

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**KABLOSUZ VÜCUT ALAN AĞLARINDA ULTRA GENİŞ BANT
HABERLEŞMEDE VERİCİ VE ALICI ANALİZLERİ**

DOKTORA TEZİ

Yasin KARAN

**TEMMUZ 2021
TRABZON**



KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**KABLOSUZ VÜCUT ALAN AĞLARINDA ULTRA GENİŞ BANT
HABERLEŞMEDE VERİCİ VE ALICI ANALİZLERİ**

Yasin KARAN

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"DOKTOR (ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ)"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 21 / 05 / 2021

Tezin Savunma Tarihi : 05 / 07 / 2021

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Salim KAHVECİ

Trabzon 2021

ÖNSÖZ

Bu doktora tez çalışması, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı Doktora Programı'nda hazırlanmıştır. Bu tez çalışmasında kablosuz vücut alan ağı kanallarında UWB tabanlı çift taşıyıcılı modülasyon verici analizleri IEEE 802.15.6 UWB PHY parametrelerine uygun olarak benzetimi yapılmış, IEEE 802.15.6 UWB PHY'da tavsiye edilen modülasyonlar ile karşılaştırılmıştır.

Bu tez çalışmasının hazırlanmasında bana her türlü desteği sağlayan ve beni araştırma yapmam için teşvik eden tez danışmanım sayın Prof. Dr. Salim KAHVECİ'ye en içten teşekkürlerimi sunarım. Doktora eğitimim boyunca bana yol gösteren değerli görüş ve tavsiyeleri ile katkıda bulunan saygıdeğer hocalarım Prof. Dr. İsmail KAYA ve Doç. Dr. Bekir DİZDAROĞLU'na teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım boyunca ve halen hiç bir yardımı esirgemeyen Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği ve Fen-Edebiyat Fakültesi Fizik Bölümlerindeki akademisyen arkadaşlarıma teşekkür ederim. Bu süreçte beni destekleyen Doç. Dr. Mustafa Ergin ŞAHİN'e, Öğr. Gör. Soner TOKÇALAR'a ve Uzm. Dr. Umut Serkan SÖZTANACI'ya teşekkürü bir borç bilirim.

Tüm hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen annem Sayime, babam Sabri KARAN'a, ağabeyime, ablama, halalarım, teyzelerime, dayıma, amcalarım, kuzenlerime, tüm aileme ve arkadaşlarıma teşekkür ederim. Doktora çalışmalarım boyunca sabırlarını, desteklerini ve sevgilerini benden esirgemeyen eşim Rıfkiye ve kızım Ece Elif'e sabırlarından dolayı özellikle teşekkürler ederim.

Yasin KARAN

Trabzon 2021

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum "Kablosuz Vücut Alan Ağlarında Ultra Geniş Bant Haberleşmede Verici ve Alıcı Analizleri" başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. Salim KAHVECİ'nin sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 05/07/2021

Yasin KARAN

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER	V
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	IX
TABLolar DİZİNİ	XII
SEMBOLLER DİZİNİ	XIII
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Kablosuz Vücut Alan Ağları	2
1.2.1. IEEE 802.15.6 Fiziksel Katmanları	3
1.2.2. IEEE 802.15.6 UWB Fiziksel Katmanı	3
1.3. Ultra Geniş Bant	3
1.3.1. UWB Sinyalleri	4
1.3.2. UWB Donanımları	6
1.4. Haberleşme Sistemleri Fiziksel Katman Bileşenleri	7
1.4.1. Modülasyon Teknikleri	7
1.4.1.1 BPSK, QPSK ve QAM Modülasyonları	8
1.4.1.2 DBPSK ve DQPSK Modülasyonları	13
1.4.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama	13
1.4.2.1 Çok Bantlı OFDM	15
1.4.2.2 Çift Taşıyıcılı Modülasyon	15
1.4.3. Kanal Kodlamaları	17
1.4.3.1 Blok Kodlayıcılar	18
1.4.3.2 Konvolüsyon Kodlayıcılar	18
1.4.4. Kanal Denkleştiricileri	19
1.4.4.1 Sıfır Zorlamalı Denkleştirici	20
1.4.4.2 MMSE Denkleştiricileri	22

1.4.4.3	LMS ve RLS Adaptif Kanal Denkleştiricileri	23
1.4.4.4	Frekan Düzleminde Kanal Kestirimi ve Denkleştirimi	25
1.4.5.	Yayıllı Spektrum	26
1.4.6.	Uzay-Zaman Blok Kodlaması	28
1.4.7.	Kablosuz Haberleşme Kanalları	29
1.4.8.	Vücut Alan Ağları için Kanal Senaryoları	32
1.5.	Literatür Özeti	33
1.6.	Çalışmanın İçeriği	41
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR	43
2.1.	Kullanılan Kanal Modelleri	43
2.2.	DCM ve Çeşitleri	47
2.2.1.	DCM-QPSK Modülasyonu	48
2.2.2.	DCM-BPSK Modülasyonu	50
2.3.	DCM ve Çeşitleri için Teorik Çıkarımlar	52
2.3.1.	DCM Hata Olasılığı Hesaplaması	52
2.3.2.	DCM-QPSK Hata Olasılığı Hesaplaması	59
2.3.3.	DCM-BPSK Hata Olasılığı Hesaplaması	66
2.4.	DCM ile Kanal Kodlaması Karşılaştırılması	69
2.5.	DCM ile Alamouti Kodlaması Karşılaştırılması	72
2.6.	IEEE 802.15.6 UWB PHY	75
2.6.1.	IR-UWB Sembol Yapısı	79
2.6.2.	IEEE 802.15.6 UWB PHY Modülasyonları	83
2.7.	IEEE 802.15.6 UWB PHY ve DCM Başarımları	83
2.7.1.	Karmaşıklık Karşılaştırması ve Kullanıcı Arayüzü	94
3.	SONUÇLAR	97
4.	ÖNERİLER	99
5.	KAYNAKLAR	100
ÖZGEÇMİŞ		

Doktora Tezi

ÖZET

KABLOSUZ VÜCUT ALAN AĞLARINDA ULTRA GENİŞ BANT HABERLEŞMEDE VERİCİ VE ALICI ANALİZLERİ

Yasin KARAN

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Salim KAHVECİ
2021, 110 Sayfa

Kablosuz vücut alan ağları (KVAA) vücut içi, üzeri ve dışındaki duyurga ve bağlantı merkezleri haberleşme ağıdır. IEEE 802.15.6 protokolü bu ağa yönelik çıkarılmıştır.

Bu çalışmada, IEEE 802.15.6 ultra geniş bant (UGB) fiziksel katmanında güvenilir veri iletimine yönelik önerilen kanal kodlama ve modülasyonlar ile dikgen frekans bölmeli çoğullama (DFBÇ) tabanlı çift taşıyıcılı modülasyon (ÇTM) teknikleri incelenmiştir. Öncelikle KVAA kanalları incelenmiş, üzerinde çalışmak üzere uygun bir model seçilmiştir. ÇTM'nin farklı çeşitleri ortaya konarak, teorik hata olasılıkları çıkarılmış ve hem ÇTM ile aynı kod oranına sahip kanal kodlaması hem de farklı bir verici çeşitlemesi yöntemi ile karşılaştırılmıştır. IEEE 802.15.6 UGB fiziksel katmanı benzetimi çıkarılarak, bu çalışmada irdelenen ÇTM ve çeşitleriyle, protokolde önerilen zamanlama parametrelerine göre ve aynı KVAA kanallarında karşılaştırılmıştır.

Sonuç olarak, çıkarılan ÇTM teorik hata olasılıkları ile benzetim sonuçlarının örtüştüğü görülmüştür. Özellikle yüksek seviyeli modülasyonlarda, ÇTM başarımlarının eş değer modülasyon ve kanal kodlama tekniklerinden daha yüksek bulunmuştur. Yüksek veri hızlarında hem protokol modülasyonları hem ÇTM'lerin başarımları KVAA kanallarda oldukça düşük çıkmıştır. Dolayısıyla yüksek veri hızlarında kanal denkleştirici veya DFBÇ'li sistemlerde daha yüksek alt taşıyıcı kullanılması gerekmektedir.

Anahtar Kelimeler: Kablosuz vücut alan ağları, Ultra geniş bant haberleşme, Çift taşıyıcılı modülasyon, Kablosuz haberleşme kanalları

Ph.D. THESIS

SUMMARY

ANALYSIS OF TRANSMITTER AND RECEIVER OF ULTRA WIDEBAND
COMMUNICATION IN WIRELESS BODY AREA NETWORK

Yasin KARAN

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. Dr. Salim KAHVECİ
2021, 110 Pages

Wireless body area networks (WBAN) are communication networks between the sensors and hubs in-body, on-body and out-body. IEEE 802.15.6 protocol has been developed for such networks.

In this study, channel coding and modulation techniques proposed in IEEE 802.15.6 ultra-broadband (UWB) physical layer for reliable data transmission were investigated with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based dual carrier modulation (DCM) techniques. First of all, WBAN channels were examined and a suitable model was chosen to work on. By presenting different types of DCM, theoretical error probabilities were derived, and compared with both channel coding techniques with the same code rate as DCM and a different transmitter diversity method. IEEE 802.15.6 UWB physical layer has been simulated and compared with the DCM and types discussed in this study on the same WBAN channels and according to the timing parameters proposed in the protocol.

Consequently, it was observed that the simulation results match the derived DCM theoretical error probabilities. Especially in high level modulation, DCM performances have been found higher than equivalent modulations and channel coding techniques. At high data rates, performances of both protocol modulation and DCMs were very quiet low in WBAN channels. Therefore, at high data rates, channel equalizer or higher subcarriers in OFDM systems should be used.

Key Words: Wireless body area networks, Ultra wideband communication, Dual carrier modulation, Wireless communication channels

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. UWB spektral maskesi [4]	4
Şekil 1.2. UWB darbe şekilleri; a) Gauss darbesi, b) Gauss monocycle darbesi, c) Gauss doublet darbesi	6
Şekil 1.3. Modülasyon yıldız diyagramları; a) BPSK, b) QPSK	9
Şekil 1.4. 16QAM yıldız diyagramı örnek hata alanları	11
Şekil 1.5. OFDM sistemin blok diyagramı	14
Şekil 1.6. DCM yıldız diyagramları; a) İlk ve b) İkinci 50 sembolün yıldız diyagramı	17
Şekil 1.7. Kanal, beyaz gürültü ve kanal denkleştirici	20
Şekil 1.8. LMS algoritması blok şeması	23
Şekil 1.9. Frekans düzleminde kanal denkleştirici	25
Şekil 1.10. DSSS modülasyon örneği; a) Bilgi verisi, b) Sözde rastgele dizi, c) Yayılmış veri.....	28
Şekil 1.11. Altın-dizisi oluşturulması	28
Şekil 1.12. Sönümleme tiplerine göre kablosuz haberleşme kanalları; a) Zaman düzlemi, b) Frekans düzlemi karşılaştırılması	31
Şekil 1.13. WBAN kanal modelleri	32
Şekil 2.1. CM4-0° kanalı güç gecikme profili gerçel genliği ve faz açıları	45
Şekil 2.2. 1000 kanalın a) Tap sayıları, b) Gecikme yayılımları histogramları	46
Şekil 2.3. 1000 kanalın a) Ortalama, b) Maksimum tap ağırlıkları histogramları ..	46
Şekil 2.4. Güç gecikme profilleri a) Proakis A, b) Proakis B, c) Proakis C kanalı [20]	47
Şekil 2.5. DCM-QPSK'da a) İlk ve b) İkinci 100 sembolün yıldız diyagramı	48
Şekil 2.6. DCM-QPSK sistemin blok diyagramı	50
Şekil 2.7. DCM-BPSK'da a) İlk ve b) İkinci 100 sembolün yıldız diyagramı	50
Şekil 2.8. DCM ilk yıldız diyagramındaki hata örnekleri	53
Şekil 2.9. DCM ikinci yıldız diyagramındaki hata örnekleri	53
Şekil 2.10. SNR tabanında teorik ve benzetim BER sonuçları	57

Şekil 2.11.	16QAM ve DCM E_b/N_0 tabanında a) BER, b) SER teorik ve benzetim sonuçları	58
Şekil 2.12.	DCM I fazları gösterimi [109]	59
Şekil 2.13.	DCM AWGN kanal teorik hata oranları çıkarımları karşılaştırılmaları; a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında	59
Şekil 2.14.	QPSK'da bir sembolün hata alanları	60
Şekil 2.15.	DCM-QPSK'da '00' sembolünün I fazındaki koyu renkli hata alanları ve hesaplamada kullanılan yardımcı alanlar; a) İlk, b) İkinci yıldız diyagramları	61
Şekil 2.16.	SNR tabanında teorik ve benzetim BER sonuçları	64
Şekil 2.17.	QPSK ve DCM-QPSK E_b/N_0 tabanında teorik ve benzetim a) BER, b) SER sonuçları	64
Şekil 2.18.	DCM-QPSK'da I fazları gösterimi	65
Şekil 2.19.	DCM-QPSK AWGN kanal teorik hata olasılıkları karşılaştırılması; a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında	65
Şekil 2.20.	DCM-BPSK'da hata durumları; a) İlk, b) İkinci yıldız diyagramları	66
Şekil 2.21.	DCM-B AWGN kanal teorik hata olasılıkları karşılaştırılması; a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında	68
Şekil 2.22.	BPSK, DCM-BPSK, QPSK, DCM-QPSK, 16QAM ve DCM hata olasılıklarının teorik ve benzetim sonuçları; a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında	68
Şekil 2.23.	Konvolüsyon kodlama kaydırmalı kaydedici yapısı	69
Şekil 2.24.	AWGN kanalı DCM ve kanal kodlama hata oranı başarımları	70
Şekil 2.25.	AWGN kanalı DCM ve kanal kodlama hata oranı başarımları	71
Şekil 2.26.	DCM ve kanal kodlama hata oranı başarımları; a) Proakis A, b) Proakis B c) Proakis C d) 1000 WBAN CM4 kanalı	72
Şekil 2.27.	Alamouti kodlamasının SISO uyarlaması	73
Şekil 2.28.	BPSK modülasyonunda Alamouti kodlaması ve DCM karşılaştırılması a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında	74
Şekil 2.29.	QPSK modülasyonunda Alamouti kodlaması ve DCM karşılaştırılması a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında	74
Şekil 2.30.	16QAM modülasyonunda Alamouti kodlaması ve DCM karşılaştırılması a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında	75
Şekil 2.31.	PPDU yapısı	76
Şekil 2.32.	MPDU verisi oluşturulması	77
Şekil 2.33.	PSDU verisi oluşturulmasının blok şeması	77
Şekil 2.34.	Çırpıcı blok şeması	77
Şekil 2.35.	PHR blok şeması	78

Şekil 2.36. PHR blok şeması	79
Şekil 2.37. SHR blok şeması	79
Şekil 2.38. IR-UWB sembol yapısı	80
Şekil 2.39. Benzetimlerde oluşan IR-UWB PSDU yapısı	80
Şekil 2.40. Zamanda atlama dizisi için kullanılan LFSR	81
Şekil 2.41. Benzetim çalışmasının genel algoritma şeması	86
Şekil 2.42. 7,8 MBd sembol hızında AWGN kanalı SNR - BER modülasyon başarımları; a) N_w ve RF kapalı, b) N_w kapalı-RF açık, c) N_w açık-RF kapalı, d) N_w ve RF açık	87
Şekil 2.43. 7,8 MBd sembol hızında AWGN kanalı E_b/N_0 - BER modülasyon başarımları; a) N_w ve RF kapalı, b) N_w kapalı-RF açık, c) N_w açık-RF kapalı, d) N_w ve RF açık	88
Şekil 2.44. 0,487 MBd sembol hızında AWGN kanalı E_b/N_0 - BER modülasyon başarımları; a) N_w ve RF kapalı, b) N_w kapalı-RF açık, c) N_w açık-RF kapalı, d) N_w ve RF açık	89
Şekil 2.45. Tek taplı denkleştirici benzetim blok şeması	90
Şekil 2.46. 0,487 MBd sembol hızında 1000 CM4 kanalı tek taplı denkleştirici başarımları	91
Şekil 2.47. 7,8 MBd sembol hızında 1000 CM4 kanalı tek taplı denkleştirici başarımları	91
Şekil 2.48. ZF kanal denkleştirici benzetim blok şeması	92
Şekil 2.49. 7,8 MBd sembol hızında 1000 CM4 kanalı ZF kanal denkleştiricili başarımları	92
Şekil 2.50. 7,8 MBd sembol hızında 1000 CM4 kanalında ZF kanal denkleştiricili a) 512, b) 1024 alt taşıyıcı başarımları	93
Şekil 2.51. Farklı modülasyon ve ara değerlendirme benzetimleri için düzenlenen örnek kullanıcı arayüzü	95
Şekil 2.52. IEEE 802.15.6 için düzenlenen örnek kullanıcı arayüzü	96

TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. WBAN frekans bantları [2]	2
Tablo 1.2. Çeşitli SDR'ler [9-13].....	7
Tablo 1.3. DBPSK ve DQPSK kodlama tablosu	13
Tablo 2.1. 1000 adet CM4 kanalın istatistiksel değerleri	46
Tablo 2.2. DCM-QPSK kodlama tablosu	49
Tablo 2.3. DCM-BPSK kodlama tablosu	51
Tablo 2.4. DCM kodlama tablosu	55
Tablo 2.5. '0000' sembolü gönderilmesi durumunda olası alınacak değerler	55
Tablo 2.6. '0000' sembolü gönderilmesiyle alınabilecek değerlerin demodülasyonu	56
Tablo 2.7. DCM-QPSK alıcısında olası durumlar	61
Tablo 2.8. DCM-BPSK'da olası alınacak değerler	66
Tablo 2.9. IEEE 802.15.6 UWB PHY modları	76
Tablo 2.10. Çırpıcı yazmaçları için ilk değerler	77
Tablo 2.11. LFSR yazmaçları için ilk değerler	82
Tablo 2.12. IEEE 802.15.6 standardı varsayılan parametreler (darbe frekansı= 499,2 MHz)	82
Tablo 2.13. On-off modülasyonunda K_m durumuna göre çevrim tablosu	83
Tablo 2.14. SNR, E_s/N_0 ve E_b/N_0 çevrim tablosu	85

KISALTMALAR VE SEMBOLLER DİZİNİ

<i>ADC</i>	: Analog-Dijital Çevirici (Analog to Digital Converter)
<i>ASK</i>	: Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (Amplitude Shift Keying)
<i>AWGN</i>	: Toplanır Beyaz Gauss Gürültüsü (Additive White Gauss Noise)
<i>BAN</i>	: Vücut Alan Ağı (Body Area Network)
<i>BCH</i>	: Bose-Chaudri-Hocquenghem Kodlaması
<i>BER</i>	: Bit Hata Oranı (Bit Error Rate)
<i>BPSK</i>	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying)
<i>CM</i>	: Kanal Modeli (Channel Model)
<i>CP</i>	: Çevrimsel Ön Ek (Cyclic Prefix)
<i>CSI</i>	: Kanal Durum Bilgisi (Channel State Information)
<i>ÇTM</i>	: Çift Taşıyıcılı Modülasyon
<i>DAC</i>	: Dijital-Analog Çevirici (Digital to Analog Converter)
<i>DBPSK</i>	: Farksal İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Differential Binary Phase-Shift Keying)
<i>DCM</i>	: Çift Taşıyıcılı Modülasyon (Dual Carrier Modulation)
<i>DFBÇ</i>	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
<i>DFE</i>	: Karar Geri Beslemeli Denkleştici (Decision Feedback Equalization)
<i>DQPSK</i>	: Farksal Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Differential Quadrature Phase-Shift Keying)
<i>DSSS</i>	: Direkt Dizi Yayılı Spektrum (Direct Sequence Spread Spectrum)
<i>ECMA</i>	: Avrupa Bilgisayar Üreticileri Derneği (European Computer Manufacturer's Association)
<i>ERFC</i>	: Tamamlayıcı Hata Fonksiyonu (Complementary Error Function)
<i>FCC</i>	: Federal Communication Commission

<i>FCS</i>	: Çerçeve Kontrol Dizisi (Frame Check Sequence)
<i>FFT</i>	: Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
<i>FHSS</i>	: Frekans Atlamalı Yayılı Spektrum (Frequency-Hopping Spread Spectrum)
<i>FM – UWB</i>	: Frekans Modülasyonu UWB (Frequency Modulation UWB)
<i>HBC</i>	: İnsan Vücut Haberleşmesi (Human Body Communication)
<i>HCS</i>	: Başlık Kontrol Dizisi (Header Check Sequence)
<i>IFFT</i>	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform)
<i>IR – UWB</i>	: Dürtü Radyosu UWB (Impulse Radio UWB)
<i>ISI</i>	: Semboller Arası Girişim (Intersymbol Interference)
<i>ISM</i>	: Sanayi, Bilim ve Tıp (Industrial, Scientific and Medical)
<i>KVAA</i>	: Kablosuz Vücut Alan Ağları
<i>LFSR</i>	: Doğrusal Geri Besleme Kaydırma Yazmacı (Linear Feedback Shift Register)
<i>LOS</i>	: Direk Görüş (Line of Sight)
<i>MAC</i>	: Ortam Erişim Kontrol (Media Access Control)
<i>MB – OFDM</i>	: Çok Bantlı OFDM (Multiband OFDM)
<i>MICS</i>	: Tıbbi İmplant Haberleşme Servisi (Medical Implant Communications Service)
<i>MIMO</i>	: Çoklu Giriş - Çoklu Çıkış (Multiple Input and Multiple Output)
<i>MISO</i>	: Çoklu Giriş - Tek Çıkış (Multiple Input and Single Output)
<i>MLSE</i>	: En Büyük Olabilirlikli Dizi Kestirimi (Maximum Likelihood Sequence Estimation)
<i>MMSE</i>	: Minimum Ortalama Karesel Hata (Minimum Mean Square Error)
<i>MPDU</i>	: MAC Protokol Veri Birimi (MAC Protocol Data Unit)
<i>MPSK</i>	: M Seviyeli PSK (M level PSK)
<i>MQAM</i>	: M Seviyeli QAM (M level QAM)
<i>NB</i>	: Dar Bant (Narrowband)
<i>NLOS</i>	: Direk Görüş Olmayan (Non-Line of Sight)
<i>OFDM</i>	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

<i>OOK</i>	: Açık Kapalı Anahtarlama (On-Off Keying)
<i>PCHIRP</i>	: Piecewise Cubic Hermite Interpolating Polynomial
<i>PDP</i>	: Güç Gecikme Profili (Power Delay Profile)
<i>PHR</i>	: Fiziksel Katman Başlığı (Physical Layer Header)
<i>PHY</i>	: Fiziksel Katman (Physical Layer)
<i>PPDU</i>	: Fiziksel Katman Protokolü Veri Birimi (PHY Layer Protocol Data Unit)
<i>PPM</i>	: Darbe Pozisyon Modülasyonu (Pulse Position Modulation)
<i>PRF</i>	: Darbe Tekrarlama Frekansı (Pulse Repetition Frequency)
<i>PSDU</i>	: Fiziksel Katman Hizmeti Veri Birimi (Physical Layer Service Data Unit)
<i>PSK</i>	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Phase Shift Keying)
<i>QAM</i>	: Dördün Genlik mMdülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation)
<i>QoS</i>	: Hizmet Katiltesi (Quality of Service)
<i>QPSK</i>	: Karesel Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase-Shift Keying)
<i>RF</i>	: Radyo Frekans (Radio Frequency)
<i>RMS</i>	: Karekök Ortalama (Root Mean Square)
<i>RS</i>	: Reed-Solomon Kodlaması
<i>SDR</i>	: Yazılım Tabanlı Radyolar (Software Defined Radio)
<i>SHR</i>	: Senkronizasyon Başlığı (Synchronization Header)
<i>SISO</i>	: Tek Giriş - Tek Çıkış (Single Input and Single Output)
<i>SNR</i>	: Sinyal Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio)
<i>STBC</i>	: Uzay Zaman Blok Kodlaması (Space Time Block Coding)
<i>THSS</i>	: Zaman Atlamalı Yayılı Spektrum (Time-Hopping Spread Spectrum)
<i>UGB</i>	: Ultra Geniş Bant
<i>UWB</i>	: Ultra Geniş Bant (Ultra wideband)
<i>WBAN</i>	: Kablosuz Vücut Alan Ağı (Wireless Body Area Network)
<i>WMTS</i>	: Kablosuz Tıbbi Telemetri Servis (Wireless Medical Telemetry Services)
<i>WPAN</i>	: Kablosuz Kişisel Alan Ağları (Wireless Personal Area Network)

ZFE	:	Sıfır Zorlamalı Denkleştirici (Zero Forcing Equalization)
B_c	:	Uyumluluk Bant Genişliği (Coherence Bandwidth)
B_d	:	Doppler Yayılımı (Doppler Spread)
B_s	:	Sinyal Bant Genişliği
C	:	Kapasite
d_{min}	:	Minimum Mesafe
E_b	:	Bit Enerjisi
N	:	Ortalama Gürültü Gücü
N_{cpd}	:	Darbe Tekrarlama Sayısı
N_{hop}	:	Atlama Sayısı
N_w	:	Darbe Pozisyon Sayısı
N_0	:	Gürültü Spektral Yoğunluğu (Noise Spectral Density)
R_b	:	Veri Hızı
R_c	:	Kod Oranı
R_m	:	Sembol Başına Bit Sayısı
S	:	Ortalama Sinyal Gücü
T_c	:	Uyumluluk Zamanı (Coherence Time)
T_m	:	Gecikme Yayılımı (Delay Spread)
T_{orn}	:	Örnekleme Periyodu
T_s	:	Sinyal Periyodu
T_w	:	Darbe Genişlik Süresini
σ_τ	:	RMS Gecikme Yayılımı (RMS Delay Spread)

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Haberleşme insan varlığının başlamasından itibaren insanların doğal ihtiyaçlarından birisi olmuştur. En eski zamanlardan itibaren uzaktan uzağa haberleşme çalışmaları yapılmaktadır. İlk bilinen uzak mesafeli haberleşme sistemlerinden duman ile haberleşmeden, güvercinlerin kullanılmasına, elektriğin bulunmasıyla teller ile telgrafa, daha sonra kablosuz olarak radyo dalgalarının kullanılmasıyla 1G'den 10 yıllık süreçler ile yüksek veri hızında 5G haberleşme sistemlerine ulaşmış bulunmaktayız. 5G üzerine çalışmalar devam etmekteyken, aynı zamanda 6G üzerine çalışmalar da sürmektedir. Zaman içerisinde veri iletim güvenilirliğini arttıran zaman, frekans ve çoklu anten kullanımlı uzay çeşitleme yöntemleri geliştirilmiştir. Günümüzde iletim hızının ve güvenilirliğinin önemli olduğu haberleşme sistemleri çoğunlukla fiber optik kablolarda optik sinyaller ve kablosuz ortamda radyo dalgaları ile gerçekleştirilmektedir.

Elektromekanik ve duyarğa teknolojilerin gelişmesi ile haberleşme verisi olarak sadece ses sinyali değil, çeşitli sistemlerde kullanılan duyarğalardan alınan veriler ve çeşitli sistemleri kontrol eden komut verileri de kablolu ve kablosuz olarak iletmeye başlanmıştır. Farklı sistemler kendi ağlarını oluşturmuş ve evrensel kullanım için bu ağlar için protokoller yazılmıştır. Örneğin günümüzde birçok evde kullanılan internet için IEEE 802.11 lokal alan ağı standardı oluşturulmuşken, IEEE 802.15.1 bluetooth standardı kablosuz kişisel alan ağı olarak geliştirilmiştir.

İnsanların en çok önem verdiği alanlardan birisi olan sağlık alanında da elektronik teknolojisinin gelişmesi, haberleşme teknolojisini de tetiklemiştir. İnsan vücudu içerisinde veya üzerine takılan duyarğaların birbirleri ile veya dışarıdaki bir ana cihaz ile haberleşmesi üzerine IEEE 802.15.6 standardı çıkarılmıştır.

Son yıllara kadar yeryüzü düzeyinde gerçekleştirilen kablosuz haberleşme sistemlerinde genellikle 3000 MHz altı taşıyıcı frekansları kullanılmaktadır. Ancak bant genişliği ihtiyacının artmasıyla günümüzde geliştirilen yeni kablosuz haberleşme sistemlerinde daha yüksek frekans bantları aktif olarak kullanılmaya başlanmıştır. Yakın gelecekte çok daha yüksek frekanslara çıkılması planlanmaktadır. Ancak yüksek frekansların kullanılması haberleşme kanalını daha karmaşık hale getirmektedir. Bu tez çalışmasında IEEE 802.15.6 standardı

yüksek frekanslı fiziksel katmanı incelenerek, çift taşıyıcılı modülasyon türleri başarımları ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar kablosuz vücut alan ağı kanallarında yapılmıştır. Önerilen çift taşıyıcılı modülasyonlar için teorik hata oranı çıkarımları yapılmıştır.

1.2. Kablosuz Vücut Alan Ağları

IEEE 802.15 grubu kablosuz kişisel alan ağları (Wireless Personal Area Network; WPAN) standartlarını belirleyen gruptur. Bluetooth standartları IEEE 802.15.1 tarafından belirlenirken, IEEE 802.15.4 düşük veri hızında düşük güç tüketiminde kablosuz veri transferinin standartlarını belirlemiştir. Medikal uygulamalar için tanımlanan kablosuz vücut alan ağlarında (Wireless Body Area Network; WBAN) bu iki standart kullanılmış olsa da yeterli görülmeyip, IEEE 802.15.6 grubu ilk kez Mayıs 2010'da WBAN standardı olarak tanıtılmıştır [1]. Bu standart, düşük güç tüketiminde ve kısa mesafede yüksek veri hızında güvenilir veri transferini amaçlamaktadır. Özellikle medikal uygulamalarda kullanılması hedeflenmiştir. Bu standartta üç özellik ele alınmıştır. Bunlar fiziksel (Physical; PHY) katman, ortam erişim kontrol (Medium Access Control; MAC) protokolü ve güvenlidir.

WBAN uygulamaları için ülkelere göre değişmek üzere farklı frekans bantları ayrılmıştır. Bu bantlar Tablo 1.1'de gösterildiği gibi insan vücut haberleşmesi (Human Body Communication; HBC) bandı, tıbbi implant haberleşme servis (Medical Implant Communications Service; MICS) bandı, kablosuz tıbbi telemetri servis (Wireless Medical Telemetry Services; WMTS) bandı ve ultra geniş bandın (Ultra Wideband; UWB) yanısıra sanayi, bilim ve tıp (Industrial, Scientific and Medical; ISM) bandları da bulunmaktadır [2].

Tablo 1.1. WBAN frekans bantları [2]

Bant	Frekans Aralığı (MHz)
HBC	5 - 50
MICS	402 - 405
WMTS	420 - 450 (Jpn), 863 - 870 (EU)
ISM	902 - 928 (Aust), 2360 - 2450
UWB	3100 - 10600

1.2.1. IEEE 802.15.6 Fiziksel Katmanları

IEEE 802.15.6 WBAN standardında üç çeşit fiziksel katman önerilmiştir. Bunlar kullanılan frekans farklılıklarına göre dar bant (Narrowband; NB) PHY, HBC PHY ve UWB PHY olarak ayrılmıştır. NB PHY farksal ikili faz kaydırmalı anahtarlama (Differential Binary Phase-shift Keying; DBPSK), farksal dörtlü faz kaydırmalı anahtarlama (Differential Quadrature Phase-shift Keying; DQPSK) ve farksal sekiz seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama (Differential 8-Phase-shift Keying) modülasyon tekniklerini kullanmaktadır. Frekans bandı olarak şu frekanslar kullanılır; 402 MHz - 405 MHz, 420 MHz - 450 MHz, 863 MHz - 870 MHz, 902 MHz - 928 MHz, 950 MHz - 958 MHz, 2360 MHz - 2400 MHz ve 2400 MHz - 2483,5 MHz [3]. HBC PHY 16 MHz ve 27 MHz frekanslarında 4 MHz'lik iki frekans bandını kullanır. UWB PHY ise yüksek veri hızında düşük güç tüketimini sağlamaktadır.

1.2.2. IEEE 802.15.6 UWB Fiziksel Katmanı

UWB PHY 3,1 GHz - 10,6 GHz arasında 11 tane kanala sahip olup, iki tanesi zorunlu kanaldır. IEEE 802.15.6 standardının UWB PHY katman özelliklerinde üç fonksiyonu sağlanmaktadır. Radyo alıcı-vericinin aktivasyonu ve deaktivasyonunu sağlamaktadır. Fiziksel katman yakınsama protokolü (Physical Layer Convergence Protocol) ile sırasıyla senkronizasyon başlığı (Synchronization Header; SHR), fiziksel katman başlığı (Physical Layer Header; PHR) ve fiziksel katman hizmeti veri birimini (Physical Layer Service Data Unit; PSDU) birleştirilerek fiziksel katman protokolü veri birimini (PHY Layer Protocol Data Unit; PPDU) oluşturmaktadır. PPDU bitleri kablosuz ortamda iletim için radyo frekans (Radio Frequency; RF) sinyallerine bu katmanda dönüştürülmektedir. Ayrıca, kablosuz ortamdaki etkinliği doğrulamak için MAC katmanına net kanal değerlendirmesi (Clear Channel Assessment) göstergesi sağlayabilmektedir.

Bu fiziksel katmanda iki adet UWB teknolojisi bulunmaktadır. Bunlar dürtü radyosu UWB (Impulse Radio; IR-UWB) ve geniş bant frekans modülasyonu UWB'dir (Frequency Modulation UWB; FM-UWB). Merkez vericiler sadece IR-UWB veya her ikisi ile gerçekleştirilmelidir. Aygıtlar ise IR-UWB, FM-UWB veya her ikisi ile gerçekleştirilebilirler.

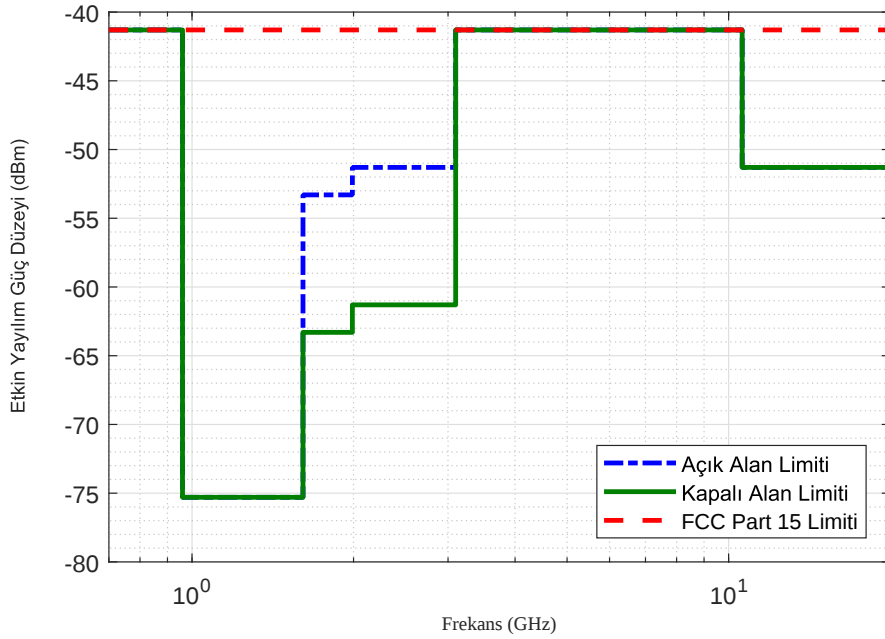
1.3. Ultra Geniş Bant

Federal Communication Commission (FCC) kurallarına göre yüksek frekans bandında (3,1-10,6 GHz) haberleşme yapılan sistemlerdeki sinyalin UWB sinyal olarak kabul edilmesi

için belirli kurallara uyması gerekmektedir. Buna göre verici sinyalinin bant genişliği en az 500 MHz veya kısmi bant genişliği en az 0,2 oranında olması gerekmektedir. Kısmi bant genişliği;

$$B_f = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (1.1)$$

ile ifade edilmektedir. Burada B_f kısmi bant genişliği, f_L ve f_H değerleri spektrumda maksimum güç seviyesinin -10 dB altına düştüğü alçak ve yüksek frekanslarıdır. Şekil 1.1 FCC tarafından tanımlanan spektral maskesini göstermektedir. Bu şekilde kapalı ve açık alanlardaki farklı frekanslara göre etkin yayılım güç limitleri görülmektedir. Şekilde



Şekil 1.1. UWB spektral maskesi [4]

görüldüğü gibi UWB sinyalleri (3,1-10,6 GHz) için etkin yayılım güç limiti $-41,3$ dBm/MHz olmaktadır. UWB cihazlardan çıkan sinyallerin yayılım gücü bu sınırların içinde olmalı ve maskeye uymalıdır [4, 5].

1.3.1. UWB Sinyalleri

Zaman düzleminde UWB sinyalleri dar bir zaman genişliğine sahip olmakla beraber yükselme ve alçalma sürelerinin çok kısa olması gerekmektedir. Ayrıca düşük güç tüketimi de amaçlandığı için düşük seviyeli modülasyon türleri kullanılması başarımlıdır.

açısından daha verimli olacaktır. Dolayısıyla yüksek seviyeli dördün genlik modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation; QAM) yerine darbe pozisyon modülasyonu (Pulse Position Modulation; PPM), darbe genlik modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation), açık-kapalı anahtarlama (On-Off Keying; OOK) modülasyonları tercih edilir. Bu modülasyon türlerinde bir bit bir sembol darbesinde gönderilmektedir. UWB haberleşmesinde bununla yeterli kalmayıp, yayılı spektrum teknikleri de kullanılarak bir bit daha fazla sinyalle gönderilebilmektedir.

UWB sinyallerde darbe şekli olarak Gauss sinyalinin türevlerinden elde edilen sinyaller yaygın olarak kullanılmaktadır. Gauss darbesi olarak bilinen sinyal (1.2) denkleminde verilmiştir [6, 7].

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\left(\frac{x}{\sqrt{2\sigma^2}}\right)^2} \quad (1.2)$$

Gauss darbe denkleminin basitleştirilmiş hali (1.3) denkleminde verilmiştir.

$$G(t) = K_1 e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad (1.3)$$

Bu denklemlerde σ standart sapmayı, τ zaman ölçeğini, K_1 ise genlik sabitini ifade etmektedir. Gauss sinyalinin birinci türevi monocycle, ikinci türevi doublet olarak adlandırılmaktadır. Gauss darbesi, monocycle ve doublet Şekil 1.2’de gösterilmiştir.

Zaman düzleminde monocycle (1.4) denklemindeki gibi;

$$G_m(t) = K_2 \frac{-2t}{\tau^2} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad (1.4)$$

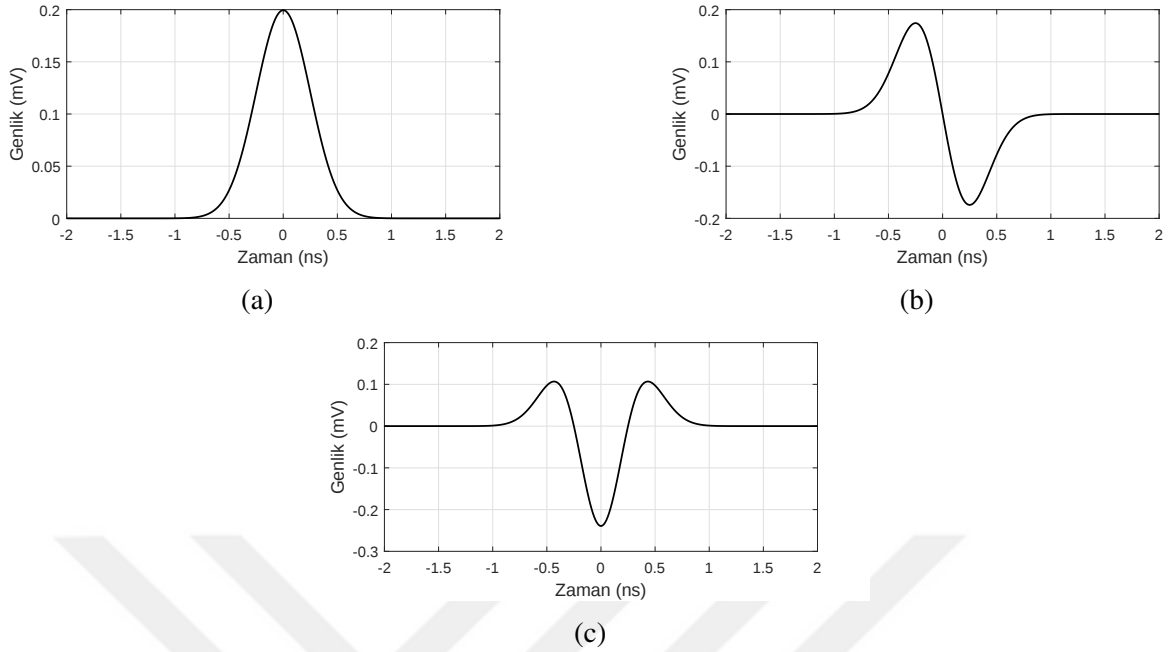
olmaktadır. Doublet darbesi ise (1.5) denklemindeki gibi;

$$G_d(t) = K_3 \frac{-2}{\tau^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2}\right) e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad (1.5)$$

ifade edilmektedir [8]. Burada K_2 ve K_3 gerilim sabitidir. İletilecek darbenin enerjisi E olmak üzere K_1 , K_2 ve K_3 ise (1.6)’da;

$$K_1 = \sqrt{\frac{E}{\tau\sqrt{\pi/2}}} \quad K_2 = \sqrt{\frac{\tau E}{\sqrt{\pi/2}}} \quad K_3 = \sqrt{\frac{\tau E}{3\sqrt{\pi/2}}} \quad (1.6)$$

olarak verilmiştir.



Şekil 1.2. UWB darbe şekilleri; a) Gauss darbesi, b) Gauss monocycle darbesi, c) Gauss doublet darbesi

1.3.2. UWB Donanımları

Kablosuz haberleşme sistemlerinde belli bir verici için ona uygun alıcı tasarımı veya tam tersi kullanım durumları olmaktadır. Bu yüzden her farklı kablosuz haberleşme teknolojisi için ayrı alıcı ve vericiler geliştirilmektedir. UWB yüksek frekansta ve geniş bant genişliğinde gerçekleşen bir sistemdir. Bu yüzden UWB için hazır donanımlar yaygın değildir. Ancak yazılım tabanlı radyoların (Software Defined Radio; SDR) geliştirilmesi kablosuz haberleşme konusunda donanım problemine alternatif ve ideal bir çözüm sunmuştur. UWB üzerine yapılacak çalışmalarda UWB frekanslarını ve bant genişliğini destekleyen bir SDR kullanılabilir. SDR’lerde basitçe elektromanyetik sinyalleri alan bir RF ön uç ve bu ön uçtan gelen sinyali sayısala çeviren analog-dijital çeviricilerden (Analog to Digital Converter; ADC) oluşan bir devre kartından ve bu sinyalleri işleyen bir bilgisayardan oluşmaktadır. SDR’lerin programlanmasında açık kaynaklı geliştirme aracı olan GNU Radio programı yaygın olarak kullanılmaktadır. USRP, HackRF One, Cyan SDR vd. yüksek frekans aralığında çalışan RF ön uca sahip olan modellerdendir. Tablo 1.2 bazı SDR aygıtlarının karşılaştırılmasını göstermektedir [9-13].

UWB’ye en uygun donanım Decawave firması tarafından üretilen DW1000 entegresidir.

Tablo 1.2. Çeşitli SDR'ler [9-13]

SDR	Frekans Aralığı	Bant genişliği
Adalm Pluto	325 MHz – 3,8 GHz	20 MHz
BladeRF	47 MHz- 6 GHz	56 MHz
Cyan SDR	100 kHz – 18 GHz	1 GHz
HackRF One	10 MHz-6 GHz	20 MHz
USRP B200	70 MHz-6 GHz	56 MHz
USRP X310	DC - 6 GHz	160 MHz

DW1000 düşük güçlü UWB tek çip bir alıcı verici entegredir. Bu entegre UWB sinyal şartlarına uyumlu olmakla beraber, özellikle hassas ölçekte yer tespitinde kullanılmaktadır. Ayrıca bu entegre IEEE 802.15.4a standardına uygun olarak veri iletiminde de kullanılabilir bir şekilde tasarlanıp üretilmiştir. 110 kb/s, 850 kb/s ve 6,8 Mb/s veri hızlarını desteklemektedir. 3,5 GHz - 6,5 GHz arası altı RF kanalı desteklemektedir [14]. DWM1000 modülü DW10000 entegresi ile RF devresi, anten, saat devresi ve güç yönetim devresini kapsayan bir modüldür. SPI protokolü ile veri transferini gerçekleştirmektedir. DW1000 entegresi kullanılarak DWM1000 modülü ve bu modül kullanılarak farklı kart geliştirme uygulamaları Decawave firması tarafından literatüre sunulmuştur [15]. Bunun dışında Time Domain Technology firması tarafından PulsON 440 ve Ubisense firması tarafından UWB ürünleri gerçek zamanlı yer bulma uygulamaları için geliştirilmiş UWB modülleridir [16, 17].

1.4. Haberleşme Sistemleri Fiziksel Katman Bileşenleri

Bu bölümde haberleşme sistemlerinin, alıcı ve vericilerinin, tasarımlarında gerçekleştirilen katmanlardan bu çalışmada kullanılan katmanlar verilmiştir. Çalışmada kullanılan modülasyon çeşitleri, kanal kodlama, denkleştirme, yayılı spektrum teknikleri ve kablosuz haberleşme kanalları bu bölümde anlatılmıştır.

1.4.1. Modülasyon Teknikleri

Modülasyon, iletilmesi istenilen bilgi sinyalinin bir taşıyıcıya bindirilerek istenilen biçim ve teknikte iletilmesidir. Analog sinyalleri sayısal bilgiye çevirmeden modüle eden teknikler analog modülasyon, sayısal bilgileri modüle eden teknikler ise sayısal modülasyon olarak adlandırılmaktadır. Eğer analog sinyal sayısal modülasyon teknikleriyle iletilmek

isteniyorsa analog formdan sayısal forma çevrilmesi gerekmektedir. Sayısal modülasyon tekniklerinde bilgi taşıyıcı sinyalin genlik, faz veya frekansında taşınmaktadır. Yüksek seviyeli, M seviye ($M = 2^k$), modülasyonlarda bir sembol $k = \log_2 M$ adet bit taşımaktadır. Yüksek seviyelerde sembol başına taşınan bit sayısı artarken, aynı sembol enerjisinde, semboller arasındaki mesafe birbirine yaklaşacaktır. Bu yüzden hata oranları artmaktadır.

Birçok sayısal modülasyon tekniği türetilmiştir. Faz kaydırmalı anahtarlama (Phase Shift Keying; PSK) sınıfı altında ikili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying; BPSK), DBPSK, M seviyeli PSK (M level PSK; MPSK), farksal MPSK (Differential MPSK), karesel PSK (Quadrature PSK; QPSK), DQPSK ve ofset QPSK modülasyonları bulunmaktadır. Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (Frequency Shift Keying) sınıfında ikili FSK, minimum kaydırmalı anahtarlama (Minimum Shift Keying) ve Gauss minimum kaydırmalı anahtarlama modülasyonları bulunmaktadır. Genlik kaydırmalı anahtarlama (Amplitude Shift Keying; ASK) ve ASK ile PSK modülasyonlarının birleşimlerinden oluşan M seviyeli QAM (M level QAM; MQAM) en yaygın kullanılan temel modülasyon türleridir [18]. Burada sadece bu çalışmada kullanılan modülasyon çeşitlerine değinilecektir.

1.4.1.1. BPSK, QPSK ve QAM Modülasyonları

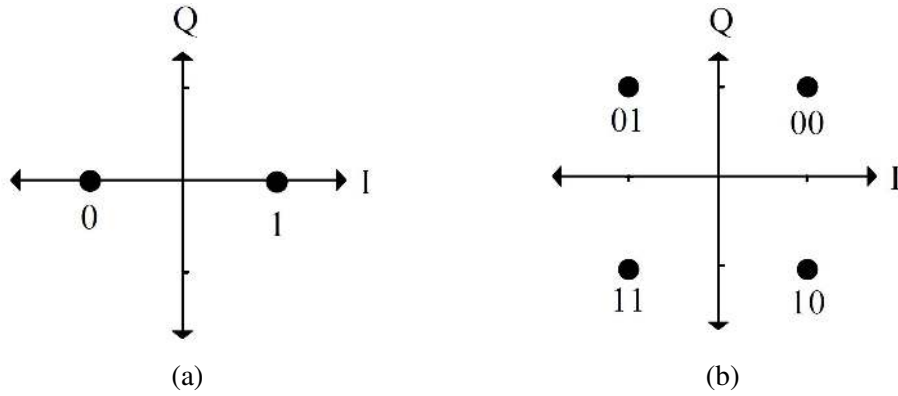
PSK modülasyonu en temel sayısal modülasyon tekniklerinden biri olup, bilgi sinyali taşıyıcı sinyalin fazına yüklenmektedir. Bu yüzden PSK modülasyonundaki farklı sembollerin genlik ve frekansları aynı olmaktadır. BPSK modülasyonunda sembol başına bir bit taşınıp, semboller arası uzaklık 180° 'dir. BPSK modüleli sinyal (1.7) denkleminde gösterilmektedir.

$$s(t) = \begin{cases} s_1(t) = Ap(t)\cos(2\pi f_c t), & \text{bit 1} \\ s_2(t) = Ap(t)\cos(2\pi f_c t + \pi), & \text{bit 0} \end{cases} \quad (1.7)$$

Burada A sinyalin genliği, $p(t)$ darbe şekli ve $\cos(2\pi f_c t)$ ise taşıyıcı sinyal olmaktadır. QPSK'da ise sembol başına iki bit taşınıp, semboller arası uzaklık 90° 'dir. QPSK modüleli sinyal ise (1.8) denkleminde gösterilmektedir.

$$s_n(t) = Ap(t)\cos(2\pi f_c t + (n-1)\frac{\pi}{4}), \quad n = 1, 2, 3, 4 \quad (1.8)$$

Burada A sinyalin genliği, $p(t)$ darbe şekli ve $\cos(2\pi f_c t)$ ise taşıyıcı sinyaldir. BPSK ve QPSK modülasyonlarının yıldız diyagramları sırasıyla Şekil 1.3a - 1.3b'de gösterilmektedir.



Şekil 1.3. Modülasyon yıldız diyagramları; a) BPSK, b) QPSK

BPSK ve QPSK için bit hata olasılığı aynı çıkmaktadır. Bu iki modülasyon için toplanır beyaz Gauss gürültülü (Additive White Gaussian Noise; AWGN) kanalda bit hata olasılığı (1.9) denkleminde $Q()$ fonksiyonu ve tamamlayıcı hata fonksiyonu (Complementary Error Function; $erfc$) olarak gösterilmektedir [19].

$$P_{h-bit} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (1.9)$$

Ancak QPSK için sembol hata olasılığı farklıdır. QPSK sembol hata oranı ise (1.10) denkleminde gösterilmektedir [20,21].

$$\begin{aligned} P_{h-sembol} &= 1 - (1 - P_b)^2 = 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) + \left[Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)\right]^2 \\ &\simeq 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) = erfc\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}\right) = erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Bu denklemlerde E_b bit enerjisini, E_s sembol enerjisini ve $N_0/2$ beyaz gürültü güç spektral yoğunluğunu ifade etmektedir. Sembol başına daha fazla bit taşıyarak modülasyon seviyesi arttırılmak istendiğinde MPSK modülasyonu güç verimliliği düşmektedir, çünkü aynı hata olasılığını yakalamak için semboller arası uzaklığı korumak gerekmektedir. Bunu sağlamak için sembol enerjisini, E_s , yükseltmek gerekmektedir. Buna karşın, semboller aynı dairenin içerisinde tutmak yerine ASK ve PSK modülasyonlarının birleşimi hibrit modülasyonda, MQAM'da, semboller hem faza hem de genliğe yüklenmektedir. Böylece yüksek seviyelerde MPSK'ya göre daha iyi bir güç verimliliği sağlanmaktadır. MQAM modülasyonunda $M = 2^k$

adet sembol (1.11) denklemindeki gibi gösterilmektedir.

$$s_n(t) = A_n p(t) \cos(2\pi f_c t + Q_n), \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (1.11)$$

Burada $p(t)$ darbe şekli, $\cos(2\pi f_c t)$ taşıyıcı sinyali, A_n sinyalin genliği ve Q_n ise fazı göstermektedir. (1.11) denkleminde verilen MQAM sembollerin ortonormal taban fonksiyonları;

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \\ \phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (1.12)$$

olmaktadır. MQAM için örnek olarak 16QAM modülasyonu ele alınırsa, A genlik katsayısındaki 16QAM sembolleri;

$$s = a_n \phi_1(t) + j b_m \phi_2(t), \quad a_n, b_n \in [-3, -1, 1, 3] * A \quad (1.13)$$

şeklinde ifade edilebilmektedir. 16QAM'ı normalize etmek için ortalama enerjiyi bulup, tüm sembolleri bulunan ortalama enerjiden çıkarılacak katsayıya bölmek gerekecektir. Toplam ve ortalama enerji;

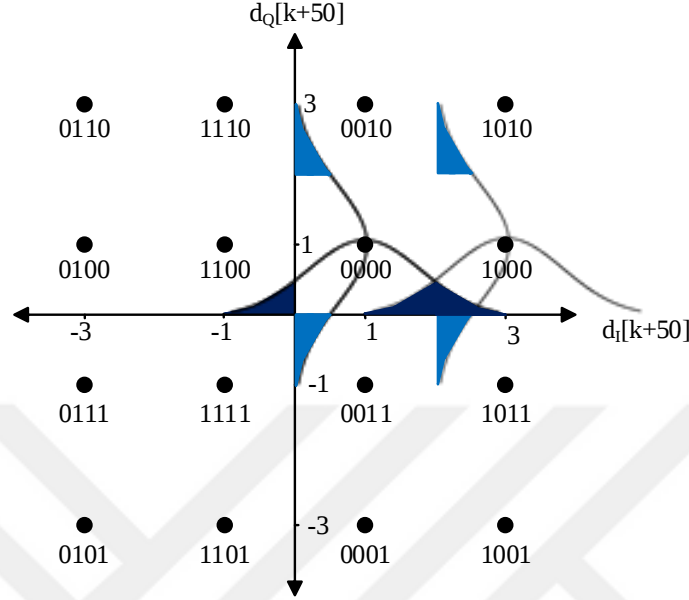
$$\begin{aligned} \Sigma E &= 4(2A^2 + 10A^2 + 10A^2 + 18A^2) = 160A^2 \\ E_{ort} &= 10A^2 \end{aligned} \quad (1.14)$$

olmaktadır. Buradan normalizasyon katsayısı $\sqrt{10}$ olarak bulunmaktadır. Böylece ortalama enerjisi E_s olan 16QAM sembolü (1.15) denklemi ile yazılabilmektedir.

$$s = a_n \phi_1(t) + j b_m \phi_2(t), \quad a_n, b_n \in [-3, -1, 1, 3] * \sqrt{\frac{E_s}{10}} \quad (1.15)$$

16QAM modülasyonunun yıldız diyagramı bazı hata alanları ile beraber Şekil 1.4'te gösterilmektedir. 16QAM için sembol hata olasılığı hesaplanırken yıldız diyagramında üç bölge için ayrı ayrı hesaplamak gerekmektedir. İç tarafta kalan sembollerin I ve Q fazlarının her iki yanında komşu sembol bulunmaktadır. Köşelerde olmayan dış kenarlarda kalan sembollerin bir fazının iki yanında komşu diğer fazının bir yanında sembol bulunmaktadır. Dış köşelerde kalan sembollerin ise I ve Q fazlarının sadece bir yanında sembol bulunmaktadır.

AWGN gürültüsünden kaynaklanan hatalı demodülasyondan dolayı komşu sembollerde hata alanı oluşmaktadır.



Şekil 1.4. 16QAM yıldız diyagramı örnek hata alanları

Her sembolün gönderilme olasılığı eşit kabul edilirse, Şekil 1.4'teki hata alanları ve bu şekilde gösterilmeyen tüm hata alanları birbirine eşit olacaktır. Bu alan Gauss dağılımından;

$$P_{h-atan} = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} dx \quad (1.16)$$

denklemleri ile bulunmaktadır. $\mu = \sqrt{\frac{E_s}{10}}$ ve $\sigma^2 = N_0/2$ olduğundan bu ifade;

$$P_{h-atan} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{-\infty}^0 e^{-\frac{(x-\sqrt{\frac{E_s}{10}})^2}{N_0}} dx \quad (1.17)$$

şeklinde düzenlenebilmektedir. $Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-u^2/2} du$ fonksiyonu göre (1.17) denkleminin düzenlenmesi ile;

$$P_{h-atan} = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \quad (1.18)$$

ifadesi elde edilmektedir. Buna göre Şekil bir 16QAM yıldız diyagramında iç taraftaki sembollerin hatalı alınma olasılığı;

$$\begin{aligned}
 P_{h-ic} &= 1 - \left[1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) \right]^2 \\
 &= 4Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) - 4Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^2
 \end{aligned} \tag{1.19}$$

olmaktadır. Köşelerde olmayan dış kenar tarafta kalan sembollerin hatalı alınma olasılığı;

$$\begin{aligned}
 P_{h-knr} &= 1 - \left[1 - Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) \right] \left[1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) \right] \\
 &= 3Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) - 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^2
 \end{aligned} \tag{1.20}$$

ile bulunmaktadır. Dış köşelerde kalan sembollerin hatalı alınma olasılığı;

$$\begin{aligned}
 P_{h-kose} &= 1 - \left[1 - Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) \right]^2 \\
 &= 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) - Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^2
 \end{aligned} \tag{1.21}$$

olarak bulunur. Her sembolün gönderilme olasılığı eşit kabul edilmesi durumunda 16QAM için sembol hata olasılığı;

$$\begin{aligned}
 P_h &= \frac{4}{16} \left(4Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) - 4Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^2 \right) + \frac{8}{16} \left(3Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) - 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^2 \right) \\
 &+ \frac{4}{16} \left(2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) - Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^2 \right) = 3Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) - \frac{9}{4}Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^2 \\
 &\approx 3Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) = \frac{3}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{10N_0}} \right)
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

olmaktadır [8]. MQAM için genel sembol hata olasılığı ise (1.23) denkleminde verilmiştir [22].

$$P_{h-sembol} \approx \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} Q \left(\sqrt{\frac{3E_s}{(M-1)N_0}} \right) \quad (1.23)$$

MQAM için bit hata olasılığı ise sembol hata olasılığının dörtte biri olarak (1.24) denklemi ile bulunmaktadır.

$$P_{h-bit} \approx \frac{P_{h-sembol}}{4} = \frac{4(\sqrt{M}-1)}{M\sqrt{M}} Q \left(\sqrt{\frac{3E_s}{(M-1)N_0}} \right) \quad (1.24)$$

1.4.1.2. DBPSK ve DQPSK Modülasyonları

IEEE 802.15.6 standardı fiziksel katmanlarında modülasyon tekniği olarak kullanılan bu modülasyonlarda bir önceki sembol bilgisine göre modüle edilmektedir. DMPSK için genel formül (1.25) denkleminde gösterilmiştir.

$$c_m = c_{m-1} e^{j\phi_m} \quad (1.25)$$

Burada c_m , m . farksal kodlanmış PSK sembolünü, ϕ_m ise PSK sembol açısını ifade etmektedir. Başlangıç olarak $c_{-1} = 1$ olarak alınmaktadır. ϕ_m açısı DBPSK’da bir bit, DQPSK’da iki bit taşımaktadır. Bu modülasyonların sembolleri Tablo 1.3’te gösterilmiştir.

Tablo 1.3. DBPSK ve DQPSK kodlama tablosu

DBPSK sembol	ϕ_m	DQPSK sembol	ϕ_m
0	0	1 1	$\pi/2$
1	π	0 1	π
		0 0	$-\pi/2$
		1 0	0

1.4.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama

Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM), çok taşıyıcılı bir sayısal iletim tekniğidir. OFDM tekniği, semboller arası girişime

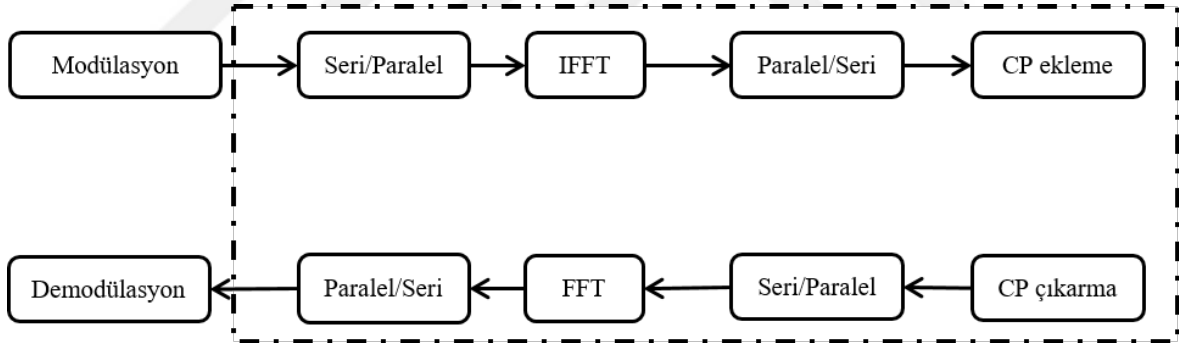
(ISI) karşı dayanıklılığı nedeniyle, pratik kablosuz ortamlarda yüksek veri hızı, güvenilirlik ve kapasite gereksinimlerini karşılamak için kullanılmaktadır. OFDM sistemlerinde ters hızlı Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform; IFFT) ve çevrimsel ön ek (Cyclic Prefix; CP) kullanılarak frekans seçici kanal, çoklu bağımsız düz alt kanallara dönüştürülebilmektedir [23].

OFDM blok diyagramı Şekil 1.5'te gösterilmektedir. OFDM başlangıcında veri (1.26) denklemindeki gibi N 'li kompleks veri bloklarına ayrılır;

$$X_d = [X_1 X_2 \dots X_N]^T \quad (1.26)$$

buradaki veriler modüle edilmiş X_d ise sembol dizisini göstermektedir. N adet sinyale (1.27) denklemindeki gibi IFFT uygulanarak zaman düzlemine geçilir.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (1.27)$$



Şekil 1.5. OFDM sistemin blok diyagramı

IFFT'den sonra, N_g adet sinyal CP olarak zaman düzlemindeki sembol dizisinin başına (1.28) denklemindeki gibi eklenir. N_g boyutu kanalın gecikme yayılması süresinden daha fazla olacak şekilde seçilir. Böylece OFDM blokları arası girişim engellenir.

$$\tilde{x}[n] = x[N - N_g + n] \mod N, \quad 1 \leq n \leq N + N_g - 1 \quad (1.28)$$

Kanal ($h[n]$) tarafından bozulan ve toplanır beyaz Gauss gürültüsü eklenmesi $w[n]$ ile alıcıda elde edilen sinyal $r[n]$ (1.29) denklemi ile ifade edilir.

$$r[n] = \sum_{l=0}^L h[l]x[n-l] + w[n] \quad \Longleftrightarrow \quad R[k] = H[k]X[k] + W[k] \quad (1.29)$$

Alıcıda öncelikle ön ek OFDM bloğundan çıkarılır ve hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform; FFT) alınması için seri-paralel dönüşümü yapılır. Denklem (1.30)'a göre FFT alınarak, vericide olduğu gibi frekans düzleminde semboller elde edilir. Veriler tekrar seri hale getirilerek kanal kestirimi ve demodülasyon işlemleri gerçekleştirilir.

$$R[k] = \sum_{n=0}^{N-1} r[n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (1.30)$$

1.4.2.1. Çok Bantlı OFDM

Çok bantlı OFDM (Multiband OFDM; MB-OFDM), UWB'deki geniş bantlı alt bantlara bölerek OFDM ile birleştiren bir tekniktir. Avrupa Bilgisayar Üreticileri Derneği (European Computer Manufacturer's Association; ECMA) standardında yüksek veri hızı için MB-OFDM modülasyonu önerilmektedir. Geleneksel UWB verici yapılarında önerilen dürtü radyoda geniş bant devre tasarım karmaşıklığı ve buna paralel güç sarfıyatı, yüksek örnekleme hızında ADC ve dijital-analog çevirici (Digital to Analog Converter; DAC) ihtiyacı gibi problemler bulunmaktadır. Buna karşın MB-UWB geniş UWB bandını alt bantlara ayırıp, her alt bantta OFDM modülasyonu uygulamasıyla devre karmaşıklığını azaltacaktır [24].

MB-OFDM'de UWB için ayrılan 7,5 GHz'lik bant genişliği 14 alt banda ayrılarak eşit 538 MHz'lik bantlar oluşturulmuştur. Bu alt bantlarda OFDM kullanılmaktadır. 14 UWB kanalı, altı kanal grubu oluşturmaktadır. MB-OFDM'de oluşturulan alt bantlar arasında farklı kanallar kullanılabilmekte, frekans atlaması yapılabilmektedir. Bu durum MB-OFDM ve OFDM arasındaki temel farktır. OFDM'deki giriş modülasyonu için bir sınır getirilmemiştir [25-31].

1.4.2.2. Çift Taşıyıcılı Modülasyon

Çift taşıyıcılı modülasyonda (Dual Carrier Modulation; DCM) veriler belirli sayıda gruba serpiştirilerek ayrılır ve iki farklı 16QAM yıldız diyagramına tabi tutulmaktadır.

DCM’de öncelikle veriler 200 bitlik veri gruplarına ayrılır. 200 bitlik veri grupları denklem (1.31)’e göre serpiştirilir.

$$(I[g(k)], I[g(k) + 1], I[g(k) + 50], I[g(k) + 51]) \quad (1.31)$$

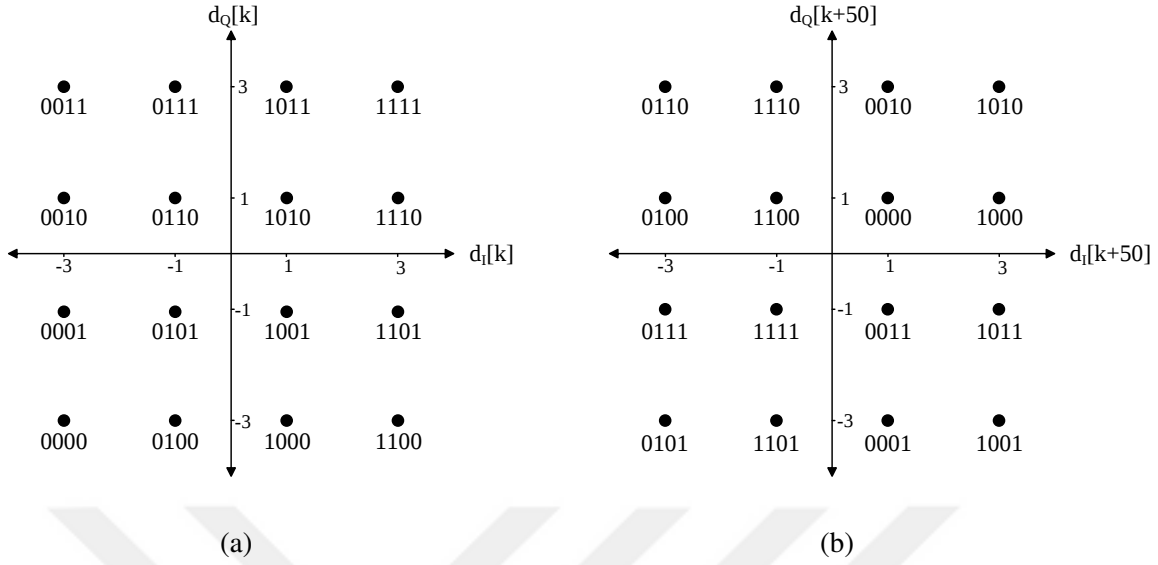
Burada $I[]$ giriş veri dizisi, $g[]$ veri dizisi yerleşim fonksiyonudur. $g(k)$ fonksiyonu ise (1.32) denklemiyle ifade edilmektedir.

$$g(k) = \begin{cases} 2k, & k \in [0, 24] \\ 2k + 50, & k \in [25, 49] \end{cases} \quad (1.32)$$

Serpiştirme sonucunda (1.33)’teki M veri matrisi elde edilir. Matriste görüldüğü gibi, 200 bitlik veri dizisi 16QAM sembolü oluşturmak için 4 bitlik gruplara ayrılmaktadır. Veri dizisinin serpiştirilmesiyle 0. ve 1. dizi elemanı 50. ve 51. dizi elemanı ile beraber birinci 16QAM sembolü oluşturmaktadır. 2. ve 3. dizi elemanı ise ikinci sembolün içeriğinde olacaktır.

$$M = \begin{bmatrix} I[0] & I[1] & I[50] & I[51] \\ I[2] & I[3] & I[52] & I[53] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ I[48] & I[49] & I[98] & I[99] \\ I[100] & I[101] & I[150] & I[151] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ I[146] & I[147] & I[196] & I[197] \\ I[148] & I[149] & I[198] & I[199] \end{bmatrix}_{50 \times 4} \quad (1.33)$$

Bu matrisin satırları Şekil 1.6a ve 1.6b’deki yıldız diyagramları ile ayrı ayrı modüle edilir. Bu diyagramdaki değerleri normalize etmek için $1/\sqrt{10}$ çarpanı kullanılır. Böylece 200 bitlik veri dizisi iki farklı 50 adet 16QAM sembole ve toplam 100 adet 16QAM sembole modüle edilir [27].



Şekil 1.6. DCM yıldız diyagramları; a) İlk ve b) İkinci 50 sembolün yıldız diyagramı

1.4.3. Kanal Kodlamaları

Haberleşme sistemlerinde alıcı ve verici arasındaki kanalda gürültü ve girişim meydana gelmektedir. Bu durum alıcıda hatalı veri alınmasına neden olmaktadır. Kanal kodlamaları haberleşme kanallarında gürültüden dolayı bozulan verileri düzeltmek için kullanılan yöntemlerdendir. Aynı zamanda hata düzelten kodlamalar olarak da tanımlanmaktadır. Kanal kodlamalarının kullanılmasıyla eşlik veri oranı artar, bu durumda bilgi veri biti başına harcanan enerji, E_b , artmaktadır. Buna karşın hata oranı başarımlarının da artması beklenmektedir [32].

Haberleşme kanallarındaki maksimum kanal kapasitesi (1.34)-(1.35)'teki Shannon kanal kapasite denklemi ile gösterilmektedir ve veri hızı kanal kapasitesinin altında kalmaktadır. Kanal kodlama kullanılması ile E_b/N_0 oranı artar ama bilgi bant genişliği azalır dolayısıyla kanal kapasitesi azalır ama bilgi veri hızı artar. Böylece bilgi veri hızı kanalın veri hızı kapasitesine yaklaşır.

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.34)$$

Buradan $S = E_b R_b$ ve $N = N_0 B$ eşitliklerini kullanarak;

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{E_b R_b}{N_0 B} \right) \quad (1.35)$$

ifadesi elde edilmektedir. Bu ifadelerde C kanal kapasitesini, B bant genişliğini, S ve N ise sırasıyla ortalama sinyal ve gürültü gücünü, E_b bit enerjisini, R_b veri iletim hızını, $N_0/2$ beyaz gürültü güç spektral yoğunluğunu ifade etmektedir [33]. C/B oranı bant genişliği verimliliğini göstermektedir. Kaynak bilgi oranı, R_b , kanal kapasitesinden her zaman daha düşük ($R_b < C$) olmaktadır.

1.4.3.1. Blok Kodlayıcılar

Blok kodlar ilk kez 1946 yılında Richard Hamming tarafından literatüre kazandırılmıştır. Hamming kodlamasında dört veri bitlik bir bloğa üç kontrol biti eklenerek bir adet hatalı biti düzeltme imkanı sunulmuştur. Hamming kodlarından sonra farklı hata düzelten kodlamalar türetilmiştir. Tekrarlayan kodlar, Reed-Muller kodlaması, Hadamard kodlaması, Golay kodlaması, Bose-Chaudri-Hocquenghem (BCH) kodlaması ve Reed-Solomon (RS) kodlaması da diğer blok kodlardandır [34]. ' k ' bilgi biti ve n kod sözcük bitinden oluşan blok kodlarda $n - k$ adet eşlik (parity) bit bulunur ve (n, k) kodlaması şeklinde ifade edilir. Kod oranı k/n ile bulunmaktadır.

BCH ve RS kodları, çevrimsel blok kodlama türlerindendir. Bu kodların kaydırılmış halleri de farklı bir kod sözcüğünü vermektedir. BCH kodlaması için $m \geq 3$ ve $t \leq 2^m - 1$ olmak üzere $n = 2^m - 1$ blok uzunluğuna, $n - k \leq mt$ eşlik bit sayısına ve $d_{min} \geq 2t + 1$ minimum uzaklığa sahip, t bit hata düzelten BCH kodları oluşturulmaktadır. RS kodları ise BCH kodlarından türetilmiş bir kodlama türüdür. $d_{min} = n - k + 1$ minimum uzaklığa ve $t = \lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \rfloor = \lfloor \frac{n-k}{2} \rfloor$ bit hata düzeltme özelliğine sahiptir [35].

1.4.3.2. Konvolüsyon Kodlayıcılar

Blok kod kullanımında çerçevelerin (frame) senkronize alınması gerektiği gibi, dekodlamaya başlamadan çerçevenin tamamen alınması gerekmektedir. Blok kodlara alternatif olarak sürekli veri bit akışında kullanılabilen konvolüsyon kodları literatüre sunulmuştur [36]. Donanımsal karmaşıklığı daha basittir. Konvolüsyon kodları n kod sözcüğü boyutu, k veri boyutu ve l kısıtlama kaydedici boyutu olmak üzere (n, k, l) şeklinde gösterilmektedir. Konvolüsyon dekodlamasında Viterbi algoritması yaygın olarak kullanılmaktadır [37]. Kod oranı k/n ile bulunmaktadır. Konvolüsyon kodlama seçilen üreteç polinomuna göre giriş verisinden çıkış (kod sözcüğü) oluşturulur.

1.4.4. Kanal Denkleştiricileri

Kablosuz kanalın yapısından kaynaklanan, alıcıda birçok yansıyan sinyalin alınması durumunda oluşan semboller arası girişim (Intersymbol interference; ISI) hata tabanı oluşmasına sebep olabilmektedir. ISI etkisini azaltmak için farklı yöntemler kullanılmaktadır. Bunlardan yayılı spektrum ve çeşitleme (diversity) teknikleri vericide yapılmaktayken denkleştirme alıcıda yapılmaktadır. Doğrusal denkleştiriciler, karar geri beslemeli denkleştirci (Decision Feedback Equalization; DFE), uyarlanır denkleştirci yaygın olarak kullanılan denkleştirme tekniklerindendir. Uyarlanır denkleştiriciler özellikle zaman bölmeli çoklu erişim sistemleri için kullanışlıdır.

Sıfır zorlamalı (Zero Forcing; ZF) denkleştirci ve minimum ortalama karesel hata (Minimum Mean Square Error; MMSE) denkleştiricileri doğrusal denkleştirci tekniklerini oluştururken, DFE ve en büyük olabilirlikli dizi kestirimi (Maximum Likelihood Sequence Estimation; MLSE) doğrusal olmayan denkleştirci tekniklerindendir. Bu denkleştiricilerde kanalın dürtü yanıtını tespit edebilmek için alıcının bildiği bir eğitim dizisi vericiden gönderilir. Diğer bir denkleştirci yöntemi olan kör denkleştirci tekniğinde eğitim dizisi kullanılmadan kanal denkleştirme işlemi yapılmaktadır [38].

Doğrusal denkleştiriciler genellikle $2K+1$ gecikme hattına sahip enine sonlu dürtü yanıtı filtreler ile gerçekleştirilmektedir. Tap ağırlıklarının değerlerinin uyarlanması sonucunda elde edilen dürtü yanıtı kanalın dürtü yanıtına eşleşmesi beklenmektedir. Denklem (1.36)'da denkleştirci çıkış ifadesi gösterilmektedir. τ değeri ardışık taplardaki zaman aralığını göstermekle beraber genellikle sembol periyodu değerinde seçilmektedir. Doğrusal denkleştiricilerin derin sönümlmelerde başarımı iyi olmamaktadır [8].

$$\hat{c}(t) = \sum_{-K}^{+K} w_i x(t - i\tau) \quad (1.36)$$

Burada $\hat{c}$ denkleştirci çıkışı, w_i tap ağırlıklarını, $x()$ giriş sinyalini ve τ ise taplar arasındaki zaman gecikmesini göstermektedir. Doğrusal denkleştiricinin transfer fonksiyonu ise (1.37) denkleminde gösterilmektedir.

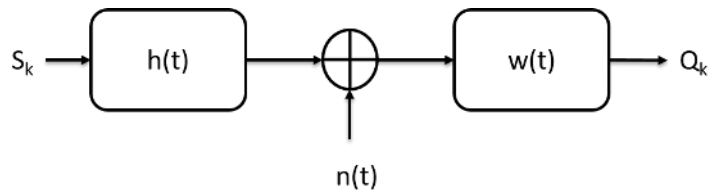
$$H_{eq}(z) = \sum_{-K}^{+K} w_i z^{-1} \quad (1.37)$$

1.4.4.1. Sıfır Zorlamalı Denkleştirici

ISI etkisindeki kanalın frekans yanıtı $H_c(f)$ ise kanalın frekans yanıtının tersinin, $H_c^{-1}(f)$, uygulanmasıyla ISI etkisi giderilebilmektedir. Bu şekilde yapılan denkleştirme işlemi ZF denkleştirici olarak tanımlanmaktadır. Girişimin etkisi sıfıra zorlanmaktadır. ZF denkleştiricinin çıkışında;

$$z_k = c_k + n_k \quad k = 0, 1, \dots \quad (1.38)$$

elde edilmektedir. Burada c_k istenilen sembol, n_k ise toplanır beyaz gürültüdür. ZF denkleştiricilerde hesaplama karmaşıklığı diğer denkleştiricilere göre daha düşüktür. Filtre tepkisinin merkez tapı hariç diğer tapları sıfıra çekilmesini sağlayan ters filtre katsayılarını bulmak için eğitim dizileri kullanılır. Bu yöntemin en önemli özelliği, denklem kümesinin sonucu matrise indirgenmesidir. Dezavantajı ise; kanal tepkisi genellikle yarı örnekleme oranındaki yüksek frekanslarda zayıflama gösterir. ZF denkleştirici ise bir nevi ters filtre olduğu için kanalın yüksek zayıflama gösterdiği frekanslardaki gürültüyü yükseltir. ZF denkleştirici uygulanmasında filtre ağırlıkları (w) bulunur ve en ağırlıklı tap merkeze yazılmak üzere matris çıkartılır ve bu matrisin tersi alınır [18, 19]. Şekil 1.7’de zaman düzleminde kanal ve denkleştirici blok şeması gösterilmektedir. Bu şemaya göre, senkranizasyon başarı yapıldığı varsayılmasıyla, alıcıda önce kanal denkleştirme işlemi yapılmaktadır.



Şekil 1.7. Kanal, beyaz gürültü ve kanal denkleştirici

Zaman düzleminde uygulanacak ZF denkleştirici için bir sonlu dürtü yanıtı (Finite Impulse Response; FIR) filtre kullanılabilir. Darbe yanıtı $N_1 + N_2 + 1$ boyutunda olan denkleştiricinin FIR filtre modellemesi 1.39 denklemiyle gösterilmektedir.

$$W(z) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} w_n z^{-n} = w_{-N_1} z^{N_1} + \dots + w_0 + \dots + w_{N_2} z^{-N_2} \quad (1.39)$$

Haberleşme kanalı da 1.40 denklemindeki gibi $L_1 + L_2 + 1$ sonlu boyutta ele alınabilir.

$$H(z) = \sum_{n=-L_1}^{L_2} h_n z^{-n} = h_{-L_1} z^{L_1} + \dots + h_0 + \dots + h_{L_2} z^{-L_2} \quad (1.40)$$

Burada h_0 en güçlü tapı göstermektedir. Kanal ve denkleştiricisi etkisi beraber ele alındığında transfer fonksiyonu;

$$W(z)H(z) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} w_n z^{-n} \sum_{n=-L_1}^{L_2} h_n z^{-n} \quad (1.41)$$

olmaktadır. Boyutu ise $N_1 + N_2 + L_1 + L_2 + 1$ olmaktadır. ZF denkleştiricide amaç bir tapı bir, diğerlerini sıfır yapmaktır. Bu amaçla kurulan denklemden ZF filtre katsayıları bulunur.

$$p \cdot w = u_{zf} \quad (1.42)$$

Burada w ZF filtre katsayılarını, p kanal dürtü yanıtı matrisini ve u_{zf} ise amaçlanan dürtü yanıtını ifade etmektedir. Denklem 1.43 bu durum için bir örnektir.

$$\begin{bmatrix} h_{-L_1} & 0 & \dots & 0 \\ h_{-L_1+1} & h_{-L_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & h_{L_2-2} & h_{L_2-1} \\ 0 & \dots & h_{L_2-1} & h_{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{-N_1} \\ \dots \\ w_0 \\ \dots \\ w_{N_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 1 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

Buradaki ilk matris p matrisi ve vektörler ZF filtreye göre, $N_1 + N_2 + 1$ boyutuna, ayarlanmaktadır. Sonuç olarak ZF filtre katsayıları;

$$w_{INV} = \tilde{p}^{-1} \tilde{u}_{zf} \quad (1.44)$$

olarak bulunmaktadır. Burada $\tilde{h}$ ve $\tilde{u}$ değerlerin sırasıyla $N_1 + N_2 + 1$ boyutuna indirgenmiş kanal dürtü yanıtı matrisi ve amaçlanan dürtü yanıtı vektörüdür.

Sıfıra zorlamalı denkleştiricinin en küçük kare yaklaşımında önceki yaklaşımdaki gibi 1.45 denklemi kullanılarak filtre katsayıları bulunmaktadır. Ancak Denklem 1.43'te p matrisi

boyutu $(N1+N2+L1+L2+1) \times (N1+N2+1)$ olacak şekilde düzenlenmektedir [39].

$$w_{LS} = (p^H p)^{-1} p^H \tilde{u}_{zf} \quad (1.45)$$

1.4.4.2. MMSE Denkleştiricileri

ZF denkleştiricinin ISI etkisini gidermesine rağmen gürültüyü arttırmasından dolayı başarımına olumsuz etkisi olmaktadır. MMSE denkleştiriciler ortalama karesel hatayı minimuma çekerek filtre parametrelerini güncellemektedir.

$$\min(J) = E[|c_k - \hat{c}_k|^2] \quad (1.46)$$

Burada c_k istenilen sembol, $\hat{c}_k$ ise denkleştirici çıkışıdır. Optimum MMSE çözümü;

$$w_{opt} = (R_{xx}^T)^2 p^T \quad (1.47)$$

burada $w = (w_{-L}, \dots, w_L)^T$ dizisi, $R_{xx} = E[u_m u_m^H]$ korelasyon matrisi, $p = E[u_m c_m^*]$ ve $u_m = (x(mT + K\tau), x(mT + (K-1)\tau), \dots, x(mT - (K-1)\tau), x(mT - K\tau))^T$ 'dir. Korelasyon matrisi;

$$R_{xx} = \frac{1}{2K+1} X^T X + \sigma_0^2 I \quad (1.48)$$

burada σ_0^2 alıcıdaki gürültünün varyansıdır. R_{xx} bileşeni;

$$R_{xx}(i, j) = R_{xx}(i - j) = E[x(mT - i\tau)x^*(mT - j\tau)] + \delta_{ij}\sigma_0^2 \quad (1.49)$$

ve p bileşeni;

$$p(i) = E[x(mT - i\tau)c_m^*] \quad (1.50)$$

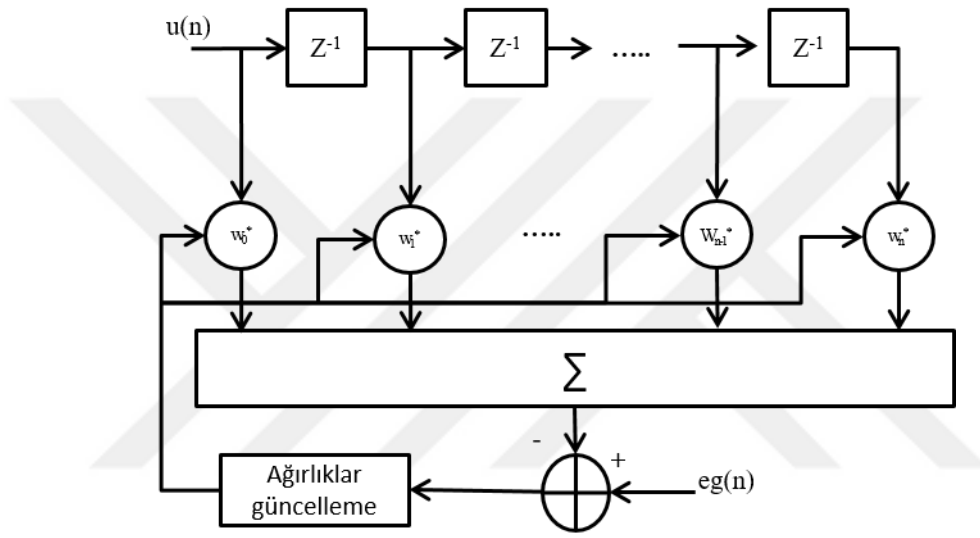
burada $i, j = -K, -K+1, \dots, 0, \dots, K-1, K$ olmaktadır. $E[.]$ birden K 'ya kadar tüm örneklerin ortalaması alınmasıyla gerçekleştirilmektedir. Sonuç olarak MMSE;

$$J_{min} = 1 - p R_{xx}^{-1} p^T \quad (1.51)$$

olmaktadır [8].

1.4.4.3. LMS ve RLS Adaptif Kanal Denkleştiricileri

En küçük kareler algoritması ile oluşturulan kanal denkleştirici, alınan sinyal ile alınması gereken sinyal arasındaki hata sinyalinin karelerinin ortalamasına dayanarak oluşturulan bir filtredir. Şekil 1.8’de LMS algoritması blok diyagramı gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi hata sinyaline göre filtre tap ağırlıkları güncellenerek hata sinyali en küçük değere indirgenmesi sağlanır. Bu yüzden eğitim dizisi kullanılmaktadır. Kanal denkleştirici olarak kullanılan LMS algoritması (1.52)-(1.53) denklemlerinde gösterilmiştir [40,41].



Şekil 1.8. LMS algoritması blok şeması

$$e(n) = eg(n) - \vec{w}(n)^H \vec{u}(n) \quad (1.52)$$

(1.52) ifadesi ile hata fonksiyonu bulmaktadır. Ağırlıklar ise,

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \mu e(n)^* \vec{u}(n) \quad (1.53)$$

olarak bulunmaktadır. Bu denklemlerde $\vec{w}$ denkleştirici katsayılarını, e hatayı, μ adım uzunluğunu (0-1), eg eğitim dizisini, $\vec{u}$ ise giriş sinyali dizisini ifade etmektedir. Normalize edilmiş LMS (Normalized LMS; NLMS) denkleştiricisi için ağırlıklar bulunurken ağırlıklar giriş sinyaline göre normalize edilir;

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \frac{\mu e(n)^* \vec{u}(n)}{\vec{u}(n)^H \vec{u}(n)} \quad (1.54)$$

Denkleştirici kullanılırken, ilk adımda ağırlıklar,

$$\vec{w}(0) = (1/N)[\vec{1}]_{Nx1} \quad (1.55)$$

olarak seçilir. Filtre giriş sinyali ise,

$$\vec{u}(n) = [\vec{x}(i : i + N - 1)]_{Nx1}, \quad i = 1 : N_{eg} - N + 1 \quad (1.56)$$

olmaktadır. Burada $N - 1$ denkleştirici tap sayısını, x alıcıya gelen eğitim sinyal dizisini, N_{eg} eğitim dizisinin boyutunu ifade etmektedir. Kanal denkleştirici olarak kullanılan RLS algoritması (1.57)-(1.60) denklemlerinde gösterilmiştir [41].

$$\vec{K}(n) = \frac{P(n) \vec{u}(n)^*}{\lambda + \vec{u}^T(n) P(n) \vec{u}(n)^*} \quad (1.57)$$

Hata fonksiyonu;

$$e(n) = eg(n) - \vec{w}(n)^T \vec{u}(n) \quad (1.58)$$

filtre matrisi;

$$P(n+1) = \lambda^{-1} P(n) - \lambda^{-1} \vec{K}(n) \vec{u}^T(n) P(n) \quad (1.59)$$

filtre ağırlıkları,

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + e(n) \vec{K}(n) \quad (1.60)$$

olarak bulunmaktadır. Bu denklemlerde $\vec{w}$ denkleştirici katsayılarını, e hatayı, $\vec{K}$ kazanç vektörünü, λ unutma katsayısını (0-1), P giriş sinyalinin ters ilgileşim matrisini, eg eğitim dizisini, $\vec{u}$ ise giriş sinyali dizisini ifade etmektedir. Denkleştiriciyi kullanırken, ilk adımda ağırlıklar,

$$\vec{w}(0) = [\vec{0}]_{Nx1} \quad (1.61)$$

matrisin ilk değerleri,

$$\vec{P}(0) = \delta^{-1} [I]_{NxN} \quad (1.62)$$

filtre giriş sinyali ise,

$$\vec{u}(n) = [\vec{x}(i : i + N - 1)]_{Nx1}, \quad i = 1 : N_{eg} - N + 1 \quad (1.63)$$

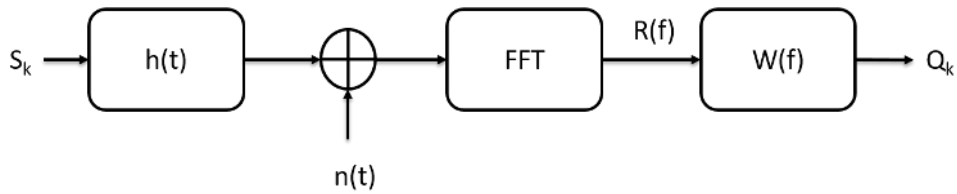
olarak seçilir. Burada $N - 1$ denkleştirici tap sayısını, x alıcıya gelen eğitim sinyali, N_{eg} eğitim dizisinin boyutunu, I birim matrisi, δ düzenleme parametresini ifade etmektedir. δ kullanılacak eğitim dizisi boyutuna göre küçük seçilmelidir.

1.4.4.4. Frekan Düzleminde Kanal Kestirimi ve Denkleştirimi

Kanal kestirimi ve denkleştirimi frekans düzleminde de yapılabilir. Şekil 1.9'da frekans düzleminde yapılan denkleştirme işleminin blok şeması görülmektedir. Bu durumda (1.64) denkleminde ZF denkleştirici gerçekteştirilir [42-45]. OFDM içerikli uygulamalarda alıcıda frekans düzlemine geçildiği için bu şekilde kanal denkleştirme yönteminin uygulanması pratik olmaktadır.

$$W(f) = R(f) \cdot H^{-1}(f) \quad (1.64)$$

Burada $R(f)$ alınan sinyali, $H^{-1}(f)$ kanal katsayısının tersini ve $W(f)$ ise denkleştiricinin çıkışını ifade etmektedir.



Şekil 1.9. Frekans düzleminde kanal denkleştirici

Kanal durum bilgisi bilinmeyen kanallarda, pilot sembollere dayalı kanal kestirimleri (Pilot Symbols Based Channel Estimators; PSA-CE), frekans seçici kanallar için umut verici tekniklerden biridir. Ara deęerleme teknikleriyle beraber PSA-CE IEEE 802.16m

(Worldwide Interoperability for Microwave Access; WIMAX), üçüncü nesil ortaklık projesi (3rd Generation Partnership Project; 3GPP) ve uzun vadeli evrim (Long-Term Evolution; LTE) gibi yeni kablosuz sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır [46,47]. Kanal kestirimi için eğitim dizisi paket içerisine yerleştirilir. Eğitim dizileri pakete blok tipi ve tarak tipi olarak iki şekilde yerleştirebilir. Blok tipi yerleşimde, eğitim dizisi bir blok olarak paketin içerisine, genellikle başına, yerleştirilir. Tarak tipinde ise eğitim dizisi paket içinde belli aralıklarda dağıtılarak yerleştirilir. OFDM için blok tipi yerleşimde tüm alt taşıyıcılara eğitim dizisi yerleştirilirken, tarak tipi yerleşimde belli aralıktaki alt taşıyıcılara eğitim dizisi yerleştirilmektedir. Bu yüzden diğer alt taşıyıcılara kanalın etkisini kestirebilmek için ara değerlendirme (interpolasyon) yapılır. Daha sonra denkleştirme teknikleri ile kanal denkleştirme işlemi yapılarak kanalın bozucu etkisi giderilir [35].

Alıcıda alınan sinyal (1.65) denkleminde gösterildiği gibi hem kanal etkisini hem de AWGN gürültüsü taşıyacaktır. Eğitim dizisi kullanılarak kanal bu alt taşıyıcılarda (1.66) denklemiyle kestirilir [42,48,49]. Belirli alt taşıyıcılarda kestirilen kanal tüm alt taşıyıcılara uygulanmak üzere ara değerlemeye tabi tutulur. Bu şekilde kestirilen kanal (1.64) denklemiyle kanal denkleştirilmesi gerçekleştirilir.

$$R[k_p] = \rho H[k_p] + W[k_p] \quad (1.65)$$

Kestirilmiş kanal;

$$\hat{H}[k_p] = R[k_p]/\rho \quad (1.66)$$

denklemini ile bulunur. Burada $\hat{H}$ kestirilmiş kanal, ρ eğitim sembolleri olup, gürültü ihmal edilmiştir. Kestirilmiş kanal kullanılarak ZF kanal denkleştirilmesi yapılmaktadır. Çeşitli ara değerlendirme yöntemleri bulunmaktadır.

1.4.5. Yayılı Spektrum

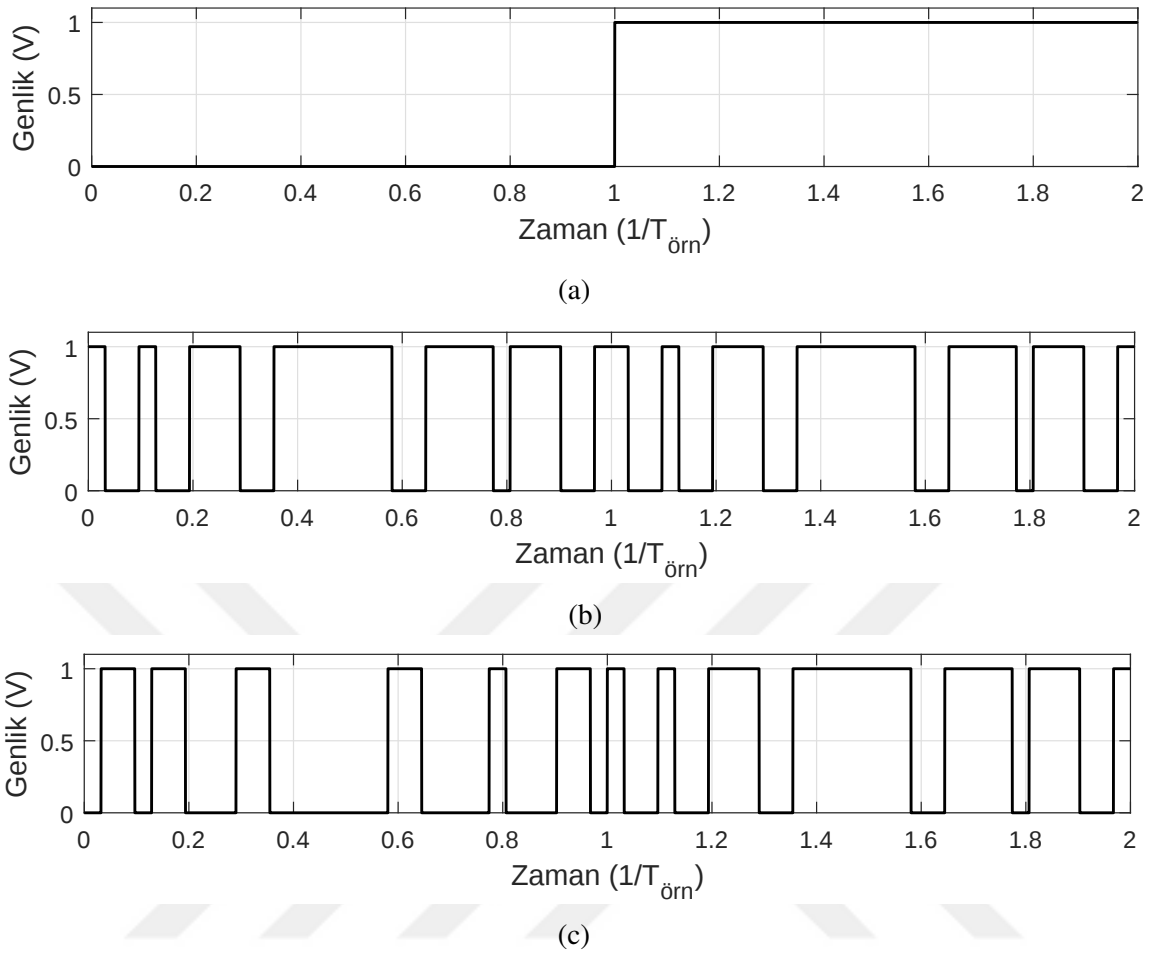
Yayılı spektrum (Spread Spectrum) yöntemleri askeri uygulamalar için geliştirilmiş, güvenilir iletişim sağlanması için sinyalin daha geniş frekans bandına yayılma tekniğidir. Dar bant sinyallerin gürültü içerisine sıkıştırmak yani bozmak veya direk sinyali tespit etmek geniş bant sinyallere göre daha kolaydır. Yayılı spektrumda amaç sinyalin gücünü değiştirmeden sinyali daha geniş banda yaymaktır. Yayılı spektrum kullanılmasıyla gürültüye

ve girişime karşı başarım iyileşmesi olmaktadır. Literatürde dört çeşit yayılı spektrum tekniği bulunmaktadır. Bu yöntemlerden direk dizi yayılı spektrum (Direct-Sequence Spread Spectrum, DSSS) ve frekans atlamalı yayılı spektrum (Frequency-Hopping Spread Spectrum, FHSS) spektral yayılım tekniği olarak, zaman atlamalı yayılı spektrum (Time-Hopping Spread Spectrum, THSS) ise zamansal yayılım olarak bilinmektedir [8]. Bir diğer teknik cıvıltı yayılı spektrumu (chirp spread spektrum) IEEE 802.15.4 düşük veri hızı WPAN standardında bir fiziksel katmanında 2007 yılında sunulmuştur [14].

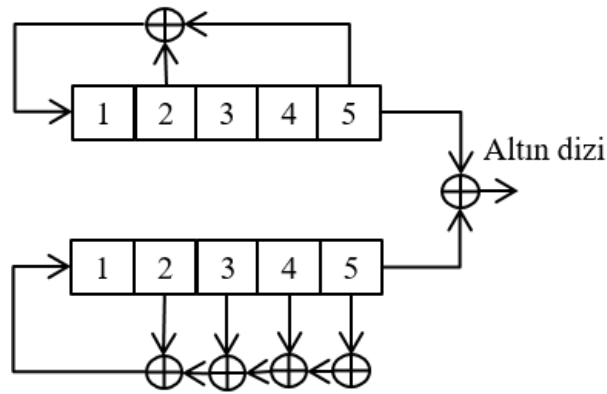
Bu teknikler arasında yaygın olarak kullanılan FHSS ve DSSS tekniklerinde sözde rastgele dizi kullanılmaktadır. FHSS’de sözde rastgele dizi ile atlama yapılan frekans bantları belirlenmektedir. DSSS yönteminde ise 0 ve 1 veri bitleri, sözde rastgele dizinin değerlerini veya tümleyenini almaktadır. Bu dizinin elemanları daha düşük bir periyoda sahiptir, dolayısıyla yapılan işlem sonucunda oluşan sinyalin bant genişliği artmaktadır. Şekil 1.10, DSSS yayılım modülasyonunu örneklendirmiştir. İlk sıradaki kaynak verisi ikinci sıradaki rastgele veri dizisi ile mod (2) toplanması yapılmıştır [50]. Bu işlem sonucu oluşan son sıradaki dizinin periyodu rastgele veri dizisi periyodu ile aynı ve kaynak veri dizisinin periyodundan daha küçük olmaktadır. THSS tekniğinde ise zaman bölmelere bölünmüştür ve darbe bu bölmelerden birine yerleştirilmektedir.

Yayılı spektrum yöntemlerinde kullanılan sözde rastgele dizi alıcıda da bilinmesi gerekmektedir. Sözde rastgele dizi oluşturulmasında altın (gold) dizileri, Kasami dizileri, Walsh dizileri ve Barker dizileri kullanılabilir. Sözde rastgele dizisinin çapraz korelasyon fonksiyonu sıfıra yakın olmalıdır. Sözde rastgele dizileri M-dizilerinden oluşturulur. Şekil 1.11’de iki tane beş boyutlu dizinin kullanılması ile bir altın dizi oluşturulması gösterilmiştir.

Şekil 1.11’den de anlaşılabacağı gibi, sözde rastgele dizileri aslında rastgele diziler değildir, periyodik olarak değişmektedir. N-seviye kayma kaydedicisinden oluşturulan M-dizisi, $2^n - 1$ ’lik periyoda sahip olurlar.



Şekil 1.10. DSSS modülasyon örneği; a) Bilgi verisi, b) Sözde rastgele dizi, c) Yayılmış veri



Şekil 1.11. Altın-dizisi oluşturulması

1.4.6. Uzak-Zaman Blok Kodlaması

Veri iletiminde sönümlenmeli kanallarda güvenilirliğin sağlanması için geliştirilen yöntemlerden birisi de uzak çeşitlemesidir. Verici ve alıcıda birden çok anten kullanılması;

çoklu giriş - çoklu çıkış (Multiple Input - Multiple Output; MIMO), farklı açılardan anten dizilerinin kullanılması uzay çeşitlemesinin içerisine girmektedir. Ancak çoklu verici ve alıcı anteni kullanılması haberleşme kanal sayısını da arttırdığı için hesaplama karmaşıklığı da artmaktadır.

Alamouti, çok girişli ve çok çıkışlı çeşitleme üzerine yazdığı makalede bir verici anteni ile M alıcı anteni arasındaki maksimum oranlı alıcı birleştirme (Maximal-Ratio Receiver Combining; MRRC) yöntemi ile kendi önerdiği bir sistemi karşılaştırmıştır. Önerdiği sistemde verici iki anten ve alıcıda M sayıda anten bulunmaktadır. Vericideki iki anten $t=0$ anında s_0 ve s_1 sembollerini gönderdikten bir sonraki adımında sırasıyla $-s_1^*$ ve s_0^* sembollerini göndermesi durumunda alıcı antenlere gelen sinyallerin kestirilen kanalın eşlenikleri ile çarpılıp toplama işlemine sokulmasıyla gönderilen semboller maksimum olabilirlik yöntemine göre tespit edilmektedir. Bu yöntem literatüre Alamouti uzay zaman blok kodlaması (Space Time Block Coding; STBC) olarak geçmiştir. Alamouti yönteminde eğer verici antenlerinden çıkan güç eş değerlilikte alınırsa MRRC ile aynı BER başarımı vermektedir. Yani iki verici anten ve M sayıdaki alıcı antenli Alamouti sistemiyle bir verici ve 2M alıcı antenli MRRC aynı başarımı göstermektedir. Alamouti sisteminin hesaplama karmaşıklığı da MRRC'dekine benzerdir [51]. Bir başka çalışmada Alamout STBC zamanla değişen kanallar üzerinde çalışılmıştır. Bu çalışmada verici çeşitliliği yapılmayan hali ile karşılaştırılmış ve Alamouti STBC'nin daha iyi performans verdiği ortaya konulmuştur [52].

1.4.7. Kablosuz Haberleşme Kanalları

Kablosuz haberleşme sistemlerinde vericiden çıkan elektromanyetik dalgalar alıcıya gelene kadar yol kaybı, gölgeleme ve yansımalarla uğrayabilmektedir. Bu durumlardan dolayı, alıcı ile verici arasında sönümlemeli kanallar oluşmaktadır. Ayrıca, ısı gürültü AWGN olarak sistemi olumsuz yönde etkilemektedir.

Kablosuz kanalları modellerken bazı parametreler kullanılmaktadır. Bunlardan gecikme yayılımı (Delay Spread) veya çok yollu yayılım (Multipath Spread), T_m , genel olarak vericiden gönderilen bir sinyalin alıcıdan alınan ilk ve son yansımaları arasındaki zaman farkı olarak ifade edilmektedir. RMS gecikme yayılımı, σ_τ , ise güç gecikme profilindeki (Power Delay Profile; PDP) tüm verilerin ağırlıklarının hesaba katılarak çıkarılan bir parametredir. RMS gecikme yayılımı (1.67) denklemi ile hesaplanmaktadır [8].

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \bar{\tau})^2 \tau P(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \tau P(\tau) d\tau}} \quad (1.67)$$

Burada $\bar{\tau}$ ortalama kanal gecikmesini, $P(\tau)$ ise kanalın PDP'sini ifade etmektedir. Ortalama kanal gecikmesi ise (1.68) denklemi ile hesaplanmaktadır.

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P(\tau) d\tau} \quad (1.68)$$

Uyumluluk bant genişliği (Coherence Bandwidth), B_c , vericiden çıkan sinyalin kanaldan aynı veya yakın zayıflama oranı ile geçtiği frekans aralığıdır. RMS yayılımı ile uyumluluk bant genişliği birbirinin tersi olarak (1.69) denklemindeki gibi ilişkilendirilmektedir.

$$B_c \geq \frac{1}{2\pi\sigma_{\tau}} \quad (1.69)$$

Alıcı ve vericiden en az birisi veya alıcı ile verici arasındaki nesnelerin hareketli olması durumunda kanal parametreleri dolayısıyla da kanalın yapısı değişmektedir. Kanalın değişmeden kaldığı veya zaman içerisindeki değişimlerinin yüksek korelasyona sahip olduğu süre uyumluluk zamanı (Coherence Time), T_c , olarak ifade edilmektedir. Kanalın zamanla değişiminden kaynaklanan spektral değişimin genişliği doppler yayılımını (Doppler Spread), B_d , vermektedir. Doppler yayılımı yaklaşık olarak uyumluluk zamanının tersi şeklinde matematiksel olarak ifade edilmektedir;

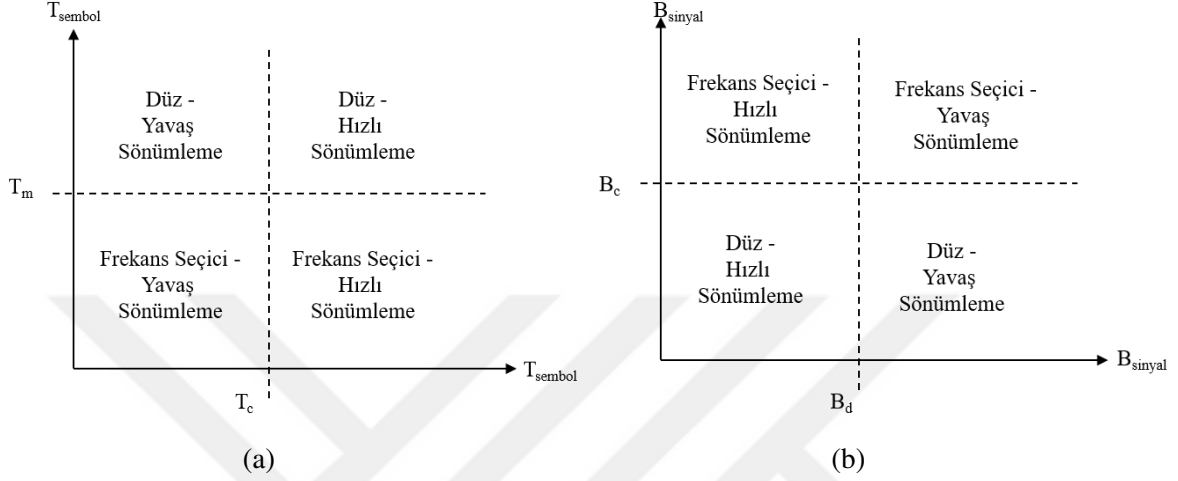
$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (1.70)$$

Sönümlemeli kanallar geniş ölçekli sönümleme (Large scale fading) ve küçük ölçekli sönümleme (Small scale fading) olmak üzere iki şekilde olmaktadır. Geniş ölçekli sönümleme yol kaybından ve gölgelemeden kaynaklanan yüksek oranlı zayıflamalardan oluşmaktadır.

Küçük ölçekli sönümlemeyi ise sinyalin genlik ve fazındaki ani değişimler oluşturmaktadır. Bu değişimler çok yollu yayılım ve doppler yayılımından kaynaklanmaktadır. Küçük ölçekli sönümleme, kanalın gecikme yayılımına göre düz sönümleme (flat fading) ve frekans seçici sönümleme (frequency selective fading) olarak ikiye ayrılmaktadır. Düz sönümlemede sinyalin periyodu kanalın gecikme yayılımından çok büyük ($T_s \gg T_m$) olmaktadır. Aynı şekilde sinyalin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden çok çok küçük ($B_s \ll B_c$) olmaktadır. Aksi halde kanal frekans seçici sönümleme olmaktadır.

Küçük ölçekli sönümleme, kanalın Doppler yayılımına göre de hızlı sönümleme (fast fading) ve yavaş sönümleme (slow fading) olarak ikiye ayrılır. Sinyalin periyodu, kanalın uyumluluk zamanından büyükse ($T_s > T_c$) ya da sinyalin bant genişliği kanalın Doppler

yayılımından küçükse ($B_s \ll B_d$) hızlı sönümlenme olmaktadır. Aksi halde kanal Doppler yayılımına göre yavaş sönümlenmeli kanal olarak ifade edilmektedir. Şekil 1.12a ve 1.12b'de sönümlenme tiplerine göre kablosuz haberleşme kanalları sırasıyla zaman ve frekans düzlemindeki karşılaştırmalarını göstermektedir.



Şekil 1.12. Sönümlenme tiplerine göre kablosuz haberleşme kanalları; a) Zaman düzlemi, b) Frekans düzlemi karşılaştırılması

Kablosuz haberleşme sistemlerinde kanalların istatistiksel davranışları incelenerek kanal dağılımları ortaya çıkarılmıştır. Bu dağılımlardan, Rayleigh kanal alıcı ile verici arasında direk görüşün (Line of Sight; LOS) olmadığı kablosuz kanal modelidir. Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu (1.71) denklemde gösterilmiştir.

$$P_{Rayleigh}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad 0 \leq r \leq \infty \quad (1.71)$$

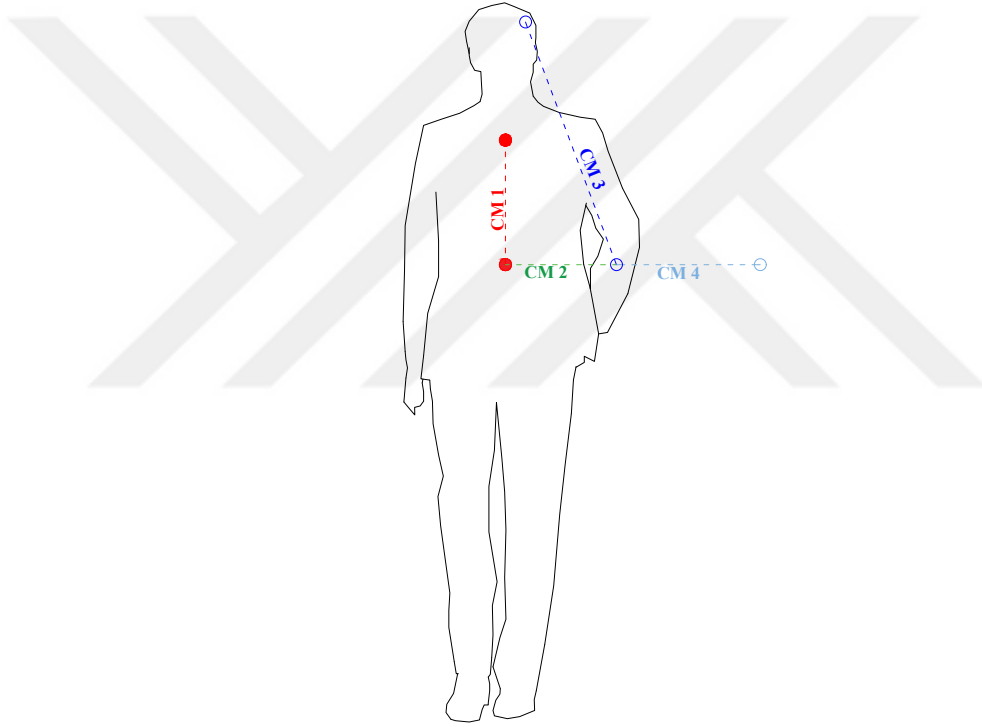
Denkleminde σ ölçek parametresini ifade etmektedir. Alıcı ile verici arasında direk görüş veya direk görüş gibi baskın bir yol varsa haberleşme kanalı Rician kanalı olarak modellenir. Rician dağılımı (1.72) denklemde gösterilmiştir.

$$P_{Rician}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right), \quad A \geq 0, \quad r \geq 0 \quad (1.72)$$

Denkleminde A baskın sinyalin maksimum değerini, I_0 0. derece 1. çeşit değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu ve σ^2 kanalın kompleks sönümlenme değişkeninin dik bileşeninin gücüdür [33].

1.4.8. Vücut Alan Ağları için Kanal Senaryoları

Vücut alan ağlarında dört farklı haberleşme kanal modeli sunulmuştur. Bu durumlar sensörlerin yerlerine göre belirlenmiştir. Sensörler vücut içerisine, vücut üzerine veya etrafına yerleştirilebilir. Şekil 1.13'te bu dört kanal modeli görülmektedir. Bu dört farklı kanal modellerinden kanal modeli 1 (Channel Model 1; CM1) vücut içi (in-body) haberleşme kanal modelidir. İki tane sensörün vücut içerisinde olup, birbiri arasında haberleşmesiyle oluşan kanaldır. Dokulardan dolayı gölgeleme etkisi görüleceği için yüksek kayıplı bir kanaldır [53]. CM2 vücut içi ve vücut üzeri (in-body-to-on-body) haberleşme kanal modelidir.



Şekil 1.13. WBAN kanal modelleri

Sensörlerden biri vücut içerisinde iken diğeri vücudun üzerinde olup dokulardan dolayı yine gölgeleme etkisi yoğun görülmektedir. CM3 vücut üzeri (on-body to on-body) haberleşme kanal modelidir. Vücut üzerindeki iki sensörün haberleşmesinden doğan kanaldır. Hem vücuttan hem de çevresel faktörlerden etkilenir. CM4 vücut dışı (on-body to out-body) haberleşme kanal modelidir. Sensörlerden biri vücut üzerinde iken diğeri dışarıdır. Bu kanalda daha çok çevresel etkiler vardır.

1.5. Literatür Özeti

Son on beş yılda IEEE Explorer veri tabanında taranan dergilerde UWB ve BAN anahtar kelimelerini barındıran makaleleri incelediğimizde bir kısmının UWB anten tasarımı üzerine olduğu görülmektedir. Diğer makaleler aşağıdaki gibi irdelenmiştir. Bu makalelerden 2012 yılı öncesinde çıkanlar genellikle UWB-WBAN kanal çıkarımı üzerine olduğu, daha sonrakilerin ise genellikle başarımların incelemesine yönelik olduğu görülmektedir.

Cotton vd. tarafından yapılan bir derleme çalışmasında vücut merkezli haberleşme kanallarını hem NB hem de UWB haberleşmesi için incelenmiştir. UWB BAN haberleşmesi için deneysel tap gecikme hattı modeli kullanıldığı belirtilmiştir. Bu model birçok ölçüm sonucunda elde edilmiştir. Farklı çalışmalarda bulunan yol kaybı ve deneysel tap gecikme model parametreleri bu çalışmada verilmiştir [54].

Fort vd. tarafından bir maket çevresinde elektromanyetik dalgaları ölçerek ilgili istatistiksel veriler çıkarılmıştır. Çalışmaya göre kırınım ve yansımalarla kaynaklanan alınan enerjinin dağılımı log-normal değişkenler ile modellenenmektedir. Ayrıca hareketten kaynaklanan alınan enerjideki dalgalanmalar Rayleigh modelinden log-normal ve Nakagami-m dağılımları gibi daha fazla parametre içeren dağılımlarla daha iyi tanımlanacağı belirtilmiştir [55].

Zasowski vd. çalışmasında iki kulak arasındaki UWB sinyal yayılımını incelemiştir. Olası yayılımlardan direk iletim, yüzey dalgaları, yansımalar ve kırınım dikkate alınmıştır. Sonuç olarak kafanın güçlü zayıflatmasından dolayı direk yayılımı dikkate alınmayacak kadar düşük bulunmuştur. En etkili yayılım kırınım yayılımı olarak çıkarılmıştır. Sonlu-farksal zaman-düzleminde (Finite-Difference Time-Domain) benzetimleri ile sonuçlar doğrulanmıştır. Ayrıca, kulaktan kulağa ortalama PDP çıkarılmış ve ortalama aşım gecikmesi ve gecikme yayılımı hesaplanmıştır. Kanal dürtü yanıtında çoğu enerji kısa bir zaman aralığında alındığı görülmüştür [56].

Zhang vd. çalışmasında UWB kanallar ve darbe şekillerini incelemiştir. Kanal karakterizasyonu kapalı ve yansısız alanda ortamında yapılmıştır. Yol kaybı ve gecikme yayılımı çıkarılmıştır. Sonuçlar, vücut etkisinin çevre etkisinden daha dominant olduğunu göstermiştir. Farklı modülasyonlar arasından PPM, RMS gecikme yayılımına daha duyarlı, OOK ise daha az duyarlı olduğu gösterilmiştir. En uygun darbe şeklinin ise kullanılacak modülasyona göre çalışılması önerilmiştir [57].

Chang vd. çalışmasında UWB haberleşme sistemini MIMO antenler ile BAN kanallarında incelemiştir. Dizi mesafeleri, anten polarizasyonu, bant genişliği ve UWB-MIMO yayılımı irdelenmiştir. Uzaysal dizilerde ölçülen sonuçlar, MIMO kanal kapasitesinin diziler arasındaki mesafenin artması ile azaldığı görülmüştür. Bunun nedeni diziler arasındaki güç farkı kısa mesafeli UWB için kayda değer olmasıdır. Kutupsal dizi için NLOS ortamında uzaysal dizilere göre daha iyi bir başarımla verdiği, ancak LOS ortamlarda kanal kapasitesi uzaysal dizilere göre daha düşük olduğu tespit edilmiştir. Ayrıca MIMO kanal kapasitesinin çevre etkilerinden ziyade vücut etkilerine daha çok bağlı olduğu görülmüştür [58].

Wang vd. çalışmasında frekans bağımlı sonlu-farksal zaman-düzlemi metodunu kullanarak vücut üzeri kanal modeli benzetimini farklı vücut konumlarına göre yapmıştır. Kanal yayılım modeli ve model parametreleri çıkarılmıştır. Ayrıca göğüs ile sağ bel arasında deney yapılarak sonlu-farksal zaman-düzlemi metodu sonuçları doğrulanmıştır. Geliştirilen vücut üzeri UWB kanal modeli IEEE 802.15.6 standardında kullanılması önerilmiştir. Ancak bu çalışmada kanala vücut etkisi irdelenmiş, duvar ve zemin gibi yansımalar eklenmemiştir. Bu kısım gelecek çalışmalara bırakılmıştır [59].

Zasowski ve Wittneben BAN sistemlerinin düşük karmaşıklık gereksiniminden dolayı enerji detektör ve verici referanslı alıcı gibi evre uyumsuz alıcıları incelemiştir. Sembol düzeyinde PPM için maksimum olabilirlik detektörü ve verici referanslı darbe genlik modülasyonu (transmitted reference pulse amplitude modulation), kanal durum bilgisi (Channel State Information; CSI) bilindiği kabul edilerek çıkarılmıştır. Ayrıca verici referanslı darbe aralık genlik modülasyonu (transmitted reference pulse interval amplitude modulation) benzetimi de yapılmıştır. Başarımları LOS ve direk görüş olmayan (Non-line-of-sight; NLOS) ayrımı olmadan 1100 kanal ölçümüyle 2-8 GHz arasındaki frekanslarda yankısız odada yapılmıştır. Sonuç olarak CSI bilindiği durumda her üç modülasyondan da aynı sonuçlar alınmıştır. CSI ve ortalama PDP bilinmediği durumlarda verici referanslı darbe aralık genlik modülasyonu diğerlerine göre daha iyi başarımla göstermiştir. Çalışmada PDP, yol kaybı, çok yollu genlik dağılımı da çıkarılmıştır [60].

Hall NB ve UWB’de vücut üzeri BAN kanalları üzerinde çalışmıştır. Çalışmanın sonucunda vücut üzeri kanalların anten tipine ve vücut hareketine çok bağlı olduğu belirtilmiştir. UWB’nin, 2.45 GHz merkezli dar bantlı sistemlere göre BAN sistemlerinde kullanılmasının daha uygun olduğu çıkarılmıştır. Genel olarak hızlı sönmüleme ve gölgeleme etkisinin yüksek olduğu tespit edilmiştir. MIMO gibi çeşitlilik yöntemleri kapasiteyi arttırdığı

görülmüştür [61].

Sani vd. tarafından vücut üzeri BAN kanallarında UWB transient ve spektral analizleri yapılmıştır. Yansımaz odada ve kapalı bir alanda insan bedeni üzerinde otuzdan fazla hat üzerinde ölçümler alınmıştır. Ölçümlerde iki farklı tip düzlemsel anten (coplanar waveguide planar inverted cone antenna; PICA ve tapered slot antenna; TSA) kullanılmıştır. Ölçüm değerlerinden yol kaybı modeli ve istatistiksel analizleri gecikme parametreleri ile çıkarılmıştır. Sonuçta TSA antenin, daha yönlü yayılımından dolayı, etraftan ve vücuttan gelen yansılardan daha az etkilendiği çıkarılmıştır [62].

Katzu vd. implant BAN kanallarında IR-UWB iletimi için çoklu darbe pozisyon modülasyona (multi-pulse position modulation) yönelik korelasyon sezici ve enerji sezici üzerine deneysel bir çalışma yapmıştır. Sonuçlar bit hata oranı (Bit Error Rate; BER) başarımı şeklinde verilmiştir. 75 dB yayılım kaybında, 2 Mb/s veri hızında 7-8 cm mesafesine kadar 10^{-2} BER başarımı elde edilmiştir. Sonuçlar deneysel ve analitik metotlar kullanılarak elde edilmiştir. Bu sonuç implant BAN'larda IR-UWB haberleşmesinin uygulanabilir olduğunu göstermiştir [63].

Anzai vd. tarafından yapılan çalışmada daha önce yapılan WBAN çalışmalarından farklı olarak canlı hayvan üzerinde UWB ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Çalışmada IR-UWB haberleşme sistemi çoklu darbe pozisyon modülasyonu ile kullanılmıştır. Sonuç olarak 80 dB üzerinde yol kaybı, 12 cm mesafede 1 Mb/s veri hızında 10^{-2} BER başarımı elde edilmiştir [64].

Garcia-Serna vd. çalışmasında vücut dışı BAN kanal analizini deneysel olarak incelemiştir. Vücut dışında sabit bir verici varken 1 m, 2 m ve 3 m mesafelerde, vücudun kol, göğüs, bel, diz ve ayak bileği bölümlerine alıcı anten yerleştirmiştir. Oluşan kanallar arasındaki yol kaybı ve RMS gecikme yayılım parametreleri çıkarılmıştır. Gölgeleme etkisinin bu parametrelerdeki değişkenliği direk etkilediği çıkarımı yapılmıştır. Göğüs bölgesindeki alıcının kanalında en düşük yol kaybı ve RMS gecikme yayılımı değişimleri görülmüştür [65].

Liu vd. IEEE 802.15.6 standardına göre IR-UWB başarımını araştırmıştır. Standartta belirtilen OOK ve DBPSK modülasyonları kullanılarak alıcı verici kurulmuştur. Sonuçlar farklı veri hızlarındaki farklı vücut üzeri kanalların ölçümüne göre BER başarımı olarak verilmiştir. 25 dB kazançla sahip bir alçak gürültü kuvvetlendirici (Low-Noise Amplifier) kullanılmasıyla beraber, yüksek veri hızlarında bazı hatlarda 10^{-3} 'lük kodlanmamış bit hata oranına ulaşılabilmesinin mümkün olmadığı gösterilmiştir. Ayrıca güç ve enerji

tüketim sorunu da irdelenerek, sağlıklı bir haberleşme için gereken pJ/bit oranı verilmiştir. Örneğin kol üzerinde 0,4875 Mb/s veri hızı için $BER < 10^{-3}$ olacak şekilde en düşük enerji seviyesi OOK'da 776 pJ, DBPSK'da 691 pJ olarak bulunmuştur. Sonuç olarak IR-UWB BAN sistemindeki enerji sorunu dikkate alınarak, orta ve uzun süreli uygulamalarda sorun olabileceği belirtilmiştir [66].

Niemelä vd. UWB haberleşme sisteminde DBPSK ile BPSK modülasyonlarını karşılaştırmıştır. Yapılan benzetimlerde sadece fiziksel katman üzerine çalışılmıştır. Bu çalışmada iki farklı kanal modeli kullanılmıştır. Bu kanallar vücut alan ağı kanal modeli 3 (CM3) ve Oulu Üniversite hastanesinde alınan ölçümlere göre oluşturulan kanal modelidir. CM3 kanal modelinde ortalama 38 tane gelen yol tanımlanmışken diğer kanal modelinde ortalama 500 adet yol tanımlanmıştır. Her iki kanal Poisson dağılımı ile modellenmiştir. Alıcı kısmında tüm tırmık alıcı kullanılmıştır [67].

Xiao-fei vd. çalışmasında UWB sisteminin tırmık alıcı ile benzetimini THSS ve DSSS için IEEE 802.15.3a CM1 ve CM3 kanallarında yapmıştır. Benzetimlerde tırmık alıcı modelleri karşılaştırılmıştır. Tırmık alıcı parmak sayısı 5 iken, 15 dB sinyal-gürültü oranında iyi bir başarımlar alınmıştır [68].

Amouri vd. çalışmasında daha yüksek veri hızları için MB-OFDM işbirlikli çeşitlilik tekniği kullanarak BAN kanallarındaki başarımlar analizini çıkarmıştır. 1200 MB-OFDM sembolü ve 100 kanal üzerinde benzetimlerini gerçekleştirmiştir. Kod çöz ve ilet (Decode-and-Forward) protokolü kullanılarak yapılan işbirlikli haberleşmede röle seçimi kullanılarak başarımların artırıldığı tespit edilmiştir [69].

Shimizu vd. IR-UWB ve MB-OFDM için polarizasyon çeşitliliğinin kullanılarak implant haberleşme hatlarındaki yüksek zayıflamanın önüne geçmeyi hedeflemiştir. Bunun için öncelikle sonlu-farksal zaman-düzlemi yöntemiyle implant UWB kanalının yayılım karakteristiğini incelemiştir. Daha sonra her iki modülasyon ile yaptığı benzetimlerde 7 cm mesafesinde IR-UWB için 30 Mb/s, MB-OFDM için 300 Mb/s çıktısına ulaşmıştır [70].

Wang vd. çalışmasında el bileği, ayak bileği ve dizin ön ve arkalarına yerleştirilen sekiz anten ile dinamik kanal üzerine çalışmıştır. Çalışmada yürüme halinde sinyal yayılımının ölçülmesi hedeflenmiştir. Böylece RF tasarımları için kullanılacak kanal parametreleri çıkarılmıştır [71].

Sangodoyin ve Molisch çalışmalarında farklı vücut boyutuna sahip olan kullanıcılardan kaynaklanan BAN kanalı analizi yapmıştır. Önceki BAN kanalı çalışmalarında tek vücut boyutuna göre çalışılmasını eksik görerek, BAN kanal istatistiksel karakteristiğini bu çalışma

ile tamamlamak istemişlerdir. Çalışmayı 4x4 MIMO dizi kanalı üzerinde yansımasız odada ve kapalı alanda yapmışlardır. Vücut kütle indeksine (Body Mass Index; BMI) göre gruplandırılan toplam 60 kişi üzerinde kanal incelemesi yapılmıştır. Yol kazancı, frekans bozulma faktörü, gölgeleme kazancı, RMS gecikme yayılımı, genlik sönümlemesi ve uzaysal korelasyon gibi çeşitli yayılım parametreleri incelenmiştir. Sonuç olarak kanalın BMI'ya bağlı olduğu tespit edilmiştir. Özellikle yol kazancı farklı BMI kategorilerine göre değişkenlik göstermiştir [72].

Lim vd. tarafından yapılan çalışmada vücut üzerinde UWB sinyal yayılımının numerik karakteristiğini çıkarmak için vücut modeli çıkarımı yapılmıştır. UWB sinyal yayılımı bir insan kolu boyunca ölçülmüş ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmalarda kol şekli, boyutu ve doku yapısının etkileri incelenmiştir. Bu çalışmaları Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST MWS) yazılımlarında gerçekleştirmişlerdir. Çalışmanın sonucunda iki antenin aynı kol üzerinde LOS bağlantı durumunda vücut modeline pek bağlı olmadığı, ancak antenlerin farklı yönlerde, NLOS bağlantı durumunda ise kol boyuna daha çok bağlı olduğu tespit edilmiştir. Ölçümler ile benzetimler arasında yüksek oranda ilişki bulunmuştur [73].

Rhee vd. genel olarak biyomedikal uygulamalarda kullanılan UWB sensörlerden bahsetmiştir. Makaleye göre 2012 yılında 15 milyon kablosuz medikal izleme aygıtı kullanılacağından ve bunlardan 9,6 milyar dolarlık bir pazar olacağı belirtilmiştir. Ayrıca akıllı telefonlar da bu sensörler için geçit (gateway) olarak kullanılabilir. Biyomedikal sinyallerin haberleşmesinde diğer kablosuz haberleşme cihazları ile girişimin olmamasına dikkat edilmesi gerektiğini vurgulamıştır. Ayrıca bazı uygulamalarda yüksek çözünürlük gerekmektedir, dolayısıyla yüksek veri hızı gerekmektedir. UWB düşük güç sarfiyatına rağmen yüksek bant genişliğinden dolayı diğer kablosuz haberleşme tekniklerine göre daha fazla kapasiteye sahiptir. UWB teknolojisinde IR-UWB ve FM -UWB modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. MB-OFDM UWB yüksek veri hızına sahip olmasına rağmen kompleks yapısından dolayı tercih edilmemektedir. IR-UWB modülasyonda CMOS ile üretilen sinyal, güçlendiriciye ihtiyaç olmadan direk anten tarafından sürülebilir. Bu modülasyonda verici 5 mW iken alıcı 100 mW güç tüketimine sahiptir [74].

Movassaghi vd. çalışmasında vücut alan ağı üzerine mevcut kablosuz haberleşme yöntemlerinden UWB, Bluetooth, Bluetooth Low Energy, ZigBee, NFC, RFID, Zarlinc, RuBee, Sensium, Insteon, Z-wave ve ANT hücrel ağ teknolojilerini güç verimliliği, frekans, girişim, düğüm sayısı, birlikte çalışabilirlik ve servis kalitesine göre karşılaştırmıştır. Bu

sistemlerin avantajlarını ve dezavantajlarını çıkarmıştır. [75]

Yüce çalışmasında farklı medikal izleme senaryoları ele almıştır. Kablosuz haberleşmeye yönelik tümleşik devreler, mikro denetleyiciler ile kullanılarak medikal ağ kurulmuştur. Ayrıca, yoklama (polling protocol) ve çarpışma kaçınma taşıyıcı dinleyen çoklu erişim (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) protokolleri MAC protokolü olarak kullanılmıştır. Ayrıca literatürde bulunan kablosuz vücut alan ağları karşılaştırılmıştır [76].

Yüce ve Keong çalışmalarında UWB-WBAN sensör düğümü tasarlamıştır. Tasarlanan sensör verici 2 metrede 10^{-5} 'lik BER başarımı ile çalışmaktadır. Tasarlanan sistem sensörler ve vücut kontrol biriminden (Body Control Unit) oluşmaktadır. UWB sistemlerin düşük güç tüketimine rağmen alıcı kısmı karmaşık ve dar bantlı sistemlere göre daha fazla güç tüketimi göstermektedir. Bu yüzden tasarlanan sistem tek yönlü iletim kuralına göre tasarlanmıştır. UWB sinyal üretimi için iki yol; CMOS tekniği ve iletim hattı tekniği bulunmaktadır. Farklı bir çalışmada iletim hattı tekniğinde SRD'den (Step Recovery Diode) geçen kare dalga ve bir çift kısaltılmış devreden oluşur. Fakat boyut olarak istenilen seviyede değildir. Bu yüzden CMOS-UWB sinyal üretici tercih edilir. Sonuç olarak bu makalede 3,5-4,5 GHz frekanslarında çalışan 10 Mb/s veri hızına sahip olan -41 dBm verici gücüne sahip UWB sensör verici devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan UWB vericisi, literatürdeki diğer tasarımlar ile karşılaştırılmıştır. Bunlar Mica2, MicAz, Mica2Dot, Tmote Sky node, T-node, MICS node'dur. Diğer tasarımlara göre daha düşük güçte ve daha yüksek veri hızında çalışmaktadır [77,78].

Keong vd. sadece tek yönlü iletişim sensörleri ele almıştır. UWB, girişime daha dayanıklı, düşük güç tüketimi, yüksek veri hızı ve küçük anten özelliklerine sahip olmasına rağmen, alıcı kısmı karışık ve daha fazla güç harcamaktadır. Bu yüzden tek yönlü iletişimli sensör ağları denenmiştir. Bu ağlarda çarpışma durumları incelenmiştir. İki türlü çarpışma durumu olan, aynı kullanıcının sensörlerinin paketlerinin çarpışması, vücut üzeri çarpışması (on-body collision) ve farklı ağların sensörlerinin çarpışması ve ağ arası çarpışma (inter network collision) incelenmiştir. Fiziksel katman olarak IR-UWB kullanılmıştır. Sadece vericili sistemlerde, alıcının vericiye geri gönderim özelliği olmadığı için bu sistemlerin çarpışmaya duyarlı hale getirmek gerekmektedir. Bu yüzden her sensör için sabit bir iletim zaman aralığı belirlenir. Bu diğer bir referansta önerilmiş ve ilk çarpışma olasılığını minimuma indirgeyen tekniktir. Vericinin MAC katmanında işaret (beacon) ve çerçeve (superframe) kullanılmamıştır [79].

Kumpuniemi vd. UWB-WBAN sistemlerinde yol kaybı modeli çıkarmıştır. Model çıkartımı UWB deneyi yapılarak gerçekleştirilmiştir. Yansımasız bir odada üzerinde metal olmayan bir kişinin üzerinde bulunan UWB sensörlerinden gelen sinyaller incelenerek yol kaybı modeli çıkartılmış. UWB haberleşmesinde IEEE 802.15.6 standardı kullanılmıştır. Yol kaybı modeli çıkarımında iki metot vardır. Birinci metot; antenler arası uzaklığı ölçmektir. Bu metot uzak mesafeli kablosuz haberleşmede yol kaybı için klasik yöntemdir. İkinci metot ise bu çalışmada kullanılan yöntemdir, dürtü yanıtındaki ilk pik değerini bulmaktır. Bu değer $d = c * t$ 'den hesaplanır. Bu çalışmada yol kaybı hem dipol anten hem de çift döngülü (double loop) anten ile modellenmiştir. Dipol antenden daha iyi sonuç çıktığı gözlenmiştir [80].

Zhao vd. tarafından yapılan çalışmada UWB vericisi tasarımı yapılmıştır. UWB vericisi yapmak için üç yoldan birisi temel bant dar darbe sinyalini filtreden geçirerek elde edilmesidir. Fakat bu yöntem ile oluşturulacak devrenin kapladığı alan büyük olacaktır. İkinci bir yol, sadece sayısal yöntemleri kullanarak UWB sinyali elde edilmesidir. Bu yolun zorluğu her bir monocycle (Gauss'un 1. türevi) arasındaki gecikme zamanını kesin netlikte olma gerekliliğidir. Üçünü yol ise mikser ve gerilim kontrollü osilatör kullanmaktır. Bu çalışmada verici CMOS tabanlı yapılmıştır. Sinyal Agilent 86100A osiloskobu ile ölçülmüştür [81].

Barraj vd. IEEE 802.15.4a standardına dayanarak 0.850 Kb/s veri hızında verici yapmıştır. Verici BPSK modülasyonu kullanmaktadır. Tepe genliği 325 mV olup TX gücü 13.05 dBm ve gürültü faktörü (noise figure) 92 dB'dir. Çalışmada merkez frekansı 4492.8 MHz ve bant genişliği 499.2 MHz seçilmiştir. PWM, PPM ve BPSK modülasyon çeşitleri karşılaştırılmasında en iyi başarımlar BPSK'da elde edilmiştir. Sinyal şekli olarak genelde Gauss dalgası ve onun türevleri, Hermite pulse veya Prolate Spheroida fonksiyonu kullanılırken, bu çalışmada üretilmesi daha kolay üçgen dalga kullanılmıştır. Bu dalga DAC ile kolayca oluşturula bilinmektedir. Darbe periyodu olarak 2 ns ve 4 ns'lik darbeler karşılaştırılmıştır [82].

Al-Adwany çalışmasında UWB sistemlerinin UMTS sistemlerine olan etkisi incelemiştir. UMTS cep telefonu baz istasyonundan uzakta olduğu zaman, düşük sinyal gücünden dolayı UWB sisteminden etkilendiğini simülasyon çalışmasında görmüştür. Bu durumu düzeltmek için baz istasyonunun gücünün artırılmasını önermiştir [83].

Fatehy ve Kohno BAN ağlarında girişim başarımı incelemiştir. BAN, star topolojisinde pikonet ağ yapısına sahiptir. Her pikonet 256 sensöre sahip olduğu ve 10 adet pikonetin birbirine yakın yerde çalıştığını kabul edilmiştir. Fakat iki pikonet üzerine simülasyonlar yapılmıştır. Daha önce yapılan çalışmalarda değiştirilebilir yayılım oranını (spreading rate)

ve tırmık alıcı kullanarak yüksek başarımlı elde edildiği görülmüştür. Bu çalışmada da girişim geri besleme yapılarak kanal tahmini yapılması ve başarımlının iyileştirilmesi hedeflenmiştir [84].

Yamasue vd. çalışmasında diğer çalışmalardan farklı olarak UWB-BAN duyargalı bir sistemi IEEE 802.15.6 standardına göre deneysel olarak gerçekleştirmiştir. Çalışmayı bir hastanede hasta odası ve banyoda denemişlerdir. Mesafeye göre paket kayıpları tespit edilmiştir. Dördüncü metrede paket kaybı oranı %100 olmuştur [85].

Li vd. çalışmasında vücut alan ağları için bir prototip kurmuştur. Makalesinde fiziksel ve MAC katmanlarını ayrıntılı olarak ele almıştır. Çalışma frekansını 7,25-10,25 GHz aralığında seçmiştir. Fakat darbe gönderim frekansını 50 MHz almıştır. Bu çalışmada taban bant modülatör ve demodülatör FPGA kartı üzerinde gerçekleştirilmiştir [86].

İlarslan tarafından UWB anten ve filtreyi kapsayan RF ön uç tasarımı yapılmıştır. Tasarımda 1,5-10,6 GHz arasında 10 dBi'lık kazanç sağlamıştır. Tasarımın öncelikle CST Studio Suite Elektromanyetik (EM) Simülasyon yazılımında benzetimi yapılmıştır. Daha sonra laboratuvar ortamında ölçümler alarak benzetim çalışması sonuçlarını doğrulamıştır. [87].

Güner çalışmasında kalp ritminin ivme algılayıcı ile takibi üzerine bir çalışma yapmıştır. Algılayıcıdan verileri IEEE 802.15.4 tabanlı kablosuz RF ZigBee modülü erişim noktasına aktarmıştır [88].

Kırbaş kablosuz vücut alan ağlarında enerji verimliliğinin artırılması üzerine çalışmıştır. Bu ağlarda ağ ömrü, enerji verimliliği, paket gecikmesi ve sinyal çakışmalarına yönelik ortak erişim kontrol katmanı geliştirmiş ve bu protokolü IEEE 802.15.4 protokolü enerji sarfiyatıyla karşılaştırmıştır. Yaptığı benzetimlerde ortak erişim kontrol katmanının enerji verimliliği daha yüksek bulunmuştur [89].

Maşazade çalışmasında MB-OFDM tabanlı UWB kablosuz iletişimi kablosuz kişisel ağ kanallarındaki başarımlını irdelemiştir. Kanal başarımlını BER cinsinden öncelikle Modiano algoritması kullanarak kestirmiştir. Modiano algoritması bilinen verinin öncelikle gönderilip hata hesaplaması yöntemine dayanmaktadır. Daha sonra OFDM taşıyıcılarının sinyal gürültü oranı dağılımlarına göre yeni bir BER kestirim metodu sunulmuştur [90].

Yesbek çalışmasında kablosuz algılayıcı ağlardaki UWB tekniğinin kullanılması ile güç tasarrufunu incelemiştir. Ağ simülatörü üzerinde iletilen ve alınan güç bakımından UWB ve Zigbee benzetim çalışmaları ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak UWB tekniğinin Zigbee

teknikğine göre daha uzun ömürlü olduğu tespit edilmiştir [91].

Suveren çalışmasında WBAN vücut içi ve vücut yüzeyi kanalı üzerinde mesafe ölçüm hatalarını modellemiştir. Bunun için ulaşma zamanı (Time of Arrival) ve alınan sinyal gücü (received signal strength) metotlarını kullanmıştır [92].

Artunç çalışmasında UWB alıcı verici modülü kullanarak kapalı alan konumlandırma sistemi tasarımı gerçekleştirmiştir. Konumlandırmayı varış süresi farkı (Time Difference of Arrival) metoduna göre yapmıştır [93].

Erdöl çalışmasında IEEE 802.15.6 standardının dar bant fiziksel katmanını inceleyip, farklı algoritmalar ile iyileştirme çalışmaları yapmıştır. IEEE 802.15.4 standardındaki ZigBee ile kıyaslama yapmıştır. Kod yayma algoritmalarının katkısıyla daha düşük SNR değerlerinde ZigBee ve WBAN protokolüyle eş değer güvenilirliğinde başarımlar elde etmiştir. Benzetimler AWGN ve tek taplı Rayleigh kanalında yapılmıştır [94].

Özderya uzaktan hasta takip sistemi için IEEE 802.15.6 tabanlı WBAN haberleşmesi gerçekleştirmiştir. Çalışmada bir hasta vücudu üzerine yerleştirilecek ölçüm cihazlardan alınan verilerin kablosuz iletimi için kullanılacak haberleşme donanımı ve yazılımı üzerine çalışılmıştır. IEEE 802.15.6 standardı ortam erişim kontrol katmanının zaman dilimlemeli modları kullanılmıştır. RF donanımı olarak 802.15.4 standardı ZigBee haberleşmesi için tasarlanmış, ancak özel protokollerin geliştirilmesine imkan veren AT86RF233 entegresini kullanan ATZB-RF-233-1-C modül, mikrodenetleyici olarak STM32F407 kullanılmıştır [95].

1.6. Çalışmanın İçeriği

Bu çalışma geliştirmekte olan WBAN teknolojisi üzerinde, IEEE 802.15.6 UWB fiziksel katmanı özelinde yapılmıştır. Literatürde bulunan çalışmalarda kısa mesafede çok yüksek olmayan (1-2 Mb/s) veri hızlarında yüksek hata oranları çıktıkları görülmektedir. Bu çalışmada ise öncelikle WBAN kanalları incelenmiş, standartlaştırılmış kanal üzerinde çalışılmıştır. IEEE 802.15.6 standardında farklı fiziksel katmanlardan UWB fiziksel katmanı üzerinde çalışılmıştır. Günümüzdeki darbantta birçok sistemde bulunmakta iken, UWB bandı henüz yaygın olmasa, giderek yaygınlaşmaktadır. Bu yüzden yüksek çalışma frekanslarında çalışan UWB bandında çalışılmak üzere seçilmiştir. Çalışmalar bilgisayar ortamında gerçekleştirilen benzetimlerle yapılmıştır.

Çalışmanın içeriği maddeler halinde aşağıdaki gibi sıralanmıştır;

- Vücut alan ağlarına yönelik UWB benzetimlerin yapılması için kablosuz kanalların incelenmesi.
- Kullanılan kanala göre çıkış gücünü sabit tutarak hata başarımını arttırmak için DCM modülasyonunun daha düşük düzeyli modülasyonlarla ile uygulamak ve bu sistemlerin teorik hata çıkarımlarını sunulması.
- Aynı sembol hızına sahip kanal kodlama yöntemi ile DCM modülasyonlarını karşılaştırılması.
- DCM yapısına benzer verici çeşitlemesi kullanan Alamouti kodlaması ile karşılaştırılması.
- DCM için IEEE 802.15.6 UWB PHY'ye uygun haberleşme sisteminin ortaya konulması.
- IEEE 802.15.6 protokolü UWB PHY modülasyonları ile DCM uyarlamasının WBAN kanallarındaki performansının irdelenmesi.
- Bu standarda uygun olarak düzenlenen DCM modülasyonlarının WBAN kanallarındaki performansın arttırılmasına yönelik düzenleme yapılması.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

Bu bölümde yapılan çalışmalar ve bu çalışmalardan elde edilen bulgular verilmiştir. Öncelikle gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında kullanılan kanal modelleri belirtilmiştir. Bu çalışmadaki benzetimlerde AWGN kanal haricinde, WBAN kanal modelleri ve Proakis kanal modelleri kullanılmıştır. Benzetimlerde IEEE 802.15.6 standardı UWB PHY’de önerilen modülasyonlar ile birlikte çift taşıyıcılı modülasyonlarla incelenmiş ve farkları ortaya konmuştur. DCM için AWGN kanal için teorik hata olasılık çıkarımları elde edilmiştir. DCM ile eş değer kod oranlı kanal kodlamalarının başarımı DCM ve DCM çeşitleri ile karşılaştırılmıştır.

2.1. Kullanılan Kanal Modelleri

UWB haberleşmesinde kanal ölçümleri üzerine yapılmış birçok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmalarda UWB kanalları WBAN özelinde yol kaybı, büyük ve küçük ölçekli sönmülemeye göre, çok yollu gecikme yayılımı, RMS gecikme yayılması, çok yollu geliş açısına vb. göre incelenmiştir [96]. Kapalı alanlarda deneylerde istatistiksel tap gecikme hattı çıkarılmıştır [97]. Kablosuz vücut alan ağları için IEEE P802.15 çalışma grubu tarafından yapılan çalışmalarda 400, 600, 900, 2400 MHz ve UWB bantları kanal modeli çıkartılmıştır. Kanal çıkarımını insan bedenine taktıkları alıcı ve vericiler üzerinden gerçekleştirmişlerdir. WBAN kanallarından CM2, CM3 ve CM4 için kanal modeli üzerine çalışmışlardır. Yaptıkları çalışma IEEE 802.15.6 WBAN standardının temelini oluşturmaktadır [53, 98]. Vücudun üzerinde bulunan aygıtlar arasında oluşan kanal, network analizörler yardımıyla istatistiksel kanal modelleri olarak çıkarılarak literatüre sunulmuştur [98-102].

IEEE 802.15.3a WPAN standardında da UWB fiziksel katmanı bulunmaktadır. Kişisel alan ağları UWB kanal modellemesi yapılarak istatistiksel parametreler çıkarılmıştır [103]. MB-OFDM sisteminde UWB sinyalleri kullanılmaktadır. UWB sinyalleri yaklaşık en fazla 2ns’lik periyot ve en az 500 MHz’lik bant genişliğine sahip olmalarına rağmen OFDM’de 500 MHz altındaki alt taşıyıcıların kullanılması sonucunda OFDM sembolü daha yüksek bir periyoda sahip olmaktadır. MB-OFDM sistemleri için yapılan bir çalışmada IEEE 802.15.3a WPAN standardına uygun kanal modeli irdelenmiştir. IEEE 802.15.3a WPAN standardında

da MB-OFDM kullanılmaktadır. 6 GHz'lık bant genişliğinde MB-OFDM kanal tepkisindeki gecikme yayılımı 90 ns'den düşük görünürken, UWB gecikme profilinde 400 ns'lik gecikme yayılımı görülmektedir. Ayrıca, MB-OFDM için RMS gecikme yayılımı 25 ns görülmektedir [104].

UWB haberleşme sisteminde, haberleşme mesafesi ve sinyal periyodu kısadır. Bu yüzden lognormal kanal modeli UWB kanal benzetimlerinde kullanılmaktadır. Lognormal kanal modeli, kanal uyumluluk zamanı sinyal periyodundan yüksek olan yavaş sönmüleme kanallarında kullanılmaktadır. UWB haberleşme sisteminin WBAN kanalları için güç gecikme modeli (2.1) denkleminde verilmiştir [53, 98, 99, 105];

$$h(t) = \sum_{n=0}^{L-1} a_l e^{-j\phi_l} \delta(t - t_l) \quad (2.1)$$

denkleminde a_l yol katsayısı, t_l varış zaman, ϕ_l l . yol için faz ve L gelen yolların sayısıdır (tap sayısı). ϕ_l fazı, $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlı olarak modellenmiştir. Her bir yolun katsayısı a_l , Γ ve Rician factor Υ_0 katsayıları ile üstel bozulma olarak modellenmiştir;

$$10 \log |a_l|^2 = \begin{cases} 0, & l = 0 \\ \Upsilon_0 + 10 \log e^{-t_l/\Gamma} + S, & l \neq 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

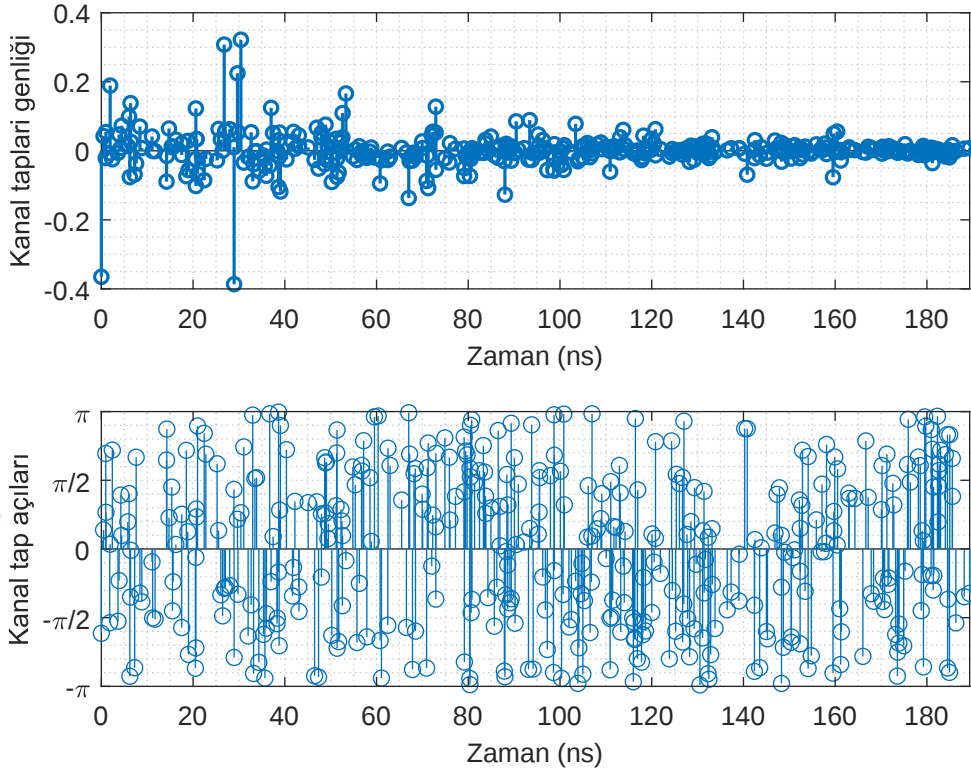
denkleminde S ortalaması sıfır, standart sapması σ_S olan log-normal dağılım olarak modellenen stokastik terimdir, Γ üstel zayıflama, Υ_0 Rician faktörünü ifade etmektedir. Varış zamanı t_l ;

$$p(t_l | t_{l-1}) = \lambda e^{-\lambda(t_l - t_{l-1})} \quad (2.3)$$

burada λ gelen yol oranını göstermektedir. Yol sayısı L Poisson dağılımı ile modellenmiştir;

$$p(L) = \frac{\bar{L}^L e^{-\bar{L}}}{L!} \quad (2.4)$$

burada $\bar{L}$ sayısı L adet kanal tap sayısının ortalamasıdır. Kanal modeli için gerekli Υ_0 Rician faktörü, σ_S standart sapması, üstel zayıflama katsayı Γ parametreleri alıcı ile verici arasındaki farklı açılara göre [53, 98, 99] kaynaklarından alınmıştır. Bu kanal modeli standart WBAN kanalı olarak kullanılmaktadır [53]. Benzer kanal çalışmaları halen yapılmaya devam etmekte ve farklı parametrelere sahip yeni kanal modelleri literatüre sunulmaktadır [101, 106, 107].



Şekil 2.1. CM4-0° kanalı güç gecikme profili gerçel genliği ve faz açıları

Yapılan benzetimde standart olarak verilen kanal modeli kullanılmış ve standartta belirtildiği gibi ortalama yol sayısı $\bar{L} = 400$ olarak alınmıştır [53]. Bu modelle oluşturulan örnek bir kanalın güç gecikme profilleri Şekil 2.1’de gösterilmektedir. Bu kanal CM4 kanalında oluşturulmuştur ve alıcı ile verici arasında 0° olacak şekilde parametreler girilmiştir.

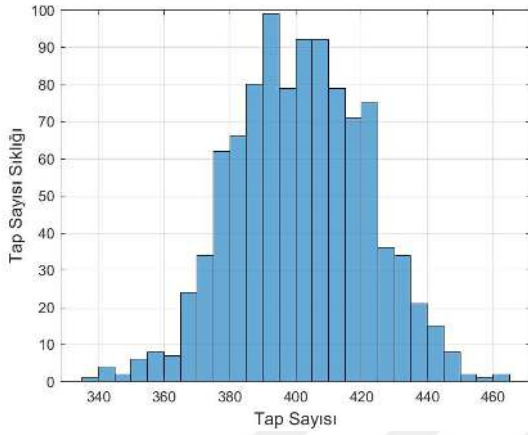
Başarım benzetimleri yapılırken işlenen veri boyutuna göre rastgele elde edilmiş 1000 adet CM4 kanalı kullanılmıştır. Her kanalın tap sayısı, tapların ağırlıkları ve tapların varış süreleri belirtilen dağılımlara bağlı olmak üzere rastgele bulunmuştur.

Benzetimlerde kullanılan 1000 kanala ait tap sayısı, gecikme yayılımı, ortalama ve maksimum tap ağırlıkları değerlerinin ortalama ve standart sapma değerleri Tablo 2.1’de verilmiştir. Kullanılan kanallarda tap sayısı standart sapması yaklaşık 20 tap, gecikme yayılımı standart sapması ise 14 ns civarında çıkmıştır.

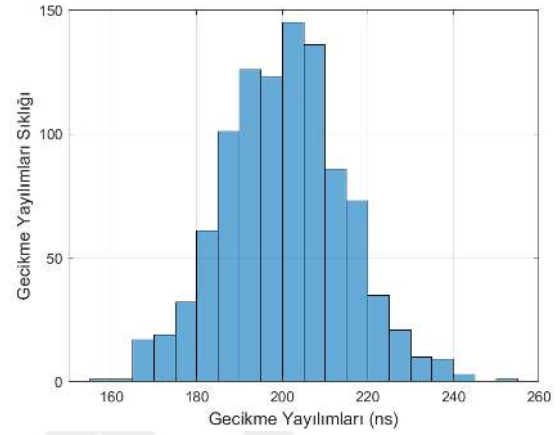
Şekil 2.2a-2.2b’de 1000 CM4 kanalındaki tap sayısını ve gecikme yayılımını histogram grafiği şeklinde sırasıyla gösterilmektedir. Şekil 2.2a’da görüldüğü gibi tap sayısının 400 ± 60 olarak değiştiği görülmektedir. Tapların gecikme yayılımı ise 205 ns’de yoğunlaştığı görülmektedir.

Tablo 2.1. 1000 adet CM4 kanalın istatistiksel değerleri

Değer	Ortalama	Standart Sapma
Tap Sayısı	401,00	20,21
Gecikme Yayılımı (ns)	200,49	14,12
Ortalama Tap Ağırlıkları	0,005	0,0036
Maksimum Tap Ağırlıkları	1,4818	1,3515



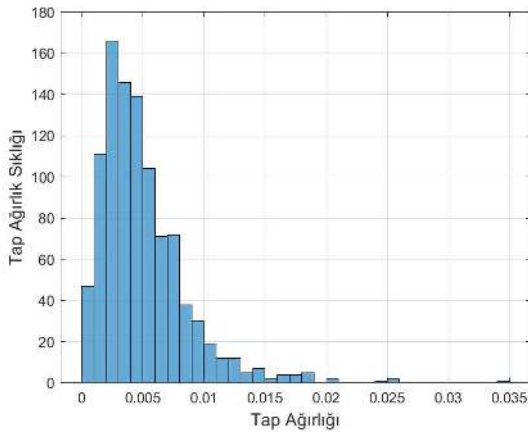
(a)



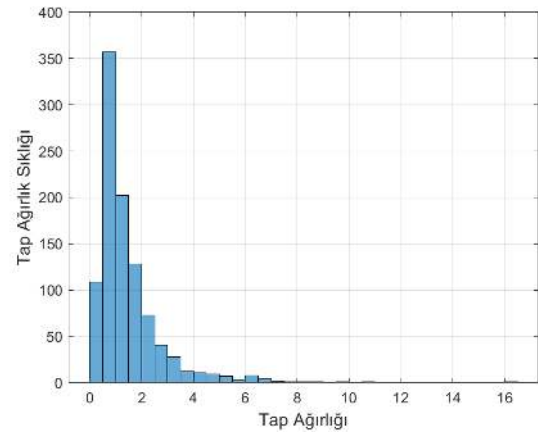
(b)

Şekil 2.2. 1000 kanalın a) Tap sayıları, b) Gecikme yayılımları histogramları

Her bir kanaldaki ortalama ve maksimum tap ağırlıkları sırasıyla Şekil 2.3a-2.3b’de verilmiştir. Bu grafiklerde tap ağırlarının yoğun olarak düşük değerlerde yoğunlaştığı görülmektedir.



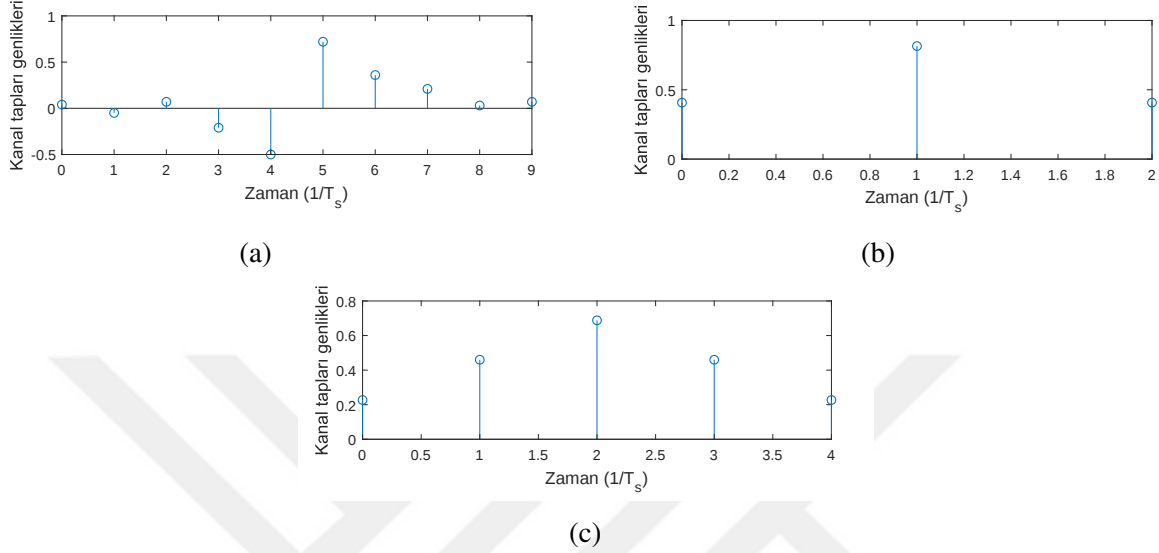
(a)



(b)

Şekil 2.3. 1000 kanalın a) Ortalama, b) Maksimum tap ağırlıkları histogramları

Benzetimler belirtilen CM4 kanallarında gerçekleştirilmeden önce Proakis A, B ve C kanallarında denenmiştir. Bu kanalların kanal birim vuruş tepkeleri Şekil 2.4a - 2.4c'de sırasıyla gösterilmiştir [108].



Şekil 2.4. Güç gecikme profilleri a) Proakis A, b) Proakis B, c) Proakis C kanalı [20]

2.2. DCM ve Çeşitleri

DCM, ECMA-368 standardında yüksek veri hızı için önerilmiştir. Bu standartta DCM 16QAM modülasyonu ile kullanılmıştır. Bu DCM metodundan sonra veri hızını 600 Mb/s'ye arttıran 32QAM DCM önerilmiştir [28, 30].

DCM ile ilgili daha önce başarımlı çalışmaları yapılmıştır. Bu çalışmalardan AWGN kanalda DCM ile QPSK'nın AWGN kanaldaki başarımları aynı bulunmuştur. Ancak çok yollu kanalda DCM'in başarımlarının AWGN kanaldan daha yüksek olduğu görülmüştür [109]. Bir başka çalışmada DCM IEEE 802.11ad kanalında iki kanal birleştirme sinyal modeli ile incelenmiş ve DCM olmayanlara kıyasla 1.5 dB kazanç sağlamıştır [110]. Çok bantlı OFDM için DCM'nin Nakagami-m kanalında kesinti olasılığı ve BER analizi çıkarılmıştır [111, 112]. Yüksek veri hızı kablosuz haberleşme çalışmalarından THz haberleşmesinde 220 GHz'lik bantta 20,8 Gb/s veri hızına ulaşan haberleşme sisteminde de çift taşıyıcılı modülasyon kullanılmıştır [113].

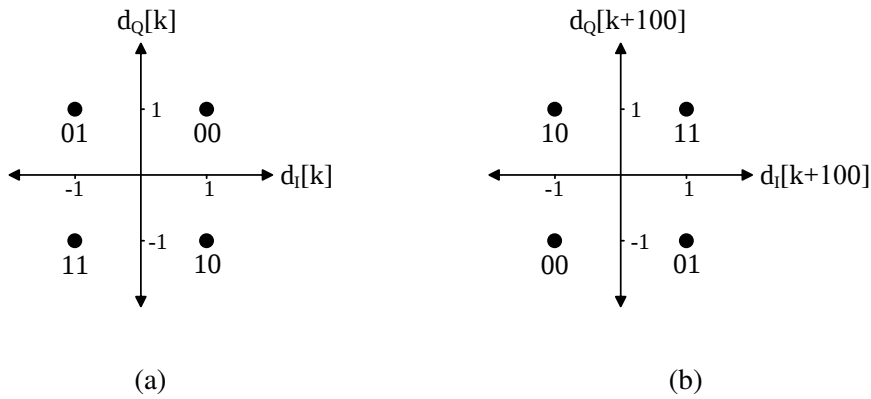
Bir başka çalışmada DCM sistemini uzay çeşitliliği ile birlikte incelemiştir. Önceki DCM çalışmalarında BER başarımlı analizlerinin tek verici ve tek alıcı antenli sistemlerde

yapıldığı belirtilip çoklu giriş ve çıkışa sahip UWB sistemlerde maksimum oranlı birleştirme (MRC) ve maksimum olabilirlik tekniklerinde DCM'in hata başarımı çıkartılmıştır. Rayleigh sönmleme kanalının kullanıldığı çalışmada uzay çeşitliliği ile beraber alıcı duyarlılığında iyileşmeyi sunmuştur. Çalışmada DCM modülasyonunu orijinal şekliyle yani 16QAM ile kullanılmıştır. Farklı alıcı ve verici anten sayılarına göre yapılan irdelemeler sonucunda DCM'in QPSK'ya göre daha iyi performans verdiği görülmektedir. Özellikle yüksek SNR değerlerinde ve düşük alıcı anten sayılarında performans farkı daha yüksek olmaktadır. Modülasyonların kendi içlerindeki karşılaştırmalarında ise performans, alıcı anten sayısının artması ile artarken, verici anten sayısı artması ile azalmaktadır [114].

Daha önce DCM ile yapılan çalışmaların yüksek veri hızlarındaki standart ve sistemlere yönelik yapıldığı görülmektedir. Vücut alan ağlarında ise iletim güvenliği veri hızından daha önemlidir. IEEE 802.15.6 standardında kodlanmamış veri hızı en fazla 15,6 Mb/s olmaktadır [1]. Bu yüzden DCM 16QAM yerine QPSK ve BPSK ile kullanarak daha düşük veri hızında ama daha az hata oranında iletimin olması bu çalışmada düşünülmüştür. 16QAM yerine QPSK veya BPSK kullanıldığında aynı ortalama enerji seviyesinde semboller arası mesafe açılmaktadır [115, 116].

2.2.1. DCM-QPSK Modülasyonu

DCM-QPSK'da kullanılan yıldız diyagramları Şekil 2.5'te gösterilmiş ve Tablo 2.2'de tablo halinde verilmiştir. Veriler, DCM'de olduğu gibi 200 bitlik gruplar halinde işleme girmiştir. DCM için verilen (1.31), (1.32) ve (1.33) denklemleri DCM-QPSK'da (2.5), (2.6) ve (2.7) denklemlerine çevrilir ve veriler iki yıldız diyagramı ile modüle edilir [115].



Şekil 2.5. DCM-QPSK'da a) İlk ve b) İkinci 100 sembolün yıldız diyagramı

Tablo 2.2. DCM-QPSK kodlama tablosu

Giriş bitleri (b[g(k)], b[g(k)+50])	d[k] I_o	d[k] Q_o	d[k+100] I_o	d[k+100] Q_o
00	1	1	-1	-1
01	-1	1	1	-1
10	1	-1	-1	1
11	-1	-1	1	1

DCM-QPSK’da 200 bitlik gruplar halinde (2.5) denklemine göre serpiştirilir.

$$(I[g(k)], I[g(k) + 50]) \quad (2.5)$$

Burada $I[]$ giriş veri dizisi, $g[]$ veri dizisi yerleşim fonksiyonudur. $g(k)$ fonksiyonu (2.6) denklemiyle ifade edilmektedir.

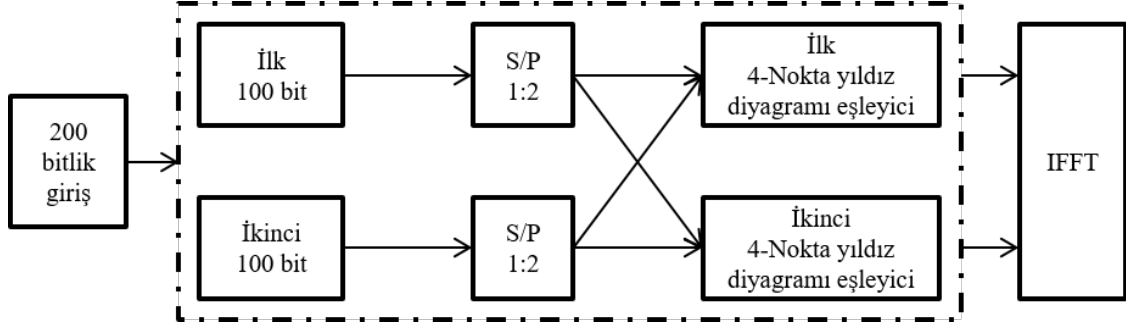
$$g(k) = \begin{cases} k, & k \in [0, 49] \\ k + 50, & k \in [50, 99] \end{cases} \quad (2.6)$$

$I[]$ ve $g[]$ ’den elde edilen M matrisi (2.7)’de verilmiştir.

$$M = \begin{bmatrix} I[0] & I[50] \\ I[1] & I[51] \\ \dots & \dots \\ I[49] & I[99] \\ I[100] & I[150] \\ \dots & \dots \\ I[148] & I[198] \\ I[149] & I[199] \end{bmatrix}_{100 \times 2} \quad (2.7)$$

Sonuç olarak 200 bitlik veri, iki farklı 100 adet QPSK sembolüne, böylece toplam 200 QPSK sembolüne modüle edilmiş olur. Genliği normalize etmek için $1/\sqrt{2}$ çarpanı kullanılır. Şekil 2.6 DCM-QPSK blok şemasını göstermektedir.

Şekil 2.6’da görüldüğü gibi 200 bitlik bilgi dizisi önce 100 bite ayrılıp, sonra 1:2 oranında olacak şekilde paralel forma dönüştürülmesiyle M matrisini oluşturacaktır.

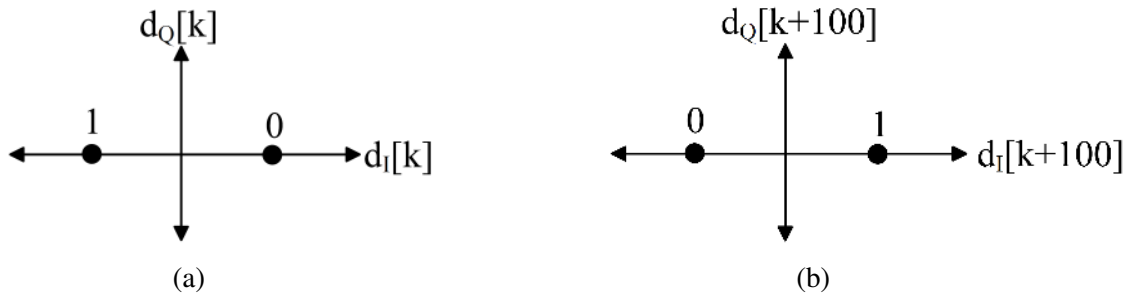


Şekil 2.6. DCM-QPSK sistemin blok diyagramı

Oluşan iki bitler sırasıyla iki 4-nokta yıldız eşleyiciden geçerek toplam 200 QPSK sembolü oluşturacaktır. Son olarak bu sembollerin IFFT'si alınarak DCM-QPSK sembolü oluşmaktadır.

2.2.2. DCM-BPSK Modülasyonu

Çalışmanın son aşamasında DCM modülasyonları ile IEEE 802.15.6 standardındaki modülasyonlarla karşılaştırılmıştır. Bu standarttaki DBPSK modülasyonuna karşılık protokoldeki zamanlama parametrelerine bağlı kalmak için DCM-BPSK kullanılması düşünülmüştür. DCM-BPSK'da kullanılan yıldız diyagramları Şekil 2.7'de gösterilmiş ve Tablo 2.2'de tablo halinde verilmiştir. DCM-QPSK'da veriler 100 bitlik gruplar halinde işleme girmiştir. DCM için verilen (1.31), (1.32) ve (1.33) denklemleri DCM-QPSK'da (2.8), (2.9) ve (2.10) denklemlerine çevrilir ve veriler iki yıldız diyagramı ile modüle edilir.



Şekil 2.7. DCM-BPSK'da a) İlk ve b) İkinci 100 sembolün yıldız diyagramı

Tablo 2.3. DCM-BPSK kodlama tablosu

Giriş bitleri $b[g(k)]$	$d[k]$ I_o	$d[k+100]$ I_o
0	1	-1
1	-1	1

DCM-BPSK’da öncelikle veriler 100 bitlik gruplar halinde (2.8)-(2.9) denklemlerine göre serpiştirilir.

$$\begin{bmatrix} I[g(k)] \\ I[g(k) + 25] \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Burada $I[]$ giriş veri dizisi, $g[]$ veri dizisi yerleşim fonksiyonudur. $g(k)$ fonksiyonu (2.9) denklemiyle ifade edilmektedir.

$$g(k) = \begin{cases} k, & k \in [0, 24] \\ k + 50, & k \in [25, 75] \end{cases} \quad (2.9)$$

$I[]$ ve $g[]$ ’den elde edilen M matrisi (2.10)’da verilmiştir.

$$M = \begin{bmatrix} I[0] \\ I[1] \\ \dots \\ I[24] \\ I[51] \\ \dots \\ I[74] \\ I[25] \\ \dots \\ I[49] \\ I[76] \\ \dots \\ I[99] \end{bmatrix}_{100 \times 1} \quad (2.10)$$

Sonuç olarak 100 bitlik veri 2 farklı 100 adet BPSK sembolüne, böylece toplam 200 BPSK sembolüne modüle edilir.

2.3. DCM ve Çeşitleri için Teorik Çıkarımlar

Bu bölümde DCM, DCM-QPSK ve DCM-BPSK bit ve sembol hata oranlarının AWGN kanalda teorik çıkarımları farklı yollarla yapılmıştır. Elde edilen denklemler ile yapılan benzetim çalışmaları sonuçları birbirleriyle karşılaştırılmış ve birbirine yakın olduğu hatta örtüştüğü görülmüştür.

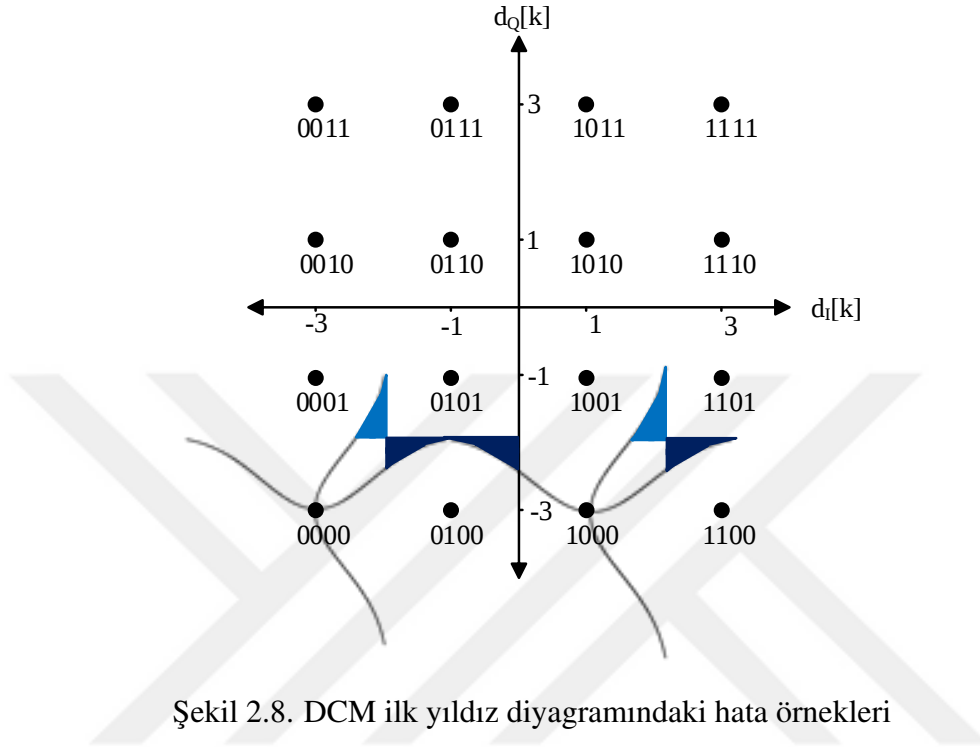
2.3.1. DCM Hata Olasılığı Hesaplaması

DCM'de (DCM-16QAM) hata olasılıklarını çıkarabilmek için dört boyutlu hesaplama yapmak gerekmektedir. Şekil 2.8 ve 2.9'da DCM'de kullanılan iki 16QAM yıldız diyagramı gösterilmektedir. Bu şekillerde örnek olarak '0000' ve '1000' sembolleri için oluşabilecek hata bölgeleri de gösterilmektedir. DCM yıldız diyagramlarındaki sembollerin değerleri Tablo 2.4'te verilmiştir [115].

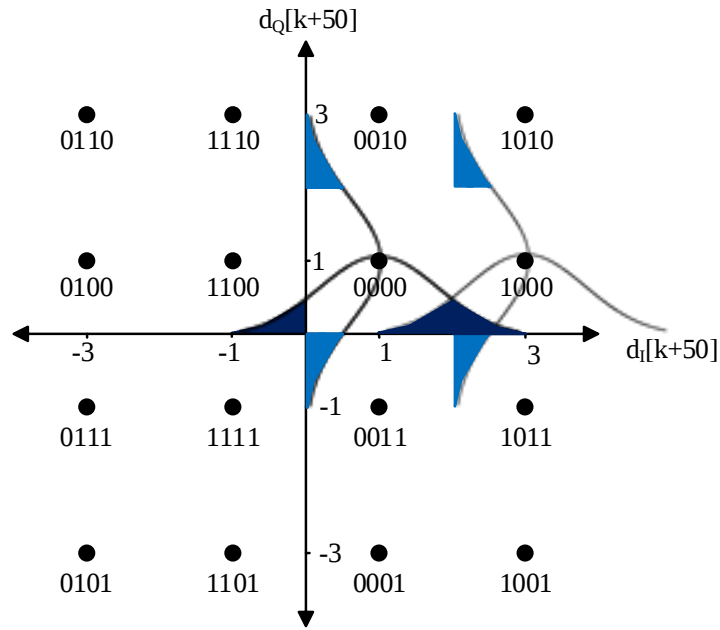
Hata olasılığını çıkarmak için tüm sembollerdeki hata durumlarının çıkarılması gerekecektir. Bu yüzden örnek olarak '0000' sembolünü ele alırsak, bu sembolün gönderilmesi durumunda alınabilecek değerlere göre demodülasyon yapıldığında alınan hatalı semboller çıkarılmalıdır. '0000' sembolünün gönderilmesi durumunda I ve Q fazlarında alınabilecek değerler Tablo 2.5'te gösterilmektedir. Bu değerlere göre demodülasyon yapıldığında alınan semboller ise Tablo 2.6'da gösterilmiştir. Ancak bu tablo oluşturulurken, alınan değerler gönderilen sembolün sadece bir yan sembolüne kayacak şekilde oluşturulmuştur. İki veya daha fazla yan sembole kayma olasılıkları çok düşük olduğundan hesaplamalara dahil edilmemiştir. Ayrıca bu tabloda en kısa Öklid mesafesi ve hatalı alınan semboller için hatalı bölge sayısı belirtilmiştir. Hatalı bölge sayısı Tablo 2.5'teki alınan değerler ile gönderilen sembolün değerlerine göre çıkarılmıştır. Örnek olarak '0000' sembolü gönderildiği farzedilmesi durumunda, bu sembolün iki 16QAM yıldız diyagramında I ve Q fazları sırasıyla -3, -3, 1 ve 1 olmaktadır. Alıcıda, örneğin Tablo 2.5'teki 10. durumdaki -3, -1, -1 ve -1 değerleri alındıysa, alınan sinyalin I ve Q fazlarında üçü hatalı bölgede kaldığı anlaşılmaktadır. Bu bölgeler Şekil 2.8 ve 2.9'da görülebilmektedir.

Tüm demodülasyon durumlarını içeren Tablo 2.6'da 20 hata durumu oluşmuştur. Bu durumlardan 13, 15, 20 ve 26. durumlarda iki hatalı bölge olmaktadır. 10, 12, 16, 18, 19, 21,

25, 27, 29, 31, 33 ve 35. durumları olmak üzere toplam 12 durumda üç hatalı bölge ve 28, 30, 34 ve 36. durumlarında ise dört hatalı bölge olmaktadır.



Şekil 2.8. DCM ilk yıldız diyagramındaki hata örnekleri



Şekil 2.9. DCM ikinci yıldız diyagramındaki hata örnekleri

Tablo 2.6'daki 13, 15, 20 ve 26. durumlarının her birisinde iki doğru bölgeden biri iç tarafta diğer dış tarafta kalmaktadır. Şekil 2.8 ve 2.9'da gösterilen her bir hatalı bölgenin alanı $Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)$ veya $\frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{E_s}{10N_0}}\right)$ olmaktadır. Buna göre bu durumların her birinin hata olasılığı (2.11) denkleminde verildiği gibi bulunmaktadır.

$$\begin{aligned} & \left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \cdot \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)^2 - 3Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)^3 + 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)^4 \end{aligned} \quad (2.11)$$

Tablo 2.6'daki 10, 12, 16, 18, 19, 21, 25, 27, 29, 31, 33 ve 35. durumlarında sadece bir doğru bölge olmakta idi. Bu durumlardan 8 tanesinde doğru bölge dış taraftadır ve sadece doğru bölgenin olasılığı $\left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)\right)$ olmaktadır. Buna göre bu durumların olasılıkları (2.12) denkleminde verilmiştir.

$$\begin{aligned} & \left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)^3 - Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)^4 \end{aligned} \quad (2.12)$$

Geriye kalan 4 durum ise iç tarafta kalmaktadır ve sadece doğru bölgenin olasılığı $\left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)\right)$ olmaktadır. Buna göre bu durumların olasılıkları ise (2.13) denkleminde verilmiştir.

$$\begin{aligned} & \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)^3 - 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)^4 \end{aligned} \quad (2.13)$$

Son olarak 28, 30, 34 ve 36. durumlarının olasılıkları;

$$\begin{aligned} & Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}}\right)^4 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Tablo 2.4. DCM kodlama tablosu

Giriş bitleri (b[g(k)], b[g(k)+1], b[g(k) + 50], b[g(k) + 51])	d[k] I_o	d[k] Q_o	d[k + 50] I_o	d[k + 50] Q_o
0000	-3	-3	1	1
0001	-3	-1	1	-3
0010	-3	1	1	3
0011	-3	3	1	-1
0100	-1	-3	-3	1
0101	-1	-1	-3	-3
0110	-1	1	-3	3
0111	-1	3	-3	-1
1000	1	-3	3	1
1001	1	-1	3	-3
1010	1	1	3	3
1011	1	3	3	-1
1100	3	-3	-1	1
1101	3	-1	-1	-3
1110	3	1	-1	3
1111	3	3	-1	-1

Tablo 2.5. '0000' sembolü gönderilmesi durumunda olası alınacak değerler

Durum	d[k] I_o	d[k] Q_o	d[k + 50] I_o	d[k + 50] Q_o	Durum	d[k] I_o	d[k] Q_o	d[k + 50] I_o	d[k + 50] Q_o
1	-3	-3	-1	-1	19	-1	-3	-1	-1
2	-3	-3	-1	1	20	-1	-3	-1	1
3	-3	-3	-1	3	21	-1	-3	-1	3
4	-3	-3	1	-1	22	-1	-3	1	-1
5	-3	-3	1	1	23	-1	-3	1	1
6	-3	-3	1	3	24	-1	-3	1	3
7	-3	-3	3	-1	25	-1	-3	3	-1
8	-3	-3	3	1	26	-1	-3	3	1
9	-3	-3	3	3	27	-1	-3	3	3
10	-3	-1	-1	-1	28	-1	-1	-1	-1
11	-3	-1	-1	1	29	-1	-1	-1	1
12	-3	-1	-1	3	30	-1	-1	-1	3
13	-3	-1	1	-1	31	-1	-1	1	-1
14	-3	-1	1	1	32	-1	-1	1	1
15	-3	-1	1	3	33	-1	-1	1	3
16	-3	-1	3	1	34	-1	-1	3	-1
17	-3	-1	3	-1	35	-1	-1	3	1
18	-3	-1	3	3	36	-1	-1	3	3

Tablo 2.6. '0000' sembolü gönderilmesiyle alınabilecek değerlerin demodülasyonu

Durum	Demod.	Öklid mesafesi	Hatalı bölge	Durum	Demod.	Öklid mesafesi	Hatalı bölge
1	0000	8		19	0100	8	3
2	0000	4		20	0100	4	2
3	0000	8		21	0100	8	3
4	0000	4		22	0000	8	
5	0000	0		23	0000	4	
6	0000	4		24	0000	8	
7	0000	8		25	1000	8	3
8	0000	4		26	1000	4	2
9	0000	8		27	1000	8	3
10	0001	8	3	28	0101	8	4
11	0000	8		29	0100	8	3
12	0010	8	3	30	0110	8	4
13	0001	4	2	31	0001	8	3
14	0000	4		32	0000	8	
15	0010	4	2	33	0010	8	3
16	0001	8	3	34	1001	8	4
17	0000	8		35	1000	8	3
18	0010	8	3	36	1010	8	4

olmaktadır. '0000' sembolünün sembol hata olasılığı ise tüm hata alınan durumların olasılıklarının toplamı olmaktadır. Bu toplam (2.15) denkleminde verilmiştir.

$$Pr(SER)_{DCM_{1sebol}} = 4Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^2 - 4Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right)^4 \quad (2.15)$$

Diğer 15 DCM sembolü de incelendiğinde, sembollerin dağılımından dolayı tam olarak aynı sonuç elde edilmektedir. Her sembolde olası alınabilecek 36 durumdan 20 durumda hatalı sembol alınmaktadır. Hatalı 20 durumun dört tanesinde iki faz hata bölgesinde, 12 tanesinde üç faz hata bölgesinde ve dört tanesinde ise alınan tüm fazlar hata bölgesinde kalmaktadır.

Ancak, bu hesaplamalar DCM sembollerindeki 16QAM'a göre yapılmıştır. Bir DCM sembolünün enerjisi, 16QAM sembol enerjisinin iki katıdır; $E_{s-DCM} = 2E_s$. Her sembolün gönderilme olasılığı eşit olduğu hesaba katılarak DCM'in sembol hata olasılığı denklem (2.16)'daki gibi ifade edilmektedir.

$$Pr(SER)_{DCM} = 4Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{5N_0}} \right)^2 - 4Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{5N_0}} \right)^4 \quad (2.16)$$

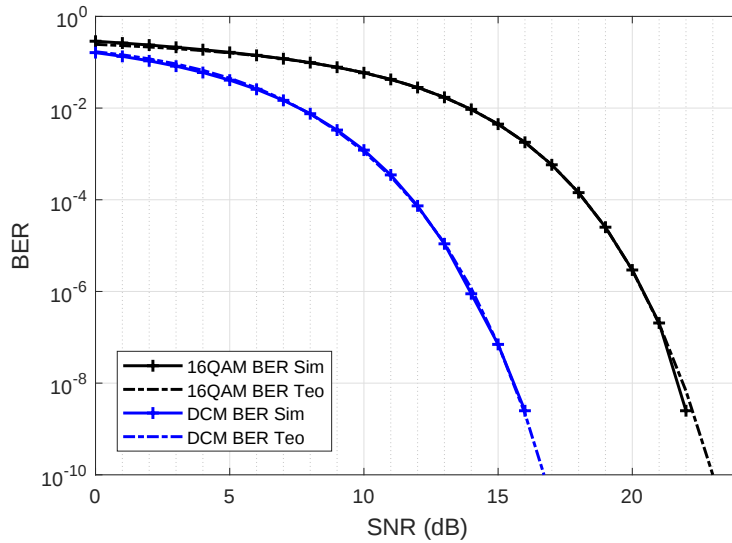
Bu olasılık tamamlayıcı hata fonksiyonu kullanarak denklem (2.17)'de gösterilmektedir.

$$Pr(SER)_{DCM} = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_s}{10N_0}} \right)^2 - 0,25 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_s}{10N_0}} \right)^4 \quad (2.17)$$

Bit hata olasılığı, sembol hata olasılığının yaklaşık olarak dörtte biri olarak bulunmaktadır.

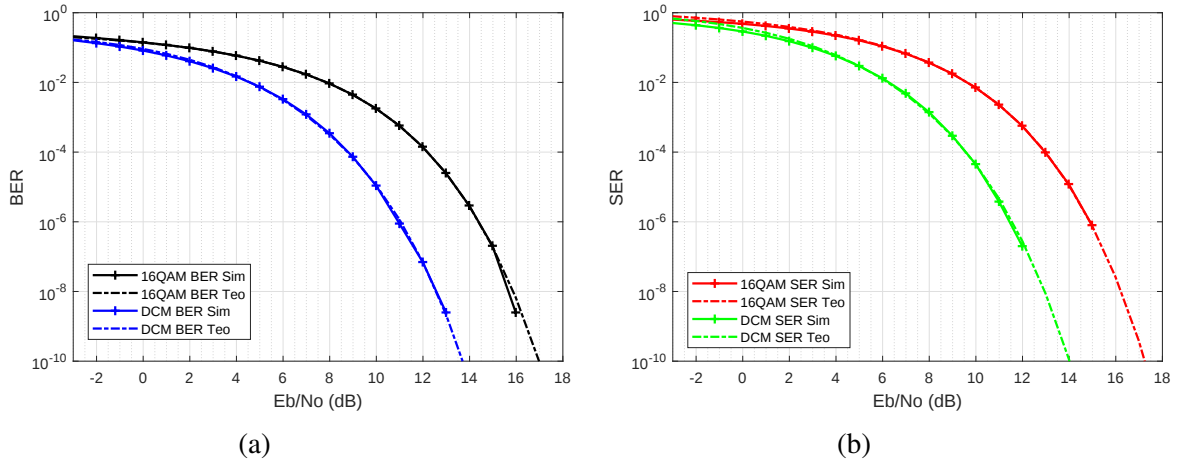
$$\begin{aligned} Pr(BER)_{DCM} &\approx \frac{Pr(SER)_{DCM}}{4} \\ &= 0,25 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_s}{10N_0}} \right)^2 - 0,0625 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_s}{10N_0}} \right)^4 \end{aligned} \quad (2.18)$$

DCM modülasyonun AWGN kanaldaki bit ve sembol hata olasılıklarının teorik ve benzetim sonuçları Şekil 2.10-2.11'de gösterilmektedir. Ayrıca 16QAM modülasyon sonuçları da grafiklerde gösterilmektedir. Şekil 2.10'da SNR tabanında bit hata olasılıkları, Şekil 2.11a ve 2.11b'de ise E_b/N_0 tabanında sırasıyla bit ve sembol hata olasılıkları ve oranları başarımlar grafikleri görülmektedir. Benzetimlerde 10^4 paket ve her pakette 10^3 sembol kullanılmıştır.



Şekil 2.10. SNR tabanında teorik ve benzetim BER sonuçları

Sonuç olarak grafiklerde görüldüğü üzere yapılan teorik çıkarımlar ile benzetim sonuçları özellikle yüksek SNR değerlerinde birbirine yakın çıkmaktadır. Aradaki farkın sebebi alınabilecek durumlar yazılırken gönderilen sembolün sadece bir komşu sembolün alanına kayacak şekilde yazılmasıdır. Daha uzaktaki sembollerin alanında alınma durumları ihmal edilmiştir. Bu grafikte DCM ve 16QAM arasında örneğin 10^{-4} hata olasılığında



Şekil 2.11. 16QAM ve DCM E_b/N_0 tabanında a) BER, b) SER teorik ve benzetim sonuçları

E_b/N_0 tabanında 3 dB'lik, SNR tabanında 6 dB'lik bir fark olduğu görülmektedir. DCM'de bit başına daha fazla enerji harcanmasına rağmen başarıma bakıldığında, aynı başarımda DCM'de harcanan bit enerjisi daha düşük olduğu görülmektedir. DCM-QPSK benzetimlerinde DCM-QPSK ile QPSK arasında aynı başarıyı sağlayan bit enerji farkı daha düşük çıkmıştır. Buna göre modülasyon seviyesi arttıkça DCM başarımları daha fazla ön plana çıkmaktadır.

Literatürde DCM modülasyonu için AWGN kanalda BER başarımları çıkarılan çalışmalar bulunmaktadır [109]. Çift taşıyıcıda yapılan modülasyonda her iki taşıyıcının faz bileşenlerini kendi arasında karşılaştırmıştır. Bu karşılaştırma Şekil 2.12'de gösterilmiştir. QPSK konstellasyon diyagramı ile aynı şekilde bir diyagramdır, yalnızca standart QPSK gösterimlerinin fazının kaymış halidir.

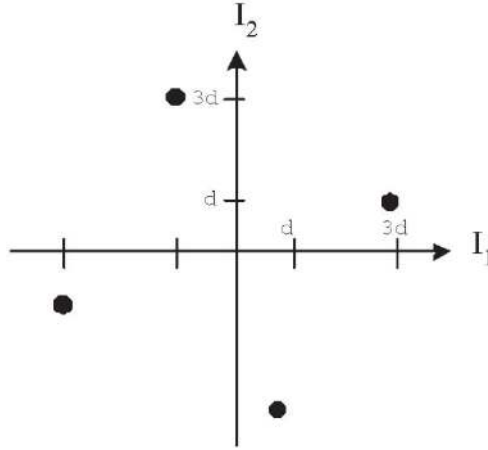
QPSK'da bit hata olasılığı;

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d_{\min}}{\sqrt{N_0}}\right) \quad (2.19)$$

olarak bilinmektedir. Şekil 2.12'deki konstellasyon diyagramına göre karar noktalarına olan minimum uzaklıkları $d_{\min} = \sqrt{5E_s/10}$ olmaktadır. Buna göre;

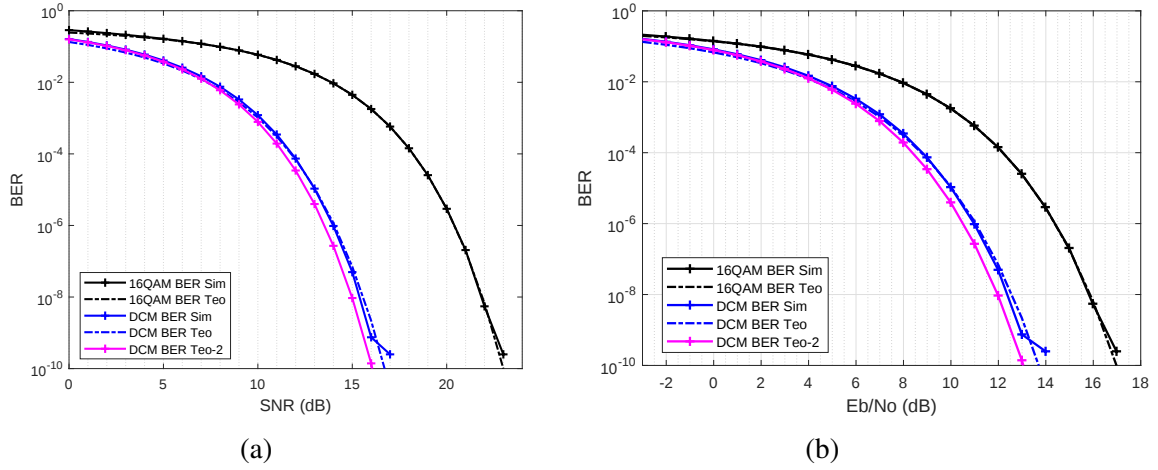
$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d_{\min}}{\sqrt{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}\right) \quad (2.20)$$

olmaktadır. Bu sonuç ise QPSK ile aynı BER başarımlarını vermektedir. Şekil 2.13'te DCM modülasyonu ile gerçekleştirilen benzetim sonuçları ve bulunan her iki teorik çıkarımlar



Şekil 2.12. DCM I fazları gösterimi [109]

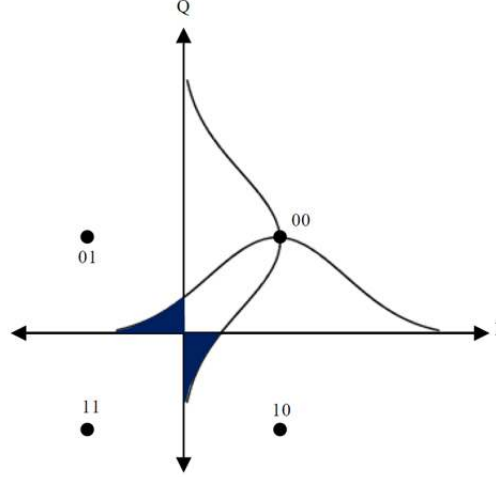
sırasıyla SNR ve E_b/N_0 tabanında gösterilmiştir. “DCM BER Teo” eğrisi bu çalışmada çıkarılan 2.18 denklemini göstermektedir. “DCM BER Teo-2” eğrisi ise 2.20 denklemini göstermektedir. Grafiklerden her iki denkleminde birbirine yakın olduğu görülmektedir. Ayrıca 2.18 denkleminin benzetim ile örtüştüğü görülmektedir.

Şekil 2.13. DCM AWGN kanal teorik hata oranları çıkarımları karşılaştırmaları; a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında

2.3.2. DCM-QPSK Hata Olasılığı Hesaplaması

QPSK sembol ve bit hata olasılığı sırasıyla $erfc(\sqrt{E_s/2N_0})$ ve $0,5erfc(\sqrt{E_b/N_0})$ olarak verilmiştir [117]. DCM-QPSK’da iki farklı yıldız diyagramı kullanıldığı için hata

olasılık değerleri QPSK modülasyonda farklı olacağı aşikardır. Şekil 2.14 I ve Q fazlarındaki bir QPSK sembolünün hata alanlarını göstermektedir. I ve Q fazları birbirinden bağımsızdır. Şekilde gösterilen hata alanlarının her biri $\frac{1}{2}erfc(\sqrt{E_s/2N_0}) = Q(\sqrt{E_s/N_0})$ olmaktadır [117].



Şekil 2.14. QPSK'da bir sembolün hata alanları

DCM-QPSK demodülasyonu yapıyorken iki QPSK demodülasyonu gerçekleştirilir ve DCM diyagramı ile karşılaştırılır. Denklem (2.21)'e göre alınan sembol ile DCM sembolleri arasındaki minimum uzaklık ile alınan DCM sembolü belirlenir [115].

$$\min(\sum |DCM_{diyagram} - RX_{veri}|) \quad (2.21)$$

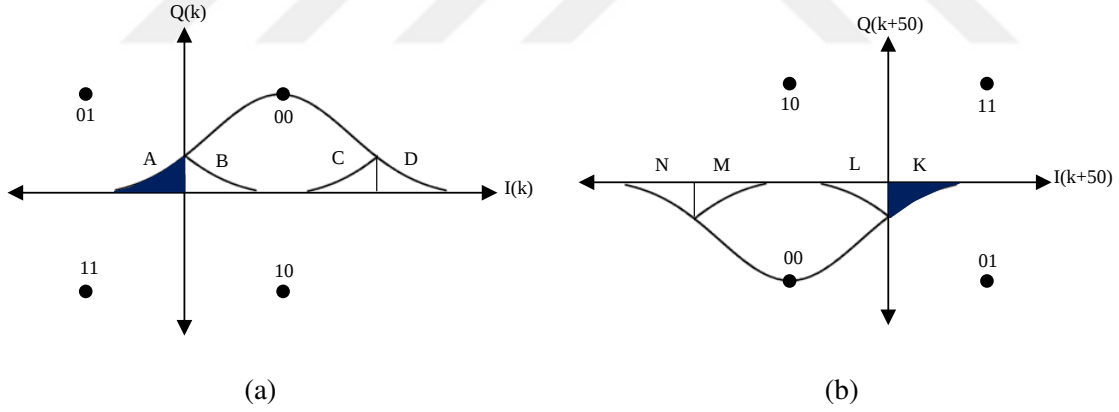
Burada $DCM_{diyagram}$ Tablo 2.2'deki sembol verilerini, RX_{veri} OFDM demodülasyonu çıkışındaki veriyi göstermektedir. DCM-QPSK demodülasyonunda şuna dikkat edilmelidir; iki QPSK sembolü birlikte işlenmelidir, ayrı ayrı işlenirse daha yüksek hata oranı bulunmaktadır. Teorik hata olasılık hesabını yapmak için (2.21) denklemindeki tüm olasılıklar çıkarılmalıdır. I fazı için tüm olası durumlar Tablo 2.7'de gösterilmiştir. Bu tablo bir sembol için kullanılan iki yıldız diyagramına göre demodülasyon durumlarını göstermektedir. Ayrıca, minimum uzaklığa göre seçilen I fazını da belirtmektedir. Yani hangi yıldız diyagramına ait kodun seçildiği görülmektedir. Benzer tablo Q fazı için de çıkarılmaktadır.

Şekil 2.15a ve 2.15b bir DCM-QPSK sembolünün I fazındaki AWGN kanaldaki olası hata alanlarını göstermektedir. Tablo 2.7'de 0, 1, 4, ve 6. durumlar hatalı sembol alınma durumlarıdır. Diğer durumlarda hata olmamaktadır. 0 ve 4. durumlar Şekil 2.15'te A ve K

Tablo 2.7. DCM-QPSK alıcısında olası durumlar

Du- rum	I(k)	I(k +100)	$d_{I(k)} <$ $d_{I(k+100)}$	Karar	Sonuç	Alan	Olasılık Hesabı
0	Y	Y	D	I(k)	Y	A-K	$(0,5\text{erfc}(\sqrt{(E_s/2N_0)}))^2 \cdot Pr(z_0)$
1	Y	D	D	I(k)	Y	A- L,M,N	$(0,5\text{erfc}(\sqrt{(E_s/2N_0)}))^2 \cdot (1 + 2Pr(z_1))$
2	D	Y	D	I(k)	D		
3	D	D	D	I(k)	D		
4	Y	Y	Y	I(k+100)	Y	A-K	$(0,5\text{erfc}(\sqrt{(E_s/2N_0)}))^2 \cdot Pr(z'_0)$
5	Y	D	Y	I(k+100)	D		
6	D	Y	Y	I(k+100)	Y	B,C,D-K	$(0,5\text{erfc}(\sqrt{(E_s/2N_0)}))^2 \cdot (1 + 2Pr(z'_1))$
7	D	D	Y	I(k+100)	D		

alanlarına denk gelmektedir. 1. durum A ve L, M, N, 6. durum ise B, C, D ve K alanlarına denk gelmektedir.



Şekil 2.15. DCM-QPSK'da '00' sembolünün I fazındaki koyu renkli hata alanları ve hesaplamada kullanılan yardımcı alanlar; a) İlk, b) İkinci yıldız diyagramları

Tablo 2.7'deki $Pr(z_0)$, $Pr(z'_0)$, $Pr(z_1)$ ve $Pr(z'_1)$ ifadeleri (2.22) denklemlerinde verilmiştir.

$$\begin{aligned}
Pr(z_0) &= Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in K\}) \\
Pr(z'_0) &= Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in K\}) \\
Pr(z_1) &= Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in L\}) \\
&= Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in M\}) \\
Pr(z'_1) &= Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in B \& I(k+100) \in K\}) \\
&= Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in C \& I(k+100) \in K\})
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Şekil 2.15 ve Tablo 2.7'e göre bit hata olasılığı (2.23) denkleminde hesaplanmıştır;

$$\begin{aligned}
Pr(BER)_{DCM-QPSK} = & \\
& 0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \\
& \{I(k) \in A \& I(k+100) \in K\}) + 0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}). \\
& Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in K\}) + \\
& 0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).2Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \\
& \{I(k) \in A \& I(k+100) \in L\}) + 0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}). \\
& Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in N\}) + \\
& 0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).2Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \\
& \mid \{I(k) \in B \& I(k+100) \in K\}) + 0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}).0,5erfc(\sqrt{E_s/2N_0}). \\
& Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in D \& I(k+100) \in K\})
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Denklem (2.23) içerisindeki hesaplamalar (2.24), (2.25) ve (2.26) denklemlerinde verilmiştir. Tablo 2.7'deki 0 ve 4. durumlardaki $Pr(z_0)$ ve $Pr(z'_0)$ olasılık hesapları;

$$\begin{aligned}
& Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in K\}) \\
& + Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in K\}) = 1
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Tablo 2.7'deki 1. ve 6. durumlarındaki ve Şekil 2.15'teki A-N ve D-K alanları için olasılık hesapları;

$$\begin{aligned}
& Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in N\}) \\
& = Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in D \& I(k+100) \in K\}) = 1
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Tablo 2.7'deki 1. ve 6. durumlarındaki $Pr(z_1)$ ve $Pr(z'_1)$ olasılık hesapları;

$$\begin{aligned} &Pr(d(I(k)) < d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in A \& I(k+100) \in L\}) \\ &+ Pr(d(I(k)) > d(I(k+100)) \mid \{I(k) \in B \& I(k+100) \in K\}) = 1 \end{aligned} \quad (2.26)$$

Sonuçta DCM-QPSK'nın bir sembolü için bit hata olasılığı (2.27) denkleminde verilmiştir. Her sembolün gönderilme olasılığının aynı olduğu kabul edildiğinde denklem (2.27) DCM-QPSK için bit hata olasılığını vermektedir.

$$\begin{aligned} Pr(BER)_{DCM-QPSK} &= 1/2 \operatorname{erfc}(\sqrt{E_s/2N_0}) \cdot 1/2 \operatorname{erfc}(\sqrt{E_s/2N_0}) \cdot 5 \\ &= \frac{5}{4} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{E_s/2N_0}) \\ &= 5 \cdot (Pr(BER)_{QPSK})^2 \end{aligned} \quad (2.27)$$

DCM-QPSK için sembol hata olasılığı ise (2.28) ve (2.29) denklemlerinde tanımlanmıştır;

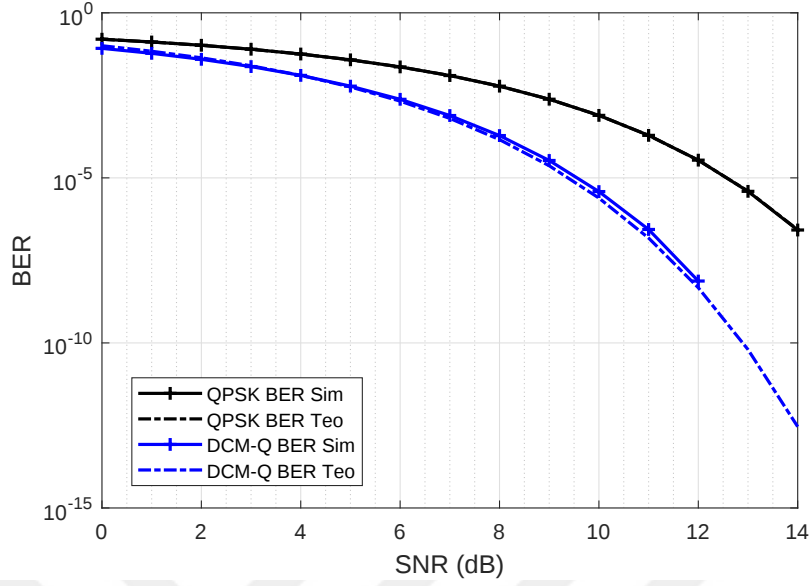
$$\begin{aligned} Pr(SER)_{DCM-QPSK} &= 1 - (1 - Pr(BER)_{DCM-QPSK})^2 \\ &= 2Pr(BER)_{DCM-QPSK} - Pr(BER)_{DCM-QPSK}^2 \end{aligned} \quad (2.28)$$

DCM-QPSK için sembol hata olasılığının QPSK sembol hata olasılığına göre yazılmış şekli;

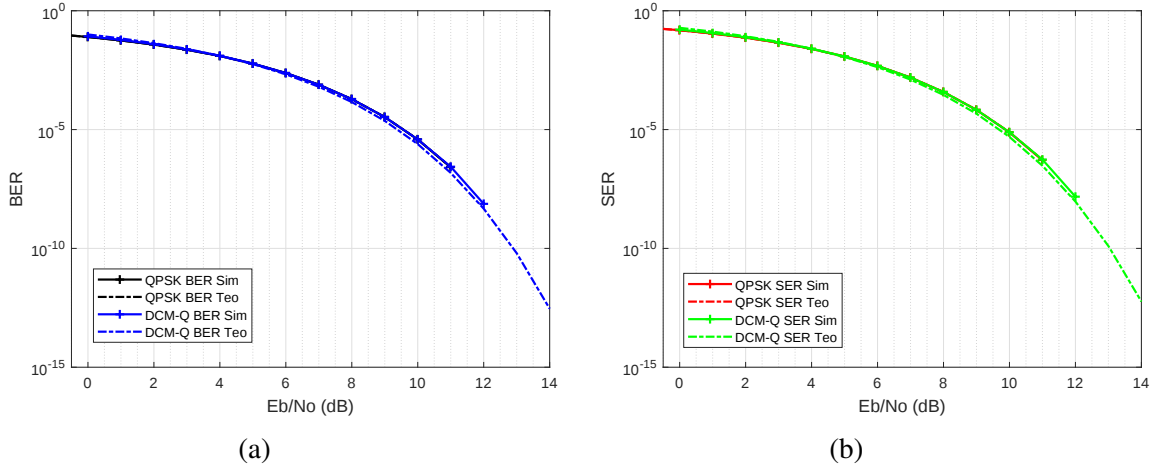
$$\begin{aligned} Pr(SER)_{DCM-QPSK} &= \frac{5}{2} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{E_s/2N_0}) - \frac{25}{16} \operatorname{erfc}^4(\sqrt{E_s/2N_0}) \\ &\approx \frac{5}{2} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{E_s/2N_0}) \\ &\approx \frac{5}{2} (Pr(SER)_{QPSK})^2 \end{aligned} \quad (2.29)$$

olmaktadır. Şekil 2.16 ve 2.17'de AWGN kanalda QPSK ve DCM-QPSK modülasyonlarının bit ve sembol hata olasılıklarının teorik çıkarım ve hata oranları benzetim sonuçları sırasıyla SNR ve E_b/N_0 tabanında gösterilmektedir. Benzetimlerde 10^3 paket ve her pakette 10^3 sembol kullanılmıştır.

Sonuç olarak grafiklerde görüldüğü üzere yapılan teorik çıkarımlar benzetim sonuçları ile örtüşmektedir. Çok düşük hata oranlarında teorik ve benzetim sonuçları arasında çok küçük miktarda görülmektedir. Örneğin 10^{-8} hata oranında bu fark 0,1 dB seviyesinde olduğu görülmektedir. Bu değerlerin ihmal edilebilecek bir aralıkta olduğu kabul edilmektedir.



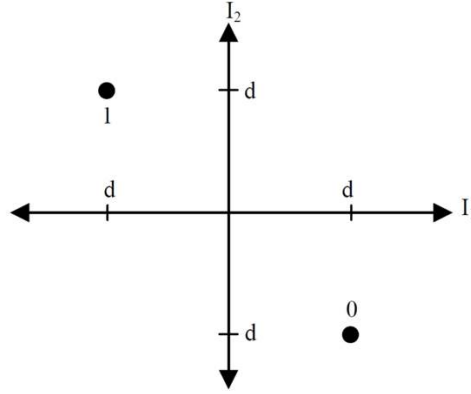
Şekil 2.16. SNR tabanında teorik ve benzetim BER sonuçları



Şekil 2.17. QPSK ve DCM-QPSK E_b/N_0 tabanında teorik ve benzetim a) BER, b) SER sonuçları

DCM-QPSK modülasyonu teorik hata oranını çıkarmında farklı bir yöntemi uygulamak için Şekil 2.18'deki I fazındaki çift taşıyıcılı sinyal gösterimi oluşturulmuştur. DCM-QPSK için benzer gösterim Q fazı için de geçerli olmaktadır.

Şekil 2.18'deki d birimi DCM-QPSK için $\sqrt{E_s/2}$ 'dir. Buna göre I_1 ve I_2 arasındaki karar eşiği olan (0,0) koordinatına uzaklıkları $d\sqrt{2} = \sqrt{E_s}$ olmaktadır. Buna göre DCM-QPSK

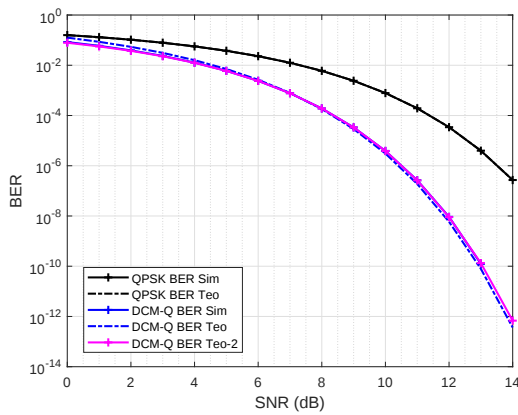


Şekil 2.18. DCM-QPSK’da I fazları gösterimi

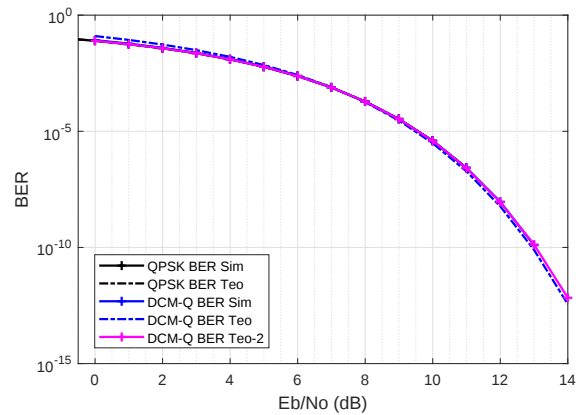
için BER başarımı;

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) \quad (2.30)$$

olmaktadır. Şekil 2.19’da DCM-QPSK modülasyonu ile gerçekleştirilen benzetim sonuçları ve bulunan her iki teorik çıkarımlar sırasıyla SNR ve E_b/N_0 tabanında gösterilmiştir. Grafiklerdeki “DCM-Q BER Teo” eğrisi 2.27 denklemini ve “DCM-Q BER Teo-2” eğrisi ise 2.30 denklemini göstermektedir. Grafiklerden her iki denkleminde birbiri ile örtüştüğü görülmektedir.



(a)

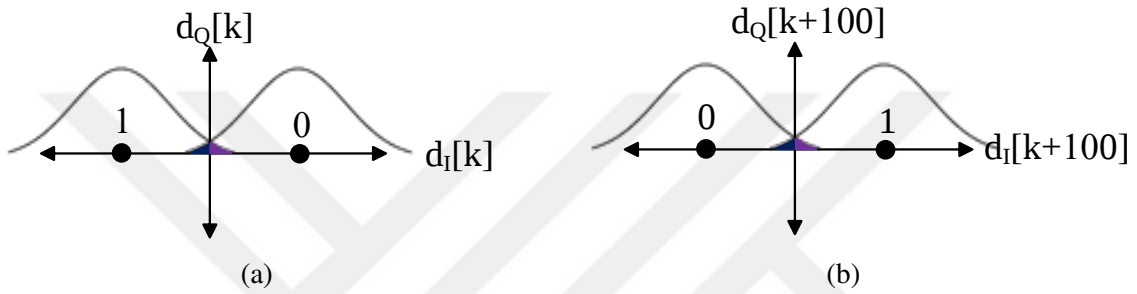


(b)

Şekil 2.19. DCM-QPSK AWGN kanal teorik hata olasılıkları karşılaştırılması; a) SNR , b) E_b/N_0 tabanında

2.3.3. DCM-BPSK Hata Olasılığı Hesaplaması

Çalışmanın son kısmında IEEE 802.15.6 protokolündeki DBPSK'ya karşılık oluşturulan DCM-BPSK'nın hata olasılığı da önceki teorik hata olasılıklarının çıkarımı gibi yapılmıştır. BPSK'da bit hata olasılığı $\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})$ olmaktadır. Şekil 2.20a ve 2.20b DCM-BPSK sembolündeki AWGN kanaldaki olası hata alanlarını göstermektedir. Buradaki her bir hata alanı $\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})$ olmaktadır. Tablo 2.8 ise DCM-BPSK'da olası alınabilecek verileri göstermektedir.



Şekil 2.20. DCM-BPSK'da hata durumları; a) İlk, b) İkinci yıldız diyagramları

Tablo 2.8. DCM-BPSK'da olası alınacak değerler

Durum	d[k]	d[k + 100]	Olasılığı
1	1	-1	$\left(1 - \frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})\right)^2$
2	1	1	$\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})\left(1 - \frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})\right)$
3	-1	-1	$\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})\left(1 - \frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})\right)$
4	-1	1	$\left(\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})\right)^2$

DCM-BPSK'da '0' sembolü gönderildiğinde alıcıda Tablo 2.8'deki 1. durum alınırsa doğru, 2. ve 3. durum oluştursa %50 doğru, 4. durum oluştursa yanlış sembol çözümlemesi olacaktır. '1' sembolü gönderildiğinde ise tam tersi durumlar oluşacaktır. Bu durumda DCM-BPSK için bit hata olasılığı;

$$\begin{aligned}
 Pr(BER)_{DCM-BPSK} &= 2 \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}) - \left(\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})\right)^2 \right) + \left(\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})\right)^2 \\
 &= \frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}) = Pr(BER)_{BPSK}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

olarak BPSK hata olasılığı ile aynı bulunmaktadır. Ancak SNR tabanında bakıldığında DCM için harcanan bit enerjisi iki kat olacaktır. Bu durumda hata olasılığı;

$$Pr(BER)_{DCM-BPSK} = \frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.32)$$

olarak bulunmaktadır.

Ayrıca DCM-QPSK’da teorik hata olasılıkları çıkarımlarında gerçekleştirilen adımlar DCM-BPSK için uygulandığında bit hata olasılığı için (2.33) denklemi elde edilmektedir.

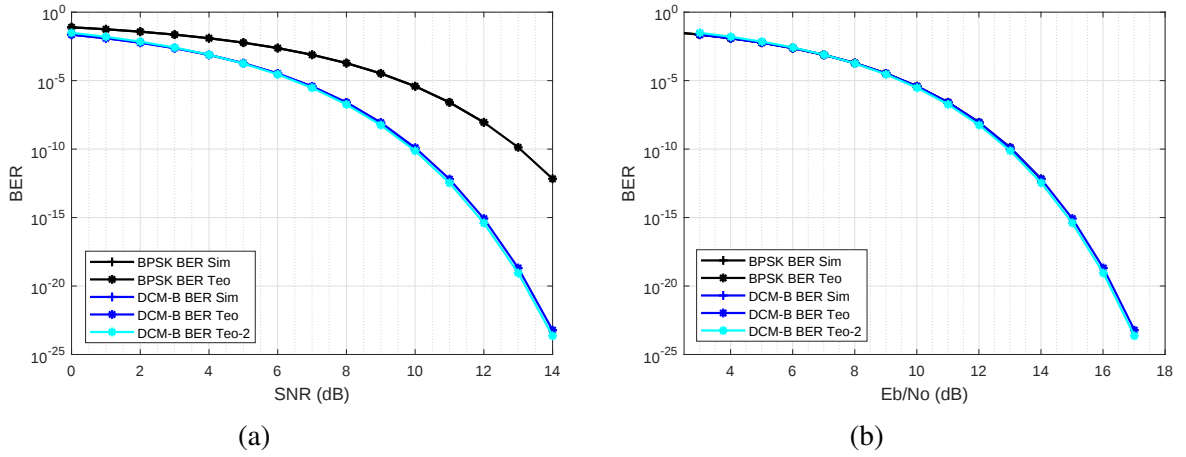
$$\begin{aligned} Pr(BER)_{DCM-BPSK} &= 1/2erfc(\sqrt{E_b/N_0}).1/2erfc(\sqrt{E_b/N_0}).5 \\ &= \frac{5}{4}erfc^2(\sqrt{E_b/N_0}) \\ &= 5.(Pr(BER)_{BPSK})^2 \end{aligned} \quad (2.33)$$

DCM-BPSK modülasyonu teorik hata oranını çıkarmak için bir diğer yöntemde de Şekil 2.18’deki I fazındaki çift taşıyıcılı sinyal gösterimi kullanılmıştır. Şekil 2.18’deki d birimi DCM-BPSK için $\sqrt{E_s}$ ’dir. Buna göre I_1 ve I_2 arasındaki karar eşiği olan (0,0) koordinatına uzaklıkları $d\sqrt{2} = \sqrt{2E_s}$ olmaktadır. Buna göre DCM-BPSK için BER başarımı;

$$P_b = \frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right) \quad (2.34)$$

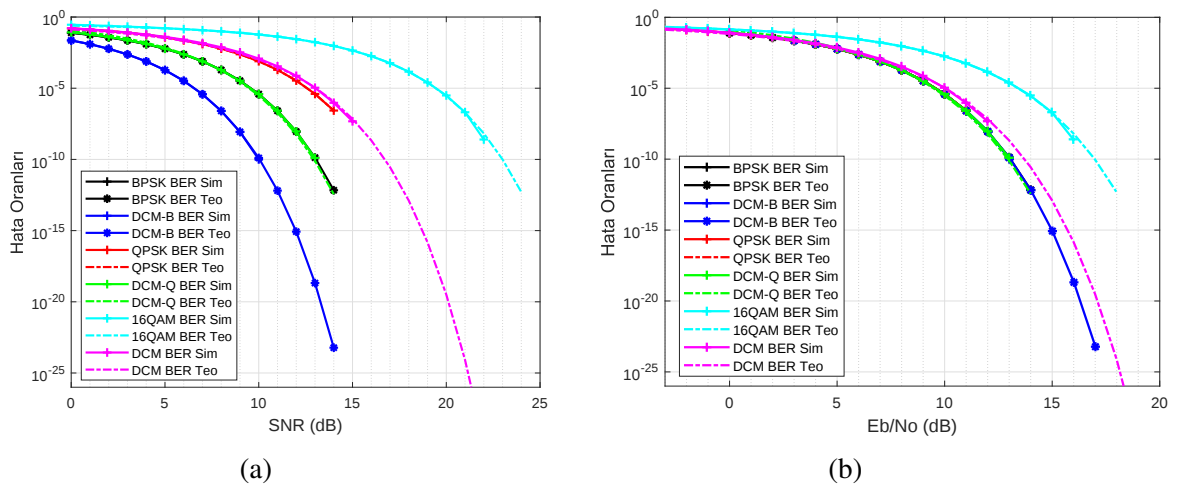
olmaktadır. Denklem 2.34 ile 2.32 birbirinin aynısı olduğu görülmektedir. Şekil 2.21’de DCM-BPSK ve BPSK modülasyonun AWGN kanaldaki bit hata olasılıklarının teorik ve benzetim sonuçları verilmiştir. Bu grafikte “DCM-B Teo” 2.32 ve 2.34 denklemlerinin eğrisidir. “DCM-B Teo-2” ise 2.33 denkleminin eğrisidir. Sonuçta teorik çıkarımların birbirleriyle ve benzetim sonuçları ile örtüştüğü görülmektedir. Benzetimlerde 10^5 paket ve her pakette 10^3 sembol kullanılmıştır. Bu şekillerde görüldüğü üzere her iki teorik çıkarım ile benzetim sonuçları birbiriyle örtüşmektedir. Ancak E_b/N_0 tabanında DCM-BPSK’nın BPSK ile aynı başarıma sahip olduğu, SNR tabanında ise daha iyi bir başarımla gösterdiği görülmektedir.

Sonuç olarak DCM modellerinin teorik hata oranları farklı yollar ile hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar sonucunda farklı denklemler elde edilse bile bu sonuçların grafiklerinin birbirine çok yakın olduğu ve benzetim sonuçlarıyla örtüştüğü görülmektedir.



Şekil 2.21. DCM-B AWGN kanal teorik hata olasılıkları karşılaştırılması; a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında

BPSK, DCM-BPSK, QPSK, DCM-QPSK, 16QAM ve DCM bit hata olasılıklarının teorik ve benzetim sonuçları Şekil 2.22a-2.22b’de sırasıyla SNR ve E_b/N_0 tabanlarında gösterilmektedir. Yapılan benzetim ve teorik çıkarımlardan elde edilen sonuçlara bir arada bakıldığında, DCM’li modülasyonların SNR başarımlarının daha iyi olduğu, ve hem DCM modelinin bir alt seviyedeki DCM’siz modülasyon ile aynı SNR başarımını verdiği görülmektedir. Ayrıca, Şekil 2.22b’deki E_b/N_0 başarımları incelendiğinde 16QAM hariç tüm modülasyonların başarımının aynı olduğu görülmektedir. Sadece DCM-16QAM’ın 16QAM modülasyonuna göre verimliliği daha yüksek olduğu görülmektedir.



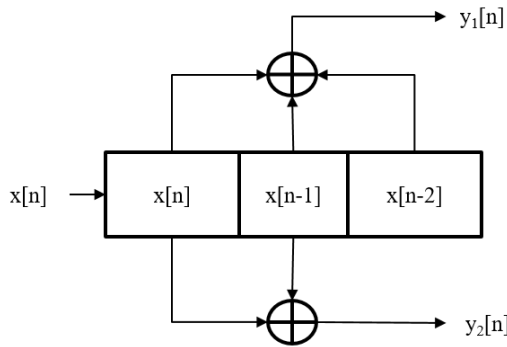
Şekil 2.22. BPSK, DCM-BPSK, QPSK, DCM-QPSK, 16QAM ve DCM hata olasılıklarının teorik ve benzetim sonuçları; a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında

Aynı tip modülasyonda DCM, DCM'siz OFDM'e göre özellikle SNR tabanında daha iyi sonuçlar vermektedir. Ancak aynı sembol frekansında OFDM'e göre DCM'in veri hızı yarı yarıya düşmektedir. Bunun nedeni DCM'de her bir sembol için iki konstelasyon diyagramı kullanılarak iki sembol üretilmesidir. Buna rağmen özellikle yüksek seviyeli modülasyonda bit enerji başarımlarında dahi DCM'in daha iyi olduğu görülmüştür. 1/2 oranlı kanal kodlaması kullanılması durumunda da veri hızı, DCM'de olduğu gibi, yarı yarıya düşmektedir. Bu durum için DCM ile aynı kod oranına (1/2) sahip kanal kodlamasını karşılaştırılması gerekmektedir.

2.4. DCM ile Kanal Kodlaması Karşılaştırılması

Çift taşıyıcılı modülasyonlarda 1/2 oranlı bir kod oranı oluşmaktadır. Çift taşıyıcılı modülasyonların başarımını karşılaştırmak için 1/2 oranlı kanal kodlamalar kullanılması düşünülmüştür. Konvolüsyon kodlama herhangi bir kod oranına ayarlanabilen yaygın kullanılan bir kodlama çeşididir. Bu yüzden çift taşıyıcılı modülasyonu karşılaştırmak için 1/2 oranlı konvolüsyon kanal kodlaması seçilmiştir. $g_1 = (1, 1, 1)$ ve $g_2 = (1, 1, 0)$ üreteç polinomları kullanılarak (2,1,3) konvolüsyon kodlaması oluşturulmuştur. Bu üreteç polinomlarına göre üretilen kodlayıcı çıkışları (2.35)'te verilmiştir. Şekil 2.23'te kullanılan üreteç polinomları kaydırmalı kaydedicili şeklinde gösterilmektedir. Kanal dekodlaması yapılırken sert kararlı Viterbi algoritması ile kullanılmıştır.

$$\begin{aligned} y_1[n] &= x[n] + x[n-1] + x[n-2] \pmod{2} \\ y_2[n] &= x[n] + x[n-1] \pmod{2} \end{aligned} \quad (2.35)$$

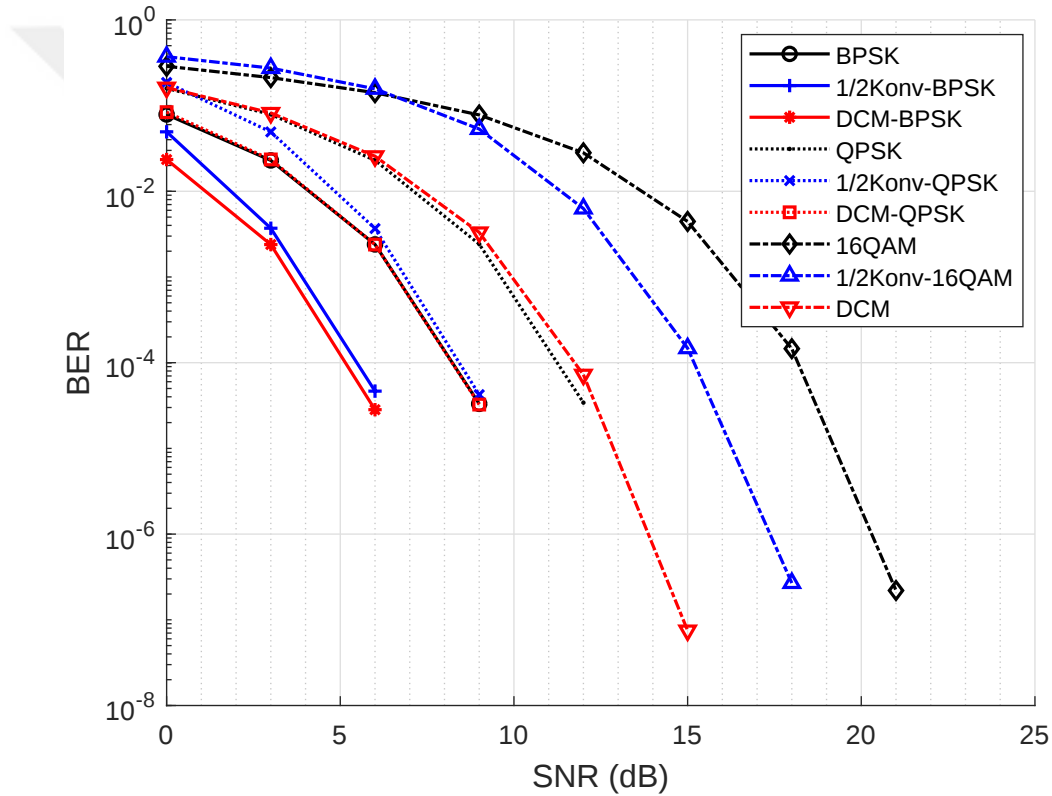


Şekil 2.23. Konvolüsyon kodlama kaydırmalı kaydedici yapısı

DCM, DCM-QPSK, DCM-BPSK ve 1/2 konvolüsyon kodlamayı karşılaştırmak için benzetimler gerçekleştirilmiştir. Bu karşılaştırmalara 16QAM, QPSK ve BPSK benzetimleri

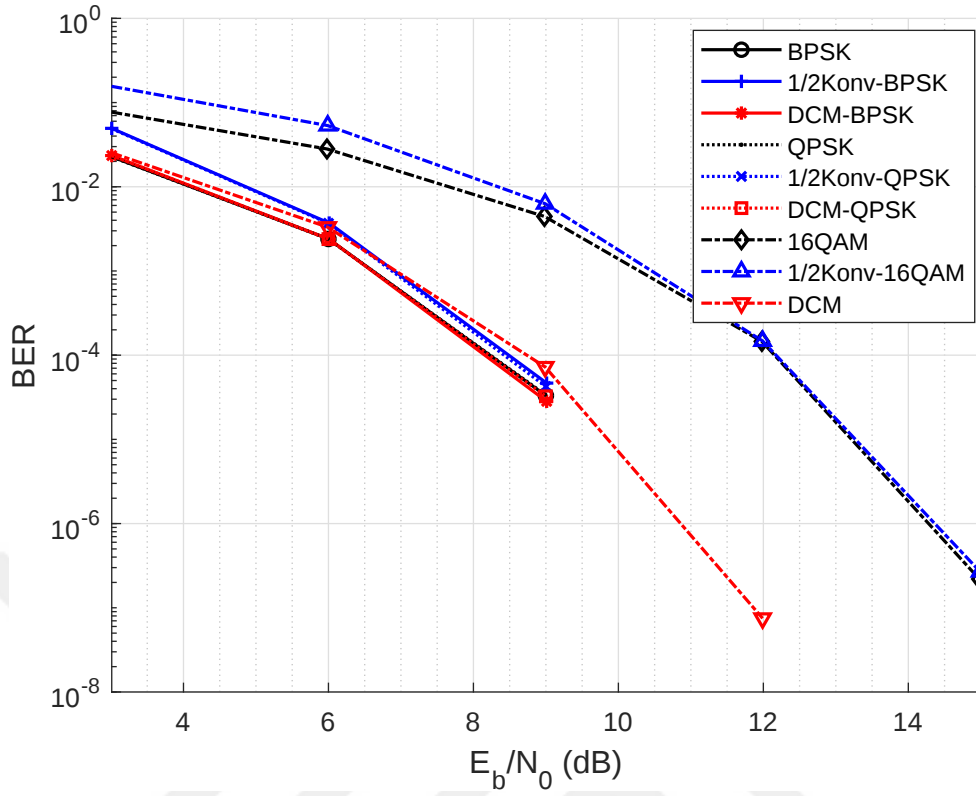
de eklenmiştir. Tüm benzetimlerde modülasyonlar OFDM ile birlikte kullanılmıştır. Benzetimler AWGN, Proakis A, B, C kanalları ve rastgele üretilmiş 1000 adet WBAN CM4 kanalında yapılmıştır. Benzetimlerde her paket 1024 sembolden oluşmak üzere; 10^5 paket kullanılmıştır. Sonuçlar Şekil 2.24 - 2.26'da gösterilmiştir.

Şekil 2.24 ve 2.25 AWGN kanalındaki başarımlarını sırasıyla SNR ve E_b/N_0 tabanlarında göstermektedir. SNR tabanında düşük modülasyon seviyesinde çift taşıyıcılı modülasyonlar ile konvolüsyon kodlaması birbirine yakın başarımlar verirken, 16QAM'da DCM diğerlerinden daha iyi sonuç vermiştir. E_b/N_0 tabanında düşük modülasyon seviyelerinde başarımlar birbirine yakın çıkmıştır.



Şekil 2.24. AWGN kanalı DCM ve kanal kodlama hata oranı başarımları

Proakis ve CM4 kanallarında yapılan benzetimlerde ilk gönderilen OFDM sembolünde kanal kestirimi yapılmış ve kanalın aynı değişmedi kabul edilmiştir. Kestirim ve denkleştirme frekans düzleminde yapılmıştır. Şekil 2.26a Proakis-A kanalındaki başarımlarını göstermektedir. Bu kanalda girişim 16QAM'lı modülasyonlarda daha etkili olmuştur. BPSK ve QPSK'da ise çift taşıyıcılı modülasyon ile kanal kodlamalı benzetimlerin sonuçları birbirine yakın çıkmıştır.

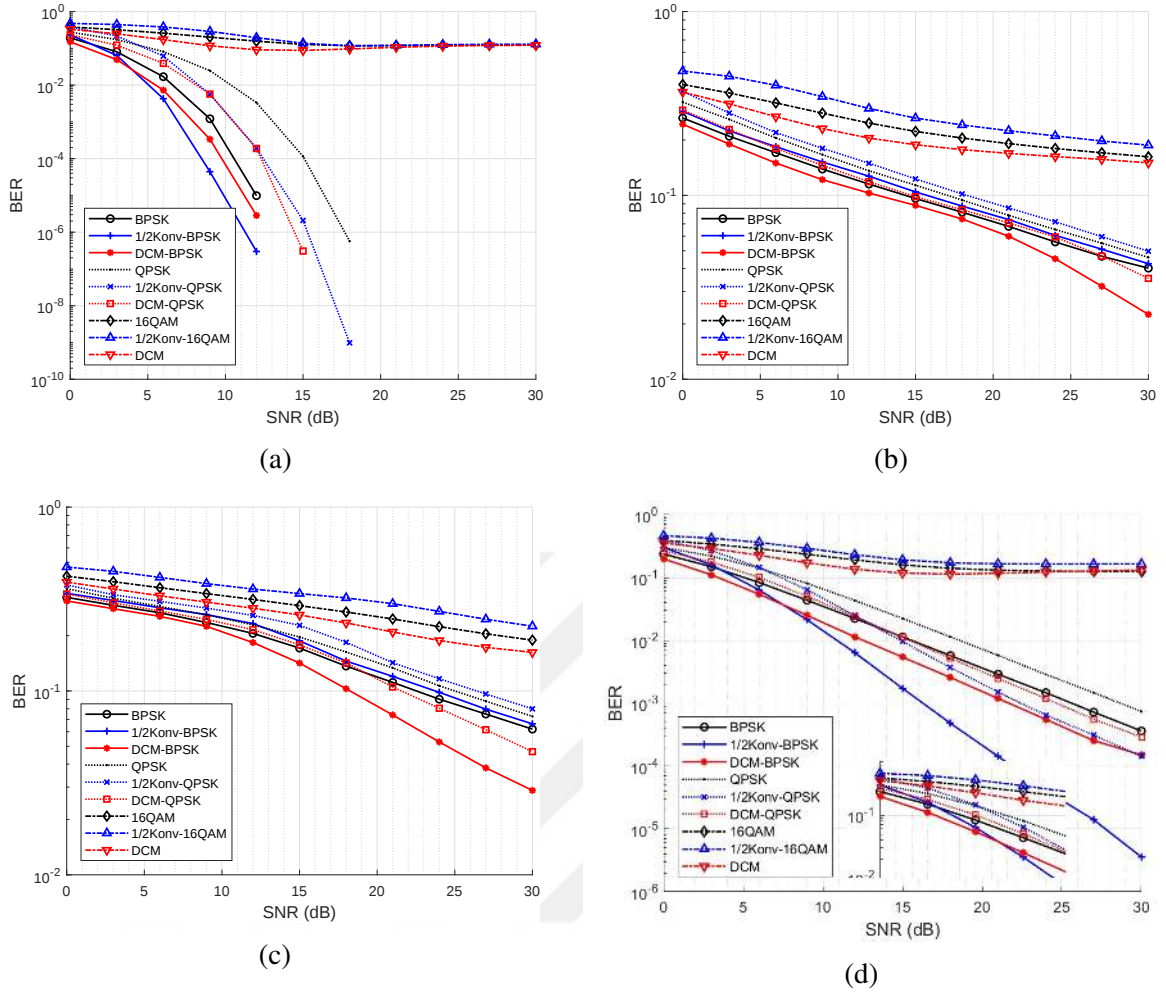


Şekil 2.25. AWGN kanalı DCM ve kanal kodlama hata oranı başarımları

Şekil 2.26b - 2.26c sırasıyla Proakis B ve C kanallarındaki başarımları göstermektedir. Bu kanallarda tüm modülasyon seviyelerinde çift taşıyıcılı modülasyonlar kanal kodlamalı benzetimlerden daha iyi bir başarımlar verdiği görülmektedir. Proakis A kanalındaki başarımlar üstel iken Proakis B ve C kanallarındaki başarımların doğrusal olduğu görülmektedir. Proakis B ve C kanallarının benzerlikleri başarımlar sonuçlarından da görülmektedir.

Şekil 2.26d'de 1000 adet WBAN CM4 kanalındaki başarımlar sonuçları gösterilmektedir. Bu kanalların ortalamasında en iyi başarımları yüksek SNR oranlarında kanal kodlamalı BPSK modülasyonunun verdiği görülmektedir. Düşük SNR oranlarında ise DCM-BPSK daha iyi sonuç verdiği görülmektedir.

WBAN CM4 kanalları incelendiğinde yüksek gecikme yayılmasına sahip olmasına rağmen enerjinin yayılmamış olduğu görülmektedir (Şekil 2.3). Proakis B ve C kanallarında ise enerji kanala yayılmaktadır. Enerjinin kanala yayıldığı durumlarda çift taşıyıcılı modülasyon daha iyi bir başarımlar vermektedir.



Şekil 2.26. DCM ve kanal kodlama hata oranı başarımları; a) Proakis A, b) Proakis B c) Proakis C d) 1000 WBAN CM4 kanalı

2.5. DCM ile Alamouti Kodlaması Karşılaştırılması

DCM yapısında aynı sembol iki taşıyıcıda gönderilmesi sonucunda çeşitlilik kazancı sağlanmaktadır. Alamouti Uzay Zaman Blok Kodlamasında da hem uzaysal hem de zaman çeşitliliğinden faydalanılmaktadır. Alamouti STBC’de vericide iki anten bulunmakta ve bu antenlerden ardışık zamanlarda birer sembol ve bu sembollerin karmaşık eşleniği gönderilmektedir [51]. Alamouti STBC ile ilgili yapılan çalışmalarda Rayleigh kanaldaki hata başarımları çıkarılmış [118] ve MIMO-OFDM sistemi ile karşılaştırılmıştır. Alamouti STBC’nin MIMO sistemde maksimum oranlı birleştirme yöntemi ile kullanılmasının daha iyi sonuç verdiği görülmüştür [119,120]. Farklı bir çalışmada SDR’ler ile deneysel bir çalışma yapılmış ve LOS ortamında 5.10^{-4} bit hata oranında 2 dB çeşitleme kazancı bulunmuştur [121].

Alamouti STBC'yi DCM ile karşılaştırmak için tek giriş tek çıkış (Single Input Multiple Output; SISO) versiyonu aynı şekilde; ardışık zamanlarda bir sembolü ve ardından bu sembolün karmaşık eşleniği gönderilerek yapılabilir. Bu durumda sistem aynı bant genişliğinde DCM ile aynı veri hızına sahip olacaktır. Alamouti SISO uyarlaması Şekil 2.27'de gösterilmektedir. Ardışık iki sembol gönderilirken 2.36 denklemindeki gibi kanalın değişmediğini kabul edilmektedir.

$$h_0(t) = h_0(t + T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\phi_0} \quad (2.36)$$

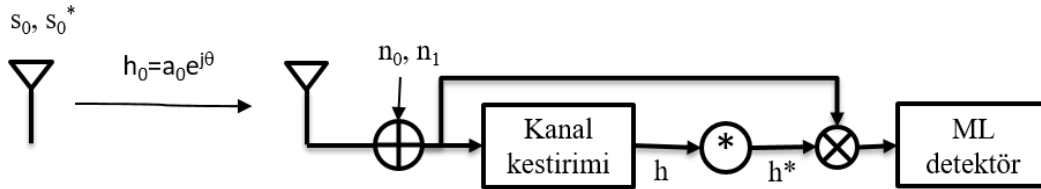
Gönderilen sinyal s_0 ise alıcıda alınan sinyal 2.37 denklemindeki gibi olacaktır.

$$\begin{aligned} r_0 &= r_0(t) = h_0 s_0 + n_0 \\ r_1 &= r_1(t) = h_0 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (2.37)$$

Bu durumda ardışık iki sembolün birleştirilmesiyle alınan sembol

$$\begin{aligned} \hat{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_0 r_1 = h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_0 (h_0 s_0^* + n_1) \\ &= 2\alpha_0^2 s_0 + h_0^* n_0 + h_0 n_1 \end{aligned} \quad (2.38)$$

olarak bulunmaktadır.

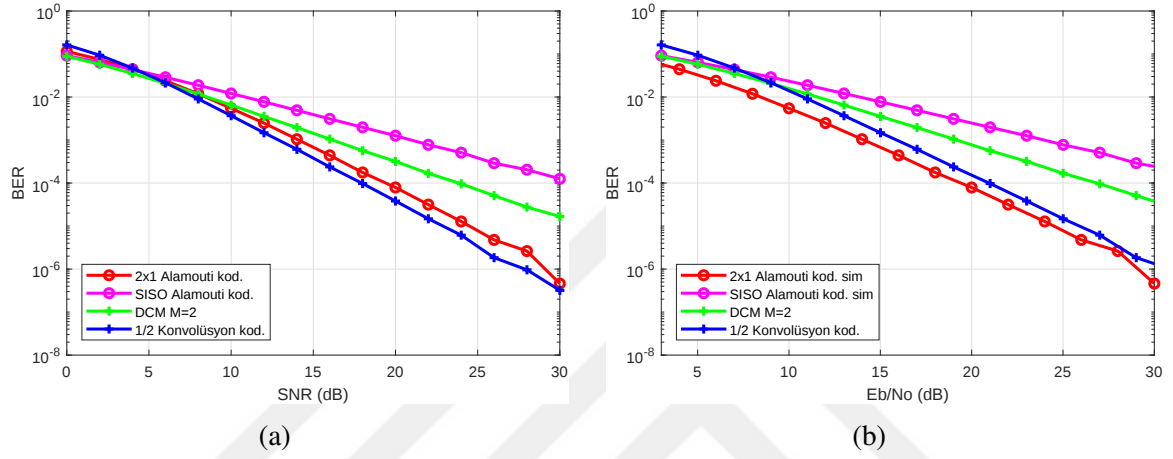


Şekil 2.27. Alamouti kodlamasının SISO uyarlaması

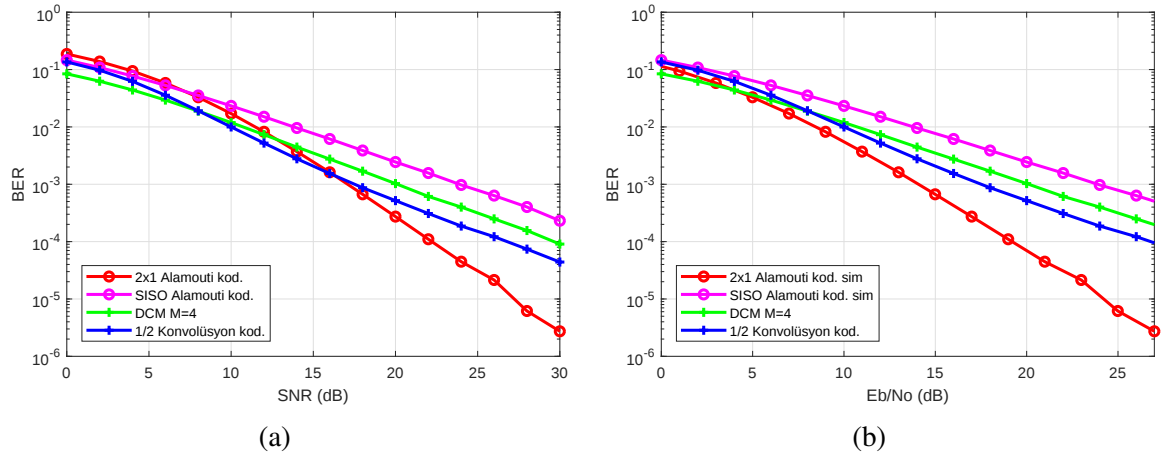
Alamouti (2x1) STBC, bu kodlamanın SISO'ya uyarlaması, çift taşıyıcılı modülasyon ve $\frac{1}{2}$ konvolüsyon kodlaması hata performanslarını incelemek için oluşturulan benzetimlerde iterasyon sayısı 100, toplam sembol sayısı 10^6 olarak tutulmuştur. Verici çıkış güçleri aynı olarak şekilde ayarlanmıştır. Yani çoklu giriş tek çıkış (Multiple Input Single Output; MISO) (2x1)'da her iki antenden aynı anda çıkış olacağı için burada güçler iki anten çıkışı için yarı yarıya düşürülmüştür. Ayrıca aynı koşulların oluşması için DCM'deki serpiştirme

(interleaving) burada kullanılmamış, sadece çift taşıyıcıda farklı konstellasyon diyagramı özelliği kullanılmıştır.

Benzetimler BPSK, QPSK ve 16QAM modülasyonları üzerinde yapılmıştır. Kablesuz kanal olarak tek taplı Rayleigh sönümlemeli kanal kullanılmıştır. Alıcıda kanal durumu bilgisi (CSI) bulunduğu kabul edilmiştir. Sonuç grafikleri hem SNR hem de E_b/N_0 tabanında verilmiştir.



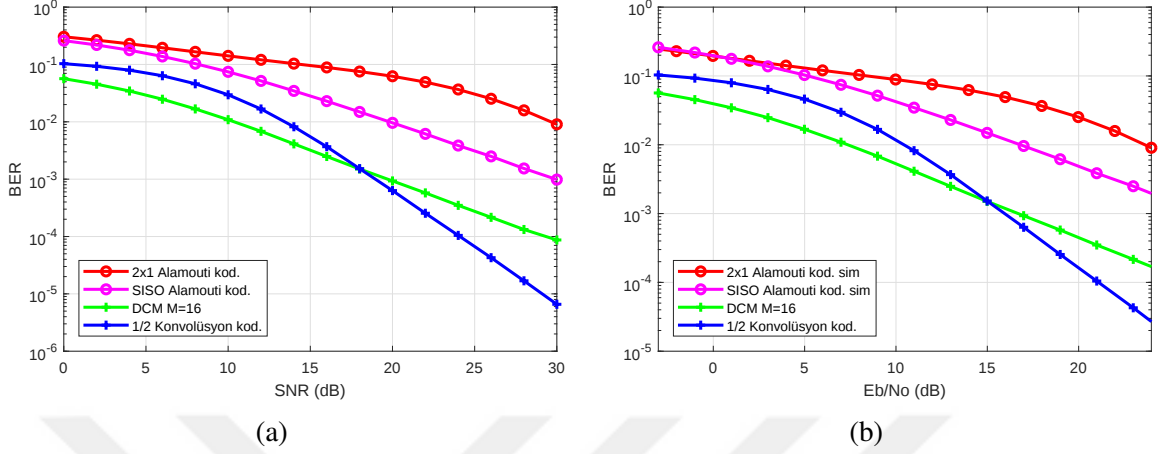
Şekil 2.28. BPSK modülasyonunda Alamouti kodlaması ve DCM karşılaştırılması a) SNR , b) E_b/N_0 tabanında



Şekil 2.29. QPSK modülasyonunda Alamouti kodlaması ve DCM karşılaştırılması a) SNR , b) E_b/N_0 tabanında

Şekil 2.28'de BPSK modülasyonunda ve Şekil 2.29'da ise QPSK modülasyonunda yapılan benzetimlerde 2x1 Alamouti STBC en iyi performansı verdiği görülmektedir. DCM

ile Alamouti SISO uyarlamasının karşılaştırılmasında ise DCM öne çıkmaktadır. Konvolüsyon kodlamasının performansı ise ikinci sırada yer almaktadır.



Şekil 2.30. 16QAM modülasyonunda Alamouti kodlaması ve DCM karşılaştırılması a) SNR, b) E_b/N_0 tabanında

Şekil 2.30'da 16QAM modülasyonundaki benzetimlerde Alamouti kodlamaları DCM performansından düşük kalmaktadır. Alamouti SISO versiyonu, MISO versiyonundan daha iyi performans verdiği görülmektedir.

Bu grafiklere göre yüksek seviyeli ($M=16$) modülasyonda DCM, Alamouti kodlamasından daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Burada SISO uyarlamalı Alamouti, MISO versiyonundan daha iyi olmaktadır. Ancak bu durumda veri hızı yarı yarıya düşmektedir. Düşük seviyeli ($M=4$, $M=2$) modülasyonda MISO Alamouti kodlaması DCM'den daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Ancak SISO Alamouti kodlaması performansının DCM'den daha düşük kaldığı görülmektedir. Tek taplı kanalda $\frac{1}{2}$ Konvolüsyon Kodlamasının genel olarak Alamouti SISO ve DCM'den az da olsa daha iyi performans verdiği görülmektedir. Ancak konvolüsyon kodlamasının alıcı kısım diğer yöntemlere göre daha karmaşık yapıda olmaktadır. Düşük seviyeli modülasyonda Alamouti MISO en iyi performansı vermektedir. Ancak vücut alan ağlarında boyut önemli olacağı için çoklu anten kullanılması ideal olmayacağı düşünülmektedir.

2.6. IEEE 802.15.6 UWB PHY

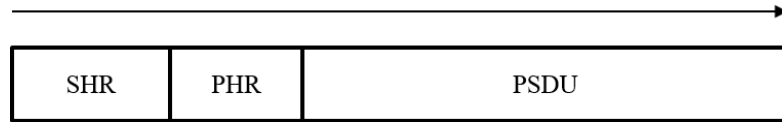
Bu bölümde IEEE 802.15.6 UWB PHY yapısı verilmiştir. Burada verilen yapının benzetimleri çalışma içerisinde yapılmıştır. Bu fiziksel katman iki tip olarak ele alınmaktadır.

Bunlar varsayılan (Default) modu ve yüksek hizmet kalitesi (Quality of Service; QoS) modudur. Varsayılan mod IR-UWB PHY ve FM-UWB PHY şeklinde ikiye ayrılmaktadır. Bu standarda göre tasarlanan cihazların IR-UWB desteklenmesi zorunludur. UWB PHY modellerinin özellikleri Tablo 2.9’da verilmiştir. Her üç modda da zorunlu bir fiziksel katman protokol veri birimi, PPDU, bulunmaktadır. Bu modlar farklı veri hızı değerlerine ayarlanabilmektedir. Tablo 2.9’da fiziksel katmandaki veri hızları ve kullanılan modülasyonlar verilmiştir.

Tablo 2.9. IEEE 802.15.6 UWB PHY modları

Model	Veri hızı	Modülasyon
IR-UWB PHY	0,4875 - 15,60 Mb/s	On-off, DBPSK, DQPSK
FM-UWB PHY	250 kb/s	CP-BFSK ve geniş bant FM
QoS IR-UWB PHY	0,4875 - 15,60 Mb/s	DPSK

IEEE 802.15.6 UWB PHY tek darbe ve çoğuşmalı (burst) darbe olarak iki darbe şeklini desteklemektedir. UWB fiziksel çerçevesi (PPDU) senkronizasyon başlığı (SHR), fiziksel katman başlığı (PHR) ve fiziksel katman servis verisi birimini (PSDU) sırasıyla içermektedir. PPDU yapısı Şekil 2.31’de gösterilmektedir [1].



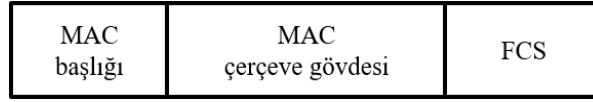
Şekil 2.31. PPDU yapısı

PSDU ise MAC protokol veri biriminin (MAC Protocol Data Unit; MPDU) kodlanmış halidir. MPDU, MAC çerçevesi ve çerçeve kontrol dizisi (Frame Check Sequence; FCS) içermektedir. MPDU ve PSDU’yu oluşturma şeması sırasıyla Şekil 2.32-2.33’te gösterilmektedir.

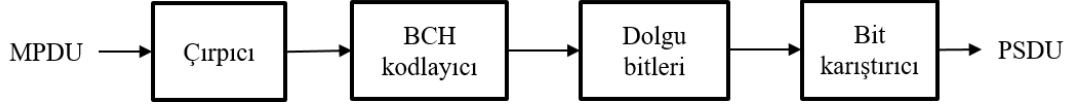
PSDU dizisini oluşturmak için kullanılan çarpıcı Şekil 2.34’te ve denklem (2.39)’da verilmiştir. Tablo 2.10’de çarpıcıda kullanılan yazmaçların ilk değerleri verilmiştir [1].

$$x[n] = x[n-2] \oplus x[n-12] \oplus x[n-13] \oplus x[n-14] \quad (2.39)$$

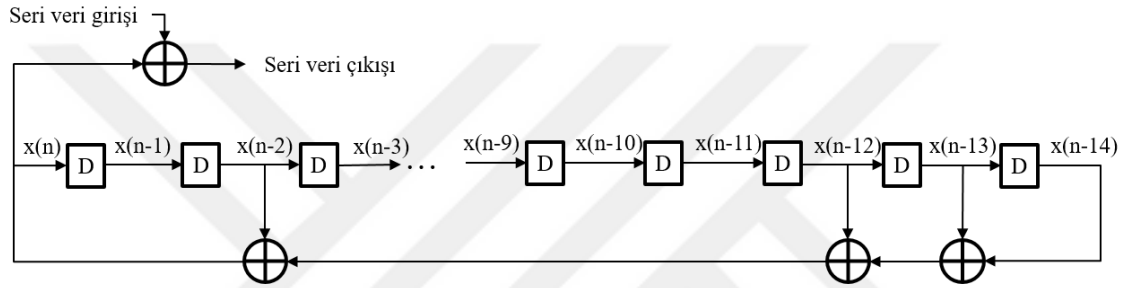
Çarpıcıdan sonra (63, 51) BCH kodlaması uygulanmaktadır. Bu kodlama için üreteç polinomu



Şekil 2.32. MPDU verisi oluşturulması



Şekil 2.33. PSDU verisi oluşturulmasının blok şeması



Şekil 2.34. Çarpıcı blok şeması

Tablo 2.10. Çarpıcı yazmaçları için ilk değerler

Çekirdek	İlk değer vektörü
0	0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1
1	0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1 1 1 1

olarak $g(x) = 1 + x^3 + x^4 + x^5 + x^8 + x^{11} + x^{12}$ denklemi kullanılmaktadır. Şişirme (Pad) bitleri eklenerek sembol sınırlarına hizalanır. Eklenecek şişirme bit sayısı (2.40) denkleminde verilmiştir.

$$N_{pad} = \log_2(M) \left\lceil \frac{N_{PSDU} + (n-k)N_{CW}}{\log_2(M)} \right\rceil - [N_{PSDU} + (n-k)N_{CW}] \quad (2.40)$$

burada M konstelasyon seviyesini göstermektedir, BCH(63, 51) için $n = 63$, $k = 51$ ve $N_{PSDU} = N_{CW} \cdot k$ 'dir. N_{CW} ise;

$$N_{CW} = \left\lceil \frac{N'_{PSDU}}{k} \right\rceil \quad (2.41)$$

olmaktadır ve $N'_{PSDU} = 8(N_{MACheader} + N_{MACframeBody} + N_{FCS})$ 'dir.

PSDU bitleri son olarak serpiştirilerek son hali elde edilmektedir. Serpiştirici boyutu 192 ve serpiştirici çekirdeği 37 olarak standartta belirtilmiştir. Serpiştiricide oluşan yeni indeksler (2.42) denkleminde gösterilmiştir.

$$\Pi(n) = nb_s \text{Mod} N_I \quad (2.42)$$

Bu denklemde $\Pi(n)$ yeni indeks değerini, n eski indeks değerini, b_s serpiştirme çekirdeğini ve N_I serpiştirici boyutunu göstermektedir. N_T toplam bit sayısı olmak üzere, eğer $N_{rem} = \text{rem}(N_T, N_I) \neq 0$ ise son blok olduğu gibi bırakılmaktadır.

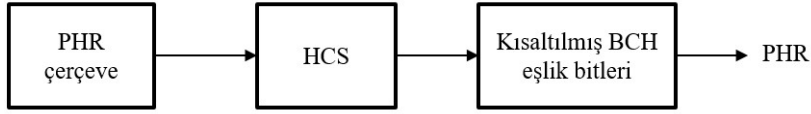
Şekil 2.35 24 bitten oluşan PHR çerçevesinin içeriğini göstermektedir. PHR çerçevesi üç bit veri hızı kodu, sekiz bit MAC çerçevesinde oktet sayısı (bilgi verisi boyutunun byte sayısı), bir bit burst modu, iki bit darbe şekli, iki bit karma otomatik tekrar isteği (Hybrid Automatic Repeat Request) modu (varsayılan modda kapalıdır), bir bit çırpıcı, bir bit konstelasyon bilgisi (On-Off modülasyon için) ve kayıtlı bitlerden oluşmaktadır. PHR çerçevesine başlık kontrol dizisi (Header Check Sequence; HCS) ve kısaltılmış BCH bitleri eklenerek 40 bitlik PHR dizisi oluşturulmaktadır.

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
R ₀	R ₁	R ₂	r	L ₀	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	L ₆	L ₇	r
Veri hızı				MAC çerçeve gövdesi boyutu								
13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23		
R	B	W ₀	W ₁	H ₀	H ₁	SS	K _m	r	r	r		
		Darbe tipi		HARQ								

Şekil 2.35. PHR blok şeması

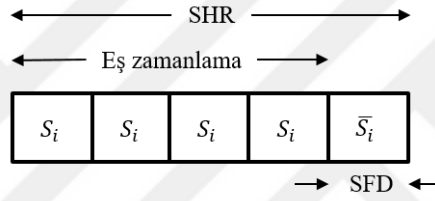
PHR dizisine öncelikle CRC-4 ITU hata bulma kodu ile 4 bit eklenti yapılmaktadır. Kısaltılmış BCH kodlaması ise BCH (63, 51) kodlamasından türetilen BCH (40, 28) kodlamasıdır. Bu kodlama ile 28 bitlik bloklara 12 eşlik biti eklemektedir. Böylece 24 bitlik PHR dizisi yapılan kodlamalar ile beraber 40 bitlik bir diziye çevrilmektedir. Şekil 2.36'da PHR dizisinin blok şeması verilmiştir [1].

PPDU paketi için son olarak Şekil 2.37'de gösterilen SHR, paketin başında olacak şekilde eklenmektedir. SHR ise başlama eki (preamble) ve çerçeve başlangıç sınırından (Start



Şekil 2.36. PHR blok şeması

of Frame Delimiter; SFD) oluşmaktadır. Başlangıç eki zaman senkronizasyonu, paket tespiti ve taşıyıcı frekans dengelemesi için kullanılmaktadır. Başlangıç eki için 63 bitlik Kasami dizisi kullanılmaktadır. Kullanılan Kasami dizisi protokoldeki parametre değerine göre sıfır bitleri ile genişletilip dört defa kullanılarak başlangıç ekini oluşturur. SFD ise Kasami dizinin tümleyeni alınıp sıfırlar ile genişletilmesi ile oluşturulmaktadır [1].



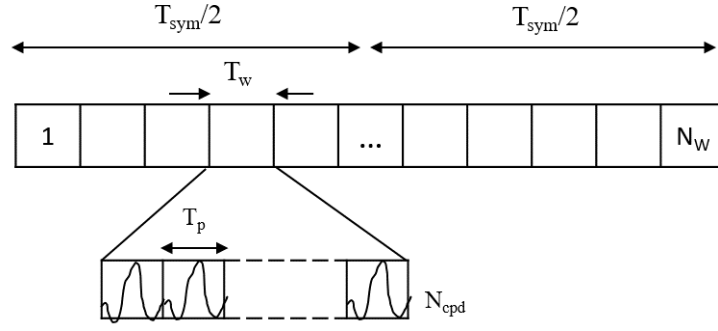
Şekil 2.37. SHR blok şeması

2.6.1. IR-UWB Sembol Yapısı

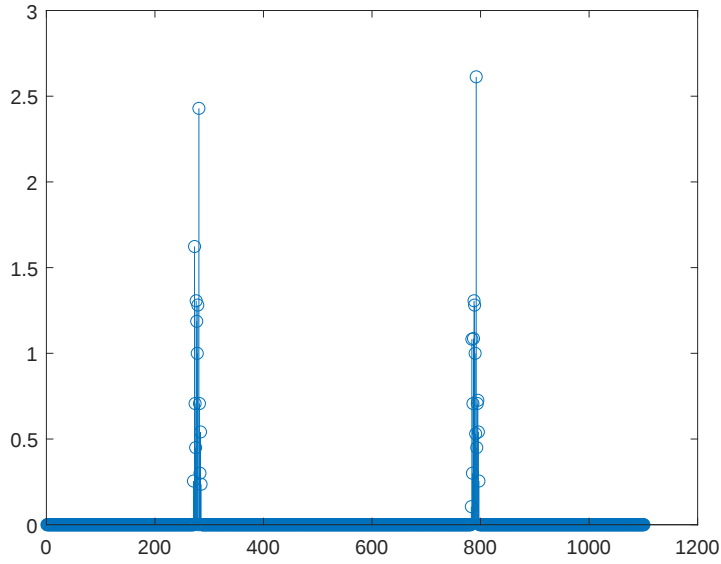
IR-UWB N_w adet T_w periyoda sahip bölmeden oluşmak üzere toplam T_{sym} periyodunda oluşan UWB sembolüdür. IR-UWB'nin yapısı Şekil 2.38'de gösterilmektedir. UWB sembolü N_w parçaya bölünmesi ile darbe şekli bu bölmelerden birine yerleştirilir. Böylece $\eta = \frac{T_w}{T_{sym}}$ oranı %3,125 olarak tutularak düşük enerji tüketimi sağlanır. Şekil 2.39'da standarda göre yapılan benzetimlerde PSDU için elde edilen paket yapısı görülmektedir.

Darbe yapısı (2.43) denkleminde verildiği gibi tek darbe veya çoğuşmalı (burst) darbe olarak seçilebilmektedir. Buradaki N_{cpd} değeri veri hızını doğrudan etkileyen bir parametredir [1].

$$w'(t) = \begin{cases} p(t), & \text{tek darbe seçeneği; } T_w = T_p \\ \sum_{i=0}^{N_{cpd}-1} p(t - iT_p), & \text{çoğuşmalı (burst) darbe seçeneği; } T_w = N_{cpd} \cdot T_p \end{cases} \quad (2.43)$$



Şekil 2.38. IR-UWB sembol yapısı



Şekil 2.39. Benzetimlerde oluşan IR-UWB PSDU yapısı

IR-UWB’de Şekil 2.40’taki doğrusal geri besleme kaydırma yazmacı (Linear Feedback Shift Register; LFSR) kullanılarak zamanda atlama dizisi oluşturulmuştur. LFSR içeriğindeki yazmaçlar için kullanılabilen ilk değerler Tablo 2.11’de verilmiştir. Sembollerin hangi zaman aralığında bulunacağı (2.44)-(2.47) arasındaki denklemlerde verilmiştir.

$$z^{(j)} = \begin{cases} 2^0 s_{j-k+1} + \dots + 2^{k-1} s_j, & \text{tek darbe seçeneği;} \\ 2^0 s_{jN_{cpb}} + \dots + 2^{k-1} s_{jN_{cpb}+k-1}, & \text{burst darbe seçeneği;} \end{cases} \quad (2.44)$$

α katsayısı;

$$\alpha = h^{(j-1)} - (N_{hop} - N_{guard} - 1) \quad (2.45)$$

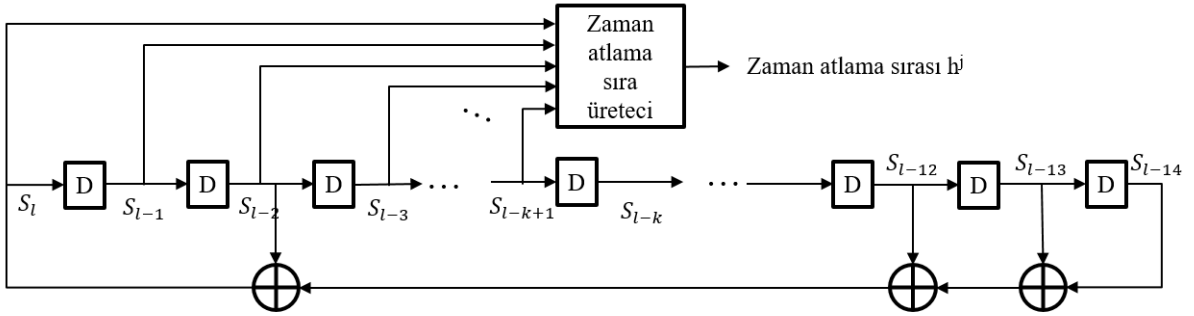
koruyucu veri sayısı;

$$N_{guard} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_w} \right\rceil \quad (2.46)$$

olmak üzere $h^{(j)}$ zaman atlama konumu;

$$h^{(j)} = \begin{cases} z^{(j)}, & \text{Eğer } h^{(j)} \leq (N_{hop} - N_{guard} - 1) \\ (z^{(j)} + c^{(j)}) \bmod N_{reduced} + \alpha, & \text{Eğer } h^{(j)} > (N_{hop} - N_{guard} - 1) \end{cases} \quad (2.47)$$

olarak bulunmaktadır. Bu denklemlerde, $h^{(j)}$ j. sembolün konumunu, $k = \log_2(N_{hop})$, $c(j) = [j \bmod 28]$, $\tau_{max} = 90ns$ UWB-BAN için gecikme yayılımı, T_w darbe genişlik süresini ifade etmektedir. Bu parametre ve diğer parametreler on-off modülasyonu için Tablo 2.12’de verilmiştir. İlk değer olarak $h^{(-1)} = 0$ alınmaktadır [1].



Şekil 2.40. Zamanda atlama dizisi için kullanılan LFSR

2.6.2. IEEE 802.15.6 UWB PHY Modülasyonları

Standartta varsayılan modda farklı bir şekilde tanımlanmış On-Off modülasyonu, DBPSK/DQPSK kullanılması belirtilmiştir. Burada belirtilen On-Off modülasyonu 1 biti 2 bitlik sembole veya 4 biti 8 bitlik sembole çevirmek suretiyle tanımlanmıştır. Tablo 2.13'te bu sembol haritaları gösterilmektedir. Hangi tip On-Off modülasyonun kullanılacağı PHR kaydedicisindeki K_m parametresinden seçilmektedir [1].

Tablo 2.13. On-off modülasyonunda K_m durumuna göre çevrim tablosu

Onluk veri sembolü	$K_m = 1$			$K_m = 0$	
	İkili veri sembolü	İkili veri sembolü	Kod kelimesi	İkili veri sembolü	Kod kelimesi
0	0		10	0000	00001111
1	1		01	0001	00010111
2				0010	00110011
3				0011	00011011
4				0100	01011010
5				0101	00111100
6				0110	01010101
7				0111	01100110
8				1000	01101001
9				1001	10011001
10				1010	10010110
11				1011	10100101
12				1100	10101010
13				1101	11000011
14				1110	11001100
15				1111	11110000

DBPSK/DQPSK modülasyonları Bölüm 1.4.1.2'de verilmiştir. Bu modülasyonlarda MPSK modülasyonlardan farklı olarak bir önceki sembol bilgisi de kullanılmaktadır.

2.7. IEEE 802.15.6 UWB PHY ve DCM Başarımları

IEEE 802.15.6 standardı UWB PHY katmanında On-Off, DBPSK ve DQPSK modülasyonlarının kullanılmasını önerilmektedir. Tablo 2.12'de varsayılan moddaki farklı veri hızları için kullanılması gereken parametreler gösterilmektedir. Bu tablodan [000] ve [001] kodları ile adlandırılan veri hızı değerlerine göre DCM ile kıyaslamak

üzere DBPSK ve DQPSK benzetimleri yapılmıştır. [000] kodu 0,487 Mb/s kodsuz veri hızını ve [001] kodu ise 7,8 Mb/s kodsuz veri hızını göstermektedir. Bu veri hızı parametrelerinde farklı düzeyde modülasyonlar yapıldığı için sembol hızı olarak 0,487 MBd ve 7,8 MBd değerlerinde ele alınacaktır. Aynı parametreler kullanılarak OFDM ve DCM modülasyonlarının da benzetimleri yapılarak karşılaştırılmıştır. Ancak standart ile benzeşmesi ve işlem karmaşıklığının düşük tutulması için OFDM tekniklerinde öncelikle 16 alt taşıyıcı kullanılmıştır. Bütün modülasyonları aynı duruma göre karşılaştırmak için aynı parametreler kullanılmıştır. Ancak yapı itibarı ile OFDM'li modülasyonlarında BPSK ve QPSK kullanıldığı için sadece DBPSK ve DQPSK ile karşılaştırılmaları uygun görülmüştür, On-Off modülasyonu kullanılmamıştır. Benzetimler öncelikle AWGN kanalda ve daha sonra 1000 adet CM4 kanalında yapılmıştır. Benzetimler, SNR değerlerine göre yapılmıştır. SNR'dan E_s/N_0 ve E_b/N_0 dönüşümleri (2.48) ve (2.49) denklemlerine göre yapılarak, bu birimlerde sonuçlar gösterilmiştir.

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{P_s T_s N_{cpd}}{P_n / B_n} = \frac{P_s T_s f_{orn} N_{cpd}}{P_n} = SNR \cdot N_{cpd} \frac{T_s}{T_{orn}} \quad (2.48)$$

Sembol enerjisi E_s ;

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} R_m R_c \quad (2.49)$$

ile bulunmaktadır. Burada P_s ortalama darbe gücünü, P_n gürültü gücünü, T_s darbe periyodunu, T_{orn} örnekleme periyodunu, B_n bant genişliğini, f_{orn} örnekleme frekansını, N_{cpd} bir semboldeki darbe tekrar sayısını, R_m sembol başına bit sayısını, R_c kanal kodlama oranını ifade etmektedir. BCH (63, 51) kodlamasının kullanıldığı durumlarda R_c kod oranı 0,809 olarak alınmaktadır. Ayrıca farklı veri hızı modellerinde kullanılan darbe tekrarlama sayısı, N_{cpd} , darbe periyodu ve güç ile çarpılarak sembol enerjisin vermektedir. N_{cpd} değerleri Tablo 2.12'de bulunan değerlere göre benzetim çalışmasına eklenmiştir.

Ayrıca standartta $N_w = 32$ parametresi ile semboller sıfırlar eklenerek genişletilmektedir. Zaman atlama parametresi on-off modülasyonda 16, DMPSK modülasyonlarında 32 olarak standartta verilmiştir. Ancak standartta belirtilen on-off modülasyonu yapısından, her durumdada sembolün genişlemesi darbe şeklinin $N_w - 1$ katında olacaktır. MPSK modülasyonlarında belirtilen denklemlere uygun olarak kanal atlama benzetimi yapılmış olsa da, OFDM'li modülasyonlarla karşılaştırılması yapılırken bu denklemlere göre atlama yapılmamıştır. Bu durumda darbe sabit bir bölmede tutulmuştur.

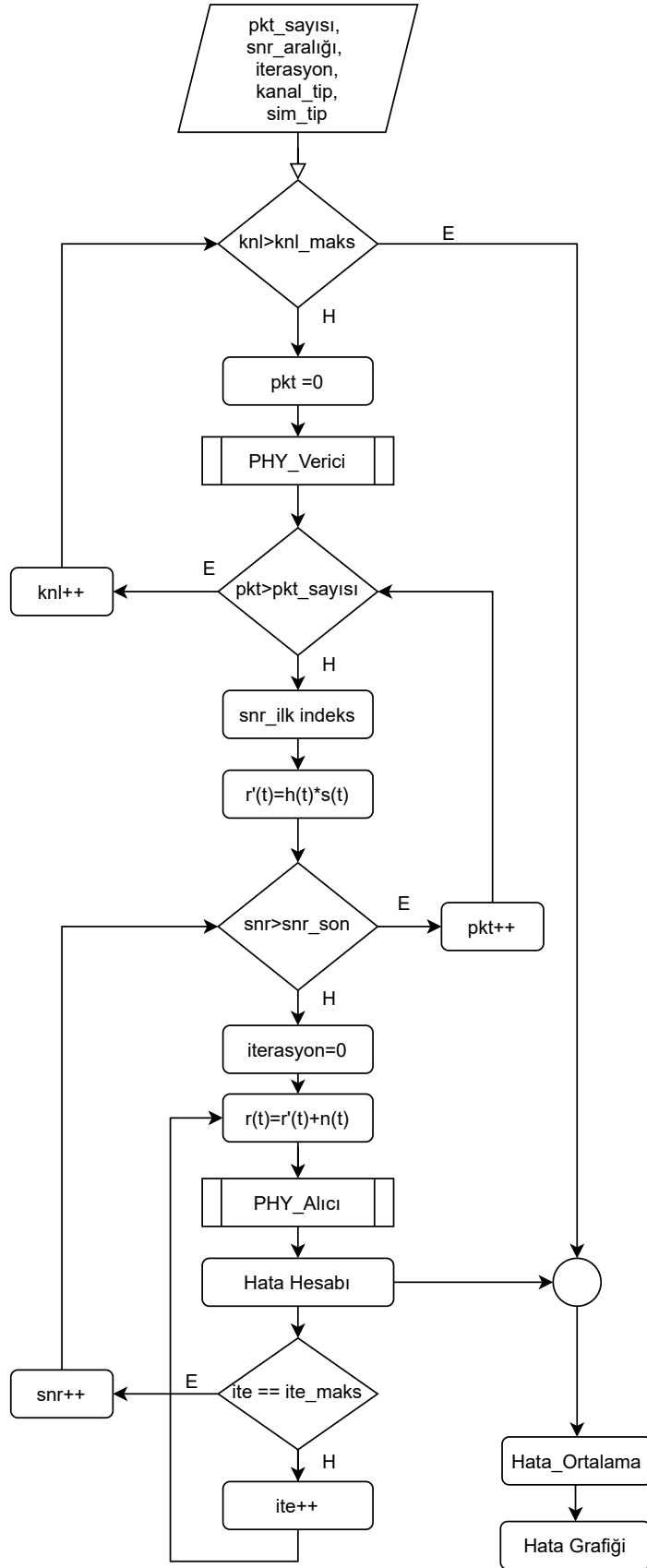
Benzetimler yapılırken SNR oranları girilmiş, sinyalin ortalama gücü hesaplanarak gürültü gücü çıkarılmıştır. Sinyal gücü hesaplanırken, sinyalin toplam gücü alınıp, tüm veri boyutuna göre ortalaması alınarak hesaplanmaktadır. Bu durumda N_w parametresi kullanılması ile sinyali toplam gücü değişmese bile ortalama gücü değişmektedir. Belirtilen diğer parametrelerin girilmesi sonucunda hem E_s/N_0 hem de E_b/N_0 değerleri değişmektedir. Tablo 2.14'te girilen SNR değerlerine göre çıkarılan E_s/N_0 ve E_b/N_0 değerleri verilmiştir.

Tablo 2.14. SNR , E_s/N_0 ve E_b/N_0 çevrim tablosu

SNR (dB)	$E_s/N_0 = SNR \cdot N_{cpd} \cdot N_w T_s / T_{orn}$		$E_b/N_0 = (E_s/k)/N_0$, ($N_{cpd} = 2$ için)		
	$N_{cpd} = 32$	$N_{cpd} = 2$	DCM-B	BPKS ve DCM-Q	QPSK
-24	6	-6	-3	-6	-9
-18	12	0	3	0	-3
-12	18	6	9	6	3
-9	21	9	12	9	6
-6	24	12	15	12	9
-3	27	15	18	15	12
0	30	18	21	18	15
3	33	21	24	21	18
6	36	24	27	24	21
9	39	27	30	27	24
12	42	30	33	30	27
18	48	36	39	36	33
24	54	42	45	42	39
30	60	48	51	48	45

Yapılan benzetimlerin algoritması genel olarak Şekil 2.41'de gösterilmiştir. Algoritmanın içerisindeki PHY_{verici} prosesi bir önceki bölümde anlatıldığı gibi hazırlanmıştır.

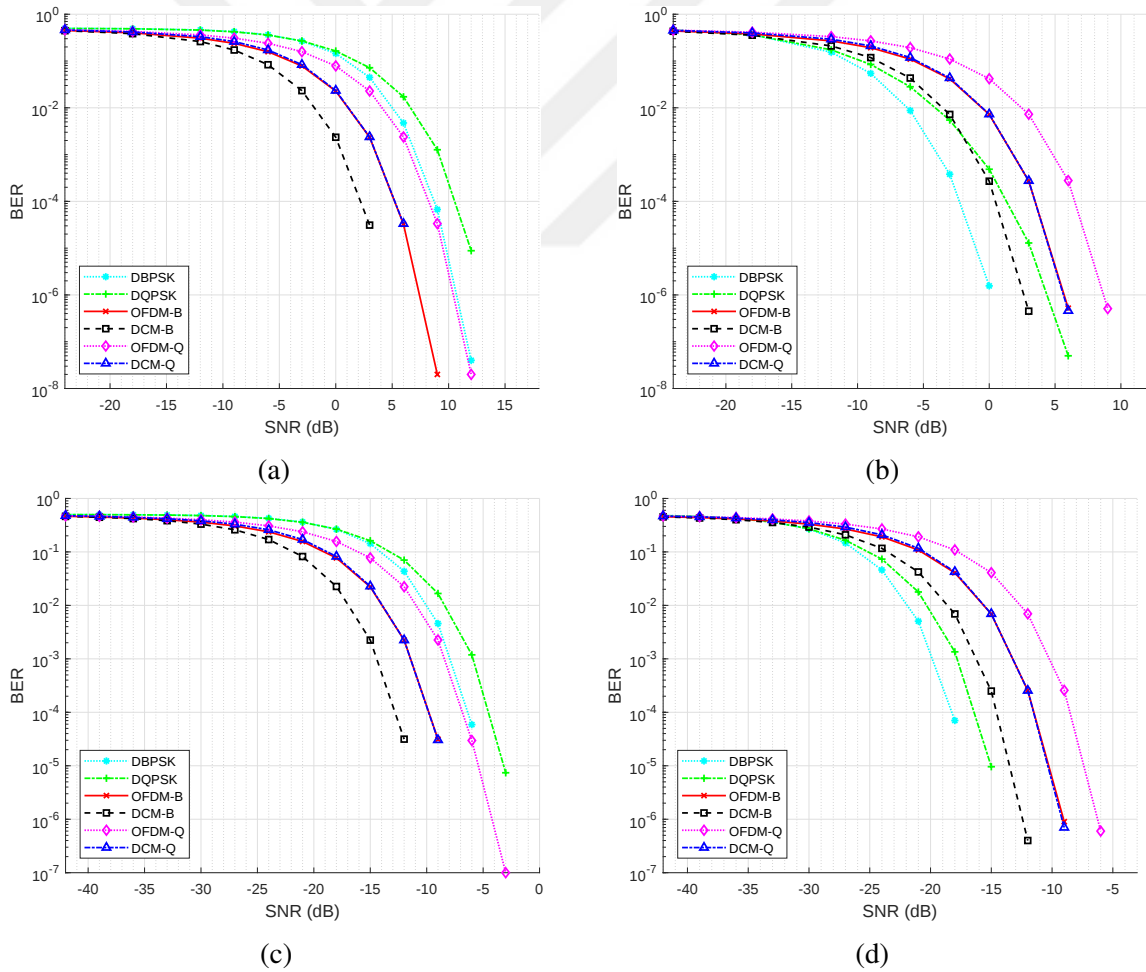
Benzetimler öncelikle AWGN kanalda N_w parametresi ve darbe şekli kullanılması durumlarına göre yapılmıştır. Sonrasında ise WBAN CM4 kanallarında benzetimler yapılarak elde edilen sonuçların ortalaması verilmiştir. Şekil 2.42 -2.50'deki grafikler içerisindeki veriler DBPSK, DQPSK, OFDM-BPSK, DCM-BPSK, OFDM-QPSK ve DCM-QPSK modülasyonlarının başarımlarını göstermektedir. Benzetimlerde 1000 paket ve 1024 sembol kullanılmıştır.



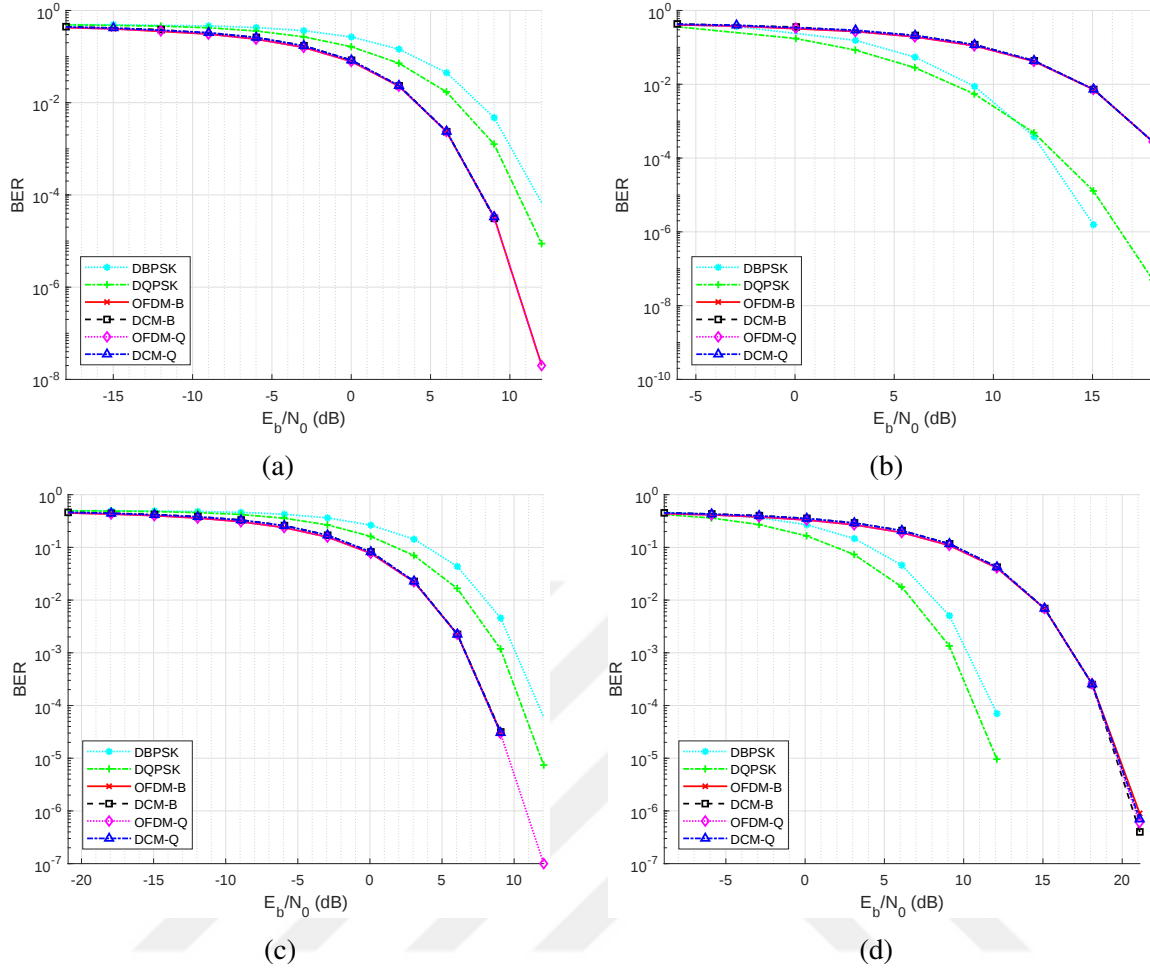
Şekil 2.41. Benzetim çalışmasının genel algoritma şeması

Şekil 2.42 - 2.44 arasındaki AWGN benzetimleri dört kısımda yapılmıştır. Bu şekillerdeki (a) kısımları N_w ve RF analog darbe şekli kullanılmayan benzetimleri, (b) kısımları N_w kullanılmayan ve RF analog darbe şekli kullanılan benzetimleri, (c) kısımları N_w kullanılan ve RF analog darbe şekli kullanılmayan benzetimleri ve (d) kısımları N_w ve RF analog darbe şekli kullanılan benzetimleri göstermektedir. Analog darbe şekilleri için örnekleme frekansı $f_{orn} = 16.f_{sem}$ olarak alınmıştır. Şekil 2.42 - 2.43 7,8 MBd sembol hızındaki AWGN kanalındaki sırasıyla SNR ve E_b/N_0 'a göre başarımlarını göstermekte iken Şekil 2.44 0,487 MBd sembol hızındaki E_b/N_0 'a göre sonuçları göstermektedir.

AWGN üzerindeki aşamalı benzetimlerde beklenildiği gibi N_w kullanılması (Şekillerin (c) ve (d) kısımları) ile SNR tabanındaki başarımların artımı görülmektedir. N_w parametresi ile sembole 0 eklenerek periyodu genişletse de toplam enerjisi aynı kalmaktadır. Bu iki durumda toplam güç aynı olsa da ortalama güçleri farklı olmakta, dolayısıyla oluşturulan gürültü



Şekil 2.42. 7,8 MBd sembol hızında AWGN kanalı SNR - BER modülasyon başarımları; a) N_w ve RF kapalı, b) N_w kapalı-RF açık, c) N_w açık-RF kapalı, d) N_w ve RF açık

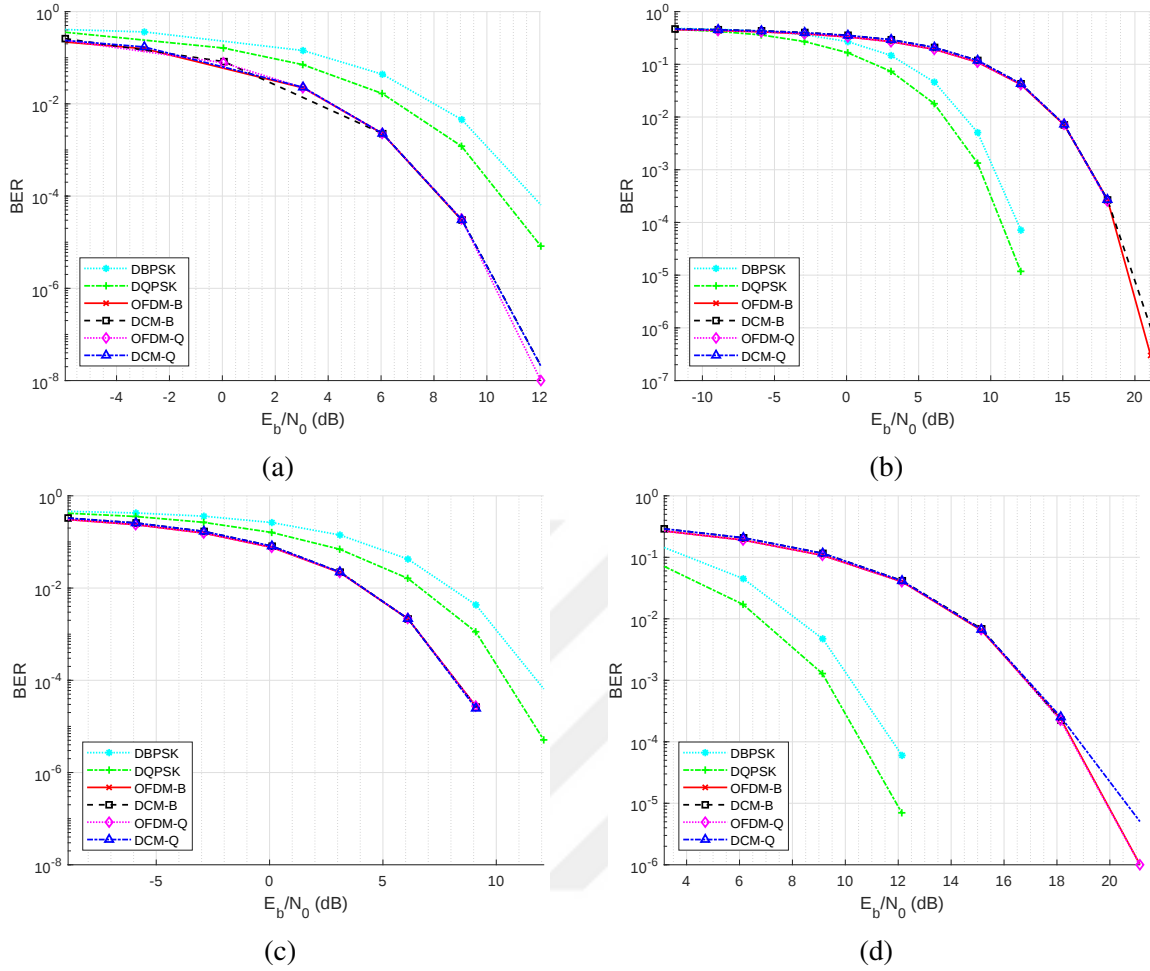


Şekil 2.43. 7,8 MBd sembol hızında AWGN kanalı E_b/N_0 - BER modülasyon başarımları; a) N_w ve RF kapalı, b) N_w kapalı-RF açık, c) N_w açık-RF kapalı, d) N_w ve RF açık

güçleri de aynı oranda değişmektedir. $N_w = 32$ olduğu için teorik olarak da beklendiği gibi, N_w kullanıldığı ve kullanılmadığı SNR tabanındaki grafikler arasında 15 dB'lik bir kayma görülmektedir. Ancak N_w kullanıldığı ve kullanılmadığı E_b/N_0 tabanındaki grafikler arasında bir fark görülmemektedir. Bunun nedeni her iki durumda da enerji seviyesi aynı kalmaktadır.

0,487 MBd ile 7,8 MBd sembol hızlarının başarımlarını karşılaştırdığımızda içerisinde daha fazla darbe içeren, sistem sembol süresi daha yüksek olan 0,487 MBd sembol hızı kodu her zaman daha iyi başarımlar gösterdiği beklenmektedir. Bu iki durumu karşılaştırdığımızda 0,487 MBd sembol hızı kodunda darbe tekrar sayısı, N_{cpd} 32 iken, 7,8 MBd sembol hızı kodunda N_{cpd} ikidir. Dolayısıyla genel sembol enerjisi 16 kat daha fazladır. Haberleşme sistemlerinde çoğu benzetim bit düzeyinde yapılmaktadır.

Şekil 2.42 - 2.44 a ve c kısımlarında analog darbe şekli kullanılmamış, bit düzeyinde benzetimler gerçekleştirilirken, b ve d kısımlarında analog darbe şekli kullanılmıştır. Analog darbe şekliyle yapılan benzetimler gerçeğe daha yakın olmasına rağmen benzetim süresi daha



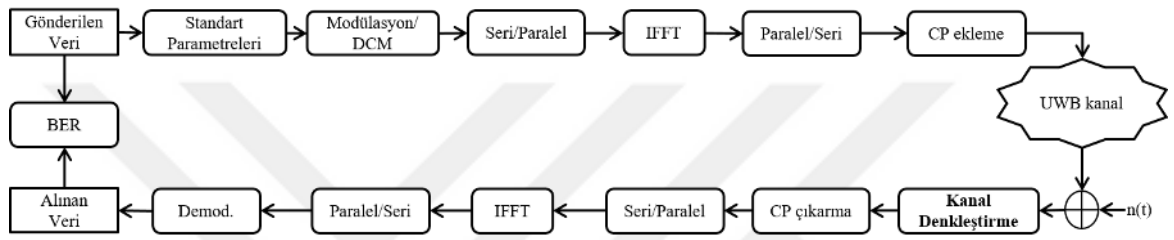
Şekil 2.44. 0,487 MBd sembol hızında AWGN kanalı E_b/N_0 - BER modülasyon başarımları; a) N_w ve RF kapalı, b) N_w kapalı-RF açık, c) N_w açık-RF kapalı, d) N_w ve RF açık

büyüktür. DMPK modülasyonlarında 16 örnekten oluşan belli bir darbe şekli kullanılırken, OFDM’li modülasyonlarda yukarı örnekleme yapılarak bu durum gerçekleştirilmiştir. AWGN kanalında analog ve bit düzeyinde yapılan DMPK modülasyon benzetimleri birbirine paralel çıkmaktadır. Çok yollu haberleşme kanalında da birbirine paralel çıkabileceği gibi, tapların fazlara yapacağı etkiden dolayı sonuçlardaki paralellik bozulabilecektir. Buradan sonraki benzetimler bit düzeyinde gerçekleştirilmiştir.

Sonuçların SNR yerine E_b/N_0 birimlerinde verilmesi ile modülasyonların başarımlarının sıralamasının değiştiği görülmektedir. Yüksek seviyeli modülasyonlarda aynı enerjide daha fazla bit taşınmaktadır. Ancak verici çıkışları güç sınırlıdır. Bu yüzden sonuçların özellikle SNR ve E_b/N_0 grafiklerinin beraber gösterilmesi faydalı olmaktadır. Örneğin 7,8 MBd

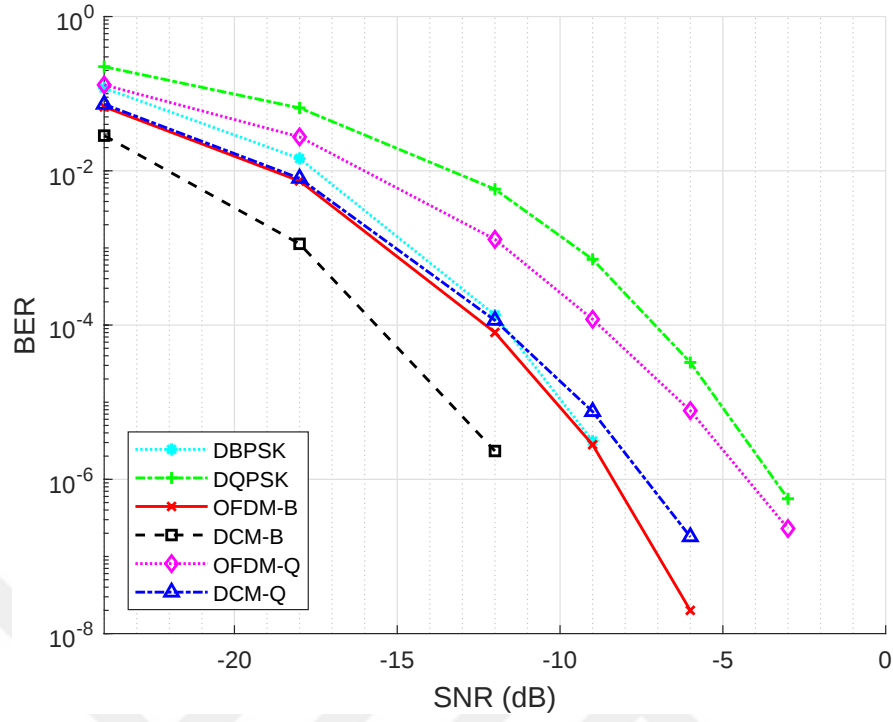
sembol hızında başarımları incelediğimizde SNR tabanında başarımların sıralaması DCM-BPSK > DCM-QPSK $\equiv$ OFDM-BPSK > OFDM-QPSK, vd. şeklinde olduğu görülmektedir. Ancak aynı benzetimlere E_b/N_0 tabanında bakıldığında, başarımların eğerlerinin kesiştiğini yani birbirlerine denk olduğu görülmektedir.

AWGN benzetimlerinden sonra 1000 adet WBAN CM4 kanalında tek taplı denkleştirici ile farklı veri hızlarında benzetimler yapılmıştır. Denkleştirme işlemi kanal durum bilgisinin bilindiği kabul edilerek, ağırlığı en yüksek tapanın göre yapılmıştır. Şekil 2.45'te tek taplı denkleştirmenin yapıldığı OFDM'li benzetimin blok şeması gösterilmektedir.

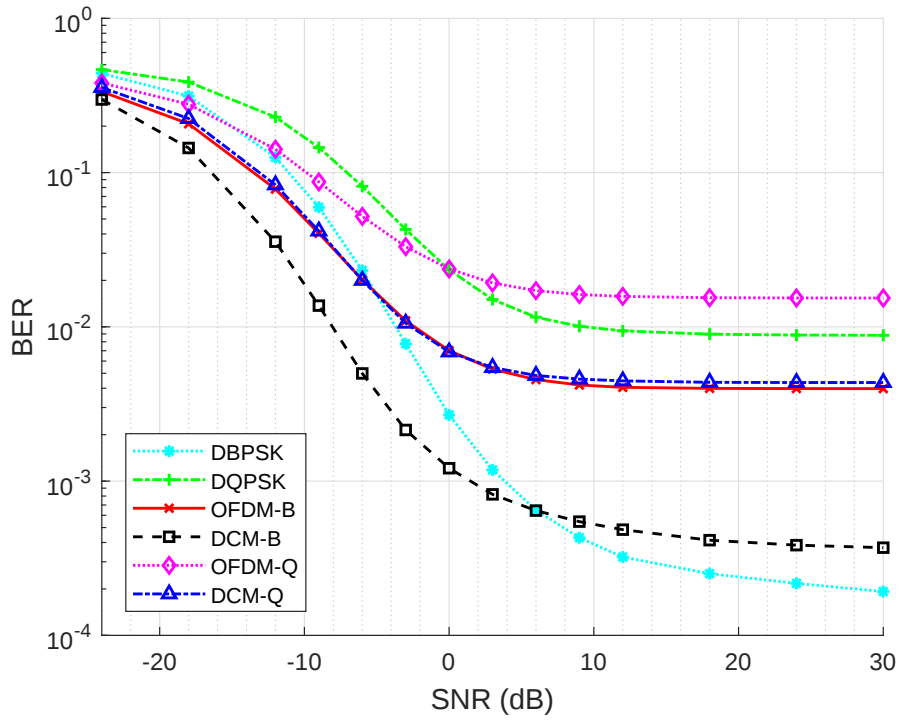


Şekil 2.45. Tek taplı denkleştirici benzetim blok şeması

0,487 MBd sembol hızındaki benzetim sonuçları Şekil 2.46'da gösterilmektedir. Şekil 2.47'de ise 7,8 MBd sembol hızı parametrelerinde tek taplı denkleştirme sonuçları gösterilmektedir. Düşük veri hızında tek taplı denkleştirici tüm modülasyonlarda yeterli kalırken, yüksek veri hızında hata tabanında kalmaktadır. Bu benzetimlerde DCM-BPSK modülasyonu en iyi başarımların olduğu görülmektedir.

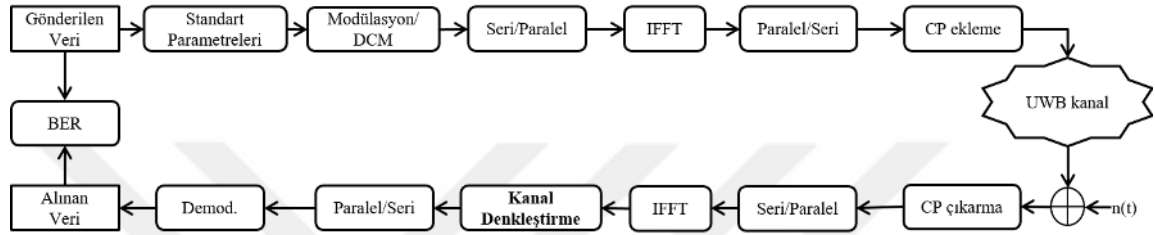


Şekil 2.46. 0,487 MBd sembol hızında 1000 CM4 kanalı tek taplı denkleştirici başarımları

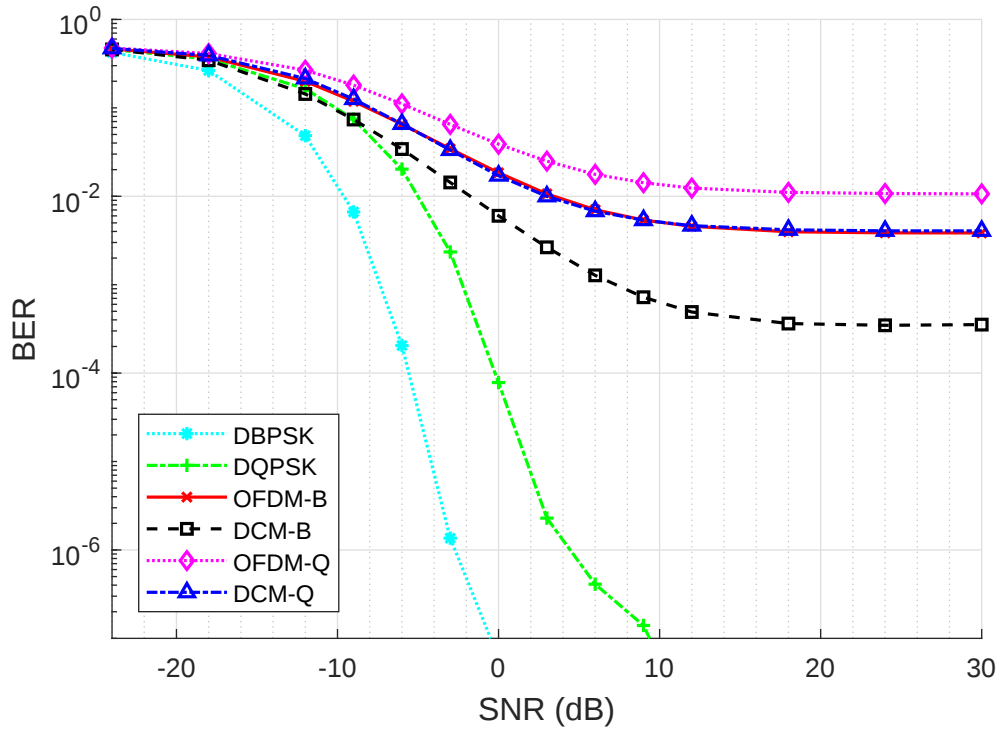


Şekil 2.47. 7,8 MBd sembol hızında 1000 CM4 kanalı tek taplı denkleştirici başarımları

Tek taplı denkleştiriciden sonra ZF denkleştirici kullanılarak farklı veri hızlarında benzetimleri yapılmıştır. Bölüm 1.4.4.1'deki zaman ve frekans düzlemindeki ZF denkleştirici denklemleri kullanılmıştır. Şekil 2.48'de frekans düzleminde kanal denkleştirme işlemi yapılan OFDM'li benzetimin blok şeması gösterilmektedir. Şekil 2.49 1000 CM4 kanaldaki ortalama BER başarımını göstermektedir. DMPSK modülasyonlarında kanal durum bilgisi bilindiği kabul edilmiştir. OFDM'li benzetimlerde ise ilk OFDM paketi kanal denkleştirmede kullanılmıştır.



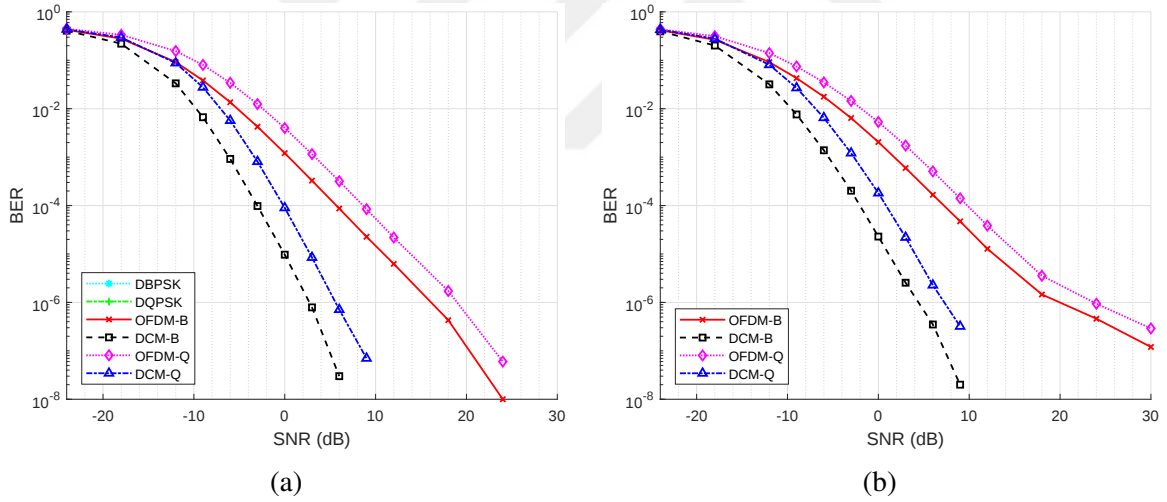
Şekil 2.48. ZF kanal denkleştirici benzetim blok şeması



Şekil 2.49. 7,8 MBd sembol hızında 1000 CM4 kanalı ZF kanal denkleştiricili başarımları

Yüksek veri hızında ZF denkleştirici altında DMPK'lı modülasyonların başarımı iyi çıkarken, 16 alt taşıyıcıdan oluşan OFDM'li sistemler hata tabanında kalmıştır. Kullanılan kanal ortalama 400 taplı olduğu için 16 alt taşıyıcı frekans düzleminde kanal denkleştirme işleminde yeterli kalmamaktadır. Bu durumda alt taşıyıcı sayısının tap sayısının üzerine çıkarılarak benzetimler tekrarlanmıştır. Ortalama 400 taplı WBAN kanalı için 400'den büyük alt taşıyıcı ve CP'ye sahip OFDM yapısında bir verici kullanılması yeterli olacaktır. Daha yüksek alt taşıyıcı kullanılmasıyla standart yapısındaki bir OFDM sembol periyodu daha uzun olacaktır. Ancak sembol başı gönderilen veri sayısı da aynı oranda artacaktır. Standarttaki diğer parametreler de aynı şekilde uygulanabilmektedir. Bu durumda sadece verici yapısında kullanılacak IFFT boyutu ve sembol süresi artmaktadır.

Şekil 2.50a'da 512 alt taşıyıcılı ve 400 CP'ye sahip OFDM'li sistemlerin hata performansı görülmektedir. Bu grafiklerde hata tabanı olmamıştır. Ancak veri hızı, CP'den dolayı belirtilen veri hızının 0,56 katına düşmektedir.



Şekil 2.50. 7,8 MBd sembol hızında 1000 CM4 kanalında ZF kanal denkleştiricili a) 512, b) 1024 alt taşıyıcı başarımları

Şekil 2.50b'de alt taşıyıcı sayısının 1024'e yükseltildiği CP'nin aynı tutulduğu benzetim sonuçları gösterilmektedir. Bu durumda veri hızı ise belirtilen veri hızının 0,72 katına düşmektedir. Performans sonucu daha düşük alt taşıyıcıya (512) sahip sistemle aynı olduğu görülmektedir. Bunun nedeni her iki sistemde de WBAN kanalının frekans seçici kanaldan düz kanala çevrilmektedir. Kullanılan CP boyutu da bloklar arası girişimi engellemeye yetmektedir.

DMPSK modülasyonlarında ZF denkleştiricide daha iyi başarımlar alındığı görülmektedir. Ancak ZF denkleştirici kullanımında kanal denkleştirme işlemi frekans düzleminde kanal denkleştirme işlemine göre daha karmaşık olmaktadır. Tüm modülasyonlara aynı denkleştirici türünün uygulandığı tek taplı denkleştiricide DCM-BPSK en iyi başarımları verdiği görülmektedir. Yüksek veri hızında hata tabanı oluşumu daha kanal denkleştirici kullanılması ile düzeltilmesi sağlanmıştır.

[63], [64] ve [66] çalışmalarında yapılan UWB WBAN deneylerinde kısa mesafede (7-12 cm) 10^{-2} 'lik BER başarımları elde edilmiştir. Özellikle [66] çalışmasında IEEE 802.15.6 UWB standardına dayalı deneyler yapılmıştır ve yüksek veri hızlarında 10^{-3} 'lük BER başarımlarına ulaşmanın mümkün olmadığı belirtilmiştir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlarda da düşük sembol hızında (0,487 MBd) denkleştirici kullanılmasıyla hatanın üstel olarak düştüğü görülmüştür. Ancak yüksek sembol hızında (7,8 MBd) tek taplı denkleştiricide başarımların hata tabanında kalmış ve [66]'da belirtildiği gibi elde edilen başarımlar 10^{-3} 'lük BER başarımlarının altında kalmıştır. Bu durum DMPSK'da daha iyi bir kanal denkleştirici, OFDM tabanlı modülasyonlarda ise daha yüksek alt taşıyıcı sayısı ile birlikte başarımların yükseldiği görülmüştür.

2.7.1. Karmaşıklık Karşılaştırması ve Kullanıcı Arayüzü

IEEE 802.15.6 standardında belirtilen DBPSK ve DQPSK'da çıkış, bir önceki çıkış durumuna bağlıdır ve bir çarpma işlemi mevcuttur. DBPSK'da bu işlem mod (2) toplamaları (*özel veya kapısı (XOR)*) ve *değil kapısı (NOT)* ile elde edilebilmektedir. DQPSK ise verilen konstelasyon diyagramına göre bir *özel veya (XOR)* ve bir *özel veya değil (XNOR)* kapısından oluşmaktadır. OFDM ve DCM ise IFFT alınması gerekmektedir. IFFT dönüşümü matris çarpımı yapılarak elde edilmektedir. DCM'de, ayrıca, modülasyon kısmında veriler 200 bitlik gruplara ayrılıp, iki farklı konstelasyon diyagramına tabi tutulmaktadır.

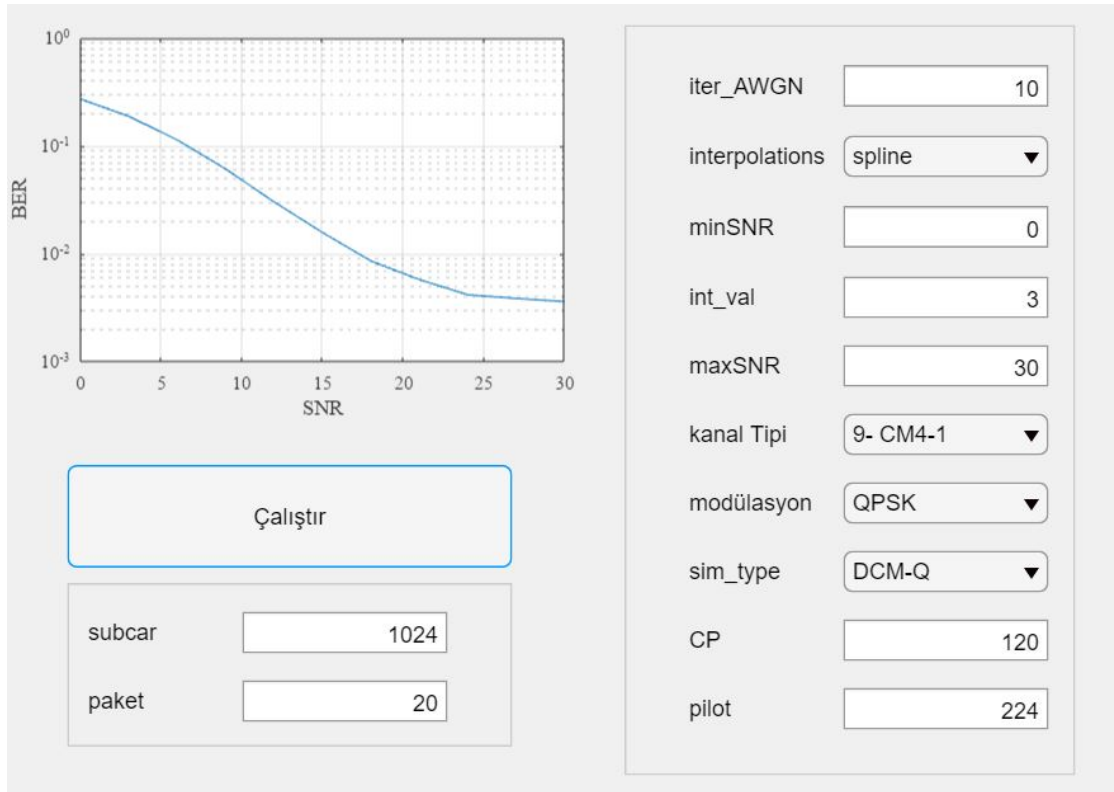
Benzetimlerde DBPSK ise bir çarpma işlemi sonucunda elde edilebilmektedir. DQPSK ise iki çarpma işlemi ve üç toplama işlemi ile elde edilmiştir. DCM ve OFDM'de kullanılan BPSK ve QPSK taban fonksiyon dizisinden indeksleme ile oluşturulmuştur. BPSK indeksi için bir toplama, QPSK indeksi için bir çarpma ve iki toplama işlemi kullanılmıştır. OFDM, FFT matris ile veri dizisinin çarpımı sonucunda oluşturulmaktadır. K alt taşıyıcılı sistem için 1×16 boyutlarındaki veri vektörü ile $K \times K$ FFT matrisi çarpılmaktadır. FFT matrisi oluşturmak

için (2.50) denklemi kullanılmaktadır.

$$W = e^{-j2\pi/K \cdot [0:K-1] \cdot [0:K-1]} \quad (2.50)$$

Bu denklemde $K \times K$ boyutunun karesel FFT matrisi oluşmaktadır. DCM ise önce konstelasyon diyagramının dizisinin indekslemesi ve oluşturulan veriye OFDM uygulanması sonucu oluşturulmaktadır. Bu işlem için bir çarpım ve dört toplama işlemi kullanılmıştır.

Çalışma sürecinde birçok farklı benzetimler yapılmıştır. Bazı benzetimler için Şekil 2.51'de gösterilen grafik kullanıcı arayüzü tasarlanmıştır. Bu arayüzde farklı ara değerlendirme ve

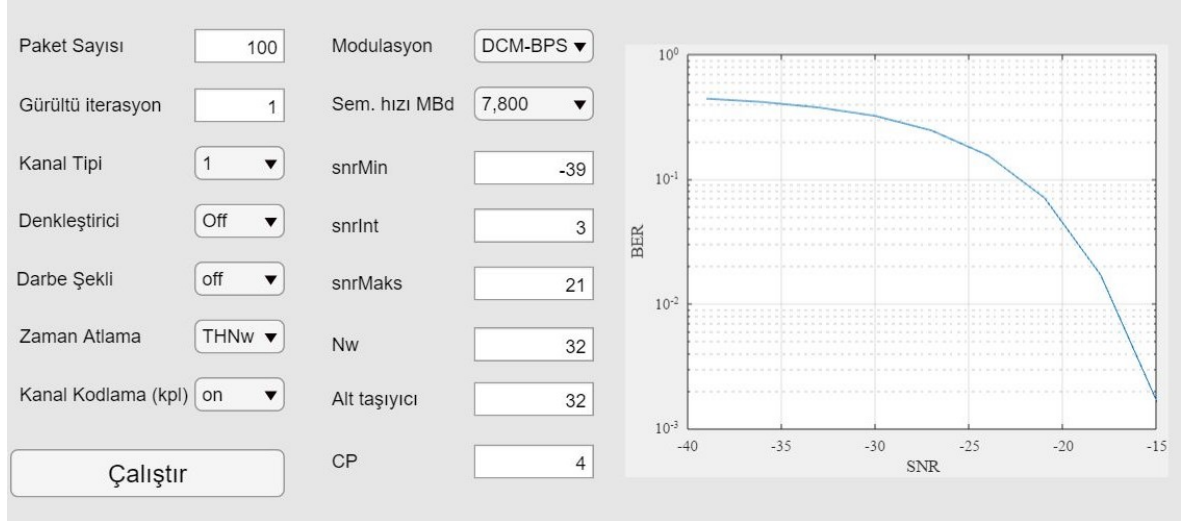


Şekil 2.51. Farklı modülasyon ve ara değerlendirme benzetimleri için düzenlenen örnek kullanıcı arayüzü

modülasyon tiplerine göre OFDM ve DCM modülasyonlarının benzetimleri yapılabilmektedir. Bu arayüzde kanal kodlaması benzetimi de bulunmaktadır. Benzetimler için farklı iterasyon sayıları, SNR aralıkları, kullanılacak kanal tipleri, paket sayısı, alt taşıyıcı, CP boyutu ve pilot bit sayısı ayarlanabilmektedir.

Şekil 2.52'de ise IEEE 802.15.6 protokolü fiziksel katmanına göre yapılan benzetimler için tasarlanan grafik kullanıcı arayüzü gösterilmektedir. Bu benzetimler denkleştirici durumu,

protokolde belirtilen ve çift taşıyıcılı modülasyon tipleri, darbe şekli ve kanal kodlaması kullanımına göre yapılabilmektedir. Benzetimlerde iterasyon, paket sayısı ve SNR aralıkları ayarlanabilmektedir.



Şekil 2.52. IEEE 802.15.6 için düzenlenen örnek kullanıcı arayüzü

3. SONUÇLAR

Bu doktora tezinde, kablosuz vücut alan ağları kanallarında başarımların analizleri yapılmıştır. IEEE 802.15.6 standardındaki UWB PHY katmanında belirtilen modülasyonlarla beraber OFDM ve DCM modülasyonları aynı zamanlama ve hız parametrelerinde incelenerek karşılaştırılmıştır. Ayrıca, çift taşıyıcılı modülasyonların hata olasılıkları için teorik çıkarımlar yapılarak benzetim sonuçları ile kontrol edilmiştir. Çift taşıyıcılı modülasyonlar, eş değer kod oranlı kanal kodlama yöntemi ve Alamouti STBC ile karşılaştırılmıştır. İncelenen konuların benzetim çalışmaları yapılmıştır. Yapılan çalışmalar doğrultusunda elde edilen başlıca sonuçlar aşağıda sıralanmıştır.

- DCM'in farklı kanallarda incelemesi yapılarak OFDM'den farkı ortaya konmuştur. Ayrıca literatürdeki DCM'den farklı olarak WBAN kanallarına daha uygun, semboller arasındaki uzaklığı daha büyük olan DCM modelleri çıkarılmış ve bu modellerin de incelemeleri yapılmıştır. Veri hızındaki düşüşe karşın hata başarımlarında yükselişler gözlemlenmiştir.
- DCM ve DCM'den yararlanarak oluşturulan modeller için AWGN kanalda teorik çıkarımlar yapılmıştır. Bu modülasyonların bit ve sembol hata olasılıkları çıkarılmış, yapılan benzetimlerle doğruluğu ortaya konulmuştur.
- Düşük seviyeli modülasyonlarda bit enerjisine, E_b/N_0 'a, göre bakıldığında OFDM ile DCM arasında başarımlar farkının görülmediği, SNR 'a göre bakıldığında DCM'in daha iyi başarımlar verdiği görülmüştür. Yüksek seviyeli modülasyonlar kullanıldığında da aynı şekilde DCM'in daha iyi başarımlar verdiği gözlemlenmiştir.
- DCM'de OFDM'e göre iki yıldız diyagramı kullanıldığı için (1/2) oranında kod oranı oluşmaktadır. Bu kod oranı ile aynı kod oranına sahip kanal kodlama yöntemleri kullanılarak DCM ile karşılaştırılması yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre aynı kod oranına sahip kanal kodlaması ile DCM karşılaştırıldığında yüksek düzeydeki modülasyon seviyelerinde DCM'in daha iyi başarımlar gösterdiği ortaya konulmuştur.
- DCM'de oluşturulan verici çeşitliliğine benzer Alamouti kodlamasının SISO uyarlaması yapılmıştır. Her iki yapının karşılaştırılmasında DCM'in başarımları daha yüksek çıkmıştır.

Çoklu antenli Alamouti kodlamasıyla DCM karşılaştırılmasında ise düşük düzeyli modülasyonlarda Alamouti kodlaması, yüksek düzeyli modülasyonlarda DCM başarımı yüksek çıkmıştır.

- IEEE 802.15.6 UWB PHY katmanında belirtilen modülasyonların WBAN kanallarında benzetimi yapılarak, aynı parametrelerin kullanıldığı DCM - OFDM sistemlerle karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak yüksek veri hızlarında tek taplı denkleştiricide DCM'in öne çıktığı gözlemlense bile hata tabanından kaçınılamamıştır.
- IEEE 802.15.6 UWB PHY katmanında verilen parametrelere göre hem standartta belirtilen modülasyonlarda hem de DCM ve OFDM'li modülasyonlarda WBAN kanallarında özellikle yüksek veri hızlarında kanal denkleştirici veya daha fazla kanal kodlama tekniklerinin kullanımına ihtiyaç olduğu görülmektedir. OFDM'li sistemler için alt taşıyıcı ve CP sayısı WBAN kanalı ortalama tap sayısının üzerine çıkarılarak hata başarımlarında hata tabanı oluşumundan sakınılmıştır.

4. ÖNERİLER

Bu doktora tez çalışmasında, vücut alan ağlarına yönelik UWB sistemine yönelik IEEE 802.15.6 UWB PHY'ye yönelik farklı modülasyon incelemeleri yapılarak sonuçları sunulmuştur. Çalışmayı ilerletmek adına aşağıda öneriler sıralanmıştır.

- Yapılan çalışmanın donanımsal uygulaması yapılarak deneysel ölçümler yapılabilir. Bunun için FPGA üzerinde ilgili modülasyonlar tasarlanıp, UWB ön uç ile birleştirilerek alıcı-vericiler oluşturulabilir veya yüksek frekans ve bant genişliğine sahip SDR'ler kullanılabilir.
- Donanımsal deneylerin gerçekleştirilmesinden sonra fiziksel olarak mümkün olduğunca küçük verici tasarım çalışmaları yapılabilir.
- CM1 vücut içi, CM2 vücut içi - vücut üzeri ve CM3 vücut üzeri kanallar için aynı şekilde hem benzetim hem de donanımsal deneylerin yapılarak başarımlarının tespit edilmesi ilerleyen yıllarda kullanılacak bu tür sistemler için faydalı olacağı düşünülmektedir.
- Çalışma düşük veri hızlarına yönelik çıkan IEEE 802.15.6 WBAN standardına göre yapılmış olsa da, aynı şekilde vücut alan ağlarını kullanıp yüksek veri hızına ihtiyaç duyulan oyun teknolojilerine yönelik de düzenlenebilir. Bu alanda yüksek seviyeli modülasyonların OFDM türü sistemler ile kullanılacağı aşıkâr görünmektedir.
- IEEE 802.15.6 standardı WBAN özelinde çıkmış olsa bile, günümüzde yaygınlaşmaya başlayan ve yalnızca video ve ses iletimiyle sınırlı kalmayan 5G teknolojisi ile IEEE 802.15.6 standardını bütünleştirecek yeni çalışmaların yapılması önem kazanacaktır.

5. KAYNAKLAR

1. IEEE Standards Association, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks, IEEE Std, New York, 2012.
2. Kwak, S., Ullah, S. ve Ullah, N., An Overview of IEEE 802.15.6 Standard, 2010 3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies, Nov. 2010, Rome, Italy, 2-7.
3. Liu, L., Cooperative Wireless Channel Characterization and Modeling: Application to Body Area and Cellular Networks, PhD Thesis, Universite Catholique de Louvain, Louvain-la-Neuve, 2012.
4. Sahinoglu, Z., Gezici, S. ve Güvenç, İ., Ultra-wideband Positioning Systems: Theoretical Limits, Ranging Algorithms, and Protocols, First Edition, Cambridge University Press, New York, 2008.
5. Zhang, J., Orlik, P., V., Şahinoglu, Z., Molisch, A., F., ve Kinney, P., UWB Systems for Wireless Sensor Networks, Proceedings of the IEEE, 97, 2 (2009) 313-331.
6. Wentzloff, D., D., Pulse-Based Ultra-Wideband Transmitters for Digital Communication, PhD Thesis, Massachusetts Institute of Technology, Boston, 2007.
7. Oppermann, I., Hämäläinen, M. ve Iinatti, J., UWB: Theory and Applications, First Edition, John Wiley & Sons, West Sussex, 2004.
8. Du, K., L., ve Swamy, M., N., S., Wireless Communication Systems From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies, First Edition, Cambridge University Press, New York, 2010.
9. Analog Devices, ADALM-Pluto Product Overview, 2018.
10. <https://www.nuand.com/bladerf-2-0-micro/#blade-ssa-wapper>, BladeRF 2.0 micro, 19 Mayıs 2020.
11. <https://www.pervices.com/documentation-cyan/>, Cyan Software Defined Radio Platforms, 19 Mayıs 2020.
12. <https://greatscottgadgets.com/hackrf/>, HackRF, open source hardware for software-defined radio, 19 Mayıs 2020.
13. Ettus, M., USRP User's and Developer's Guide, Ettus Research LLC, 2005.

14. IEEE Standards Association, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), IEEE Std, New York, 2011.
15. Decawave Ltd., DWM1000 IEEE 802.15.4-2011 UWB Transceiver Module, Dublin, 2016.
16. Time Domain, PulsON 440 Data Sheet and User Manual, Huntsville, 2015.
17. Ubisense, Ubisense Hardware Datasheet, Cambridge, 2006.
18. Ha, T., T., Theory and Design of Digital Communication Systems, First Edition, Cambridge University Press, New York, 2011.
19. Rappaport, T., S., Wireless Communications Principles and Practice, Second Edition, Prentice Hall PTR, New Jersey, 2008.
20. Proakis, J., G., Digital Communications, Fourth Edition, McGraw-Hill Companies, Boston, 2000.
21. <http://www.dsplog.com/2007/11/06/symbol-error-rate-for-4-qam/>, Sankar, K., DSPLOG Signal Processing for Communication, 23 Nisan 2020
22. <http://www.dsplog.com/2007/12/09/symbol-error-rate-for-16-qam/>, Sankar, K., DSPLOG Signal Processing for Communication, 23 Nisan 2020
23. Karan, Y., Şaylı, O. ve Kahveci, S., OFDM Performance of Ultra Wideband in Wireless Body Area Network Channel, Acta Physica Polonica A, 132, 3 (2017) 574-576.
24. Batra, A., Balakrishnan, J. ve Dabak, A., Multiband OFDM: Why it wins for UWB, Microwave Engineering, <https://www.eetimes.com/multiband-ofdm-why-it-wins-for-uw/>, 11 Haziran 2016.
25. Batra, A., Balakrishnan, J. ve Dabak, A., Multi-Band OFDM: a New Approach for UWB, 2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (IEEE Cat. No. 04CH37512), May 2004, Vancouver, BC, Canada, 365-368.
26. Batra, A., Balakrishnan, J., Dabak, A., Gharpurey, R., Lin, J., Fontaine, P., vd., Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a: Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing, IEEE 802.15, 2004.
27. Ecma International, Ecma-368 High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, IEEE Std, Geneva, 2008.
28. Yang, R. ve Sherratt, R., S., Novel Applications of the UWB Technologies, (Chapter:1) Multiband OFDM Modulation and Demodulation for Ultra Wideband Communications, Boris Lembrikov (Editör), First Edition, IntechOpen, Rijeka, 2011.

29. Parajuli, S. ve Mishra, B., Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing Based Ultra Wideband System, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), 2, 6 (2012) 922-924.
30. Batra, A. ve Balakrishnan, J., Improvements to The Multi-Band OFDM Physical Layer, 2006 3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference, Jan. 2006, Las Vegas, USA, 701-705.
31. Batra, A., Balakrishnan, J., Aiello, G., R., Foerster, J., R. ve Dabak, A., Improvements to The Multi-Band OFDM Physical Layer, IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, 52, 9 (2004) 2123-2138.
32. Awwal, I., S., Simulation of Error Correction Codes, MS Thesis, Ahmadu Bello University, Zaria, 2012.
33. Goldsmith, A., Wireless Communications, First Edition, Cambridge University Press, New York, 2005.
34. Jemibewon, A., A Smart Implementation of Turbo Decoding for Improved Power Efficiency, MS Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2000.
35. Yakut, S., Haberleşme Sistemlerinde Gözü Kapalı Turbo Denkleştirme Algoritmalarının Geliştirilmesi, Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2011.
36. Meyer, J., Convolution Decoder Using the Viterbi Algorithm, U.S. Patent and Trademark Office, U.S. Patent No 5,802,115, Washington DC, 1998.
37. Huang, F., Evaluation of Soft Output Decoding for Turbo Codes, MS Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 1997.
38. Smalley, D., Equalization Concepts : A Tutorial Application Report, Texas Instruments Inc., Dallas, 1994.
39. Valkam, M. ve Renfors, M., ELT-43008 Digital Communication, 2020.
40. Sharma, P., Gupta, P. ve Singh, P., K., Performance Comparison of ZF, LMS and RLS Algorithms for Linear Adaptive Equalizer, International Journal of Advanced Computer Science and Applications, 4, 6 (2014) 587-592.
41. Karan, Y. ve Kahveci, S., LMS and RLS Equalizer Performances of Ultra Wideband System in Body Area Network Channel, 2016 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), May 2016, Zonguldak, Türkiye, Bildiriler Kitabı, 285-288.

42. Coleri, S., Ergen, M., Puri, A. ve Bahai, A., Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems, IEEE Transactions on broadcasting, 48, 3 (2002) 223-229.
43. Zheng, Y., R. ve Xiao, C., Frequency-Domain Channel Estimation and Equalization for Broadband Wireless Communications, 2007 IEEE International Conference on Communications, Aug. 2007, Glasgow, UK, 4475-4480.
44. Pancaldi, F., Vitetta, G., M., Kalbasi, R., Al-Dhahir, N., Uysal, M. ve Mheidat, H., Single-Carrier Frequency Domain Equalization, IEEE Signal Processing Magazine, 25, 5 (2008) 37-56.
45. Zheng, Z., W., Channel Estimation and Channel Equalization for the OFDM-based WLAN Systems, 2010 International Conference on E-Business and E-Government, May 2010, Guangzhou, China, 1691-1694.
46. Andrews, J., G., Ghosh, A. ve Muhamed, R., Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking, First Edition, Pearson Education, Upper Saddle River, NJ, 2007.
47. Dahlman, E., Parkvall, S. ve Skold, J., 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, Second Edition, Academic Press, Waltham, MA, 2014.
48. Şaylı, O., Doğan, H. ve Panayırıcı, E., Spline Interpolation Based Channel Estimation for ACO-OFDM over Visible Light Channels, 2016 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), May 2016, Zonguldak, Türkiye, Bildiriler Kitabı, 333-336.
49. Wang, J., B., Jiao, Y., Dang, X., Y., Chen, M., Xie, X., X. ve Cao, L., L., Training Sequence Based Channel Estimation for Indoor Visible Light Communication System, Optoelectronics Letters, 7, 3 (2011) 213-216.
50. Hira, A., Sakib, N., Sarker, N., Mollah, M., N., Mohamed, S., B. ve Rashid, M., A., A Novel Approach to Signal Encryption: Improved Version of Conventional Direct Sequence Spread Spectrum Scheme, Advanced Science Letters, 20, 10-12 (2014) 1824-1828.
51. Alamouti, S. M., A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16, 8 (1998) 1451-1458
52. Jootar, J., Zeidler, J., R. ve Proakis, J., G., Performance of Alamouti Space-Time Code in Time-Varying Channels with Noisy Channel Estimates, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Mart 2005, New Orleans, LA, USA, 498-503.
53. Yazdandoost, K. ve K. Sayrafian-Pour, IEEE P802. 15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)-Channel Model for Body Area Network (BAN), IEEE P802, 2010.

54. Cotton, S., L., D'Errico, R. ve Oestges, C., A Review of Radio Channel Models for Body Centric Communications, Radio Science, 49, 6 (2014) 371-388.
55. Fort, A., Desset, C., De Doncker, P., Wambacq, P. ve Van Biesen, L., An Ultra-Wideband Body Area Propagation Channel Model - From Statistics to Implementation, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54, 4 (2006) 1820-1826.
56. Zasowski, T., Meyer, G., Althaus, F., ve Wittneben, A., UWB Signal Propagation at The Human Head, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54, 4 (2006) 1836-1844.
57. Zhang, Y., P. ve Li, Q., Performance of UWB Impulse Radio with Planar Monopoles Over On-Human-Body Propagation Channel for Wireless Body Area Networks, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 55, 10 (2007) 2907-2914.
58. Chang, W., J., Tarng, J., H. ve Peng, S., Y., Frequency-Space-Polarization on UWB MIMO Performance for Body Area Network Applications, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 7 (2008) 577-580.
59. Wang, Q., Tayamachi, T., Kimura, I. ve Wang, J., An On-Body Channel Model for UWB Body Area Communications for Various Postures, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 57, 4 (2009) 991-998.
60. Zasowski, T. ve Wittneben, A., Performance of UWB Receivers with Partial CSI Using a Simple Body Area Network Channel Model, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 27, 1 (2009) 17-26.
61. Hall, P., S. ve Hao, Y., Characterization of Wireless Channels on the Human Body, Radio Science, 335 (2010) 12-25.
62. Sani, A., Alomainy, A., Palikaras, G., Nechayev, Y., Hao, Y., Parini, C. ve Hall, P., S., Experimental Characterization of UWB On-Body Radio Channel in Indoor Environment Considering Different Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 58, 1 (2010) 238-241.
63. Katsu, K., Anzai, D. ve Wang, J., Performance Evaluation on Correlation Detection and Energy Detection for Ultra Wideband-Impulse Radio Communication with Multi-Pulse Position Modulation Scheme in Implant Body Area Networks, IET Communications, 7, 13 (2013) 1430-1436.
64. Anzai, D., Katsu, K., Chavez-Santiago, R., Wang, Q., Plettemeier, D., Wang, J. ve Balasingham, I., Experimental Evaluation of Implant UWB-IR Transmission with Living Animal for Body Area Networks, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 62, 1 (2013) 183 - 192.

65. Garcia-Serna, R., G., Garcia-Pardo, C. ve Molina-Garcia-Pardo, J., M., Effect of The Receiver Attachment Position on Ultrawideband Off-Body Channels, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 14, (2015) 1101-1104.
66. Liu, H., Sarrazin, J., Deshours, F., Mavridis, T., Petrillo, L., Liu, Z., De Doncker, P. ve Benlarbi-Delai, A., Performance Assessment of IR-UWB Body Area Network (BAN) Based On IEEE 802.15.6 Standard, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 15, (2016) 1645-1648.
67. Niemelä, V., Hämäläinen, M. ve Inatti, J., On IEEE 802.15.6 IR - UWB Receivers – Simulations for DBPSK Modulation, 2013 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), July 2013, Osaka, Japan, 1676-1679
68. Xiao-fei, K. ve Bai-ping, L., The BER Performance Analysis and Simulation of RAKE Receiver for UWB Systems, 2014 IEEE Workshop on Advanced Research and Technology in Industry Applications (WARTIA), Sept. 2014, Ottawa, ON, Canada, 267-269.
69. Amouri, B. and Ghanem, K. ve Kaddeche, M., Hybrid Relay Selection-Based Scheme for UWB Bans Combining MB-OFDM and Decode-And-Forward Cooperative Architectures, Electronics Letters, 52, 24 (2016) 2017-2019.
70. Shimizu, Y., Furukawa, T., Anzai, D., ve Wang, J., Performance Improvement by Transmit Diversity Technique for Implant Ultra-Wideband Communication, IET Microwaves, Antennas and Propagation, 10, 10 (2016) 1106-1112.
71. Wang, S., Ji, Y., Gibbins, D. ve Yin, X., Impact of Dynamic Wideband MIMO Body Channel Characteristics on Healthcare Rehabilitation of Walking, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 16 (2016) 505-508.
72. Sangodoyin, S. ve Molisch, A., F., Impact of Body Mass Index on Ultrawideband MIMO BAN Channels - Measurements and Statistical Model, IEEE Transactions on Wireless Communications, 17, 9 (2018) 6067-6081.
73. Lim, H., B., Baumann, D. ve Li, E., P., A Human Body Model for Efficient Numerical Characterization of UWB Signal Propagation in Wireless Body Area Networks, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 58, 3 (2010) 689-697.
74. Rhee, W., Xu, N., Zhou, B. ve Wang, Z., Low Power, Non Invasive UWB Systems for WBAN and Biomedical Applications, 2010 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Dec. 2010, Jeju, South Korea, 35-40.
75. Movassaghi, S., Arab, P. ve Abolhasan, M., Wireless Technologies for Body Area Networks: Characteristics and Challenges, International Symposium on

Communications and Information Technologies (ISCIT), Oct. 2012, Gold Coast, QLD, Australia, 42-47.

76. Yuce, M., R., Implementation of Wireless Body Area Networks for Healthcare Systems, Sensors and Actuators A: Physical, 162, 1 (2010) 116-129.
77. Yuce, M., R., Keong, H., C. ve Chae, M., S., Wideband Communication for Implantable and Wearable Systems, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 57, 10 (2009) 2597-2604.
78. Keong, H., C. ve Yuce, M., R., UWB-WBAN Sensor Node Design, 2011 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Aug. 2011, Boston, MA, USA, 2176-2179.
79. Keong, H., C., Thotahewa, K., M., S. ve Yuce, M., R., Transmit-Only Ultra Wide Band Body Sensors and Collision Analysis, IEEE Sensors Journal, 13, 5 (2013) 1949-1958.
80. Kumpuniemi, T., Tuovinen, T., Hamalainen, M., Yazdandoost, K., Y., Vuohthoniemi, R. ve Iinatti, J., Measurement-Based On-Body Path Loss Modelling for UWB WBAN Communications, 2013 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT), Mar. 2013, Tokyo, Japan, 233-237.
81. Zhao, M., J., Li, B. ve Wu, Z., H., 20-pJ/Pulse 250 Mbps Low-Complexity CMOS UWB Transmitter for 3 – 5 GHz Applications, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 23, 3 (2013) 158-160.
82. Barraj, I., Trabelsi, H., Masmoudi, M., Bouzid, A., ve Djebou, A., Design of Low Power IR-UWB Transmitter for Healthcare Monitoring Applications, 2013 International Conference on Computer Medical Applications (ICCMA), Jan. 2013, Sousse, Tunisia, 1-6.
83. Al-Adwany, M., A., S., UMTS Performance in Vicinity of UWB BAN Healthcare System, IEEE Middle East Conference on Antennas and Propagation (MECAP 2010), Oct. 2010, Cairo, Egypt, 1-4.
84. Fatehy, M. ve Kohno, R., Body Area Networks Performance Analysis Using UWB, 2013 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), July 2013, Osaka, Japan, 1218-1221.
85. Yamasue, K., Takizawa, K., Sodeyama, K., Sugimoto C. ve Kohno, R., Vital Sign Monitoring by Using UWB Body Area Networks in Hospital and Home Environments, 2012 6th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT), Mar. 2012, La Jolla, CA, USA, 1-4.
86. Li, H. ve Hamaguchi, K., A Prototype BAN for Medical and Healthcare Monitoring Based on High Band UWB, 2011 The 14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Oct. 2011, Brest, France, 1-5.

87. İlarıslan, M., The Desing and Development of Novel Ultra-Wide Band (UWB) Antenna and Filter Units for RF Front-End Applications, PhD Thesis, Y.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, 2014.
88. Güner, H., B., Monitoring of Cardio Rtythm with Accelerometer (Accelero-Cardio-Gram-ACG) over Wireless Body Area Network, MS Thesis, I.T.U., Institute of Science And Technology, 2011.
89. Kırbaşı, İ., Dinamik Lider Düğüm ve Çakışma Önleme Temelli Kablosuz Vücut Alan Ağı OEK Protokolü Tasarımı ve Gerçeklemesi, Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2013.
90. Maşazade, E., Instantaneous BER Estimation Based Link Adaptation and Scheduling in Multi-Band OFDM UWB WPANS, MS Thesis, Sabancı University, Graduate School of Engineering and Natural Sciences, 2006.
91. Yesbek, S., M., Kablosuz Algılayıcı Ağlarında UWB Tekniğı Kullanılarak Enerji Tasarrufu Sağlanması, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008.
92. Suveren, M., Ultra Geniş Bant (UGB) Kablosuz Sistemlerin Vücut İçi Ortamlarda Kullanımı ve Mesafe Ölçüm Hatalarının Modellenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2015.
93. Artunç, T., C., The Design and Application of an UWB-Based Indoor Positioning System, MS Thesis, I.T.U., Graduate School of Science Engineering And Technology, 2017.
94. Erdöl, H., IEEE 802.15.6 Standardı Kablosuz Vücut Alan Ağı Haberleşmesi, Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, 2016.
95. Özderya, H., Y., Uzaktan Hasta Takip Sistemi için IEEE 802.15.6 Esaslı Kablosuz Vücut Alan Ağı Haberleşmesinin Gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, 2017.
96. Molisch, A., F., Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 54, 5 (2005) 1528-1545.
97. Cassioli, D., Win, M., Z. ve Molisch, A., F., The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: from statistical Model to Simulations, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 20, 6 (2003) 1247-1257.
98. Sawada, H., Aoyagi, T., Takada, J., Yazdandoost K., Y. ve Kohno, R., Body Area Network (BAN) Channel Model Document, IEEE P802.15-08-0576-00-0006, Aug. 2008.

99. Takizawa, K., Aoyagi, T., Takada, J., I., Katayama, N., Yekeh, K., Takehiko, Y., ve Kohno, K., R., Channel Models for Wireless Body Area Networks, 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Aug. 2008, Vancouver, BC, Canada, 1549-1552.
100. Foerster, J., R., Pendergrass, M. ve Molisch, A., F., A Channel Model for Ultrawideband Indoor Communication, 2003, <http://www.merl.com/reports/docs/TR2003-73.pdf>, 11 Haziran 2016.
101. Smith, D., B. ve Hanlen, L., W., Ultra-Low-Power Short-Range Radios, Channel Modeling for Wireless Body Area Networks, First Edition, Springer International Publishing Switzerland, 2015, 25-55.
102. Ketterl, T., P., Arrobo, G., E., Sahin, A., Tillman, T., J., Arslan, H. ve Gitlin, R., D., In Vivo Wireless Communication Channels, 2012 IEEE Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), June. 2012, Cocoa Beach, FL, USA 1-3.
103. Molisch, A., F., Foerster, J., R. ve Pendergrass, M., Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks, IEEE Wireless Communications, 10, 6 (2003) 14-21.
104. Batra, A., Balakrishnan, J., Aiello, G., R., Foerster, J., R. ve Dabak, A., Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52, 9 (2004) 2123-2138.
105. Ahmadi-Shokouh, J. ve Qiu, R., C., Ultra-wideband (UWB) Communications Channel Measurements - A Tutorial Review, International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems, 1, 1 (2009) 1-31.
106. Bari, R., D., Abbasi, Q., H., Alomainy, A. ve Hao, Y., An Advanced UWB Channel Model for Body-Centric Wireless Networks, Progress In Electromagnetics Research, 136, (2013) 79-99.
107. Pomalaza-Ráez, C. ve Taparugssanagorn, A., Ultra Wideband-Current Status and Future Trends, (Chapter:5) The UWB Channel in Medical Wireless Body Area Networks (WBANs), Mohammad Abdul Matin (editör), First Edition, IntechOpen, Rijeka, 2012, 85-102.
108. Proakis J., G. ve Salehi, M., Communication Systems Engineering, Second Edition, Prentice Hall, New Jersey, 1994.
109. Park, K., H., Sung, H., K. ve Ko, Y., C., BER Analysis of Dual Carrier Modulation Based on ML Decoding, 2006 Asia-Pacific Conference on Communications, Dec. 2006, Busan, South Korea, 1-4.
110. Wu, T. ve Chen, T., Dual Carrier Modulation in Channel Aggregation for 60GHz WLAN System, IEEE Wireless Communications Letters, 7, 5 (2018) 792-795.

111. Kondoju, S., K., Mani, V., V. ve Bose, R., Exact BER Analysis of DCM for Multiband OFDM-UWB System over Uncorrelated Nakagami-M Fading Channels, 2014 IEEE International Conference on Ultra-WideBand (ICUWB), Nov. 2014, Paris, France, 473-478.
112. Kondoju, S., K. ve Mani, V., V., Outage And BER Analysis Of Dual-carrier Modulation Over Frequency-Selective Nakagami-m Fading Channels, COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 36, 1 (2017) 90-107.
113. Feng, Y., Zhang, B., Zhi, C., Liu, K., Liu, W., Shen, F., Qiao, C., Zhang, J., Fan, Y. ve Yang, X., A 20.8-Gbps Dual-Carrier Wireless Communication Link in 220-GHz Band, China Communications, 18, 5 (2021) 210-220.
114. Ferdous, A., R., Bit Error Rate Performance Evaluation of An Ultra Wide Band Communication System with Dual Carrier Modulation and Space Diversity., MS Thesis, Bangladesh University of Engineering And Technology, Dhaka, 2019.
115. Karan, Y. ve Kahveci S., QPSK-dual Carrier Modulation for Ultra-wideband Communication in Body Area Network Channels, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 27, 4 (2019) 2526-2540.
116. Karan, Y. ve Kahveci, S., Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama Çift Taşıyıcı Modülasyonun Teorik Bit ve Sembol Hata Oranlarının Çıkarımı, 2019 27th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), Nisan 2019, Sivas, Türkiye, Bildiriler Kitabı, 1-4.
117. Barry, J., R., Lee, E., A. ve Messerschmitt, D., G., Digital Communication, Third Edition, Springer Science & Business Media, New York, NY, 2004.
118. <http://www.dsplog.com/2008/10/16/alamouti-stbc/>, Sankar, K., DSPLOG Signal Processing for Communication, 23 Nisan 2021
119. Roy, R., K. ve Roy, T., K., BER Analysis of MIMO-OFDM System Using Alamouti STBC and MRC Diversity Scheme over Rayleigh Multipath Channel, Global Journal of Research in Engineering, 13, 13 (2013) 14-24.
120. Nandi, S., Nandi, A. ve Pathak, N., N., Performance Analysis of Alamouti STBC MIMO OFDM for Different Transceiver System, 2017 International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS), Dec. 2017, Palladam, India, 883-887.
121. Qomarrullah, R., Mustika, I., W. ve Dharmanto, S., Performance Comparison of SISO and MIMO-OFDM Based on SDR Platform, 2017 3rd International Conference on Science and Technology-Computer (ICST), July 2017, Yogyakarta, Indonesia, 883-887.

ÖZGEÇMİŞ

Kocaeli Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünden Elektronik ve Haberleşme Mühendisi unvanıyla mezun oldu. 1416 sayılı kanun kapsamında Milli Eğitim Bakanlığı tarafından verilen burs ile Amerika Birleşik Devletleri'nde bulunan University of Rochester Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümünde 2007 yılında yüksek lisans eğitimine başlayıp 2009 yılında tamamlamıştır. 2009-2010 yıllarında yaklaşık bir yıl İstanbul İl Milli Eğitim Müdürlüğünde çalışmıştır. 2010 yılından itibaren önceki ismi ile Rize Üniversitesi, 2014 yılı itibarıyla Recep Tayyip Erdoğan Üniversitesi Fen-Edebiyat Fakültesi Fizik bölümünde çalışmaktadır. 2016 yılında Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümüne öğretim görevlisi olarak görevlendirilmiştir. Halen aynı yerde çalışmaktadır. İyi derecede İngilizce bilmektedir. Evli ve bir çocuk babasıdır.

Uluslararası hakemli dergilerde yayınlanan makaleler (SCI/SCI-E)

1. Karan, Y. ve Kahveci, S., QPSK-Dual carrier modulation for ultra-wideband communication in body area network channels, Turkish Journal of Electrical Engineering And Computer Sciences, 27, (2018), 53-69.
2. Karan, Y., Şaylı, O. ve Kahveci, S., OFDM performance of ultra wideband in wireless body area network channel, Acta Physica Polonica A, 132, (2017), 574-576.

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler

1. Karan, Y. ve Kahveci, S., Extraction of theoretical bit and symbol error rates of dual carrier modulation with QPSK, 27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), April 2019, Sivas, Turkey, 100-104.
2. Karan, Y. ve Kahveci, S., Dual carrier modulation ultra-wideband communication in body area network channel, 1st International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies, Tokat, Turkey, November 2017, 68.
3. Karan, Y., Sayli, O. ve Kahveci, S., OFDM performance of ultra wideband in wireless body area network channel, 3rd International Conference on Computational and Experimental Science and Engineering (ICCESN), Antalya, Turkey, October 2016, 242.
4. Karan, Y. ve Kahveci, S., LMS and RLS equalizer performances of ultra wideband system in body area network channel, 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), Zonguldak, Turkey, May 2016, 285-288.