



İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN
MODÜLASYON TANIMA**

Murat KARABACAK
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman
Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN

Temmuz, 2010

İSTANBUL



İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN
MODÜLASYON TANIMA**

Murat KARABACAK
Elektrik - Elektronik Mühendisliği
Anabilim Dalı

Danışman
Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN

Temmuz, 2010

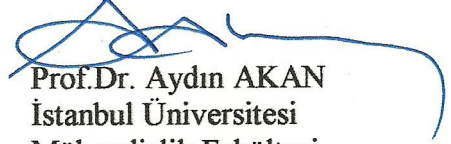
İSTANBUL

Bu çalışma 16/07/2010 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik - Elektronik Mühendisliği programında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

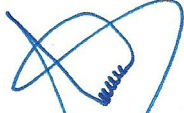
Tez Jürisi



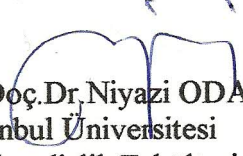
Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof.Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof.Dr. Ahmet SERTBAŞ
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Y.Doç.Dr.Niyazi ODABAŞIOĞLU
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Y.Doç.Dr. Ertuğrul SAATÇI
İstanbul Kültür Üniversitesi
Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi

Bu tez Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumunun (TUBİTAK) 108E054 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Tez çalışmalarım sırasında her türlü desteğini ve yardımlarını esirgemeyen çok değerli hocam Prof. Dr. Hakan Ali Çırpan'a en içten teşekkürlerini sunarım. Kendisinin bana kazandırdığı yeni ufuklar için ikinci teşekkürü bir borç bilirim. Bu tez konusunun oluşmasında ve tez içeriğinde katkıda bulunan hocam Dr. Hüseyin Arslan'a katkılarından dolayı teşekkür ederim. Ayrıca bu çalışmamda, bana yol gösteren ve beni destekleyen, Bahattin Karakaya ve Azime Can'a da teşekkürlerimi sunarım.

Şunu da eklemek isterim ki, bu zamana kadar benden maddi ve manevi desteklerini hiç esirgemeyen aileme benim için yaptıkları fedakârlıklardan dolayı minnettar kaldığımı bildirir ve onlara şükranlarımı sunarım.

Temmuz, 2010

Murat KARABACAK

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	I
İÇİNDEKİLER.....	II
ŞEKİL LİSTESİ	IV
TABLO LİSTESİ.....	V
KISALTMA LİSTESİ	VI
SEMBOL LİSTESİ.....	VIII
ÖZET	X
SUMMARY.....	XI
1. GİRİŞ.....	1
1.1. KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ	1
1.2. TEZİN KAPSAMI	3
2. GENEL KISIMLAR	5
2.1. DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (OFDM)	5
2.2. UYARLANABİLİR MODÜLASYON	8
2.3. MODÜLASYON TANIMA YÖNTEMLERİ.....	10
3. MALZEME VE YÖNTEM.....	12
3.1. KESTİRİM YÖNTEMİ.....	12
3.2. SEMBOL HARİTASI BİLİNMEDİĞİ DURUM İÇİN MODÜLASYON TANIMA.....	13
3.3. UYARLANABİLİR PİLOT TABANLI MODÜLASYON TANIMA	19
4. BULGULAR.....	24
4.1. SEMBOL HARİTASININ BİLİNMEDİĞİ DURUM İÇİN MODÜLASYON TANIMA ALGORİTMASININ BİLGİSAYAR BENZETİMİ.....	24

4.2. UYARLANABİLİR PİLOT TABANLI MODÜLASYON TANIMA ALGORİTMASININ BİLGİSAYAR BENZETİMİ	28
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	34
KAYNAKLAR	36
ÖZGEÇMİŞ	39

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	: FDMA ile OFDM arasındaki band farkı	6
Şekil 2.2	: OFDM sistemi için blok diyagramı.....	7
Şekil 3.1	: 16 seviyeli modülasyon için örnek sembol haritaları.....	14
Şekil 4.1	: Birinci algoritma için modülasyon seviyesi yanlış belirleme olasılığı ...	24
Şekil 4.2	: Birinci algoritma için sembol haritası kestirimi başarımı	25
Şekil 4.3	: Birinci algoritma için giriş değerlerinin sembol haritası kestirimine etkisi (SGO=0dB).....	26
Şekil 4.4	: Birinci algoritma için giriş değerlerinin sembol haritası kestirimine etkisi (SGO=10dB)	27
Şekil 4.5	: Birinci algoritma için giriş değerlerinin sembol haritası kestirimine etkisi (SGO=20dB).....	27
Şekil 4.6	: İkinci algoritmada BPSK için modülasyon tanıma hata oranı.....	29
Şekil 4.7	: İkinci algoritmada QPSK için modülasyon tanıma hata oranı	29
Şekil 4.8	: İkinci algoritmada 16QAM için modülasyon tanıma hata oranı	30
Şekil 4.9	: İkinci algoritmada 64QAM için modülasyon tanıma hata oranı	30
Şekil 4.10	: İkinci algoritmada modülasyon tanıma hata oranı	31
Şekil 4.11	: İkinci algoritmada QPSK için yanlış karar verme oranları	32
Şekil 4.12	: İkinci algoritmada 16QAM için yanlış karar verme oranları	32
Şekil 4.13	: İkinci algoritmada 64QAM için yanlış karar verme oranları	33

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1	: OFDM sistemleri için en yüksek 10^{-3} bit hata oranını sağlayan örnek modülasyon uyarlama tablosu.....	9
Tablo 3.1	: Sembol haritası bilinmediği durumda modülasyon tanıma algoritmasının adımları.....	17
Tablo 3.2	: Örnek pilot setleri ve ilişkili modülasyon tipleri	19
Tablo 3.3	: Uyarlanabilir pilot tabanlı modülasyon tanıma algoritmasının adımları.	23

KISALTMA LİSTESİ

1G	Birinci Nesil / First Generation
16QAM	16'lı Dik Genlik Modülasyonu / 16 Quadrature Amplitude Modulation
2G	İkinci Nesil / Second Generation
3G	Üçüncü Nesil / Third Generation
4G	Dördüncü Nesil / Fourth Generation
64QAM	64'lü Dik Genlik Modülasyonu / 64 Quadrature Amplitude Modulation
BPSK	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Binary Phase Shift Keying
CDMA	Kod Bölmeli Çoklu Erişim / Code Division Multiple Access
CP	Çevrimsel Önek / Cyclic Prefix
DFT	Ayrık Fourier Dönüşümü / Discrete Fourier Transform
EM	Beklenti Yükseltme / Expectation Maximization
FDD	Frekans Bölmeli Çiftleme / Frequency Division Duplex
FDMA	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim / Frequency Division Multiple Access
FM	Frekans Modülasyonu / Frequency Modulation
ISI	Semboller arası Girişim / Inter-Symbol Interference
MAP	Maksimum Sonsal Olasılık / Maximum A Posterior
ML	Maksimum Olabilirlik / Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Ortalama Karesel Hata / Minimum Mean Square Error
OFDM	Dik Frekans Bölmeli Çoğullama / Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PSK	Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Phase Shift Keying
QAM	Dik Genlik Modülasyonu / Quadrature Amplitude Modulation

QPSK	Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Quadrature Phase Shift Keying
SC-FDMA	Tek Taşıyıcı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim / Single Carrier Frequency Division Multiple Access
TDD	Zaman Bölmeli Çiftleme / Time Division Duplex
TDMA	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim / Time Division Multiple Access

SEMBOL LİSTESİ

- a : Sembol haritasındaki bir sembol konumu
- A_u : u indeksli modülasyon tipinin sembol haritası vektörü
- C_n : Gürültü vektörünün covaryans matrisi
- C_h : Kanal darbe yanıtının covaryans matrisi
- d : Vericiden gönderilen bilgi sembolü
- d_{min} : Semboller arası minimum uzaklık
- F : DFT matrisi
- F_p : Pilot konumlarındaki satırlarını içeren alt DFT matrisi
- h : Kanal darbe yanıtı vektörü
- H_k : k . alt taşıyıcıdaki kanal frekans cevabı
- I_N : $N \times N$ birim matris
- k : OFDM sembolünün alt taşıyıcı indeksi
- K_p : Pilot sayısı
- L : Kanal darbe yanıtı vektörü uzunluğu
- m_u : u . modülasyon tipi
- M_u : u . modülasyon seviyesi
- N : Bir OFDM sembolündeki alt taşıyıcı sayısı
- n : Gürültü vektörü
- n_k : k . alt taşıyıcıdaki toplamsal gürültü
- n_p : Pilot konumlarındaki gürültü vektörü
- P : Pilot sembol vektörü

- \mathbf{r} : Alınan sinyal vektörü
 r_k : k . alt taşıyıcıda alınan sinyal
 \mathbf{r}_p : Pilot konumlarında alınan sinyal vektörü
 \mathbf{s} : Gönderilen sembol vektörü
 s_k : k . alt taşıyıcıda gönderilen sembol
 t : Zaman
 T_s : Bir OFDM sembol uzunluğu
 u : Modülasyon tipi indeksi
 \mathbf{X} : Gönderilen sinyal vektörünün diyagonal matrisi
 \mathbf{X}_p : Gönderilen pilot sembollerinin diyagonal matrisi
 $Y(t)$: t anındaki temel band OFDM sinyali
 γ : Toplam modülasyon tipi sayısı
 θ : Kestirmek istenen parametre
 $\hat{\theta}$: Kestirim sonucu
 ρ : İkinci algoritmanın hedef fonksiyonu
 σ^2 : Gürültünün varyansı
 φ : Birinci algoritmanın hedef fonksiyonu
 $(\)^H$: Matrisin ya da vektörün eşleniğinin devriği

ÖZET

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MODÜLASYON TANIMA

Hızla gelişen iletişim sistemlerinde, şu anki gelişmelerin odak noktası dördüncü nesil (4G) iletişim sistemleri olmuştur. Bu nesilde kullanılması planlanan uyarlanabilir modülasyon teknikleri kanalın verimli kullanılmasını sağlamaktadır. Ancak modülasyon tipi değiştirilmeden önce alıcıya yeni modülasyon tipinin bildirilmesi gerekmektedir. Bu işlem kanal kapasitesi gerektirir. Modülasyon tanıma yöntemleri ise bu gerekliliği ortadan kaldırır ve iletim kapasitesinin artmasını sağlar. Sinyal özelliklerine veya istatistiksel özelliklere dayanan modülasyon tanıma algoritmaları literatürde mevcuttur [1]. Tez kapsamında, bu nesilde öne çıkan dik frekans bölümlü çoğullama (OFDM) tekniği için modülasyon tanıma algoritmaları geliştirilmiştir. Bu algoritmalar, bir istatistiksel metot olan maksimum sonsal olasılık (MAP) yöntemi ile geliştirilmişlerdir.

Geliştirilen modülasyon tanıma algoritmalarından biri, klasik modülasyon tanıma algoritmalarından farklı olarak alıcıda sembol haritasının da bilinmediği durumda çalışabilmektedir. Sembol haritaları düşük seviyeli modülasyon tipleri için sabit kabul edilebilirken yüksek seviyeli modülasyon tiplerinde çeşitlilik göstermektedir. Bu nedenle alıcıya sembol haritalarının daha önceden gönderilmesi gerekmektedir. Ancak sinyalin kaynağının bilinmediği durumda sinyalin olası sembol haritalarının bilinmesi zordur. Geliştirilen algoritma bu durumda önem kazanmaktadır. Bu nedenle algoritma, daha çok akıllı radyo (cognitive radio) uygulamaları ve askeri uygulamalarda kullanım için uygundur.

Diğer algoritma ise zaten kanal kestirimi için kullanılan OFDM alt taşıyıcılarına yerleştirilmiş pilot sembolleri uyarlanabilir yaparak modülasyon bilgisini bu pilot sembollerle ilişkilendirir. Böylece kanal kestirimi ile birlikte daha doğru bir modülasyon tanıma işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu işlem sırasında, pilot sayısı değiştirilmediğinden kanal kestiriminde bir kayıp söz konusu değildir. Bu algoritma basit yapısı nedeniyle herhangi bir OFDM sistemine kolaylıkla uygulanabilir.

SUMMARY

MODULATION IDENTIFICATION FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

Fourth generation (4G) communication systems have become focus of the current developments in the communication systems. In this generation, adaptive modulation techniques are planned to be used for effective usage of the communication channel. Before changing the modulation type, the receiver has to be notified to demodulate the transmitted data correctly. This notification process requires channel capacity. However, modulation identification methods eliminate this requirement and allow the increase of transmission capacity. Feature or statistical based modulation identification algorithms are presented in [1]. In this thesis, modulation identification algorithms are developed for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems which are featured systems to be used in the 4G. These algorithms are developed by maximum a posterior probability (MAP) which is a statistical method.

In the one of the presented algorithms, we extend the modulation identification problem into a form where no *priori* information is available about the constellation map. Constellation map can be assumed as one constant map for every low-level modulation but it cannot be assumed for high-level modulations because it can vary for same level. Therefore, constellation map should be sent to the receiver. However, when the signal comes from unknown source, this presented algorithm becomes valuable to identify modulation type. Therefore, the algorithm is useful in Cognitive radio or military applications.

The second presented modulation identification algorithm identifies the modulation and estimates the channel by embedding modulation information into pilot symbols. These pilots are already in an OFDM symbol for channel estimation. The modulation information is added by adapting the pilot symbols for every modulation type. Thus, more accurate modulation identification with channel estimation is carried out. Because the number of pilot symbols does not change during the process, there is no loss in the channel estimation. The algorithm can be applied easily to any OFDM system due to its simplicity.

1. GİRİŞ

1.1. KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ

Zamanın başlangıcından beri insanlar birbirleriyle uzak iletişim kurabilme çabası içindedirler. Bilinen ilk uzak mesafe iletişimi duman, bayrak vs. gibi araçlar yardımıyla yapmaktaydı. Daha uzak mesafeler için postacılar veya eğitilmiş güvercinler kullanılırdı. Elektriğin bulunmasından sonra elektrik telleri üzerinden Morse alfabesi ile iletişim gerçekleştirildi. Bunun üzerine Avrupa ile Amerika arasındaki iletişimi sağlamak amacıyla Atlantik okyanusuna iki kez elektrik teli çekildi. 1900'lü yıllarda sinyallerin birbiriyle çarpılarak modülasyonun oluşturulması ile birlikte Morse alfabesi yerine ses iletimine geçildi [2]. Ayrıca elektrik ileten telin manyetik alan oluşturduğunun keşfedilmesiyle ve devre parçalarındaki gelişmeler sayesinde kablosuz iletişime geçiş mümkün oldu. İletişim sistemlerinde gerçekleşen hızlı gelişmeler, bu sistemlerin nesillere ayrılmasına neden olmuştur. Her nesilde kullanıcıya daha kaliteli, hızlı ve güvenli iletişim sunuldu ve sunulmaya devam etmektedir.

Birinci nesil (1G) iletişim sistemleri, analog frekans modülasyonu (FM) kullanarak hücreli iletişimi sağlamaktaydı. Bu sistemler, frekans bölmeleme (FDD) olarak adlandırılan, gezgin kullanıcılara indirme (downlink) ve yükleme (uplink) bağlantısı için iki ayrı frekans bandı sağlayan çoğullama tekniği kullanılmaktaydı. Ayrıca her kullanıcıya farklı frekans bandı verilerek gezgin kullanıcıların aynı anda haberleşme yapabilmelerine olanak sağlayan frekans bölmeleme çoklu erişim (FDMA) 1G sistemlerde kullanılmaktaydı. Frekanstaki bu bandların birbirlerine karışması, bandlar arasına koruma bandı konularak önlenmiştir. NMT (Nordic Mobile Telephone), AMPS (Advanced Mobile Phone System) ve TACS (Total Access Communication System) sistemleri 1G haberleşme sistemlerindedir [3].

Sayısal haberleşme metotlarının gelişmesiyle birlikte, sayısal haberleşmenin analog haberleşmeye göre verimli band kullanabilme, güvenli haberleşebilme ve veri iletebilme gibi üstünlüklerini kullanmak amacıyla ikinci nesil (2G) iletişim sistemleri geliştirildi. Sayısal modülasyonun avantajlarının yanı sıra analog haberleşmeye göre daha düşük kalitede ses iletimi sağlamaktaydı. Bu sistemlerde kullanılan modülasyon türleri GMSK (Gaussian minimum shift keying), $\pi/4$ DQPSK (Differential quadrature phase shift keying) ve BPSK (Binary phase shift keying) olarak sıralanabilir. Ayrıca 2G iletişim sistemlerinde çoğullama tekniği de değiştirildi. Aynı frekans bandında farklı kullanıcılarla farklı zaman aralıklarında haberleşme imkânı sağlayan zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA) kullanılmaktaydı [4]. TDMA'dan sonra geliştirilen ve her kullanıcıya farklı bir kod vererek çoğullama yapan kod bölmeli çoklu erişim (CDMA) de bazı 2G iletişim sistemlerinde kullanılmıştır. CDMA'nın bu sistemlere en büyük getirisi kullanıcılara daha güvenli haberleşme imkânı sağlamış olmasıdır. GSM (Global System for Mobile Communications), CDMAone ve D-AMPS (Digital Advanced Mobile Phone System) sistemleri bu neslin içine giren sistemlerdendir. Geçen seneye kadar Türkiye'de kullandığımız cep telefonu şebekeleri ikinci nesil haberleşme sistemlerinden olup GSM standartlarında çalışmaktaydı.

Gelişen teknoloji ile gezgin kullanıcıların daha hızlı veri iletişimine ihtiyaç duymaları üçüncü nesil (3G) iletişim sistemlerinin çıkışına sebep olmuştur. Bu sistemler sayesinde kullanıcıya yüksek hızla gezgin olarak internete erişme imkânı sunulmuştur. Günümüzde kullandığımız çoğu gezgin iletişim sistemleri, özellikle cep telefonları, 3G haberleşme sistemlerindendir. İlk olarak Japonya'da kullanıma giren 3G haberleşme sistemlerinde çoklu erişim için CDMA'nın geliştirilmiş sürümleri olan W-CDMA, TD-SCDMA veya CDMA2000 kullanılmaktadır [5]. Patent ücreti ödemek için Çin tarafından geliştirilen TD-SCDMA diğer iki sistemden farklı olarak indirme ve yükleme bağlantısı için zaman bölmeli çiftleme (TDD) teknolojisi kullanılmaktadır. İndirme ve yükleme bağlantısında farklı hızların gerekliliği TDD kullanan sistemlerin spektrumu daha verimli kullanmasını sağlamıştır. Bunun yanı sıra TDD kullanan sistemlerde indirme ve yükleme bağlantısı aynı kanalı kullandığından dolayı kanal kestirimi daha

kolay bir şekilde gerçekleştirilmektedir. Ancak TDD kullanan sistemlerin başlıca dezavantajı bu sistemlerde zaman eşlemesi (synchronize) problemi olmasıdır.

Üçüncü nesle benzer şekilde dördüncü nesil (4G) iletişim sistemlerinin çıkma sebebi ise kullanıcıya, yüksek kaliteli resim, video gibi çoklu ortam ürünlerini aktarabilme imkânı sağlamaktır. IP (Internet Protocol) tabanlı ağ yapısı kullanma ve kullanıcıya 100Mbit/s ile 1Gbit/s arasında veri iletişim imkânı sağlama, bu sistemlerin başlıca hedeflerindedir [6]. Gezgini kullanıcıya geniş band iletişim sağlamayı öngören bu sistemlerde öne çıkan dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM) ve tek taşıyıcılı frekans bölmeli çoklu erişim (SC-FDMA) teknikleri frekansta kanal eşitleme yaparak eşitleme için gerekli olan işlem sayısını azaltmaktadır. Kanal durumuna göre uyarlanabilir modülasyon tipi kullanılarak iletim hattının verimli kullanılması da amaçlarından biridir. Ayrıca bu sistemlerde iletişim kalitesini arttırmak için çoklu anten ve gelişmiş kanal kodlama algoritmalarının kullanılması öngörülmektedir. IEEE 802.16m ve LTE (Long Term Evolution) Advanced standartları bu neslin teknolojilerinden olup neslin kullanıcıya vermesi gereken bazı hedefler 3.5G olarak adlandırılan 3G ile 4G arasındaki ara nesilde de görülmektedir.

1.2. TEZİN KAPSAMI

Üç nesildir kablosuz haberleşmede yapılan bu gelişmeler hala yeterli gelmemekte ve dördüncü nesil yukarıda belirtildiği gibi geliştirilmektedir. 4G haberleşme sistemleri standartlarında yer aldığından OFDM üzerinde şu ana kadar ciddi araştırmalar yapılmış ve yapılmaktadır. Aynı şekilde SC-FDMA'da bilim dünyasının dikkatini yeni yeni çekmeye başlamıştır. Geleceğin teknolojisi olan bu modülasyon tekniklerinin isimleri farklı olsa da birbirlerine birçok yönden benzemektedirler. Hatta çoğu OFDM için hazırlanan algoritmalar SC-FDMA için de kolaylıkla uygulanabilir. Bu nedenle tez kapsamında geliştirilen algoritmalarda OFDM sistemleri temel alınmıştır.

Dördüncü neslin getireceği yeniliklerden biri olan, kanal durumuna göre uyarlanabilir modülasyon tekniği kanalın verimli kullanılmasını sağlamaktadır. Ancak gezgin kullanıcıya modülasyon tipinin değişeceğinin bildirilmesi gerekmektedir. Bu gerekliliği ortadan kaldırmak için modülasyon belirleme algoritmaları geliştirilmiştir [1, 7, 8, 9]. Ancak bu algoritmaların çoğu her modülasyon tipinde kullanılacak sembol haritalarının önceden bilindiğini varsaymıştır. Tez kapsamında bu algoritmaların çıkarılış yöntemleri incelenmiş ve yeni algoritmalar geliştirilmiştir. Bunlardan biri, askeri uygulamalarda ve akıllı (cognitive) radyo uygulamalarında önemli yer alabilecek, şu anki modülasyon belirleme algoritmalarının aksine sembol haritası bilinmeden modülasyon tanıma ve sembol haritası kestirimi yapabilen bir algoritmadır. Diğerisi ise, bir OFDM sistemine kolaylıkla eklenebilecek ve kanal için var olan pilot sembolleri modülasyon tipine göre uyarlanabilir yaparak çalışan ve aynı zamanda kanal kestirimine imkân sağlayan pilot tabanlı bir modülasyon belirleme algoritmasıdır.

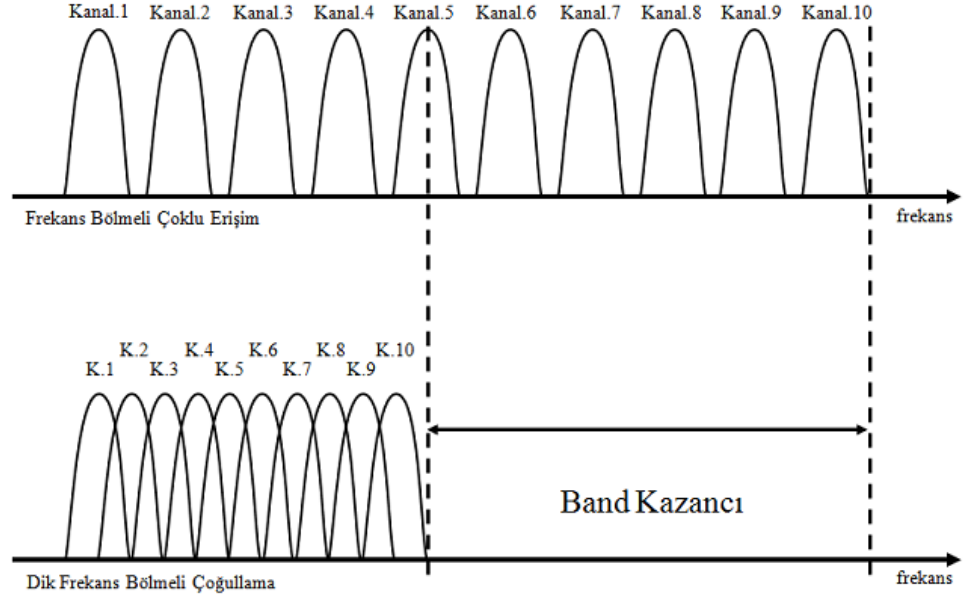
2. GENEL KISIMLAR

2.1. DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (OFDM)

OFDM, veri iletişiminin birbirine dik alt taşıyıcılar üzerinden yapılmasını sağlayan bir iletişim tekniğidir. Bu alt taşıyıcılar birbirlerine çok yakındırlar. OFDM, yüksek hızlı tek bir veri bloğu göndermek yerine, iletilen veri miktarı değişmeden paralel olarak düşük hızlı veri bloklarının gönderilmesini sağlamaktadır. Paralel iletişim nedeniyle sembol süresi artar. Ayrıca OFDM tekniğinin getirdiği diğer bir özellik frekansda eşitleme yapmasıdır. Bu sayede çok yollu frekans seçici kanalların etkileri kolaylıkla giderilebilmektedir.

Kablosuz haberleşmenin en önemli problemlerinden biri olan çok yollu kanallarda OFDM sistemleri başarılı bir şekilde çalışabilmektedir. Çünkü çok yollu kanallardan dolayı semboller arası girişim (ISI) oluşur. OFDM sistemleri ISI'nın verimli bir şekilde üstesinden gelir [10]. Bunun için kanalın maksimum yayma süresi kadar koruma süresi (ZP) ya da çevrimsel önek (CP) eklenebilir.

OFDM sistemlerinde frekansda çoğullama yapılmaktadır. Ancak FDMA sistemlerine göre frekanstaki alt taşıyıcıları daha sık yerleştirilmiştir. Böylece OFDM daha az band genişliği kullanır. Bunu gerçekleştirmek için OFDM birbirine dik alt taşıyıcılar kullanmaktadır ve frekansta alt taşıyıcılar sadece tek bir noktada birbirinden ayrılmaktadırlar. Şekil 2.1' de FDMA ve OFDM'nin alt taşıyıcı yerleşimleri ve aralarındaki band kullanım farkı gösterilmiştir.



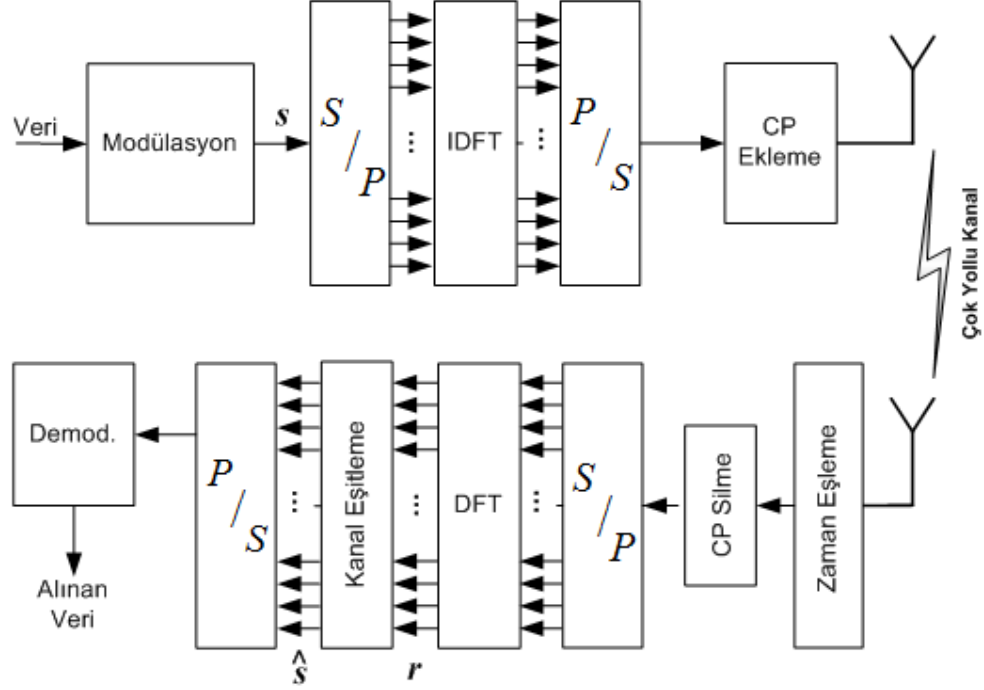
Şekil 2.1: FDMA ile OFDM arasındaki band farkı

OFDM sistemlerinin en zayıf olduğu nokta, zaman eşlemeye ihtiyaç duymalarıdır [10]. Eğer bu işlem doğru gerçekleştirilemezse, ISI'ya ve taşıyıcılar arası girişime (ICI) neden olmaktadır. Bu eşleme işlemi genellikle bir ilişki alıcı ile gerçekleştirilmektedir. Eşleme işleminin doğruluğunu artırmak için pratikte ilk haberleşmeye başlandığında belli bir süredeki işaret tekrarlanır. Alıcı da bu tekrar noktasını ilişki alıcı ile kestirmeye çalışır.

Bir OFDM sinyali, dik genlik modülasyonu (QAM) ya da faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) kullanılarak modüle edilmiş alt taşıyıcıların toplamından meydana gelir. Temel band kompleks OFDM sinyali zamanda aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [11].

$$Y(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T} t\right), 0 \leq t \leq T_s \quad (2.1)$$

Eşitlik (2.1)' de, t zamanı, $Y(t)$ temel band OFDM sinyalini, N alt taşıyıcı sayısını, d gönderilen sembolü ve T_s OFDM sembol süresini temsil etmektedir.



Şekil 2.2: OFDM sistemi için blok diyagramı

Şekil 2.2' de basit bir OFDM sistemi için blok diyagram verilmiştir. Genel olarak bir OFDM sisteminin alıcı ve vericisinde şu işlemler gerçekleşir: Gönderilecek olan veri kanal kodlamaya sokulduktan sonra PSK veya QAM ile modüle edilir. Modüle edilmiş işaretler paralel bir şekilde ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) ya da ters ayrık Fourier dönüşümü (IDFT) işlemine sokularak Fourier dönüşümü yapılır. Böylece modüle edilmiş işaretler paralel taşıyıcılara yüklenmiş olur. Taşıyıcılara bindirilmiş bu işarete CP eklenir ve işaret radyo frekansına çıkarılarak antenden gönderilir. Alıcıya ulaşan sinyal temel banda indirilir. Temel banddaki sinyalde OFDM sembolünün başını bulmak için zaman eşleme yapılır, CP silinir ve taşıyıcılara yüklenen bilgiyi geri elde etmek için işaretin hızlı Fourier dönüşümü (FFT) ya da ayrık Fourier dönüşümü (DFT) alınır. Taşıyıcılardan çıkarılan bu işaretlerle kanal kestirildikten sonra kanalın etkisi

giderilir (kanal eşitleme). Elde ettiğimiz işaretler sembol çözme (demodulation) işlemine sokulur ve ardından kanal kod çözme yapılır.

Şekil 2.2'deki gibi basit bir OFDM sisteminden alıcıya gelen sinyalde k . alt taşıyıcıdaki işaret, başarıyla çalışan zaman eşleme, CP silme ve DFT bloklarından sonra aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$r_k = H_k s_k + n_k \quad (2.2)$$

Burada r_k, H_k, s_k ve n_k sırasıyla k . alt taşıyıcıdaki alınan işareti, kanal frekans yanıtını, iletilen sembolü ve sıfır ortalamalı $2\sigma^2$ varyanslı beyaz Gauss gürültüsünü temsil eder. Bu eşitliği bir OFDM sembolü için matris formunda,

$$\mathbf{r} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2.3)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]$ alınan sinyal vektörü, $\mathbf{X} = \text{diag}(\mathbf{s})$ iletilen sembol vektörünün ($\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]$) diyagonali, \mathbf{F} (m,n)'inci elemanı $\exp(-j2\pi mn/N)$ olan DFT matrisi, $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_L]$ kanal darbe yanıtı vektörü ve $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_N]$ ise karmaşık toplamsal beyaz Gauss gürültü vektörüdür. Gürültü vektörünün covariance matrisi $\mathbf{C}_n = 2\sigma^2 \mathbf{I}_N$ olarak gösterilmektedir.

2.2. UYARLANABİLİR MODÜLASYON

Uyarlanabilir modülasyon kanalı verimli kullanabilmek için kanal durumuna göre modülasyon tipini değiştiren bir tekniktir. Kanaldan güvenilir iletişim sağlanabildiğinde, bu avantajı kullanmak için modülasyon seviyesi artırılır, kanalın güvenilirliği azaldığında ise sorunsuz iletişim yapılabilmesi için modülasyon seviyesi azaltılır. Böylece kanaldan olabildiğince faydalanılmış olunur. Uyarlama sırasında amaç yapılan bit iletiminde hata oranını belli bir seviyenin altında tutmak ve aynı zamanda

iletilen bilgi miktarını mümkün olan en yüksek seviyede tutmaktır. Uyarlamalar sırasında kanal kapasitesi ile bit hata oranı arasında bir alış-veriş olur. Uyarlanabilir modülasyona örnek olarak dört modülasyon tipi için kanaldan beklenen sinyal gürültü oranına (SGO) göre alıcıda en yüksek 10^{-3} bit hata oranı sağlanacak şekilde modülasyon uyarlama tablosu Tablo 2.1’de verilmiştir [8]. Kanal kapasitesini verimli kullanmak için yapılan böyle bir uygulama sadece modülasyon tipi ile sınırlı değildir aynı zamanda kodlama oranı ve sembol iletim hızı gibi parametrelerle de gerçekleştirilebilir [12].

Tablo 2.1: OFDM sistemleri için en yüksek 10^{-3} bit hata oranını sağlayan örnek modülasyon uyarlama tablosu

Modülasyon	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM
SGO	$SGO < 9\text{dB}$	$9\text{dB} \leq SGO < 16\text{dB}$	$16\text{dB} \leq SGO < 22\text{dB}$	$22\text{dB} \leq SGO$

Modülasyon uyarlama, bir OFDM sembolü içindeki her alt taşıyıcı için yapılabilir. Ancak bu uyarlama tekniği karmaşık ve pratik olarak uygulanabilir değildir. Her alt taşıyıcıyı birbirinden ayrı olarak uyarlanabilir modülasyona sokmak yerine, bu alt taşıyıcıları gruplara ayırarak oluşan her bir grubu veya tüm alt taşıyıcıları bir grup kabul ederek her OFDM sembolünü, uyarlamak daha gerçekleştirilebilir [13].

OFDM sembolü içinde alt taşıyıcıları gruplandırarak uyarlama yönteminin çeşitli avantajları vardır. Bu gruplandırma sayesinde kanalın frekans seçiciliği nedeniyle bazı alt taşıyıcılara gelen kötüleştirici etkiyi azaltmak için düşük seviyeli modülasyon kullanılabilir. Aynı şekilde kanal etkisi nedeniyle bazı alt taşıyıcılara gelen iyileştirici etkiden faydalanmak için bu alt taşıyıcılarda yüksek seviyeli modülasyon kullanılabilir.

Modülasyon tipi ile ilgili parametreleri şu şekilde sıralayabiliriz. Verici tarafından kullanılan sembol haritası $A_u = [a_{u,1}, a_{u,2}, \dots, a_{u,M_u}]$ şeklinde ifade edilebilir. Burada $u = \{1, 2, \dots, \gamma\}$ modülasyon indeksini, M_u modülasyon seviyesini ve a ise sembol

haritasındaki bir sembol konumunu belirtmektedir. $m_u = \{BPSK, QPSK, 16QAM, \dots\}$ kullanılan modülasyon tipini ve u indeksi ile birlikte A_u o modülasyon tipinin sembol haritasını temsil etmektedir.

2.3. MODÜLASYON TANIMA YÖNTEMLERİ

Modülasyon tanıma yöntemleri uyarlanabilir modülasyon kullanan sistemlerde iletim kapasitesini artırır. Bu sistemlerde alıcıda sembol çözme işleminin gerçekleştirilebilmesi için modülasyon bilgisinin ulaşılabilir olması gerekmektedir. Bu nedenle uyarlanabilir modülasyon kullanan sistemler modülasyon bilgisini kanalı kullanarak göndermekte ve bu işlem de kanal kapasitesi gerektirmektedir. Modülasyon tanıma algoritmaları bu işlem için gerekli olan kanal kapasitesi kullanımını gereksizleştirir ve böylece sembol iletim kapasitesini artırır. Bu uygulamanın yanında modülasyon tanıma algoritmaları genellikle gözü kapalı olarak çalışabildiklerinden akıllı radyo ve askeri uygulamalarda, kaynağı bilinmeyen sinyallerin özelliklerinin kestirilmesinde kullanılabilirler. Böylece bu tip sinyallerde sembol çözme işlemi gerçekleştirilebilir.

Modülasyon tanıma yöntemlerini iki gruba ayırmak mümkündür. Bunlardan biri istatistiksel verilere diğeri ise modülasyon özelliklerine dayanmaktadır [1, 7].

Özellik tabanlı modülasyon tanıma algoritmalarında, tanıma işlemi modülasyon tiplerinin modüle edilen sinyal üzerinde yarattığı özelliklerden yararlanılarak yapılmaktadır. Normalize edilmiş sinyalin genliğinin, fazının ya da frekansının varyansı; sıfırı kesme aralığının varyansı; sinyalin momenti ve cumulantı gibi sinyal özellikleri bu yöntemde modülasyon tanıma işlemi yapılırken kullanılabilir. Modülasyon tanıma işlemi ise seçilen karar verme yöntemi ile gerçekleştirilir. Basit olarak, özellikler arasındaki temel uzaklık karar verme yöntemi olarak kullanılabilceği gibi, koloni algoritmaları, yapay sinir ağları gibi metotlar da kullanılmaktadır. Bu tip metotlar, basit bir karar verme yöntemi ile kolaylıkla oluşturulabilir ve işlem yükleri

azdır. Ancak elde edilen modülasyon tanıma sonucu en uygun (optimum) sonucu vermemektedir [1].

İstatistiksel yöntemlerde, gözlemlenen sinyalin olasılık yoğunluk fonksiyonu üzerinden modülasyon tanıma işleminin gerçekleştirilmesidir. Temel işlem, bu olasılık fonksiyonu maksimum yapan modülasyon tipini seçmektir. Bu yöntemde uygun modülasyon tipinin seçilmesinin işlem yükü fazladır. Ancak bu seçilme işlemi bize en uygun sonucu vermektedir [1]. Modülasyon tipinin yanlış kestirildiği durumda sembol çözüme işlemi yanlış gerçekleşeceğinden alınan veri yanlış olur. Aynı verinin tekrar gönderilmesi gerekir. Eğer seçilen modülasyon tipinin doğruluğundan emin olunmak isteniyorsa getirdiği işlem yükü karşılanarak istatistiksel yöntemlerin kullanılması en doğrusudur.

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. KESTİRİM YÖNTEMİ

İyi bilinen ve üzerinde çok çalışılmış olan maksimum olabilirlik (ML) kestirim yönteminde, bir parametrenin kestirimi için o parametre ile ilgili hiçbir önsel bilgi gerektirmez. Bu nedenle literatürde çok kullanılan istatistiksel bir kestirim metodudur [14]. Bu metot toplanan verilerin kestirilmek istenen parametreden gelmiş olma olasılığını maksimum yaparak sonuca ulaşır. Bir iletişim sistemi için formülle ifade etmek istersek,

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmax}_{\theta}(p(r|\theta)) \quad (3.1)$$

şeklinde olur. Burada r alınan sinyal yani gözlemlerimiz, θ kestirilmek istenen parametre veya parametreler ve $\hat{\theta}$ ise kestirim sonucudur.

Tez kapsamında geliştirilen modülasyon tanıma algoritmaları, ML kadar çok kullanılan ve kestirilecek parametrelerle ilgili herhangi bir önsel bilgi bulunduğu durumda kullanılan bayesçi bir yaklaşım olan ve bu yaklaşımların temelini oluşturan maksimum sonsal olasılık (MAP) kestirim yöntemi ile geliştirilmiştir. İsminden anlaşılacağı gibi sonsal olabilirliği (posterior probability) hedef fonksiyonu olarak seçen ve bu fonksiyonu maksimum yapmaya çalışan bir kestirim metodudur. Bir iletişim sistemi için MAP kestirimcisi,

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmax}_{\theta}(p(\theta|r)) = \operatorname{argmax}_{\theta}\left(\frac{p(r|\theta) \cdot p(\theta)}{p(r)}\right) \quad (3.2)$$

şeklinde ifade edilebilir [14]. Son eşitlikte paydada bulunan $p(r)$ olasılığı her θ değeri için değişmeyeceğinden yani θ 'dan bağımsız olduğundan maksimizasyon işlemine bir

etkisi yoktur bu nedenle eşitlikten çıkarılabilir ve yeni hedef fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmax}_{\theta}(p(r|\theta) \cdot p(\theta)) = \operatorname{argmax}_{\theta}(p(r, \theta)) \quad (3.3)$$

İletişim sistemlerinin çoğunda sinyalin kanaldan geçisi sırasında üzerine merkezi limit teoreminden dolayı kompleks Gauss gürültüsü eklendiği varsayılır. Bu Gauss gürültüsünden dolayı yukarıda belirtilen kestirim işlemlerinde gerekli olan olasılık fonksiyonları,

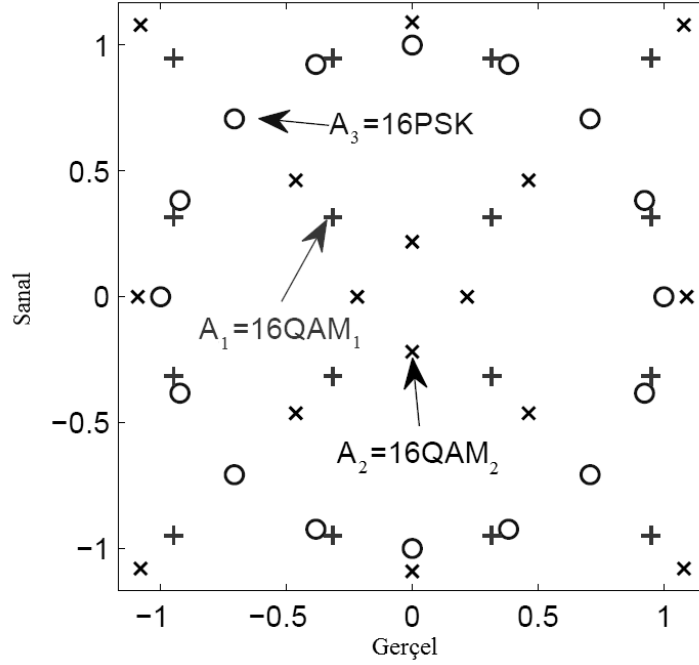
$$\mathcal{CN}(m_r, \sigma_r^2) \rightarrow f(r) = \frac{1}{\pi \sigma_r^2} \exp\left(-\frac{(r - m_r)^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.4)$$

şeklindeki kompleks Gauss olasılık fonksiyonu ile ifade edilebilmektedir.

3.2. SEMBOL HARİTASI BİLİNMEDİĞİ DURUM İÇİN MODÜLASYON TANIMA

Literatürdeki çoğu modülasyon tanıma algoritması modülasyon tipleri için bilinen sembol haritalarını kullanarak çalışmaktadır. Düşük seviyeli modülasyonlarda sembol haritası her modülasyon tipi için belli olduğu kabul edilebilir. Ancak yüksek seviyeli modülasyon tiplerinde seviye değişmeden sembol haritasının değişmesi mümkündür. 16 seviyeli modülasyon için örnek sembol haritaları Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Bu gibi durumlarda alıcı ve verici tasarlanırken sembol haritası önceden belirlenir. Ama alıcı ve verici tasarımı birbirinden bağımsız yapılmışsa modülasyon tanıma yapılırken modülasyonun seviyesinin belirlenmesinin yanında sembol haritasının da belirlenmesi gerekmektedir. Özellikle akıllı radyo (Cognitive Radio) gibi sistemlerde alınan sinyalin kaynağı belli olmadığından modülasyon tipleri için belirli olan sembol haritaları da bilinmemektedir. Ayrıca çoğu askeri ve gizli servis uygulamalarında da alınan sinyalin

kaynağı bilinmemektedir. Bu gibi durumlarda kullanılmak üzere tez kapsamında modülasyon tanıma ile birlikte o modülasyon tipinin kullandığı sembol haritasını çıkarabilen bir algoritma geliştirilmiştir.



Şekil 3.1: 16 seviyeli modülasyon için örnek sembol haritaları

Sembol haritası bilinmediği durumda modülasyon tanıma yapan bu algoritma temel bayesçi yaklaşım olan MAP yöntemi ile geliştirilmiştir. (3.3)'de basit formu verilen MAP kestirimcisinin elde edilmesi için gerekli olan birleşik olasılık fonksiyonunu yani maksimizasyon işlemi için hedef fonksiyonumuzu alınan \mathbf{r} vektörü için yazmak istersek,

$$p(s, \mathbf{A}, M, \mathbf{r}) = p(\mathbf{A}, M) \prod_{k=1}^K p(r_k | s_k, \mathbf{A}, M) p(s_k | \mathbf{A}, M) \quad (3.5)$$

şeklinde elde edilebilir. Buradaki diğer olasılıklar (2.2) ve (3.4) denklemleri yardımı ile

$$p(r_k | s_k, \mathbf{A}, M) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} |r_k - H_k s_k|^2 \right] \quad (3.6)$$

$$p(s_k | \mathbf{A}, M) = \frac{1}{M} \quad (3.7)$$

olarak ifade edilebilir. (3.6) ve (3.7) eşitliklerini kullanarak, (3.5) eşitliği,

$$p(s, \mathbf{A}, M, \mathbf{r}) = p(\mathbf{A}, M) \prod_{k=1}^K \frac{1}{M2\pi\sigma^2} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} |r_k - H_k s_k|^2 \right] \quad (3.8)$$

halini alır. Burada $p(\mathbf{A}, M)$ olasılığının, kestirilmek istenen parametrelerden bağımsız olarak her durum için eşit olasılığa sahip olduğu varsayılabilir. Böylece bu terimi maksimizasyon işleminde yok sayabiliriz. Maksimizasyon işlemi için elde ettiğimiz hedef fonksiyonumuz,

$$p(s, \mathbf{A}, M, \mathbf{r}) \propto \prod_{k=1}^K \frac{1}{M2\pi\sigma^2} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} |r_k - H_k s_k|^2 \right] \quad (3.9)$$

şeklini alır. Bu fonksiyonun \mathbf{A} , M , ve \mathbf{s} parametreleri üzerinden birlikte maksimizasyonu bu parametrelerin en uygun kestirimcilerini bulmamızı sağlayacaktır. M ve \mathbf{s} parametreleri ayrık değerler aldığından dolayı bu maksimizasyon tek seferde gerçekleştirilemez. Bunu gerçekleştirmek için bu ayrık değerler uzayından her değer test edilip, hedef fonksiyonunu en yüksek yapan değerler seçilmelidir. İlk olarak, kolay olanı, hedef fonksiyonumuzda M parametresi yerine değerlerini, M_u , yazarak γ adet hedef fonksiyonu elde ederiz.

$$\varphi_u = \prod_{k=1}^K \frac{1}{M_u 2\pi\sigma^2} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} |r_k - H_k s_k|^2 \right] \quad (3.10)$$

Bu hedef fonksiyonlarının her birini \mathbf{A} ve \mathbf{s} parametreleri üzerinden maksimize edebiliriz. Ancak bu işlemi yapmanın analitik bir yolu yoktur. Bu nedenle genel bir uygulama olan bir parametreyi sabit tutarken diğerini maksimize ederek tekrarlamalı olarak sonuca ulaşabiliriz [15]. Bunu yapmak için ilk olarak sembol haritası parametresini sabit tutarak sembollerini kestirmeye çalışırız. Bu durumda sembol kestirimi, bilinen sembol haritası için sembol çözme işlemine dönüşür ve $n \in \{1, 2, \dots, M_u\}$ olmak üzere, şu şekilde ifade edilebilir.

$$\hat{s}_{u,k} = \operatorname{argmin}_{a_{u,n}} \left(|r_k - H_k a_{u,n}|^2 \right) \quad (3.11)$$

Daha sonra kestirilen sembol değerleri sabit tutularak sembol haritası kestirilir. Sembol haritası kestirimi için logaritmanın getireceği kolaylıktan faydalanmak amacıyla hedef fonksiyonun logaritmasını maksimize edebiliriz. Böylece yeni hedef fonksiyonumuz sembol değerleri yerine yazıldıktan sonra ve maksimizasyon işlemi etkilemeyecek sadeleştirmelerden sonra,

$$\log \varphi_u = \sum_{k=1}^K -\frac{1}{2\sigma^2} |r_k - H_k \hat{s}_{u,k}|^2 \quad (3.12)$$

olarak elde edilir. Bu yeni hedef fonksiyonunu maksimize etmek için her sembol konumunun ($a_{u,n} \in \mathbf{A}_u$) karmaşık eşleniğine göre türevini alıp sıfıra eşitlersek, her $n = \{1, 2, \dots, M_u\}$ değeri için, $l = \{k | a_{u,n} = \hat{s}_{u,k} : k = 1, 2, \dots, K\}$ olmak üzere,

$$\frac{d \log \varphi_u}{d a_{u,n}^*} = \sum_l r_l H_l^* - H_l H_l^* a_{u,n} = 0 \quad (3.13)$$

$$\hat{a}_{u,n} = \frac{\sum_l r_l H_l^*}{\sum_l H_l H_l^*} \quad (3.14)$$

şeklinde, sembol konumlarının kestirimini elde edebiliriz. Bu kestirimin doğru sonuca yakınsaması için (3.11) ve (3.14) eşitlikleri belli bir eşik değerine kadar tekrarlanır. Böylece modülasyon tanıma işlemi, her olası modülasyon seviyesi için atanmış olan u indeksine göre (3.10) eşitliğini maksimum yapacak şekilde gerçekleştirilir. Bu geliştirilen algoritmanın adımlarını kısaca aşağıdaki gibi yazabiliriz.

Tablo 3.1: Sembol haritası bilinmediği durumda modülasyon tanıma algoritmasının adımları

- $u = 1$ 'den γ 'ya kadar,
 - o $A_u^{i=0}$ için verimli bir giriş değeri seç.
 - o Döngü numarası, $i = 0$.
 - o i maksimum döngü sayısından küçük olduğu sürece veya $|A_u^i - A_u^{i-1}|$ minimum istenilen değerden büyük olduğu sürece
 - Döngü numarasını bir artır, $i = i + 1$
 - (3.11) eşitliğinde A_u^{i-1} 'i kullanarak, $\hat{\mathcal{S}}_u^i$ vektörünü bul.
 - (3.14) eşitliğinde kestirilen sembolleri kullanarak, A_u^i 'yi bul.
 - o (3.11) eşitliğinde A_u^i 'yi kullanarak, son sembol çözme işlemi gerçekleştirerek, $\hat{\mathcal{S}}_u^{i+1}$ vektörünü bul.
 - o Son bulunan $\hat{\mathcal{S}}_u^{i+1}$ ve A_u^i 'yi (3.10) eşitliğinde yerine yazarak, φ_u 'yu bul.
- Hesaplanan hedef fonksiyonlarından, φ_u , maksimum olanını seç. Bu maksimumu veren u indeksi, modülasyon tanımanın sonucu olan, modülasyon seviyesi (M_u) ve sembol haritası (A_u), ayrıca sembol çözme sonucu ($\hat{\mathcal{S}}_u$) değerlerine götürür.

Bu algoritmaya ek olarak, sembol haritalarının özellikleri algoritmayı geliştirmek için kullanılabilir. Sembol haritaları belli açılarla kendini tekrar eden sembollerden

oluşmaktadır ve çoğu sembol haritasında bu açı 90 derecedir. Bu özellik, sembol haritasında (A) kısıtlı olan sembol yerleşimi (a_n) ile ilgili gözlemleri artırmada kullanılabilir. Bu işlem, sembol haritasının oluşumunda olduğu gibi, alınan sinyal vektörünün 90 derece ve katlarında kaydırılarak uzatılmasıyla yapılır. Yeni alınan sinyal vektörü $j = \sqrt{-1}$ olmak üzere şu şekilde yazılır.

$$\mathbf{r}' = [\mathbf{r}, \mathbf{r}e^{j\pi/2}, \mathbf{r}e^{j\pi}, \mathbf{r}e^{j3\pi/2}] \quad (3.15)$$

Geliştirilen bu algoritma için aşağıdaki yorumları yapabiliriz:

- Eğer kanal sadece toplamsal beyaz gürültüden oluşsaydı, sembol haritası kestirimi, [16, 17, 18] referanslarında tanımlanan K-Means algoritmasına eşdeğer olmaktadır. Bu nedenle K-Means algoritmasının bir MAP kestirim olduğu söylenebilir. Bu benzerliklerinden dolayı, zayıflıkları da birbiri ile benzerdir. Her iki algoritmada döngü giriş değerlerine, $A_u^{i=0}$, çok bağlıdır ve sonucu doğrudan etkiler. K-Means algoritması için girişin sonuca etkisi, [19]'da incelenmiştir. Bizim uygulamamızda, her sembol konumu için en uygun giriş değerlerinin, en azından o sembolün karar bölgesinde olması gerektiği gözlemlenmiştir.
- Sembol haritası kestirim problemi, karışık Gauss dağılımlarının kestirimine çok benzemektedir. Karışık Gauss dağılımlarında, dağılımların seçilme olasılıklarının eşit olduğunu ve varyanslarının birbirine eşit olduğunu varsayarsak problem sembol haritası kestirimine eşdeğer olur. Bu nedenle, bu dağılımların kestiriminde kullanılan [16] ve [20]'de beklenti yükseltme algoritması (EM) ile geliştirilen çözümler, sembol haritası kestirimi için de kullanılabilir.

3.3. UYARLANABİLİR PİLOT TABANLI MODÜLASYON TANIMA

Günümüzde kullanılan çoğu kablosuz haberleşme sistemlerinde alınan sinyalden sembollerin çözülebilmesi için kanal kestirimi yapılması gereklidir. Kanal kestirimi için yapılan genel uygulama, iletişim başlamadan önce ve iletişim sırasında bir dizi pilot sembol gönderilmesi ve bu pilot semboller kullanılarak kanalın kestirilmesidir. Geliştirilen pilot tabanlı modülasyon tanıma algoritması sayesinde, zaten kanal kestirimi için kullanılan bu pilotları aynı zamanda modülasyon tanıma işlemi içinde kullanmak amaçlanmıştır. Bu algoritmanın çalışması için, sadece kullanılan pilotların modülasyon tipine göre uyarlanabilir pilotlar olması gerekmektedir. Bu nedenle fazladan pilot kullanımı gerektirmez ve kanal kestiriminden ödün vermeden çalışabilmektedir. Bu özelliği sayesinde herhangi bir sisteme kolaylıkla uygulanabilir. Algoritma için kullanılacak örnek pilot semboller Tablo 3.2’de verilmiştir. Tablodaki pilotlar seçilirken, yanlış pilot seti kanal kestirimi için kullanılırsa kanal eşitleme yapıldıktan sonra bu setin ilişkili olduğu modülasyon tipinin olabilirliğini düşürecek şekilde seçilmiştir. Böylece daha önceden çıkarılan ve kanalın bilindiğini varsayan modülasyon tanıma algoritmalarına,[8], ek olarak kanalı da kestirmekte ve modülasyon tanımada hata oranını düşürmektedir.

Tablo 3.2: Örnek pilot setleri ve ilişkili modülasyon tipleri

Modülasyon Tipi (m)		Pilot Semboller
$m_1 = \text{BPSK}$	←=====→	$P_1 = \{j, -1, -j, 1\}$
$m_2 = \text{QPSK}$	←=====→	$P_2 = \{j, -j, -j, j\}$
$m_3 = \text{16QAM}$	←=====→	$P_3 = \{j, 1, -j, -1\}$
$m_4 = \text{64QAM}$	←=====→	$P_4 = \{j, j, -j, -j\}$

Verici kısmında, Tablo 3.2’de değerleri ve ilişki modülasyon tipleri verilen pilot setleri, gönderilecek olan OFDM sembolünün alt taşıyıcılarına eşit aralıklarla dağıtılır. Alıcıda kanalın etkisinden dolayı bu pilot sembollerin doğrudan fark edilmesi çok zordur.

Gönderilen sembollerin tamamını alıcıda elde edebilmek için olası pilot setlerinin her biri için kanal kestirimi yapılarak, bu pilot sembollerin ilişkili olduğu modülasyon tipleri için sonsal olasılıkları hesaplanabilir. Böylece her olası durum test edilmiş olur. Bu testlerden maksimum olanı seçersek MAP yöntemi ile modülasyon tipini kestirmiş oluruz. Test uzayımızda olası her durumu denediğimiz için tüm modülasyon tipleri uzayı ve onlarla ilişkili olan pilot sembolleri üzerinden maksimize yapılmış olur.

Kanal kestirimi yapılmadan elde edilen sonsal olasılık fonksiyonu verimli olarak bize modülasyon tipi ve kanalı kestirme imkânı vermemektedir. Bu nedenle her modülasyon tipi ve ilişkili olduğu pilot seti için bu iki kestirim ayrı ayrı yapılmaktadır. Kanal kestirimi için elimizde kanal darbe yanıtı hakkında önsel bir bilgi varsa literatürde çok kullanılan ve iyi kestirimcilerden biri olan minimum ortalama karesel hata (MMSE) ile çıkarılmış kanal kestirimcisi kullanılabilir [21]. Bu kestirimci gönderilen pilot sembollerinin alıcı tarafından bilindiğini varsayar ve bu pilot sembollerinin bulunduğu alt taşıyıcıları kullanarak kestirim yapar. Bu alt taşıyıcılarda gelen işareti,

$$\mathbf{r}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{F}_p \mathbf{h} + \mathbf{n}_p \quad (3.16)$$

şeklinde ifade edebiliriz. Burada, \mathbf{r}_p pilot konumlarında alınan sinyal vektörü, $\mathbf{X}_p = \text{diag}(\mathbf{P}_{m_i})$ gönderilen pilot sembol vektörünün diyagonali, \mathbf{F}_p \mathbf{F} matrisinin pilot konumlarındaki değerleri alınmış $K_p \times L$ elemanlı alt DFT matrisi ve \mathbf{n}_p ise pilot konumlarındaki karmaşık toplamsal beyaz Gauss gürültü vektörüdür. (3.16) eşitliği kullanılarak, darbe yanıtı vektörünün kovaryans matrisi \mathbf{C}_h olan kanalın MMSE kestirimcisi aşağıdaki gibi yazılır.

$$\hat{\mathbf{h}}_{MMSE} = (\mathbf{F}_p^H \mathbf{F}_p + \sigma^2 \mathbf{C}_h)^{-1} \mathbf{F}_p^H \mathbf{X}_p^H \mathbf{r}_p \quad (3.17)$$

Burada üst indis H , karmaşık devrik alma işlemini temsil etmektedir. Bu MMSE kestirimi çok iyi çalışsa da her zaman kanal yanıtının kovaryansını elde etmek mümkün olmamaktadır. Bu gibi durumlarda, kanal ile ilgili önsel (prior) bilgi gerektirmeyen ML ile geliştirilmiş aşağıdaki kestirimci kullanılabilir.

$$\hat{\mathbf{h}}_{ML} = (\mathbf{F}_p^H \mathbf{F}_p)^{-1} \mathbf{F}_p^H \mathbf{X}_p^H \mathbf{r}_p \quad (3.18)$$

Kanal kestirimi yaptıktan sonra alınan sinyalin sonsal olasılığını her modülasyon tipi ve ilişkili olduğu pilot semboller için hesaplamamız gerekmektedir. Bu durumda sonsal olasılık fonksiyonunu maksimize etmek için (3.3)'de verilen hedef fonksiyonundan yararlanarak ve (2.3)'deki sistem modelini kullanarak yeni hedef fonksiyonu yazmak istersek,

$$p(\mathbf{X}, \mathbf{r}, m_u | \mathbf{h}) = p(\mathbf{r} | \mathbf{X}, \mathbf{h}, m_u) p(\mathbf{X} | m_u) p(m_u) \quad (3.19)$$

şeklinde elde edebiliriz. (3.19) eşitliğinde $p(m_u)$ 'nin her modülasyon tipi için sabit olduğunu varsayabiliriz. Bu durumda eşitliğin hesaplanması için gerekli olan diğer olasılıklar aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{X}, \mathbf{h}, m_u) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^N \exp\left(-\frac{|\mathbf{r} - \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (3.20)$$

$$p(\mathbf{X} | m_u) = \left(\frac{1}{M_u} \right)^{N-K_p} \quad (3.21)$$

(3.20) ve (3.21) eşitlikleri kullanılarak, sabit terimi sadeleştirdikten sonra yeni hedef fonksiyonumuzu,

$$\rho_u = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2 M_u} \right)^{N-K_p} \exp\left(-\frac{|\mathbf{r} - \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{h}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (3.22)$$

şeklinde yazabiliriz. Bu fonksiyonun maksimizasyon işlemi ile hedeflediğimiz sonuca ulaşabiliriz. Hesaplanan kanal kestirimlerini ve ilişkili oldukları pilot sembolleri ile modülasyon tipini fonksiyonda yerine yazarak elde ettiğimiz modülasyon tipi sayısı kadar hedef fonksiyonlarını, bilgi sembollerine (pilot olmayan ve bilgi taşıyan semboller) göre maksimize etmemiz gerekir. Bu işlem, her bilgi sembolünü taşıyan taşıyıcı için o taşıyıcıda alınan sinyale olan, o taşıyıcıdaki kanal frekans cevabı ile çarpımının uzaklığını minimum yapan olası bilgi sembolünü bulma işidir. Bir başka deyişle, bilinen modülasyon tipi ve kanal için sembol çözmeye denk düşer. $l \notin \mathbf{p}$ iken $s_l \in A_{m_i}$ olmak üzere l . alt taşıyıcıdaki sembol kestirimi şu şekilde ifade edilir.

$$\hat{s}_l = \operatorname{argmin}_{s_l} (|r_l - \hat{H}_l s_l|^2) \quad (3.23)$$

Sembol çözme işleminden sonra sembollerin diyagonal matrisinin kestirimi $\hat{\mathbf{X}} = \operatorname{diag}(\hat{\mathbf{s}})$ şeklindedir buradaki sembol kestirimi $\hat{\mathbf{s}}$,

$$\hat{\mathbf{s}} = \{\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_k, \dots, \hat{s}_N\} \\ \hat{s}_k = \begin{cases} P_{m_i} & k \in \mathbf{p} \\ \hat{s}_l & l = k \end{cases} \quad (3.24)$$

şeklinde ifade edilebilir. Her modülasyon tipi için çıkarılan (3.23) ve (3.24) kestirimleri ile birlikte (3.22)'de tanımlanan hedef fonksiyonları hesaplanabilir. Bu hedef

fonksiyonlarından maksimum olanını seçerek, modülasyon tanıma işlemini ve beraberinde kanal ve sembol kestirimini gerçekleştirmiş oluruz.

Geliştirilen algoritmanın adımları kısaca Tablo 3.3’de gösterilmiştir. Modülasyon tanıma işlemi olası her modülasyon tipi ve ilişkili olduğu pilot setinin test edilerek hedef fonksiyonun maksimize edilmesiyle gerçekleşir. Her u . modülasyon tipi ve pilot seti için teker teker kanal darbe yanıtı hesaplanır. Hesaplanan her ayrı kanal için ilişkili olduğu modülasyon tipi kullanılarak sembol çözme işlemi ile bilgi sembolleri kestirilir. Elde ettiğimiz u . modülasyon tipine ait değerler (3.22)’de yerine yazılarak u . hedef fonksiyonu hesaplanır. Her olası u indeksi için gerçekleştirilen bu işlem sonucunda her u için hesaplanan hedef fonksiyonlarından en büyük değere sahip olanı belirten u değeri seçilir. Bu u değeri modülasyon tanıma sonucu olan modülasyon tipi m_u değerini verir.

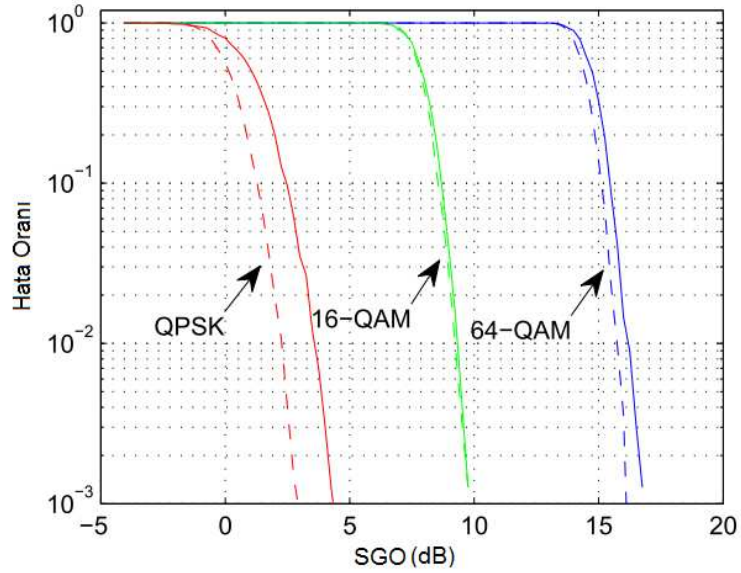
Tablo 3.3: Uyarlanabilir pilot tabanlı modülasyon tanıma algoritmasının adımları

- $u = 1$ ’den γ ’ya kadar,
 - o Modülasyon tipi, m_u ve ilişkili olduğu pilot sembolleri, \mathbf{P}_u ’yu (3.17) ya da (3.18) eşitliğinde yerine yazarak kanalı kestir
 - o Kestirilen kanalı kullanarak, sembol çözme işlemini (3.23) eşitliğiyle gerçekleştir ve (3.24) eşitliğiyle kestirilen sembolleri düzenle
 - o Kestirilen değerleri kullanarak, hedef fonksiyonu ρ_u ’yu (3.22) eşitliğiyle hesapla
- Hesaplanan hedef fonksiyonlarından en büyük değere sahip olanını seç ve bu hedef fonksiyonunun u indisi modülasyon tanıma işleminin sonucu olan m_u ’ya götürür

4. BULGULAR

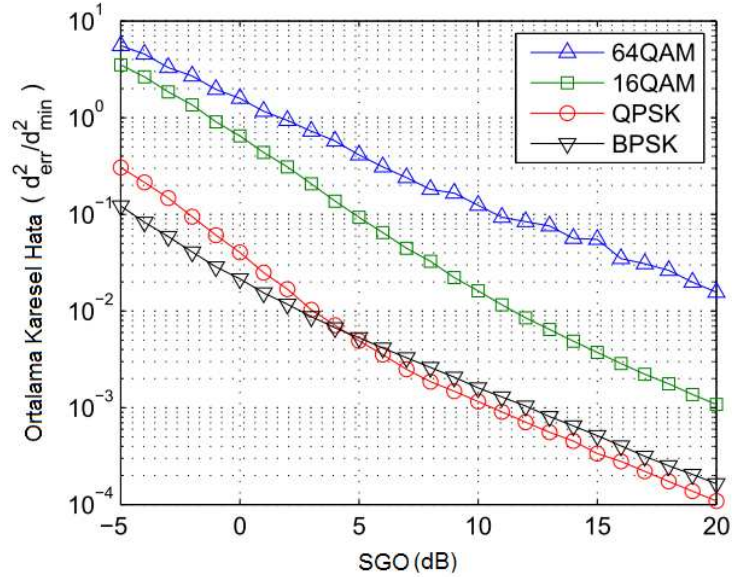
4.1. SEMBOL HARİTASININ BİLİNMEDİĞİ DURUM İÇİN MODÜLASYON TANIMA ALGORİTMASININ BİLGİSAYAR BENZETİMİ

Oluşturulan algoritmanın başarımını inceleyebilmek için, frekans seçici kanal üzerinde eşzamanlı bir iletişim sistemi gerçekleştirilmiştir. Bu sistemde, iletişim sırasında BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM modülasyonlarından biri kullanılmıştır. Alıcı kısmında kanalın bilindiği varsayılmıştır. Algoritma 64 alt taşıyıcılı bir OFDM sinyaline uygulanarak, Monte Carlo testleri yapılmıştır. Modülasyon tanıma işlemi kapsamında modülasyon seviyesi ve sembol haritası kestirildiğinden bu iki sonuç ayrı ayrı incelenmiştir. Algoritmanın uygulanması sırasında, sembol haritalarının simetri özelliğinden yararlanmak için QPSK, 16QAM ve 64QAM için (3.15) eşitliğinden yararlanılmıştır. BPSK için böyle bir uygulama yapılmamıştır.



Şekil 4.1: Birinci algoritma için modülasyon seviyesi yanlış belirleme olasılığı

Her modülasyon tipi için Şekil 4.1’de modülasyon seviyesinin yanlış belirlenme olasılığı, sinyal gürültü oranına (SGO) göre gösterilmiştir. Diğer bir deyişle, verici tanımlanan modülasyon tiplerinden sadece birini kullanarak modülasyon işlemi yaparken alıcıda bu modülasyonun seviyesinin yanlış algılanma oranı gösterilmiştir. Şekilde düz çizgiler bilinmeyen sembol haritası için modülasyon seviyesinin yanlış algılanma oranını gösterirken, kesik çizgiler sembol haritası bilindiği durumda çalışan ve [8]’de önerilen algoritma için bu oranı göstermektedir. Sembol haritasının bilindiği kabul edildiğinden ve aynı metot kullanılarak geliştirildiğinden kesik çizgiler sembol haritası bilinmediği durum için alt sınır olarak kabul edilebilir. Şekilde görüldüğü gibi verici BSPK kullandığı zaman alıcıda bunun algılanması -5dB ve üzerinde hatasızca gerçekleştirilebilmektedir. Diğer üç modülasyon tipi için yanlış modülasyon seviyesi belirleme oranı, alt sınıra yeterince yakın olduğu gözlenmektedir.



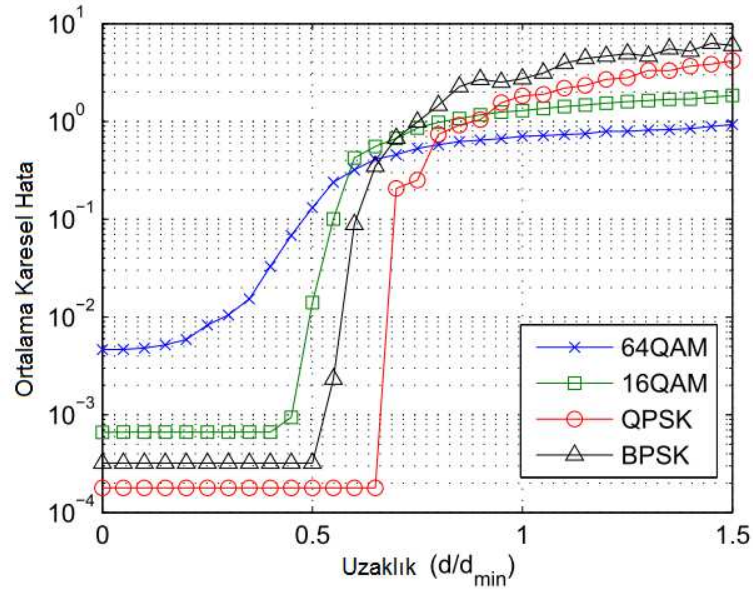
Şekil 4.2: Birinci algoritma için sembol haritası kestirimi başarımı

Modülasyon tanıma işleminde sembol haritası kestiriminin başarımı, Şekil 4.2’de verilmiştir. Bu şekil, her modülasyon tipi için sembol konumu kestiriminin karesel hatasını, sinyal gürültü oranına göre göstermektedir. Buradaki karesel hata her

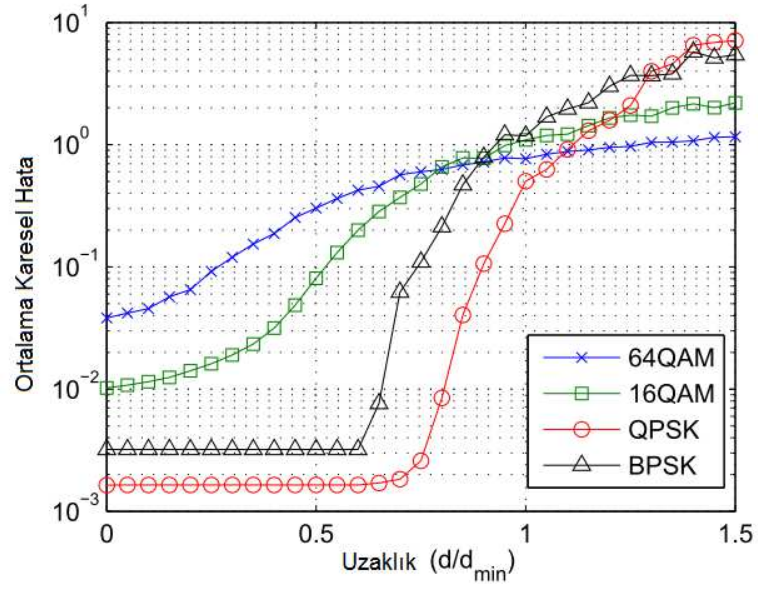
modülasyon tipi için semboller arası en kısa uzaklığa bölünerek normalize edilmiştir. Karesel hata,

$$\frac{d_{err}^2}{d_{min}^2} = \frac{(A - \hat{A})(A - \hat{A})^H}{d_{min}^2 M} \quad (4.1)$$

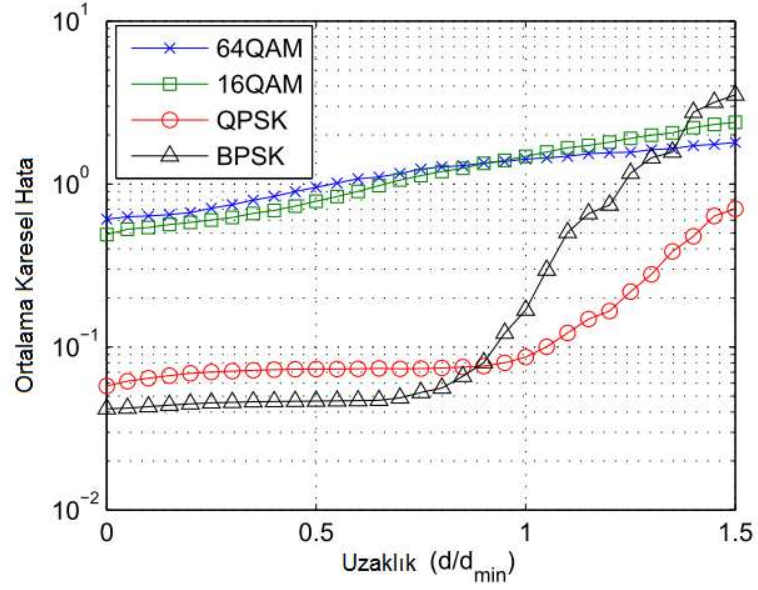
formülü ile hesaplanılmıştır. Şekil 4.2'den anlaşılabacağı gibi en kötü sembol haritası kestirimi 64QAM modülasyonu kullanılırken yapılmaktadır. Burada BPSK'nın en iyi kestirime sahip olması beklenirken 4dB SGO'da QPSK ile aralarında geçiş olmaktadır. Bunun nedeni QPSK, 16QAM, ve 64QAM için gözlemler artırılmıştır ancak BPSK'de bu işlem yapılamamıştır.



Şekil 4.3: Birinci algoritma için giriş değerlerinin sembol haritası kestirimine etkisi (SGO=0dB)



Şekil 4.4: Birinci algoritma için giriş değerlerinin sembol haritası kestirimine etkisi (SGO=10dB)

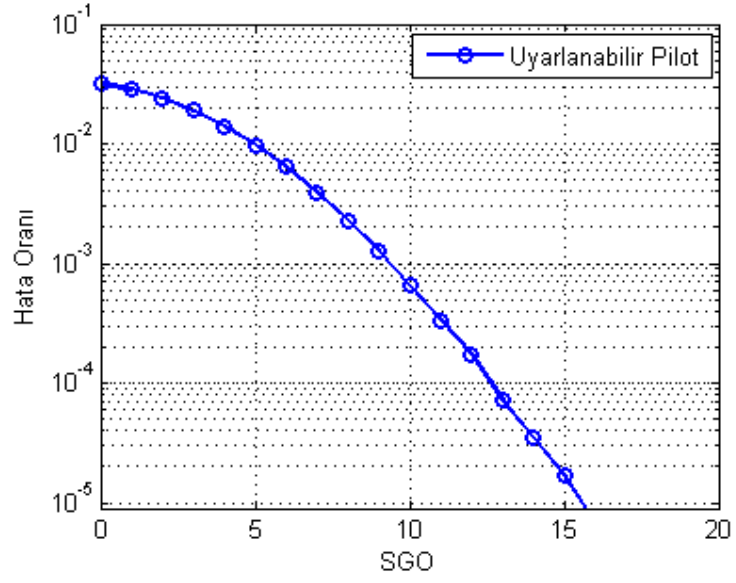


Şekil 4.5: Birinci algoritma için giriş değerlerinin sembol haritası kestirimine etkisi (SGO=20dB)

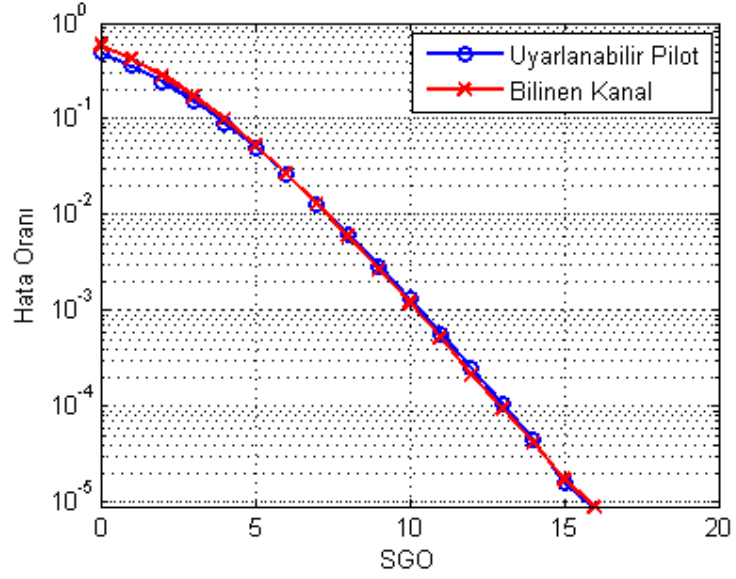
Şekil 4.3, Şekil 4.4 ve Şekil 4.5 sembol haritası kestirim algoritmasında sembol konumları girişlerinin kestirim sonucunu nasıl etkilediğini gösterir. Bu etki, şekillerde sırasıyla, 0dB, 10dB, ve 20dB’lik sinyal gürültü oranlarında gösterilmiştir. Şekiller çizdirilirken semboller arası uzaklık, her modülasyon tipi için semboller arası en kısa uzaklığa bölünerek normalize edilmiştir. Şekillerden, önerilen algoritmada sembol haritası kestirimi, girişler sembollerin karar aralıklarında verildiğinde başarılı bir şekilde çalıştığı anlaşılmaktadır. Başka bir açıdan bakarsak, algoritmaya sembol konumlarının girişi kestirilmek istenen sembol konumuna, o modülasyon tipi için semboller arası en kısa uzaklığın yarısından yakın olması gerekmektedir ki algoritma sorunsuzca çalışsın.

4.2. UYARLANABİLİR PİLOT TABANLI MODÜLASYON TANIMA ALGORİTMASININ BİLGİSAYAR BENZETİMİ

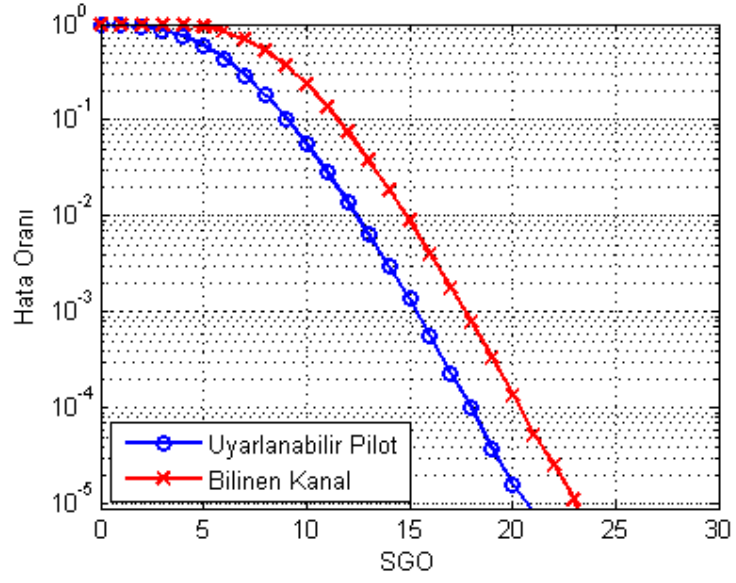
Önerilen bu algoritmanın başarımını incelemek için, 64 alt taşıyıcılı OFDM sinyali Monte Carlo denemeleri ile bilgisayar benzetimi yapılmıştır. Benzetim sırasında sinyal frekans seçici kanaldan geçirilmiştir. Bu çoklu kanalın darbe yanıtının, bir OFDM sembolü için örnekleme sayısının 64 olduğunu düşünürsek 4 örnek uzunluğunda olduğu kabul edilmiştir ($L=4$). Verici sinyalin modülasyonunu, BPSK, QPSK, 16QAM veya 64QAM’den biri olarak eşit olasılıkla belirlemektedir. Kestirim için kullanılacak 8 pilot alt taşıyıcılara düzgün dağıtılmıştır ($K_p = 8$). Pilot değerleri, bilgisayar benzetimi deneyimlerine dayanarak seçilen Tablo 3.2’deki değerlerin iki kere tekrar edilmesi ile oluşturulmuştur. Ayrıca, pilot sayısı 8 olduğundan bir OFDM sembolü içinde iletilen toplam bilgi sembolü 56’dır. Bu nedenle karşılaştırma yapılan [8]’deki bilinen kanal için modülasyon tanıma algoritmasında sadece bu bilgi sembolleri kullanılmıştır.



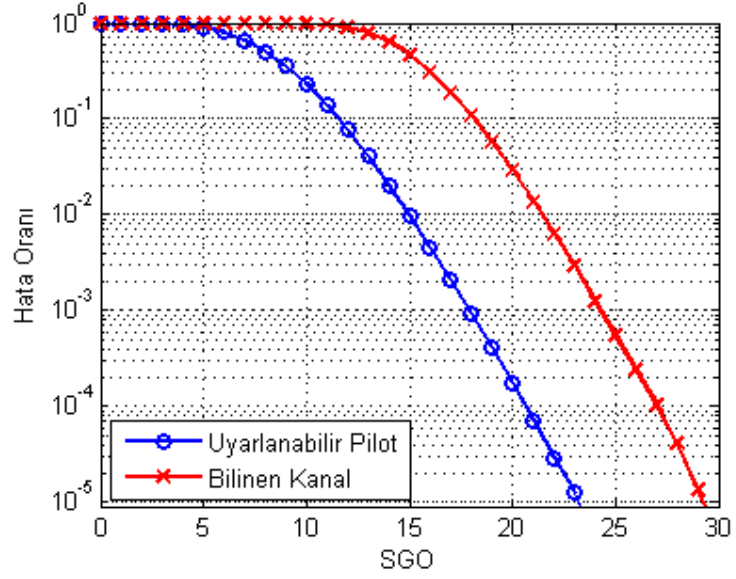
Şekil 4.6: İkinci algoritmada BPSK için modülasyon tanıma hata oranı



Şekil 4.7: İkinci algoritmada QPSK için modülasyon tanıma hata oranı

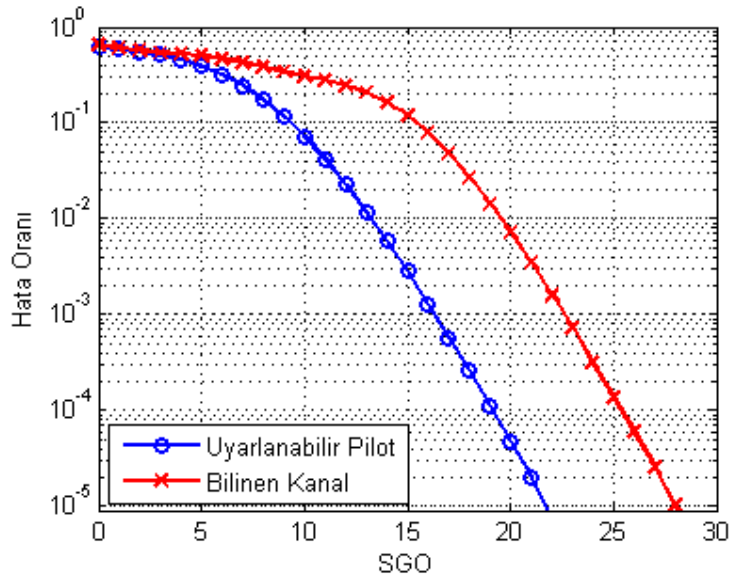


Şekil 4.8: İkinci algoritmada 16QAM için modülasyon tanıma hata oranı



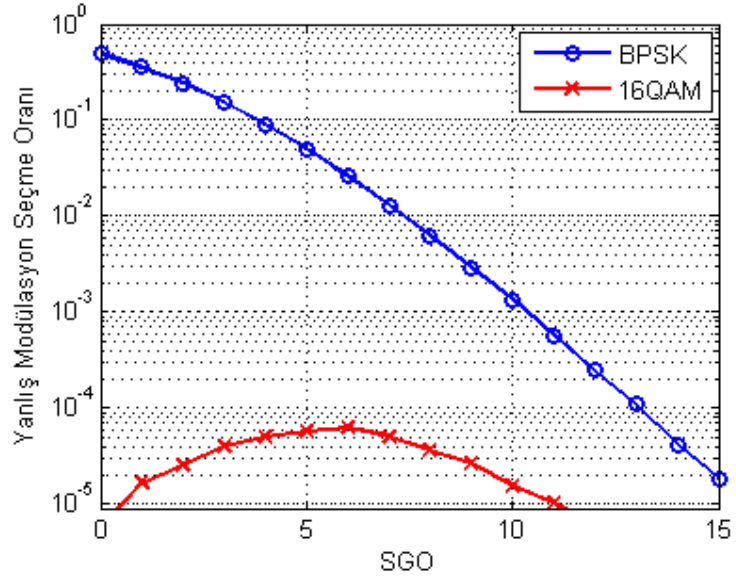
Şekil 4.9: İkinci algoritmada 64QAM için modülasyon tanıma hata oranı

Algoritmanın modülasyon tanıma hata oranı Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da her modülasyon tipinin ayrı ayrı kullanımını için gösterilmiştir. Bu sonuçlar vericinin BPSK, QPSK, 16QAM ya da 64QAM modülasyonlarından sadece birini kullandığı durum için çıkarılmışlardır. Şekildeki çember ile işaretlenmiş çizgiler, önerilen uyarlanabilir pilotlu algoritma için hata oranlarını; x ile işaretli çizgiler kanalın bilindiği durum için geliştirilen modülasyon tanıma algoritması [8] için hata oranlarını göstermektedir. BPSK ile modüle edilmiş sinyallerde kanalın bilindiği durumda modülasyon tipi sorunsuzca belirlenebilmektedir. Diğer durumlarda ise önerilen algoritma, karşılaştırılan algoritmaya göre daha başarılı modülasyon tanıma gerçekleştirmiştir.

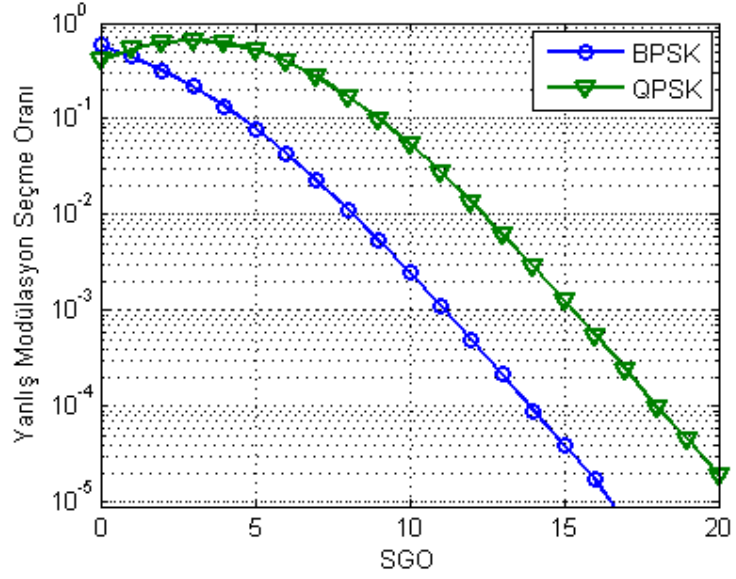


Şekil 4.10: İkinci algoritmada modülasyon tanıma hata oranı

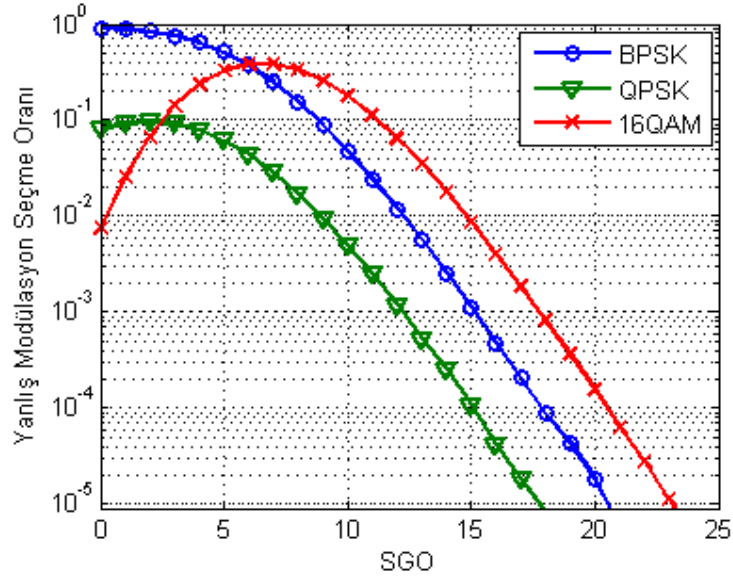
Verici dört modülasyon tipinden herhangi birini eşit olasılıkla kullanırken modülasyon tanıma hata olasılığı Şekil 4.10’da gösterilmiştir. Kanalın bilindiği ve bilinmediği her iki durumda incelendiğinde önerilen algoritma, diğerine göre kanalı da kestirmesine rağmen 10^{-3} ’lük hata oranını sağlamak için sinyal gürültü oranında 6 dB’lik kazanç sağlamaktadır. Bu kazanç modülasyon bilgisinin pilot sembollere eklenmesiyle oluşur.



Şekil 4.11: İkinci algoritmada QPSK için yanlış karar verme oranları



Şekil 4.12: İkinci algoritmada 16QAM için yanlış karar verme oranları



Şekil 4.13: İkinci algoritmada 64QAM için yanlış karar verme oranları

Şekil 4.11, Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'de, önerilen modülasyon tanıma algoritması kullanıldığında algoritmanın yanlış modülasyon tipi olarak hangi modülasyonu seçtiği gösterilmiştir. Örneğin, verici QPSK modülasyonunu kullanırken alıcının modülasyon tanıma sırasında yanlış karar vererek BPSK veya 16QAM'e karar verme oranları Şekil 4.11'de gösterilmiştir. QPSK veya 16QAM modülasyonu kullanıldığında alıcıda modülasyon tipi, 64QAM olarak hiç algılanmadığından şekillerde 64QAM çizgisi gözükmemektedir. Ayrıca benzetim sonuçlarına göre vericide sadece BPSK modülasyonu kullanıldığında algoritma hata yaptığında yanlış modülasyon tipi olarak sadece QPSK seçilmektedir. Bu nedenle Şekil 4.6 aynı zamanda bize BPSK için tek yanlış modülasyon seçimi olan QPSK seçilme oranını göstermektedir. Bu şekillerden anlaşılacağı gibi modülasyon tanıma algoritması hata yaparken doğru modülasyon seviyesine yakın seviyedeki modülasyonları daha çok seçmektedir. Ayrıca aşağı seviyeye bir yönelme olduğu gözlenmektedir.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu tez çalışmasında, modülasyon tanıma işlemi için iki ayrı algoritma önerilmiştir. Bunlardan biri, tamamen kör bir şekilde çalışabilen yani modülasyon tipine ait sembol haritasının önceden bilinmesine gereksinim duymayan bir algoritmadır. Diğeri ise, zaten kanal kestirimi için bulunan pilot sembolleri uyarlanabilir yaparak kullanılan ve kanal kestirimi ile modülasyon tanıma işlemini birlikte gerçekleştiren bir algoritmadır.

Birinci algoritma ile klasik modülasyon tanıma algoritması geliştirilip üzerine sembol haritası kestirimi de eklenerek, sembol haritası bilinmediği durum için modülasyon tanıma algoritması oluşturulmuştur. Önerilen bu algoritma, modülasyon seviyesini ve sembol haritasını birlikte kestirmektedir. Dahası önerilen bu algoritma için sembol haritası özelliklerinden faydalanılarak alınan gözlem sayısını arttırma yöntemi geliştirilmiştir. Bu arttırma sayesinde sembol sayısı kadar gözlem geldiğinde bile sembol haritası kestirimi başarıyla gerçekleşmektedir. Önerilen algoritma [8]'de önerilmiş olan ve modülasyon tanıma işlemini sembol haritalarının bilindiğini kabul ederek yapan algoritma ile karşılaştırılmıştır. Yeni önerilen algoritmanın, karşılaştırılan algoritmaya göre modülasyon tanıma performansında fazla düşüş yapmaksızın çalıştığı gözlemlenmiştir. Ayrıca sembol haritası kestirimi için performans sonuçları verilmiştir. Bu sonuçlara bakarak algoritmanın sorunsuz çalışabilmesi için algoritma girişi $A_u^{i=0}$, sembollerin karar bölgesinde olması gerektiği anlaşılmıştır. Bu algoritmanın geliştirilebilmesi için algoritma girişinin iyileştirilmesi yapılabilir.

İkinci olarak geliştirilen, kanal kestirimini ve modülasyon tanıma işlemini birlikte yapan bir algoritma önerilmiştir. Bu algoritma kanal için kullanılan pilot sembollerini modülasyon tipi ile ilişkilendirerek, modülasyon tanıma işleminin daha başarılı bir şekilde çalışmasına yardımcı olmuştur. Pilot sembollerini uyarlanabilir yaparak bu sembollere modülasyon bilgisi eklenmiştir. Pilot sembollerine eklenen modülasyon bilgisi, iletişim sistemindeki pilot sayısını değiştirmemekte ve modülasyon tipi doğru kestirildiğinde kanal kestirimi performansını etkilememektedir. Modülasyon tipinin

yanlış kestirildiği durumda, alınan bilgi kaybedileceğinden bu durum dikkate alınmamıştır. Önerilen algoritma, kanalın bilindiği durum için aynı hedef fonksiyonu kullanarak geliştirilen [8]'de önerilen modülasyon tanıma algoritması ile karşılaştırıldığında, yeni önerilen algoritmada kanal kestirimi yapıldığı halde modülasyon tipinin pilot sembolleri ile ilişkilendirilmesinden dolayı daha iyi bir performans göstermektedir. Bu algoritma, kolaylıkla kanal kestirimini pilotlarla yapan OFDM sistemlerine uygulanabilir. Algoritmanın geliştirilmesinde yapılabilecek en önemli katkı, bu algoritma için en uygun pilot sembollerini çıkaran yeni bir algoritma olacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] DOBRE, O.A, ABDI, A.,BAR-NESS, Y., and SU, W., "Blind Modulation Classification: A Concept Whose Time Has Come," in *IEEE/Sarnoff Symposium on Advances in Wired and Wireless Communication*, 2005, pp. 223-228.
- [2] PROAKIS, G. JOHN and MASOUD SALEHI, *Fundamentals of Communication*, Prentice Hall, New Jersey, 2005.
- [3] DOĞAN, HAKAN, 2007, "Verici çeşitlemeli OFDM sistemleri için turbo alıcı yapıları," Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi.
- [4] RAPPAPORT, T. S., *Wireless Communications, Principles and Prattice*, Prentice Hall, New Jersey, 2002.
- [5] SMITH, CLINT and COLLINS, DANIEL, *3G Wireless Networks*, McGraw-Hill Professional, USA, 2002.
- [6] HOLMA, HARRI and TOSKALA, ANTTI, *LTE for UMTS - OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*, Wiley, UK, 2009.
- [7] DOBRE, O.A, ABDI, A.,BAR-NESS, Y., and SU, W., "Survey of automatic modulation classification techniques: classical approach and new trends," *IET communications*, vol. 1, no. 2, pp. 137-156, April 2007.
- [8] YUCEK, T. and ARSLAN, H., "A Novel Sub-optimum Maximum Likelihood Modulation Classification Algorithm for Adaptive OFDM System," in *IEEE Wireless Communications Networking Conf.*, Atlanta, 2004, pp. 739-744.
- [9] REDDY, S.B., YÜCEK, T., and ARSLAN, H., "An efficient blind modulation detection algorithm for adaptive OFDM systems," in *IEEE Vehicular Technology Conference* , Orlanda, 2003.

- [10] BAHAI, AHMAD R. S., SALTZBERG, BURTON R., and ERGEN, MUSTAFA, *Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM*, Springer, New York, 2004.
- [11] INTINI, ANIBAL LUIS, 2000, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Networks*, University of California.
- [12] MATSUOKA, H., SAMPEI, S., MORINAGA, N., and KAMIO, Y., "Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high quality multimedia communication systems," in *IEEE Vehicular Technology Conference*, Atlanta, 1996, pp. 487-491.
- [13] KANNU, A., SIVANADYAN, T., and SUBRAMANIAM, S., "Performance of block adaptive modulation schemes for OFDM based WLAN systems," in *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, 2002, pp. 6-10.
- [14] KAY, STEVEN M., *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation theory*, Prentice-Hall, USA, 1998.
- [15] NOCEDAL, JORGE and WRIGHT, STEPHEN J., *Numerical optimization*, Springer, USA, 1999.
- [16] ZHANG, Z., DAI, B.T., and TUNG, ANTHONY K.H., "Estimating Local Optimums in EM Algorithm over Gaussian Mixture Model," in *25th International Conference on Machine Learning*, 2008.
- [17] KANUNGO, TAPAS et al., "An Efficient K-Means Clustering Algorithm: Analysis and Implementation," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 24, no. 7, pp. 881-892, July 2002.
- [18] CHEN, P. and KOBAYASHI, H., "Semi-blind Block Channel Estimation and Signal Detection Using Hidden Markov Models," in *IEEE Global Telecommunications Conf.*, 2000, pp. 1051-1055.

- [19] ROBINSON, F. et al., "Initial Starting Point for K-means Clustering: A Case Study," in *Conf. on Applied Research in Information Technology*, 2006.
- [20] TOMASI, CARLO, 2004, *Estimating Gaussian Mixture Densities with EM - A Tutorial*, [online], Duke University, <http://www.cs.duke.edu/courses/spring04/cps196.1/handouts/EM/tomasiEM.pdf> [Ziyaret Tarihi: 7 Haziran 2010].
- [21] ŞENOL, HABIB, ÇIRPAN, HAKAN A., and PANAYIRCI, ERDAL, "A Low-Complexity KL Expansion-Based Channel Estimator for OFDM Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communication Networks*, vol. 2005, no. 2, pp. 163-167, 2005.
- [22] KARABACAK, MURAT, ÇIRPAN, HAKAN A., and ARSLAN, HÜSEYİN, "Adaptive Pilot Based Modulation Identification and Channel Estimation for OFDM Systems," *Personal, Indoor and Mobile Radio Conference*, Istanbul, 2010.

ÖZGEÇMİŞ

Murat Karabacak, 1987 yılında Zonguldak'ta doğdu. 2004 yılında Zonguldak Fen Lisesinden mezun oldu. Aynı yıl İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünü kazandı. Türk Telekom ve Türk Hava Yolları Teknik'te gerekli olan yaz stajlarını tamamladı. Bitirme projesinde grup arkadaşları ile birlikte ivmeölçerler kullanarak üç eksenli bir eğimölçer yaptı. 2008 yılında lisans öğrenimini beşinci olarak tamamladıktan sonra İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği yüksek lisans programına kabul edildi. Halen "Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Algoritma Geliştirme" üzerinde çalışmalarına devam etmektedir.