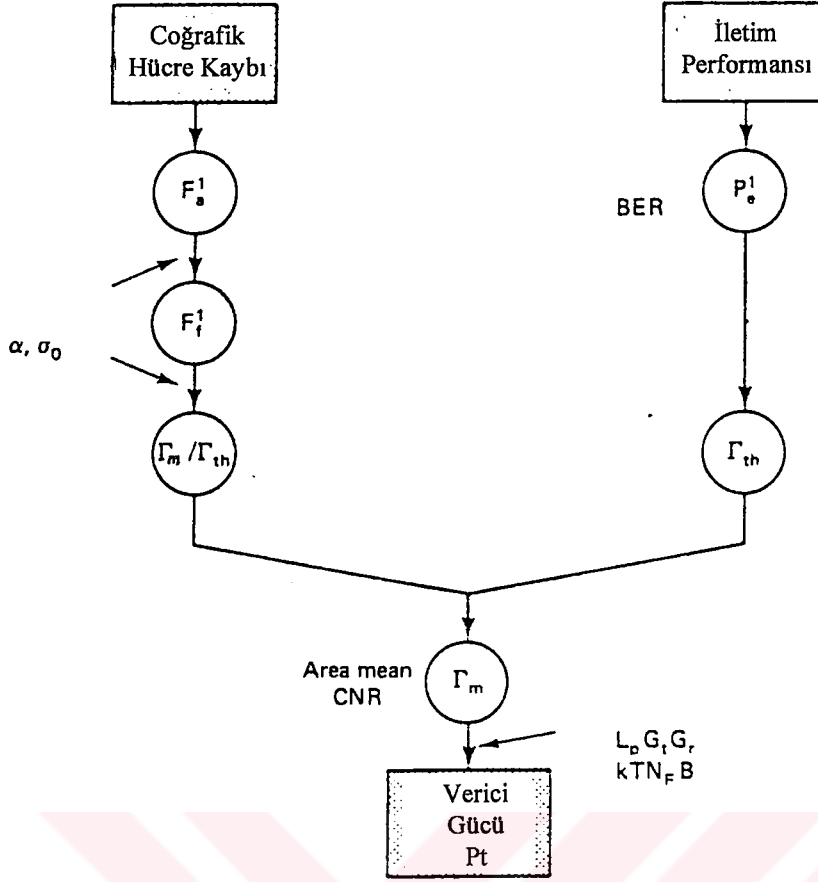
(37)'nin ilk terimi (36)' da $r=R$ alınarak hücre kenarındaki hücre kaybı F_a^1 ya eşittir. (37) ile elde edilen sayısal değerler şekil 10' da gösterilmiştir. Şekil, radyo linkin hücre kenarındaki hücre kaybına dayanarak tasarlanabileceğini göstermektedir. Sonuç olarak istenen CNR sınırı (36) ile hesaplanabilir. CNR nin istenen bölge ortalaması Γ_m , Γ_{th} (desibel) ve F_f^1 hücre kaybına karşılık gelen Γ_m/Γ_{th} (desibel) sınırının toplamı şeklinde verilir. Hücre yarı çapı ile ilgili olan uzaklıkla yol kaybı L_p ve alıcı gürültü gücü $kTBN_F$ verildiğinde verici gücü P_t ;

$$P_t = \frac{\Gamma_m kTBN_F L_p}{G_t G_r} \quad (39)$$

den elde edilir. Burada k Boltzman sabiti, T mutlak sıcaklık, B band genişliği, N_F alıcının gürültü sayısı, G_t ve G_r sırasıyla hat kayıplarını içeren verici ve alıcı anten kazançlarıdır. Şekil 11' deki akış diyagramında verici gücünü hesaplamak için bir tasarım işlemi tanımlanmıştır [13].



Şekil 10. F_f^1 ile F_a^1 arasındaki ilişki



Şekil 11. İstenen verici gücünü hesaplamak için tasarım diyagramı

2.1.2. Ortak Kanal Tekrar Kullanım Uzaklığının Hesaplanması:

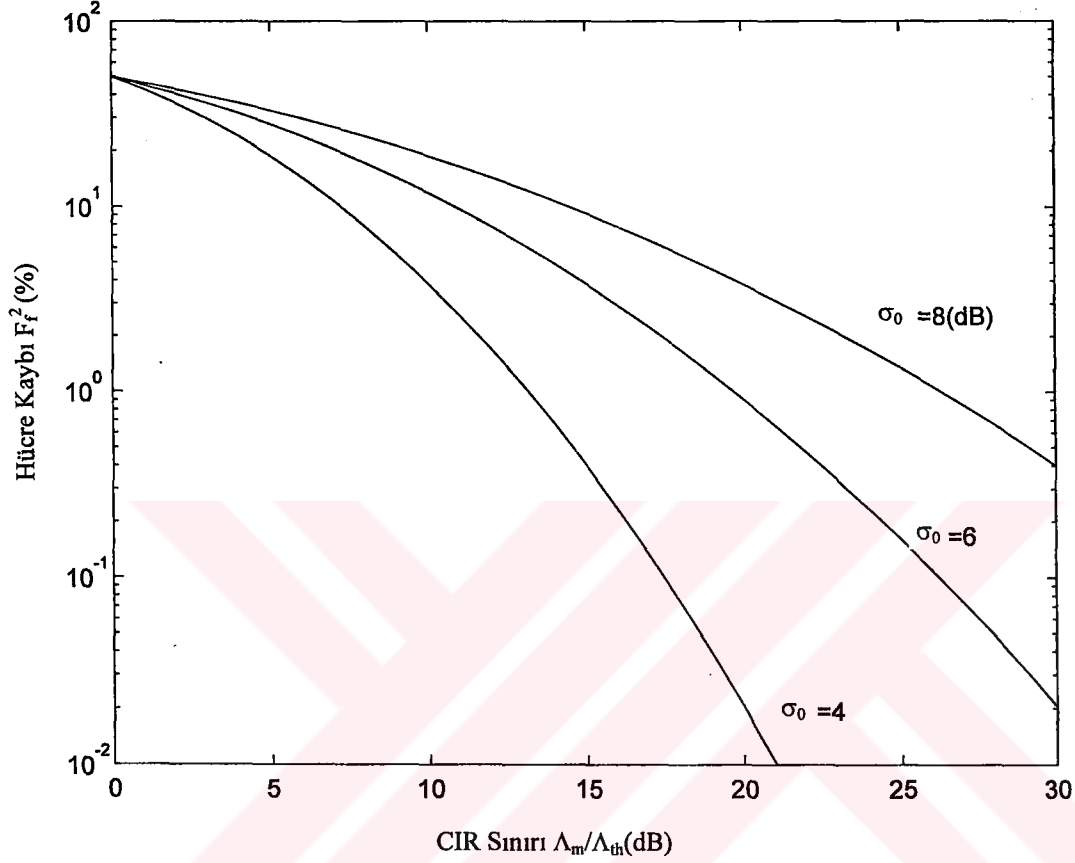
Tek bir girişime neden olan baz istasyonu ve karşılıklı olarak aynı standart sapmaya sahip bağımsız log-normal gölgelemenin tesiri altında bırakılan istenen işaret ve istenmeyen karışma olduğunu varsayalım CIR' in yerel ortalaması Λ' nın olasılık yoğunluk fonksiyonu;

$$p(\Lambda) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma\Lambda} e^{-1/4\sigma^2 \ln^2(\Lambda/\Lambda_m)} \quad (40)$$

Ele alınan hücre üzerindeki P noktasındaki hücre kaybı F_f^2 alınarak F_f^2 hücre kaybı ile istenen CIR sınırı Λ_m/Λ_{th} arasındaki ilişki;

$$F_f^2 = P[\Lambda \leq \Lambda_{th}] = \int_0^{\Lambda_{th}} \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma\Lambda} e^{-(1/4\sigma^2)[\ln^2(\Lambda/\Lambda_m)]} d\Lambda = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{\ln(\Lambda_m/\Lambda_{th})}{2\sigma} \right\} \quad (41)$$

şeklinde verilir [13]. Sonuçlar şekil 12' de gösterilmiştir.



Şekil 12. Hücre kaybı ile istenen CIR sınırı arasındaki ilişki

$r_1=r$ ve $r_2 \cong D-r$ alınarak bütün hücre içindeki hücre kaybı F_a^2 yaklaşık olarak şu şekilde ifade edilebilir.

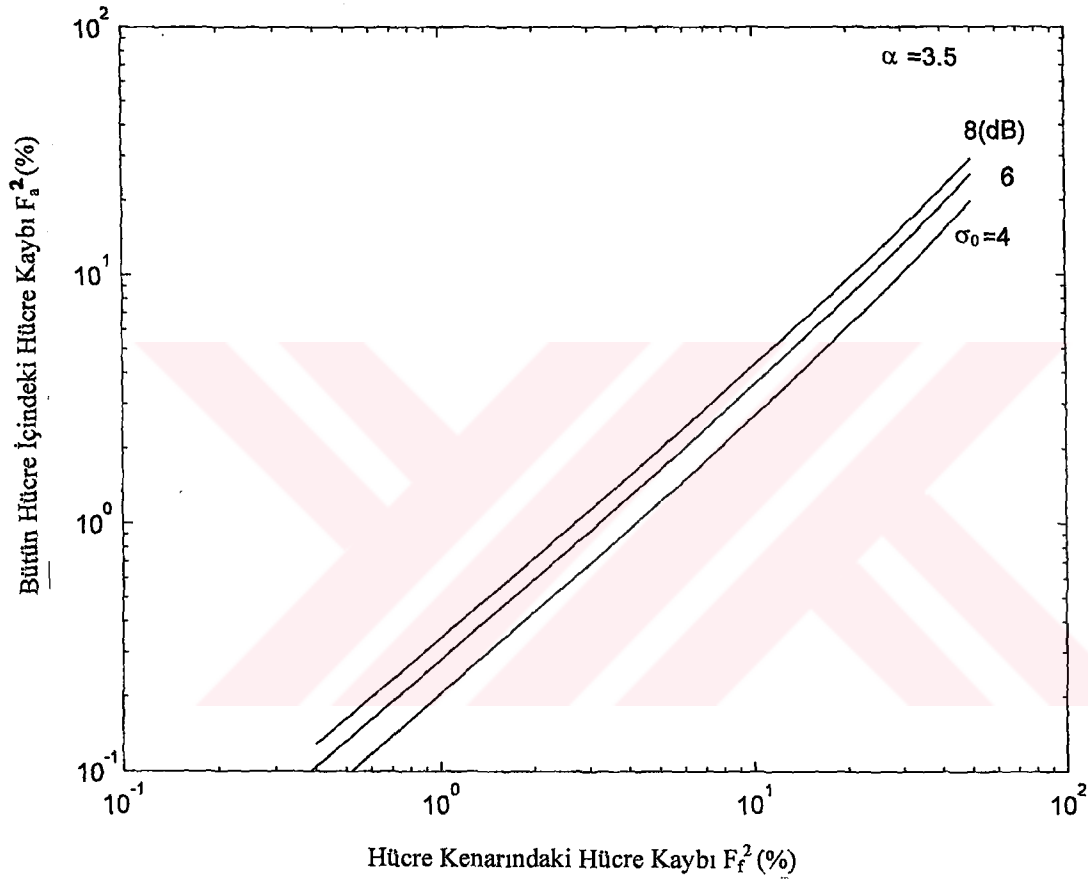
$$F_a^2 = \frac{1}{\pi R^2} \int_0^R F_f^2(r) 2\pi r dr = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(X_0^1) - \frac{1}{2} e^{(2X_0^1 Y_0^1 + Y_0^1)^2} \operatorname{erfc}(X_0^1 + Y_0^1) \quad (42)$$

Burada;

$$X_0^1 \equiv \frac{\ln(\Lambda_m(R)/\Lambda_{th})}{2\sigma} \quad (43.a)$$

$$Y_0^1 \equiv \frac{2\sigma}{\alpha} \quad (43.b)$$

Yukarıdaki eşitlikte $\Lambda_m, \Lambda_{th} \gg 1$ olarak kabul edilmiştir. (42)' nin ilk terimi (41)' e eşittir ve ikinci terim düzeltme terimidir. Şekil 13' de (42)' nin hesaplanan sonuçları gösterilmiştir.

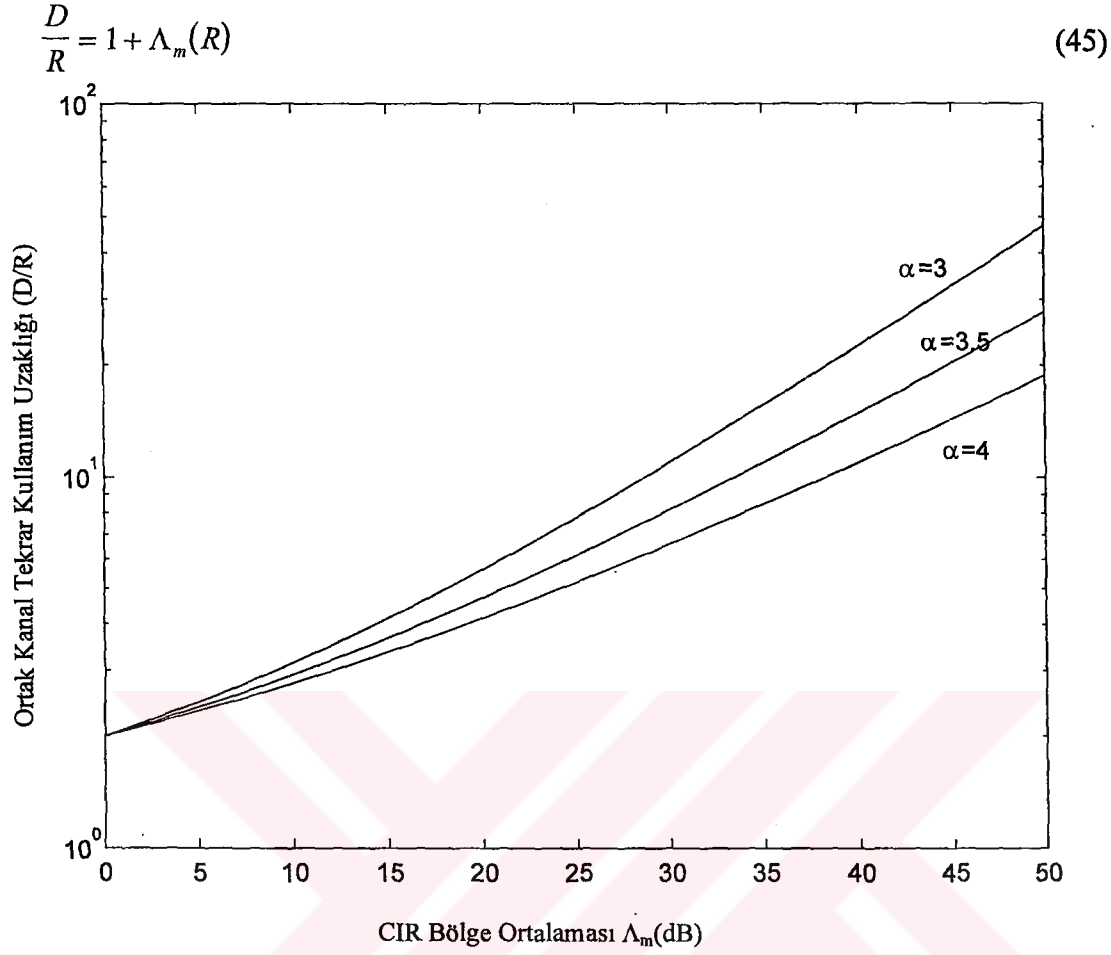


Şekil 13. F_f^2 ile F_a^2 arasındaki ilişki

Hücre kenarında en kötü nokta olan $r=R$ 'de CIR'ın bölge ortalaması Λ_m şu şekilde verilir:

$$\Lambda_m = \left(\frac{R}{D-R} \right)^{-\alpha} \equiv \Lambda_m(R) \quad (44)$$

Bu ifade yeniden şu şekilde de yazılabilir:

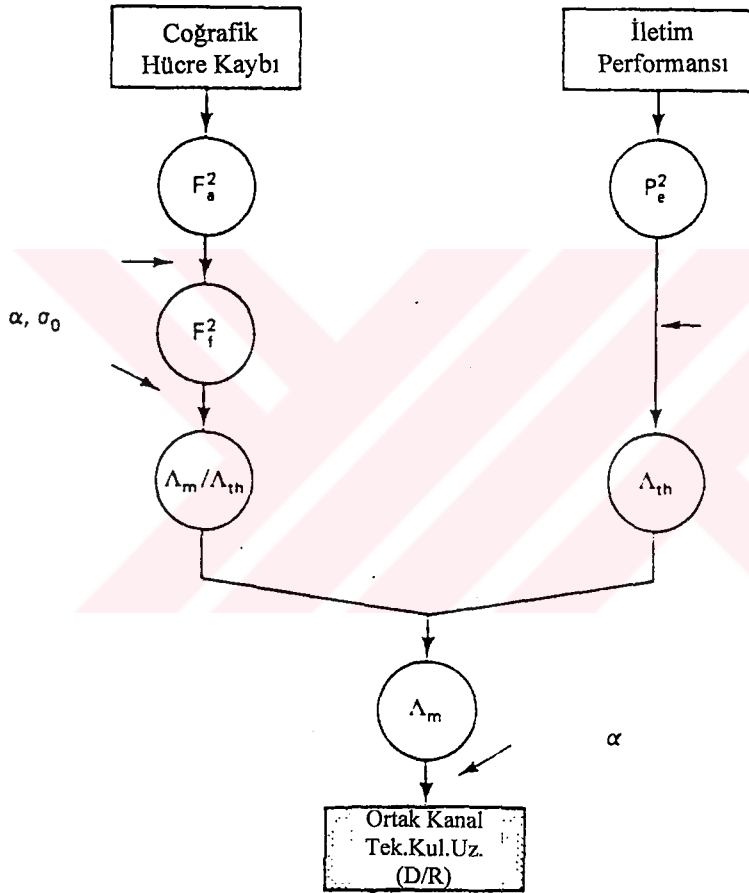


Şekil 14. Ortak kanal tekrar kullanım uzaklığı ile CIR' ın bölge ortalaması arasındaki ilişki

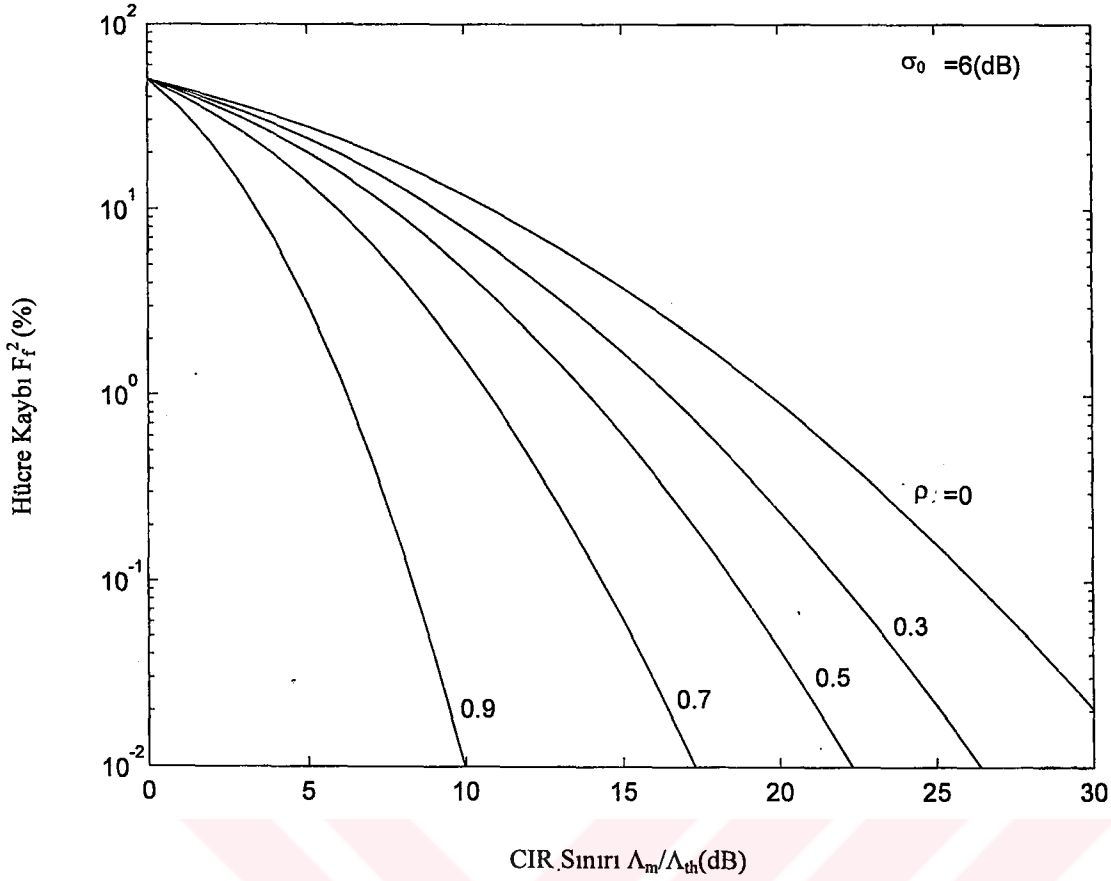
Şekil 14' de sonuçlar gösterilmiştir. D/R oranı hücre yarıçapı ile normalize edilmiş minimum ortak kanal tekrar kullanım uzaklığıdır. Çünkü $\Lambda_m(R)$, Λ_{th} (dB) ve minimum CIR sınırı Λ_m/Λ_{th} (dB)' nin toplamı şeklinde verilir, ki bu da sabit hücre kaybı F_f^2 ' ye karşılık gelir. Ortak kanal tekrar kullanım uzaklığını hesaplamak için geliştirilen tasarım işlemi şekil 15' deki işaret akış diyagramında gösterilmiştir [13]. Bundan evvelki türetmede istenen işaret ve istenmeyen girişimin karşılıklı serbest log-normal gölgelemenin tesiri altında bırakıldığı varsayılmıştı. Pratikte kara gezgin radyo iletimi gölgeleme ile kısmen karşılıklı ilişkilidir. Çünkü gölgeleme gezgin birim yakınındaki arazi veya binalardan dolayı oluşur. Karşılıklı ilişkiyi hesaba katarak CIR' ın yerel ortalamasının olasılık yoğunluk fonksiyonu;

$$p(\Lambda) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma\sqrt{1-\rho}\Lambda} e^{-(1/4\sigma^2(1-\rho))\ln^2(\Lambda/\Lambda_m)} \quad (46)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada ρ karşılıklı ilişki katsayısıdır. Sonuçlar şekil 10.50 de gösterilmiştir. (40) ve (46) karşılaştırılırsa karşılıklı ilişki etkisinin standart sapmayı σ dan $\sigma\sqrt{1-\rho}$ ya azalttığı görülür. Buradan şekil 16' nın en kötü durumundaki girişim olasılığını gösterdiğini ifade edebiliriz.



Şekil 15. Ortak kanal tekrar kullanım uzaklığını hesaplamak için tasarım diyagramı



Şekil 16. Hücre kaybı ile istenen CIR sınırı arasındaki ilişki
özilişki etkisi

2.2. Model Parametrelerinin Belirlenmesi

2.2.1. Yol Kaybı İçin Deneysel Formül

Sabit baz istasyonuyla gezgin birimin genel yerleşimi arasındaki uzaklıkla değişen yol kaybı; alınan alan şiddeti ve etkin yayılma gücünden hesaplanır. Taşıyıcı frekansı f_c (MHz), baz istasyon anten yüksekliği h_b (m) ve gezgin istasyon anten yüksekliği h_m (m) alınarak; iki izotropik baz ve gezgin anten arasındaki medyan yol kaybı L_p (dB) için bir deneysel formül elde edilmiştir [12].

$$L_p = \begin{cases} A + B \log_{10}(r) & \text{şehir} \\ A + B \log_{10}(r) - C & \text{şehir civarı} \\ A + B \log_{10}(r) - D & \text{açık alan} \end{cases} \quad (47)$$

Burada r km cinsinden baz ve gezgin istasyonlar arası uzaklıktır. A,B,C ve D sırasıyla şöyle verilir:

$$\begin{aligned}
 A &= A(f_c, h_b, h_m) = 69,55 + 26,16 \text{Log}_{10}(f_c) - 13,82 \text{Log}_{10}(h_b) - a(h_m) \\
 B &= B(h_b) = 44,9 - 6,55 \text{Log}_{10}(h_b) \\
 C &= C(f_c) = 2[\text{Log}_{10}(f_c/28)]^2 + 5,4 \\
 D &= D(f_c) = 4,78[\text{Log}_{10}(f_c)]^2 - 19,33 \text{Log}_{10}(f_c) + 40,94
 \end{aligned} \tag{48}$$

Burada $a(h_m)$;

$$\begin{aligned}
 & [1.1 \text{Log}_{10}(f_c) - 0.7]h_m - [1.56 \text{Log}_{10}(f_c) - 0.8] && \text{orta ve küçük şehir için} \\
 a(h_m) &= 8.28 [\text{Log}_{10}(1.54 h_m)]^2 - 1.1 && f_c \geq 200 \text{ MHz} && \text{büyük şehir için} \\
 & 3.2 [\text{Log}_{10}(11.75 h_m)]^2 - 4.97 && f_c \geq 400 \text{ MHz} && \text{büyük şehir için}
 \end{aligned} \tag{49}$$

(47) eşitliği aşağıdaki şartlar yerine getirildiğinde kullanılabilir.

$$\begin{aligned}
 f_c &= 150--1500 \text{ (MHz)} \\
 h_b &= 30--200 \text{ (m)} \\
 h_m &= 1--10 \text{ (m)} \\
 r &= 1--20 \text{ (km)}
 \end{aligned} \tag{50}$$

2.2.2.Kara Gezgin Radyoda Sayısal FM İletim Performansı

Birçok sayısal modülasyon tasarılarından biri olan FM aynı zamanda CP-FSK olarak da adlandırılır ve sabit zarf özelliği ve küçük RF band genişliği ihtiyacından dolayı sayısal gezgin radyo iletişim sistemleri için en kullanışlı olanlar arasındadır. Diğer modülasyon teknikleri kuvvetli sayısal gezgin-radyo sistemleri uygulamaları için arzu edilen özelliklere sahiptirler. Sayısal FM sinyallerini alıcıda yeniden elde etmek için bilinen üç yöntem vardır; bunlar discriminator, diferansiyel ve coherent demodülatör kullanılan alıcı türleridir. Discriminatör, modülasyon indeksinin değerine bakmaksızın uygulanabilir. Diferansiyel, modülasyon indeksinin 1' den daha küçük olduğu durumlarla

sınırlıdır. Coherent ise sadece ayırık modülasyon indeksinin 0.5 veya 0.25 olduğu özel durumlarda uygulanabilir . Hızlı ve derin çok yollu bayılma etkisi hesaba katılarak sayısal FM gezgin-radyo transmisyon sistemlerinin P_e performansı analiz edilirken, discriminatör ve diferansiyel yöntemlerine uygulanan birleştirilmiş bir metod kullanılacaktır [21] [22]. Alıcı tarafında oluşan Gauss gürültüsü ve coğrafik olarak aynı frekansın tekrar kullanımından dolayı ortak kanal girişimi de hesaba katılacaktır.

2.2.2.1. Discriminatör ve Diferansiyel Dedektörlerin Matematiksel Modeli

Sistem modeline dayanarak ön algılamalı BGS çıkışındaki istenen sinyal $s(t)$, istenmeyen ortak kanal girişimi $i(t)$, ve eklenen Gauss gürültüsü $n(t)$ sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}\{z_s(t) e^{j[2\pi f_c t + \phi_s(t)]}\} \\ i(t) &= \text{Re}\{z_i(t) e^{j[2\pi f_c t + \phi_i(t)]}\} \\ n(t) &= \text{Re}\{z_n(t) e^{j[2\pi f_c t]}\} \end{aligned} \quad (51)$$

Burada f_c taşıyıcının nominal merkez frekansı, $\phi_s(t)$ ve $\phi_i(t)$ sırasıyla $s(t)$ ve $i(t)$ ' nin modülasyon faz değişimleridir. Ayrıca $z_s(t)$, $z_i(t)$ ve $z_n(t)$ kompleks sıfır ortalamalı sabit temel band Gauss işlemlerine karşılıklı olarak bağılırlar. Dedektör giriş sinyali $e(t)$;

$$e(t) = s(t) + i(t) + n(t) = \text{Re}[z(t) e^{j(2\pi f_c t)}] \quad (52)$$

Burada $z(t)$;

$$z(t) = z_s(t) e^{j[\phi_s(t)]} + z_i(t) e^{j[\phi_i(t)]} + z_n(t) \quad (53)$$

Dedektör çıkışı $v(t)$ ise;

$$v(t) = \begin{cases} \frac{\text{Re}[-jz^*(t)z(t)]}{|z(t)|^2} & \text{Discriminatör} \\ \text{Re}[-jz(t)z^*(t-T)] & \text{Diferansiyel} \end{cases} \quad (54)$$

ile verilir [23]. Burada “*” kompleks eşleniği, “.” zamana bağlı türevi gösteriyor, T ise birim bit süresi olan işaret periyodudur.

2.2.2.2. Ortalama P_e Performansının Elde Edilmesi

$W_s(f)$, $W_i(f)$ ve $W_n(f)$ sırasıyla $z_s(t)$, $z_i(t)$ ve $z_n(t)$ ' nin güç spektrumları; σ_s^2 , σ_i^2 ve σ_n^2 sırasıyla $s(t)$, $i(t)$ ve $n(t)$ ' nin ortalama güçleri; $\rho_s(\tau)$, $\rho_i(\tau)$ ve $\rho_n(\tau)$ yine sırasıyla $z_s(t)$, $z_i(t)$ ve $z_n(t)$ ' nin normalize edilmiş öz ilişki (autocorrelation) fonksiyonlarıdır ayrıca m_s ve m_i , $s(t)$ ve $i(t)$ ' nin modülasyon indisleri olarak alınırsa;

$$\begin{aligned} m_s &= 2 \cdot \Delta f_{ds} \cdot T \\ m_i &= 2 \cdot \Delta f_{di} \cdot T \end{aligned} \quad (55)$$

Burada Δf_{ds} ve Δf_{di} , $s(t)$ ve $i(t)$ 'nin frekans türevleridir. Γ ve Λ , CNR ve CIR' nin ortalamalarıdır :

$$\begin{aligned} \Gamma &= \sigma_s^2 / \sigma_n^2 \\ \Lambda &= \sigma_s^2 / \sigma_i^2 \end{aligned} \quad (56)$$

Burada ön algılamalı BGS' nin band genişliği genellikle $BT=1$ olduğu düşünülerek CNR ortalaması $\Gamma = E_b / N_o BT = E_b / N_o$ ' dir.

Bütün bu tanımların ışığı altında ortalama P_e ;

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\Gamma \Lambda (m_s \pi)}{(\Gamma \Lambda + \Gamma + \Lambda)^{1/2} \left\{ \Gamma \Lambda [(m_s \pi)^2 - \ddot{\rho}_s(0) T^2] + \Gamma [(m_i \pi)^2 - \ddot{\rho}_i(0) T^2] - \Lambda \ddot{\rho}_n(0) T \right\}^{1/2}} \right) \quad (57.a)$$

discriminatör

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\Gamma \Lambda \rho_s(T) \sin m_s \pi}{\{(\Gamma \Lambda + \Gamma + \Lambda)^2 - [\Gamma \Lambda \rho_s(T) \cos m_s \pi + \frac{\Gamma}{2} \rho_l(T) \left(\cos m_i \pi + \frac{\sin m_i \pi}{m_i \pi} \right) + \Lambda \rho_n(T)]^2\}^{1/2}} \right) \quad \text{diferansiyel} \quad (57.b)$$

olarak elde edilir.

$\Lambda \rightarrow \infty$ iken CCI ihmal edilebilir bu durumda ;

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\Gamma(m_s \pi)}{(\Gamma + 1)^{1/2} \{[\Gamma(m_s \pi)^2 - \rho_s(0)T^2] - \rho_n(0)T^2\}^{1/2}} \right) \quad \text{discriminatör} \quad (58.a)$$

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\Gamma \rho_s(T) \sin m_s \pi}{\{(\Gamma + 1)^2 - [\Gamma \rho_s(T) \cos m_s \pi + \rho_n(T)]^2\}^{1/2}} \right) \quad \text{diferansiyel} \quad (58.b)$$

$\Gamma \rightarrow \infty$ ve $\Lambda \rightarrow \infty$ olması durumu rastgele FM gürültüden dolayı ortalama P_e ' ye karşılık gelir. Bu durumda ;

$$P_{e\Gamma, \Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{m_s \pi}{[(m_s \pi)^2 - \rho_s(0)T^2]^{1/2}} \right) \quad \text{discriminatör} \quad (59.a)$$

$$P_{e\Gamma, \Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\rho_s(T) \sin m_s \pi}{[1 - \rho_s^2(T) \cos^2 m_s \pi]^{1/2}} \right) \quad \text{diferansiyel} \quad (59.b)$$

elde edilir. Temel MSK modülasyonuna karşılık gelen $m_s = m_i = 0.5$ durumunda

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\Gamma \rho_s(T)}{[(\Gamma + 1)^2 - \rho_n^2(T)]^{1/2}} \right) \quad (60)$$

indirgenmiş olur $\rho_n(T) = 0$ için ;

$$P_{e_{\lambda \rightarrow \infty}} = \frac{\Gamma[1 - \rho_s(T)] + 1}{2(\Gamma + 1)} \quad (61)$$

elde edilir [24]. Bu elde edilen değer diferansiyel dedektörlü BPSK için geçerlidir. Burada haberleşme süresi boyunca ısı gürültünün ihmal edilebilir olduğu kabul edilmiştir. MSK işaretlerin diferansiyel dedektörlü alıcı yöntemi BPSK işaretlerde ısı gürültünün ihmal edilebildiği duruma eşittir.

Ortalama P_e performansı hesaplarken $s(t)$ ve $i(t)$ ' de ortaya çıkan çok yollu zayıflamaların aşağıdaki güç spektrumlarına sahip karşılıklı bağımsız Rayleigh bayılmalar olduğu varsayılır.

$$W_s(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_s^2}{\pi(f_D^2 - f^2)^{1/2}} & |f| \leq f_D \\ 0 & |f| > f_D \end{cases} \quad (62)$$

$$W_i(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_i^2}{\pi(f_D^2 - f^2)^{1/2}} & |f| \leq f_D \\ 0 & |f| > f_D \end{cases}$$

Burada f_D maksimum Doppler frekansıdır. f_c merkez frekanslı ve B band genişliğine sahip bir ideal dikdörtgenel BGS' nin ön algılamalı BGS olarak kullanıldığı düşünülürse $W_n(f)$ güç spektrumu aşağıdaki gibi verilir:

$$W_n(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_n^2}{B} & |f| \leq \frac{B}{2} \\ 0 & |f| > \frac{B}{2} \end{cases} \quad (63)$$

(62) ve (63)' den;

$$\begin{cases} \rho_s(T) = \rho_i(T) = J_0(2\pi f_D T) \\ \rho_n(T) = \frac{\sin(\pi B T)}{\pi B T} \end{cases} \quad (64)$$

$$\begin{cases} \ddot{\rho}_s(0) = \ddot{\rho}_i(0) = -2(\pi f_D T)^2 \\ \ddot{\rho}_n(0) = -\frac{\pi^2}{3} B^2 \end{cases} \quad (65)$$

elde edilir. Burada $J_0(\dots)$ birinci tür sıfırcı derece Bessel ilişki fonksiyonudur. Ön algılamalı BGS' nin band genişliği genellikle $BT=1$ olarak alındığından $\rho_n(T)$ sıfıra düşer. Buradan (57), (58) ve (59) eşitlikleri sırasıyla aşağıdaki ifadelere dönüşür:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma \Lambda m_s}{(\Gamma \Lambda + \Gamma + \Lambda)^{1/2} \{ \Gamma \Lambda [m_s^2 + 2(f_D T)^2] + \Gamma [m_i^2 + 2(f_D T)^2] + \Lambda/3 \}^{1/2}} \right] \quad (66.a)$$

discriminatör

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma \Lambda J_0(2\pi f_D T) \sin m_s \pi}{\left\{ (\Gamma \Lambda + \Gamma + \Lambda)^2 - \Gamma^2 J_0^2(2\pi f_D T) \left[\Lambda \cos m_s \pi + \frac{1}{2} \left(\cos m_i \pi + \frac{\sin m_i \pi}{m_i \pi} \right) \right]^2 \right\}^{1/2}} \right] \quad (66.b)$$

diferansiyel

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\Gamma m_s}{(\Gamma + 1)^{1/2} \{ \Gamma [m_s^2 + 2(f_D T)^2] + 1/3 \}^{1/2}} \right) \quad (67.a)$$

discriminatör

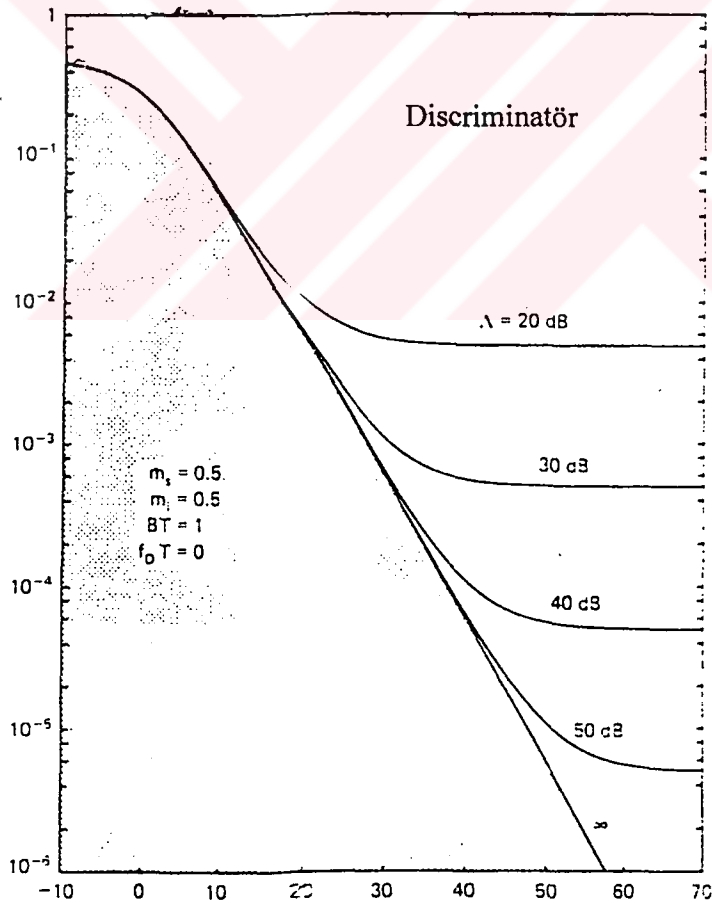
$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\Gamma J_0(2\pi f_D T) \sin m_s \pi}{\{ (\Gamma + 1)^2 - \Gamma^2 J_0^2(2\pi f_D T) \cos^2 m_s \pi \}^{1/2}} \right) \quad (67.b)$$

diferansiyel

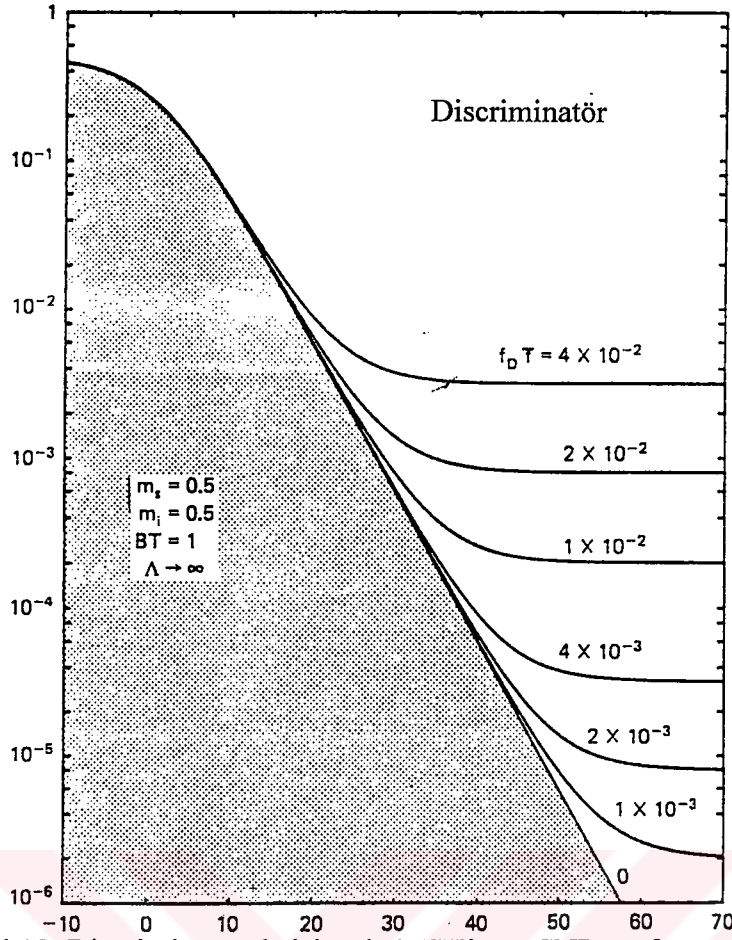
$$P_{e\Gamma, \Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{m_s}{[m_s^2 + 2(f_D T)^2]^{1/2}} \right) \quad \text{discriminatör} \quad (68.a)$$

$$P_{e\Gamma, \Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{J_0(2\pi f_D T) \sin m_s \pi}{[1 - J_0^2(2\pi f_D T) \cos^2 m_s \pi]^{1/2}} \right) \quad \text{diferansiyel} \quad (68.b)$$

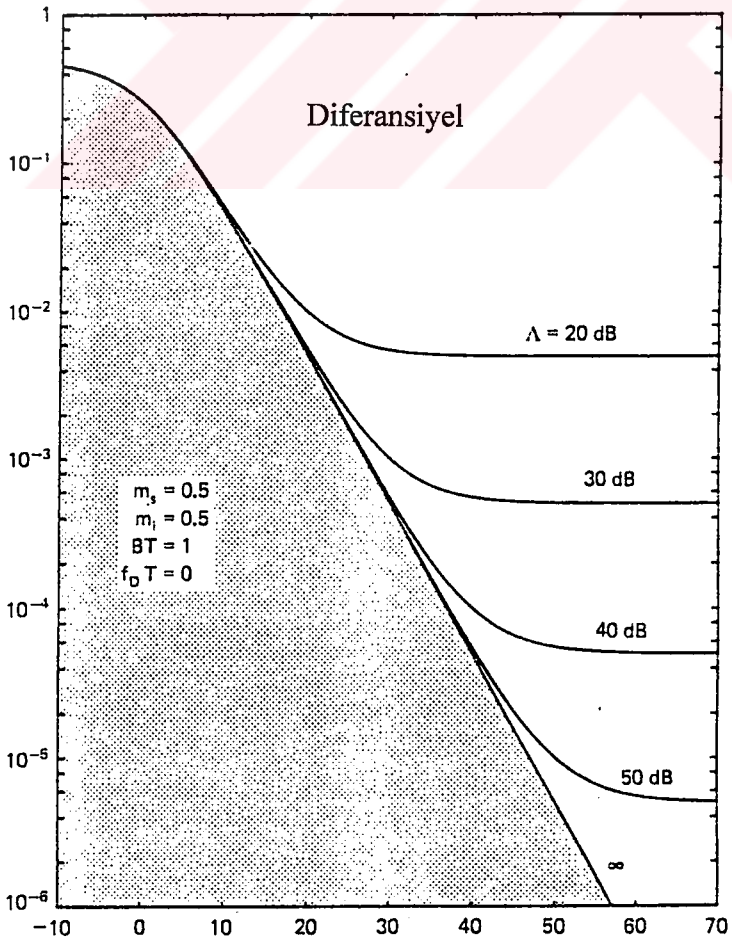
$m_s=m_i=0.5$ olan MSK modülasyonu için CNR ortalamasına karşılık gelen ortalama P_e ' nin hesaplanmış sonuçları grafiksel olarak 17 - 20 şekillerinde gösterilmiştir. Bu grafiklerde ortalama CIR Λ ve normalize edilmiş maksimum Doppler frekansı $f_D T$ sırayla değişken parametre olarak alınmıştır. 21 - 24 şekillerinde ise CIR ortalamasına karşılık gelen ortalama P_e sırayla Λ ve $f_D T$ parametre olarak ele alınıp grafiksel olarak gösterilmiştir [25].



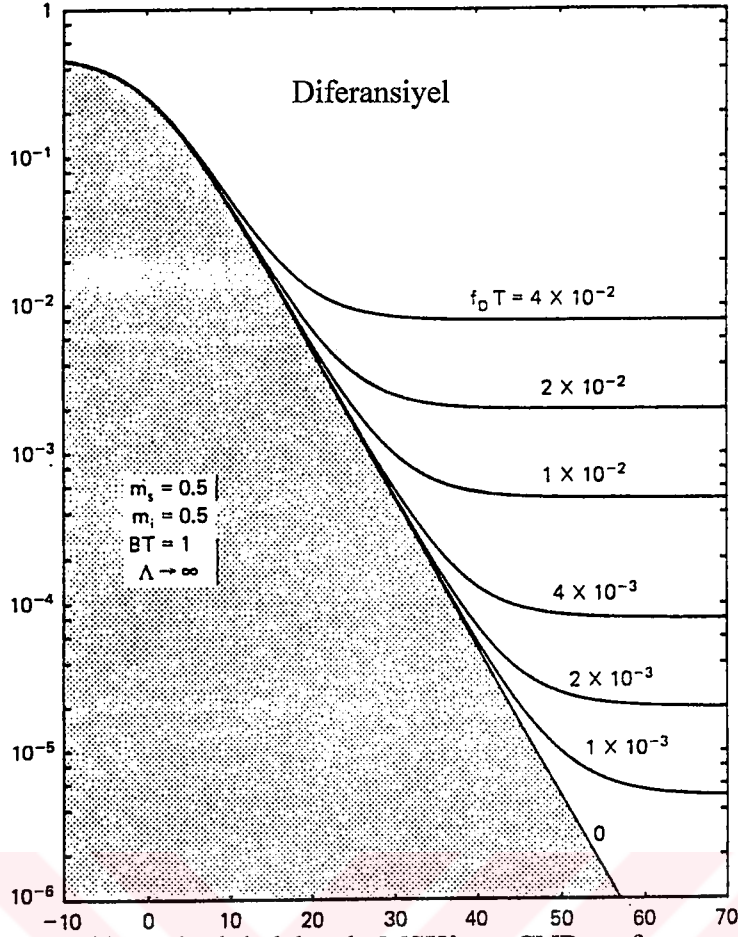
Şekil 17. Discriminatör dedektörlü MSK' nın CNR performansına karşılık ortalama P_e (1)



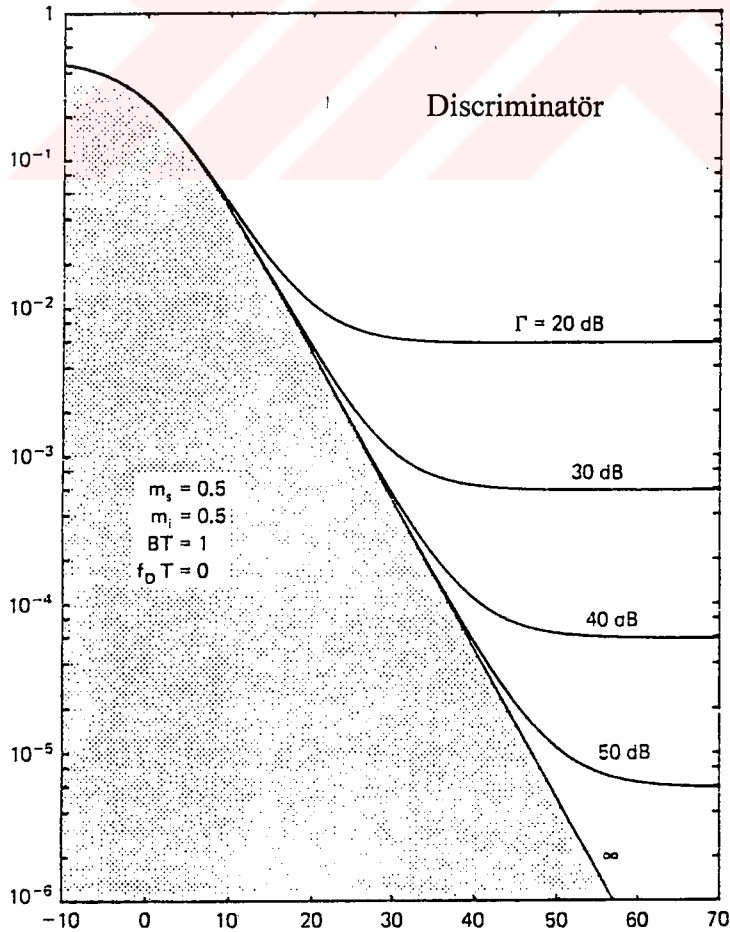
Şekil 18. Discriminatör dedektörlü MSK' nın CNR performansına karşılık ortalama P_e (2)



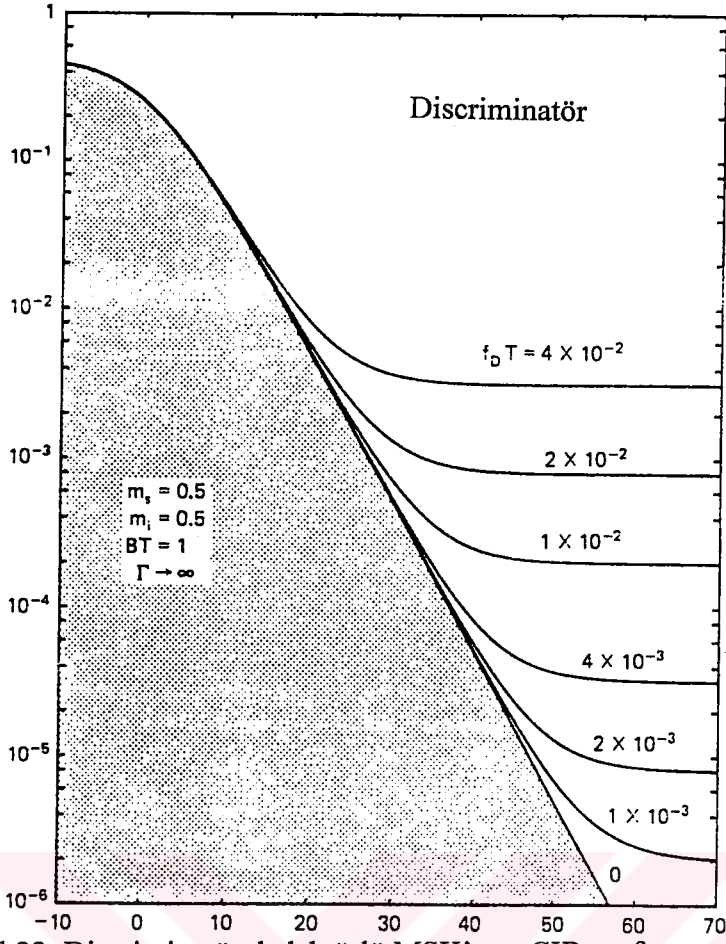
Şekil 19. Diferansiyel dedektörlü MSK' nın CNR performansına karşılık ortalama P_e (1)



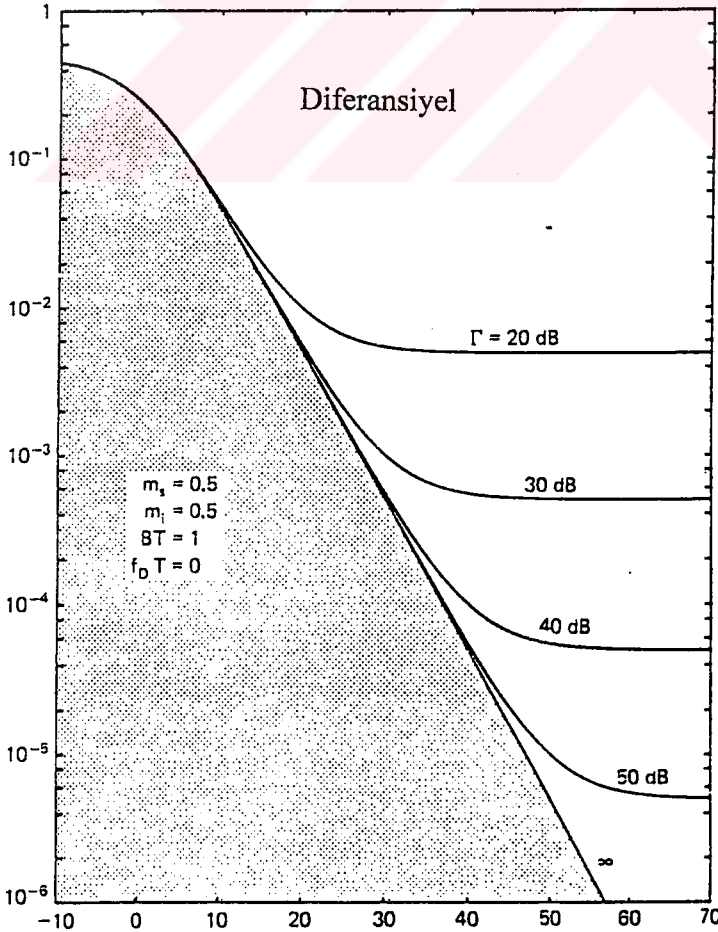
Şekil 20. Diferansiyel dedektörlü MSK' nın CNR performansına karşılık ortalama P_e (2)



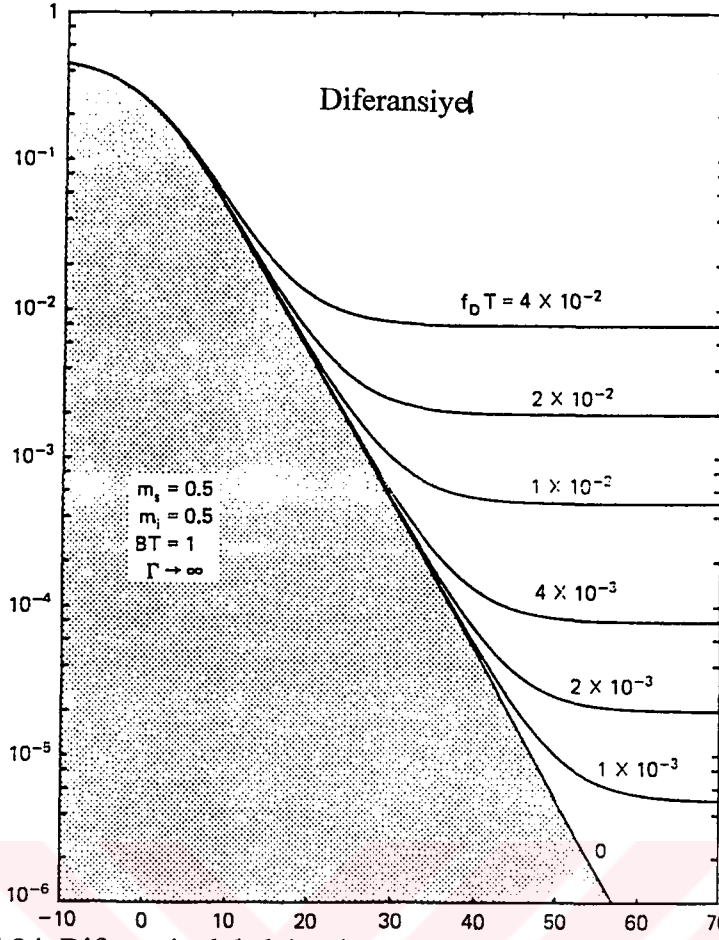
Şekil 21. Discriminatör dedektörlü MSK' nın CIR performansına karşılık ortalama P_e (1)



Şekil 22. Discriminatör dedektörlü MSK' nın CIR performansına karşılık ortalama P_e (2)



Şekil 23. Diferansiyel dedektörlü MSK' nın CIR performansına karşılık ortalama P_e (1)



Şekil 24. Diferansiyel dedektörlü MSK' nın CIR performansına karşılık ortalama P_e (2)

2.2.3. Karşılaştırma

Daha önce de bahsedildiği gibi sayısal FM işaretleri üç ayrı tip alıcı yöntemiyle ortaya çıkarılabilir. Bir zayıf taşıyıcı fazının geçici değişikliği hesaba katılırsa taşıyıcı tahmin devresinin izleme performansını analiz etmek oldukça zor olur. Bu nedenle, sadece discriminator ve diferansiyel alıcı yapılarının P_e performansı karşılaştırılacaktır.

İlk olarak CCI' nın ihmal edilebilir olduğu ve maksimum Doppler frekansından daha yüksek işaretleme oranı durumuna karşılık gelen $f_D T \rightarrow 0$ ve $\Lambda \rightarrow \infty$ durumunu ele alalım. Bu durumda, Rayleigh zarf bayılması hataların en önemli sebebidir. $f_D T \rightarrow 0$ iken (67) eşitliği;

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\sqrt{3}\Gamma m_s}{(\Gamma + 1)^{1/2} (1 + 3\Gamma m_s^2)^{1/2}} \right] \cong \frac{1}{4\Gamma} \left(1 + \frac{1}{3m_s^2} \right) \quad (69.a)$$

discriminator

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma \sin m_s \pi}{[(\Gamma + 1)^2 - \Gamma^2 \cos^2 m_s \pi]^{1/2}} \right] \approx \frac{1}{2\Gamma \sin^2 m_s \pi} \quad (69.b)$$

diferansiyel

şekline dönüşür. Şayet belirli nümerik değerleri hesaplanırsa, $m_i = m_s \geq 0.558$ olmadığı sürece bu eşitliklerden quasi-statik Rayleigh bayılma çevresinde diferansiyel dedektör için CNR performansına karşılık gelen ortalama P_e ' nin discriminatör dedektörünkinden biraz daha yüksek olduğu sonucuna varılır.

$m_i = m_s = 0.5$ olan MSK modülasyonunun özel durumu için quasi-statik Rayleigh bayılma çevresinde coherent dedektörün P_e performansı şu şekilde verilebilir:

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\sqrt{\Gamma}}{\sqrt{\Gamma + 1}} \right] \cong \frac{1}{4\Gamma} \quad (70)$$

Çünkü bulma mekanizması coherent dedektörlü BPSK' ninkine eşittir. Diğer yandan (69) eşitliğinde $m_s = 0.5$ alındığında discriminatör ve diferansiyel alıcı için MSK'nın P_e performansı;

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma}{\sqrt{\Gamma + 1} \sqrt{\Gamma + 4/3}} \right] \approx \frac{7}{12\Gamma} \quad \text{discriminatör} \quad (71.a)$$

$$P_{e\Lambda \rightarrow \infty} = \frac{1}{2(\Gamma + 1)} \approx \frac{1}{2\Gamma} \quad \text{diferansiyel} \quad (71.b)$$

ile ifade edilebilir. (70) ve (71) eşitlikleri coherent dedektör yapısının quasi-statik Rayleigh bayılma çevresinde MSK transmisyonu için en iyi P_e performansına sahip olduğunu gösterir. 1.10^{-3} lük ortalama P_e elde etmek için istenen ortalama CNR değerleri coherent, diferansiyel ve discriminatör yöntemleri için sırasıyla 24.0 dB, 27.0 dB ve 27.7 dB dir.

İkinci olarak; alınan zayıf taşıyıcının rastgele faz değişimiyle oluşan rasgele FM gürültünün hataların en önemli sebebi olduğu $\Gamma \rightarrow \infty$ ve $\Lambda \rightarrow \infty$ durumu ele alalım. Bu

durumda (67) ile ifade edilen discriminatör ve diferansiyel dedektör yapılarının P_e performansları azaltılamaz ve şu şekilde yaklaşık olarak ifade edilebilir:

$$P_{e_{\Gamma, \Lambda \rightarrow \infty}} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{f_D T}{m_s} \right)^2 \quad \text{discriminatör} \quad (72.a)$$

$$P_{e_{\Gamma, \Lambda \rightarrow \infty}} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\pi f_D T}{\sin m_s \pi} \right)^2 \quad \text{diferansiyel} \quad (72.b)$$

(72) eşitliği yüksek C/N ve C/I için discriminatör alıcının azaltılamaz P_e performansının modülasyon indeks değerlerine bakmaksızın diferansiyel alıcınınkinden daha iyi olduğunu göstermektedir. Mesela, MSK modülasyonunun özel durumu ($m_s = 0.5$) için diferansiyel dedektörün ortalama P_e değeri discriminatör dedektörünün yaklaşık 2.5 katıdır. Bu sonuç, alıcı mekanizmasının bölünemeyecek kadar küçük zaman gecikmeli bir gecikme hattı kullanan diferansiyel dedektöre eşit olduğu düşünülen discriminatörün hızlı faz değişimini diferansiyel dedektörden daha hızlı izleyebilmesi gerçeğinden de anlaşılabilir. Coherent dedektörün azaltılamaz P_e performansının sebebini analiz etmek için taşıyıcı tahmin devresinin izleme davranışını çözmek önemlidir. Benzer bir durumda coherent dedektörün azaltılamaz P_e performansı diferansiyel dedektörününkinden daha önemsiz olabilir. Sonuç olarak coherent dedektörün azaltılamaz P_e performansının diğer iki yöntemle göre daha kötü olduğunu söylenebilir.

Üçüncü ve son olarak; oluşan hataların ana sebebinin CCI olduğu $f_D T \rightarrow 0$, $\Gamma \rightarrow \infty$ ve $m_s = m_i = m$ durumunu ele alırsa (65) eşitliği;

$$P_{e_{\Gamma \rightarrow \infty}} = \frac{1}{2(\Lambda + 1)} \quad \text{discriminatör} \quad (73.a)$$

$$P_{e_{\Gamma \rightarrow \infty}} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Lambda \sin m\pi}{\left[(\Lambda + 1)^2 - \left\{ \Gamma \cos m\pi + \frac{1}{2} \left(\cos m\pi + \frac{\sin m\pi}{m\pi} \right) \right\}^2 \right]^{1/2}} \right] \quad (73.b)$$

diferansiyel

şekline dönüşür. Yukarıdaki eşitlikler discriminatör dedektörün CIR performansına karşılık gelen ortalama P_e değerinin $m \approx 0.5$ olmadığı sürece diferansiyelinkinden biraz daha aşağı olduğunu gösterir. Üstelik MSK modülasyonunun $m_s = m_i = m = 0.5$ olan özel durumu için quasi-statik Rayleigh bayılma ortamında incelenen yöntemlerin CIR performansına karşılık gelen ortalama P_e şu şekilde verilir:

$$P_{e_{\Gamma \rightarrow \infty}} = \frac{1}{2(\Lambda + 1)} \approx \frac{1}{2\Lambda} \quad \text{discriminatör} \quad (74.a)$$

$$P_{e_{\Gamma \rightarrow \infty}} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Lambda}{[(\Lambda + 1)^2 - (1/\pi)^2]^{1/2}} \right] \approx \frac{1}{2\Lambda} \quad \text{diferansiyel} \quad (74.b)$$

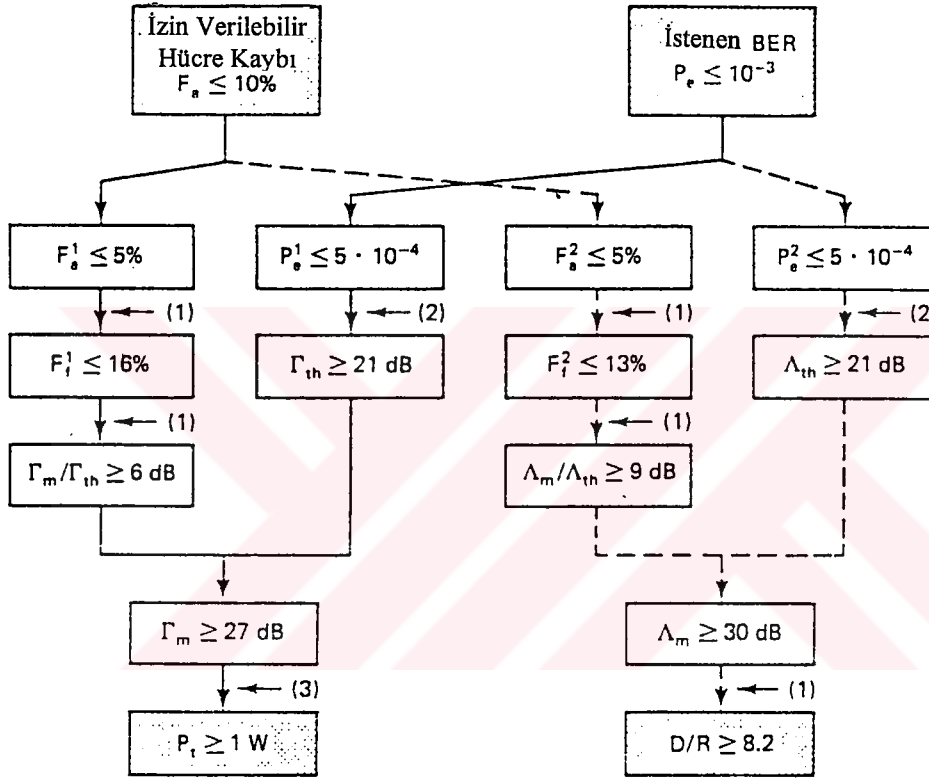
$$P_{e_{\Gamma \rightarrow \infty}} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\Lambda}{\Lambda + 1}} \right] \approx \frac{1}{4\Lambda} \quad \text{coherent} \quad (74.c)$$

2.3. Sayısal Kara Gezin Radyo İçin Çeşitleme Teknikleri

Hızlı çok yollu bayılmanın sayısal FM kara gezgin radyo iletişim sistemlerinin ortalama P_e performansını çok fazla azalttığı gösterildi. Hem verici gücünü hem de ortak kanal tekrar kullanım uzaklığını aşırı yükseltmeksizin fazlaca güvenilir sayısal data iletimi elde etmek için hızlı çok yollu bayılma etkisini yok edebilecek bir yardımcı tekniği kabul etmek gereklidir. Bu amaç için en etkili tekniklerden birinin çeşitleme kabulü olduğu bilinen bir gerçektir. Çeşitleme tekniklerinin işleme ilkeleri 1930' larda HF radyo denemelerinde bulunmuştur. VHF ve UHF ve mikrodalga kara gezgin radyo uygulamaları için çeşitleme teknikleri üzerinde yıllardan beri çalışılmaktadır. Bunlardan bir çoğu analog gezgin radyo içindir fakat prensip olarak sayısal gezgin radyo sistemlerine de uygulanmıştır. çeşitleme teknikleriyle elde edilen yararlar sayısal kara gezgin radyo hizmetleri için artan taleple artmaktadır. Çünkü sayısal iletim hızlı çok yollu bayılma etkilerine daha hassastır.

Çeşitleme teknikleri genel olarak şu beş kategoriye ayrılır: (1) boşluk, (2) açı, (3) polarizasyon, (4) frekans ve (5) zaman.

Çeşitleme tekniklerinin yanı sıra kullanılan bir diğer yöntem de birleştirme metotlarıdır. Birleştirme metotları da genel olarak üç bölümde incelenebilir. Bunlar; (1) maksimum oran birleşimi, (2) eşit kazanç birleşimi ve (3) seçme. Diğer iki birleştirme metoduna nazaran gezgin radyo uygulamaları için basit bir şekilde uygulanabilir olması sebebiyle seçme yöntemi daha uygundur. Bu metotta, en yüksek işaret seviyesine sahip en iyi çeşitleme yapısı seçilmektedir.



Şekil 25. Sayısal gezgin radyo link için tasarım modeli

2.4. Modelin Türkiye'ye Uygulanması

Anlatılan işlemlere göre bir sayısal gezgin radyo linki için verici gücü ve ortak kanal tekrar kullanım uzaklığını hesaplarken aşağıdaki şartlar kabul edilmiştir:

1- Sistem frekans bandı 900 MHz ve hücre yarıçapı $R=3$ km, log-normal gölgelemenin standart sapması $\sigma_0=6$ dB ve propagasyon sabiti $\alpha=3.5$.

2- 10^{-3} lük ortalama P_e ve %10 hücre kaybı F_a isteniyor ve bu değerler ısı gürültü ve ortak kanal girişimi için eşit olarak bölünüyor.

3- Modem düzeni olarak diferansiyel çıkarmalı MSK benimsenmiştir. 16 Kb/s lık bit oranı için istenen transmisyon band genişliği $B=16$ KHz dir. İki kollu çeşitleme-seçme tekniği uygulanmıştır.

Şekil 25 esas işlemi göstermektedir ve sonuçlar şekil 11 ve 15' de gösterilen akış diyagramlarına göre elde edilmiştir.



3. BULGULAR VE TARTIŞMA

Hücre kaybı ve istenen sınırlar arasındaki ilişki hem ısı gürültünün hem de CCI'nın hesaba katılmasıyla çıkarılmıştır. Yöntem ve sonuçlar, ısı gürültü ve CCI için istenen sınırlarının ayrı ayrı hesaplanabileceğini göstermektedir. Verici gücü ve ortak kanal tekrar kullanım uzaklığını hesaplamak için basit ve kullanışlı bir yöntem bir işaret akış diyagramı formuyla gösterilmiştir. Yöntem, sayısal ve analog gezgin radyo link tasarımlarına uygulanabilir.

İstenen verici gücünü daha doğru elde etmek için imalat gürültüsü veya arazi faktörleri gibi diğer zayıflatma faktörlerinin de hesaba katılması gereklidir. Bu faktörler ilave sınır veya propagasyon kaybı olarak ele alınmalıdır. Bir hücreli sistemde ortak kanal tekrar kullanım uzaklığının da daha hassas hesaplanması baz istasyonlarının çok yönlü girişiminden dolayı çok önemlidir. Güvenli bir tasarım istiyorsak 6 girişim baz istasyonuna karşılık gelen 8 dB'yi yöntemimizle hesaplanan bölge ortalaması CIR' a eklemeliyiz.

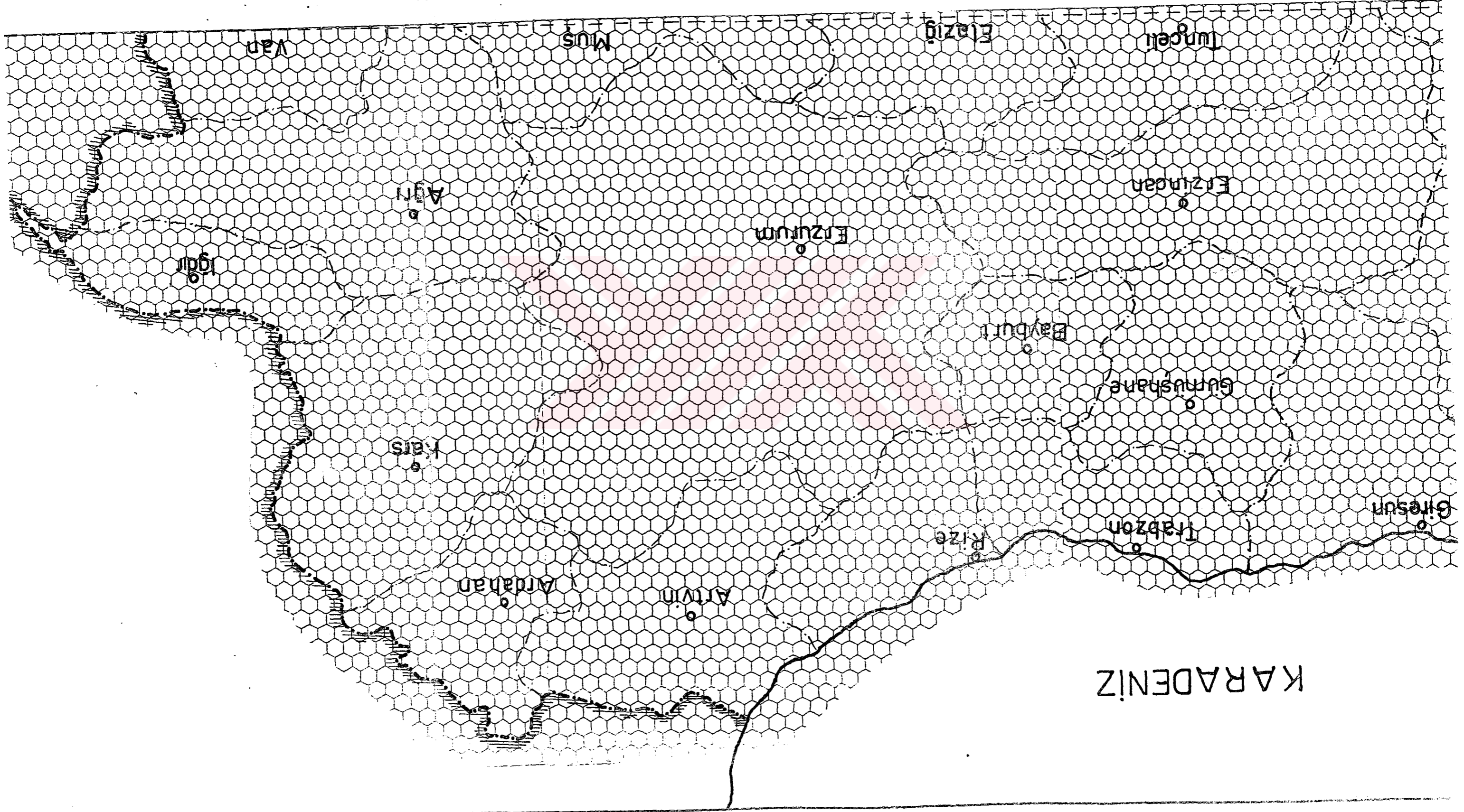
Gezgin radyo link tasarım örneğinde gösterildiği gibi hızlı çok yönlü Rayleigh yayılmayı hafifleten boşluk çeşitleme etkisi CNR ve CIR'ın yerel ortalamalarını etkin olarak azaltır. Diğer yandan hand-off tekniğiyle elde edilen ve gölgelemeyi hafifletmek için etkili olan bölge çeşitleme etkisi istenen CNR ve CIR sınırlarını azaltır.

K. DOĞU ANADOLU BÖLGE HARİTASI

ÖLÇEK 1:250 000

Ülke sınırları
İl sınırları
İl merkezleri

EG YIKSIKÇETİM
DOKÜMAN



KARADENİZ

4.SONUÇLAR

Buraya kadar anlatılan teorik bilgilerin ışığında Türkiye üzerine yapmış olduğumuz uygulamada ortam parametreleri için optimum değerler kabul edilmiş, bu değerler yardımıyla sonuçlar elde edilmiştir. Ortam parametrelerinde gerçek değerlerden farklılıklar olabilir ancak burada önemli olan parametreleri verilen her ortam için bu programın uygulanabilir olması ve sonuç elde edilebilmesidir.

2.4. bölümündeki uygulamaya ek olarak; transmisyon performansı 2 dB zayıflama hesaba katılarak teorik performansa dayandırılır. Uzaklıkla yol kaybı (47)' de verilen deneysel formüle dayandırılmıştır. Bu işlemde verici gücü ve ortak kanal tekrar kullanım uzaklığı sırasıyla $P_t=1$ W ve $D/R=8.2$ olarak belirlenmiştir.

(19) eşitliği kullanıldığında en az 8.2' lik ortak kanal tekrar kullanım uzaklığı elde edilebilecek hücre yapısında en az 23 hücre bulunmalıdır. Sonuçlar ek 1' de gösterilmiştir.

5. KAYNAKLAR

1. Dechaux, C., Scheller, R., "What are GSM and DCS", *Elect. Commun.*, (1993), 118.
2. Goetz, I., "Ensuring mobile communication transmission quality in the year 2000", *Elect. Commun. Engineering Journal*, (Haziran 1993), 141.
3. Lee, W., C. Y., "Mobile Cellular Telecommunications Systems", McGraw Hill Book Company, (1989),1-64.
4. CCIR Rep, 903. "Dijital transmission in the land mobile service", (1982), 100 ve 845.
5. Bettinger, O., "Dijital speech transmission for mobile radio service", *Electrical Commun.*, S. 47, (1972), 224.
6. Sachs, H. M., "Dijital voice considerations for the land mobile radio services", *IEEE Veh. Tech. Conf.*, (Mart 1977), 207.
7. Mabey, p. j., "Mobile radio data transmission-coding for error control", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, VT-27, (Ağustos 1978), 99.
8. Murakami, H., "Time diversity by pitch-synchronized interpolation", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, VT-29, (Kasım 1980), 365.
9. Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T., ve Fukuda, K., "Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service", *Rev. Elec. Commun. Lab.*, 16, (Eylül-Ekim 1968), 825.
10. Egli, J., "Radio propagation above 40 MC over irregular terrain", *Proc. IRE*, (Ekim 1957), 1383.
11. Black, D. M. ve Reudink, D. O., "Some characteristics of radio propagation at 800 Mhz in the Philadelphia area", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, VT-21, (Mayıs 1972), 45.
12. Hata, M., "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, VT-29, (Ağustos 1980), 317.
13. Hansen, F., ve Meno, F. I., "Mobile fading-Rayleigh and lognormal superimposed", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, VT-26, (Kasım 1977), 332.
14. Murota, K., ve Hirade, K., "Spectrum efficiency of GMSK land mobile radio", *IEEE ICC 81*, (Haziran 1981), 23.
15. Suzuki, H., ve Hirade, K., "System considerations of M-ary PSK land mobile radio for efficient spectrum utilization", *Trans. IECE of Japan*, 65-E, (Mart 1982), 159.

16. Suzuki, H., ve Hirade, K., "Spectrum efficiency of M-ary PSK land mobile radio", IEEE Trans Commun., COM-30, (Mayıs 1982), 1803.
17. Araki, K., "Fundamental problems of nationwide mobile radio telephone system", Rev. Elec. Commun. Lab., S.16, (Mayıs-Haziran 1968), 357.
18. Syski, R., "Introduction to Congestion Theory in Telephone Systems", Oliver and Boyd Inc., Lond.,(1960).
19. Fujiki, M., Ganbe, E., "Traffic Theory for Telecommunications", ECL Series, C.4, (1970).
20. Koga, K., Yasuda, Y., ve Muratani, T., "Bit error rate reduction performance of BCH codes and self-ortogonal convolutional codes", Trans. IECE of Japan, 62-B, (Şubat 1979), 117.
21. Hirade, K., Ishizuda, M., ve Adachi, F., "Error-rate performance of dijital FM with discriminator-detection in the presence of cochannel interference under fast Rayleigh fading environment", Trans. IECE of Japan, 61-E, (Eylül 1978), 704.
22. Hirade, K., Ishizuda, M., Adachi, F., ve Ohtani K., "Error-rate performance of dijital FM with differantial-detection in the land mobile radio channel", IEEE Trans. Veh. Tech., VT-28, (Ağustos 1979), 204.
23. Stein, S., "Unified analysis of certain coherent and non-coherent binary communications systems", IEEE Trans. Inform. Theory, IT-10, (Ocak 1964), 43.
24. Voelcker, H., "Phase-shift-keying in fading channels", Proc. IEEE, 107-B, (Ocak 1960),31.
25. Feher, K., "Advanced Dijital Communications Systems and Signal Processing Techniques", Prentice-Hall Inc., (1987),B. 10.

6. ÖZGEÇMİŞ

1970 yılında Erzurum iline bağı Oltu ilçesinde doğdu. 50. Yıl İlkokulu, Erzurum Anadolu Lisesi orta ve lise bölümünü bitirip 1987 yılında lisans eğitimine başladığı Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünden mezun olduktan sonra 1994 yılında Atatürk Üniversitesi Erzincan Meslek Yüksekokulunda Öğretim Görevlisi olarak çalışmaya başladı. 1996-1997 öğretim yılı güz döneminde Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı, Elektronik bölümünde yüksek lisans eğitimine başladı. Halen aynı görevi devam ettirmekte olup, yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.

