

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

147695

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DAR-ALAN KABLOSUZ SABİT HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN BAŞARIM
ANALİZLERİ VE TURBO KODLAYICILARIN SİSTEM BAŞARIMINA ETKİSİ

Elektronik Yük. Müh. Salim KAHVECİ

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce
“Doktor”

Ünvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 16.01.2006
Tezin Savunma Tarihi : 24.02.2006

147695

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA
Jüri Üyesi : Prof. Dr. Mustafa MERDAN
Jüri Üyesi : Prof. Dr. Rifat YAZICI
Jüri Üyesi : Doç. Dr. Temel KAYIKÇIOĞLU
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2006

ÖNSÖZ

Bu tez Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında, Doktora programında yapılan bir çalışmadır.

Öncelikle doktora tez danışmanlığımı üstlenen, çalışmalarında bilgi ve tecrübelerini esirgemeyen Sayın Hocam Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA'ya ne kadar teşekkür etsem azdır.

Başta Araş. Gör. Dr. Birol SOYSAL, Öğr. Gör. Dr. Ali ÖZEN, Öğr. Gör. Dr. Kadir TÜRK ve Araş. Gör. Dr. Vedat ÖZKANER olmak üzere Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında lisansüstü çalışmalarını yürüten yada tamamlamış arkadaşlara, bölümümün çok değerli hocalarına, personeline ve bütün arkadaşlarıma gösterdikleri güler yüz ve destekleri için teşekkür ederim.

Hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen ve çalışmalarım süresince kendilerini ihmal ettiğimi düşündüğüm başta annem Gülhanım, babam Abdurrahman ve diğer aile fertlerine gösterdikleri sabır ve her türlü destekleri için candan teşekkür ederim.

Salim KAHVECİ
Trabzon 2006

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	VI
SUMMARY	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ	VIII
TABLolar DİZİNİ.....	XI
SEMBOLLER DİZİNİ	XII
KISALTMALAR DİZİNİ	XIV
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Bluetooth Sistemi	2
1.3. Bluetooth Haberleşmesi	3
1.3.1. FHSS	6
1.3.2. TDD (Zaman Bölmeli Çoğullama).....	6
1.4. İletim Kanal Karakteristikleri	8
1.4.1. Yol Kaybı	8
1.4.2. Çoklu Yol	9
1.4.3. Doppler Etkisi.....	10
1.4.4. Bayılma	11
1.4.4.1. Darband ve Genişband Bayılma.....	11
1.4.4.2. Hızlı ve Yavaş Bayılma.....	12
1.5. Temel Band Kanalı.....	12
1.6. Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü Kanal (AWGN)	13
1.7. Darband Kanal Modeli	16
1.7.1. Rayleigh Dağılım	16
1.7.2. Rice Dağılımı	18
1.8. Genişband Kanal Modeli.....	20
1.9. IrDA Sistemi.....	21
1.9.1. IrDA ve Bluetooth Uygulamalarının Karşılaştırılması	23

1.10.	ZigBEE Standardı	24
1.10.1.	ZigBee'nin Ağ Yapısı ve Fiziksel Tabaka	25
1.11.	Turbo Kodlar	27
1.11.1.	Paralel Birleşik Kodlar	29
1.11.2.	İterativ Dekodlama	29
1.12.	MAP Algoritması	31
1.12.1.	MAP Algoritması Akış Diyagramı.....	33
1.13.	Düşük Karmaşık İterativ Denkleştirici ve Dekodlama	36
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA.....	38
2.1.	Literatür Araştırmasının Özeti	39
2.2.	Kullanılan Kanal Modelleri	43
2.3.	Bluetooth Sisteminin Analizi	48
2.3.1.	Bluetooth_1/2 Alıcı Tasarımı ve Benzetim Modeli Analizi	49
2.3.2.	Bluetooth Sisteminde Ortak ve Komşu Kanal Girişimi Analizi	54
2.3.3.	Kullanılan Kanal Uyumlu Filtre (CMF)	56
2.3.4.	Karar-Geri Beslemeli Kanal Denkleştirici (DFE).....	57
2.4.	IrDA Sistemine İlişkin Bir Analiz	59
2.5.	ZigBee Sisteminin Analizi	60
2.5.1.	ZigBee İçin Gerçekleştirilen Benzetim Çalışması	63
2.6.	Bluetooth Sisteminde Performans Analizi ve Turbo Kodlar	66
2.6.1.	GFSK İçin Hata Olasılığı	67
2.6.2.	Bluetooth Paketleri İçin Çerçeve Hata Oranları Hesabı	70
2.7.	Turbo Kodlayıcılı Bluetooth Sistemi	75
2.7.1.	Genel Turbo Kodlayıcı Performansı	75
2.7.2.	Turbo Kodlayıcılı Bluetooth Sistemine İlişkin Benzetim Sonuçları	81
2.7.3.	Önerilen MAP Algoritmaları ve Benzetim Çalışmaları	85
2.7.4.	Turbo Denkleştirici ve Başarım	96
2.7.5.	Viterbi Algoritmasıyla Performans Karşılaştırması	99
2.8.	Bluetooth Anten Çeşitlemesi	103
2.8.1.	Uzay Çeşitlemesi	104
2.8.2.	Açı Çeşitlemesi	105
3.	SONUÇLAR	108
4.	ÖNERİLER	111

5. KAYNAKLAR..... 112

ÖZGEÇMİŞ..... 117



ÖZET

Bu çalışmada, bina içi dar alan kablosuz sabit haberleşme ağları için potansiyel oluşturan kablosuz iletişim sistemlerin kapasite ve başarımları incelenerek, sistemlerin başarımlarında, enerji sarfiyatında ve muhtemel kullanım alanlarında yapılabilecek iyileştirmeler araştırılmıştır. Bu nedenle, kısa mesafe sabit kablosuz haberleşme sistemlerinden, Bluetooth, IrDA, ZigBee gibi ana sistemler ele alınarak bunların standart değerlerini değiştirmeden, haberleşme başarımları, güç ihtiyacı ve bağlantı güvenliğinde yapılabilecek iyileştirmeler incelenmiştir. Teorik paket hata oranı olasılıkları değişik paketler için elde edilmiştir. Performans artımını gerçekleştirmek içinde sisteme Turbo kodlayıcı eklenerek BER-SNR eğrilerini elde etmek için benzetim çalışmaları AWGN, dar band ve geniş bandlı kanallarda yapılmaktadır.

Bina içi kablosuz haberleşme sistemlerinden olan Bluetooth teknolojisi kablo kullanımını azaltmaktadır. Bu sistem belli bir mesafede hareket serbestliği sağladığından sabit veya hareketli bir üniteden bilgi almak yada göndermek kablosuz haberleşme için büyük bir avantajdır. İlk düşünce bilgisayar ile onun çevresindeki elektronik ünitelerin (klavye, yazıcı, tarayıcı, v.b.) birbiriyle kablosuz olarak haberleşmesini sağlamaktır. Daha sonra bu düşünce genişleyerek daha büyük alanlarda kullanılması hedeflenmektedir. Dar alan kablosuz sistemlerin başarımları Monte-Carlo Rayleigh kanal benzetimi esas alınarak geliştirilen programlarla elde edilmiştir.

Dar-alan kablosuz haberleşme sistemlerin performansını incelemek için öncelikle teorik analizler yapılmıştır. Daha sonra değişik paket tipleri iletişim ortamları için başarımlar eğrileri elde edilmiştir. Sonuç olarak, bu tez kısa mesafe radyo haberleşmesi için yeni bir açılım olarak Turbo kodlayıcıların başarımlarına yoğunlaşmıştır. Daha düşük güç ve EMD emisyonunu azaltmak için atılması gereken bir tasarım adımı olarak Turbo benzeri çözümlerin önemini ortaya koymuştur. Sunduğu basitleştirilmiş işlem adımları Turbo kodlayıcıların amaçlanan sayısal radyo sistemleri için düşük güç, büyüklük ve fiyat ilkelerini çok fazla değiştirmeyeceğini göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Bluetooth, Kablosuz Haberleşme Kanalları, Turbo Kodlayıcı, MAP Algoritması, ISI.

SUMMARY

Performance Analysis of Short-Range Wireless Fixed Communication Systems and Enhancement at the Reception by Turbo Codings

This work analyses the short range indoor wireless fixed communication systems, studies their capacity and performances and searches possible improvements on their performances, power efficiency and widening applications. For this reason, the major short range fixed wireless communication systems Bluetooth, IrDA and ZigBee are subjected and their improvements on performance, power consumption, connection robustness and security are searched. The packet error rates (PER) and bit error rates (BER) are obtained for several data packet structures. In order to improve BER and PER performances the Turbo coding is added to the systems and the effects of the Turbo coding are exhibited by obtaining BER performances for AWGN, narrow-band and wide-band channels.

One of the major indoor wireless communication systems, which is Bluetooth, happens to be effective in decreasing the usage of the short cable connections. The system offers portability for a certain range for the systems communicating with each other. The initial design of Bluetooth was to replace communication cables of keyboards, mouse, printer, scanner etc. However, recent trends have shown that people would like to use the Bluetooth technology in the audio or even video systems. Thus, its inevitable expansion in the communication industry is well established. But, because of the air interference and the demands for longer battery life and range, some other technologies, such as ZigBee, have also been developed as a complement to Bluetooth. In order to study performances of the short range wireless systems, the systems are simulated by developed programs based on the Monte-Carlo type Rayleigh channel simulation.

The simulation results are obtained for several data packet types/formats. In order to obtain better BER performances, this thesis has finally concentrated on the Turbo coding, since it offers a very close performance to channel capacity limits. In order to design a low power radio, the importances of the Turbo type coding and equalization are exhibited. Without violating the low power, cost and low complexity architecture of the short range wireless standards, a design by Turbo coding is submitted by simplified Turbo Coding by a statistically obtained Look-Up Table (LUT).

Key Words: Bluetooth, Wireless Communication Channels, Turbo Coding, MAP, ISI

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Bluetooth ağ biçimleri; a) Tek slave'li piconet, b) Çok slave'li piconet, c) Scatternet biçim (M: master, S: slave)	4
Şekil 1.2. Bluetooth sisteminin protokol yapısı	5
Şekil 1.3. Tek slot için paket zamanlaması	7
Şekil 1.4. Çok slot için paket zamanlaması	7
Şekil 1.5. Kablosuz haberleşme sisteminin elemanları	8
Şekil 1.6. Bina içi ortamda radyo yayılımı (T: verici, R: Alıcı noktaları)	10
Şekil 1.7. İşaret spektrumundaki doppler etkisi	11
Şekil 1.8. Rasgele değişken x'in pdf grafiği ($\mu=0$, $\sigma=1$).	14
Şekil 1.9. AWGN kanal modeli	14
Şekil 1.10. Darbandlı kanal modeli	16
Şekil 1.11. Teorik Rayleigh dağılımı ($\sigma=1$)	17
Şekil 1.12. Rice olasılık yoğunluk fonksiyonu ($k=0$, 3 ve 30 için, $\sigma=0.19$)	19
Şekil 1.13. Genişband kanal modeli	20
Şekil 1.14. IrDA'nın link topolojisi.....	22
Şekil 1.15. (a) Yıldız ve (b) Noktadan-noktaya bağlantılı ağlar	25
Şekil 1.16. ZigBee'nin fiziksel tabakasının paket yapısı.....	26
Şekil 1.17. (a) Sistemati olmayan kod: $X_1(D)=a(D).(1+D+D^2)$, $X_2(D)=a(D).(1+D^2)$ (b) Sistemati kod: $X_1(D)=a(D)$, $X_2(D)=a(D).(1+D^2)/(1+D+D^2)$	28
Şekil 1.18. Paralel birbirine bağlı konvolüsyonel kodlar (PCCC) veya Turbo Kodlar	28
Şekil 1.19. Seri birbirine bağlı konvolüsyonel kodlar (SCCC)	29
Şekil 1.20. Tipik 1/3 Turbo kodlayıcı	29
Şekil 1.21. 1/3 Turbo dekodlayıcı	30
Şekil 1.22. MAP algoritması ileri yön iterasyon durumu.....	34
Şekil 1.23. MAP algoritması geri yön iterasyon durumu.....	35
Şekil 1.24. Kodlayıcılı iterativ (Turbo) denkleştirici	36
Şekil 2.1. Turin tarafından sunulan geniş bantlı kanal modeli [47].	44
Şekil 2.2. Bluetooth sisteminde değişik doppler frekansının etkisi	45

Şekil 2.3.	Rayleigh kanalda alıcıya ulaşan işaretin gücünün değişimi [42].	46
Şekil 2.4.	Bluetooth'un genel paket yapısı	49
Şekil 2.5.	Genel Bluetooth alıcı-vericisi [5, 6].	50
Şekil 2.6.	Bluetooth/1 sisteminin Eb/No-BER eğrisi (1 Mbit/s, 1600 hops/s)	51
Şekil 2.7.	Bluetooth/2 sisteminin genişband Rayleigh kanalında SNR-BER eğrileri	51
Şekil 2.8.	Bluetooth piconetleri arasındaki girişim	53
Şekil 2.9.	Öz girişim	53
Şekil 2.10.	Ortak kanal ve komşu kanal girişimi	55
Şekil 2.11.	Bluetooth ünitesinin performansı	56
Şekil 2.12.	Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici	58
Şekil 2.13.	IrDA için BER-Görme açısı eğrisi	59
Şekil 2.14.	ZigBee'nin diğer sistemlere göre yeri	60
Şekil 2.15.	Frekans bandları ve kanalları	61
Şekil 2.16.	Modülasyon ve yayma (spreading) işlevi	61
Şekil 2.17.	Yarım dalga sinüs biçimli O-QPSK	62
Şekil 2.18.	ZigBee'de PN dizilerin (a),(b): öz ilişki ve (c): çapraz ilişki işlevleri	63
Şekil 2.19.	ZigBee sistemin değişik RMS değerleri için SNR-BER grafiği	64
Şekil 2.20.	ZigBee PN dizileri ve seçilen farklı PN dizileri için SNR-BER Grafiği	64
Şekil 2.21.	ZigBee standardının SER-SNR eğrisi	65
Şekil 2.22.	WTb'nin 0.32, 0.5, 1 ve ∞ değerleri için Gaussian Filtre Katsayıları	67
Şekil 2.23.	Bozulma Katsayısının W.Tb çarpımına göre değişimi	68
Şekil 2.24.	WTb'nin değişik değerleri için FSK, GFSK ve Bluetooth'ta kullanılmış biçimlerinin SNR değerlerine karşılık bit hata oranı olasılıkları	69
Şekil 2.25.	(a): $h=0.28$, (b): $h=0.32$ ve (c): $h=0.5$ için AUX1,DH1,DH3 ve DH5 paketlerinin FER-SNR eğrileri	70
Şekil 2.26.	(a): $h=0.28$ (b): $h=0.32$ ve (c): $h=0.5$ için DM1,DM3 ve DM5 paketlerinin FER-SNR eğrileri	72
Şekil 2.27.	Konvolüsyonel kodlayıcı ($n=2$, $r=1/2$, $m=2$, $K=3$)	76
Şekil 2.28.	Şekil 2.27'deki kodlayıcının durum diyagramı	77
Şekil 2.29.	Verilen $\{1011\}$ girişi için durum-geçiş yolları	77
Şekil 2.30.	Şekil 2.26'daki kodlayıcı için trellis-diyagramı	78
Şekil 2.31.	Şekil 2.29'deki durum diyagramı için trellis yolu ($u=\{1011\}$ için)	78
Şekil 2.32.	MAP dekodlayıcı	79
Şekil 2.33.	Turbo kodlayıcının AWGN kanal için BER-SNR eğrileri	80
Şekil 2.34.	Turbo kodlayıcının Dar Band kanal için BER-SNR eğrileri	80

Şekil 2.35. Turbo kodlayıcının Geniş Band kanal (5-dal) için BER-SNR eğrileri	81
Şekil 2.36. Turbo kodlayıcıda DM1 paketinin başarımı (AWGN kanal)	82
Şekil 2.37. Turbo kodlayıcıda DM3 paketinin başarımı (AWGN kanal)	82
Şekil 2.38. Turbo kodlayıcıda DM5 paketinin başarımı (AWGN kanal)	83
Şekil 2.39. Turbo kodlayıcıda DM1 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)	84
Şekil 2.40. Turbo kodlayıcıda DM3 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)	84
Şekil 2.41. Turbo kodlayıcıda DM5 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)	85
Şekil 2.42. Önerilen MAP'ler için DM1 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)	89
Şekil 2.43. Önerilen MAP'ler için DM3 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)	89
Şekil 2.44. Önerilen MAP'ler için DM5 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)	90
Şekil 2.45. Sembollere ilişkin a): Histogram ve b): Birikimli dağılım eğrileri	91
Şekil 2.46. (a): DM1, (b): DM3 ve (c): DM5 paketleri için 8, 16, 32 ve 64'lük LUT'a göre elde edilen eğriler	93
Şekil 2.47. Değişik MAP ile LUT'un karşılaştırılması	94
Şekil 2.48. Bluetooth ACL paketlerinden DM1 için interpolasyonlu LUT eğrileri	95
Şekil 2.49. Turbo denkleştirici blok yapısı	96
Şekil 2.50. Turbo denkleştirici tam/kesirli değerlikli durum için (AUX1 paket)	97
Şekil 2.51. Önerilen Turbo denkleştirici yapısı (Ö-TE))	98
Şekil 2.52. Önerilen turbo denkleştirici için elde edilen başarı grafiği	99
Şekil 2.53. DM1 paketinin AWGN kanalda Viterbi ve MAP performansı	101
Şekil 2.54. DM3 paketinin Dar Band kanalda Viterbi ve MAP performansı	101
Şekil 2.55. DM5 paketinin 5-dallı kanalda Viterbi ve MAP performansı	102
Şekil 2.56. Çeşitlemenin kanal-dal modeli	103
Şekil 2.57. Uzay çeşitleme anten yerleşimi ve ilişkisi	104
Şekil 2.58. Bluetooth için anten çeşitlemesi	107

TABLÖLAR DİZİNİ

Sayfa No

Tablo 1.1. IEEE 802.15.4'ün temel karakteristikleri [24]	25
Tablo 2.1. Bluetooth1(2) sisteminin önemli parametreleri [5, 50]	50
Tablo 2.2. ZigBee'nin frekans bantları ve data hızları [55]	61
Tablo 2.3. Data sembollerine karşılık gelen birbirine yaklaşık dikgen PN dizileri [55]	62
Tablo 2.4. Bluetooth ACL Paketleri [5]	66
Tablo 2.5. Bluetooth SCO Paketleri [5]	66
Tablo 2.6. Farklı MAP'ler için hesaplama karmaşıklıkları	90
Tablo 2.7. 8'lik LUT değerleri	92
Tablo 3.1. Bluetooth ve ZigBee arasında bir kıyaslama.....	109
Tablo 3.2. Viterbi ile Turbo arasındaki hesaplama karmaşıklığı	110

SEMBOLLER DİZİNİ

$a(t)$	Genlik
B_c	Uyumlu kanal band genişliği
b_k	Modüleli işaret
B_s	İşaret band genişliği
c	Işık hızı
d	Mesafe
D	Hedef ünite
erf	Hata fonksiyonu
erfc	Birleşik hata fonksiyonu
E_s	Sembol enerjisi
f_c	Taşıyıcı frekansı
f_d	Dopler frekansı
f_i	Karmaşık kanal katsayısı
f_m	Maksimum dopler frekansı
G_r	Alıcı anten kazancı
G_t	Verici anten kazancı
$h(t, \tau)$	Kanalın birim vuruş cevabı
I_{ad}	Girişim oluşturan komşu ünite
I_{lk}	Kanal katsayıların reel bileşeni
k	Rice faktörü
L	Yol kaybı
$L_{1,k}$	Logaritmik olasılık oranı
$L_{\text{önsel}}$	Önsel logaritmik olasılık oranı
L_r	Alıcı besleme hattı kaybı
L_{sonsal}	Sonsal logaritmik olasılık
L_t	Verici besleme hattı kaybı
N_0	Gürültü spektral gücü
$p(x)$	Olasılık yoğunluk fonksiyonu
P_r	Alıcı gücü
P_s	Ortalama güç

P_t	Verici gücü
R	Alıcı
R_c	Kod oranı
$r_i(t)$	Kanalın dal zayıflatmaları
r_k	Kanal çıkışı
$\bar{s}_n$	Ters serpiştirici çıkışı
$\hat{s}_n$	Dekodlayıcı çıkışı
T	Verici
T_n	Dal gecikmesi
T_s	Sembol periyodu
$u(t)$	Referans genlik
v	Fiziksel hız
$y(t)$	Demodülatör girişi
$x(t)$	Modülatör çıkışı
x_s^N	Kodlayıcı giriş dizisi
x_p^N	Eşlik bit dizisi
α	İleri yön durum bilgisi
β	Geri yön durum bilgisi
γ	Durumlar arası geçiş bilgisi
λ	Dalga boyu
Q	Markov fonksiyonu
Q_{lk}	Kanal katsayılarının sanal bileşeni
$\theta(t)$	Faz açısı
σ	Standart sapma
μ	Ortalama değer
$\eta(t)$	Gürültü kaynağı
τ	Gecikme
τ_{RMS}	Etkin gecikme
Γ	Ortalama işaret gürültü oranı

KISALTMALAR DİZİNİ

ACK	: Acknowledge
ACL	: Asynchronous Connection-Less
AP	: Access Point
ARQ	: Automatic Repeat Request
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BER	: Bit Error Rate
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CMF	: Channel Matched Filter
CRC	: Cylic Redundancy Check
DFE	: Decision Feedback Equalization
DMX	: Data Medium Rate
DSP	: Digital Signal Processing
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
FER	: Frame Error Rate
FH	: Frequency Hopping
FHSS	: Frequency Hopping Spread Spectrum
GFSK	: Gaussian Frequency Shift Keying
HVX	: High Rate Voice
IEEE	: Institute of Elcetrical and Electronics Engineers
ISI	: Intersymbol Interference
ISM	: Industrial-Scientific-Medical
LLR	: Logaritmic-Likelihood-Rate
LMP	: Link Manager Protocol
LMS	: Least Mean Square
L2CAP	: Logical Link Control and Adaptation Protocol
LOS	: Line of Sight
LUT	: Look-Up Table
MAC	: Medium Accesc Control
MAP	: Maximum A Posteriori
MSE	: Mean Square Error

NACK	: Non-Acknowledge
NLOS	: Non-Line of Sight
O-GFSK	: Ortogonal- Gaussian Frequency Shift Keying
PCCC	: Parallel Concatenative Convolutional Code
PDA	: Personal Digital Asistent
PDF	: Probability Density Function
PER	: Packet Error Rate
PN	: Pseudorandom Noise
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
RMS	: Root Mean Square
RSC	: Recursive Sistematic Code
SCCC	: Serial Concatenative Convolutional Code
SCO	: Synchronous Connection-Oriented
SISO	: Soft-Inpu/Soft Output
SNR	: Signal to Noise Rate
TDD	: Time Domain Duplex
TE	: Turbo Equalization
UAP	: Upper Address Part
8PSK	: 8 Phase Shift Keying
WLAN	: Wireless Local Area Network

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Günümüz bilgi çağının en büyük yansıması haberleşme teknolojisi üzerinde olmuştur. Kablolulu haberleşme sistemlerinin yanında artık kablosuz haberleşme sistemleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Kablosuz haberleşme sistemleri, kullanıcılarına genel olarak herhangi birisiyle herhangi bir yerde ve herhangi bir anda iletişim kurma olanağı verebilmektedir.

Bu tezde yeni kablosuz haberleşme sistemlerinden olan Bluetooth (IEEE 802.15.1) ve ZigBee (IEEE 802.15.4) standartları üzerinde durulmuştur. Bluetooth genel olarak bina içi kablosuz ağ sistemi olarak tanımlanabilir. Tasarlanış amacı kısa mesafelerde düşük güç tüketmek suretiyle diğer komşu elektronik cihazlarla bağlantı kurarak veri alış-verişinde bulunmaktır [1].

Verici ile alıcı arasında bu tür kablosuz bir haberleşme gerçekleştirilirken karşılaşılan temel problem çok yollu kanalın varlığıdır. Gönderilen işaret kablosuz haberleşme ortamında farklı gecikmelere sahip, zamanla değişen çoklu yollar kat ederek alıcıya ulaşmaktadır. Kanal ortamının özellikleri alınan işaretin genliğinde, frekans ve faz bileşenlerinde ayrıca varış açısından çok yollu sönmüleme nedeniyle değişimlere neden olacaktır.

Çalışmamızda bu tür ortamlarda Bluetooth sisteminin performansı incelenecektir. Ayrıca kodlayıcıların sayısal haberleşme sistemlerinde büyük kazanç sağladıkları artık bilinmektedir. Sistemin performansını artırmak amacıyla Turbo kodlayıcı ve Turbo denkleştirici sisteme ilave edilerek araştırmalar yapılmıştır.

1998 yılında ilk olarak Ericsson, Intel, IBM, Puma, Microsoft, Motorola, Nokia ve Toshiba firmaları Bluetooth sistemi üzerinde Ar-Ge çalışmalarına başlamıştır [2]. Bu sistem mobil telefon, kişisel bilgisayar, diz üstü bilgisayar v.b. gibi sayısal cihazlarda yer alabilecek şekilde tasarlanmış olup, 2.4 GHz lisanssız ISM (Industrial-Scientific-Medical) bandında çalışmaktadır.

Dar-alan kablosuz haberleşme sistemleri özellikle askeri sahada, hastahanelerde, otomobil sanayisinde ve büyük alış-veriş merkezlerinde kullanılmaya başlanmış olup gün geçtikçe kullanım alanları daha da artmaktadır. Bu sistemde temel amaç düşük güç

sarfıyatıyla en az 10 m’lik bir alanda kabloyu ortadan kaldırarak güvenli bir haberleşme ağı kurmaktır. Bu sistem “Bluetooth” adını (M.Ö. 910-940) yılları arasında yaşayan Danimarka Kralı Harald Blataad’tan almıştır [3].

Bu çalışma endüstri, tıp ve bina içi ortamlarda çok yaygın bir şekilde kullanılacağı öngörülen Bluetooth haberleşmesinin performans analizlerini içermektedir. Çalışmanın ilk kısmında, Bluetooth sisteminin temel özellikleri, genel olarak haberleşme sistemlerinin bileşenleri incelendi. ZigBee standardı hakkında da araştırma yapıldıktan sonra Turbo kodlayıcılar irdelenmiştir.

Daha sonra, Turbo dekodlama algoritması üzerinde yeni bir yaklaşım ele alınarak Bluetooth sistemi üzerindeki etkileri incelendi ve teorik analizler gerçekleştirildi. Son kısımda ise genel olarak elde edilen sonuçlar verilmiş ve gelecek çalışmalar için araştırmacılara önerilerde bulunulmuştur.

1.2. Bluetooth Sistemi

Bluetooth haberleşmesi özellikle fabrikalarda kablolu bağlantılara iyi bir alternatif olarak kablo kullanımını önemli ölçüde azaltmaktadır. Hareketli veya dönen bir üniteden bilgi almak veya göndermek söz konusu olduğunda kablosuz haberleşme sistemleri büyük bir avantaj sağlamaktadır. Yakın bir gelecekte, makinalar birbiriyle kablo bağlantısı olmaksızın performans testleri yapabilecek ve yazılım indirebileceklerdir [4].

Şimdilerde bluetooth sistemi en hızlı gelişen dar-alan kablosuz radyo haberleşme teknolojisidir. Bu teknoloji 2.4 GHz ISM bandında çalışır. Radyo kanalından işaret iletişimi, yol kaybı, dar band ve geniş band bayılma ile ortak kanal girişiminden etkilenmektedir [5]. Bluetooth sisteminde gönderilen paketler aynı frekansı kullanmazlar. Böylece link performansı her bir kanalda meydana gelen bayılmaya bağlıdır.

Bayılma gibi kanal etkilerinin giderilmesi için denkleştiriciler ve çeşitleme teknikleri kullanılmaktadır. Böylelikle çoklu yol ve bayılmanın etkileri tamamen olmasa bile büyük ölçüde giderilebilmektedir. Böylece bluetooth linklerinin kalitesi artırılarak endüstriyel alanlarda da uygulama bulmasına olanak sağlanmış olunur. Gelecek birkaç yıl içerisinde milyonlarca bluetooth uyumlu ünitenin kullanılacağı tahmin edilmektedir [5,6,7]. Mobil telefonlar, PDA’lar, araç cihazları, buzdolapları gibi ürünler artık bluetooth uyumlu haline getirilmiştir.

Bir işaretin iletimi radyo kanalının karakteristiğinden etkilenmektedir. İletimin olduğu ortam şartları, mesafe, çalışma frekansı ve anten karakteristikleri yol kaybını belirler. Engellerden yansıma, kırılma ve saçılma bayılmaya neden olur. Alıcının veya vericinin belli bir hıza sahip olması Doppler frekans kaymasına neden olur. Kablosuz bir kanalın birim vuruş cevabı zamanla değişmektedir ve bu cevap ortamın özelliklerine bağlıdır. Kestirimler istatistiksel modellerle yapılabilmektedir. Bazı genel kablosuz kanal modelleri aşağıdaki gibi sınıflandırılır:

- A-) Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) kanal
- B-) Dar Bandlı kanal (Tek bir kanal katsayısına sahip)
- C-) Geniş Bandlı kanal (Birden çok kanal katsayısına sahip)

Çalışmamızın bütününde 2.4 GHz ana frekansında çalışan bluetooth haberleşmesinin BER-SNR performanslarına ilişkin analizler incelenmiştir. Gösterilebilir ki, bluetooth sisteminin link performansı dar bandlı sistemlerin kurallarına uymaktadır ve her bir kanalda meydana gelen bayılmaya bağlıdır [6]. Geniş bandlı sistemlerde semboller arası girişim performansı çok büyük ölçüde azaltmaktadır. Denkleştiricilerle bunun önüne kısmen de olsa geçilebilir ve kodlayıcı kullanmak suretiyle de performans artırımı sağlanabilmektedir.

1.3. Bluetooth Haberleşmesi

Bluetooth teknolojisi 2.4 GHz ISM bandını kullanır ve bu frekans bandı 2400 – 2483.5 MHz olup RF kanalları ifadesini şöyle verebiliriz;

$$f = (2402 + k) \text{ MHz}, \quad k = 0,1,2,3,\dots,78 \quad (1.1)$$

Ancak bazı devletler kendi ülkelerindeki kısıtlamalardan dolayı daha dar bir band kullanmaktadırlar. Bluetooth 1 MHz band genişliğindeki kanalları kullanarak frekans atlamalı yapıyı (FHSS) kullanmaktadır. Nominal frekans atlama hızı 1600 hop/s olarak verilmiştir [3,5,6]. Bluetooth sistemi gürültülü bir ISM frekans bandında çalışabilmek için tasarlanmıştır. Frekans atlamalı çalışma biçimi, güvenliği sağlamanın yanında diğer

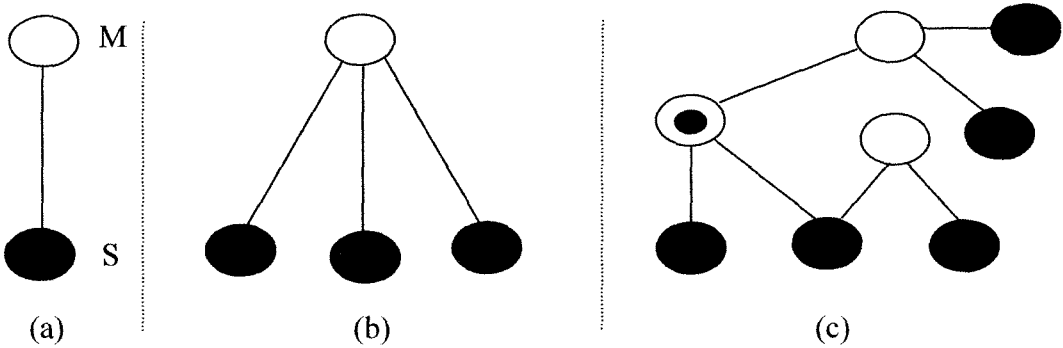
sistemlerden gelebilecek girişim etkisinden kurtulmayı da sağlamaktadır. Üç farklı güç sınıfı tanımlanmıştır;

1. Güç sınıfı-A: 100 mW (20 dBm)
2. Güç sınıfı-B: 2,5 mW (4 dBm)
3. Güç sınıfı-C: 1 mW (0 dBm)

Bu üç farklı çıkış güç sınıfı 10 m ile 200 m'lik bir mesafe sağlamaktadır. Düşük güçlü düzenekler oda boyutundaki uygulamalar için uygun olurken, yüksek güçlü olanlar ise daha geniş alan uygulamaları için uygun olmaktadır.

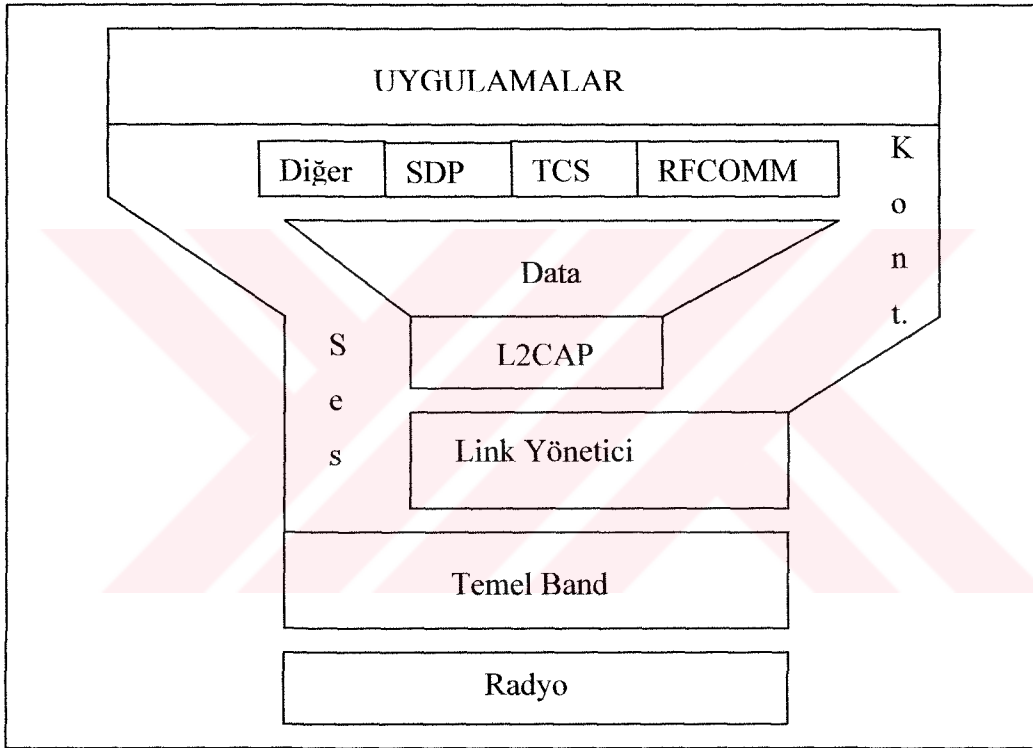
BER değeri 0.1 iken ki belirlenen alıcı hassasiyeti -70 dBm'dir [10]. İlk uygulanan modülasyon GFSK'dır. Modülasyon indeksi 0.28 – 0.35 arasında bir değer seçilir. İkili değerlerden 1, pozitif frekans sapmayla, 0 ise negatif frekans sapmayla gösterilir. Tam iki yönlü bir iletişim için, zaman bölmeli çoklama (TDD) biçimi kullanılır. Kanalda bilgi paketlere dönüştürülür. Her bir paket iletimi için farklı bir frekans atlama kümesi seçilir. Her bir paket 625 μ s uzunluğundaki bir zaman aralığını (slot) içerebildiği gibi bu aralığın 5 katı gibi bir aralıkta içerebilir [4,5].

Bluetooth teknolojisi iki iletişim biçimini kapsamaktadır. İlki ve eski olanı devre anahtarlama SCO linkidir, diğeri ve yeni olanı paket anahtarlama ACL linkidir. Bu iki kombinasyon hem ses ve hem de veri iletişimini mümkün kılmaktadır [3,8,9]. Bluetooth noktadan-noktaya veya bir noktadan pek çok noktaya bağlantı biçimine olanak sağlamaktadır. Bağlantı 2 veya 8 düzenek arasında gerçekleştirilebilir. Bir piconette aynı kanalı 2 veya daha fazla ünite paylaşabilmektedir. Ağ biçimleri Şekil 1.1'de gösterilmektedir.



Şekil 1.1. Bluetooth ağ biçimleri; a) Tek slave'li piconet, b) Çok slave'li piconet, c) Scatternet biçim (M: master, S: slave)

Piconette bir ünite master olarak davranırken, diğer üniteler ise slave olarak davranır. Bir piconette en fazla 7 adet slave ünite aktif olabilir. Pek çok slave’de “dinleme” durumunda bulunabilir. Ancak bunlar master ile senkronizeli olmak durumundadırlar. Birden çok piconet bir araya gelerek scatternet’leri oluştururlar. Her piconet sadece bir master’a sahiptir. Slave’ler farklı piconetler tarafından TDD yoluyla paylaşılabilir. Bir piconetteki master diğer piconet için slave konumunda olabilir. Güvenli bir haberleşme için hata düzeltme biçimlerinden faydalanılmaktadır. Bunlar 1/3 FEC, 2/3 FEC ve ARQ (sadece veri için) biçimleridir. Bluetooth protokol yapısı Şekil 1.2’de gösterilmiştir [3-6].



Şekil 1.2. Bluetooth sisteminin protokol yapısı

Ana kısımda bütün bluetooth üniteleri Radyo, Temel band, Link Yönetici ve Lojik Link Kontrol protokollerine sahip olmalıdır. Ses ünitesi ise seçimlidir.

- Radyo birimi modüleli bit dizisini alır ve gönderir.
- Temel band birimi zamanlama, paketler, akış kontrolü, hata belirleme ve düzeltme işlemlerini yapar.
- Link yönetici, SCO ve ACL linklerinin seçiminden sorumludur.

- Lojik link kontrol, düzeneklerin yönetilmesi ve istatiksel bilgilerin tutulmasından sorumludur.

Farklı protokoller farklı uygulamalar için kullanılır. Bluetooth taşınabilir düzenekler için tasarlanmıştır. Bu açıdan istenilen yerde kullanılabilmesi için küçük boyutlu ve az güç tüketmesi gerekmektedir.

1.3.1. FHSS

Bu modülasyonda işaretin gücü daha büyük bir frekans bandına yayılır. Böylece benzer radyo sistemlerinden gelebilecek girişimler engellenir. Bu spektrum iki çalışma moduna sahiptir. 1. Frekans atlama. 2. DSSS biçimidir. FHSS; zamanın bir fonksiyonu olarak bir başka frekansa atlayarak işareti yayar. DSSS ise işareti genişletir. DSSS iletilecek her bit için bir fazlalık bit üretir. Bu kod “chip” olarak adlandırılır. Daha uzun bir chip orijinal datanın elde edilmesi için daha büyük bir olasılık sunar ve bu da daha fazla band genişliği gerektirmektedir [11]. İletim anında bir veya daha fazla bit zarar görürse datanın yeniden gönderilmesine gerek kalmadan istatiksel tekniklerle orijinal data elde edilebilir.

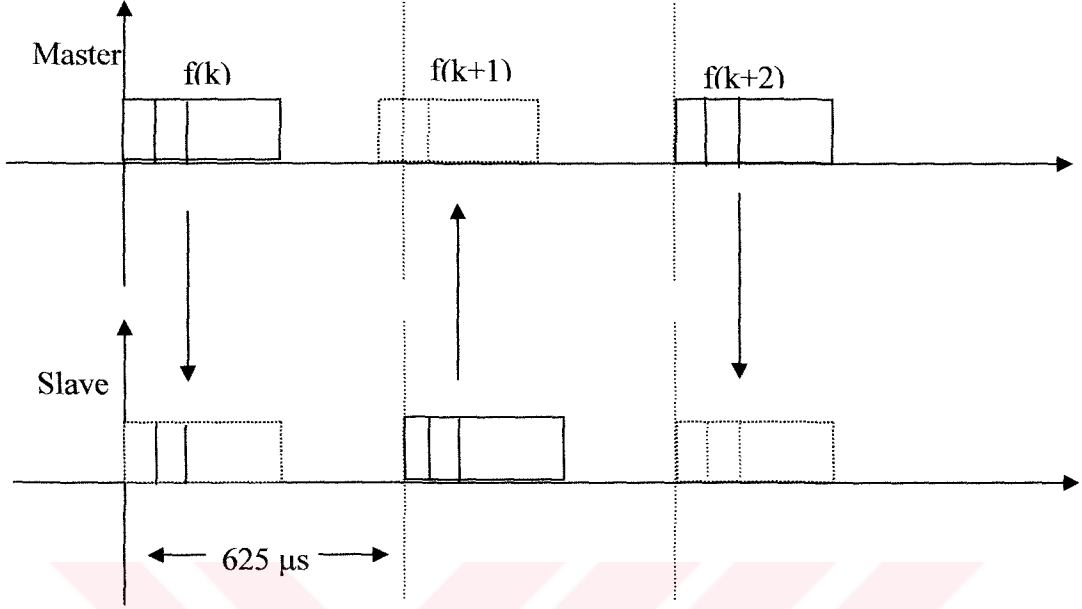
Bluetooth sistemi bunlardan farklı olarak frekans atlama olayını kullanır (FH). Frekans, frekans kümesinden rastgele olarak seçilen bir frekans atlama havuzundan elde edilir. Birbiriyle haberleşen düzenekler için, aynı anda aynı frekans kanalından gönderme ve alma yapılmalıdır. Kurulan bir piconet kanalında zamanlama ve frekans atlama master'in bluetooth saatiyle belirlenir.

Bir piconet kurulduğunda, master saati slave ile haberleşir. Her bir slave kendi doğal saatine bir offset değer ekleyerek master saatine erişir. Pek çok piconet aynı alanda bulunabilir. Her bir piconet farklı bir master'a sahip olduğundan her biri kendi frekans atlama kaynağını kendi master'ına göre yapmaktadır.

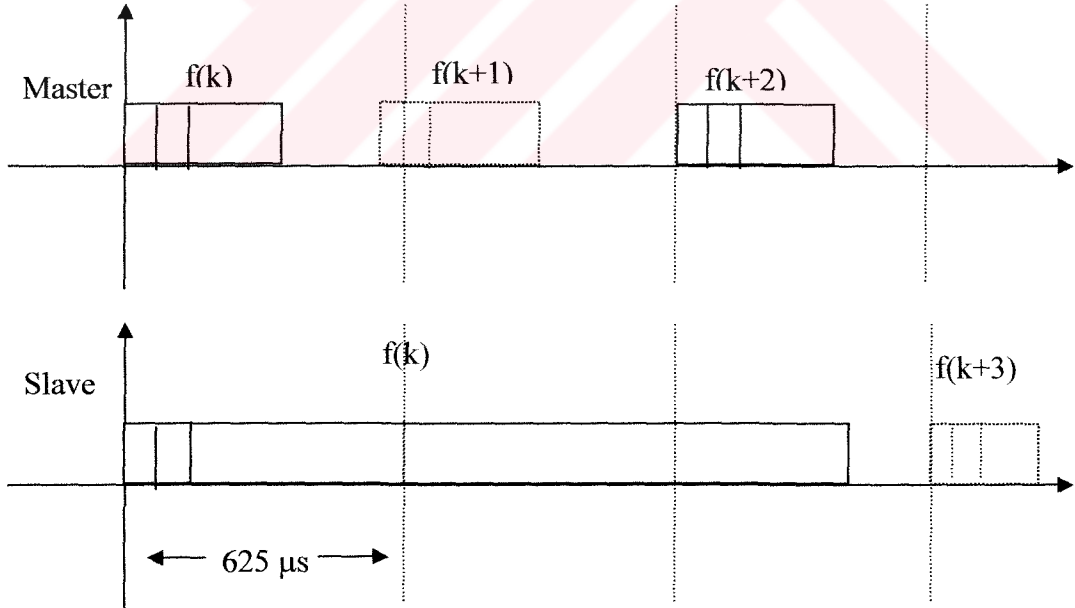
1.3.2. TDD (Zaman Bölmeli Çoğullama)

Bluetooth haberleşmesi için ortam erişim protokolü paket esaslıdır. İletim kanalı “slot” adı verilen zaman aralıklarına bölünür. Her bir zaman aralığı 625 μ s'dir [4,13]. Master ve slave dönüşümlü olarak paketleri bu zaman aralıklarında gönderebilir. Çok

slotlu iletim mümkündür. Ancak çok slotlu iletimde slot sayısı tek numaralı sayıda olmalıdır (1,3,5 gibi). Her iki biçim Şekil 1.3 ve 1.4 ile gösterilmiştir.



Şekil 1.3. Tek slot için paket zamanlaması



Şekil 1.4. Çok slot için paket zamanlaması

Zaman aralıkları piconet master'ın bluetooth saatine göre numaralandırılır. Slot numaraları 0 ile $2^{27}-1$ aralığındadır. Tek slotluk bir paket için atlama frekansı mevcut

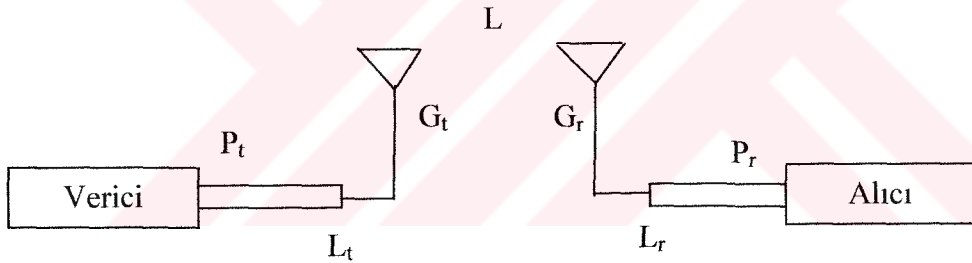
bluetooth saat değerinden elde edilirken, çok slotlu paketler için atlama frekansı paketin ilk slotundaki saat değerinden elde edilir.

1.4. İletim Kanal Karakteristikleri

Haberleşme sistemlerindeki kanal karakteristiklerini yol kaybı, serbest uzay kaybı, çoklu yol gibi sınıflandırabiliriz.

1.4.1. Yol Kaybı

Temel yol kaybı; verici ile alıcı antenler arasındaki mesafe ve ilerleyen dalganın frekansı ile ilişkili bir parametredir. Yol kaybı doğrudan ölçülemez. Sistem içindeki kayıplar ve kazançlar da dikkate alınmalıdır. Kablosuz bir linkin elemanları Şekil 1.5 ile gösterilmiştir [8].



Şekil 1.5. Kablosuz haberleşme sisteminin elemanları

P_t verici gücü, L_t verici besleme hattı kaybı, G_t verici anten kazancı, L yol kaybı, G_r alıcı anten kazancı, L_r alıcı besleme hattı kaybı olmak üzere alıcı girişindeki güç P_r ;

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r}{L_t \cdot L \cdot L_r} \quad (1.2)$$

şeklinde ifade edilir [8,15]. Yayılm modelinin asıl amacı mümkün olduğu kadar doğru bir şekilde L 'yi belirleyebilmektir. Kurulan bir haberleşme sistemin maksimum mesafesi, alınan işaretin gücünün kabul edilebilir bir haberleşme kalitesinde belli bir seviyenin altına

düştüğü uzaklıktır. Bu seviye genelde alıcı hassasiyeti olarak bilinir. Alınan bu güç seviyesi için yol kaybı olan L 'nin değeri, kabul edilebilir maksimum yol kaybıdır. İdeal serbest uzay şartları altında ve kabul edilen kayıpsız anten besleme hatları durumunda alıcı ile verici güçleri arasındaki ilişki (1.2) nolu ifade ile verilmiş olup bu denklem Friis iletim denklemi olarak bilinir [14,15,17]. Buradan serbest uzay yol kaybı verici anten kazancı $G_t=1$ ve alıcı anten kazancı $G_r=1$ alınmak şartıyla;

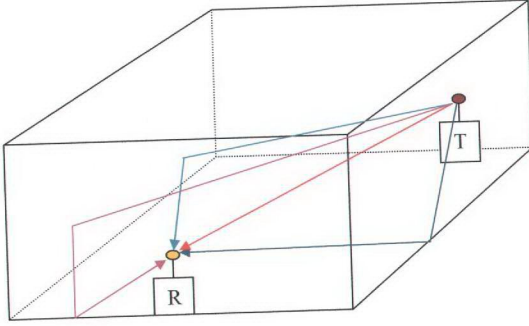
$$L_F = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r}{P_r} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4\pi f r}{c} \right)^2 \quad (1.3)$$

olarak ifade edilebilir.

Burada r alıcı ile verici arasındaki mesafe, f çalışma frekansı, λ dalga boyu ve c ise ışık hızıdır. Böylece frekansın veya mesafenin 2 katına çıkmasıyla serbest uzay kaybı 6 dB kadar artacaktır. Gezgin radyo linklerinde yol kaybı ve zayıflamadan dolayı alınan güç önemli ölçüde küçülecektir. Serbest uzay yol kaybı temel bir referans olarak kullanılır.

1.4.2. Çoklu Yol

Tipik bir bina içi iletişim kanalında, bina içinde bulunan sabit veya hareketli nesnelerden yansıma, kırılma ve ilerleyen dalganın saçılmasından dolayı gönderilen işaret çoğu zaman alıcıya birden çok yol kat ederek ulaşmaktadır. Bu olay çok yollu yayılım (çok yollu bayılma) olarak bilinir. Çok yollu yayılım hem uzay ve hem de zamanla değişmektedir. Bu değişim ortamdaki nesneler ve insanların hareketi kadar verici ile alıcının konumuna göre de değişmektedir. Gönderilen işaret alıcıya farklı uzunluklara sahip yollarla ulaşır. İşaretin yayılım zamanı ve zayıflaması yoldan yola farklılık göstermektedir.



Şekil 1.6. Bina içi ortamda radyo yayılımı (T: verici, R: Alıcı noktaları)

Gelen dalgaların her biri farklı faza sahiptir. Fazların bağımsız düzgün dağılıma sahip oldukları düşünülebilir. Alıcıya ulaşan orijinal işaretin pek çok kopyası zamanda kaymıştır. Bu işaret bileşenlerinin birleşmesi gönderilen orijinal işarete bir bozulmaya neden olacaktır. Sonuç olarak kanal cevabında hem faz ve hem de genlik bozulmaları oluşacaktır.

Alıcı ile vericinin direk birbirini gördüğü (LOS) durumda verici ile alıcı arasında yansırarak gelen dalgaların yanı sıra direk dalga da mevcuttur. Eğer vericiden alıcıya gelen direk dalga engellenirse bu durum NLOS olarak adlandırılır. Artan bu çok yollu bayılmadan dolayı işaretin şiddetini tam olarak belirlemek genellikle mümkün olamamaktadır. Bu yüzden istatistiksel tanımlamalar kullanılmaktadır [10,15].

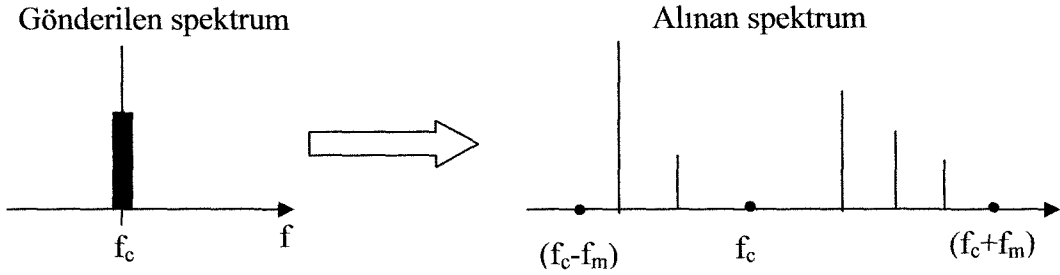
1.4.3. Doppler Etkisi

Eğer mobil bir alıcı bir doğrultuda vericiye göre v hızıyla hareket ediyorsa frekansta bir kayma olacaktır. Bu kayma f_d doppler kayması olarak adlandırılır [11,15].

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \alpha = f_c \cdot \frac{v}{c} \cdot \cos \alpha = f_m \cdot \cos \alpha \quad (1.4)$$

Burada α hareket doğrultusu ile gelen dalga arasındaki açıdır, f_c taşıyıcı frekansı, ve f_m ise max. doppler kaymasıdır. Böylece doppler kaymasına maruz kalan bir gelen

dalganın frekansı $(f_c - f_m) \leq f \leq (f_c + f_m)$ arasındadır. Çok yollu yayılım olduğunda dalgalar alıcıya birkaç doğrultuda ulaşacaktır ve bunların her birinin doppler kayması farklı olacaktır. Böylece alınan işaretin band genişliği artacaktır. Sonuçta spektrum biçimi gelen dalgaların genliğine ve doğrultusuna bağlı olacaktır. Bu durum Şekil 1.7’de gösterilmiştir.



Şekil 1.7. İşaret spektrumundaki doppler etkisi

1.4.4. Bayılma

Bayılma hem gönderilen işarete ve hem de kanala bağlı olarak ortaya çıkar. İşaret parametreleri olarak band genişliği, sembol periyodu v.s., kanal karakteristikleri olarak ta RMS gecikmesi ve doppler etkisi gibi etkenler sayılabilir. Bayılma çeşitleri bunların hepsine birden bağlıdır.

1.4.4.1. Darband ve Genişband Bayılma

Eğer gönderilen işaretin band genişliği kanalın uyumlu band genişliğinden çok küçükse ($B_s \ll B_c$) alınan işaret darband bayılmaya uğrar. Darband bayılma kanalları ayrıca genliği değişen kanallar olarak bilinir.

Eğer gönderilen işaretin band genişliği kanalın uyumlu band genişliğinden daha büyükse alınan işaret geniş band bayılmaya uğrar. Alınan işaret gönderilen işaretin pek çok kopyasından oluşacaktır. Alınan işaret hem zayıfladığından ve hem de farklı gecikmelere sahip olduğundan dolayı bozulacaktır. Frekans domeninde kanal frekans seçici olacaktır. Burada farklı frekans noktalarında kazanç farklı olacaktır. Böylece geniş band bayılma kanalları frekans seçici kanallar olarak adlandırılır.

1.4.4.2. Hızlı ve Yavaş Bayılma

Bu tip bayılma kanallarında, kanalın birim vuruş cevabı hızlı bir şekilde değişmektedir. Kanalın uyumlu zamanı gönderilen işaretin sembol periyodundan daha küçüktür. Böylece; $T_s > T_c$ veya $B_s < B_d$ olarak ifade edilebilir. T_s gönderilen işaretin sembol periyodu, T_c işaretin uyumlu zamanı, B_d doppler yayılımıdır. Pratikte hızlı bayılma sadece çok düşük data hızlarında oluşur [16].

Yavaş bayılma kanallarında, kanalın birim vuruş cevabı gönderilen işaretinkinden çok daha küçük bir hızda değişmektedir. Böylece; $T_s \ll T_c$ veya $B_s \gg B_d$ olmaktadır.

1.5. Temelband Kanalı

Mobil radyo kanalları üzerinden gönderilen işaretler bir bandgenişliği içersindeki frekans kümesini içerirler. Bu tür işaretler band geçiren işaretler olarak adlandırılırlar ve şöyle ifade edilirler [11];

$$s(t) = a(t) \cdot \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (1.5)$$

Burada $a(t)$ $s(t)$ 'nin zarfı, $\theta(t)$ işaretin fazını ve f_c ise taşıyıcı frekansını göstermektedir. Bütün bilgi faz ve zarf değişimlerinde olduğu için işaret analizinde alternatif bir form kullanılır.

$$u(t) = a(t) \cdot e^{j\theta(t)} \quad (1.6)$$

Bu gösterim $s(t)$ 'nin karmaşık formudur. Buradan $s(t)$ işaretini elde edebiliriz;

$$s(t) = \text{Re}[u(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}] \quad (1.7)$$

Ayrıca $u(t)$ 'nin ortalama gücü ise (1.8) nolu denklemle verilebilir.

$$P_s = \frac{E[|u(t)|^2]}{2} = \frac{E[u(t)u^*(t)]}{2} \quad (1.8)$$

Burada $E[|u(t)|^2]$, $u(t)$ 'nin karesel genliğinin beklenen değeridir.

1.6. Toplanır Beyaz Gauss Gürültülü Kanal (AWGN)

Bir mobil radyo kanalın en basit durumu toplanır beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanalıdır. Bir işaret böyle bir kanaldan gönderildiğinde demodülatöre gelen işaret sadece bazı gürültü eklenmiş ve çok yollu kayıplara uğramış olacaktır [15]. İşaret band genişliği bu kanal için kanalinkinden yeterince küçüktür. Böylece yol kaybında her hangi bir değişme yoktur. Söz konusu olan gürültü beyazdır. Sabit bir güç yoğunluk şiddetine sahiptir. Gaussian olan gürültü normal bir dağılıma sahiptir.

Gaussian (Normal) Dağılım:

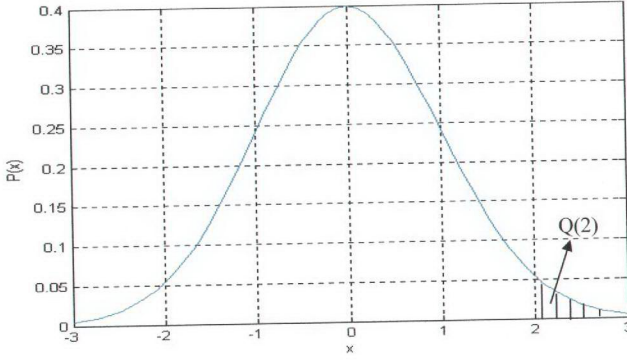
Ortalaması μ ve standart sapması σ olan bir x normal rastgele değişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıda verilmiştir [17].

$$P_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \text{ ve } \mu = E[x] = \int_{-\infty}^{\infty} x.P(x).dx \quad (1.9)$$

Burada x 'in varyansı veya 2. merkezi momenti ise aşağıdaki gibidir. Standart sapma olan σ , varyansın kareköküdür.

$$\sigma^2 = E[(x - E[x])^2] = E[x^2] - (E[x])^2 \quad (1.10)$$

Ortalaması 0 ve standart sapması 1 olan normal dağılımlı bir rasgele değişkenin olasılık yoğunluk fonksiyonu Şekil 1.8. ile gösterilmiştir.

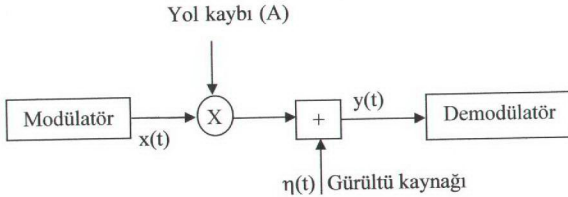


Şekil 1.8. Rasgele değişken x 'in pdf grafiği ($\mu=0$, $\sigma=1$).

Taralı alan olan $Q(2)$, x 'in 2'den büyük olma olasılığıdır. Burada x 'in x_0 'dan büyük olma olasılığı ise (1.11) nolu denklemle verilir.

$$p(x > x_0) = Q\left(\frac{x_0 - \mu}{\sigma}\right) \quad (1.11)$$

Burada $Q(x)$, 0 ortalamalı 1 standart sapmalı bir normal rasgele değişkenin bütünleşik toplam normal dağılımını göstermektedir. Gürültünün çoğu alıcı sistemin kendisinden kaynaklanmaktadır. Ancak girişim oluşturan ünitelerden de kaynaklanabilir. Sistem Şekil 1.9'da gösterildiği gibi modellenir.



Şekil 1.9. AWGN kanal modeli

Alıcı tarafından t anında alınan işaret $y(t)$;

$$y(t) = A.x(t) + \eta(t) \quad (1.12)$$

Gönderilen işaret $x(t)$ ve Gaussian gürültüsü $\eta(t)$ ile gösterilmiştir. A ise yol kaybı ve zamanla değişmediği kabul edilir. Demodülatör girişindeki işaret-gürültü oranı (SNR);

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{E[A^2 x^2(t)]}{2.P_n} = \frac{A^2 . E[x^2(t)]}{2.P_n} \\ &= \frac{A^2}{2P_n} \end{aligned} \quad (1.13)$$

şeklinde ifade edilir. Ortalama gürültü gücü P_n olup son adımda gönderilen işaretin varyansı 1 kabul edilir. SNR'nin diğer bir ifadesi ise (1.14) nolu denklemle verilir.

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} \quad (1.14)$$

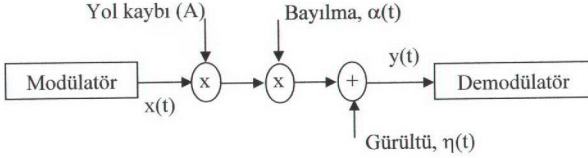
E_s sembol enerjisini ve N_0 'da spektral gürültü gücünü göstermektedir. SNR sistem performansı hesabında önemli bir parametredir. AWGN kanalda BPSK modülasyonu için BER hata performansı şu şekildedir [17,18].

$$P_e = Q\left[\sqrt{\frac{4E_s}{2N_0}}\right] = Q\left[\sqrt{2.SNR}\right] \quad (1.15)$$

Bu eşitlik yeniden düzenlenerek $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR})$ şekline dönüştürülebilir. AWGN kanalın karakteristiğinde SNR arttığında hatada hızlı bir şekilde düşmektedir. AWGN en iyi kanal modelidir.

1.7. Darband Kanal Modeli

Kanal darbandlı ise bayılma etkileri bütün spektral bileşenlere eşit olarak yansımaktadır. Böylece tek bir çarpma işlemiyle kanal modellenebilir.



Şekil 1.10. Darbandlı kanal modeli

Bayılma zamanla değiştiği için demodülatör girişindeki SNR'de değişecektir. Her hangi bir t anında alınan işaret

$$y(t) = A\alpha(t).x(t) + \eta(t) \quad (1.16)$$

Burada $\alpha(t)$ bayılma katsayısını (kanal katsayısı) göstermektedir. Eğer bayılma gönderilen sembol süresince sabit kabul edilirse SNR'de sabit olur. Ortalama SNR ise Γ ile gösterilir.

$$SNR = \frac{A^2 |\alpha(t)|^2 \cdot E[|x(t)|^2]}{2P_n} = \frac{A^2 |\alpha(t)|^2}{2P_n} \quad (1.17)$$

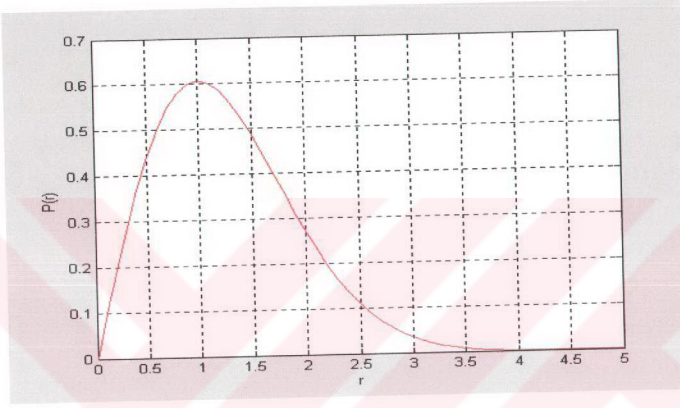
$$\Gamma = E[SNR(t)] = \frac{A^2}{2P_n} \quad (1.18)$$

1.7.1. Rayleigh Dağılım

Rayleigh dağılım, NLOS durumunda mobil bayılma kanalları için bayılma genlik istatistiklerini ölçmek için çok önemli bir yaklaşımdır. Bu tip kanallar Rayleigh bayılma kanalları veya kısaca Rayleigh kanallar olarak adlandırılırlar. Çok sayıda bağımsız rasgele

değişkenlerin toplamı nihayetinde normal dağılıma yaklaşmaktadır. Rayleigh dağılım analitik olarak (1.19) ile verilir ve grafiği de Şekil 1.11'de gösterilmiştir.

$$P_r(r) = \left(\frac{r}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (1.19)$$



Şekil 1.11. Teorik Rayleigh dağılımı ($\sigma=1$)

Alıcı girişindeki SNR ve ortalama SNR değeri olan Γ şu şekilde verilebilir [15,18].

$$SNR = \frac{\frac{A^2 r^2}{2}}{\frac{P_n}{2}} = \frac{A^2 r^2}{2P_n} \quad \text{ve} \quad \Gamma = \frac{A^2 r^2}{P_n} \quad (1.20)$$

SNR'nin dağılımını bulmak için $P_r(SNR) = P_r(r) \cdot \frac{dr}{dSNR}$ tanımından yararlanılır. Bu

Rayleigh dağılımıyla birleştirilebilir;

$$P_r(SNR) = \left(\frac{r}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \cdot \frac{P_n}{A^2 r} \quad (1.21)$$

Nihai olasılık yoğunluk fonksiyonu ise şu şekildedir.

$$P_r(SNR) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\frac{SNR}{\Gamma}} \quad SNR > 0; \quad (1.22)$$

$$= 0 \quad \text{d.d.}$$

SNR dağılımı Rayleigh kanalda sayısal modülasyon biçimlerinin hata performansını belirlemek için kullanılabilir. Ortalama bit hata oranı olasılığı ise aşağıdaki gibidir.

$$P_e = \int_0^{\infty} P_e(SNR) \cdot P_r(SNR) \cdot dSNR = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}} \right] \quad (1.23)$$

Rayleigh durum en kötü durum olduğu için performansta oldukça kötü olacaktır. Çok büyük Γ değerleri için $P_e \cong \frac{1}{4\Gamma}$ olmaktadır.

1.7.2. Rice Dağılımı

Alıcı ile vericinin birbirini direk gördüğü (LOS) bu durumda, alınan işaret çok yollu bileşenlerden oluşmaktadır. Genlikler Rayleigh dağılımına sahip ve direk dalga da yer almaktadır. Bu direk dalganın gücü genelde diğer bileşenlerin güçlerinin toplamından daha büyüktür. Rice dağılımının analitik olarak ifadesi aşağıdaki gibidir [15].

$$P_R(r) = \left(\frac{r}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{r^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0 \left[\frac{rs}{\sigma^2} \right] \quad (1.24)$$

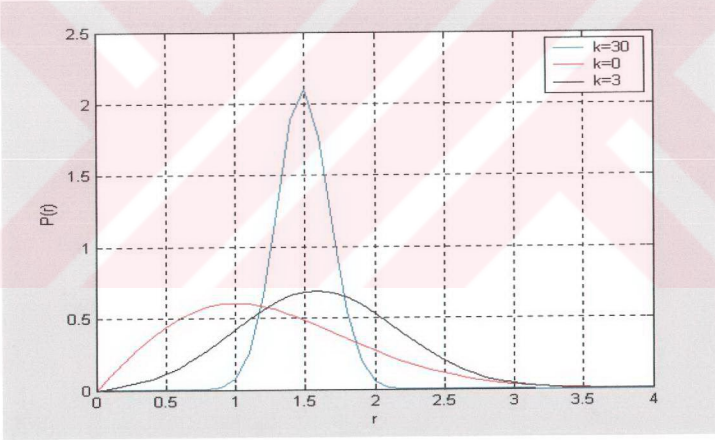
Burada s , LOS bileşenin genliğidir. Eğer s değeri 0 alınırsa Rice dağılımı Rayleigh dağılımına döner. I_0 yeniden düzenlenmiş 1. tip ve 0. dereceden bir Bessel fonksiyonudur. Rice olasılık yoğunluk fonksiyonu k parametresiyle ifade edilir ve genellikle Rice faktörü olarak bilinir.

$$k = \frac{\text{Sabit bileşenin gücü(LOS)}}{\text{Random bileş. toplam gücü}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot s^2}{\sigma^2} = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (1.25)$$

Rice dağılımına ilişkin olasılık yoğunluk fonksiyonu ise şöyle ifade edilir.

$$P_R(r) = \left(\frac{r}{\sigma^2} \right) e^{\frac{-r^2}{2\sigma^2}} \cdot e^{-k} \cdot J_0 \left[\frac{r\sqrt{2k}}{\sigma} \right] \quad (1.26)$$

İfadeye yer alan k'nın değişik değerleri için Rice olasılık yoğunluk fonksiyonu grafikleri Şekil 1.12 ile verilmiştir.

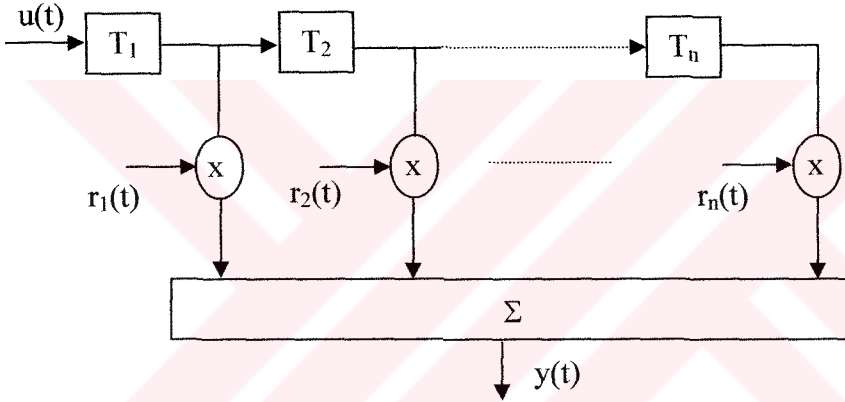


Şekil 1.12. Rice olasılık yoğunluk fonksiyonu ($k=0, 3$ ve 30 için, $\sigma=0.19$)

Yukarıdaki ifadeye k faktörü arttığında derin bayılma olasılığı azalır. Böylece ortalama hata azalacaktır. Rice dağılımı eğer bir işaret bileşeni diğerlerinden çok daha kuvvetli ise uygulanır. Rice kanal için bit hata oranları AWGN ve Rayleigh durumları arasında yer almaktadır.

1.8. Genişband Kanal Modeli

Alıcıya gelen yollar arasındaki fark birkaç dalga boyu olması önemli faz farklarının oluşmasına neden olmaktadır. Geniş band içersindeki bütün frekans bileşenleri aynı yolla etkilenmektedirler. Kanal geniş bandlı ise modeller bu etkileri dikkate almak zorundadırlar. Geniş bandlı kanal birkaç yolun birleşiminden oluşmaktadır. Gönderilen sembol kanalda gecikmeye uğrar. Eğer alıcıya ulaşan enerjinin tamamı aynı gecikmeye uğrasaydı bu gecikme önemli olmayacaktı. Enerji gerçekte zamanla yayılmaktadır. Sembolün alıcıya ulaşma süresi gönderme süresi ile kanalın gecikmesinin toplamına eşittir. Sembol alıcıya ulaşırken bir sonraki sembolde alıcıya geleceğinden semboller arası girişim (ISI) meydana gelecektir. Geniş bandlı mobil kanallar için Turin'in[44] model Şekil 1.13 ile gösterilmiştir.



Şekil 1.13. Genişband kanal modeli

Her kanal katsayısı (tap) zamanla değişen bir kazançla sahiptir. Kanalın çıkışı y , giriş olan u ile kanalın birim vuruş tepkisi $h(t, \tau)$ 'nin konvolüsyonuyla bulunur.

$$y(t) = u(t) * r(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t, \tau).u(t - \tau).d\tau \quad (1.27)$$

Meydana gelen tap gecikmeleriyle ilgili bazı tanımlamalar:

- Excess delay (Aşım süresi) : Alıcıya ulaşan ilk kanal katsayısına ilişkin yola göre diğer herhangi bir kanal katsayısına ait yolun gecikmesidir.

- Total excess delay (Toplam aşırı süresi/gecikmesi) : Alıcıya ulaşan ilk ve son kanal katsayılarına ilişkin yollar arasındaki gecikme farkıdır.
- Mean delay (Ortalama gecikme) : Gecikme profilinin ortalamasıdır.
- RMS delay spread (Etkin gecikme yayılımı) : Kanal katsayılarının ikinci momenti olup en iyi sistem davranışı göstergesidir [19].

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{P_T} \cdot \sum_{i=1}^n P_i \cdot \tau_i^2 - \tau_0^2} \quad \text{burada } \tau_0 = \frac{1}{P_T} \cdot \sum_{i=1}^n P_i \cdot \tau_i \quad (1.28)$$

Burada P_T kanalın toplam gücü olup $P_T = \sum_{i=1}^n P_i$ ile verilebilir. P_i 'nin ifadesi ise şöyledir.

$$P_i = \frac{E[|h(t, i)|^2]}{2} \quad (1.29)$$

Yukarıda verilen τ_{RMS} ortalama gecikmeden bağımsızdır. Eğer RMS gecikmesi bir sembol süresinden çok küçükse önemli bir ISI oluşturmaz.

1.9. IrDA Sistemi

İlk bakışta IrDA (Infrared Data Association) ile bluetooth sistemleri uluslararası pazarda birbirleriyle yarışır durumda oldukları görülmektedir. Her bir teknolojinin kendine has avantaj ve dezavantajları olmasına karşın, her ikisi de kullanıcıların tüm ihtiyaçlarını tam olarak karşılayamamaktadır. Öyle ki, IrDA sisteminde verici ve alıcının mutlaka birbirini görme zorunluluğu vardır ve aksi takdirde bağlantının mümkün olmaması bu teknolojinin kullanılabilirliğini azaltmıştır. Diğer yandan bluetooth sistemi haberleşecek sistemlerin birbirini kapsam alanı içinde görme şartını ortadan kaldırmış olmasına rağmen, güvenlik problemi ortaya çıkmış ve kapsam alanı içindeki sistemlerde girişim ve bayılmadan dolayı bağlantı kopma problemleri oluşmuştur. Aynı zamanda bluetooth sistemi kapsam alanı dışındaki sistemlerle girişim oluşturabilmektedir.

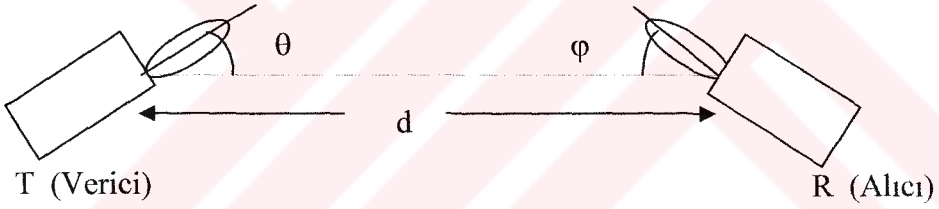
IrDA üç tip kızıl ötesi haberleşme standardını ortaya koymuştur. Bu standartlar IrDA-Data, IrDA-Control ve yeni geliştirilen AIr'dır [20,21]. Burada IrDA-Data ve onun

bluetooth'la ilişkisi üzerinde durulacaktır. Genel olarak IrDA elektronik düzenekler arası kablosuz bağlantı kurmak için kullanılır. IrDA noktadan noktaya haberleşme biçimi olup 30°'lik dar bir görme açısına sahiptir [20]. 0 ile 1 m arasındaki mesafeler için 9600 bit/s ile 16 Mbit/s hızlarında veri iletişimi sağlamak için tasarlanmış bir standarttır.

Genel IrDA Karakteristikleri:

- Her ülke ve birimde kullanılan elektronik aletlerde kablosuz bağlantı gerçekleştirmek
- Geniş donanım desteği sağlamak ve yazılım platformları oluşturmak
- Noktadan noktaya olan haberleşmelerde kablo bağlantısını ortadan kaldırmak
- Standartlar arası uyumu sağlamak
- Diğer elektronik düzeneklerle girişimi engellemek
- Yüksek veri (data) hızı, şu an için 4 Mbit/s ancak hedeflenen 16 Mbit/s'ye ulaşmak

IrDA'nın iki kullanıcı link topolojisi Şekil 1.14'te gösterilmektedir. Verici birimi, m görme lobuna ve θ görüş açısına sahipken, alıcı birimi n görme lobuna ve φ görüş açısına sahiptir. Alıcı ile verici arasındaki mesafe ise d ile gösterilmiştir.



Şekil 1.14. IrDA'nın link topolojisi

IrDA'nın bit hata oranı (BER) işaret gürültü oranının (SNR) bir fonksiyonudur. $BER = Q(\sqrt{SNR})$ olup genel formu (1.30) nolu denklemlle verilmektedir [22]. $Q(x)$ fonksiyonu ise (1.31) nolu denklemlle ifade edilmektedir.

$$BER = Q\left[\frac{6\cos^m\theta.\cos^n\varphi}{d^2}\right] \quad (1.30)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (1.31)$$

IrDA'nın Kullanım Alanları:

IrDA aşağıda sıralanan düzenekler arası veri iletişimini sağlamak için kullanılır.

- ◆ PC, diz üstü bilgisayarlar
- ◆ Yazıcı ve tarayıcılar
- ◆ Telefon ve modemler
- ◆ Dijital Kameralar
- ◆ Yerel alan ağları (LAN)
- ◆ Tıbbi ve endüstriyel cihazlar, Saatler

Şu ana kadar dünya üzerinde yaklaşık 150 milyon ünitenin üzerinde IrDA sistemi kurulu durumdadır. IrDA sistemi yaygın olarak kişisel bilgisayar ve çevresindeki elektronik elemanlarla haberleşmesi gün geçtikçe artmaktadır.

1.9.1. IrDA ve Bluetooth Uygulamalarının Karşılaştırılması

IrDA için tanımlanan uygulamaların çoğu bluetooth sistemi için de tanımlanmıştır. Ancak bazı şartlar altında IrDA'nın data transferi için daha iyi olduğu veya bunun tam tersi durumda da bluetooth'un iyi olduğu mevcuttur. Hem IrDA ve hem de bluetooth veri transferi uygulamaları için aynı upper level protocol (OBEX) kullanılmaktadır. Örneğin bir konferans salonunda iki diz üstü bilgisayar eğer birbirlerini görüyorlarsa IrDA sistemiyle haberleşmeleri mümkündür, eğer birbirlerini görmüyorlarsa bu sefer bluetooth sistemiyle haberleşme sağlanabilmektedir. Ancak burada haberleşmeyi başlatan ünite olan master hangi diğer üniteyle (slave) haberleşeceğini belirleyebilmek için BD_Address ile adlandırılan bir adrese ihtiyaç duymaktadır [21,22]. Ayrıca PC ile kapalı bir alanda bulunan cep telefonunun haberleşmesi bluetooth ile mümkün iken IrDA ile mümkün olamamaktadır. Hem bluetooth ve hem de IrDA'nın önemli bir özelliğide kablosuz bağlantıya sahip bir düzenek ile kablolu ağ arasında uyumlu bir bağlantının kurulabilmesidir. Bluetooth sistemi 10 m'lik bir alan için veri hızı 1 Mbit/s iken IrDA 4 Mbit/s'lik veri hızına sahiptir. IrDA için bu hız 16 Mbit/s'ye çıkartılmak hedeflenmektedir. IrDA en fazla 1 m mesafede direk dalgaya ihtiyaç duymaktadır. Yani alıcı ile vericinin muhakkak birbirlerini görmesi şarttır. Bluetooth eş zamanlı olarak 3 ses kanalını desteklemektedir. IrDA bluetooth ile karşılaştırıldığında link seviyesinde daha iyi güvenlik sağlayamamaktadır. IrDA kontrolörleri bluetooth ünitelerine göre oldukça düşük maliyete

elde edilmektedir. IrDA teknolojisi düzensiz bir yapıda iken Bluetooth'da 2.4 GHz'lik frekans bandı lisanssız olarak kullanılabilir.

IrDA ve Bluetooth ses ve veri transferi için kullanılan ve ortak yanları daha çok olan kablosuz haberleşme standardıdır. Kullanım amacına göre bu standartlardan hangisinin seçileceği önemlidir. 1999 yılından itibaren bluetooth'un kullanımı artmaktadır. Üstelik bu teknolojinin yaygınlaşması ve gelişmesi için 1000'in üzerinde uluslararası firma araştırma yapmaktadır. Özellikle verici gücünü artırmadan link mesafesini artırmak ve modülasyon biçimini değiştirerek data hızını artırmak konularında araştırmalar yoğun biçimde sürmektedir.

1.10. ZigBEE Standardı

Bu kısımda "ZigBEE" olarak adlandırılan IEEE 802.15.4 standardının genel özelliklerine değinilecektir. Bu standardın temel özellikleri ağ esnekliğine sahip olması, düşük maliyetli olması ve düşük güç tüketmesidir. Bu standart düşük-data hızında haberleşme gereksinimi duyulan bina içi ortamlardaki pek çok uygulamaya uygun olarak ortaya konulmuş bir standarttır.

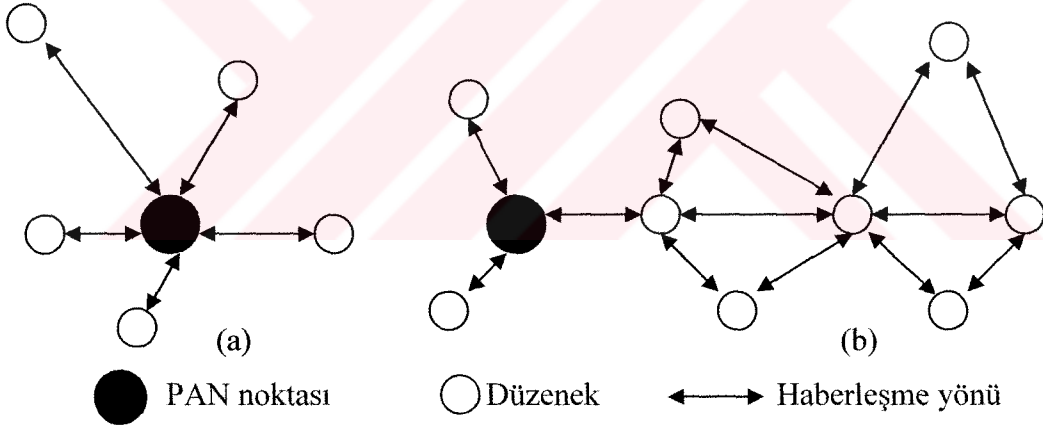
Son zamanlarda bina içi ortamlar için kablosuz haberleşme sistemleri yaygın bir teknoloji haline gelmiştir. Bir örnek olarak pencere üzerindeki küçük bir sıcaklık sensörünü düşünelim. Bu sensör saatte sadece bir kaç kez kayıt (rapor) yapacaktır. Bu uygulama düşük hız, düşük fiyatlı kablosuz haberleşme için uygun bir örnektir. Haberleşme için kablonun kullanılması ev penceresinin kullanılmasından dolayı pratik değildir. Üstelik kablo döşeme fiyatı sensörün fiyatından bir kaç kat daha fazla olabilmektedir. Teknolojik yönden sık sık batarya değişimi pratik olmadığından oldukça düşük güç tüketimine gerek duyulmaktadır. Bluetooth sistemi kabloyu ortadan kaldıran bir sistem olmasına karşın yüksek karmaşıklığa sahiptir. Bluetooth üniteleri daha sık batarya değişikliğine gerek duymaktadır. Bu uygulama eğer çok sayıda pencerede gerçekleştirilecekse pratik olmamaktadır. Bu yüzden ZigBee standardı düşük güç ve düşük maliyet ilkesi üzerine tasarlanmıştır. ZigBee'nin temel karakteristikleri Tablo1.1'de verilmiştir.

Tablo 1.1. IEEE 802.15.4'ün temel karakteristikleri [24]

Özellik	Arahık
Veri Hızı	868 MHz-20kb/s, 915 MHz-40kb/s, 2.4 GHz-250kb/s
Mesafe	10-75 m
Kanal Sayısı	868, 915 MHz – 11 Kanal, 2.4 GHz – 16 Kanal
Adres	8 bit veya 64 bit
Sıcaklık	-40 ... 85 °C

1.10.1. ZigBee'nin Ağ Yapısı ve Fiziksel Tabaka

IEEE 802.15.4 standardı çoklu ağ topolojisine sahiptir [24]. Bunlar yıldız bağlantı ve noktadan noktaya bağlantı şekillerini içermektedir. Şekil 1.25 ZigBee'nin ağ bağlantı biçimlerini göstermektedir.



Şekil 1.15. (a) Yıldız ve (b) Noktadan-noktaya bağlantılı ağlar

Hemen hemen dünyanın her yerinde kullanılabilen 2.4 GHz ISM bandı dışında Avrupa'da 868 MHz'lik band ve ABD'de 915 MHz'lik band bu standart için ayrılmıştır. 2.4 GHz'lik band 250 kb/s'lik data hızı sağlarken 868 MHz'lik band 20 kb/s ve 915 MHz'lik band 40 kb/s'lik data hızı sağlamaktadır [23,24]. Bu üç frekans bandında toplam 27 frekans kanalı kullanılabilmektedir. 868 MHz için 868.0 ve 868.6 MHz arasında tek bir kanal sağlamakta, 915 MHz için ise 902.0 ve 928.0 MHz'leri arasında 10 kanala imkan

vermektedir. 2.4 GHz'lik band 2.4 GHz ve 2.4835 GHz arasında her biri 5 MHz'lik genişliğe sahip 16 kanala imkan vermektedir. Bu standartta tek bir paket yapısı kullanılmaktadır. Her bir paket bir senkronizasyon başlığı, paket uzunluğunu gösteren bir başlık ve payload (asıl data) kısımlarından oluşmaktadır. ZigBee standardına ait bu paket bitlerinin sıralanışı Şekil 1.16'da gösterilmiştir.

Senkronizasyon bitleri (32+8)bit	Başlık (8bit)	Payload (Asıl data) (0-127 bayt)
-------------------------------------	------------------	-------------------------------------

Şekil 1.16. ZigBee'nin fiziksel tabakasının paket yapısı

IEEE 802.15.4; düşük hızlı kablosuz kişisel alan ağlarının ihtiyaçlarını gidermek için önerilen bir standarttır. Özellikle kablosuz sensör ağları üzerine yoğunlaşmıştır. Bu standart yüksek seviyeli basitlik üzerine kurulmuş, düşük maliyet ve düşük güç tüketimi ile birlikte uzun ömürlü pil kullanımını esas almıştır. Diğer IEEE 802 kablosuz standartlar tarafından da kullanılan 2.4 GHz ISM bandını kullanmaktadır. ZigBee standardı düşük hızlı bir düzenek olup bir fiziksel tabaka ve bir de MAC alt tabakasından meydana gelmektedir. Bu tabakalar bütün iletişim tipleri için fiziksel kanala erişimi sağlamaktadırlar.

İstenilen performansı yakalayabilmek için aynı frekans bandını kullanan diğer ünitelerle ortak çalışma durumu önemli bir olaydır. Bu durum analizlerde dikkate alınmalıdır. ZigBee'nin ortak piconet alanında diğer ünitelerle ortak çalışması sonucunda IEEE 802.11b üzerinde çok az bir etki ettiği söylenebilir. Bu durum eğer istasyon IEEE 802.15.4 kümesinin yakınında ise geçerlidir. Aynı durum bluetooth ünitelerinin kendi aralarında ve diğer sistemlerle olan ortak çalışmasında da karşımıza çıkmaktadır.

Netice olarak IEEE 802.15.4 (ZigBee) standardı Bluetooth sistemine bir alternatif olarak ortaya atılmamış tam tersine yetersiz kaldığı noktaları gidermek ve kullanım mesafesini artırmak için tasarlanmıştır. Bu standart pazar hedefi olarak endüstriyel uygulamaları seçmiştir.

1.11. Turbo Kodlar

Yüksek hızlı haberleşme sistemlerinin ihtiyaç duyduğu güvenilirliği elde edebilmek için sayısal sistemlerin tasarımında hata kontrol kodlamanın kullanılması önemli bir yere sahiptir. Güç tüketimi günümüzde haberleşme sistemlerinde hala bir problem olmaya devam etmektedir. Dikkate değer bir performans kaybı olmaksızın algoritmaların karmaşıklıklarının minimize edilmesine ihtiyaç duyulmaktadır. Burada Turbo Kodlar incelenecektir.

Bu çalışmada son zamanlarda şaşırtıcı bir biçimde hata düzeltme kabiliyeti olan Turbo kodlar üzerinde durulacaktır. Bu kodlar tipik olarak max. sonsal olasılık (MAP) algoritmasını kullanan iteratif dekodlama esasına dayanmaktadır. Nihayetinde semboller arası girişimin (ISI) olduğu kablosuz haberleşme sistemleri için hata kontrol biçimlerinin tasarımı üzerinde çalışılmıştır. Tasarım yapılırken dikkat edilmesi gereken nokta performansın kanal kapasitesiyle örtüşmesini sağlamaktır. Ancak uzun ISI kanalları bu tür iteratif dekodlamayı daha fazla karmaşık yapmaktadır. Bu problemin üstesinden gelebilmek için Viterbi algoritmasının azaltılmış durum yapısı geliştirilmiştir.

1948 yılında Shannon [25], eğer sistemin işaretleme hızı kanal kapasitesinden daha düşük ise uygun kodlama ve dekodlama teknikleri kullanarak güvenli bir haberleşmenin sağlanabileceğini göstermiştir. Shannon'un çalışmasından sonra değişen sistem gereksinimlerini karşılamak üzere güçlü hata kontrol kodları üzerinde büyük çalışmalar yapılmıştır.

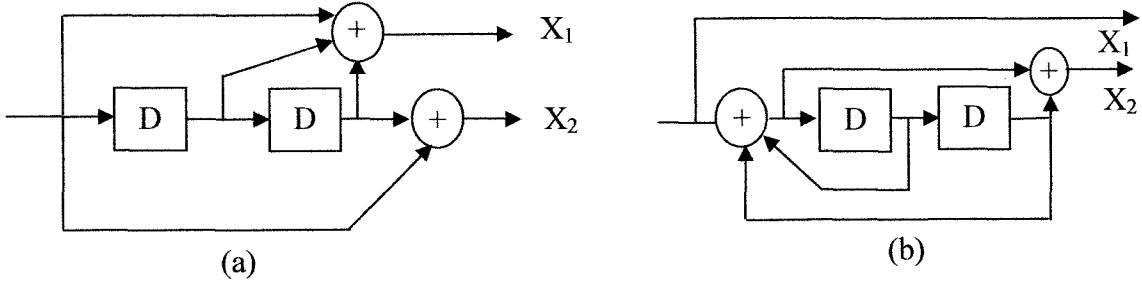
Günümüzün sistemleri düşük-güçlü ve hareketli olmayı gerektirmektedir. Ancak aynı zamanda da bu sistemler güvenli bir ses/veri haberleşmesini de sağlamalıdır. Artan güvenilirlik gereksinimi, hata kontrol yapılarını gerekli kılmaktadır. Genelde hata kontrol yapıları bilgi dizisi içersine belli miktarda ilave bitler yerleştirilerek gerçekleştirilir. Alıcıdaki dekodlayıcı iletim ortamının neden olduğu hataları bulmak ve düzeltmek için bu fazlalık bitleri kullanır. Günümüzde kullanılan üç temel hata kontrol yapısı vardır;

A-) Blok Kodlar : Genelde kod kelimesi olarak adlandırılan sabit uzunluklu vektörlerden oluşan bir kümedir. Kod kelimesinin her biri K-sembollük bilgi bloğunun N-sembollük kod kelimesine dönüştürülmesiyle bulunur.

B-) Konvolüsyonel Kodlar : Konvolüsyonel kod, bir bilgi dizisinin lineer sonlu durumlu bir kaydırmalı kaydediciden geçirilmesiyle elde edilir. Genelde kaydırmalı kaydedici K durumdan oluşur ve her k-bitlik giriş için n-bitlik bir çıkış dizisi verir.

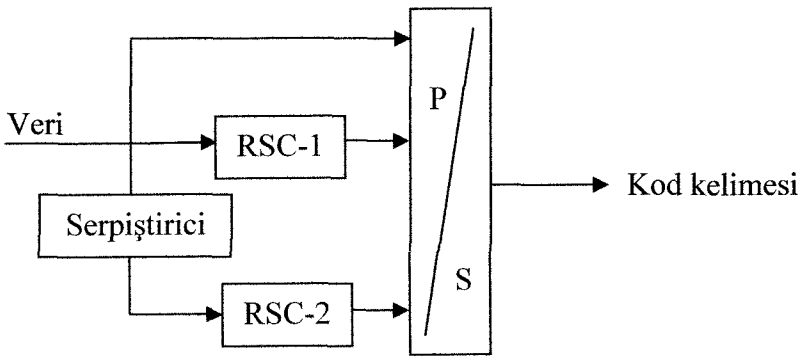
Nihayetinde kod oranı $R_c = \frac{k}{n}$ olur. K parametresi kodun sabit uzunluğu olarak adlandırılır.

Bilgi bitleri çıkışta aynen yer alıyorsa bu sistematik kod, almıyorsa sistematik olmayan kod olarak isimlendirilir. Tipik olarak geri beslemeli sistematik kodlar özyinelemeli sistematik kodlar (RSC) olarak adlandırılır. Bu kod yapıları Şekil 1.17’de gösterilmiştir. Bu kodlar Viterbi algoritması kullanılarak dekodlama yapılır [26].

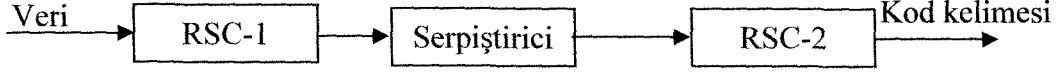


Şekil 1.17. (a) Sistematik olmayan kod: $X_1(D)=a(D).(1+D+D^2)$, $X_2(D)=a(D).(1+D^2)$
 (b) Sistematik kod: $X_1(D)=a(D)$, $X_2(D)=a(D).(1+D^2)/(1+D+D^2)$

C-) Birbirine Bağlı Kodlar: Bu kodlar iki aynı kodun birbirine bağlanmasından oluşur. Yaygın olanları seri ve paralel birbirine bağlı kodlardır. İlk olarak 1993 yılında Turbo Kodlar, birbirinden serpiştirici ile ayrılmış iki RSC’nin birbirine paralel bağlanmasıyla elde edilmiştir [27]. Turbo kodlar ve seri birbirine bağlı konvolüsyonel kodlar Şekil 1.18 ve 1.19’da gösterilmiştir.



Şekil 1.18. Paralel birbirine bağlı konvolüsyonel kodlar (PCCC) veya Turbo Kodlar



Şekil 1.19. Seri birbirine bağlı konvolüsyonel kodlar (SCCC)

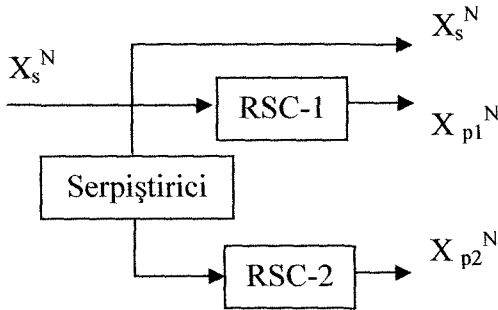
1.11.1. Paralel Birleşik Kodlar

Berrou ve arkadaşları [27], 1993 yılında birbiriyle rasgele serpiştirici ile bağlı iki RSC kodlayıcıdan oluşan paralel yapıya ilişkin iterativ dekodlayıcının teorik kanal kapasitesini sağladığını göstermiştir.

Turbo kodlarda genelde özdeş RSC tip kodlayıcılar kullanılır. RSC kodlayıcı kullanan turbo kodların performansı sistematik olmayan konvolüsyonel kodlayıcınınkinden daha iyi olmaktadır. Serpiştirici kullanılması durumunda verilen bir kod kelimesine ilişkin Hamming veya Euclidean mesafesinde kod kelimesi sayısında önemli bir azalma olmaktadır. Serpiştirici tasarımı Turbo kodlar için çok önem taşımaktadır. Yaygın olarak rasgele serpiştirici, S-rasgele serpiştirici ve blok serpiştiriciler kullanılmaktadır [28]. Üstelik turbo kodlayıcıların performansı serpiştirici uzunluğuna oldukça bağlıdır ve daha uzun serpiştiriciler performansı artırmaktadırlar.

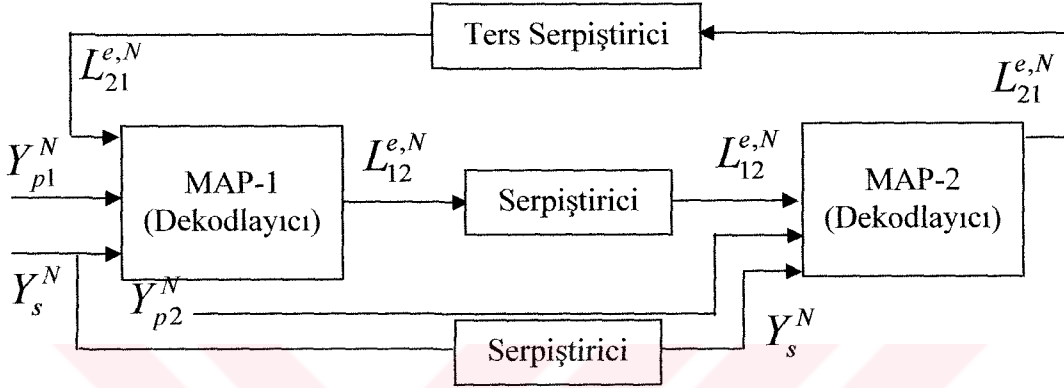
1.11.2. İterativ Dekodlama

Hem Turbo kodlar ve hem de seri birleşik konvolüsyonel kodlar iterativ dekodlayıcıyla dekodlanır. İterativ dekodlama Turbo kodların dekodlanması için ilk olarak önerilmiştir [27]. Burada iterativ dekodlama Şekil 1.20’da gösterilen 1/3 tipik kod oranı için açıklanacaktır.



Şekil 1.20. Tipik 1/3 Turbo kodlayıcı

Her bilgi bloğu olan X_s^N kodlayıcıdan geçer. İlk RSC kodlayıcı X_{p1}^N ilk eşlik (parity) dizisini üretir. Daha sonra informasiyon bloğu rasgele serpiştirildikten sonra ikinci RSC kodlayıcıdan geçirilerek X_{p2}^N eşlik dizisi üretilir. Orijinal X_s^N dizisi ve iki eşlik dizisi paralelden seriye çevrilerek kanaldan gönderilir. Alıcı girişinden ise Y_s^N , Y_{p1}^N ve Y_{p2}^N dizileri alınır. 1/3'lük Turbo kodlayıcıya ilişkin dekodlayıcı Şekil 1.21'de verilmiştir.



Şekil 1.21. 1/3 Turbo dekodlayıcı

İterativ dekodlama soft-giriş soft-çıkış (SISO) yapısında olan bir dekodlayıcı kullanır. İlk SISO dekodlayıcı enformasyon bitlerinden geçici bilgi olan $L_{12}^{e,N}$ değerini üretir. Kullandığı giriş değerleri ise $L_{21}^{e,N}$ önsel olasılık değerleri ve alınan X_s^N ile Y_{p1}^N değerleridir. Dikkat edilmesi gereken nokta k. enformasyon biti olan $X_{s,k}$ 'ya ilişkin olan Logaritmik Olasılık Oranının hesabıdır. $L_{1,k}$ logaritmik olasılık oranı ise şöyle tanımlanır [30].

$$L_{1,k} = \ln \frac{P(X_{s,k} = 1 | Y_s^N, Y_{p1}^N, Y_{p2}^N)}{P(X_{s,k} = 0 | Y_s^N, Y_{p1}^N, Y_{p2}^N)} \quad (1.32)$$

Ayrıca (1.32) nolu denklem $L_{12,k}^e$ bilgisi, önsel $L_{ap,k}$ bilgisi, SNR olan işaret gürültü oranı ve alınan $Y_{s,k}$ informasiyon bilgisi değerlerine bağlı olarak da ifade edilebilir [29].

$$L_{1,k} = L_{12,k}^e + 4 \cdot \text{SNR} \cdot Y_{s,k} + L_{ap,k} \quad (1.33)$$

İkinci dekodlayıcı yapısındaki ikinci SISO dekodlayıcısı $L_{21}^{e,N}$ bilgi bitlerinin sonsal olasılıklarından oluşan kümeyi bulmak için serpiştirilen $L_{12}^{e,N}$, X_s^N ve Y_{p2}^N değerlerini kullanır ve $L_{21}^{e,N}$ dizisi bulunur. Bunlar ilk dekodlayıcı için gerekli olan önsel bilgi dizisini sağlamak için ters serpiştirilir. Böylece iterasyon devam ettirilir.

Tipik olarak birkaç iterasyonla bütün hatalar düzeltilir ve iterasyon durdurulur. SISO dekodlayıcısı için çok yaygın olan algoritma MAP algoritmasıdır [27,30]. Bu algoritmanın esas problemi karmaşık olmasıdır.

1.12. MAP Algoritması

Turbo kodlar son 10 yılda kodlama teorisinde çok gelişme gösteren konulardan birisidir. Turbo kodların inanılmaz performansı onun iteratif dekodlamaya dayalı bir yapısından kaynaklanmaktadır. Optimum SISO dekodlayıcılar başlangıçta max. sonsal olasılık (MAP) algoritmasının kullanılmasını önermiştir [24]. Bu algoritmanın etkin kullanılması logaritmik domende olmaktadır ve Log-MAP algoritması olarak bilinir [31]. Karmaşıklığı azaltılmış versiyonu ise Max-Log-MAP algoritmasıdır [31].

Burada ise MAP algoritması Turbo kodlayıcıda tipik olarak kullanılan RSC yapısıyla birlikte açıklanacaktır. RSC kodlayıcısı $k-1$ anında $s_{k-1} \in \{0, 1, \dots, 2^M-1\}$ duruma sahiptir. Buradaki M ise kodlayıcıdaki kaydırmalı kaydedici sayısıdır. Kodlayıcı veri dizisinden $d=(d_1, d_2, \dots, d_N)$ bir bilgi d_k bitini alır ve $(k-1)$ anındaki s_{k-1} durumdan (k) anındaki s_k duruma geçiş sağlanarak $i_k = (i_k^s, i_k^p)$ kodlanmış bit çifti üretilir. Burada $i_k^s, i_k^p \in \{0,1\}$ eleman değerlerini almaktadır. Kodlayıcıımız sistematik olduğundan $i_k^s = d_k$ olur. İkili modülasyon (BPSK) neticesinde;

$$\begin{aligned} b_k^s &= 2i_k^s - 1, \\ b_k^p &= 2i_k^p - 1, \end{aligned} \tag{1.34}$$

elde edilir ve burada $b_k^s, b_k^p \in \{-1, +1\}$ değerlerindedir. Modüleli bit dizileri $b^s = (b_1^s, b_2^s, \dots, b_N^s)$ ve $b^p = (b_1^p, b_2^p, \dots, b_N^p)$ şeklinde elde edilmiş olunur. Bu diziler paralelden seriye çevrilerek iletim kanalından gönderilirler.

Alıcıda (k) anında alınan dizi $Y_1^k = [y_1, y_2, \dots, y_k]$ ile gösterilir. MAP dekodlayıcısı her bit için bir logaritmik olasılık oranı kestirimi sağlar. LLR ise bitin 1 olması durumundaki sonsal olasılıkla, bitin 0 olması durumundaki sonsal olasılığın oranının logaritması olarak bilinir [30].

$$LLR(Y_1^N) \equiv \log \left\{ \frac{p(d_k = 1 | Y_1^N)}{p(d_k = 0 | Y_1^N)} \right\} \quad (1.35)$$

Bu ifade genişletilebilir;

$$LLR(Y_1^N) = \log \left\{ \frac{\sum_{s_k} \sum_{s_{k-1}} \gamma_1(y_k, s_{k-1}, s_k) \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \beta_k(s_k)}{\sum_{s_k} \sum_{s_{k-1}} \gamma_0(y_k, s_{k-1}, s_k) \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \beta_k(s_k)} \right\} \quad (1.36)$$

Bu denklemdeki $\alpha_k(s_k)$, $\beta_k(s_k)$ ve $\gamma_i(y_k, s_{k-1}, s_k)$ şöyle ifade edilir.

$$\alpha_k(s_k) = \frac{p(s_k, y_1^k)}{p(Y_1^N)} \quad (1.37)$$

$$\beta_k(s_k) = \frac{p(Y_{k+1}^N | s_k)}{p(Y_{k+1}^N | y_1^k)} \quad (1.38)$$

$$\gamma_i(y_k, s_{k-1}, s_k) = p(d_k = i | s_{k-1}, s_k) \cdot p(y_k | s_{k-1}, s_k) \cdot p(s_k | s_{k-1}) \quad (1.39)$$

Eğer trellis diyagramı bütün-sıfır durumundan başlarsa yani $s_0 = 0$, $\alpha_0(s_0) = 1$ olur ve eğer $s_0 \neq 0$ ise $\alpha_0(s_0) = 0$ olur. Benzer biçimde eğer trellis bütün-sıfır durumunda sonlandırılırsa $s_N = 0$ için $\beta_N(s_N) = 1$ olur ve eğer $s_N \neq 0$ ise $\beta_N(s_N) = 0$ olmaktadır.

1.12.1. MAP Algoritması Akış Diyagramı

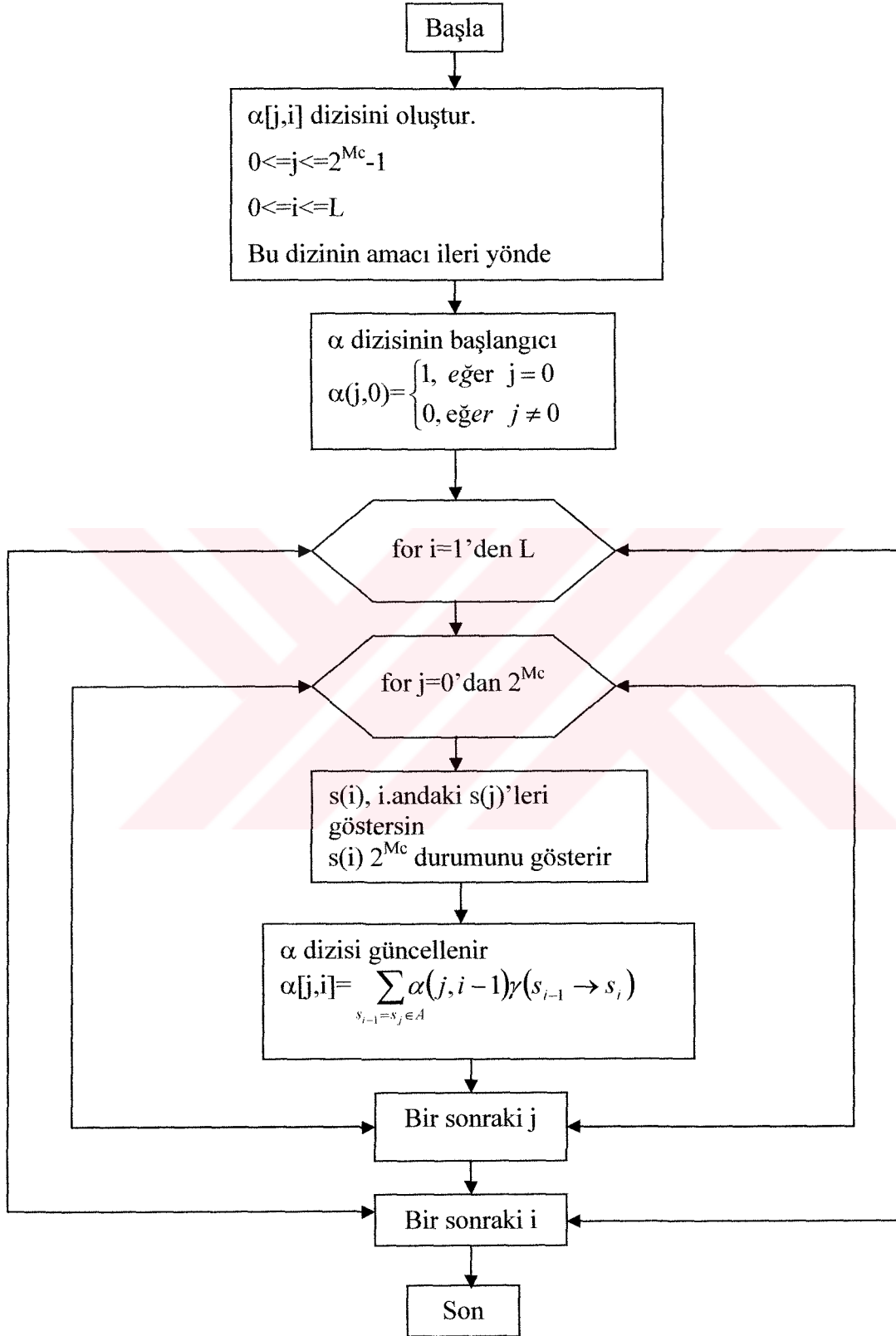
Burada açıklanan temel MAP algoritmasıdır. Bunun dışında log-MAP ve Max-log-MAP algoritmaları da vardır. MAP algoritması üç ana kısma ayrılabilir:

- 1) İleri yönde özyineleme (forward-recursion): Burada α 'lar Viterbi algoritmasına benzer bir yolla hesaplanır.
- 2) Geri yönde özyineleme (backward-recursion): Bu kısımda ise β 'lar hesaplanır.
- 3) LLR oranı: Dekodlanmış mesaj bitlerinin LLR'leri $i=0$ 'dan $L-1$ 'e kadar hesaplanır. Bu LLR'ler bir sonraki durum dekodlayıcısında kullanılır.

İleri yön ve geri yön iterasyon (tekrarlama) diyagramları Şekil 1.22 ve 1.23 ile verilmiştir.

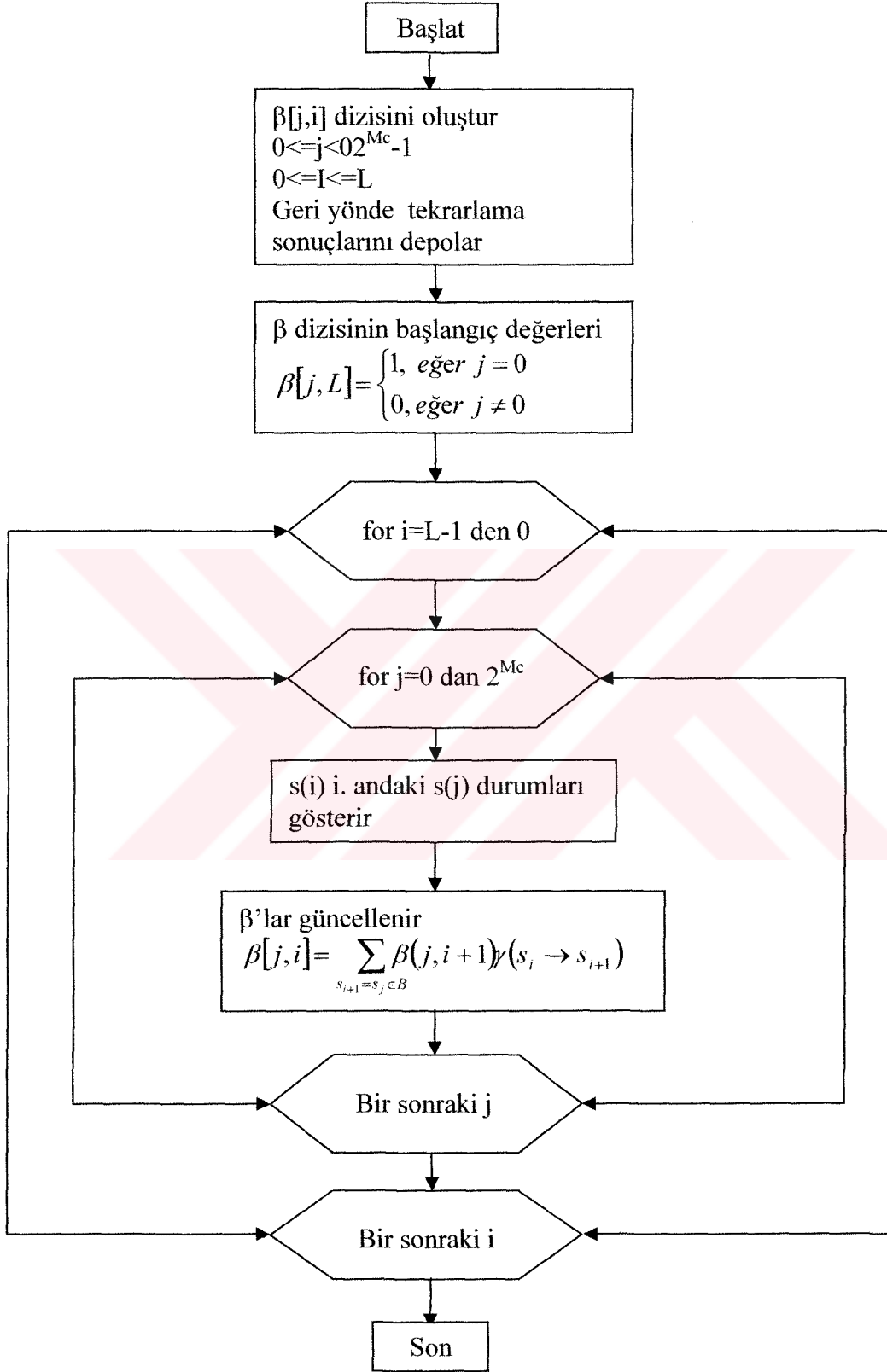


İleri yönde tekrarlama diyagramı;



Şekil 1.22. MAP algoritması ileri yön iterasyon durumu

Geri yönde tekrarlarma diyagramı;



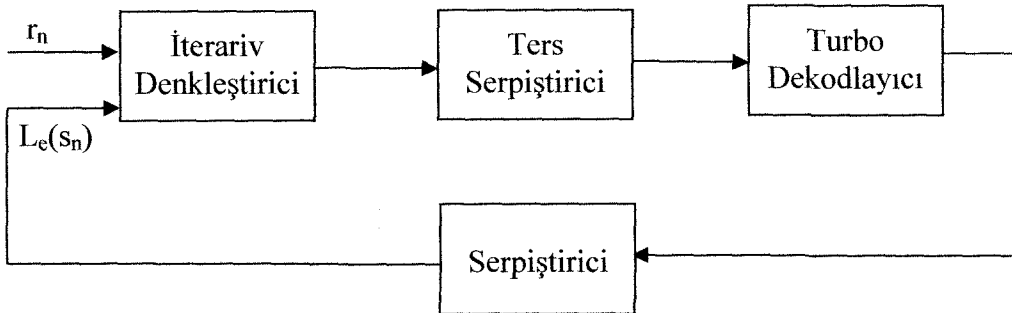
Şekil 1.23. MAP algoritması geri yön iterasyon durumu

1.13. Düşük Karmaşık İterativ Denkleştirici ve Dekodlama

Band sınırlı kanallardaki haberleşmede semboller arası girişim (ISI) sık sık bir sınırlandırıcı faktör olarak ortaya çıkmaktadır. Etkin denkleştirici teknikleri ISI'nın bu etkilerini giderebilmekte ve böylece sistemin performansının artırılması sağlanmaktadır. Bir ISI kanalda kodlama kullanıldığında, denkleştirici kodlayıcının hata düzeltme kabiliyetinden yararlanabilmektedir. Böyle bir teknik iterativ denkleştirici ve dekodlamanın birlikte kullanılmasıdır [32]. Böyle bir yapıdaki ana fikir soft bilginin, soft çıkışlı denkleştirici ve soft çıkışlı dekodlayıcı arasında iterativ olarak dolaşmasıdır [32,33]. ISI kanalı, Turbo kod için tipik sistem modelini kullanır. İkili veri dizisi önce RSC kodlayıcısında kodlanır. Daha sonra serpiştirilerek ikinci RSC kodlayıcısından geçirilen veri dizisi çoğullanır. Elde edilen kod bloğu modülasyona tabi tutularak ISI kanaldan gönderilir. Alıcıdan alınan işaret ilk önce kanal uyumlu filtreden geçirilir ve çıkış her T sembol süresince örneklenir. Böylece k anındaki uyumlu filtre çıkışı elde edilir;

$$r_k = \sum_{i=0}^{L-1} y_{k-i} \cdot f_i + \eta_k \quad (1.40)$$

Bu ifadedeki η_k toplanır beyaz Gauss gürültüsü, f_i kanal katsayıları ve y_k ise alınan işaret örnekleridir. Uyumlu filtre çıkışındaki r_k örnekleri iterativ denkleştirici ve dekodlama için alıcıda iterativ olarak işleminden geçirilir [32,34]. İterativ turbo denkleştirici ve kodlayıcısı Şekil 1.24'te gösterilmektedir.



Şekil 1.24. Kodlayıcılı iterativ (Turbo) denkleştirici

Her iterasyonda turbo denkleştirici ISI kanalın zayıflatmasını gidermeye çalışmaktadır. Bunu yaparken turbo dekodlayıcı çıkışında geri besleme yoluyla yararlanmaktadır [35].

Böylece ISI kanallarda iterativ Turbo denkleştirici ve dekodlama birlikte çalışarak ISI'nın etkileri büyük ölçüde azaltılır ve dekodlamayla da veri dizisi belirlenir. Denkleştirici çıkışı Turbo dekodlayıcıya ters serpiştiriciden geçirildikten sonra uygulanmaktadır. İterasyon işlemi daha fazla kazanç sağlanamayacak duruma kadar sürdürülür. Denkleştirici çıkışı x_n ile verilir;

$$x_n = \sum_{j=-M_1}^{M_2} r_{n-j} \cdot d_j - \sum_{j=-N_1}^{N_2} \bar{s}_{n-j} \cdot f_j \quad (1.41)$$

Buradaki $\bar{s}_n$ değerleri turbo dekodlayıcısı tarafından üretilen soft değerlerdir. Son iterasyondan sonra karar verilen sembol değeri $\bar{s}_n$ ise şöyle bulunur [36];

$$\bar{s}_n = \frac{e^{L_e(s_n)} - 1}{e^{L_e(s_n)} + 1} \quad (1.42)$$

Buradaki $L_e(s_n)$ turbo dekodlayıcısı tarafından bir önceki iterasyonda elde edilen geçici logaritmik olasılık değeridir.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA

Bina içi ortamlarda sayısal verinin kablosuz olarak iletilmesi ihtiyacı son on yılda çok büyük oranda artmıştır. Kablosuz yerel alan ağları (WLAN), kullanıcılara ofis, fabrika veya diğer çalışma ortamlarında serbest hareket etme imkanı vermiştir. Ancak kullanıcıların gereksinim duyduğu pek çok multimedya uygulamalarını destekleyebilmek için bu WLAN sistemleri yüksek hızlı veri linklerine ihtiyaç duyacaktır. Bunun için Avrupa'da yüksek hızlı kablosuz ağlar için bir çok standart tanımlanmıştır. Bu standartlardan biri HiperLAN olup 5.2 GHz frekans bandında çalışır ve veri hızı 24 Mb/s'ye kadar çıkmaktadır [37, 38].

Bina içi kablosuz haberleşme kanalları daima değişkendirler. Verici veya alıcının hareketli olması ve ortamdaki engellerin de hareketli olması kanalın zamanla değişmesine neden olacaktır. Bu sebepten dolayı kullanılan denkleştiriciler uyarlanır olması gerekmektedir [39]. Denkleştiricilerle girişim ayrıştırılır ve böylece performans iyileştirilmesi sağlanmış olur.

Ortak kanal girişimi sayısal kablosuz veri iletiminde diğer problemlerden biridir. Bu tip girişim, iki kullanıcı aynı frekans bandını kullandıkları zaman ortaya çıkmaktadır. Bu girişimin büyüklüğü kullanıcıların işaret şiddetlerine bağlıdır. Bu girişimi engellemek için de frekans atlamalı yayılım spektrumu (FHSS) sistemi uygulanmaktadır.

Her haberleşme sisteminin amacı belirlenen band genişliğinde mümkün olduğunca yüksek veri hızına ulaşmaktır. Bu durum band genişliği etkinliği (bit/s/Hz) olarak bilinir [40]. En kötü haberleşme kanalı senaryosunda gönderilecek bilgiye fazlalık bitler (eşlik bitleri) eklenebilmektedir. Böylece bilgi kodlanarak iletim ortamına verilmektedir. Alıcıda eğer dekodlama başarısız olursa ilave kodlanmış bitler dekodlama başarılı oluncaya kadar gönderilir. Bu aslında bit hızını azaltacaktır ve uzun gecikmelere neden olacaktır. Ancak bu, kullanıcılara alınan güç seviyesinin kabul edilebilir düzeyin altında bile olsa haberleşme imkanı sağlamaktadır.

Bu çalışmanın analiz ve uygulamaları Bluetooth ve benzeri standartların sınırlamaları oluşturdu. Öncelikle bluetooth paketlerinin AWGN, dar band ve geniş bandlı sistemlerdeki davranışı incelendi. Değişik paket tipleri için analizler yapıldı. Aynı frekans bandını kullanan kablosuz sistemlerden olan IrDA ve ZigBee gibi standartlar için incelemeler yapıldı. Düşük güç ve yüksek performans elde edebilmek için yüksek kazanç sağlayan

Turbo Kodlar oluşturularak sisteme ilave edilmiştir. ISI'yı giderebilmek içinde en son olarak Turbo denkleştirciden yararlanılmıştır.

Bluetooth üniteleri gürültülü ortamlarda, mikrodalga fırınlarının olduğu yerlerde veya WLAN gibi kablosuz ağların olduğu alanlarda yer alabilmektedirler. Bunlar arasındaki etkileşimi de göz önünde bulundurmak gerekmektedir. Yukarıda bahsedilen bütün bu benzetim çalışmalarında temelde Monte Carlo simülasyon yöntemi kullanılmıştır.

2.1. Literatür Araştırmasının Özeti

1999 yılından itibaren literatürde yer alan Bluetooth (IEEE 802.15.1) sistemiyle ilgili çalışmaların büyük bir kısmı daha çok standardın neler getirdiği üzerinedir. Bluetooth ürünlerinin nerelerde ve ne amaçla kullanılabileceği açıklanarak endüstriyel uygulamalar üzerinde durulmuştur. 2001 yılından itibaren de ZigBee (IEEE 802.15.4) standardının ortaya çıkmasıyla akademik çalışmalar daha çok Bluetooth ve ZigBee sistemlerinin hedeflerinin karşılaştırılmasına yönelik olmuştur.

Bu tezin hazırlanması esnasında seçilen konu ve yapılan çalışmalara referans olan en belirgin çalışmalar aşağıda irdelenmiştir. Burada özellikle Bluetooth ve ZigBee standardı ile Turbo kodlayıcı/denkletiriciler için dikkat çeken çalışmalara yer verilmiştir:

- J. C. Haartsen, J. Bray ve arkadaşları makalelerinde bluetooth sisteminin verici ve alıcı kısımlarında yer alan modülasyon ve demodülasyon kısımlarını açıklamışlardır [1,4]. Bluetooth'un genel paket yapısını verdikten sonra özellikle standardın önerdiği GFSK modülasyonu üzerinde teorik analizler yapmışlardır.

Benzetim çalışmasında öncelikle GFSK modülasyonunu yapabilmek için FSK modülasyonunu inceledik. Ardından FSK modülasyonunu referans alarak bluetooth için gerekli olan Gaussian filtresi katsayılarını elde ettik. Hazırlanan DMX ve HVX bluetooth paketleri öncelikle GFSK modülasyonuna tabi tutulmuşlardır. Böylece bluetooth_1 standardının önerdiği modülasyona uygun olarak diğer benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

- İnternet sitesi olarak herkese açık olan www.bluetooth.com adresinden de standardın bütün ayrıntılarına yer verilmiştir [48]. Bu siteden özellikle ses iletimini destekleyen SCO ve veri iletimi için kullanılan ACL linkleri ile paket yapıları dikkatlice incelenmiştir.

Bu sitede yer alan paket türlerinin özellikleri ayrı ayrı ele alınmıştır. Çalışmamızda SCO ve ACL linkleri için ayrılan paketler birleştirilerek bir derleme yapılmıştır. Paketlerin birbirlerinden hangi açılardan farklılıklar içerdiği tablolar halinde verilmiştir. Özellikle veri paketlerinin taşımış oldukları erişim kodları, başlık kodları ve asıl bilginin tutulduğu payload kodları bit/bayt olarak verilmiştir. Benzetim çalışmasında kullandığımız paketlerin özellikle standartta belirtilen öğrenme dizisinin boyutuna uygun olmasına dikkat edilmiştir.

- F. Bektaş ve arkadaşları daha çok bluetooth ile özellikle aynı piconet alanı içersinde bulunan diğer kablosuz yerel alan ağları (WLAN) arasındaki ortak çalışma biçimlerini ele almışlardır. 2.4 GHz ISM bandını kullanan diğer sistemlerle olan girişimin etkilerini ortaya koymuşlardır .

Çalışmamızda bluetooth ile diğer WLAN sistemleri arasındaki girişimi değilde piconetler arasındaki girişimi dikkate aldık. Çünkü bir piconet en fazla 7 slave ünitesi içermektedir. İster istemez bu üniteler arasında girişim oluşacaktır. Bu kapsamda ortak ve komşu kanal girişimleri için inceleme yaparak sınır değerleri elde edilmiştir. Ayrıca pozitif link marjınları için paket hata oranının 0.024'ün altına düştüğü grafiksel olarak gösterilmiştir.

- G. K. Kaleh'in yapmış olduğu çalışmada IEEE 802.15.1 standardının yer vermiş olduğu "Frequency Hopping" yani frekans atlama olayını inceleyerek frekans atlama kümesinin master denilen ünitenin saati ve bluetooth ünitesinin 48 bitlik adresini kullanarak nasıl oluşturulacağını göstermiştir [12].

Benzetim çalışmalarını yaparken her bir paketin gönderilmesi için ISM bandında bir frekansın seçilmesi gerekmektedir. Bu frekansın seçilmesi için bir frekans atlama kümesi oluşturulmuştur. Bu küme aslında 2.4 GHz ile 2.8 GHz arasındaki 1 MHz band genişliğindeki kanalların numaralarını tutmaktadır. Biz çalışmamızda kümeyi rasgele olarak oluşturduk.

- M. Robert yayınlamış olduğu "Bluetooth Tutorial" isimli eserinde bluetooth sisteminin fiziksel tabaka yapısını ve alt tabakalar arasındaki iletişimin nasıl yapıldığını açıklamıştır.

Bluetooth sisteminin yığın yapısını radyo, temel band, link yöneticisi, LL2CAP, veri ve RFCOMM ile uygulamalar oluşturmaktadır. Her bir tabakanın ana işlevi verilmiş olup çalışmamız daha çok temel band işlemlerini kapsamaktadır.

- A.C. Boucouvalan ve arkadaşları IrDA sisteminin 1m'lik bir mesafe ve direkt görüş durumunda görme açılarına ve görme lobuna bağlı olarak benzetim çalışmalarına ışık tutacak modeller geliştirmişlerdir [22,24].

Elde ettiğimiz BER-SNR eğrisi direkt görme dışında IrDA sisteminde haberleşmenin kopacağını göstermiştir.

- A. Özen ve K. Türk sırasıyla kanal kestirimi için Fuzzy-LMS ve RLS algortimaları ve ilklendirmeli kanal denkleştiriciler üzerinde durmuşlar ve benzetim çalışmalarıyla hız artışı sağladıklarını göstermişlerdir.

MMSE-DFE ve bunun çözümlenmesinde kolaylık sağlayan CMF-DFE kanal denkleştiriciler literatürde optimum olarak belirtilmişlerdir. Dolayısıyla bu çalışmada (5,4)'lük bir CMF-DFE kanal denkleştirici filitresi kurulmuş ve semboller arası girişimi yok etmek için kullanılmıştır. Bu filitrenin ileri yön zaman aralığını büyüterek daha iyi başarımlar elde etmek mümkündür. Ancak, 5 tap gecikmeli bir kanal için CMF-DFE'nin en küçük boyutu (5,4), işlem basitliği için kullanılması uygun bulunmuştur.

- 2002 yılında tasarı (draft) olarak yayınlanan ZigBee standardı öncelikle O-QPSK modülasyon biçimini ve yaklaşık dikgen olan 16 farklı M dizilerini ortaya koymuştur.

M dizileri ZigBee standardında çok önemli bir yere sahiptir. Bu dizilerin öz ilişkileri ve çapraz ilişkilerini elde ettik ve aslında iki temel 32 bitlik dizinin son 4 bitinin alınıp dizinin başına eklenmesiyle diğer dizilerin elde edilebileceğini gördük. O-QPSK modülasyonu gerçekleştirilirken bu dizileri kullandık ve literatürde yer almayan SER-SNR eğrilerini AWGN, dar-band ve genişband için elde ettik.

- I. Hanzo, M. Tüchler ve arkadaşları farklı kod oranları için Turbo kodlayıcı ve denkleştiriciler üzerinde durmuşlardır [64,65]. Özellikle denkleştirici ile Turbo dekodlayıcı birbirinden ayrı olduğu durumlardaki başarımları AWGN kanal için elde etmişlerdir. Geniş bandlı kanallar içinde benzetim sonuçlarını vermişlerdir.

Turbo kodlayıcıların, kodlayıcı kısmı ile dekodlayıcı kısmı MAP algoritması esas alınarak ayrıntılı olarak çalışmamızda incelenmiştir. 1/3'lük Turbo kodlayıcının başarımları ve hem de bluetooth sistemine ilişkin durumdaki başarımları grafiklerle ve değişik DMX paketleri için verilerek yaklaşık 6 dB'ye varan iyileşme grafiklerle gösterilmiştir. Literatürdekilerden farklı olarak alıcıda L_c 'nin kestirimi yapılmakta ve LLR hesabında da doğal logaritma alma işlemi $\max^*(a_j)$ işlemine dönüştürülerek yapılmaktadır. Bu yaklaşım hesaplama karmaşıklığının azalmasına neden olmaktadır. Uygulamalar Max_Log_MAP, Log_MAP, Sabit_Log_MAP ve Doğrusal_Log_MAP biçimleri için gerçekleştirilmiştir.

- M. C. Carlos ve D. P. Agrawal Ad-Hoc ağlarında kablosuz haberleşme sistemlerinin performansını inceleyerek çoklu piconet durumunda girişimin etkilerine dikkat çekmişlerdir.

- Seri ve paralel yapılu Turbo kodlayıcılar ile Turbo dekodlamada kullanılan MAP algoritmasının esaslarını J. Hagenauer, Berrou ve S. Benedetto yapmış oldukları makalelerde ortaya koymuşlardır.

MAP algoritmasını gerçekleştirirken reel değerler kullanma yerine çalışmamızda karmaşık formdaki değerleri kullandık. Bu durum benzetim çalışmamızın gerçekleşme süresini artırmıştır. Çünkü MAP algoritması hem reel kısım için koşulmakta ve hem de sanal kısım için koşulmaktadır. Verilerin ve kanal katsayılarının karmaşık formda olduğu durumlar için bunun yapılmasının kaçınılmaz olduğunu düşünmekteyiz.

- Kişisel alan ağları (PAN) ile bluetooth esaslı sistemlerin özelliklerini P. Johansson ve arkadaşları karşılaştırmışlardır. Fazla teknik bilgi içermeyen yayınlarda da sistemlerin birbirlerine göre üstünlük ve eksikleri açısından karşılaştırmalar çok sıklıkta yapılmaktadır.

Tezimizde kablosuz haberleşme sistemlerinden olan Bluetooth, ZigBee ve IrDA'nın veri hızları, kullanılabilecek band genişlikleri, haberleşme biçimleri ve haberleşme mesafeleri gibi açılardan karşılaştırılmalar yapılmış ve tablolar halinde verilmiştir.

- I. Howitt ve J. A. Gutierrez makalelerinde daha çok IEEE 802.15.4 standardının teknik özellikleri üzerinde durmuşlardır. Ayrıca piconet alanı içersinde bulunan ve ISM bandını kullanan diğer kablosuz sistemlere ait bir üniteyle birlikte çalışabilme durumları için teorik hata olasılıkları hesaplarını vermişlerdir.

Yüksek hız gerektiren sistemlerde Look-Up-Tablosunun kullanımı yaygındır. Turbo kodlayıcılarda LUT tabloları hep kodlayıcı çıkışındaki eşlik bitlerinin elde edilmesinde kullanılmıştır. Biz ise alıcıda turbo dekodlayıcıda kullandığımız MAP algoritmasındaki LLR'nin hesabında LUT tablolarını kullandık. Ayrıca grafiklerle LUT tablosunun boyu arttıkça başarımında arttığını gösterdik.

- Literatürde yer alan çalışmalarda denkleştirici ile turbo kodlar ayrı ayrı ele alınmaktadır. Bizim düşüncemiz ise denkleştirici katsayılarının kanal değişimini izlemesi bir iterasyon olayıdır. Turbo dekodlamada kullandığımız MAP algoritması iterasyon esasına göre çalışmaktadır. Turbo dekodlama bloğunun içersine CMF-DFE ekleyerek yani 2. MAP çıkışı DFE'nin geri-besleme filtresinin girişi olmak şartıyla Önerilen Turbo Denkleştirici gerçekleştirilmiştir. Bunun literatüre katkısı ise aynı iterasyon sayısında yaklaşık 1 dB'lik bir iyileşme sağlamış olmasıdır.

- Literatürde Bluetooth ve ZigBee'nin son kullanıcılara yönelik kullanım özellikleri ile nerelerde kullanılacağına ilişkin potansiyel oluşturan noktalara ilişkin çok sayıda bilgilendirme çalışmaları vardır. Ancak K. Miyatsu yaptığı çalışmalarda bu teknolojinin arka planını ve teknolojik özelliklerini göstermiştir.

Bu tezde Bluetooth ve ZigBee sistemleri için benzetim çalışmaları yaparken J. G. Proakis, S. Haykin, T. S. Rappaport ve I. Hanzo'nun yayınladıkları kablosuz haberleşme sistemleriyle ilgili kitaplarından büyük ölçüde yararlanılmıştır.

2.2. Kullanılan Kanal Modelleri

Kablosuz haberleşme sistemlerinin başarısını etkileyen en önemli faktör alıcıyla verici arasındaki kanalın karakteristiğidir. Kablosuz haberleşme sistemleri kullanarak güvenilir iletişim sağlayabilmek için iletişim kanalının davranışının ne olduğunun önceden bilinmesi gerekir. Öyle ki, alıcıda kullanılabilecek kanal karşılama filtresi veya denkleştiricinin boyut ve kanal takip hızı tasarım aşamasında belirlenebilsin. Kablosuz haberleşme kanalı açısından taşınabilir radyo ile gezgin radyo arasında fark vardır. Taşınabilir sistemler bir yerden başka bir yere kolayca taşınabilir fakat iletim gerçekleştiği sırada sabittirler. Gezgin radyolar da bir yerden bir yere kolayca taşınabilirler ama iletim sırasında da hareketli olabilirler. Bu durum iletimin gerçekleştiği anda kanalın da değişmesine sebep olur.

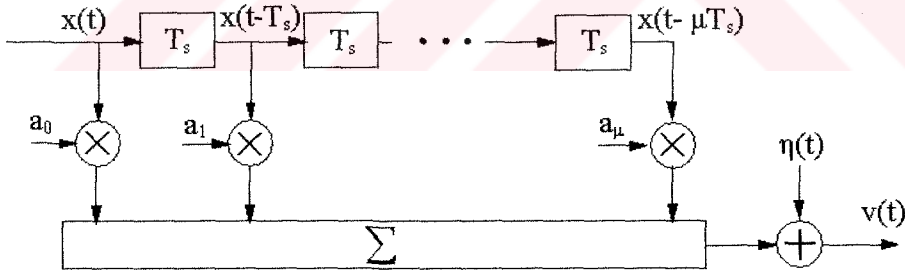
Kablosuz haberleşmede vericiden yayılan elektromanyetik dalga alıcı antene ulaşana kadar binalardan, dağlardan, ağaçlardan, hareketli cisimlerden yansır, kırınım ve saçılma uğrar. Sonuçta elektromanyetik dalga alıcı antene birçok farklı yolu izleyerek ulaşır. Elektromanyetik dalga bu yollardan geçerken farklı miktarda zayıflamaya uğrar ve alıcı antene farklı zamanlarda ve farklı fazlarda ulaşır. İşaretin alıcıya birden fazla yolu takip ederek ulaşmasına çok yolluluk denir. Alıcı antende çok yollu ortamdan geçerek gelen dalga toplanır. Buna daha çok ortam ve alıcıda oluşan ısı gürültü ve istenmeyen rasgele oluşan etkiler de eklenir. Farklı faz, zaman gecikmesi, genliğe ve gürültüye sahip dalgaların toplamında işaret güçlenebilir ya da zayıflayabilir. Kablosuz haberleşme cihazlarının yerlerinin değiştirilmesi ya da yansımaya sebep olan cisimlerin yer değiştirmesi sonucu çok yollu kanal çok kısa zaman içerisinde değişebilir. Eğer iletişim sistemi gezginse bu değişim çok daha hızlı gerçekleşir. Dolayısıyla, alıcıya ulaşan sinyalin genliği aniden oldukça büyük miktarda zayıflayabilir yani bayılmaya uğrayabilir. Eğer

iletim geniş bantlıysa sembolün gecikmiş, zayıflamış kopyalarının yanında, vericiden daha önce gönderilmiş sembollerin yankıları da alıcı antende toplanır. Yani simgeler arası girişim meydana gelir [41-47].

Genel çok yollu kanal modeli ilk Turin [44] tarafından oluşturulmuştur. Turin çok yollu kanaldaki gecikmeyi eşit parçalara bölmüş ve her bir parçada gelen elektromanyetik ışınları toplayıp tek bir ışın olarak kabul etmiştir. Böylece kanalı bir dallı gecikme hattı (TDL) süzgeç olarak modelledi (Şekil 2.1). Birçok çalışma Turin'in çalışmasını izlemiş ve onun kanal modelini kullanmıştır. Turin'in modellediği kanalın birim vuruş tepkisi şu şekilde ifade edilebilir.

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\mu} a_k \delta(t - t_k) e^{j\theta_k} \quad (2.1)$$

Burada a_k , t_k ve θ_k rasgele değişkenlerdir ve sırasıyla yol gücünü, yolun gecikmesini ve taşıyıcının fazını temsil etmektedir. Şekil 2.1'deki kanal modelinde $\eta(t)$ toplamsal gürültü bileşenidir ve toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) olarak modellenmektedir.

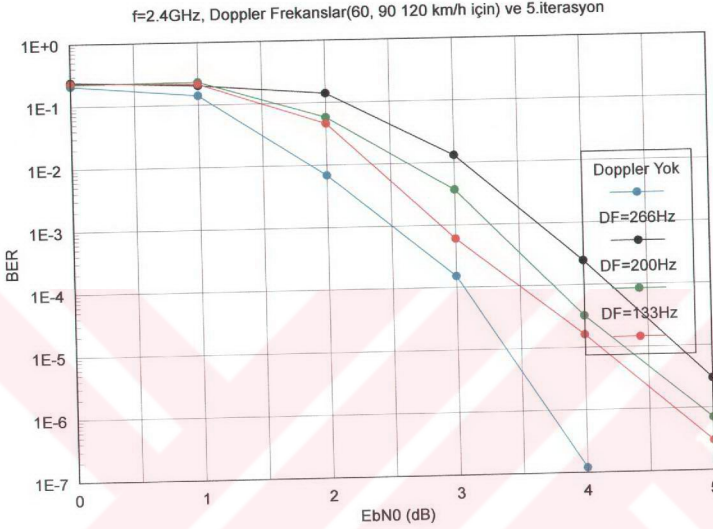


Şekil 2.1. Turin tarafından sunulan geniş bantlı kanal modeli [47].

Vericiyle alıcının birbirlerine göre bağlı hareketleri sonucu, alınan işaretin frekansında değişme olur. Bu değişmeye Doppler kayması adı verilir. Herhangi bir andaki Doppler kaymasının büyüklüğüne de Doppler frekansı denir. Doppler frekansı alıcı veya vericinin birbirlerine göre bağlı hızlarıyla doğru, taşıyıcının dalga boyu ile ters orantılıdır.

Doppler frekansının bluetooth sistemine etkisini görmek için alıcının hızının 60 km/h, 90 km/h ve 120 km/h için 2.4 GHz'de oluşan doppler frekansları sırasıyla 133 Hz,

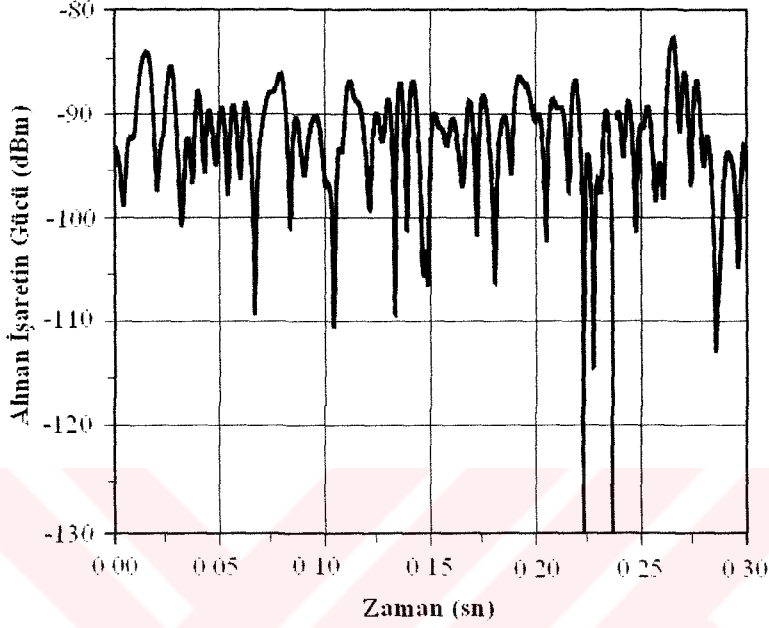
200 Hz ve 266 Hz'dir. Etki turbo kodlayıcılı bluetooth sisteminde incelenmiştir. Yapılan benzetim çalışmasının sonuçları Şekil 2. 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Bluetooth sisteminde değişik doppler frekansının etkisi

Şekil 2.2'deki benzetim çalışmasında elde edilen sonuçlarda, doppler frekansı yokken ki işaret gürültü oranlarına karşılık bit hata oranları grafiği mavi renkle, doppler frekansının 133 Hz olduğu durum kırmızı renkle, doppler frekansının 200 Hz olduğu durum yeşil renkle ve doppler frekansının 266 Hz olduğu durum ise siyah renkle gösterilmiştir. Doppler frekansı yokken ki durum ile doppler frekansının 133 Hz olduğu durumlar arasında 0.001'lik bir BER değerinde yaklaşık 0.4 dB'lik bir başarımlı azalması olmaktadır. Doppler frekansı yokken ki durum ile doppler frekansının 200 Hz olduğu durumlar arasında 0.001'lik bir BER değerinde yaklaşık 0.8 dB'lik bir başarımlı azalması olmaktadır. Doppler frekansı yokken ki durum ile doppler frekansının 266 Hz olduğu durumlar arasında 0.001'lik bir BER değerinde yaklaşık 1.2 dB'lik bir başarımlı azalması olmaktadır. Bina içi ortamlar söz konusu olduğundan alıcının veya vericinin hızı çok çok düşük olacağından oluşacak doppler kayması bluetooth sistemini etkilemeyeceği sonucunu

çıkartabiliriz. Şekil 2.3'te taşıyıcı frekansı 900 MHz olan bir iletimde 100 Km/h bağlı hızla hareket eden bir alıcı antene ulaşan işaretin gücünün zamana göre değişimi görülmektedir. İşaret gücünü ani olarak derin bayımlara uğramaktadır.



Şekil 2.3. Rayleigh kanalda alıcıya ulaşan işaretin gücünün değişimi [42].

Alıcıya ulaşan sinyalin faz ve genlik değişimi birçok geçici duruma bağlıdır. Bunlar sonsuz sayıda genlikleri ve geliş fazları değişen sinüzoidal işaretin toplamı olarak düşünülebilirler. Bu kabulde alıcıya gelen her bir ışının fiziksel geliş açısı, elektriksel olarak fazı ve genliği mevcuttur. Uygulamada bu işlem iki şekilde yapılabilir. Birincisinde her bir ışının eşit genlikli ve 0 ile 2π arasında düzgün dağılımlı olduğu kabul edilir. Bu durum Rayleigh kanal olarak adlandırılır ve birçok yayında en kötü radyo yayılım durumu olarak nitelendirilmektedir. Rayleigh kanal modeli, direkt görüşün olmadığı, yoğun yapılaşmalı kentsel bölgelerdeki fiziksel karakteri başarılı bir şekilde temsil etmektedir. İkinci model ise direkt görüşün olmasından dolayı baskın ışının bulunduğu Ricean kanal modelidir.

Kanal modeli olarak Rayleigh dağılım seçildiğinde ışınların geliş fazları 0 ile 2π arasında düzgün dağılımlıdır. Alıcı antene sonsuz sayıda ışın yerine sonlu sayıda ışın ulaştığı kabul edilir. Alıcıya 8 ışının ulaştığı durumun iyi bir model olabileceği

gösterilmiştir. N ışınli model için i 'inci ışının fiziksel varış açıları $\theta_i = 2\pi(i-1)/N$ olmak üzere elde edilen kanal modeli I ve Q bileşenleri için aşağıdaki ifadelerle gösterilebilir;

$$I_{lk} = \sum_{i=1}^N A_l \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi V k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (2.2)$$

$$Q_{lk} = \sum_{i=1}^N A_l \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi V k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] \quad (2.3)$$

Burada k özyineleme (iterasyon) indeksi, T_s örnekleme periyodu, V gezgin radyonun hızı, α_i ışının elektriksel varış açısı, λ taşıyıcı dalga boyu, A_l l 'inci ışının ($l = 0, \dots, L$) kazancı ve $L+1$ TDL süzgecin dal sayısıdır.

Ricean model basit bir işlemle Rayleigh modelden elde edilebilir. Bu modelin Rayleigh modelden farklı olarak eşit genlikli ışınların yanında genliği B_l ve geliş açısı γ_l olan baskın ışının olmasıdır. (2.2), (2.3) denklemlerinden Ricean kanal modeli için aşağıdaki bağıntılar yazılabilirler;

$$I_{lk} = \sum_{i=1}^N A_l \cos \left[\alpha_i + \frac{2\pi V k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B_l \cos \left[\varphi + \frac{2\pi V n T_s}{\lambda} \cos \gamma_l \right] \quad (2.4)$$

$$Q_{lk} = \sum_{i=1}^N A_l \sin \left[\alpha_i + \frac{2\pi V k T_s}{\lambda} \cos \theta_i \right] + B_l \sin \left[\varphi + \frac{2\pi V n T_s}{\lambda} \cos \gamma_l \right] \quad (2.5)$$

Çok yollu kanalı sayısal olarak modellemek için TDL süzgecinin katsayıları (2.1) eşitliği yeniden düzenlenerek aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$h_l(kT_s) = I_{lk} + jQ_{lk} \quad (2.6)$$

$$v(kT_s) = \sum_{l=0}^L h_l(kT_s) x((k-l)T_s) + \eta(kT_s) \quad (2.7)$$

Alıcıya ulaşan sinyal ise yukarıdaki (2.7) ile ifade edilebilir. Bu bağında η toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü temsil etmektedir [47].

2.3. Bluetooth Sisteminin Analizi

Kablosuz yerel alan ağlar ve telsiz haberleşmesindeki ilerlemelere bağlı olarak geliştirilen Bluetooth I ve II standartları (1 Mbits/s ve 9 Mbits/s) ve bunların elektromanyetik güç yayılım özellikleri [48] bu bölümde konu edilmiştir. Sadece noktadan noktaya değil, noktadan pek çok noktaya kablosuz bağlantı kurulması sağlanabilmektedir. Hedeflenen ünitelerle sağlıklı bir bağlantı kurabilmek için Bluetooth'un sağlam ve güvenilir olması gerekmektedir. Bluetooth haberleşmesindeki her bluetooth düzeneğinin sahip olması gereken iki parametre vardır. 1. Bluetooth adresi. 2. Saat. Bluetooth düzeneğinin adresi 48 bitlik olup BD_ADDR ile gösterilir. Saat parametresi için ise 28 bit ayrılmış olup her 312.5 μ s'de bir adım ilerlemektedir.

Piconet birbiriyle haberleşebilen bluetooth ünitelerinin bir araya gelmeleriyle oluşur. Bir piconet master diye isimlendirilen bir düzenek ile en fazla 7 adet olan ve slave diye adlandırılan düzeneklerden oluşmaktadır. Düzenekler farklı zamanlarda ya master ya da slave olarak görev yapabilmektedirler. Master kimin ve ne zaman data göndereceğini kontrol etmektedir. Piconetler tek bir slaveden veya birden çok slaveden oluşabilmektedir. Birden çok piconet bir araya gelerek scatternetler oluşur. Data paketleri, 625 μ s'den oluşan gönderme ve alma zaman aralıklarında gönderilir veya alınır.

Master ve slaveler zaman paylaşımı çokluma (TDD) tekniğini kullanarak iletişim yaparlar [5, 6]. Master data paketlerini çift numaralı zaman aralıklarında slave gönderirken slave'de 625 μ s'lik gecikmelerle tek numaralı zaman aralıklarında master'a data gönderir. Slave'ler bağlantı kurabilmek için master'ın adresini ve saatini bilmek zorundadırlar. İki tip link vardır. Master ile bir slave arasındaki link ACL (Asynchronous Connectionless Link) linktir. Diğerisi ise piconetin desteklediği SCO (Synchronous Connection Oriented) linktir. ACL linki senkron olmayan data iletişimi için kullanılır. Bu tip link yeniden göndermeyi desteklemektedir. SCO linki ise senkronize biçimde ses iletişimi için kullanılır. SCO linki noktadan noktaya gerçekleştirilirken, ACL linki bir noktadan pek çok noktaya bağlantı imkanı sağlamaktadır. ACL linki hatalar oluştuğu zaman hataları bulup ve düzeltmek için FEC kullanan ve yeniden göndermeyi destekleyen bir linktir. Şekil 2.4

bluetooth'un genel paket yapısını göstermektedir. Paket erişim kodu, başlık ve payload'tan oluşmaktadır.

72 bit Erişim Kodu (AC)	54 Bit Başlık (Header)	0-2745 Bit Payload (Asıl Bilginin Olduğu Kısım, 1,2/3 FEC)
--	-------------------------------	---

Şekil 2.4. Bluetooth'un genel paket yapısı

Erişim kodu senkronizasyon bilgisini taşımaktadır. 54 bitlik başlık aktif düzeneğin adresini, paket tipini ve başlık hata kontrol bitlerini içermektedir. Payload ise payload başlığı, kontrol ve gönderilecek esas bilgi bitlerinden oluşmaktadır. Link Yönetici Protokolü haberleşmenin doğru ve güvenilir bir biçimde olmasını sağlamaktadır. Düşük güçlü modda çalışma bluetooth temel bandın önemli bir kısmıdır. Ekonomik güç kullanımı, enerji tüketimini ve elektromagnetik kirliliği azaltmak için gerek duyulmuştur. Bu modlar LMP tarafından konfigüre edilirler. Üç mod vardır. Bunlar Sniff mod, Hold mod ve Park mod olarak adlandırılırlar. Lojiksel Link Kontrol ve Adaptasyon Protokolü ise alt tabakalarla üst tabakalar arasındaki uyumluluğu sağlayan katmandır [50, 5, 6].

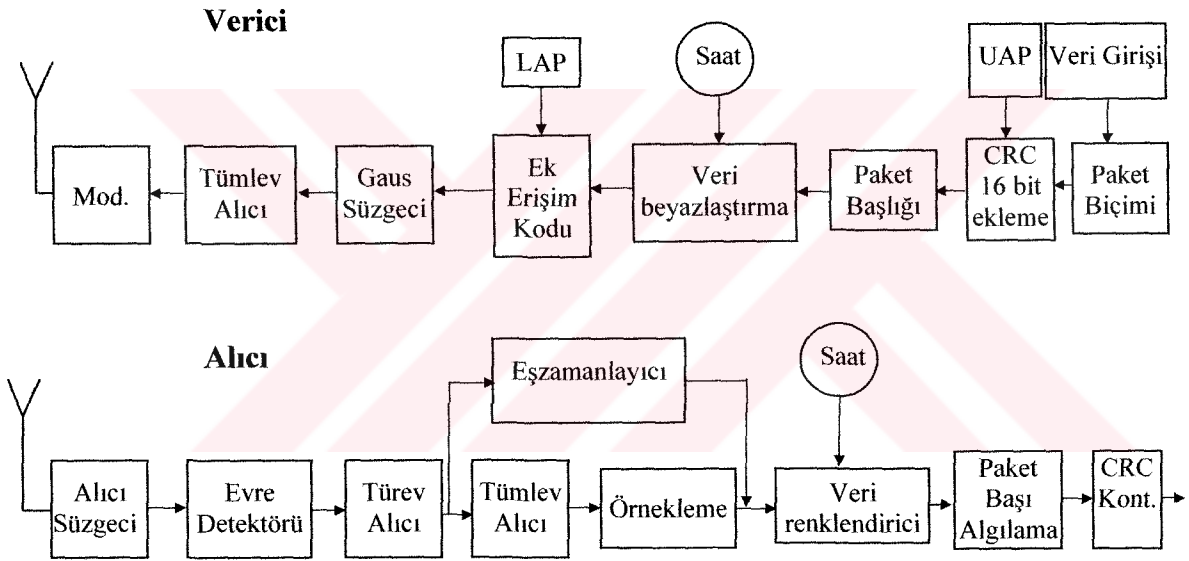
2.3.1. Bluetooth_1/2 Alıcı Tasarımı ve Benzetim Modeli Analizi

Bluetooth_2 standardı 4 MHz'lik kanalda BPSK, QPSK ve (8PSK) modülasyon biçimlerinde 12 Mbit/s'lik yüksek veri hızına sahiptir. Bluetooth_2 standardında frekans atlama (FH) olayı planlanmamıştır. Kanal kestirimi ya korelasyon ya da iteratif tekniklerle gerçekleştirilir. Korelasyonun kullanımı bilinen bir kaynağın kompleks korelasyonunu gerektirmektedir. LMS gibi iteratif teknikler bilinen eğitici bir kaynağı kullanmaktadırlar. Bluetooth_2'nin önemli parametreleri Tablo 2.1'de verilmiştir.

Tablo 2.1. Bluetooth1(2) sisteminin önemli parametreleri [5, 50].

Modem Parametreleri	Değerler
Toplam bit hızı	4,8 veya (12) Mbit/s
Modülasyon biçimleri	BPSK, QPSK veya (8PSK)
Kanal band genişliği	4 MHz
Sembol hızı	4 Mbit
Örnekleme hızı	20 MHz (5 örnek/sembol)
RMS gecikme aralığı	0, 10, 25, (50) ns
Radyo yayılım kanalı	AWGN, Rayleigh, Rician
RRC filtresi roll-off katsayısı	0.40

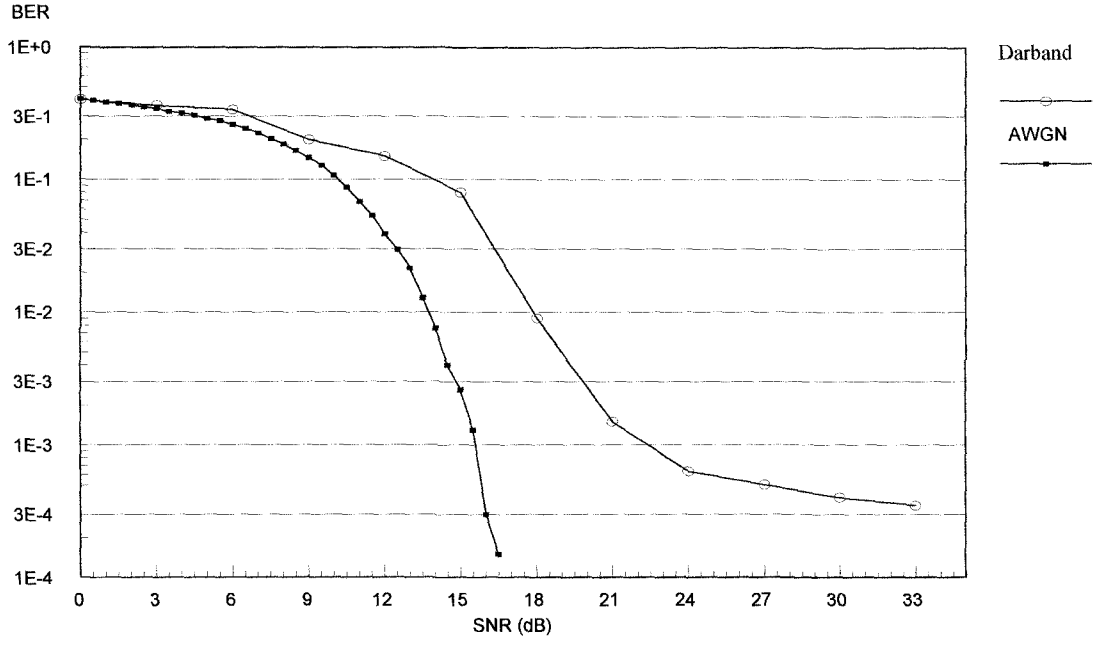
Şekil 2.5 Bluetooth alıcı-verici devresine ilişkin blok yapıyı göstermektedir.



Şekil 2.5. Genel Bluetooth alıcı-vericisi [5, 6].

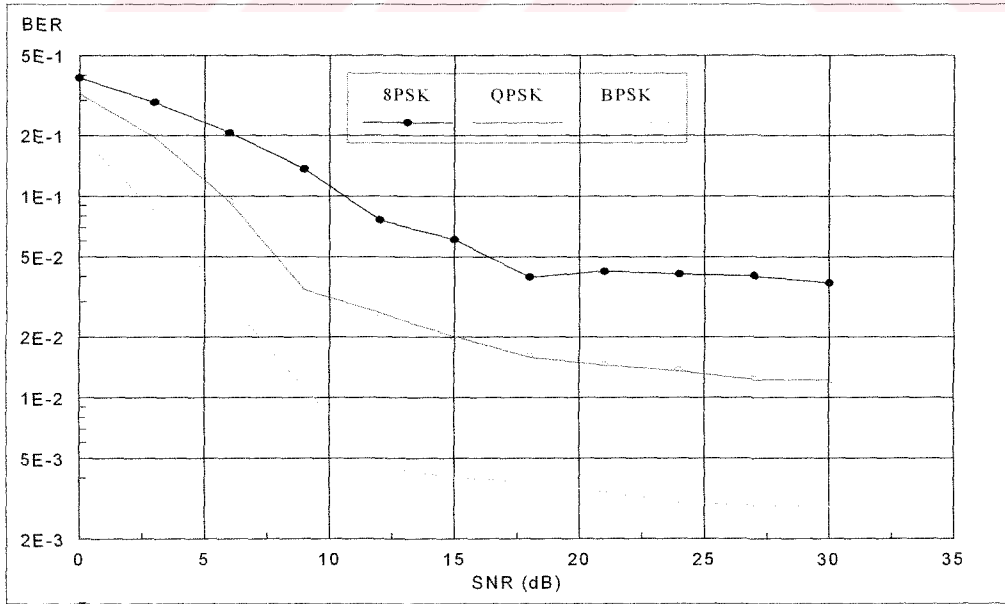
Veri modülasyona tabi tutulmadan önce bluetooth data paket formatına uygun hale getirilir. Data paketi Gauss süzgecinden geçirildikten sonra BPSK, QPSK veya 8PSK modülasyonlarından biriyle modüle edilir. Alıcı biriminde vericideki işlemlerin tersi yapılır.

Şekil 2.6'da Bluetooth_1 sisteminin AWGN ve darband kanallarında 1Mbit/s veri hızında gerçekleştirilmiş başarımlar verilmiştir. AWGN kanalında veri öncelikle Hamming kodlama yapıldıktan sonra GFSK ile modüle edilmiştir. Frekans atlama hızı olarak 1600 alınmıştır. Bu aşamada denkleştirici kullanılmamıştır. Hata 16.5 dB'de sıfırdır.



Şekil 2.6. Bluetooth/1 sisteminin SNR-BER eğrisi (1 Mbit/s, 1600 hops/s)

Bluetooth/2 sisteminin genişbandlı 5-dallı Rayleigh kanalındaki benzetim sonuçları Şekil 2.7’de verilmiştir. Alıcı tipi coherent biçimde seçilmiş olup rms gecikme aralığı 25 ns alınmıştır. Şekiller birbirleriyle kıyaslandığında BPSK daha iyi ancak 8PSK modülasyon tipi data hızını artıran bir modülasyon tipidir.



Şekil 2.7. Bluetooth/2 sisteminin genişband Rayleigh kanalında SNR-BER eğrileri

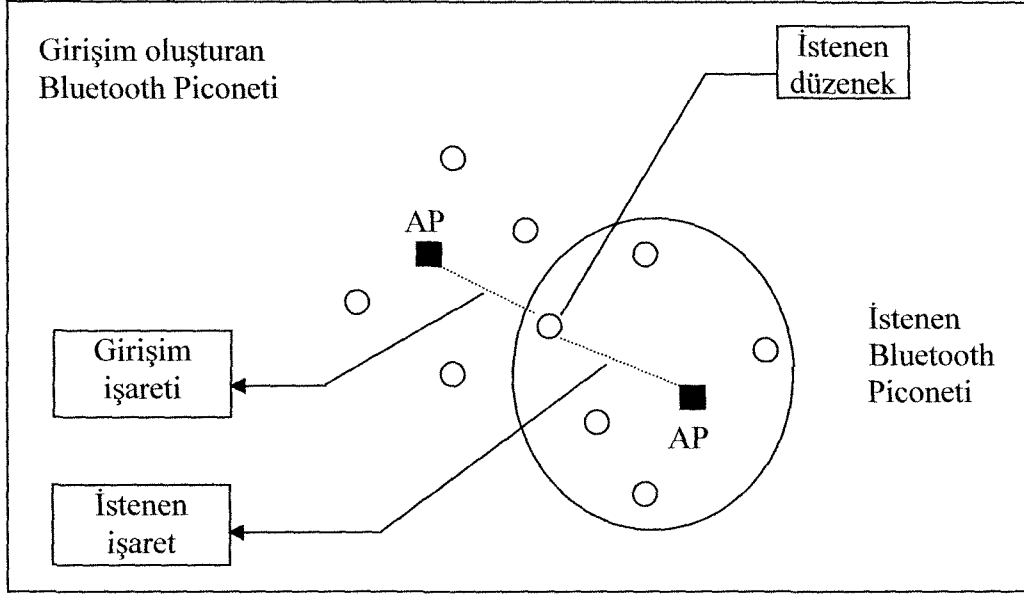
En iyi başarımlı BPSK modülasyonunda elde edilirken en kötü sonuç ise 8PSK modülasyonunda elde edildiği Şekil 2.5'ten çıkarılabilir. QPSK modülasyonu için elde edilen başarımlı diğer iki modülasyon arasında kalmıştır. 8PSK modülasyonunda veri hızının 3 kat arttığını unutmamak lazım. Henüz 1. kuşak (Bluetooth-1) sistemleri yeterince yaygınlaşmamasına rağmen 2. kuşak (bluetooth-2) sistemlerin standardizasyonunun oluşturulması gün geçtikçe artması gereken data hızı ihtiyacındandır. Ancak yapılan benzetim programları sonuçları göstermiştir ki; 2. kuşak sistemlerinin verim analizleri sonuçları henüz kablolu internet erişim sistemlerinininkiler kadar iyi değildir. Her ne kadar simülasyonda dikkate alınan 25 nanosaniyelik kanal tepkisi oldukça zor kanal şartlarını temsil etse bile, sistemin değerlendirilmesi için yada 10^{-4} ler seviyesinde bir BER hata seviyesine erişilebilmesi için sistemin diğer ilave donanımlar ile desteklenmesi gerekir. Günümüz teknolojisi için karmaşık gözükken ve maliyeti oldukça artıran kanal denkleştirici filtrelerin kullanımı gerekli gözükmemektedir. Aynı zamanda belirlenecek olan hata kodlayıcı ile birlikte sistemin etkinliğinin artırılması diğer önemli araştırma konusudur ve dolayısı ile yakın dönemde kullanıma girecek olan ikinci kuşağın destekleyebileceği data hızı veya kalitesi üzerine çalışmalar sürdürülmektedir.

2.3.2. Bluetooth Sisteminde Ortak ve Komşu Kanal Girişimi Analizi

Bu sistem frekans atlamalı yöntemi kullanır. Bu ise girişim ve bayılma olaylarının etkisini azaltmak içindir. Frekans atlama oranı 1600 hop/s'dir. Bir zaman aralığında yalnız bir paketin gönderilmesine izin verilir. Bluetooth düzenekleri temel olarak iki tip girişim olayının etkisi altındadır.

- Bluetooth düzeneklerinin dışında kalanlardan kaynaklanan girişim. Bunlar mikrodalga fırınlar (2.45 GHz), mobil telefonlar ve 802.11 gibi LAN'lardır.
- Diğer girişim kaynağı ise komşu bluetooth piconetlerinden kaynaklanandır. Bu piconet üniteleri arasındaki girişim öz-girişim olarak da adlandırılır.

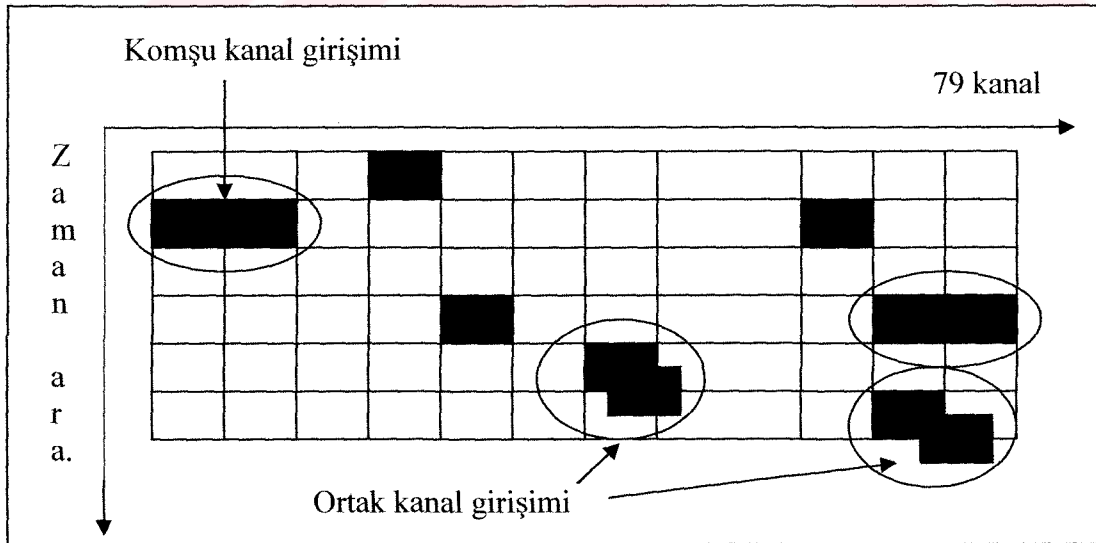
Şekil 2.8'de piconetler arasındaki girişim gösterilmektedir.



Şekil 2.8. Bluetooth piconetleri arasındaki girişim

Öz-girişim iki şekilde olmaktadır.

- 1-) Ortak kanal girişimi: İki piconetteki ortak slave için iki erişim noktası aynı zaman aralığında aynı kanalı kullanması sonucu oluşur.
- 2-) Komşu kanal girişimi: İki erişim noktası birbirine komşu kanalı kullanması sonucu oluşan girişimdir. Şekil 2.9 öz-girişim için verilen iki durumu göstermektedir.



Şekil 2.9. Öz – girişim biçimleri

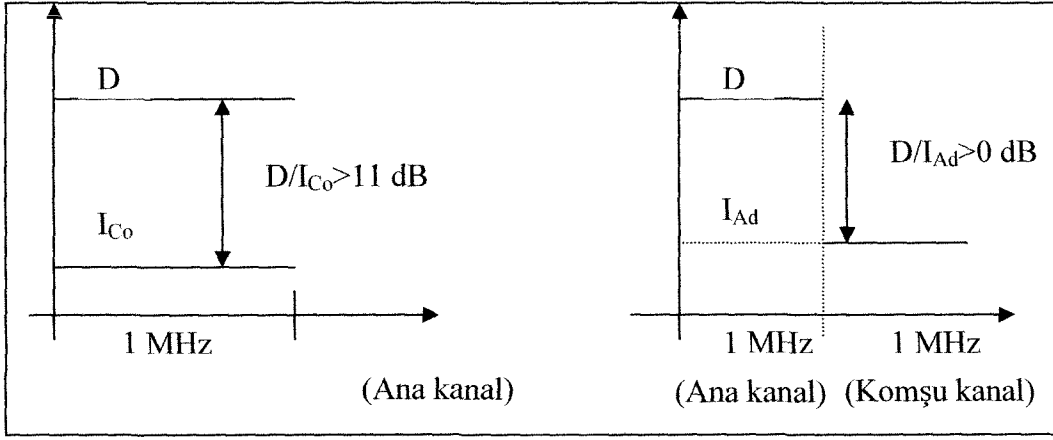
Şekil 2.9'da düşey eksen her biri 625 μ s genişliğinde olan zaman aralıklarını gösterir. Yatay eksen ise her biri 1 MHz band genişliğine sahip 79 kanalı gösterir. Her piconet bağımsız bir frekans atlama kaynağına sahiptir. Bir piconet tarafından seçilen kanallar diğeri tarafından seçilenle ilişkisizdir. İki piconette aynı kanalı seçme olasılığı vardır. Bu durum ise ortak kanal girişimi olayını oluşturur. Bu iki piconet diğeri taraftan bir birine komşu olan iki kanalıda seçebilir. Bu durum ise komşu kanal girişimi olayını meydana getirir. Şekil 2.9'da 1. ve 2. kanal ile 78. ve 79. kanallarda komşu kanal girişimi oluştuğunu göstermektedir. 5. zaman aralığında her iki piconet 7. kanalı ve 6. zaman aralığında da 78. kanalı seçtiklerinden ortak kanal girişimi oluştuğunu gösterir. Bina içi ortamları için direk yol kaybı P_{loss} ile verilir.

$$P_{kayıp} = 40 + 35 \log(d) \quad (\text{dB}) \quad (2.8)$$

Burada d , m cinsinden verici ile alıcı arasındaki mesafedir. 40 dB ise 2.4 GHz'de verici kaynaktan 1 m uzaklıktaki direkt dalga kaybını gösterir. Şebeke için frekans karşılaştırması yapılır ve üç durum söz konusu olabilir [4];

- Eğer ikisi de aynı kanalı kullanıyorlarsa ortak kanal girişimi testi yapılır. Eğer istenilen piconetten alınan işaret gücünün (D), girişime sebebiyet veren piconetten alınan işaret gücüne (I) oranı 11 dB'den büyük ise gönderilen paket sağlam olarak alındı kabul edilir [50]. Aksi durumda paket alınmaz.
- Eğer ikisi de komşu kanalı kullanıyorlarsa bu sefer komşu kanal girişimi testi yapılır. Eğer istenilen piconetten alınan işaret gücünün girişime sebebiyet veren piconetten alınan işaret gücüne oranı 0 dB'den daha büyük ise gönderilen paket başarılı bir şekilde alındı demektir [50]. Aksi durumda paket düşmüş olur.
- Yukarıdaki bu iki durum dışında ise paket başarılı bir biçimde gönderilmiş kabul edilir.

Ortak kanal ve komşu kanal girişim seviyeleri Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.10. Ortak ve komşu kanal girişimi

İki şebekenin aynı kanalı seçme olasılığı (2.11) denklemi ile verilir.

$$P_{(C)} = \frac{1}{79} \quad (2.9)$$

Benzer biçimde iki şebekenin komşu kanalı seçme olasılığı (2.10) denklemi ile verilir.

$$P_{(A)} = \frac{2 \times 78}{79^2} \quad (2.10)$$

Ortak kanal girişimi durumunda paket hatası D/I oranı 11 dB'den küçük olması durumunda oluşur. Bu durumun olması olasılığı ise (2.11) denklemi ile verilir.

$$P_{Co} = P_{(C)} \cdot \Pr ob\left(\left(\frac{D}{I}\right)_{Co} < 11 \text{ dB}\right) \quad (2.11)$$

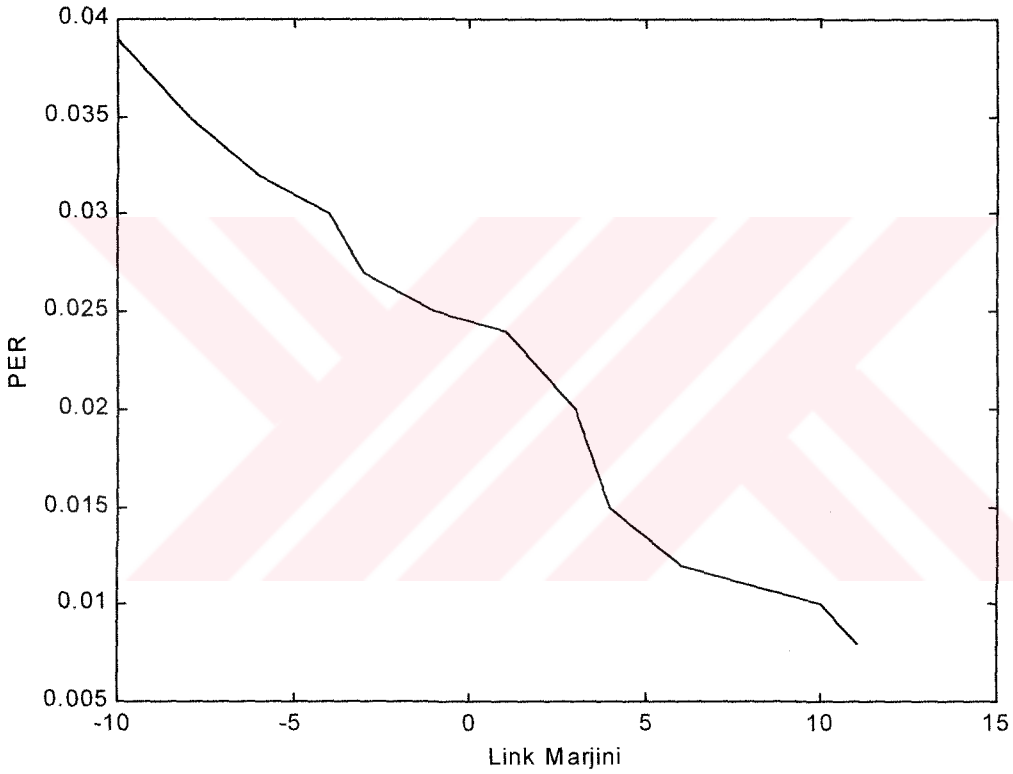
Komşu kanal girişimi durumunda paket hatası ise D/I oranının 0 dB'den düşük olması halinde oluşur. Bu ise (2.12) denklemi ile verilir.

$$P_{Ad} = P_{(A)} \cdot \Pr ob\left(\left(\frac{D}{I}\right)_{Ad} < 0 \text{ dB}\right) \quad (2.12)$$

Sonuç olarak toplam paket hatası (2.13) denklemiyle verilir [4,50].

$$PER = V_1 \cdot V_2 \cdot (P_{Co} + P_{Ad}) \quad (2.13)$$

V_1 ve V_2 bluetooth şebekelerinin doluluk (duty-cycle) oranını göstermektedir. Şekil 2.10 bluetooth şebekesinin performansının iki girişimli şebeke arasındaki bağlantı sınırının (link marjini) bir fonksiyonu olarak göstermektedir. Pozitif bağlantı sınırı farkları için paket hata olasılığı 0.024'in altına indiği Şekil 2.11'den açıkça görülmektedir.



Şekil 2.11. Bluetooth ünitesinin performansı

2.3.3. Kullanılan Kanal Uyumlu Filtre (CMF)

Alıcıya, çok yollu yayılımı ilk önce ulaşan işaretin en kısa yolu kat ederek geldiği varsayılarak, en az zayıflamaya uğradığı ve dolayısıyla da en fazla enerjiye sahip olduğu, diğerlerinin genlikleri ise üstel olarak azaldığı bilinmektedir [52]. Böyle bir iletişim kanalı dallı gecikme hattı filtresi ile modellenebilir [44]. Böyle bir modelde x gönderilen veri

dizisini, h kanal katsayılarını, v alınan veri dizisini, η toplam beyaz Gauss gürültüsünü ve T_s örnekleme periyodunu göstermek üzere alıcı girişindeki işaret;

$$\begin{aligned} v_k &= h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + h_2 x_{k-2} + \dots + h_{L-1} x_{k-L+1} + h_L x_{k-L} + \eta_k \\ &= \sum_{i=0}^L h_i x_{k-i} + \eta_k \end{aligned} \quad (2.14)$$

olarak yazılabilir. Kanal uyumlu filtrenin katsayıları kanal katsayılarının karmaşık eşleniğidir. Kanaldan gönderilen işaret, alıcıda CMF'den de geçirildikten sonra semboller arası girişimi ortadan kaldırmak için kanal denkleştirici kısma uygulanır. CMF çıkışındaki işaret ise;

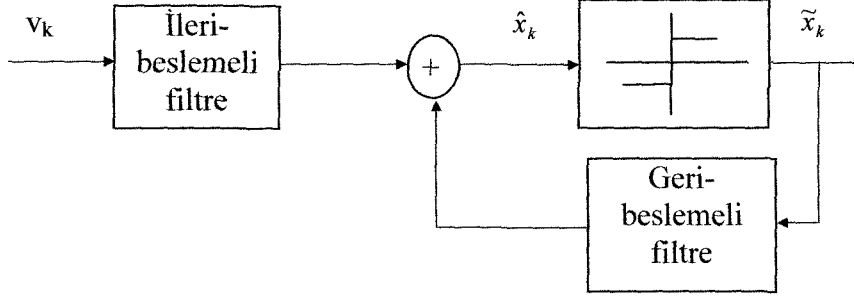
$$\begin{aligned} y_k &= h^* v_k + h_{L-1}^* v_{k-1} + h_{L-2}^* v_{k-2} + \dots + h_1^* v_{k-L+1} + h_0 v_{k-L} \\ &= \sum_{i=0}^L h_i^* v_{k-L+i} \end{aligned} \quad (2.15)$$

şeklinde yazılabilir. Eğer kanalımız 5 dallı ise, (2.15) nolu denklemin x_{k-4} teriminin çarpanının gerçel olduğu sanal kısmının bulunmadığı görülecektir [53]. Eşzamanlamanın x_{k-4} sembolüne yapılması durumunda, CMF'in çıkışında bu sembolün fazının düzeltilmesi anlamına gelmektedir. Bu durumda diğer semboller ISI'yı oluşturacaktır. Eğer bu ISI bileşenleri ortadan kaldırılsa geriye elde edilmek istenen sembole ilişkin işaret kalacaktır. Böylece CMF en iyi örnekleme noktasını sağlamış olacaktır.

2.3.4. Karar-Geri Beslemeli Kanal Denkleştirici (DFE)

Bu tür denkleştiricinin temelindeki mantık, daha önce karar verilmiş sembollerin kendilerinden sonraki sembollerle oluşturacağı girişimin kestirilerek, karar verilmeden önce bu sembollerden çıkarılmasına dayanmaktadır. Şekil 2.12'den de görüleceği üzere DFE, ileri-beslemeli bir filtre ve geri-beslemeli bir filtre olmak üzere iki kısımdan meydana gelmektedir. İlk kısım, doğrusal enine kanal denkleştirici yapısında olan ve girişini v_k vektörü ile gösterilen, CMF'den veya kanalın çıkışından gelen işaret uygulanan ileri beslemeli bir filtredir. İkinci kısım filtre ise girişine daha önce karar verilmiş olan ve $\tilde{x}_k$ vektörü ile gösterilen semboller uygulanan geri-beslemeli bir filtredir. Bu filtrenin

amacı, daha önce karar verilmiş sembollerin karar verilecek olan semboller üzerinde oluşturdıkları girişimi ortadan kaldırmaktır.



Şekil 2.12. Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici

Karar geri-beslemeli kanal denkleştirici çıkışı;

$$\hat{x}_k = \sum_{i=-L_f}^0 c_i v_{k-i} + \sum_{i=1}^{L_b} c_i \tilde{x}_{k-i} \quad (2.16)$$

ile bulunur. L_f+1 ileri-beslemeli filtrenin dal sayısını, L_b ise geri-beslemeli filtrenin dal sayısıdır. DFE katsayılarının optimum yapılmasında ortalama karesel hata kriteri kullanılmaktadır [54]. Kanal denkleştiricinin ileri-besleme kısmının katsayıları;

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-4} \\ c_{-3} \\ c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

ile bulunur. Geri-beslemeli filtrenin katsayıları ise (2.18) nolu denklemlerle bulunur.

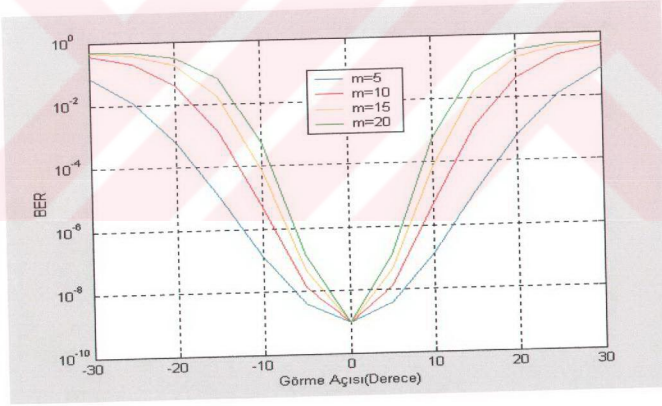
$$\begin{aligned} c_1 &= -(c_{-2}h_4 + c_{-1}h_3 + c_0h_2) \\ c_2 &= -(c_{-1}h_4 + c_0h_3) \\ c_3 &= -(c_0h_4) \\ c_4 &= 0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

2.4. IrDA Sistemine İlişkin Bir Analiz

IrDA'nın iki kullanıcı link topolojisi Şekil 1.24'te gösterilmektedir. Bu link topolojisine dikkatle bakıldığında direkt görmenin olduğu anlaşılır. IrDA'nın bit hata oranı (BER) işaret gürültü oranının (SNR) bir fonksiyonudur. $BER = Q(\sqrt{SNR})$ olup genel formu (2.19) nolu denklemle verilmektedir [22]. $Q(x)$ fonksiyonu ise (2.20) nolu denklemle ifade edilmektedir. Denklemlerdeki m ve n sırasıyla verici ve alıcı görme loblarını, θ ve φ ise verici ve alıcı görüş açılarını ve d ise verici-alıcı arasındaki mesafeyi göstermektedir.

$$BER = Q\left[\frac{6\cos^m\theta \cdot \cos^n\varphi}{d^2}\right] \quad (2.19)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (2.20)$$

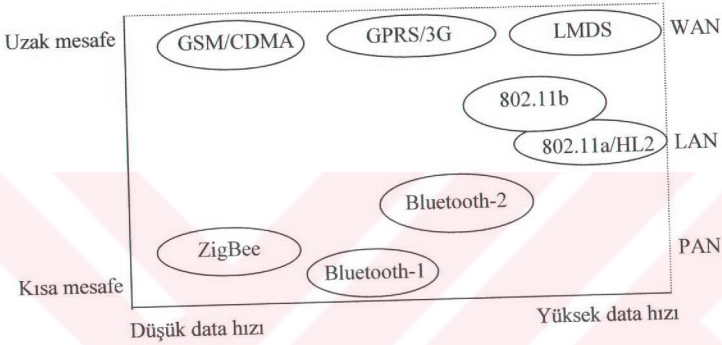


Şekil 2.13. IrDA için BER-Görme açısı eğrisi

Alıcı ile verici arasındaki mesafe 1 m ve $\theta=\varphi=0^\circ$ durumunda BER yaklaşık olarak 10^{-9} olmaktadır. BER'in 5, 10, 15, 20 görüş lobuna karşılık görüş açısına göre eğrisi Şekil 2.13'te gösterilmektedir. Şekil 2.13'ten de anlaşılacağı üzere BER'in düşük olabilmesi için ya görüş açısının düşük olması ya da görüş lobunun geniş alanlı olması gerekmektedir.

2.5. ZigBee Sisteminin Analizi

ZigBee düşük data hızlı, düşük güç tüketimli, düşük maliyetli, otomasyon ve uzaktan kontrol uygulamaları için kablosuz ağ protokolünü amaçlayan bir teknolojidir. Bu sistem IEEE 802.15.4 standardı olarak geliştirilmiştir. ZigBee'nin hızı ve haberleşme mesafesi bakımından diğer sistemlere göre yeri Şekil 2.14'te gösterilmiştir.



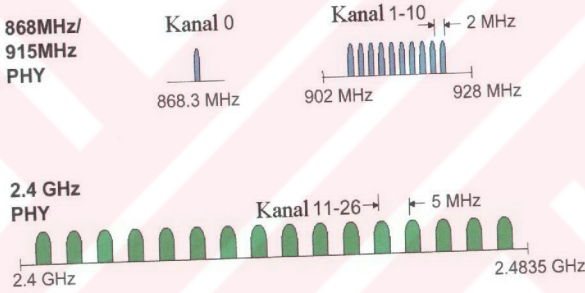
Şekil 2.14. ZigBee'nin diğer sistemlere göre yeri

ZigBee ağlarında haberleşme yoğunluğu çok düşük olduğundan ortalama güç tüketimi oldukça düşük olabilmektedir. ZigBee üç farklı frekans bandında çalışabilmektedir. 2.45 GHz bandı Dünya genelinde, 868 MHz bandı Avrupa'da ve 915 MHz bandı Amerika Birleşik Devletlerinde kullanılmak üzere ayrılmıştır. Data hızı 2.45 GHz'de 250 Kb/s, daha düşük bandlarda ise sırasıyla 20 Kb/s ile 40 Kb/s'dir. Haberleşme mesafesi ise uygulamaya göre 10 m ile 75 m arasındadır. ZigBee'nin frekans bandları ve data hızları Tablo 2.2'de verilmiştir.

Tablo 2.2. ZigBee'nin frekans bandları ve veri hızları [55].

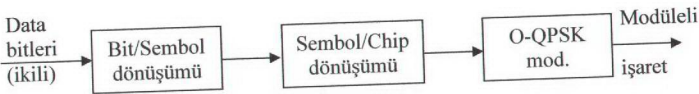
Frekans Bandı (MHz)	Yayma Parametreleri		Data Parametreleri		
	Chip Hızı (Kchip/s)	Mod.	Bit Hızı (Kb/s)	Sembol Hızı (Ks/s)	Semboller
868-868.8	300	BPSK	20	20	İkili
902-928	600	BPSK	40	40	İkili
2400-2483.5	2000	O-QPSK	250	72.5	16-ortogonal

Üç frekans bandında toplam 27 kanal bulunmaktadır. 16 kanal 2450 MHz bandında, 10 kanal 915 MHz bandında ve 1 kanal 868 MHz bandında yer almaktadır. Frekans bandlarındaki kanallar ve bu kanalların genişlikleri Şekil 2.15'te verilmiştir.

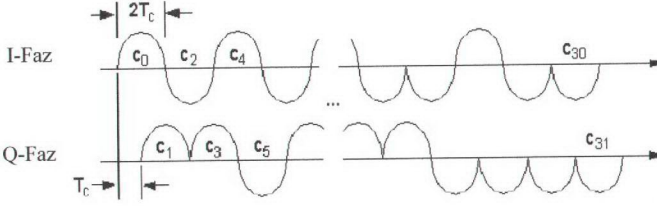


Şekil 2.15. Frekans bandları ve kanalları

2450 MHz bandında 16-dizili yaklaşık dikgen (16-ary quasi-orthogonal) modülasyonu kullanılır [56]. Data bitleri dörderli gruplaşarak semboller oluşturulur. Her sembol ise 16 farklı yaklaşık dikgen PN dizilerinden karşılık geleni seçer. Son olarak ta her darbe yarım sinüs dalgalı O-QPSK modülasyona tabi tutularak iletim kanalına verilir. Modülasyon biçimi ve O-QPSK yapısı Şekil 2.16 ve 2.17 ile verilmiştir.



Şekil 2.16. Modülasyon ve yayma (spreading) işlevi



Şekil 2.17. Yarım dalga sinüs biçimli O-QPSK

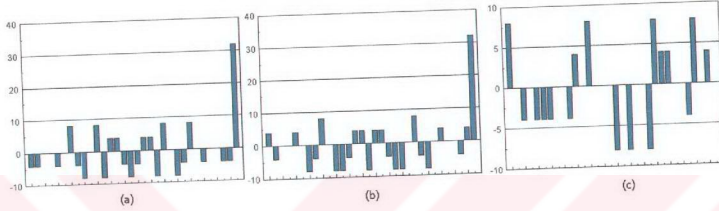
Buradaki T_c chip kodu, $c_0, c_1, c_2, \dots, c_{31}$ ise PN kod dizisi eleman değerleridir. Tablo 2.3'te ZigBee için kullanılan her biri 32 bitten oluşan 16 PN dizileri görülmektedir.

Tablo 2.3. Data sembollerine karşılık gelen birbirine yaklaşık dikgen PN dizileri [55].

Data Sembolü (onluk)	Data Sembolü (ikili)	Chip Değerleri ($c_0 c_1 c_2 \dots c_{31}$)
0	0000	11011001110000110101001000101110
1	1000	11101101100111000011010100100010
2	0100	00101110110110011100001101010010
3	1100	00100010111011011001110000110101
4	0010	01010010001011101101100111000011
5	1010	00110101001000101110110110011100
6	0110	11000011010100100010111011011001
7	1110	10011100001101010010001011101101
8	0001	10001100100101100000011101111011
9	1001	10111000110010010110000001110111
10	0101	01111011100011001001011000000111
11	1101	01110111101110001100100101100000
12	0011	00000111011110111000110010010110
13	1011	01100000011101111011100011001001
14	0111	10010110000001110111101110001100
15	1111	11001001011000000111011110111000

Dikkat edilirse aslında birbirinden farklı sadece iki tane 32 bitlik PN dizisi vardır. Diğer diziler bu dizilerin her seferinde 4 bit kaydırılarak elde edilmiştir. Yani birinci PN

dizisi kaydırılarak sekiz, ikinci PN dizisi kaydırılarak ta diğer sekiz PN dizisi oluşturulabilir. Öz ilişki fonksiyonları sadece bir tepe vuruş ve diğer bölgelerde sıfıra yakın olan bu PN dizileri kullanılarak oluşturulan 16 dizinin çapraz ilişki fonksiyonu da sıfıra yakın çıkar ve diziler yaklaşık dikgen olur. Elde edilen öz ve çapraz ilişkiler Şekil 2.18'de verilmiştir.

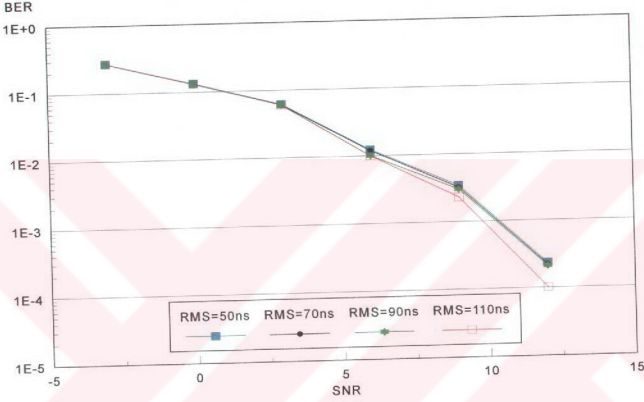


Şekil 2.18. ZigBee'de PN dizilerin (a), (b): öz ilişki ve (c): çapraz ilişki işlevleri

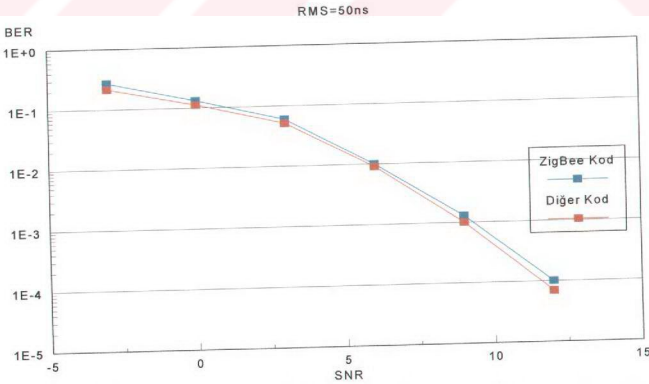
2.5.1. ZigBee İçin Gerçekleştirilen Benzetim Çalışması

Rasgele oluşturulan data 4'erli gruplara ayrılır ve her grup için 32 bitlik 16 diziden bir tanesi seçilerek 16-seviyeli yaklaşık dikgen modülasyon yapılmış olur. Elde edilen bit dizisi I ve Q bileşenlerine ayrılır. O-QPSK modülasyonu yapabilmek içinde I bileşenleri yarım bit kaydırılır. Daha sonra I ve Q bileşenlerinde ayrı ayrı her bir bit için bir yarım dalga sinüs üretilir. Yarım dalga sinüs 10 nokta ile ifade edilmiştir. Bu nedenle I ve Q bileşenlerini temsil eden dizilerin boyları 10 kat artmış olur. Sinyal kanala verilir. Kullanılan kanal 5 dallı Rayleigh dağılımlıdır. Bu 5 dalın arası interpolasyon yöntemi kullanılarak 9'ar noktayla doldurulmuştur. Böylece yarım dalga sinüs yerleştirilmiş işaretin 5 dallı kanaldan geçişi 40 dal kullanılarak ifade edilebilmiş olunur. Gauss gürültüsü eklendikten sonra sinyal alıcıya ulaşır. Alıcıda işaretin optimum noktalarda örneklediği varsayılır. I ve Q bileşenleri arasında yarım chip süresi kadar fark olduğundan alıcıda iki bileşeninde alınabilmesi için vericiden gönderilen işaretin iki katı frekansında alıcıda örnekleme yapılır. Alıcıda karmaşık öz ilişki hesaplanarak semboller elde edilir [57]. Böylece I ve Q bileşenleri de birleştirilmiş olur. Son olarak da sembollerden bit dizileri elde edilmiş olur.

Yapılan bilgisayar benzetimi sonucu elde edilen SNR-BER grafiği Şekil 2.19'da verilmiştir. Benzetim RMS değerinin 50ns, 70ns, 90ns ve 110ns için gerçekleştirilmiştir. DSSS sistemleri için seçilen kodlar performansı direkt etkilemektedir. ZigBee standardının PN dizisiyle seçilen PN dizisi kullanılarak elde edilen sonuçlar Şekil 2.20'de verilmiştir. Görüldüğü üzere seçilen PN dizisiyle elde edilen performans daha iyidir. Bunun sebebi seçilen PN kodlarının daha uygun öz ve çapraz ilişki fonksiyonlarına sahip olmalarıdır.



Şekil 2.19. ZigBee sistemin değişik RMS değerleri için SNR-BER grafiği



Şekil 2.20. ZigBee PN dizileri ve seçilen farklı PN dizileri için SNR-BER Grafiği

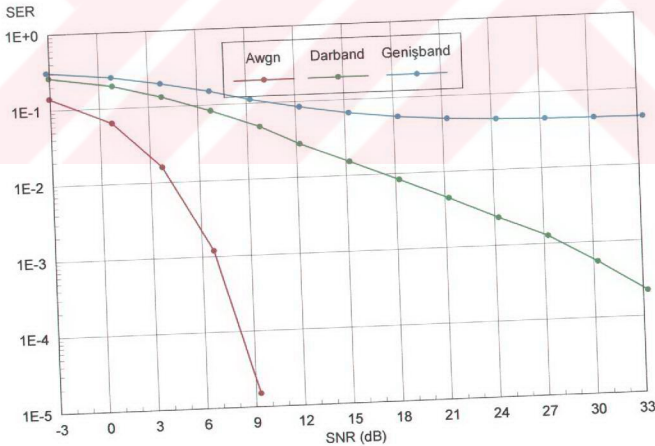
16-seviyeli yaklaşık dikgen modülasyonda seçilecek PN dizilerinin önemi görülmüştür.

Bu dizilerin seçilmesi için dikkat edilmesi gereken noktalar;

- Dizilerin öz ilişki işlevlerinde ana tepenin sağında ve solunda kanalın dal sayısı kadar sıfır elemanının bulunması önemlidir.
- Dizilerin öz ilişki işlevlerinde ana tepenin haricindeki elemanlar küçük olmalıdır.
- Dizilerin öz ilişki işlevlerindeki elemanların mutlak değerlerinin toplamı küçük olmalıdır.
- Dizilerin çapraz ilişkisindeki elemanlar belli bir değerden küçük olmalı ve yine bu elemanların toplamı küçük olmalı.

Yukarıda belirtilen esaslara göre iyi PN dizilerinin seçilmesi sistemin performansını herhangi bir yük getirmeden artırabilir.

ZigBee standardının AWGN, darband ve 5-Taplık Rayleigh kanaldaki performansı Şekil 2.21 ile verilmiştir. Sembol (4-bitlik) hata oranı AWGN kanalda 9.5 dB'lik SNR'de sıfır olurken genişband (5-tap) durumunda 5×10^{-2} 'lik değere inmekte ve hata eşiği oluşmaktadır.



Şekil 2.21. ZigBee standardının SER-SNR eğrisi

2.6. Bluetooth Sisteminde Performans Analizi ve Turbo Kodlar

Sistemin performans analizi yapılırken öncelikle genel paket yapısına sahip ses (SCO) ve veri (ACL) linklerinde kullanılan paket tipleri verilecek, daha sonra bu paketlere ilişkin hata olasılıkları elde edilecektir.

Daha öncede belirtildiği gibi bluetooth sistemi 2.4 GHz ISM bandında çalışmaktadır. ABD ve Avrupa’da bu sistem için 83.5 MHz’lik bir band ayrılmıştır. Bu band her biri 1 MHz genişliğinde toplam 79 RF kanalı temsil etmektedir. İspanya ve Fransa’da daha dar bir band kullanılmaktadır. Bu band 23 RF kanalı içermektedir. Fiziksel link ACL ve SCO linkten oluşmaktadır. SCO linki ses bilgisini taşırken ACL linki data taşımaktadır. Bluetooth sisteminin temel band tabakası için 13 farklı paket tipi tanımlanmıştır. SCO ve ACL ortak linkleri için ID, NULL, POCC, FHS ve DM1 adında paketler tanımlanmıştır. Sadece ACL linki için DH1, AUX1, DM3, DH3, DM5 ve DH5 paketleri tanımlıdır. Sadece SCO linkleri için ise HV1, HV2, HV3 ve DV paket tipleri tanımlanmıştır. Bu tiplere ilişkin bilgiler Tablo 2.4 ve 2.5’te verilmiştir;

Tablo 2.4. Bluetooth ACL Paketleri [5].

Tip	Payload Başlığı (bytes)	Payload (bytes)	Max. Payload (bits)	CRC	Max.Payload +CRC (bits)	FEC
DM1	1	0-17	136	Evet	152	2/3
DH1	1	0-27	216	Evet	232	Hayır
DM3	2	0-121	968	Evet	984	2/3
DH3	2	0-183	1464	Evet	1480	Hayır
DM5	2	0-224	1792	Evet	1808	2/3
DH5	2	0-339	2712	Evet	2728	Hayır
AUX1	1	0-29	232	Hayır	N/A	Hayır

Tablo 2.5. Bluetooth SCO Paketleri [5].

Tip	Payload başlığı (bytes)	Payload (bytes)	Max. Payload (bits)	CRC	Max.Payload +CRC (bits)	FEC
HV1	N/A	10	80	Hayır	N/A	1/3
HV2	N/A	20	160	Hayır	N/A	2/3
HV3	N/A	30	240	Hayır	N/A	Hayır
DV	1D	10+(0-9)D	150	Evet	166	2/3D

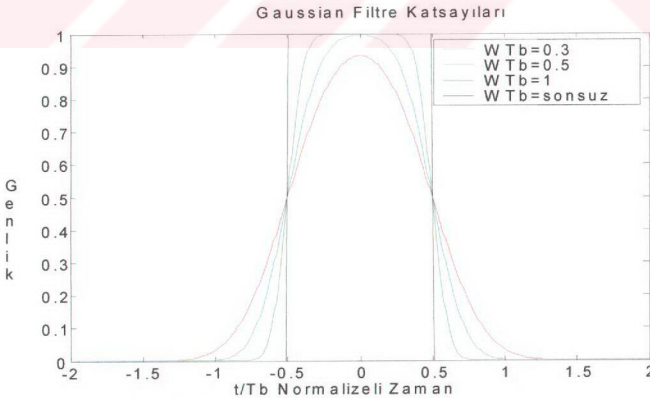
Genel paket yapısındaki erişim kodu, zaman senkronizasyonu ve ofset ayarı için kullanılır. Başlık ise paket tipini, akış kontrolünü ve hata kontrol bilgisini içerir. Asıl bilginin olduğu “payload” ise ses, data veya her ikisini içermektedir.

2.6.1. GFSK İçin Hata Olasılığı Hesabı

Bluetooth sistemi, modülasyon indeksi 0.28 ile 0.35 arasında olan bir GFSK modülasyonunu kullanır. Bu modülasyon 0 ve 1 bitleri arasındaki band içi girişimin etkilerini dengeler. GFSK hemen hemen FSK modülasyonu ile aynıdır. Tek fark temel band işareti FSK modülatörüne girmeden önce Gaussian filtreden geçirilmesidir. Bu frekans spektrumunu etkin hale getirir. Böylece yüksek frekans bileşenleri bastırılmış olur. Gaussian filtresinin birim vuruş cevabı $g(t)$ ile verilir [58, 59];

$$g(t) = \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc}\left(\pi \sqrt{\frac{2}{\log 2}} W T_b \left(\frac{t}{T_b} - \frac{1}{2}\right)\right) - \operatorname{erfc}\left(\pi \sqrt{\frac{2}{\log 2}} W T_b \left(\frac{t}{T_b} + \frac{1}{2}\right)\right) \right] \quad (2.21)$$

Değişik band genişliği bit süresi çarpımı ($W T_b$) değerleri için $g(t)$ değerleri Şekil 2.22 ile gösterilmiştir.

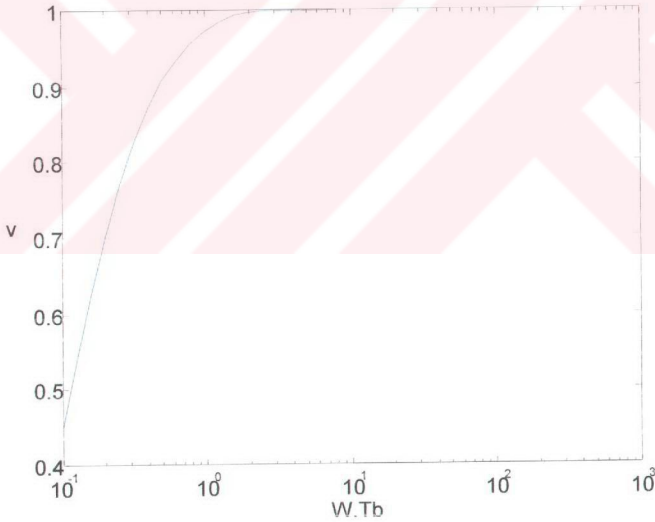


Şekil 2.22. $W T_b$ 'nin 0.32, 0.5, 1 ve ∞ değerleri için Gaussian Filtre Katsayıları

Burada $-T_b/2$ ile $+T_b/2$ arasında sınırlı bit enerjisi bu sınırların dışına yayılmaktadır. İşaretin enerjisi belirlenirken gerektiği kadar zaman sınırlandırması yapılır. Bu noktada zayıflatma faktörü tanımlanabilir. Bu faktör Gaussian filtresinin çıkışındaki işaretin enerjisinin orijinal dikdörtgen darbenin enerjisine oranı olarak tanımlanır:

$$\nu = \frac{\int_{-\frac{T_b}{2}}^{+\frac{T_b}{2}} g(t) dt}{\frac{E_b}{N_0}} \quad (2.22)$$

Gaussian filtresi için WT_b çarpımı önemli bir parametredir. WT_b çarpımına göre zayıflatma faktörünün değişimi Şekil 2.23'te sunulmuştur.



Şekil 2.23. Bozulma Katsayısının $W.T_b$ çarpımına göre değişimi

GFSK biçimindeki bit hata olasılıklarını bulabilmek için FSK için geliştirilen BER genel formunu düzenleyebiliriz [15, 58].

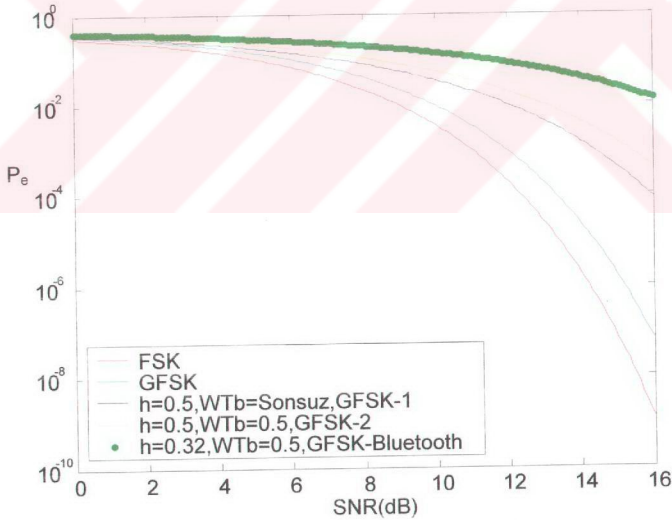
$$P_e = BER = Q(a, b) - \frac{1}{2} e^{-\frac{(a^2+b^2)}{2}} I_0(ab) \quad (2.23)$$

$$\text{Burada, } a = \sqrt{\frac{vEb}{2} \frac{No}{2} \left(1 - \sqrt{1 - |\rho|^2}\right)}$$

$$b = \sqrt{\frac{vEb}{2} \frac{No}{2} \left(1 + \sqrt{1 - |\rho|^2}\right)}$$

$$|\rho| = \left| \frac{\sin(2\pi\Delta f)}{2\pi\Delta f} \right| = \left| \frac{\sin(\pi h)}{\pi h} \right|$$

olup h modülasyon indeksini. $Q(a, b)$ Marcum'un Q fonksiyonunu. $I_0(a, b)$ ise düzenlenmiş Bessel fonksiyonunu (0. dereceden) göstermektedir. FSK ve GFSK için bit hata olasılıkları Şekil 2.24'teki gibi elde edilmiştir.



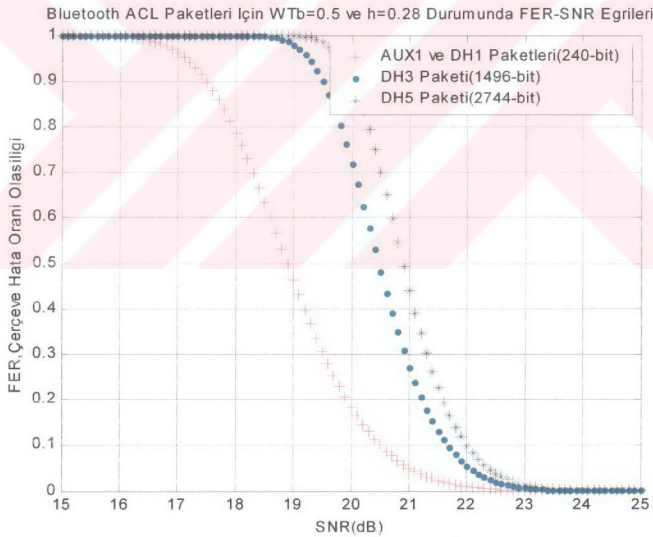
Şekil 2.24. WTb 'nin değişik değerleri için FSK, GFSK ve Bluetooth'ta kullanılmış biçimlerinin SNR değerlerine karşılık bit hata oranı olasılıkları

2.6.2. Bluetooth Paketleri İçin Çerçeve Hata Oranları Hesabı

AUX1 paketi referans bir paket olup FEC ve CRC bitleri içermez. Hata düzeltme gibi bir görevi yoktur. DH1, DH3 ve DH5 paketleri 16 bitlik CRC içerirler. Bu tip paketler için çerçeve hata oranı FER ile gösterilir;

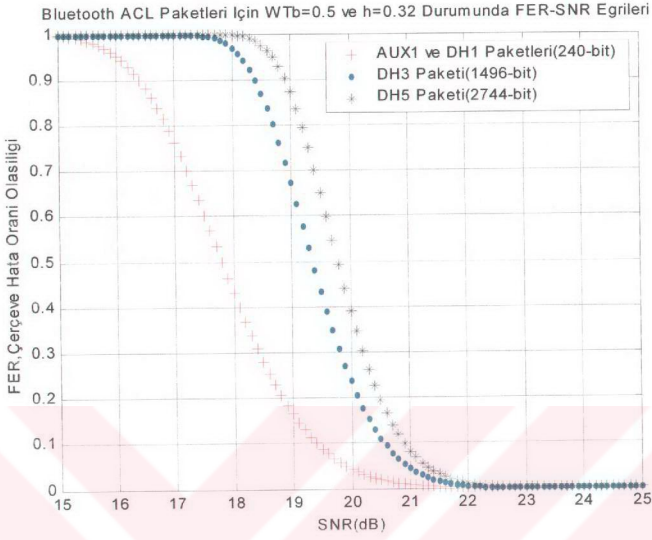
$$FER = 1 - (1 - P_c)^n \quad (2.24)$$

P_c bit hata oranı olasılığı ve n ise paketlerdeki bit sayısıdır. Değişik paketler için FER eğrileri Şekil 2.25 ile verilmiştir. FER değeri $h=0.28$ için 23 dB'lik SNR'de sıfır olmaktadır. Yine aynı şekilde her üç paket için $h=0.5$ için FER, yaklaşık 18.5 dB'lik SNR değerinde sıfır olmaktadır.

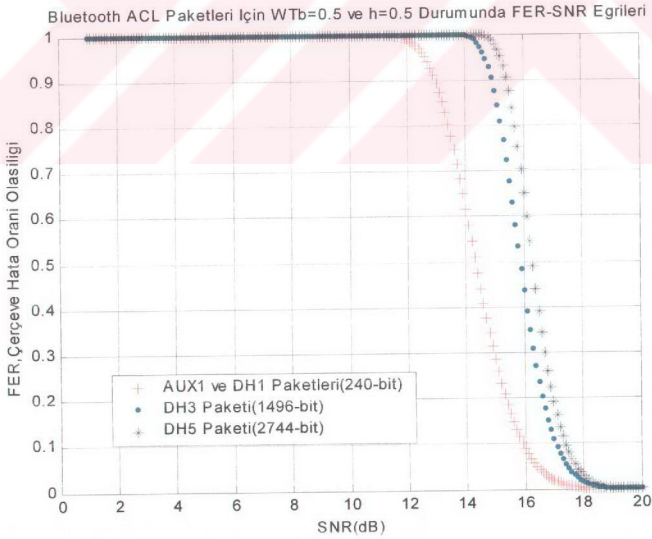


(a)

Şekil 2.25. (a): $h=0.28$, (b): $h=0.32$ ve (c): $h=0.5$ için AUX1, DH1, DH3 ve DH5 paketlerinin FER-SNR eğrileri



(b)



(c)

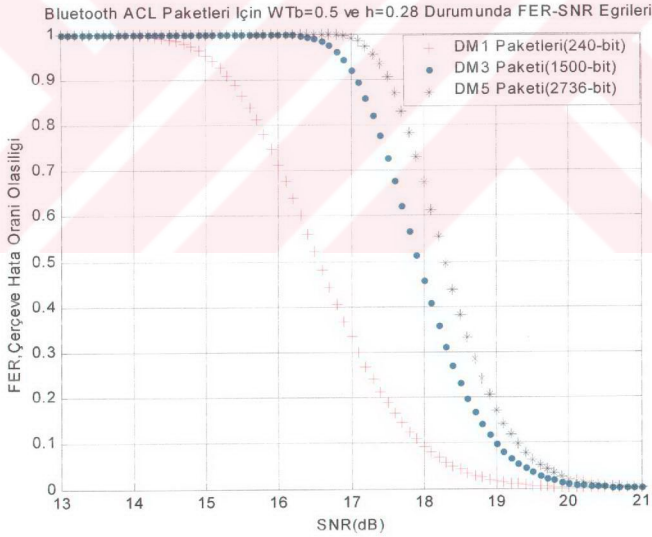
DM paketleri data'nın yanında CRC bitlerini de içermektedir. Bu tür paketlerin tek bir hatalı bitleri düzeltme özellikleri vardır. Paketlerin düzeltme kabiliyetleri ise şöyle ifade edilir;

$$P_c = 1 - \sum_{k=0}^{15} \binom{15}{k} P_e^k (1 - P_e)^{15-k} \quad (2.25)$$

Burada P_c bit hata oranı olasılığı olup çerçeve hata oranıyla olan ilişkisi ise;

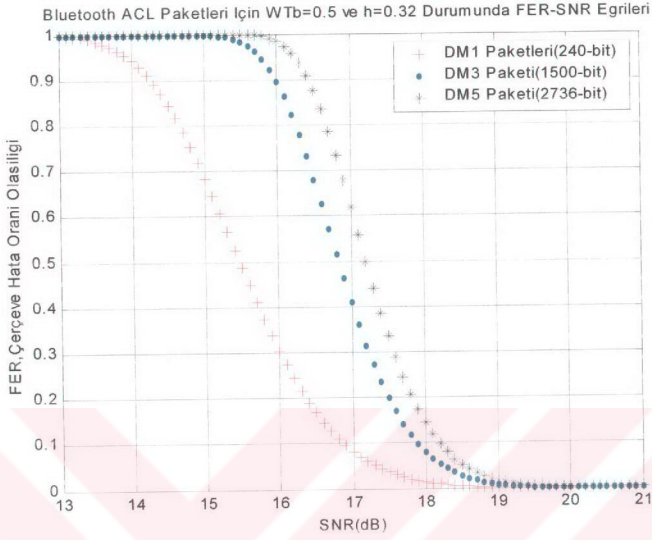
$$FER = 1 - (1 - P_c)^m \quad (2.26)$$

İfadedeki m , paketteki 15 bit uzunluğundaki kod kelimesi sayısıdır. Değişik paketler için FER eğrileri Şekil 2.26 ile gösterilmiştir.

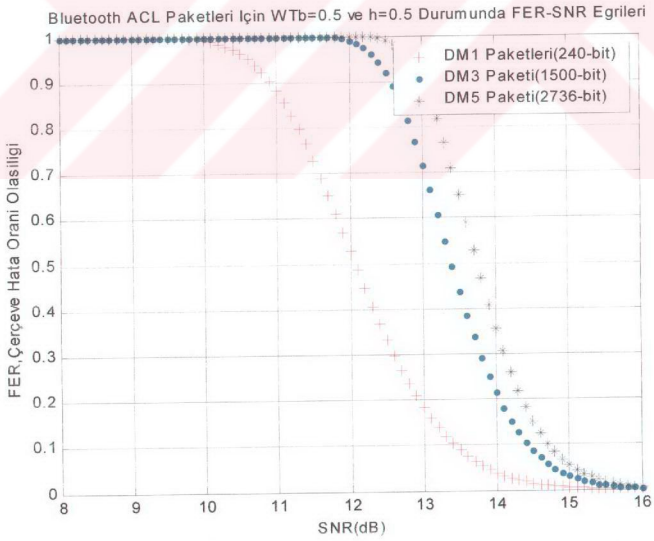


(a)

Şekil 2.26. (a): $h=0.28$ (b): $h=0.32$ ve (c): $h=0.5$ için DM1, DM3 ve DM5 paketlerinin FER-SNR eğrileri



(b)



(c)

Şekil 2.26’da modülasyon indeksi $h=0.28$ olduğu durumda DM1, DM3 ve DM5 paketleri için çerçeve hata oranı olasılıkları yaklaşık 20.3 dB’lik bir SNR değerinde sıfır olmaktadır. Aynı şekilde $h=0.32$ için FER’in sıfır olduğu SNR değeri yaklaşık 19.1 dB ve $h=0.5$ için FER’in sıfır olduğu SNR değeri 15.5 dB olmaktadır.

Görüleceği üzere modülasyon indeksi arttıkça çerçeve hata oranı (FER) olasılıkları daha düşük SNR değerlerinde 0’a inmektedir. Ayrıca şu sonucuda çıkarmamız mümkündür, paket boyu arttıkça veya slot miktarı arttıkça çerçeve hata oranı olasılıkları daha büyük olmaktadır.

Burada iki FER’den bahsedilebilir. Birincisi şimdiye kadar ifade edilen FER’dir. Yani bu FER girişimsiz ortam için geçerlidir. İkincisi ise ortak yada komşu kanal girişimi etkisi altındaki FER olacaktır. Bu durumu ise (2.27) nolu denklemle ifade edebiliriz.

$$FER_{\text{gerçek}} = FER_{\text{girişimsiz}} \times FER_{\text{ortak veya komşu kanal girişimi}} \quad (2.27)$$

Bluetooth teknolojisi IEEE 802.11 gibi 2.4 GHz bandında çalışan diğer kablosuz haberleşme sistemleri yanında girişime karşı daha dayanıklı olduğunu söyleyebiliriz. Kablosuz LAN ve/veya mikrodalga fırınlarla aynı ortamda çalışan bluetooth sisteminin performansı kablosuz haberleşme teknolojisinde önemli bir yer tutacaktır.

Aktif bluetooth ünitelerinin çevresinde yer alan mikrodalga fırınlar ve kablosuz kişisel alan ağları gibi diğer sistemlerin girişim etkisinin olduğunu açıkça söyleyebiliriz. İstenilen işaretle girişimi oluşturan işaretin oranlarına bakılması gerekmektedir. Bu oranlarla daha önce bahsedilen ortak veya komşu kanal girişiminin olup olmadığına karar verilir. Bu iki girişim türünün değerleri dikkate alınarak ortalama çerçeve hata oranlarının hesaplanması daha doğru olacaktır. Sadece bluetooth piconetlerinin kendi aralarında oluşturdıkları girişimin dikkate alınması doğrudur ancak yetersizdir. Bu durum etkileşim alanı içersinde ya diğer sistemlerin bulunmaması gerekir veya bulunuyorsa da girişim meydana getirmediği kabulü yapılmıştır.

Girişimsiz çerçeve hata olasılığıyla ortak veya komşu kanal girişiminden kaynaklanan FER birbiriyle çarpılarak ortalama paket hata olasılığı bulunmaktadır. Çerçeve hata oranı olasılıkları hesabı yapılırken her iki durumun dikkate alınması doğru bir FER hesabının ortaya çıkması açısından çok önemlidir.

2.7. Turbo Kodlayıcı Bluetooth Sistemi

Bu bölüme kadar ISM bandında Bluetooth sisteminin performans analizleri teorik açıdan yapılarak BER/FER-SNR eğrileri elde edilmiştir. Dar-alan radyo haberleşmesinde kullanılabilir bandı aşmadan performans iyileştirmesi yapmak çok önemlidir. Bu yüzden kazancı yüksek olan bir kodlayıcıyı sisteme eklemek artık zorunlu olmuştur. Üzerinde çalışacağımız kodlayıcılar yüksek kazançla sahip olan turbo kodlayıcılardır.

Son yıllarda çok güçlü kodlar olan turbo kodlar konusunda Berrou ve arkadaşlarının [27, 60] çok ciddi çalışmaları olmuştur. Bu kodlar teorik Shannon kapasite limitiyle örtüşecek bir performansı sağlamaktadır.

Öncelikle genel bir turbo kodlayıcının gerçel veri ve gerçel kanal katsayıları durumundaki benzetim çalışmaları yapılmıştır. Eğer veriler karmaşık ve kanal katsayıları da karmaşık ise bu durum içinde performans hesabı yapılmıştır. Daha sonra bu durumlar ışığında bluetooth sistemindeki DM1, DM3 ve DM5 paket yapılarına ilişkin benzetim sonuçları bulunmuştur.

Klasik turbo kodlayıcılarında kullanılan MAP algoritmasında söz konusu olan ve L_c ile gösterilen kanal güvenilirliği parametresi vardır. Bu parametre bilinen SNR için bulunup MAP algoritmasındaki α , β ve δ hesabında kullanılmakta idi. Bizim önerdiğimiz MAP algoritmasında önce SNR kestirimi yapılmakta daha sonrada hesaplama karmaşıklığını azaltmak için üstel MAP algoritmaları elde edilerek benzetim çalışmaları yapılmıştır. Daha sonraki kısımda ise turbo kodlayıcı ile turbo denkleştirici birleştirilmiştir. Karşılaştırmak açısından Viterbi algoritması dekodlayıcıda uygulanarak elde edilen sonuçlar grafiksel olarak verilmiştir.

Turbo kodlayıcılar/denkletiricilerin ISI kanalların etkili olduğu bina içi ortamlarda güvenli ve sağlam bir kablosuz haberleşme sağlamadaki katkısının çok büyük olduğunu rahatlıkla söyleyebiliriz.

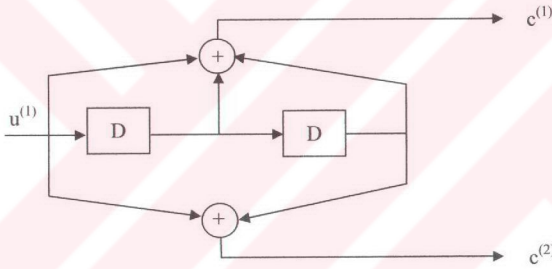
2.7.1. Genel Turbo Kodlayıcı Performansı

Çalışmamızda turbo kodlayıcı olarak paralel birleşik katlamalı kodlar kullanılmıştır. Bu kodlar öz yineleme yöntemiyle dekodlanırlar. Kodlayıcı temelde 1 bit alıp 3 bit üretmektedir. Üretilen 3 bitten ilki orijinal bit olup 2. bit 1. kodlayıcının ürettiği eşlik biti ve 3. bit ise 2. kodlayıcının ürettiği eşlik bitidir. Birinci ve ikinci kodlayıcılar özdeş

seçilmişlerdir. 1. ve 2. kodlayıcılar olan RSC için kod üretelimiz $(1, 5/7)_8$ olarak seçilmişlerdir. İki kodlayıcı arasına bir rasgele serpiştirici yerleştirilmiştir. Uzunluğu K olan giriş veri dizisini u_k ile, uzunluğu N olan çıkış kod dizisini de c_n ile gösterirsek kod oranı K/N olur. Üretilen kod dizisi BPSK modülasyonuna tabi tutularak iletim ortamına verilmektedir. Alıcıda ise dekodlayıcıda yer alan MAP algoritması ile kod çözülerek gönderilen bit kestirilmiş olur. Kodlayıcılardaki durum geçişleri Trellis diyagramıyla açıklanabilir:

Trellis Diyagramı:

Kodlayıcılarda yer alan kaydırmalı kaydediciler kodlayıcıya ilişkin “durum” bilgisini tutmaktadırlar. Kaydırmalı kaydedici sayısının bir fazlası K kısıt uzunluk değerini vermektedir. Örnek olarak Şekil 2.27 ile gösterilen basit bir kodlayıcıyı ele alalım.

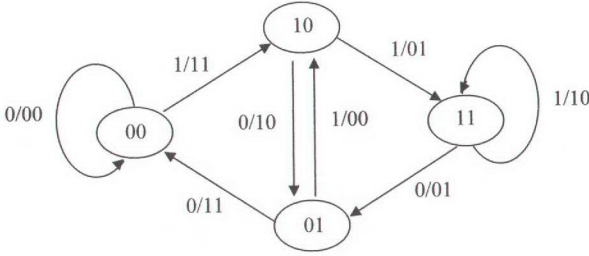


Şekil 2.27. Konvolüsyonel kodlayıcı, ($n=2$, $r=1/2$, $m=2$, $K=3$)

Kodlayıcılar; üretç biçiminde, ağaç-diyagramı biçiminde, durum diyagramı biçiminde ve trellis diyagramı biçiminde gösterilirler. Üretç biçiminde $c^{(1)}$ eşlik bitini üreten fonksiyon $g_1=[111]$ şeklinde, $c^{(2)}$ eşlik bitini üreten fonksiyon ise $g_2=[101]$ şeklinde yazabiliriz. Ağaç-diyagram gösterimde ise üretilen kod ağaç dalları üzerinden elde edilir. Örneğin $u=\{0111\}$ giriş dizisi için üretilen kod dizisi $c=\{11, 10, 00, 01\}$ şeklinde bulunur.

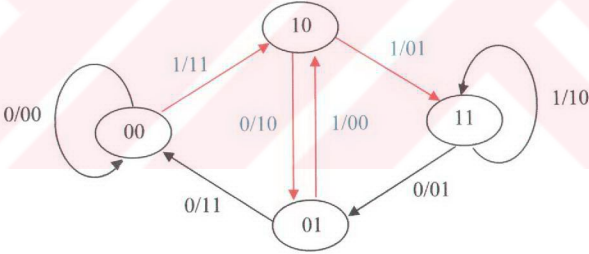
Durum-diyagram gösterimi:

Durum diyagramı ile kodlayıcının durum bilgisi elde edilir. Kodlayıcının durum bilgisi kaydırmalı kaydedicide saklıdır. Şekil 2.28, Şekil 2.27'deki kodlayıcının durum diyagramını gösterir.



Şekil 2.28. Şekil 2.27'deki kodlayıcının durum diyagramı

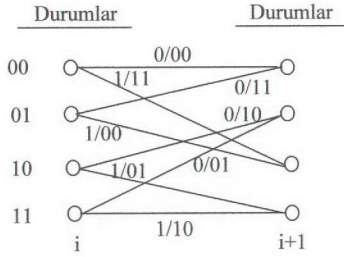
Durum diyagramında, kodlayıcının durum bilgisi daireler içerisinde gösterilmiştir. Her yeni giriş biti bir durumdan bir başka duruma geçişe sebep olur. Durumlar arasındaki yol bilgisi u/c olup, u giriş bitini ve c'de kodlanmış çıkış bitlerini gösterir. Örneğin giriş bit dizisi $u=\{1011\}$ olsun ve başlangıçta bütün durumlar 0 kabul edilsin. Böylece durum geçiş dizisi $s=\{10, 01, 10, 11\}$ olur ve üretilen kod dizisi $c=\{11, 10, 00, 01\}$ şeklindedir. Verilen bu örnek için durum-diyagramın izlediği yol Şekil 2.29 ile gösterilmiştir.



Şekil 2.29. Verilen $\{1011\}$ girişi için durum-geçiş yolları

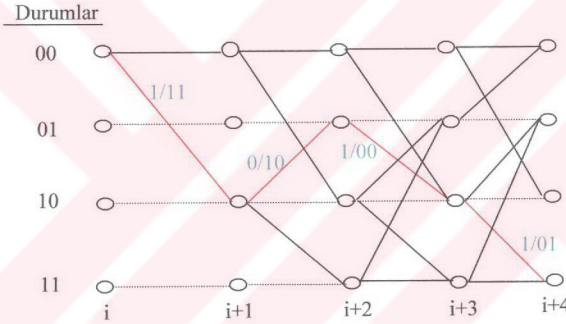
Trellis-diyagramı gösterimi:

Trellis diyagramı esasında yukarda gösterilen durum diyagramının yeniden çizilmesidir. O her t anındaki mümkün olan bütün durum geçişlerini gösterir. Durum geçişlerini göstermek için giriş ve çıkış bitlerini gösteren (u/c) etiketi hep kullanılır. Şekil 2.30, Şekil 2.27 ile verilen kodlayıcıya ilişkin trellis-diyagramını gösterir [62].



Şekil 2.30. Şekil 2.27'deki kodlayıcı için trellis-diyagramı

Şekil 2.31 ise Şekil 2.29'daki durum geçişleri için trellis yolunu göstermektedir.

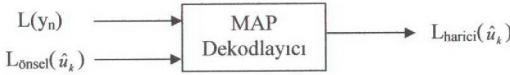


Şekil 2.31. Şekil 2.29'daki durum diyagramı için trellis yolu ($u=\{1011\}$ için)

Dekodlama algoritması logaritmik olasılık üzerine kurulu olup L ile gösterilir [60, 61]

$$L(\hat{u}_k) = \log\left(\frac{p(\hat{u}_k = 1)}{p(\hat{u}_k = 0)}\right) \quad (2.28)$$

Denklemdaki $\hat{u}_k$, kullanıcı biti olan u_k 'nın kestirilmiş değerini göstermektedir. MAP dekodlayıcı girişine gelen bitleri y_n ile gösterebiliriz ve bunlar verilen c_n bitlerin alıcıya ulaşmış halidir. MAP dekodlayıcısını basit olarak gösterebiliriz.



Şekil 2.32. MAP dekodlayıcı

Kullanıcı bitlerin önsel logaritmik olasılık oranları $L_{\text{önsel}}(\hat{u}_k)$ ile gösterilir. Harici bit değerlerine ilişkin $L_{\text{harici}}(\hat{u}_k)$ değerleri üretilir ve kullanıcı bitlerin kestirilmiş değerleri güncellenir. Kestirilen kullanıcı bitlerinin L değerleri (2.29) nolu denklemle elde edilir [61]

$$L(\hat{u}_k) = L(y_k) + L_{\text{önsel}}(\hat{u}_k) + L_{\text{harici}}(\hat{u}_k) \quad (2.29)$$

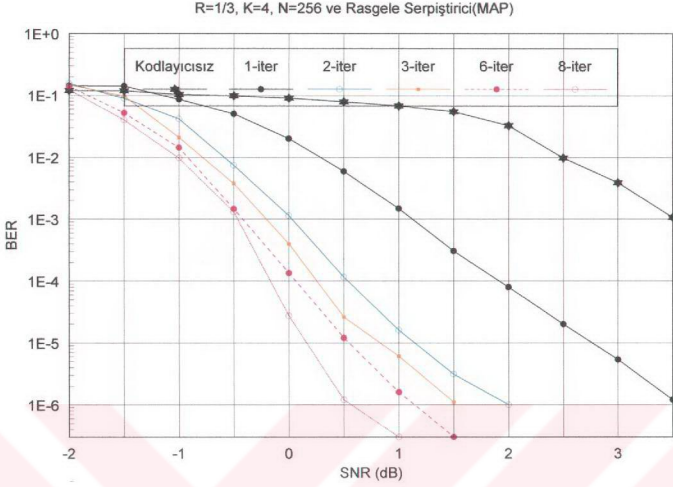
Bu $L(\hat{u}_k)$ değerinden kullanıcı biti olan u_k 'nin kestirilmiş hali olan $\hat{u}_k$ ise şu ifadeyle elde edilir;

$$\hat{u}_k = \text{işareti}(L(\hat{u}_k)) \quad (2.30)$$

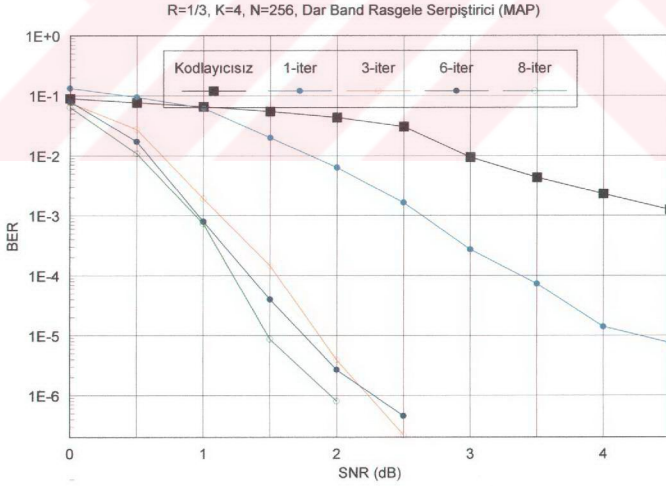
Turbo dekodlayıcıdaki her MAP için bu işlem öz yinelemeli olarak tekrarlanır. Performans eğrileri AWGN, dar band ve geniş bandlı kanallar için ayrı ayrı elde edilmiş olup Şekil 2.33, 34 ve 35 ile gösterilmiştir. Aşağıdaki şekillerden turbo kodlayıcının kazancının yüksek olduğunu görebiliriz. Ayrıca da bu kodlayıcı düşük işaret gürültü oranlarında çok etkili olduğunu da görebilmekteyiz. Tabi ki en iyi sonuçlar AWGN kanalda edilmiştir. Dar band ve geniş bandlı sistemdeki sonuçlar girişim etkileri nedeniyle daha büyük işaret gürültü oranlarında ancak istenilen BER sonuçlarına ulaşılabilmiştir.

5-dallı kanal katsayılarının kullanıldığı geniş bandlı sistemlerde yapılan benzetim çalışmalarında kanal profili olarak Proakis'in C kanalı {0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227} alınmıştır. Bu kanal modeli en kötü kanal modeli olarak bilinir.

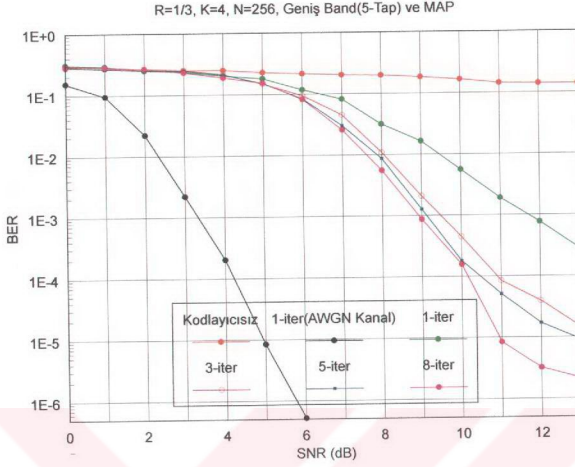
Şekil 2.33 bize turbo kodlayıcının AWGN kanalda 8. iterasyonla kodlayıcısız durumdan 4 dB daha fazla kazanç sağladığını göstermektedir. Şekil 2.35'ten ise genişbandlı kanalda turbo kodlayıcının iterasyonları arasındaki kazancın daha az olduğunu çıkarabiliriz.



Şekil 2.33. Turbo kodlayıcının AWGN kanal için BER-SNR eğrileri



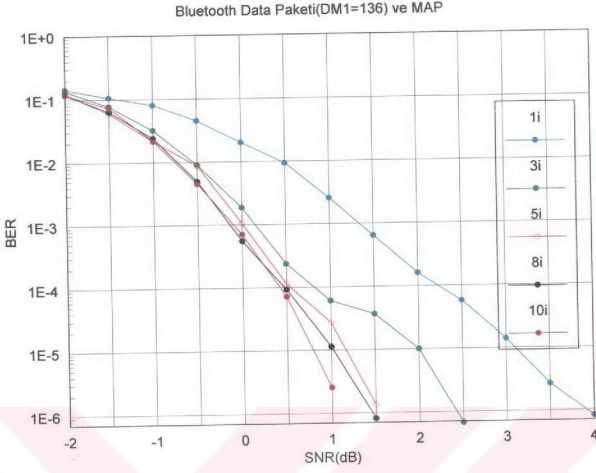
Şekil 2.34. Turbo kodlayıcının Dar Band kanal için BER-SNR eğrileri



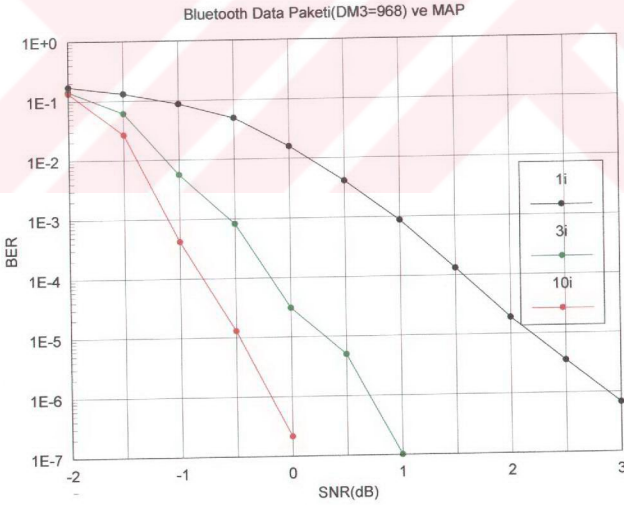
Şekil 2.35. Turbo kodlayıcının Geniş Band kanal (5-dal) için BER-SNR eğrileri

2.7.2. Turbo Kodlayıcılı Bluetooth Sistemine İlişkin Benzetim Sonuçları

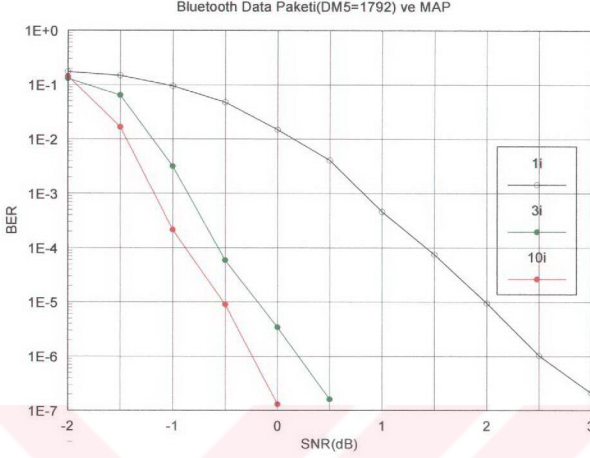
Şimdiye kadar verilen sonuçlar sadece turbo kodlayıcının kendi başarımlarını gösteriyordu. Şimdi ise kablosuz haberleşme sistemlerinden olan bluetooth söz konusu olduğunda ve turbo kodlayıcı sisteme ekli durum dikkate alınarak başarımlar elde edilecektir. Bu kısımda benzetim çalışmaları iki farklı durum için yapılmıştır. İlk durumda veri dizisi ve kanal katsayıları reel değerliktir (sanal kısım yok). Bu duruma ilişkin sonuçlar DM1, DM3 ve DM5 bluetooth veri paketleri esas alınarak elde edilmiştir.



Şekil 2.36. Turbo kodlayıcıda DM1 paketinin başarımı (AWGN kanal)



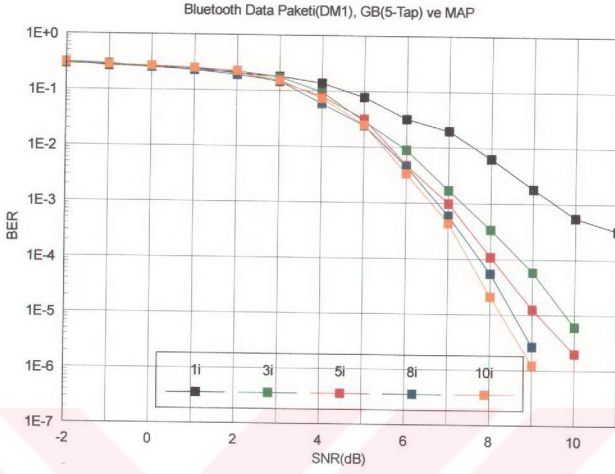
Şekil 2.37. Turbo kodlayıcıda DM3 paketinin başarımı (AWGN kanal)



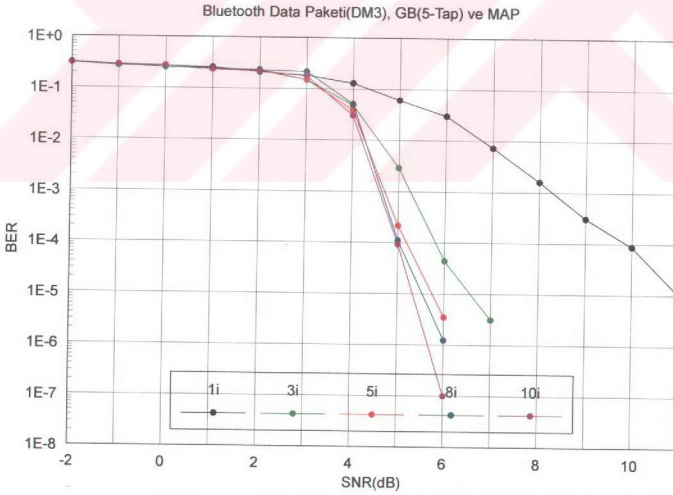
Şekil 2.38. Turbo kodlayıcıda DM5 paketinin başarımı (AWGN kanal)

Öz yineleme (iterasyon) sayısı 10'un üstündeki değerler için elde edilen sonuçlar verilmemiştir. Bunun sebebi iterasyon sayısı arttıkça programın icra süresi daha fazla artmaktadır. Bu yüzden sınırlama 10. iterasyonla yapılmıştır. Zaten küçük SNR değerlerinde 10^{-6} 'lık BER değerlerine ulaşılmaktadır.

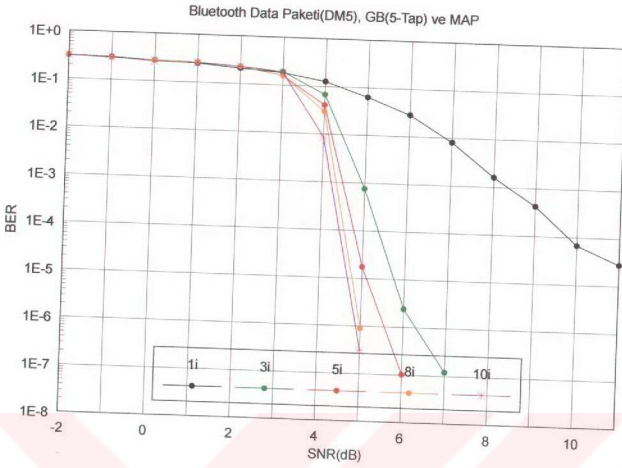
Veri dizisi ve kanal katsayıları hem reel ve hem de sanal bileşenlere sahip durumunda ise aynı paketler için elde edilen sonuçlar aşağıda sunulmuştur. Genişbandlı kanalda turbo kodlayıcı bluetooth sistemindeki kazanç artışı AWGN kanala göre daha az olmaktadır.



Şekil 2.39. Turbo kodlayıcıda DM1 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)



Şekil 2.40. Turbo kodlayıcıda DM3 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)



Şekil 2.41. Turbo kodlayıcıda DM5 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)

2.7.3. Önerilen MAP Algoritmaları ve Benzetim Çalışmaları

Genel bilgiler kısmında verilen ve L ile gösterilen logaritmik olasılık oranı yeniden düzenlenebilir [63];

$$L = L_c \cdot a \cdot y_1^N \quad (2.31)$$

Denklemdaki a bayılma genliği, y_1^N ise kanalın çıkışındaki gürültü bileşenidir. L_c terimi ise kanal güvenlik katsayısı olarak adlandırılmaktadır. Gürültü varyansı $\sigma^2 = 1/2(E_s / N_0)$ olduğundan L_c katsayısı,

$$L_c = 4 \cdot \frac{E_s}{N_0} \quad (2.32)$$

elde edilir. MAP algoritmasının gerçekleştirilmesi için öncelikle L_c 'nin bulunması gerekir. Şimdiye kadar E_s/N_0 değeri önceden belirlenir ve daha sonra L olasılık değerleri

bulunmuştur. Ancak biz buradaki çalışmamızda E_s/N_0 değerini kanalın çıkışında kestirip ondan sonra L değerinin bulunmasında kullandık.

Örnek olsun diye kanalıma iki dalı olsun ve kanal katsayılarımız h_0 ve h_1 ile, kanaldan alınan işaret v_k ile ve kanala gönderilen işaretle x_k ile gösterilsin. Kanal çıkışını ifade edecek olursak;

$$\begin{aligned} v_k &= h_0 x_k + h_1 x_{k-1} + \eta_k \\ v_k^* &= h_0^* x_k^* + h_1^* x_{k-1}^* + \eta_k^* \\ v_k v_k^* &= h_0^* h_0 x_k x_k^* + h_0^* h_1 x_k x_{k-1}^* + h_1^* h_0 x_{k-1} x_k^* + h_1^* h_1 x_{k-1} x_{k-1}^* \\ &= (h_0^* h_0 + h_1^* h_1) x_k x_k^* = d_0 + \sigma^2 \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\sigma^2 = E\{v_k v_k^*\} - (h_0^* h_0 + h_1^* h_1)$$

$\downarrow$ Toplam dal enerjisi
 $\downarrow$ Alınan işaretin gücünün beklenen değeri
 $\downarrow$ Gürültü varyansı

Buradan Gürültü= $N_0 = 2\sigma^2 = 2(E\{v_k v_k^*\} - d_0)$ elde edilmiş oldu. Denklemdaki $d_0 = h_0^* h_0 + h_1^* h_1$ şeklindeki kısaltmadır. Aşağıda sıralanacak olan MAP algoritmalarının benzetim çalışmalarında bu yaklaşım kullanılacaktır. Esasında MAP algoritmasının hesaplama karmaşıklığı çok büyüktür. Bu karmaşıklığı da azaltmak için üstel formdaki toplamaların logaritmalarının bulunmasında $\max^*$ kriteri kullanılmaktadır [64];

$$\ln\left(\sum_j e^{a_j}\right) \cong \max_j^*(a_j) \quad (2.34)$$

Bu yapı dikkate alınarak 4 farklı algoritma üzerinde durulmuştur. Bunlar Max_Log_MAP, Log_MAP, Sabit_Log_MAP ve Doğrusal_Log_MAP algoritmalarıdır.

Yeni Tanımlamalar:

Genel bilgilerde de verilen $L(u_k|y)$ denklemini yeniden ele alalım [35, 64];

$$L(u_k | y) = \ln\left(\frac{\sum_{(s', s), u_k = 1} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{(s', s), u_k = -1} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s)}\right) \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned}
A_k(s) &= \ln(\alpha_k(s)) \\
B_k(s) &= \ln(\beta_k(s)) \\
\Gamma_k(s', s) &= \ln(\gamma_k(s', s))
\end{aligned} \tag{2.36}$$

Denklemden α , β ve γ ifadelerini yazacak olursak;

$$\begin{aligned}
A_k(s) &= \ln\left(\sum_{\text{bütün } s'} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s)\right) \\
&= \ln\left(\sum_{\text{bütün } s'} e^{A_{k-1}(s')} \cdot e^{\Gamma_k(s', s)}\right) \\
&= \ln\left(\sum_{\text{bütün } s'} e^{A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s)}\right) \\
&\cong \max_{s'} (A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s))
\end{aligned} \tag{2.37}$$

$$\begin{aligned}
B_{k-1}(s') &= \ln(\beta_{k-1}(s')) \\
&= \ln\left(\sum_{\text{bütün } s} \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s)\right) \\
&= \ln\left(\sum_{\text{bütün } s} e^{\beta_k(s)} \cdot e^{\Gamma_k(s', s)}\right) \\
&\cong \max_s (B_k(s) + \Gamma_k(s', s))
\end{aligned} \tag{2.38}$$

$$\begin{aligned}
\Gamma_k(s', s) &= \ln(\gamma_k(s', s)) \\
&= \ln\left(C \cdot e^{(v_k L(u_k)/2)} \cdot \exp\left[\frac{E_h}{2\sigma^2} \cdot 2a \sum_{l=1} y_{kl} x_{kl}\right]\right) \\
&= \ln(C) + \frac{1}{2} u_k L(u_k) + \frac{L_c}{2} \sum_{l=1} y_{kl} x_{kl}
\end{aligned} \tag{2.39}$$

Bu değerler L hesabında yerine yazılacak olursa;

$$\begin{aligned}
L(u_k | y) &= \ln\left(\frac{\sum_{u_k=-1}^{u_k=+1} \exp(A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s))}{\sum_{u_k=-1}^{u_k=+1} \exp(A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s))}\right) \\
&= \max_{u_k=-1}^{u_k=+1} (A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)) - \max_{u_k=-1}^{u_k=+1} (A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s))
\end{aligned} \tag{2.40}$$

Böylece L'nin klasik hesabındaki çarpımlar toplamının logaritması yerine toplamın max. değerinin bulunması işlemi almıştır. Böylece hesaplama karmaşıklığı azaltılmış olundu.

A. *Log_MAP Algoritmasındaki tanımlama;*

$$\begin{aligned}\max^*(x, y) &= \max(x, y) + \ln(1 + e^{-|y-x|}) \\ &= \max(x, y) + f_c(|y-x|)\end{aligned}\quad (2.41)$$

B. *Max_Log_MAP Algoritmasındaki tanımlama;*

$$\max^*(x, y) = \max(x, y) \quad (2.42)$$

C. *Sabit_Log_MAP Algoritmasındaki tanımlama;*

$$\max^*(x, y) = \begin{cases} x, & |y-x| > T \\ x+C, & \text{d.d.} \end{cases} \quad (2.43)$$

Buradaki T ve C sabit değerlerdir.

D. *Doğrusal_Log_MAP Algoritması tanımlama;*

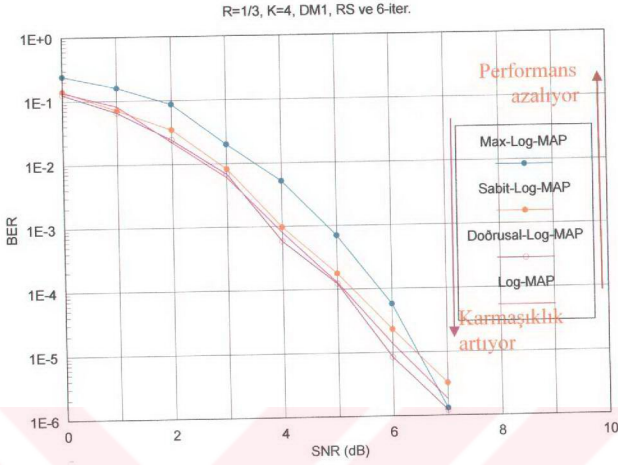
Eğer $x > y$ ise;

$$\max^*(x, y) = \begin{cases} x, & |y-x| > T \\ x+a|y-x|+b, & \text{d.d.} \end{cases}$$

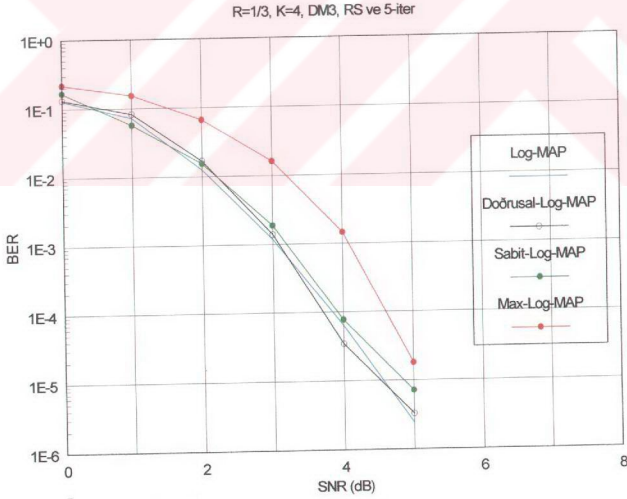
Eğer $x < y$ ise;

$$\max^*(x, y) = \begin{cases} y, & |y-x| < T \\ y+a|y-x|+b, & \text{d.d.} \end{cases} \quad (2.44)$$

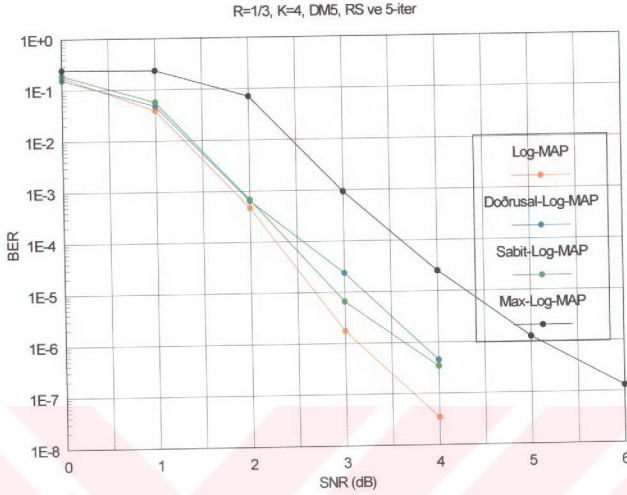
Denklemlerdeki C ve T değerleri en iyi durum için dikkate alınmış olup $C=0.5$ ve $T=1.5$ 'dir. Bu durumlar dikkate alınarak yapılan benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir. Max-Log-MAP'te performans düşük olurken, Log-MAP'te performans yüksek olmaktadır.



Şekil 2.42. Önerilen MAP'ler için DM1 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)



Şekil 2.43. Önerilen MAP'ler için DM3 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)



Şekil 2.44. Önerilen MAP'ler için DM5 paketinin başarımı (Geniş band, karmaşık)

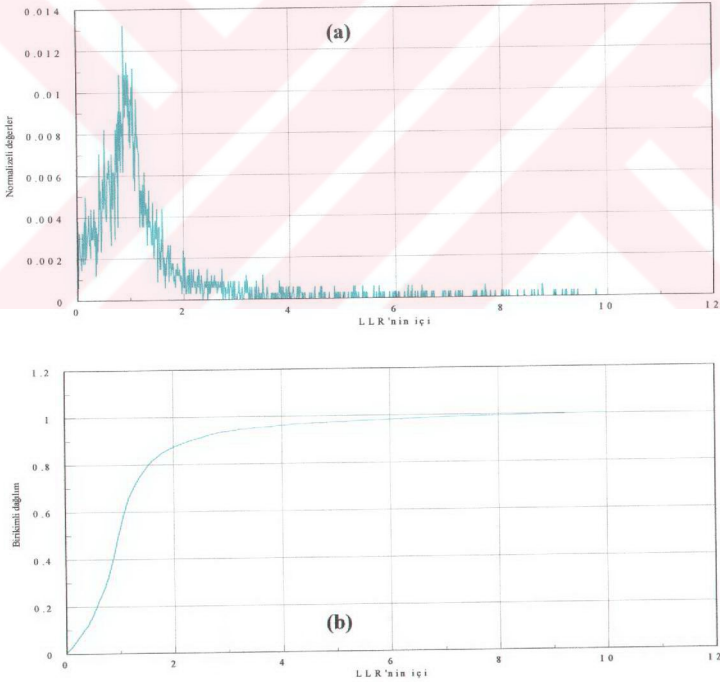
Karmaşıklık Max_Log_MAP algoritmasında en az Log_MAP algoritmasında en çoktur. Yukarıda verilen eğrilerden 5. öz yineleme sonuçları yer almaktadır. 0.001'lik hataya göre kıyaslama yapıldığında yaklaşık 1 dB'lik bir fark olmaktadır. Bu değer küçük SNR için önemli olduğunu söyleyebiliriz. Farklı MAP algoritmaları için hesaplama karmaşıklıklarına ilişkin karşılaştırma Tablo 2.6 ile verilmiştir.

Tablo 2.6. Farklı MAP'ler için hesaplama karmaşıklıkları

İşlemler	Max_Log_MAP	Log_MAP	SOVA
Max. işlemi	$5.2^M - 2$	$5.2^M - 2$	$3.(M+1) + 2^M$
Toplama	$5.2^M + 11$	$10.2^M + 11$	$2.2^M + 8$
± 1 ile çarpma	8	8	8
Bit karşılaştırma	-	-	$6(M+1)$

E. Look-Up Tablo (LUT) Biçimi;

DSP uygulamalarında yüksek hız sağlamak açısından logaritma işleminin gerçekleştirilmesi Look-Up tablolarıyla ancak mümkün olmaktadır. MAP algoritmasında yer alan LLR değerinin hesaplanmasında nihai olarak bir doğal logaritma alma işlemi vardır. Bu işlemin yerine hazırlanan 8'lik, 16'lık, 32'lik ve 64'lük LUT tabloları kullanılır. Bu tablolar 3500 sembol kullanılarak elde edilmiştir. Logaritmik olasılık oranı (LLR) içerisindeki oranın almış olduğu değerlerin birikimli dağılımından yararlanarak Look-up tablosu oluşturulmuştur. LUT tablolarının oluşturulmasında kullanılan değerlere ilişkin histogram ve birikimli dağılım Şekil 2.45 ile gösterilmiştir. Birikimli dağılımın kullanılmasının sebebi aralıklar 8, 16, 32 veya 64 eşit parçalara bölüneceğinden karar vermede bizlere kolaylıklar sağlamaktadır. Yatay eksen LLR ifadesinin içersinin aldığı değerleri göstermektedir. Dikey eksen ise bu değerleri alan sembollerin birikimli dağılımıdır (Dikey eksen sembol sayısı 3500 ile normalize edilmiştir).

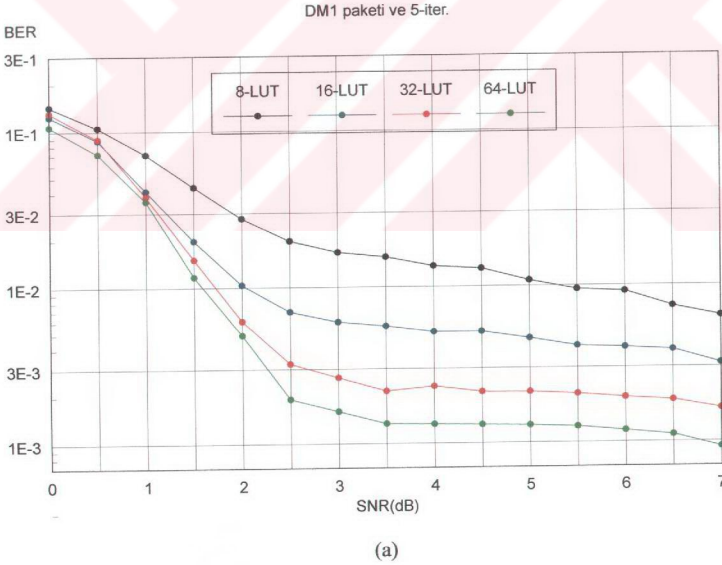


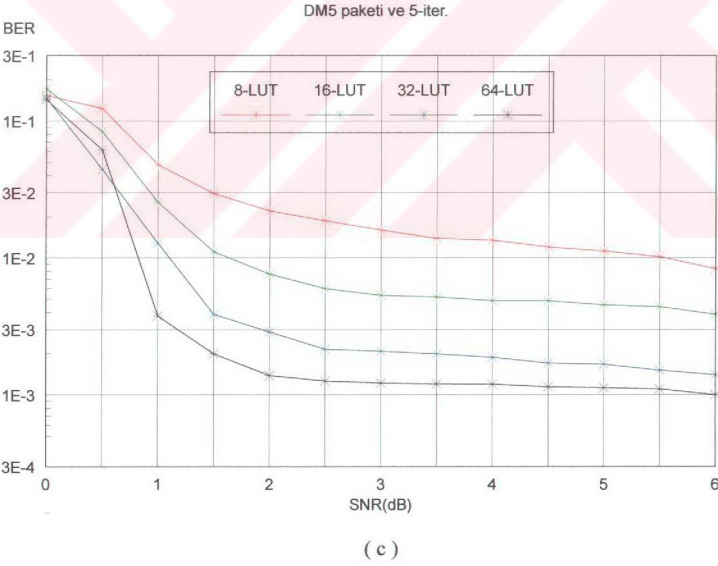
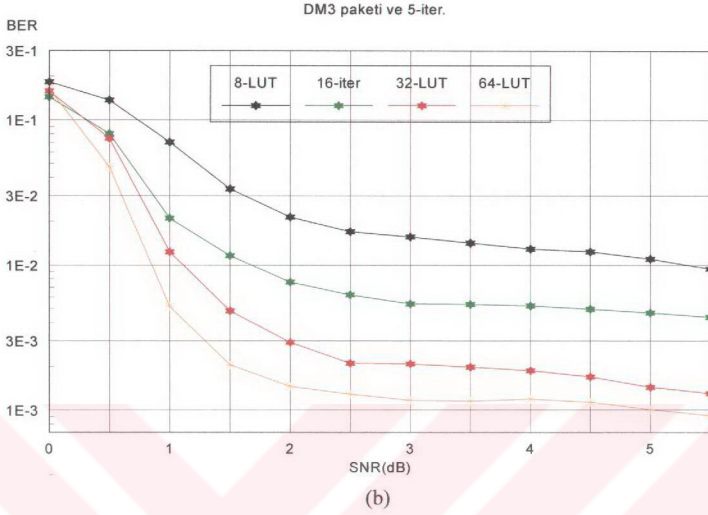
Şekil 2.45. Sembollere ilişkin a): Histogram ve b): Birikimli dağılım eğrileri

Tablo 2.7. 8'lik LUT değerleri

LLR'nin içi	Karar verilen doğal logaritmik değeri
$0.0 < \text{ici} < 0.54$	-0.891598
$0.54 \leq \text{ici} < 0.765$	-0.400477
$0.765 \leq \text{ici} < 0.92$	-0.162518
$0.92 \leq \text{ici} < 1.08$	-0.010050
$1.08 \leq \text{ici} < 1.29$	0.131028
$1.29 \leq \text{ici} < 1.84$	0.364643
$1.84 \leq \text{ici} < 5.1$	0.837247
$5.1 \leq \text{ici}$	2.052840

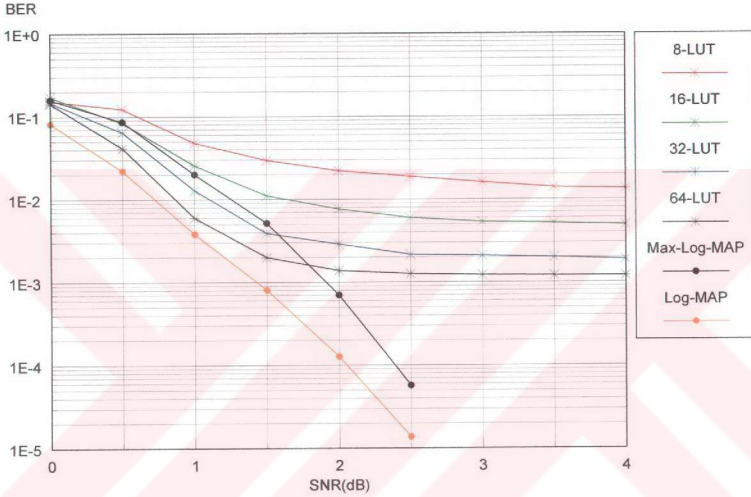
Örnek olması açısından benzetim çalışmasında kullanılan 8-LUT Tablo 2.7 ile verilmiştir. Tablodaki değerler, birikimli dağılımın dikey eksenini 8 eşit parçaya bölünüp her parça karşısında yatay eksenindeki değerler belirlenerek oluşturulmuştur. Bu değerlerin doğal logaritması hesaplanarak bir diziye atılmıştır. DM1, DM3 ve DM5 paketleri için değişik uzunluklu LUT kullanılarak elde edilen başarımlar Şekil 2.46 ile sunulmuştur.





Şekil 2.46. (a): DM1, (b): DM3 ve (c): DM5 paketleri için 8, 16, 32 ve 64'lük LUT'a göre elde edilen eğriler

Grafiklerdeki sonuçlar sadece 5. iterasyon için verilmiştir. LUT boyu büyütüldükçe başarımlar artmakta, ancak hata tabanı yine de oluşmaktadır. Bunun da sebebi LUT'taki değerlerin tam olarak belirlenememesinden kaynaklanmaktadır. Daha önce verilen değişik MAP algoritmalarına ilişkin sonuçlarla Look-Up tablosu kullanılarak elde edilen sonuçların karşılaştırılması Şekil 2.47 ile gösterilmiştir.

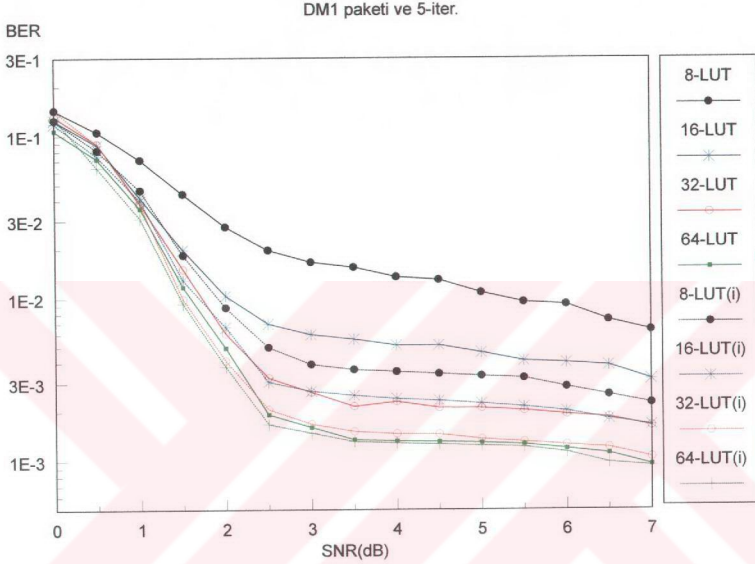


Şekil 2.47. Değişik MAP ile LUT'un karşılaştırılması

Özellikle Log-MAP algoritması LUT'u geçmektedir ve en iyi başarımları vermektedir. Max-Log-MAP ise yaklaşık 1.8 dB değerinde 64-LUT'u geçmektedir. Ancak 0 ile 1.5 dB aralığında LUT tablosu kullanılarak elde edilen sonuçlar Max-Log-MAP'ten daha iyi olduğunu söyleyebiliriz.

LUT tablosuyla elde edilen başarımları artırmak veya oluşan hata eşliğini ortadan kaldırmak için ara değerlendirme (interpolasyon) yapılabilir. İnterpolasyon yöntemiyle bit hata oranı değerleri ya daha aşağıya çekilebilir ya da daha düşük boylu LUT tablosuyla interpolasyon yapılmamış durumlar geçilebilir. İnterpolasyon olayında, her parça için bir doğrusal denklem oluşturulur. Her LLR hesabındaki orana karşılık gelen doğal logaritma değerleri tabloda tutularak interpolasyonlu LUT tabloları oluşturulur. İnterpolasyonlu LUT

tablosu kullanılarak gerçekleştirilen benzetim çalışmasıyla elde edilen sonuçlar Şekil 2. 48 ile verilmiştir.



Şekil 2.48. Bluetooth ACL paketlerinden sadece DM1 için interpolasyonlu LUT eğrileri

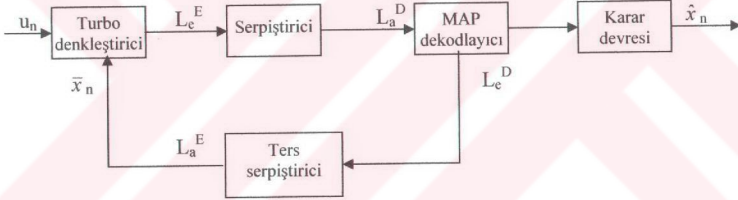
Şekil 2.48’de hem 8’lik, 16’lık, 32’lik ve 64’lük LUT sonuçları ve hem de bu boyutlar için oluşturulan interpolasyonlu sonuçlar birlikte verilmiştir. İnterpolasyonlu 8’lik LUT tablosuyla elde edilen başarımlar interpolasyonsuz 16’lık LUT ile elde edilen başarımla geçmiştir. İnterpolasyonlu 16’lık LUT tablosuyla elde edilen başarımlar interpolasyonsuz 32’lik LUT ile elde edilen başarımla çok yaklaşmıştır. İnterpolasyonlu 32’lik LUT tablosuyla elde edilen başarımlar interpolasyonsuz 64’lük LUT ile elde edilen başarımla çok yaklaşmıştır. İnterpolasyonlu 64’lük LUT tablosuyla elde edilen başarımlar interpolasyonsuz 64’lük LUT ile elde edilen başarımla çok az iyileştirmiştir.

Sonuç olarak interpolasyon olayı daha düşük boyutlu LUT tablolarında daha fazla iyileştirme yaparken boyut arttıkça sağladığı iyileştirme çok az olmaktadır. Böylece daha kısa LUT tablosu ve interpolasyonla daha yüksek performans elde edilebilir.

2.7.4. Turbo Denkleştirici ve Başarım

Turbo denkleştirici esasında bir tür turbo dekodlayıcıdır. Daha önce verilen PCCC'deki dekodlayıcılardan biri yerini denkleştiriciye bırakmaktadır. Böylece dekodlayıcı ile denkleştirici birlikte kullanılmış oldu. Önceki çalışmalarda denkleştirici ile dekodlama birbirinden bağımsız olarak kullanılıyordu.

Öncelikle ISI kanallarda alıcı tarafta dekodlama işlemine başlamadan önce kanalın bozucu etkileri giderilmelidir. Bunun için kanal denkleştiriciler kullanmak zorunludur. Öyle ki bu denkleştiriciler ortalama karesel hatayı min. yapmayı amaçlamaktadırlar. Dekodlama algoritması kesirli (soft) bilgiyi işler ve her gönderilen bite ilişkin bir olasılık değeri üretir ve bu bilgi dizisi ters serpiştirildikten sonra denkleştiriciye giriş olarak verilir. Böylece denkleştirici ile dekodlayıcı arasında bir geri besleme oluşturulur. Kesirli değerlikli giriş/ kesirli değerlikli çıkış yapılı turbo denkleştirici Şekil 2.49 ile sunulmuştur.



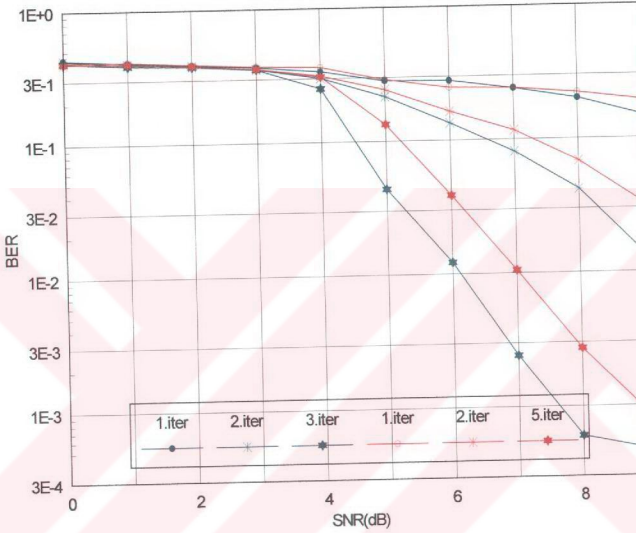
Şekil 2.49. Turbo denkleştirici blok yapısı

Denkleştiricide tam sayı değerlikli semboller yerine bir önceki iterasyonda elde edilen kesirli sayı değerlikli semboller kullanılır. Denkleştirici çıkışındaki sembole ilişkin logaritmik olasılık oranı ise [65, 66];

$$L_e^E(u_n) \cong \ln\left(\frac{pr(u_n = +1 | \bar{x}_n)}{pr(u_n = -1 | \bar{x}_n)}\right) \quad (2.45)$$

$$\bar{x}_n = \frac{e^{(L_e^D(x_n))} - 1}{e^{(L_e^D(x_n))} + 1} \quad (2.46)$$

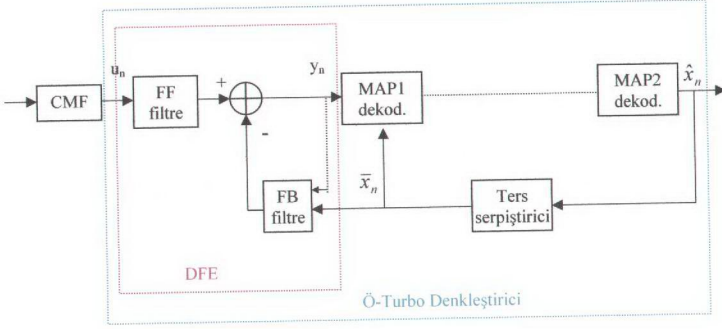
ile bulunur ve u_n kanala gönderilen sembolü göstermektedir. Ortalama sembol değerleri olan $\bar{x}_n$ 'ler bir sonraki iterasyonda kullanılmak üzere turbo denkleştirici girişine uygulanır. Her iterasyon sonunda karar verme devresiyle de $\hat{x}_n$ 'ler belirlenir. Bu yapıya ilişkin performans eğrileri AUX bluetooth paketi için verilmiştir.



Şekil 2.50. Turbo denkleştirici tam/kesirli değerlikli durum için (AUX1 paket)

Geri beslemede tam sayı yerine kesirli L değeri kullanıldığında 3. iterasyonda 5. iterasyondaki performansı geçmektedir. Böylece kesirli sayı kullanıldığında iterasyon sayısı azaltılarak daha büyük performans elde edilebilir.

Normal Turbo denkleştirici (N-TE) yapıda en sonda yer alan MAP dekodlayıcı çıkışı geri besleme yoluyla ilk MAP dekodlayıcıya uygulanmakta idi. İlk iterasyon için sondaki MAP çıkışı CMF-DFE(5,4) [53] deki denkleştiriciye geri besleme yapılarak daha iyi sonuç elde edileceği düşünülmüştür. Böylece geleneksel denkleştirici ile kodlayıcı birbirinden bağımsız olarak değil birbiriyle ilişkili olarak çalışmakta olduğunu görebiliriz. Önerdiğimiz bu duruma ilişkin turbo denkleştirici yapısı Şekil 2. 51 ile gösterilmiştir.



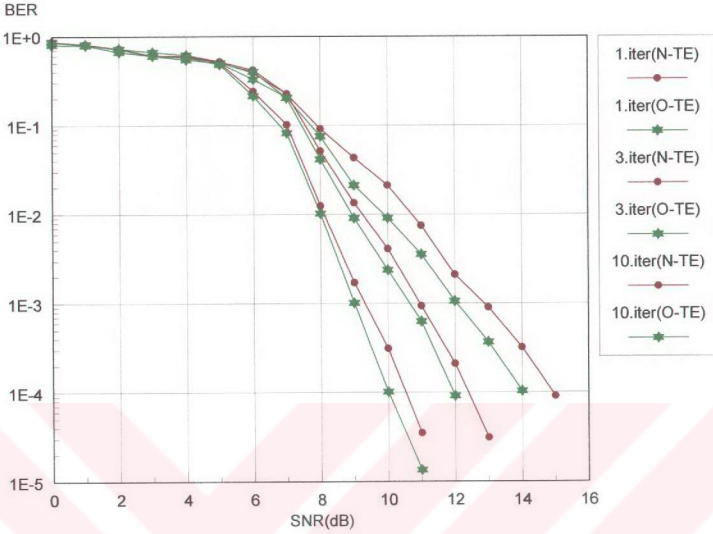
Şekil 2.51. Önerilen Turbo denkleştirici yapısı (Ö-TE)

Denkleştiricide MAP1 dekodlayıcısını süren y_n değerleri DFE denkleştiriciyle elde edilir. Bu değerlerin elde edilmesinde kullanılan genel formu güncelleyebiliriz.

$$y_n = \sum_{i=-N1}^0 c_i u_{n-i} - \sum_{j=1}^{N2-1} c_j \bar{x}_{n-j+1} \quad (2.47)$$

İlk iterasyon sonucu MAP2 dekodlayıcı çıkışından elde edilen $\hat{x}_n$ değerleri serpiştirilerek $\bar{x}_n$ değerleri elde edilir. Bu değerler hem MAP1 dekodlayıcısında ve hem de geri-besleme (FB) filtresinde kullanılacaktır. Artık DFE denkleştiricinin geri besleme filtresinin girişi $\bar{x}_n$ olmaktadır. İleri-yön (FF) ve geri-beslemeli filtrelerinin katsayıları olan c 'ler u_n ve $\bar{x}_n$ 'lere bağlı olarak bulunur. İleri yön filtresi için 5 ve geri beslemeli filtre için ise 4 filtre Bu esnada y_n değerleri geri-besleme filtresine uygulanmamakta sadece MAP1 dekodlayıcısına giriş olarak uygulanmaktadır. Her iterasyon sonucu elde edilen $\hat{x}_n$ 'lerin işaretine bakılarak kanala gönderilen sembole ilişkin bit belirlenir.

Normal turbo denkleştirici (N-TE) ile Önerilen turbo denkleştirici (Ö-TE) arasındaki başarı eğrileri Şekil 2.52 ile verilmiştir.



Şekil 2.52. Önerilen turbo denkleştirici için elde edilen başarı grafiği

Özellikle ilk iterasyonda 10^{-3} 'lük bir hata için yaklaşık 1 dB'lik bir iyileşme sağlanmakta olduğu görülmektedir. Daha büyük iterasyonlarda iyileşme daha az olmaktadır. 10. itersayon için iyileşme yaklaşık 0.2 dB olmaktadır.

Böylece Turbo denkleştirici denildiğinde klasik denkleştirici ile turbo kodlayıcıların bir arada birbiriyle ilişkilendirilerek kullanılabileceğini gördük [71]. Turbo denkleştiriciyle daha yüksek başarımlar elde edilebilmektedir.

2.7.5. Viterbi Algoritmasıyla Performans Karşılaştırması

1973 ve daha sonraki yıllarda Forney [67] viterbi algoritmasının konvolüsyonel kodlar için hem max. olasılık hem de en büyük sonsal kod çözme (MAP) algoritmasını sağladığını göstermiştir. Çalışmamızda kod çözme kısmında bu algoritma kullanılarak performans karşılaştırması yapılmıştır.

Giriş dizisi x kodlanarak c dizisi üretilir, üretilen bu c dizisi gürültülü kanaldan gönderilir. Alıcıya ulaşan diziyi r ile gösterelim. Viterbi algoritması alınan r dizisinden

kestirilen y kodu üzerinden max. olasılık (ML) hesabını yapmaktadır. Öyle ki bu $p(r|y)$ olasılığını max. yapabilsin. Viterbi dekodlayıcı çıkışında elde edilen y dizisi izin verilen kod dizilerinden biri olabilir, keyfi bir dizi olamaz.

Viterbi algoritması aşağıdaki gibi gerçekleştirilebilir: Trellis diyagramında t anındaki s_k durumuyla ilişkin gösterim $s_{k,t}$ olsun. Trellis diyagramındaki her durum $V(s_{k,t})$ ile gösterilen bir değerle işaretlenir. Buna göre;

1. a) Başlangıç anı $t=0$ alınır.
b) Başlangıçta $V(s_{k,0})=0$ ve bütün diğer $V(s_{k,t})=+\infty$ yapılır.
2. a) Zaman $t=t+1$ 'e setlenir.
b) t anında s_k durumuna gelen bütün yollar için “dal ölçümleri” hesaplanır. İlk olarak t dal ölçümü hesaplanır;

$$M(r_t | y_t) = \sum_{j=1}^n M(r_t^{(j)} | y_t^{(j)}) \quad (2.48)$$

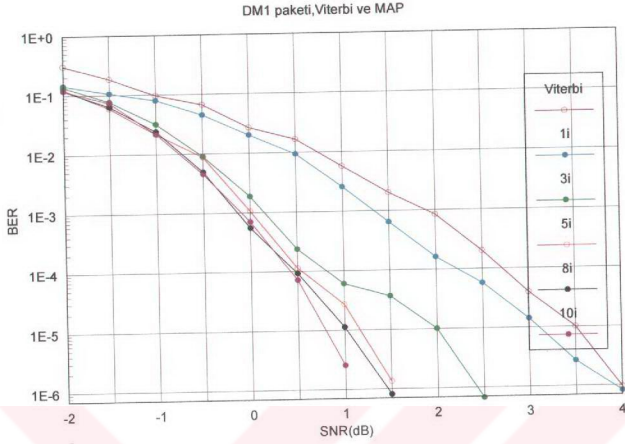
Bu denklem karesel Euclidean mesafesi olan $\sum_{j=1}^n (r_t^{(j)} - y_t^{(j)})^2$ ile hesaplanır [67]. Daha sonra ise t yol ölçümü değeri hesaplanır [68].

$$M'(r | y) = \sum_{t=0}^L M(r_t | y_t) \quad (2.49)$$

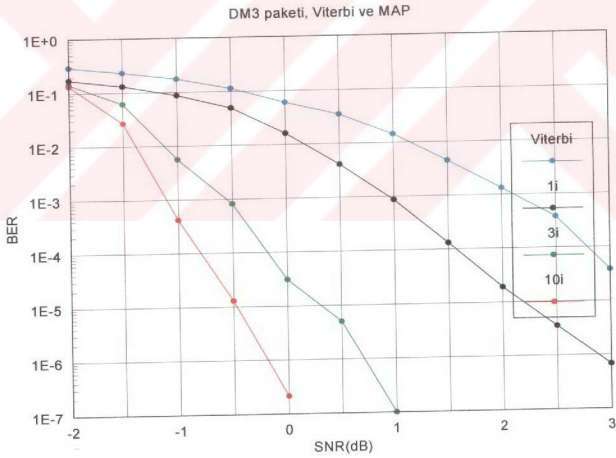
Bu ifade ise $V(s_{k,t+1}) + M(r_t | y_t)$ 'den bulunur.

3. a) t anında s_k durumuna giden en iyi yol ölçümüne $V(s_{k,t})$ setlenir. (En iyi yol en küçük değerli olandır.)
b) Eğer en iyi yol ölçümlerinde eşitlik varsa her hangi biri seçilebilir.
4. En iyi yol ölçümü saklanır ve onunla ilişkin bit belirlenir.
5. Eğer $t < L+m-1$ ise 2. adıma geri dönlür. (L dizi uzunluğu, m bellek sayısıdır)

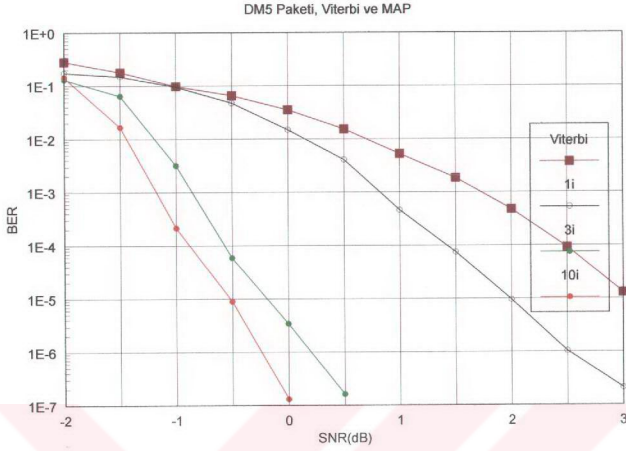
Benzetim çalışması sonuçları Şekil 2.53, 54 ve 55 ile gösterilmiştir.



Şekil 2.53. DM1 paketinin AWGN kanalda Viterbi ve MAP performansı



Şekil 2.54. DM3 paketinin Dar Band kanalda Viterbi ve MAP performansı



Şekil 2.55. DM5 paketinin 5-dallı kanalda Viterbi ve MAP performansı

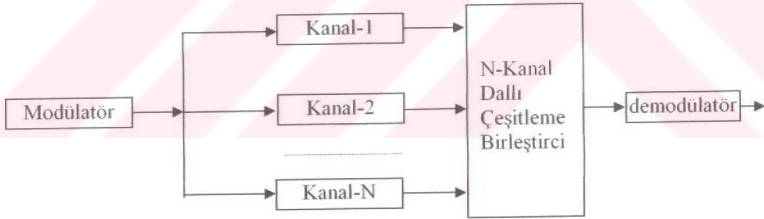
Yukarıdaki şekillerden çıkartabileceğimiz sonuç şudur ki; eğer dekodlayıcı yapımızda viterbi algoritması kullanılacak olunursa BER-SNR eğrileri MAP algoritmasının 1. iterasyonuna yaklaşmaktadır. Ancak 1. iterasyonla viterbi arasında 0.001'lik bir hata için yaklaşık 0.5 ile 1 dB'lik bir fark vardır. Viterbi algoritması da yüksek kazanç sağlıyor ancak turbo kodlayıcıda kullanılan MAP algoritmasını geçememektedir.

Bluetooth sisteminin başarımlar analizinde çeşitleme olayının da etkisini görmek için son olarak Bluetooth anten çeşitlemesi üzerinde durulmuştur.

2.8. Bluetooth Anten Çeşitlemesi

Çeşitleme gezgin radyo sistemlerinde işaret bayılmalarını gidermek için yaygın olarak kullanılan bir tekniktir [69, 70]. Çalışma ilkesi ise, bütün örneklerin istenilen seviyenin altına düşme olasılığı tek bir örneğin o seviyenin altına düşme olasılığından çok daha azdır. Böylece değişik örneklerin uygun bir birleştirme ile elde edilecek işaret daha az bayılmaya maruz kalacaktır. Çeşitleme olmadığı durumlar, gürültülü ortamda, verici daha yüksek güçlü işaret göndermek zorunda kalacaktır. Bu ise istenmeyen bir durumdur. Böylece çeşitleme teknikleri verici gücünü azaltmada ve işaret bayılmalarını gidermede önemli bir rol oynamaktadır.

Çeşitlemenin esası, alıcının gönderilen işaretin birden çok kopyasını alabilmesidir. Her bir işaret ayrı bir kanal dalından alınmaktadır. Her bir kanal dalının bayılması istatistiksel olarak birbirinden bağımsızdır. Bunun sonucu olarak bütün kanal dallarında derin bayılmanın eş zamanlı olarak olması çok azdır. Şekil 2.56'da çeşitleme genel şeması verilmiştir. Kanal dallarının çıkışları bir çeşitleme birleştiricisi ile işlenir ve demodülatöre gönderilir.



Şekil 2.56. Çeşitlemenin kanal-dal modeli

Bir kanal dalındaki derin bayılmadan dolayı bilgi kaybı olasılığı P olsun, buna göre bütün kanal dallarında eş zamanlı olarak bilgi kaybı olasılığı P^N olur. İki kriter vardır. 1. Her bir kanal dalının bayılması düşük çapraz ilişkiye sahip olmalıdır. 2. Her bir kanal dalından elde edilebilecek ortalama güç hemen hemen birbirine eşit olmalıdır. İki kanal dalını göz önüne alalım ve aralarındaki ilişki ρ_{12} ile tanımlanır;

$$\rho_{12} = \frac{E[(\alpha_1 - \mu_1)(\alpha_2 - \mu_2)^*]}{\sigma_1 \sigma_2} \quad (2.50)$$

Rayleigh kanalları için düzenleyecek olursak 0 ortalamaya sahip olacağından (2.52) deki denklemi yeniden yazabiliriz.

$$\rho_{12} = \frac{E[\alpha_1 \alpha_2^*]}{\sigma_1 \sigma_2} \quad (2.51)$$

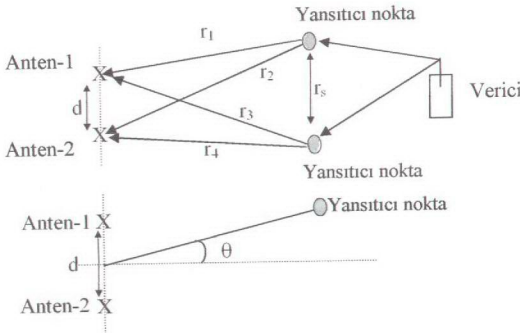
Ortalama güç ise (i. kanal dalı için)

$$P_i = \frac{E[|\alpha_i|^2]}{2} \quad (2.52)$$

İyi bir çeşitleme sistemi tasarlamak için kanal dallarının düşük bir ilişkiye sahip katsayıları ve yüksek ortalama güçlere sahip olabilecek şekilde yöntemler bulmak gerekir. Yaygın olarak uzay ve açı çeşitlemesi kullanılır.

2.8.1. Uzay Çeşitlemesi

Çeşitleme sağlamanın en temel yolu, birbirinden yeterince ayrılmış iki anten kullanmaktır.



Şekil 2.57. Uzay çeşitleme anten yerleşimi ve ilişkisi

Şekil 2.57’de aralarında d mesafesi olan 2 antenli çeşitleme gösterilmiştir. Antenlerin her birinden alınan toplam işaretler arasındaki faz farkları, işaretin geldikleri yol mesafeleri arasındaki farkla orantılıdır. (1. anten için (r_1-r_2) ve 2. anten için (r_3-r_4) ’tür).

Yansıtıcı nokta ile antenler arası mesafe d ’den çok büyük olduğu kabul edilirse her iki anten yansıtıcı nokta tarafından aynı doğrultuda görünür. Antenler arasındaki faz farkı;

$$\phi = \exp(-jkd\sin\theta) \quad (2.53)$$

ile ifade edilir. Yansıtıcı noktaların her birinin genliği ilişkisiz kabul edilir ve antenler arasındaki beklenen ilişki şu şekilde ifade edilir [69];

$$\rho_{12}(d) = \int_{\theta=0}^{2\pi} P(\theta) \exp(jkd\sin\theta) d\theta \quad (2.54)$$

2.8.2. Açı Çeşitlemesi

Açı çeşitlemesi uzay çeşitlemesiyle ilişkilidir. Eğer anten farklı açı ve yollardan gelen işaretleri alıyorsa işaret bileşenleri anten yöneltimiyle izole edilebilir. Yöneltilmiş antenler daha az bayılmış işaret elde edebilirler.

Birleştirme Yöntemleri;

Kanal dallarının çıkışlarındaki işaretleri birleştirmek için bazı yöntemler vardır. Bunlar seçimli birleştirme, eşit kazançlı birleştirme ve max. kazançlı birleştirmedir. Birleştiricilerin analizi genellikle SNR terimi üzerinden yapılır ve şu kabuller kullanılır [69].

1. Her bir kanal dalındaki gürültü işaretten bağımsızdır.
2. İşaretlerin bayılma hızı modülasyon frekansının en düşük olanından daha düşüktür.
3. Gürültü 0 ortalamaya sahip ve beyazdır.
4. İşaretlerin karesel ortalamaları istatistiksel olarak bağımsızdır.

Seçimli Birleştirme:

Bu çeşitleme birleştiricisi kanal dalları çıkışlarından hangisinin eş zamanlı olarak SNR değeri büyükse onu seçer. Böylece bütün kanal dalları aynı gürültü gücüne sahipse

birleştirici çıkışının genliği en kuvvetli işaretin genliği olacaktır. Bu seçim max. işlemiyle gösterilir;

$$|\alpha_c| = \max(|\alpha_1|, |\alpha_2|, \dots, |\alpha_N|) \quad (2.55)$$

N bağımsız kanal dalı için bütün kanal dallarının SNR'lerin istenilen seviye olan γ_s 'den küçük olma olasılığı Rayleigh kanal için;

$$\Pr(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N < \gamma_s) = p_{\text{bayılma}} = (1 - \exp(-\frac{\gamma_s}{\Gamma}))^N \quad (2.56)$$

Burada $p_{\text{bayılma}}$, bayılma olasılığı, Γ ise kanal dalları girişindeki SNR olup bütün kanal dalları için eşit olduğu kabul edilir.

Eşit Kazançlı Çeşitleme:

Burada bütün kanal dalları çıkışları toplanmaktadır. Ancak bu işlem karmaşık işaretler üzerinden yapılacaksa uyumlu bir toplama için işaretler aynı fazlı olmalıdır. İki kanallı için birleştirici çıkışındaki SNR ise

$$\gamma_c = \frac{\gamma_1 + \gamma_2 + 2\sqrt{\gamma_1\gamma_2}}{2} \quad (2.57)$$

ile bulunur. Kanal dalları eşit güçlü iseler $\gamma_c = 2\gamma_1 = 2\gamma_2$ olur ve 3 dB'lik bir kazanç elde edilir.

Max. Oranda Birleştirme:

Eşit kazançlı yaklaşım uygulandığında, eğer kanal dallarından biri diğerlerine göre çok düşük SNR'ye sahipse o zaman birleştirici çıkışındaki SNR önemli ölçüde azalır. Daha iyi bir yaklaşım ise düşük SNR'ye sahip kanal dalları için düşük ağırlıkların seçilmesidir. Max. oranda birleştirme çıkıştaki SNR'yi max. yababilecek şekilde kanal dal ağırlıklarının seçimini yapan bir yöntemdir. Optimum ağırlıklar w_i ile gösterilir.

$$w_i = \frac{\alpha_i^*}{P_N} \quad (2.58)$$

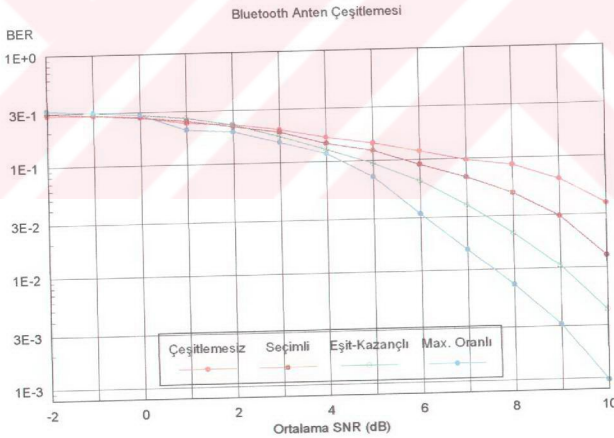
Birleştirici çıkışındaki SNR ise;

$$\gamma_c = \sum_{i=1}^N \gamma_i \quad (2.59)$$

ile bulunur. Böylece max. oranda birleştirme çıkışındaki SNR, her bir kanal dalının SNR'lerinin toplamı olarak ortaya çıkacaktır. Eğer kanal dalları birbiriyle ilişkili ise, iki kanal dallı Rayleigh için max. oranda birleştiricinin ifadesi şöyle olur [70];

$$P_2(\gamma_s) = 1 - \frac{1}{2\rho} [(1 + \rho) \exp(-\frac{\gamma_s}{\Gamma(1 + \rho)}) - (1 - \rho) \exp(-\frac{\gamma_s}{\Gamma(1 - \rho)})] \quad (2.60)$$

Bu denklemden çıkarabileceğimiz sonuç şudur ki, ilişki büyükse çeşitleme kazancı önemli ölçüde azalacaktır. Bluetooth haberleşmesi için yapmış olduğumuz benzetim çalışması neticesinde elde ettiğimiz eğriler Şekil 2.58 ile gösterilmiştir.



Şekil 2.58. Bluetooth için anten çeşitlemesi

Seçimli, eşit kazançlı ve max. oranlı çeşitleme düşük işaret gürültü oranlarında da performans artışı sağlamaktadır. Ancak, en iyi performans max. oranlı anten çeşitlemesinden elde edilmiştir.

3. SONUÇLAR

Bu çalışmada bina içi ortamlarda veya bir diğer ifadeyle dar-alan radyo haberleşmesinin yapıldığı çevrede Bluetooth iletişiminin güç-frekans karakteristikleri ve başarımları analizleri incelendi.

Genel Bluetooth paket yapısına ilişkin çalışmalar gerçekleştirildi ve başarımları artırmak için önerilen MAP algoritma esaslı turbo kodlayıcı için BER-SNR eğrileri elde edildi. Zamana yayılı veri paketlerinin gönderilmesi bu standartta hep aynı frekansta değil de bir frekans atlamayla seçilen frekansta gerçekleşmektedir. Başarım iletim ortamının karakteristiklerine bağlıdır. İncelemeler hem AWGN, dar-band ve hem de geniş-bandlı kanallarda gerçekleştirildi. Yapılan araştırma ve benzetim çalışmalarıyla elde edilen en önemli sonuçları aşağıdaki gibi sıralayabiliriz:

- Geleneksel MAP algoritması esaslı Turbo kodların performanslarının DMX paketlerinde oldukça iyi olduğu elde edilmiştir. Ancak önerilen yeniden düzenlenmiş MAP algoritmasıyla da az da olsa performansta iyileştirme yapılarak hesaplama karmaşıklığı azaltılmıştır (Şekil 2.42, 43,44 ve Tablo 2.6).
- Turbo kodlayıcı ile denkleştiricinin bir arada kullanarak turbo dekodlama gerçekleştirildiğinde daha az sayıdaki iterasyonla aynı performansın elde edileceği görülmüştür (Şekil 2.49).
- Viterbi algoritmasıyla dekodlama yapıldığı durumda elde edilen performans MAP esaslı algoritmayla 1. iterasyonla elde edilen performansa yaklaştığı grafiksel olarak gösterilmiştir.
- Düşük işaret gürültü oranlarında (SNR) ve düşük verici güçlerinde (0 dBm) benzetim çalışmalarıyla elde edilen BER-SNR eğrileri, güvenilirlikli ve sağlam bir kablosuz dar-alan haberleşmesinin yapılabileceğini göstermiştir.
- Bluetooth ve ZigBee'ye ilişkin bir karşılaştırma Tablo 3.1. ile verilmiştir:

Tablo 3.1. Bluetooth ve ZigBee arasında bir kıyaslama

	<i>Fiziksel Katman Güvenliği</i>	<i>Veri Hızı</i>	<i>Elektromagnetik Kirlilik</i>	<i>Başkalarının Erişim Hakkı</i>
Bluetooth	Az	728 Kbit/s	Ortak ve Komşu Kanal Girişimi Etkili	Var
ZigBee	Az	20 Kbit/s-250 Kbit/s	Yaklaşık Dikgen PN Dizilerinden Dolay Kirlilik Az	Var
IrDA	Yüksek	9.6 Kbit/s-16 Mbit/s	Yok	Yok

- Maliyet/Karmaşıklık şeklindeki bir oranı düşünecek olursak, bu oran Bluetooth sistemi için 1'e yakın olurken ZigBee sistemi için ise 0.1'e yakın olmaktadır.
- Eş zamanlı olarak erişim hakkına sahip ünite sayısı IrDA için 2, ZigBee için ağ başına 255 ve Bluetooth için bir piconet alanında 7'dir.
- IrDA sisteminde sadece tek bir doğrultuda noktadan-noktaya iletişim sağlanabilmektedir.
- Bu üç sistem birbirlerine alternatif olarak değil birbirlerinin gelişimini sağlayacak biçimde ortaya konulmuştur diyebiliriz.
- Amaçlananlar çok düşük maliyet, çok düşük güç tüketimine bağlı olarak uzun ömürlü pil kullanımı ve daha uzak mesafeyle iletişim kurmak.
- Turbo kodlayıcı kanal kapasite limitini yakalayabilmektedir.
- En düşük karmaşıklığa Max-Log-MAP algoritması sahipken en yüksek başarıma Log-MAP algoritması sahip olduğu gösterilmiştir (Şekil 2.42).
- Look-Up tablosu özellikle hız probleminin olduğu uygulamalarda kullanılması büyük avantaj sağlamakta ve başarıımı tablo boyu arttıkça da artmaktadır.
- Viterbi algoritması Turbo'ya göre daha hızlıdır ve Turbo'da üstel ile logaritmik hesaplar yapılırken Viterbi'de yol metriği hesabı gerekmektedir.
- K ; kodlayıcıdaki kaydırmalı kaydedici sayısının bir fazlası olmak üzere $M = 2^{(K-1)}$ 'dir. M ; trellis diyagramındaki durum sayısıdır ve i ise öz yinleme sayısıdır. Buradan $K = \log_2 M + 1$ yazılabilir. D ; yol metriği olmak üzere ve

$D = 5.K$ ifadeleri dikkate alınarak Viterbi algoritması ile Turbo'nun hesaplama karmaşıklığını Tablo 3.2. ile verebiliriz: Tablodaki sabit sayılar bir iterasyon için gerekli olan çarpma/bölme, toplama/çıkarma ve karşılaştırma işlemlerinin toplamıdır.

Tablo 3.2. Viterbi ile Turbo arasındaki hesaplama karmaşıklığı

	<i>Bit Başına İşlem Sayısı</i>
Turbo	134.M.i
Viterbi	M.(49+5.D)

- Bluetooth sistemi için performans artımı sağlamada Turbo kodlayıcıların çok büyük kazanç sağladıkları görülmüştür.
- Turbo kodlayıcıda öz yineleme sayısının büyük olması performansta çok büyük iyileştirme yapmakta olduğu açıktır, ancak hesaplama karmaşıklığını artırdığını da söyleyebiliriz.
- Kanal güvenilirliği alıcı tarafta hesaplanan SNR ile elde edilip daha sonra MAP algoritmasındaki parametrelerin yeniden tanımlanmasıyla hesaplama karmaşıklığı oldukça azaltılmıştır.
- Bluetooth ve ZigBee modülleri ev, fabrika, otomasyon, endüstriyel kontrol sistemlerinde ve tıbbi sensör uygulamalarında geniş bir ölçekte yer alacaktır.

Sonuç olarak; **2.4 GHz ISM bandında dar-alan kablosuz haberleşme teknolojilerinden olan bluetooth için turbo kodlama çözümleri sunulmuştur. Kablosuz haberleşme dünyasının önemli sistemlerinden olan Bluetooth ve ZigBee'nin geleceğinin bazı güvenlik sorunları olmasına karşın çok parlak olacağını söyleyebiliriz.**

Bu çalışma verici gücünü, data hızı ve haberleşme kalitesini değiştirmeden azaltmayı amaçlamış ve bunun için en güçlü kodlama ve en iyi kanal denkleştiricilerin başarımlarını (mevcut sistemlerde gözlenen) ne kadar öteleyebileceğini (en az 4-6 dB) göstermiştir.

4. ÖNERİLER

ISM bandını kullanan dar-alan kablosuz sabit haberleşme sistemleri gün geçtikçe her alanda uygulama olanakları bulacaktır. Kullanım alanları genişledikçe de yeni problemler ortaya çıkacaktır. Özellikle aynı frekans bandını kullanan bluetooth, WLAN, mikrodalga fırınlar, ZigBee gibi sistemlerle ya ortak yada komşu kanal girişimine uğrayacaktır. Ortamdaki piconet'i oluşturan ünitelerin hareketli durumları ve oluşturdukları trafikte önemli bir etkindir. Çok yüksek girişim ve bayılma durumunda sağlam bir kablosuz haberleşme yapabilmek için çalışmalar yapılmalıdır.

Bütün bunlar için ağ trafik analizleri yapılabilir, MIMO gibi diğer sistemler eklenerek performans artışı sağlanabilir. Özellikle önerilen birleştirilmiş Turbo denkleştiricide daha düşük iterasyonda daha yüksek kazanç nasıl elde edilebilir sorusuna cevap aranabilir. Hiç kuşkusuz güvenlik kablosuz haberleşmede çok önemli. "Frequency Hopping (FH)" dışında güvenlik sağlamada yeni çalışmaların yapılması artık kaçınılmazdır. LUT tablosunun boyunu artırmadan hata eşiğinin ortadan nasıl kaldırılacağı araştırılabilir.

Ayrıca çeşitleme teknikleriyle de yukarda bahsedilen problemler azaltılabilir.

5. KANAKLAR

1. Haartsen, J. C., The Bluetooth Radio System, IEEE Personal Communications, 7, 1 (2000) 28-36.
2. Rejman, E., Bluetooth Puts Bite on Mobile Communications, Microwave Journal, 43, 7 (2000) 110-124.
3. King Bluetooth, http://www.cellular.co.za/bluetooth_king_harald.html, Eylül 2000.
4. Bray, J. ve Sturman, C. F., Bluetooth, Connect Without Cables, Prentice –Hall, Inc., 2001.
5. BT SIG, Specification of the Bluetooth System, Core, Version 1.1, Bluetooth Special Interest Group, SIG, 1999.
6. BT SIG, Specification of the Bluetooth System, Profiles, Version 1.1, Special Interest Group, SIG, 2001.
7. Alamouti, S. M., A simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16 (1998) 1451-1458.
8. Balanis, C. A., Antenna Theory, Analysis and Design, John Wiley & Sons, Ltd., 1982.
9. Bektaş, F., Jatschka, T., Veith, P.E., ve Scholtz, A.L., Investigation of Bluetooth Communication in Representative Usage Environments, International Commercial Radio Sensors and Communication Techniques (CRSCT 2002), Linz, (2002) 26-31.
10. Bektaş, F., Jatschka, T., Veith, P. E., Pohl, A. ve Scholtz, A.L., The Actual “Physical Layer” and Its Impact to Bluetooth Communication, IEEE Applications and Services in Wireless Networks (ASWN 2002), Paris, (2002) 18-24.
11. Gibson, J. D., The Mobile Communications Handbook, CRC Press and IEEE Press, 1999.
12. Lance, E., Kaleh, G. K., A Diversity Scheme for a Phase-Coherent Frequency Hopping Spread Spectrum System, IEEE Transactions on Communications, 45 (1997) 1123-1129.
13. Miller, B. A., Bisdikian, C., Bluetooth Revealed, Prentice-Hall, Inc., 2001.

14. Molish, A. F., Wideband Wireless Digital Communications, Prentice-Hall PTR, 2001.
15. Proakis, J.G., Digital Communications, McGraw-Hill Book Company, 1989.
16. Robert, M., Wireless Personal Communications, Bluetooth Tutorial, Kluwer Academic Publishers, 2001.
17. Saunders, S. R., Antennas and Propagation for Wireless Communication System, John Wiley & Sons, Ltd., 1999.
18. Wijk, F., Kegel, A., ve Prasad, R., Assesment of a Picocellular System Using Propagation Measurements at 1.9 GHz for Indoor Wireless Communication, IEEE Transaction on Vehicular Technology, 44 (1995) 155-162.
19. Witrisal, K., Kim, Y. H., ve Prasad, R., RMS Delay Spread Estimation Technique Using Non-Coherent Channel Measurements”, Electronics Letters, 34 (1998) 1918-1919.
20. <http://www.extendedsystems.com>, Eylül 2002.
21. James, C. C., IEEE 802.11a Speeding up Wireless Connectivity in the Home, Communication Systems Design, Sen Francisco, 7, 2 February 2001.
22. Barker, P., Boucouvalas, A.C., A Simulation Model of the IrDA Infrared Communication Protocols, First International Symposium on Communications Systems & Digital Signal Processing, Sheffield Hallam University, UK, Sheffield Hallam University Press, 1998.
23. Rose, B., Home Networks: A standart Perspective, IEEE Comm. Mag., 39, 12 (2001) 78-85.
24. Gutierrez, J. A., et al., IEEE 802.15.4: A Developing Standart for Low-Power, Low - Cost, Wireless Personal Area Networks, IEEE Network, 15, 5 (2001) 12-19.
25. Shannon, C. E., A Mathematical Theory of Communication, Bell Syst., Tech., Journal, 27 (Part I) (1948) 379-423.
26. Forney, G. D., The Viterbi Algorithm, Proc. of the IEEE, 61, 3 (1973) 268-278.
27. Berrou, C., Glavieux, A., and Thitimajshima, P., Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes, IEEE Int. Conf. on Comm., (ICC'93), 2 (1993) 1064-1070.
28. Dolinar, S., ve Divsalar, D., Weight Distributions of Turbo Codes Using Random and Nonrandom Permutattions, TDA Progress Report, (1995) 42-122.

29. Ryan, W. E., A Turbo Code Tutorial, http://www.ee.virginia.edu/CSL/turbo_codes/overview.html, Ocak 2003.
30. Bahl, L., Cocke, J., ve Raviv, J., Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol error rate, IEEE Trans. On Info. Theory, 20 (1974) 284-287.
31. Robertson, P., Villebrun, E., ve Hoeher, P., A Comparison of Optimal and Suboptimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain, IEEE Int. Conf. On Comm. (ICC'95), 2 (1995) 1009-1013.
32. Douillard, C., Iterative Correction of Intersymbol Interference: Turbo Equalization, European Trans. Comm., (1995) 507-511.
33. Raphaeli, D., ve Zarai, Y., Combined Turbo Equalization and Turbo Decoding, IEEE Comm. Letters, 2, 4 (1998) 107-109.
34. Bauch, G., ve Franz, V., Iterative Equalization and Decoding for the GSM System, IEEE Veh. Technol., Conf. (VTC'98), 3 (1998) 2262-2266.
35. Raphaeli, D., ve Zarai, Y., Combined Turbo Equalization and Turbo Decoding, Symposium on Turbo Codes, Brest, France, 1997.
36. Glavieux, A., Laot, C. ve Labat, J., Turbo Equalization over a Frequency Selective Channel, International Symposium on Turbo Codes, Brest, France, 1997.
37. Tellado, J., Khayata, E., ve Cioff, N. M., Equalizing GMSK for High Data Rate Wireless LANs, in Proc. IEEE PWRC, 1 (1995) 16-20.
38. Daneshrad, B., ve Cimini, L. J., Equalization Requirements for 30 Mbps Indoor Wireless Data Transmission, in Proc. IEEE Vech. Tech. Conf., 1 (1996) 71-75.
39. Morton, J. M., Adaptive Equalization for Indoor Wireless Channels, Master Thesis, Blacksburg, Virginia, August 3, 1998.
40. Tariq, M. F., An Investigation into Pilot Aided Channel Adaptive Modems for Narrowband Wireless Data Communications, Doctoral Thesis, Center for Communications Research, University of Bristol, November 2000.
41. Turk, K., MMSE Esaslı İlkendirmeli Zaman Domeni Kanal Denkleştiriciler, Doktora Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, KTU, Temmuz 2005.
42. Haykin, S., Moher, M., Modern Wireless Communications, Pearson Education, Inc., United State of America, 2005.
43. Rappaport, T.S., Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, Inc., New Jersey, USA, 1996.

44. Turin, G.L., Clapp, F.D., Johnston, T.L., Fine, S.B. ve Lavry D., A Statitcal Model of Urban Multipath Propagation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 21, 1 (1972) 1-9.
45. Suzuki, H., A Statitcal Model for Urban Radio Propagation, IEEE Transactions on Communications, 25, 7 (1977) 673-680.
46. Hashemi, H., Simulation of the Urban Radio Propagation Channel, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 28 (1979) 213-225.
47. Kaya, İ., A Study of High Performance Equalisation and Pre-Equalisation for High Speed Wireless Data Communications, Doktora Tezi, Centre for Communications Research, University of Bristol, 1998.
48. <http://www.bluetooth.com>, Kasım 2001.
49. Chatschik, B., An Overview of The Bluetooth Wireless Technology, IEEE Communications Magazine, 39 (12) (2001).
50. Miyatsu, K., Bluetooth Design Background and Its Technological Features, IEICE Trans. Fundamentals, E83-A (11) (2000).
51. BLUETOOTH/2, The High-Rate Extension to Bluetooth, ERICSSON, 22 September 2000.
52. Pedersen, K. I., Mogensen, P. E., Fleury, B. H., Frederikses, F., Olesen, K. ve Lersen, S. L., Analysis of Time, Azimuth and Doppler Dispersion in Outdoor Radio Channels, ACTS Mobile Communication Submit'97, October 1997, Denmark, 308-313.
53. Özen, A., Sayısal Haberleşme Kanallarında Hızlı Parametre Kestirim Yöntemleri İçin Bulanık Mantık Esaslı Bir Dış Çevrim Denetleyicisi ile Hız ve Başarım Artırımı, Doktora Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, KTÜ, Temmuz 2005.
54. Haykin, S., Communications System, Third Edition, John Wiley&Sons, Inc., Singapore, 1994.
55. Draft Standart for Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), July 2003.
56. Lee, D., Lee, H., Milstein, L. B., Direct Sequence Spread Spectrum Walsh-QPSK Modulation, IEEE Transaction on Communications, 46, 9 (1998).
57. Kuo, H. L., Multipath, Georgia Institute of Technology, 2000.
58. Buffer, C.R. ve Risman, P.O., Compatibility Issues Between Bluetooth and High Power Systems in the ISM Bands, Microwave Journal, 43, 7 (2000) 126-134.

59. Henrikson, C., Reducing Bluetooth Interference with Diversity Techniques in IEEE 802.11b Networks, Master Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, May 2002.
60. Hagenauer, J., The Turbo Principle: Tutorial Introduction and State of the Art, Proc. International Symposium on Turbo Codes and Related Topics, Brest, France, Sept. 1997 22-24.
61. Benedetto, S., ve Montorsi, G., Unveiling Turbo Coding Schemes, IEEE Trans. On Information Theory, 42, 2 (1996) 409-429.
62. Huang, F. H., Evaluation of Soft Output Decoding for Turbo Codes, Master Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1999.
63. Benar, M., Turbo Kodlama ve AWGN Kanallarda Başarım Analizi, Fen Bilimleri Enstitüsü, KTÜ, Ağustos 2002.
64. Hanzo, I., Liew, T.H., ve Yeap, B.L., Turbo Coding Turbo Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels, John Wiley & Sons, Ltd., USA, 2002.
65. Tüchler, M., Singer, A. ve Koetter, R., Minimum Mean Squared Error Equalization Using A-Priori Information, IEEE Trans. on Signal Processing, 50, 3 (2002) 673-683.
66. Davis, L. M., Collings, I.B. ve Hoeher, P., Joint MAP Equalization and Channel Estimation for Frequency-Selective and Frequency-Flat Fast-Fading Channels, IEEE Trans. on Communications, 49, 12 (2001) 2106-2113.
67. Forney, G.D., The Viterbi Algorithm, Proceedings of The IEEE, 61 (1973) 268-278.
68. <http://www.brianjoseph.com/viterbi/background.htm>, Eylül 2005.
69. Parson, D., The Mobile Radio Propagation Channel, John Wiley & Sons, Ltd., 2000.
70. Vaughan, R.G. ve Andersen, J.B., Antenna Diversity in Mobile Communications, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 36 (1987) 150-172.
71. Laot, C., Turbo Equalization: Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized, 9, 9 (2001) 1744-1752.

ÖZGEÇMİŞ

Salim KAHVECİ, 1975 yılında Trabzon'un Akçaabat ilçesinde doğdu. İlköğrenimini Erikli köyünde, orta öğrenimini Trabzon İmam-Hatip Lisesi orta kısmında, lise öğrenimini Trabzon Yomra Fen Lisesi'nde tamamladı. 1996 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden Elektronik Mühendisi ünvanıyla mezun oldu. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında yüksek lisans çalışmalarına başladı. 1998 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. 1999 yılında yüksek lisans çalışmalarını tamamladı. Aynı yıl, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında doktora çalışmalarına başladı. Şu an ise Öğretim Görevlisi olarak görev yapmaktadır. İngilizce bilmektedir.