

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MIMO SİSTEMLER İÇİN SİNYAL TANIMA ALGORİTMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Merve TURAN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

OCAK 2015

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MIMO SİSTEMLER İÇİN SİNYAL TANIMA ALGORİTMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Merve TURAN
(504121322)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN

OCAK 2015

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504121322 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Merve TURAN**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**MIMO SİSTEMLER İÇİN SİNYAL TANIMA ALGORİTMALARI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Eş Danışman : **Doç. Dr. M. Mengüç ÖNER**
Işık Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Ender M. EKŞİOĞLU
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU
İstanbul Üniversitesi

Teslim Tarihi : **11 Aralık 2014**
Savunma Tarihi : **21 Ocak 2015**

Aileme ve Emre'ye,

ÖNSÖZ

Tez çalışmam boyunca değerli görüş ve yardımlarını esirgemeyen, tezimin gerçekleşmesinde büyük emeği geçen hocalarım Sn. Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN'a ve Sn. Doç. Dr. Mustafa Mengüç ÖNER'e, yüksek lisans eğitimim süresince maddi destek sağladığı için TÜBİTAK'a, desteklerini esirgemeyen arkadaşlarıma ve son olarak bugünlere gelmemde en büyük paya sahip olan aileme teşekkürlerimi sunarım.

Ocak 2015

Merve TURAN
Elektronik Mühendisi

Bu tezdeki çalışmalar TÜBİTAK EEEAG tarafından 112E020 nolu proje kapsamında desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	4
1.2 Literatür Araştırması	4
1.2.1 Anten sayısı tespiti	4
1.2.2 Uzay-zaman blok kodu tanıma	5
1.2.3 Modülasyon tipi tanıma	6
1.3 Hipotez	7
2. MIMO SİSTEMLER VE UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMA.....	9
2.1 Giriş.....	9
2.2 MIMO Sistemler	11
2.3 Uzay-Zaman Blok Kodlama.....	13
2.3.1 Dik uzay-zaman blok kodlama	14
2.3.1.1 Alamouti kodu.....	14
2.3.1.2 Diğer dik uzay-zaman blok kodları.....	15
2.3.2 Yarı-dik uzay-zaman blok kodlama	16
2.4 Uzay-Zaman Blok Kodu Tanıma Kapsamında Ele Alınan Kodlar ve Parametreleri	16
3. ORTAKÇA ANTEN SAYISI-UZAY-ZAMAN BLOK KODU SINIFLANDIRMA.....	19
3.1 Giriş.....	19
3.2 Döngüsel-Durağan Karakteristikler	19
3.3 Uzay-Zaman Blok Kodu Sınıflandırma Stratejisi	22
3.4 Anten Sayısının Bilindiği Durumda Uzay-Zaman Blok Kodu Sınıflandırma ..	23
3.4.1 Gözü kapalı kanal denkleştirme	24
3.4.2 Öznitelik çıkarımı ve kod sınıflandırma	24
3.4.2.1 $n_t = 2$ için kod sınıflandırma.....	25
3.4.2.2 $n_t = 3$ için kod sınıflandırma.....	25
3.4.2.3 $n_t = 4$ için kod sınıflandırma.....	26
3.5 Anten Sayısının Bilindiği Durumda Önerilen Kod Sınıflandırma Algoritmalarına İlişkin Benzetim Sonuçları	29
3.6 Ortakça Anten Sayısı-Uzay-Zaman Blok Kodu Sınıflandırma Algoritması....	31
3.6.1 Anten sayısının tespiti	32
3.7 Ortakça Anten Sayısı-Uzay-Zaman Blok Kodu Sınıflandırma Algoritmasına İlişkin Benzetim Sonuçları	36

4. ORTAKÇA ANTEN SAYISI-MODÜLASYON TİPİ SINIFLANDIRMA	41
4.1 Giriş	41
4.2 Ortakça Anten Sayısı-Modülasyon Tipi Sınıflandırma Algoritması.....	42
4.2.1 MDL klasifikatörü.....	42
4.2.2 Gözü kapalı kanal kestirimi	44
4.2.3 Gürültü varyansının gözü kapalı kestirimi	45
4.3 Benzetim Sonuçları	47
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	51
KAYNAKLAR.....	53
ÖZGEÇMİŞ	57

KISALTMALAR

AIC	: Akaike Information Criteria
ALRT	: Average Likelihood Ratio Test
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
BSS	: Blind Source Separation
CFAR	: Constant False Alarm Rate
DÇİ	: Döngüsel Çapraz İlinti
EDÇİ	: Eşlenik Döngüsel Çapraz İlinti
EZDÇİ	: Eşlenik Zamanla Değişen Çapraz İlinti
GLRT	: Generalized Likelihood Ratio Test
GMDL	: Gaussian Minimum Description Length
HLRT	: Hybrid Likelihood Ratio Test
HOS	: Higher Order Statistics
i.i.d.	: independent and identically distributed
JADE	: Joint Approximate Diagonalization of Eigenmatrices
MDL	: Minimum Description Length
MIMO	: Multiple-Input Multiple-Output
MISO	: Multiple-Input Single Output
MPSK	: M-ary Phase Shift Keying
MQAM	: M-ary Quadrature Amplitude Modulation
OFDM	: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OSTBC	: Orthogonal Space-Time Block Code/Codes/Coding
QOSTBC	: Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code/Codes/Coding
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
SIMO	: Single-Input Multiple-Output
SISO	: Single-Input Single-Output
SM	: Spatial Multiplexing
SNR	: signal-to-noise ratio
STBC	: Space-Time Block Code/Codes/Coding
STC	: Space-Time Code/Codes/Coding
STTC	: Space-Time Trellis Code/Codes/Coding
ZDÇİ	: Zamanla Değişen Çapraz İlinti

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Uzay-zaman blok kodu tanıma kapsamında ele alınan kodlar ve parametreleri.....	17
Çizelge 4.1 : Bazı modülasyon tipleri için μ_j^q ve q değerleri	45

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Tipik bir MIMO verici yapısı.....	2
Şekil 1.2 : Sinyal tanıma kapsamında önerilen algoritmaların kullanıldığı MIMO alıcı yapıları.....	3
Şekil 2.1 : Çok yollu yayılım etkileri: yansıma, kırılma ve saçılma.	9
Şekil 2.2 : SISO sistem ve çoklu anten sistemleri.	10
Şekil 2.3 : n_t adet verici ve n_r adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistem.	11
Şekil 2.4 : QPSK modülasyonlu semboller için örnek bir Alamouti kodlama süreci	14
Şekil 3.1 : Alamouti kodu için EDÇİ fonksiyonu $ R_{s_1 s_2}^\alpha[\tau] $	21
Şekil 3.2 : C_2 ve C_3 kodları için verici sinyalinin 1. ve 3. bileşenleri arasındaki EDÇİ fonksiyonları (a) C_2 için $ R_{s_1 s_3}^\alpha[\tau] $. (b) C_3 için $ R_{s_1 s_3}^\alpha[\tau] $	21
Şekil 3.3 : C_5 ve C_7 kodları için verici sinyalinin çeşitli bileşenleri arasındaki DÇİ fonksiyonları (a) C_5 için $ R_{s_1 s_2}^\alpha[\tau] $. (b) C_7 için $ R_{s_2 s_3}^\alpha[\tau] $	22
Şekil 3.4 : Önerilen uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmalarına ilişkin blok diyagramı.....	23
Şekil 3.5 : $n_t = 3$ için kod sınıflandırmada kullanılan karar ağacı.	27
Şekil 3.6 : $n_t = 4$ için kod sınıflandırmada kullanılan karar ağacı.	27
Şekil 3.7 : $n_t = 2$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(1)}$ için sınıflandırma performansı ($Q = 2$; $n_r = 4, 6$; $N=1000, 1500, 2000$)	30
Şekil 3.8 : $n_t = 3$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(2)}$ için sınıflandırma performansı ($Q = 4$; $n_r = 6, 9$; $N=1000, 1500, 2000$)	30
Şekil 3.9 : $n_t = 4$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(3)}$ için sınıflandırma performansı ($Q = 5$; $n_r = 8, 10$; $N=1000, 1500, 2000$)	31
Şekil 3.10 : Önerilen ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmasına ilişkin blok diyagramı.....	32
Şekil 3.11 : Gauss ve Gauss olmayan sinyaller için GMDL ile anten sayısı tespiti..	34
Şekil 3.12 : Alamouti kodlanmış sinyaller için ilintili kanal modelinde GMDL yöntemiyle anten sayısı tespiti.	35
Şekil 3.13 : Ortakça sınıflandırma algoritmasının $\Phi_{(c)}^{(4)}$ için performansı ($Q = 6$; $n_r = 4, 6$; $N=1000, 1500, 2000$)	37
Şekil 3.14 : Ortakça sınıflandırma algoritmasının $\Phi_{(c)}^{(5)}$ için performansı ($Q = 11$; $n_r = 6, 8$; $N=1000, 1500, 2000$).	38
Şekil 3.15 : İlintili kanal modelinde ortakça sınıflandırma algoritmasının $\Phi_{(c)}^{(4)}$ için performansı ($Q = 6$; $n_r = 6$; $N=1500$; $\rho = 0, 0.1, 0.3$)..	38

Şekil 4.1 : Bazı modülasyon tiplerine ilişkin sembol konstelasyonları: (a) BPSK. (b) QPSK. (c) 8PSK. (d) 16QAM	48
Şekil 4.2 : $n_t = 2$ için ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritmasının performansı ($n_r = 4, 6$; $N=500, 750, 1000$).....	48
Şekil 4.3 : $n_r = 3$ için ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritmasının performansı ($n_r = 6$; $N=500, 750, 1000$).....	48

MIMO SİSTEMLER İÇİN SİNYAL TANIMA ALGORİTMALARI

ÖZET

Bilinmeyen haberleşme sinyallerinin gözü kapalı ve işbirliksiz şekilde tanınması için geliştirilen sinyal tanıma teknikleri günümüzde askeri ve sivil uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Bu tekniklerle alıcıdaki bilinmeyen veya kısmen bilinen bir sinyalin modülasyon tipi, bant genişliği, taşıyıcı frekansı, kullanılan çoklu erişim ve frekans yayma metodları gibi kendine özgü iletim parametreleri işbirliksiz ve gözü kapalı şekilde tespit edilebilmektedir.

Kablosuz sayısal iletişim sistemlerinin giderek yaygınlaşması ve kullanıcıların her geçen gün artan yüksek veri hızı ve servis kalitesi talepleri, kablosuz sayısal haberleşme sistemleri için daha fazla kapasite vaadeden yeni haberleşme tekniklerinin geliştirilmesi doğrultusunda yapılan çalışmaları hızlandırmış, yenilikçi kablosuz haberleşme tekniklerinin hızla çoğalıp çeşitlenmesinin önünü açmıştır. Sinyal tanıma algoritmalarının bu çeşitlilikle baş edebilmeleri için zaman içinde geliştirilen her yeni iletim tekniğini içerecek şekilde durmadan genişletilmeleri ve modifiye edilmeri elzemdir.

Verici ve alıcıda birden çok antenin kullanılmasıyla yüksek veri hızları ve kapasite artışı sağlayan Çok Girişli Çok Çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) sistemleri yukarıda bahsedilen son on yıl içinde ortaya çıkmış yeni haberleşme tekniklerinden belki de en çok umut vaadedeni olarak görülebilir. MIMO sistemler, Tek Girişli Tek Çıkışlı (Single-Input Single-Output, SISO) sistemlere göre daha karmaşık yapıda olduğundan, verici anten sayısı ve uzay-zaman kodları (Space-Time Codes, STC) gibi SISO sistemlerde geçerli olmayan ancak tanınması gereken yeni iletim parametrelerini de beraberinde getirmiştir. Ayrıca SISO sistemler için geliştirilen modülasyon tipi tanıma algoritmalarının, alıcı antenlerdeki kendine-girişim sebebiyle MIMO sistemlerde kullanılması mümkün değildir.

Bu tezde MIMO sistemler için yenilikçi sinyal tanıma algoritmalarının geliştirilmesi üzerinde çalışılmıştır. Bu bağlamda iki temel sinyal tanıma algoritması önerilmiştir. Bunların ilki, kodlanmış sinyal vektörlerinin döngüsel-durağan karakteristiklerinin farklı uzay-zaman blok kodlarını (Space-Time Block Codes, STBC) birbirinden ayırt etmek amacıyla kullanıldığı ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmasıdır. İkincisi ise anten sayısı tespiti ile modülasyon tipi tanıma problemlerinin birlikte ele alındığı minimum tarif uzunluğu (Minimum Description Length, MDL) bazlı yenilikçi bir ortakça anten sayısı- modülasyon tipi sınıflandırma algoritmasıdır.

MIMO sistemlerde sinyal tanıma konusunda literatürdeki diğer çalışmaların aksine, önerilen algoritmalar anten sayısı tespiti, modülasyon tipi tanıma ve uzay-zaman blok kodu tanıma problemlerini ayrı ayrı değil de ikili olarak ortakça ele almaktadır. Bununla birlikte, önerilen ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritması, literatürdeki diğer yöntemlerin aksine, kod uzunlukları birbirine eşit

uzay-zaman blok kodlarını da birbirinden ayırt edebilmekte, 2'den fazla verici anten için tasarlanan uzay-zaman blok kodlarının da tanınmasında kullanılabilmektedir. Önerilen ortakça modülasyon tipi ve anten sayısı tespiti algoritması ise çok az ön bilgi ile yüksek bir performans sergilemektedir.

SIGNAL IDENTIFICATION ALGORITHMS FOR MIMO SYSTEMS

SUMMARY

Signal identification methods developed for recognizing and identifying unknown communication signals in a blind and non-cooperative manner are currently used in military and civilian applications frequently. The main task of signal identification systems is to blindly and non-cooperatively determine the transmission parameters specific to an unknown or partially known communication signal, such as the modulation type, bandwidth, carrier frequency, employed multiple access and the frequency spreading methods etc.

The widespread use of digital wireless communication systems and the user demands for increasing data rates and service quality have lead to a surge in the development of new wireless transmission techniques, and paved the way for an increasing diversity in the transmission methods used in wireless communications. The existing signal identification systems need to be constantly extended and updated to include these newly emerging communication techniques, in order to be able to handle this diversity. Multiple-Input-Multiple Output (MIMO) systems, which offer an increased data rate and robustness by using multiple antennas at the transmitter and the receiver is one of the most promising of the above mentioned new communication methodologies, which have emerged in the last decade. The MIMO systems present new parameters to the signal identification systems, which need to be identified, such as the number of transmit antennas and the employed space time block code, which do not exist in conventional single antenna systems. Furthermore, existing modulation type identification algorithms designed for single antenna systems cannot be applied to the MIMO systems, due to the presence of self interference at each receive antenna.

The aim of this thesis is to develop novel signal identification techniques for MIMO signals. In this context, two novel signal identification algorithms have been proposed. The first one is a joint antenna number and space time block code classification algorithm, which exploits the joint wide-sense cyclostationary characteristics of the space-time block coded transmit signals for discriminating between different codes. The second one is a joint modulation type and antenna number classification algorithm based on the minimum description length (MDL) criterion. In contrast to the existing literature, in which the unknown signal parameters are extracted separately, both of the proposed algorithms handle the classification problem in a joint manner.

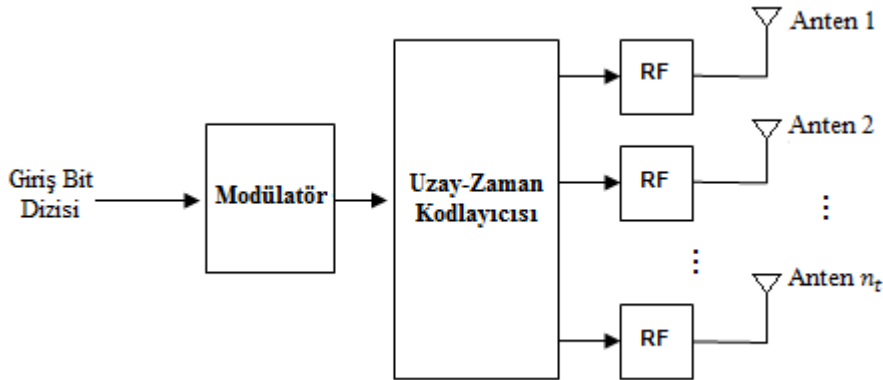
The proposed joint space-time block code and antenna number classification algorithm is capable of discriminating amongst a much larger number of space-time block codes than the methods existing in the literature, whereas the proposed MDL based joint modulation type and antenna number classification algorithm offers a high classification performance, while requiring very little a-priori information.

1. GİRİŞ

Radyo spektrumunun denetlenmesi ve izlenmesi bağlamında bilinmeyen haberleşme sinyallerinin iletim parametrelerinin analizi amacıyla geliştirilen sinyal tanıma teknikleri, radyo dalgaları kullanan haberleşme sistemlerinin kullanıma girmeye başlamasından beri önemli bir araştırma konusu olmuştur. Askeri ve sivil uygulamalarda sıklıkla kullanılan sinyal tanıma teknikleri sayesinde alıcıdaki bilinmeyen veya kısmen bilinen sinyallerin modülasyon tipi, bant genişliği, taşıyıcı frekansı, kullanılan kodlama tipi gibi iletim parametreleri vericiden hiçbir bilgi alınmadan yani işbiriksiz olarak tespit edilebilmektedir. Sinyale ilişkin bu parametrelerin işbiriksiz şekilde elde edilebilmesi bilinmeyen sinyallerin içeriklerinin izlenmesi, dinlenmesi, karıştırılması ve tehdit analizi gibi uygulamalar açısından askeri alanda son derece önemlidir. Sivil uygulamalarda ise ulusal haberleşme düzenleme otoritelerinin lisanssız ve izinsiz yayın yapan kullanıcıları tespit edebilmesi açısından sinyal tanıma teknikleri oldukça önem arz etmektedir. Bununla birlikte, özellikle son yıllarda frekans spektrumunu daha akıllı ve etkin şekilde kullanma amacıyla ortaya çıkan, frekans spektrumunun sürekli olarak izleyerek kendi parametrelerini eldeki kaynakları en etkin şekilde kullanacak şekilde rekonfigüre edebilen bilişsel radyo sistemleri de sinyal tanıma tekniklerinin sivil alandaki en yeni uygulamalarına örnek teşkil etmektedir.

Günümüzde kablosuz sayısal iletişim sistemlerinin kullanımının giderek yaygınlaşması ve verilerin yüksek hızlarla, düşük hata olasılıklarıyla iletimini sağlayan modülasyon ve çeşitleme ihtiyacının doğması sonucu haberleşmede kullanılan tekniklerin her geçen gün komplike hale gelmesi, sinyal tanıma algoritmalarının yeni iletim tekniklerine ayak uyduracak şekilde sürekli olarak geliştirilmesini gerektirmektedir. Son yıllarda büyük ilgi gören MIMO haberleşme sistemleri günümüz yenilikçi haberleşme teknikleri arasında sağladığı yüksek veri hızları ve kapasite artışıyla önemli bir yere sahiptir.

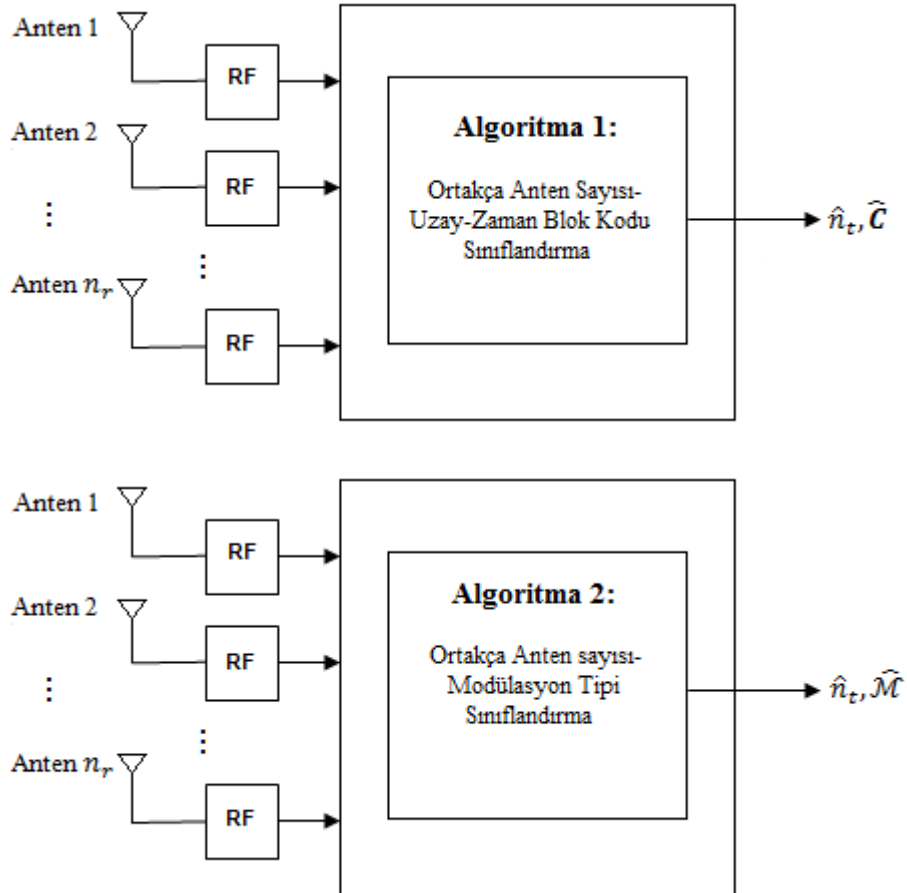
MIMO sistemlerde verici ve alıcı tarafta birden çok antenin kullanımıyla veri sembollerinin birden çok antene çoğullanması ve uzay-zaman kodlarının kullanımıyla gönderilen sinyale uzay ve zaman boyutlarında artıklık katılması sonucunda ulaşılabilir veri hızlarında SISO sistemlere göre önemli bir artış sağlanmaktadır. Şekil 1.1’de n_t antenli tipik bir MIMO verici gösterilmiştir. Görüldüğü gibi MIMO sistemlerin komplike yapısı verici anten sayısı, uzay-zaman kodları gibi SISO sistemler için geçerli olmayan ancak tanınması gereken yeni iletim parametrelerini de beraberinde getirmektedir. Her ne kadar MIMO sistemlerin bant genişliği, taşıyıcı frekansı gibi bazı temel parametrelerinin tespitinde SISO sistemler için geliştirilen tekniklerin uyarlanması mümkün olsa da, SISO sistemler için geliştirilen, alıcının belirli bir anda tek bir kullanıcı sinyali aldığını varsayan modülasyon tipi tanıma algoritmaları aynı anda ve aynı frekans bandında birçok antenden yollanan uzayda ve zamanda ilintili MIMO sinyalleri için yetersiz kalmaktadır.



Şekil 1.1 : Tipik bir MIMO verici yapısı.

Bu tez çalışmasında Şekil 1.1’deki gibi ifade edilen bir MIMO vericiden gönderilen MIMO sinyallerini tanıyabilecek ve pratikte uygulanabilecek yenilikçi sinyal tanıma algoritmalarının geliştirilmesi hedeflenmiş, bu bağlamda anten sayısı tespiti, uzay-zaman blok kodu ve modülasyon tipi tanıma problemleri ele alınmıştır. Uzay-zaman blok kodu tanıma problemi, bilinmeyen bir MIMO vericiden gönderilmiş sinyalden, MIMO sönmülemeli kanal ve toplanır gürültü etkisi altında belirli bir gözlem süresi zarfında alınacak örnekleri kullanarak, sinyalde olası uzay-zaman blok kodu kümesi $\Phi_{(c)}$ ’nin elemanlarından hangisinin kullanıldığının tespitini amaçlayan bir sınıflandırma problemi özetlenebilir. Benzer şekilde modülasyon tipi tanıma problemi, bilinmeyen bir MIMO vericiden n_t anten kullanılarak gönderilmiş

toplanır gürültü ve sönümlenmeli MIMO kanal etkisinde n_r anten tarafından belirli bir gözlem süresi zarfında alınacak örnekleri kullanarak, gönderilen haberleşme sinyalinin modülasyon tipinin, olası modülasyon tiplerinin kümesi olan $\Phi_{(m)}$ 'nin elemanlarından hangisi olduğunun tespitini amaçlayan bir sınıflandırma problemi olarak özetlenebilir. Burada verici anten sayısı bilgisinin uzay-zaman blok kodu ve modülasyon tipi sınıflandırmada kullanılacak algoritmaların tasarımı ve başarımında önemli rol oynaması sebebiyle, bu çalışmada anten sayısı tespiti problemi uzay-zaman blok kodu sınıflandırma ve modülasyon tipi sınıflandırma problemleriyle birlikte ele alınmış; sonuç olarak uzay-zaman blok kodlamalı MIMO sistemlerde kullanılmak üzere, ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritması ve uzaysal çoğullama (Spatial Multiplexing, SM) kullanan MIMO sistemlerde kullanılmak üzere, ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması olarak iki temel sinyal tanıma algoritması önerilmiştir. Şekil 1.2'de sinyal tanıma amacıyla bu iki algoritmanın kullanıldığı MIMO alıcı yapıları gösterilmiştir.



Şekil 1.2 : Sinyal tanıma kapsamında önerilen algoritmaların kullanıldığı MIMO alıcı yapıları.

1.1 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında günümüze kadar daha çok SISO sistemler için tasarlanmış sinyal tanıma algoritmalarının MIMO sistemleri kapsayacak şekilde geliştirilmesi amaçlanmış ve bu bağlamda,

- 3. bölümde, literatürdeki kaynak sayısı tespit yöntemleri MIMO sistemler için anten sayısı tespit problemine uyarlanarak, uzay-zaman blok kodlaması kullanan MIMO sistemler için kullanılan uzay-zaman blok kodunu tanıma amacıyla yenilikçi sınıflandırma algoritmaları geliştirilmiş,
- 4. bölümde uzaysal çoğullama kullanan MIMO sistemler için yenilikçi bir anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması geliştirilmiş,
- geliştirilen sinyal tanıma algoritmalarının performansları 3. ve 4 bölümlerde benzetimler yoluyla incelenmiştir.

1.2 Literatür Araştırması

Bu tez konusu kapsamında literatür analizi anten sayısı tespiti, uzay-zaman blok kodu tanıma ve modülasyon tipi tanıma olmak üzere üç bölümde yapılacaktır.

1.2.1 Anten sayısı tespiti

Aynı ortamda yayın yapan sinyal kaynaklarının sayısının tespiti konusu, radar, sonar, yön tespiti gibi uygulamalarda literatürde uzun yıllardır incelenmektedir. Literatürde bu konuda farklı kaynaklardan gönderilen sinyallerin birbirinden bağımsız ve Gauss dağılımlı olduğunu varsayan yöntemler öne çıkmaktadır. Bu varsayımla [1, 2]'de farklı bağlamlarda model derecesi tespiti problemi için ortaya atılan Akaike bilgi ölçütü (Akaike Information Criteria, AIC) ve minimum tarif uzunluğu (Minimum Description Length, MDL) ölçütleri [3]'de bilgi kuramı bazlı kaynak sayısı tespiti için kullanılmıştır. Bu iki yöntem, bilgi kuramına dayalı kaynak sayısı tespitine olan ilgiyi artırmış, birçok yazar bu iki yöntemin iyileştirilmesine yönelik önerilerde bulunmuştur. [4,5]'de AIC ve MDL'ye alternatif iki bilgi kuramsal yöntem önerilmiştir. [6]'da AIC ve MDL'nin Gauss dağılımda olmayan kaynak sinyalleri için kaynak sayısı tespitindeki başarımı benzetimlerle incelenmiş ancak kaynakların uzay-zaman kodlamalı sistemlerde olduğu gibi uzay ve zamanda bağımlı olduğu durumlar ele alınmamıştır. [7, 8]'de MIMO sistemlerde anten sayısı tespiti için pilot

sinyallere bağılı bir yaklaşım önerilmiş ancak bu yaklaşımın işbirliksiz ve gözü kapalı bir tespitin öngörüldüğü sistemlerde uygulanamayacağı belirtilmiştir. Gauss dağılımına sahip olmayan modüle edilmiş kaynak sinyallerinin sayısının tespiti konusunu ele alan [9]'da, kaynak sayısı tespiti için Kurtosis fonksiyonları kullanılmış, ancak kaynakların bağımsız olmadığı durumlar incelenmemiştir. Uzaysal çoğullamalı MIMO sistemleri için gözü kapalı anten sayısı tespitini ele alan [10]'da, anten sayısının tespiti için [9]'daki gibi sinyalin üst seviyeden istatistikleri (kümülanları) kullanılmış fakat uzay-zaman kodlaması kullanan sistemler incelenmemiştir.

1.2.2 Uzay-zaman blok kodu tanıma

MIMO sistemlerde kullanılan uzay-zaman kodları uzay-zaman blok kodları ve uzay zaman kafes kodları (Space-Time Trellis Codes, STTC) olarak iki grup altında incelenebilir. Bu tezde, kafes kodlarına göre daha basit yapıda olması ve pratikte daha çok kullanılması sebebiyle uzay-zaman blok kodlarının tanınması üzerinde çalışılmıştır. Literatürde uzay-zaman blok kodlarının tanınması konusunda yapılan ilk çalışma olan [11]'de, alınan sinyalin ikinci dereceden döngüsel-durağan istatistikleri kullanılarak sinyalde herhangi bir uzay-zaman kodunun kullanılıp kullanılmadığının tespiti yapılmakta, ancak kod tanıma işlemi gerçekleştirilmemektedir. Gerçek anlamda uzay-zaman blok kodu tanınması yapılan ilk iki çalışma [12, 13]'tür. [12]'de alınan sinyalin ikinci dereceden momentlerinden faydalanan öznitelik bazlı bir yöntem, [13]'te ise biri optimal biri de sinyal için Gauss dağılımı varsayan, sinyalin ikinci dereceden istatistiklerine bağılı iki olabilirlik bazlı yöntem önerilmiştir. [14]'te kodlanmış sinyalin ikinci dereceden döngüsel-durağan karakteristiklerinin baz alındığı, farklı uzunluktaki uzay-zaman blok kodlarının farklı döngüsel frekanslarda döngüsel-durağanlık sergilemesi nedeniyle farklı uzunluktaki kodların tanınabildiği bir yöntem önerilmiş, ancak aynı döngüsel frekansta döngüsel-durağanlık gösteren eşit uzunluklu kodların tanınması konusu ele alınmamıştır. [15]'te ise kodlanmış sinyalin dördüncü dereceden döngüsel-durağan karakteristiklerinin baz alındığı, Alamouti kodlanmış ve uzaysal çoğullanmış MIMO sinyalinin ayırt edilebildiği bir yöntem önerilmiştir.

1.2.3 Modülasyon tipi tanıma

Literatürdeki modülasyon tipi tanıma yöntemleri olabilirlik oranı bazlı ve öznitelik bazlı olmak üzere iki ana grupta incelenebilir. Olabilirlik oranı bazlı yaklaşımı kullanan modülasyon tipi tanıma sistemlerinde, olası modülasyon tipleri kümesi içinden, alınan sinyalin logaritmik olabilirlik fonksiyonunu maksimize eden modülasyon tipi seçilmektedir. Olabilirlik fonksiyonu bazlı modülasyon tipi tanıma sistemleri, temelde gönderilen sinyal vektörü ve bilinmeyen parametreleri ele alış biçimleriyle birbirinden ayrılmaktadır. Ortalama olabilirlik oranı testlerinde (Average Likelihood Ratio Test, ALRT) bilinmeyen parametreler ve gönderilen sinyal vektörü rastsal değişkenler olarak ele alınmaktadır. Genelleştirilmiş olabilirlik oranı testlerinde (Generalized Likelihood Ratio Test, GLRT) bilinmeyen parametreler ve gönderilen sinyal vektörü rastsal olmayan, deterministik büyüklükler olarak ele alınmakta ve olabilirlik oranı testi oluşturulurken bu bilinmeyen parametreler yerine bunların kestirimleri kullanılmaktadır. Melez olabilirlik oranı testlerinde (Hybrid Likelihood Ratio Test, HLRT) ise bilinmeyen parametrelerin bir kısmı rastsal değişkenler olarak modellenirken, diğer bir kısmı da rastsal olmayan, kestirilmesi gereken deterministik büyüklükler olarak ele alınmaktadır.

MIMO sistemlerde modülasyon tipi tanınması literatürde ilk olarak [16, 17]'de ele alınmıştır. Bu çalışmalarda uzay-zaman kodu kullanmayan uzaysal çoğullamalı MIMO sistemleri için kanal matrisinin bilindiğini varsayan ALRT temelli bir yöntem ve kanal bilgisinin mevcut olmadığı daha gerçekçi senaryolarda kullanılabilmesi amacıyla kanalın gözü kapalı yöntemlerle kestirildiği HLRT bazlı bir yöntem önerilmiştir.

Modülasyon tipi tanıma konusunda literatürde öne çıkan ikinci yaklaşım tarzı olan öznitelik bazlı örüntü tanıma yöntemlerinde, öncelikle farklı modülasyon tiplerini birbirinden ayırmada kullanılabilecek öznitelikler tespit edilmekte, alınan sinyalden bu karakteristik öznitelikler kestirilerek, kestirilen değerler sınıflandırma algoritmaları aracılığıyla sinyal tanıma amacıyla kullanılmaktadır. MIMO sistemler için öznitelik bazlı modülasyon tipi tanıma yöntemleri [18, 19, 20]'de ele alınmıştır. [18]'de uzaysal çoğullamalı bir MIMO sisteminde modülasyon tipi sınıflandırma için yapay sinir ağları kullanılmış, [19] ve [20]'de ise modülasyon tipi tanıma amacıyla öznitelik olarak dördüncü dereceden kümülanlardan faydalanılmıştır.

1.3 Hipotez

Bu tezde MIMO sistemlerde anten sayısı tespiti, uzay-zaman blok kodu ve modülasyon tipi tanıma problemleri ele alınmış ve bu bağlamda iki temel sinyal tanıma algoritması önerilmiştir. Bu algoritmaların ilki, farklı uzay-zaman blok kodu kullanan MIMO sinyallerin döngüsel-durağan karakteristiklerinin farklılığına dayanan ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmasıdır. Önerilen algoritmada ilk aşamada verici anten sayısının tespiti gözü kapalı şekilde yapılmaktadır. Belirli bir verici anten sayısı için tasarlanmış ve pratikte kullanılan kod sayısı sınırlı olduğu için, verici anten sayısının kod sınıflandırmadan önce tespit edilmesi kod sınıflandırmanın her olası anten sayısı için ayrı ayrı yapılmasını mümkün kılıp, olası kod kümesini sadece tespit edilen anten sayısı için tasarlanmış kodların kümesine indirgemekte, sonuç olarak sınıflandırma algoritmasının tasarımını kolaylaştırıp, performansını artırmaktadır. Verici anten sayısının tespitinin ardından, gözü kapalı kanal denkleştirmeyle kanal matrisi ve vericiden gönderilen sinyalin kestirimi yapılmaktadır. Farklı uzay-zaman blok kodlarıyla kodlanmış sinyallerin kestirimlerinin döngüsel-durağan karakteristiklerinin farklılığından faydalanılarak, gönderilen sinyalde kullanılan kodun ne tür bir kod olduğu tespit edilmektedir.

Tez kapsamında yapılan ikinci çalışmada, uzaysal çoğullamalı MIMO sistemlerde anten sayısı tespiti ve modülasyon tipi tanıma problemleri birlikte ele alınmış, alınan sinyalin gerçek MDL fonksiyonunu baz alan yenilikçi bir ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması önerilmiştir. Gözü kapalı kanal kestirimi için yüksek dereceden istatistiklerin (Higher-Order Statistics, HOS) kullanıldığı bu algoritmada, olası anten sayısı-modülasyon tipi çiftleri arasından sinyale ilişkin MDL fonksiyonunu minimize eden anten sayısı-modülasyon çifti seçilmektedir.

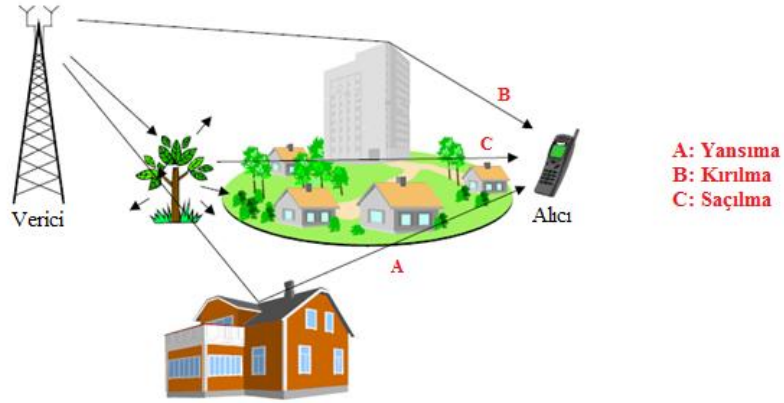
MIMO sistemlerde sinyal tanıma konusunda literatürdeki diğer çalışmaların aksine, önerilen her iki algoritma da tanınacak iletim parametrelerini ayrı ayrı ele almak yerine birlikte ortak olarak ele almaktadır. Ayrıca algoritmaların pratikte kullanılacağı senaryolarda gürültü varyansı, kanal matrisi, verici anten sayısı parametrelerinin bilinmesine de ihtiyaç duyulmamaktadır. Bununla birlikte, ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritması, verici sinyalinde kullanılan modülasyon tipi bilgisine ihtiyaç duymadan, literatürdeki mevcut uzay-

zaman blok kodu sınıflandırma algoritmalarına göre (bkz. [14, 15]) çok daha fazla sayıda kodun sınıflandırmasında kullanılabilmekte ve mevcut algoritmaların aksine eşit uzunluklu kodları da başarıyla birbirinden ayırabilmektedir. Tüm bu niteliklere sahip olması açısından bu tez çalışması literatürdeki diğer çalışmalar arasında yenilikçi yönü ile öne çıkmaktadır.

2. MIMO SİSTEMLER VE UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMA

2.1 Giriş

Son yıllarda kablosuz haberleşme teknolojilerinde yaşanan gelişmeler, yüksek veri hızları ve kapasite artışı sağlayan, bant genişliğini etkin şekilde kullanabilen hareketli kablosuz sayısal iletişim sistemlerinin gelişiminin önünü açmış ve bu sistemler günlük yaşamın önemli bir parçası haline gelmiştir. Kablosuz haberleşmede iletim ortamı, gönderilen radyo sinyalinin alıcıya farklı karakteristikteki iletim yollarından ulaştığı çok yollu bir ortamdır. Kablosuz haberleşmede çok yollu yayılım sonucu vericiden gönderilen sinyaller düz yüzeylerden yansıyarak, nesnelerin kenarlarından kırılarak, pürüzlü yüzeylerden saçılarak veya farklı yoğunluktaki ortamlardan geçerken kırılarak alıcıya ulaşır. Şekil 2.1’de çok yollu yayılım etkilerinden yansıma, kırılma ve saçılmanın oluşum biçimleri gösterilmiştir.



Şekil 2.1 : Çok yollu yayılım etkileri: yansıma, kırılma ve saçılma[41].

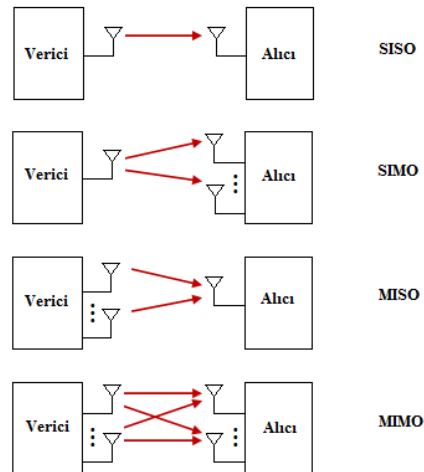
Kablosuz haberleşmede çok yollu yayılım etkisiyle alıcıya farklı gecikme, genlik ve fazlarda sinyallerin gelmesi sonucu alıcıda elde edilen toplam sinyalin genliğinde ve fazında bozulmalar meydana gelir. Çok yollu sönmüleme adı verilen bu bozucu etkiyi azaltmak için kullanılan en etkili yöntem çeşitlemedir. Çeşitleme ile sinyalin birden çok kopyası bağımsız sönmülemeli yollardan gönderilmekte, bu şekilde

gönderilen sinyallerin aynı anda sönmülme olasılığı düşürölerek alıcıda uygun birleştirme yöntemleriyle gerçek sinyale en yakın sinyal elde edilmektedir.

Çok yollu sönmölme etkisini azaltmak için kullanılan en önemli çeşitleme yöntemi uzaysal çeşitlemedir. Uzaysal çeşitlemede verici ve/veya alıcıda çok sayıda anten kullanılarak birbirinden bağımsız birçok iletim kanalı elde edilir. Uzaysal çeşitlemeyle bağımsız kanallar elde edebilmek için antenler arasında en az yarım dalga boyu kadar mesafe olmalıdır.

Uzaysal çeşitleme amacıyla çoklu anten kullanımı ilk olarak alıcı tarafta gerçekleştirilmiştir. Tek Girişli Çok Çıkışlı (Single-Input Multiple-Output, SIMO) sistem adı verilen bu sistemlerde alıcıda En Büyük Oranlı Birleştirme (Maximal Ratio Combining, MRC) tekniğı kullanılarak her bir alıcı antenden gelen sinyaller sinyal-gürültü oranını (signal-to-noise ratio, SNR) maksimize edecek şekilde toplanmaktadır. Verici anten çeşitlemesi için kullanılan en basit teknik ise Alamouti kodlamadır [21]. Bu kodlama tekniğıyle verici tarafta çok sayıda anten kullanılarak karmaşık alıcı yapısına gerek duyulmadan verici anten çeşitlemesi gerçekleştirilebilmektedir.

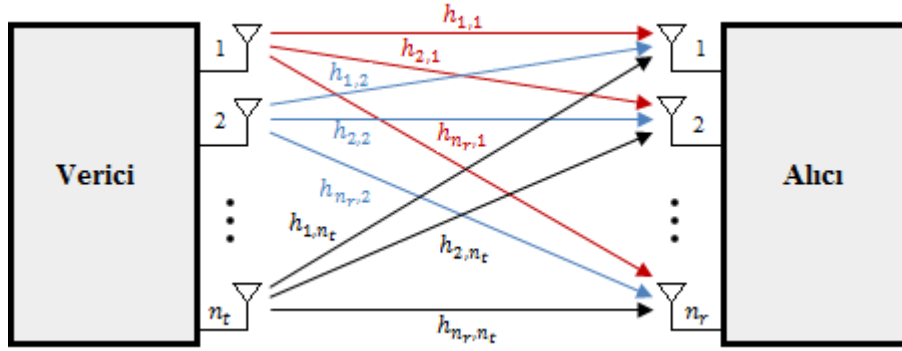
Uzaysal çeşitleme kullanan haberleşme sistemlerinde çeşitleme derecesi verici ve alıcı arasındaki bağımsız sinyal yollarının toplam sayısına eşittir. Uzaysal çeşitlemede elde edilebilecek en yüksek çeşitleme derecesine hem verici hem de alıcı tarafta çok sayıda anten kullanan MIMO sistemler kullanılarak erişilmektedir. n_t adet verici ve n_r adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistemde elde dlebilecek en yüksek çeşitleme derecesi $n_t \cdot n_r$ 'dır. Şekil 2.2'de Tek Girişli Tek Çıkışlı (SISO) sistem ve çoklu anten sistemleri birlikte gösterilmektedir.



Şekil 2.2 : SISO sistem ve çoklu anten sistemleri.

2.2 MIMO Sistemler

Verici ve alıcıda çok sayıda anten kullanarak yüksek çeşitleme derecesi sağlayan MIMO sistemler, sağladıkları yüksek veri hızlarıyla da son yıllarda kablosuz haberleşmede sıklıkla tercih edilmektedir. MIMO sistemlerde uzaysal çoğullama tekniği ile veri, bağımsız paralel veri dizileri şeklinde her bir antenden eşzamanlı olarak gönderilmekte ve böylece ilave güç tüketimi ve bant genişliği ihtiyacı olmadan veri hızı artışı sağlanmaktadır. MIMO sistemlerde verici ve alıcı arasında bağımsız iletim kanallarının kurulmasıyla tek antenli sistemlere göre oldukça yüksek kapasite artışı sağlandığı çeşitli çalışmalarla gösterilmiştir [22,23]. Şekil 2.3'te n_t adet verici ve n_r adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistem gösterilmektedir.



Şekil 2.3 : n_t adet verici ve n_r adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistem.

Şekil 2.3'te gösterilen MIMO sistemde herhangi bir k anında alıcıda alınan $n_r \times 1$ boyutlu sinyal vektörü $\mathbf{r}[k] = [r_1[k], \dots, r_{n_r}[k]]^T$ aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{r}[k] = \mathbf{H} \mathbf{s}[k] + \mathbf{w}[k] \quad (2.1)$$

Burada $\mathbf{s}[k] = [s_1[k], \dots, s_{n_t}[k]]^T$, k anında vericiden gönderilen $n_t \times 1$ boyutlu sinyal vektörünü, $\mathbf{w}[k]$ ise $n_r \times 1$ boyutlu kanal gürültü vektörünü ifade etmektedir. Verici ve alıcı antenler arasındaki yayılım yollarının genlik ve faz bilgisini içeren $n_r \times n_t$ boyutlu kanal matrisi $\mathbf{H}$,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,n_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,n_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r,1} & h_{n_r,2} & \dots & h_{n_r,n_t} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

şeklindedir. Burada $h_{i,j}$ ($i = 1, \dots, n_r, j = 1, \dots, n_t$), i 'inci alıcı ve j 'inci verici anten arasındaki kanal katsayısını ifade etmektedir.

Bu tez çalışmasında $n_r > n_t$ olmak üzere n_t adet verici ve n_r adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistem ele alınmıştır. Kanal gürültüsü σ^2 varyanslı, bağımsız ve özdeş dağılımlı (independent and identically distributed, i.i.d.), dairesel, kompleks toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise , AWGN) olarak modellenmiştir. Verici sinyallerinin birim güçlü olduğu varsayılarak ortalama SNR n_t/σ^2 olarak tanımlanmıştır.

Bu çalışmada kanal modeli olarak, verici ve alıcıdaki antenler arasında ilinti olduğu durumlarda kullanılan, verici ve alıcı ilintilerinin ayrılabilir olduğunu varsayan Kronecker kanal modeli [24] kullanılmış, kanalın düz ve blok sönmülemeli olduğu varsayılmıştır. Kullanılan Kronecker kanal modeli aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}_r^{1/2} \mathbf{H}_G \mathbf{Q}_t^{1/2} \quad (2.3)$$

Burada $\mathbf{Q}_t$ ve $\mathbf{Q}_r$ verici ve alıcı ilinti matrislerini, $\mathbf{H}_G$ ise bağımsız ve özdeş dağılmış sıfır ortalamalı birim varyanslı dairesel kompleks Gauss dağılımlı bir kazanç matrisini temsil etmektedir. [25] ve [26]'da verilmiş bu kanal ilinti modelinde verici ve alıcı ilinti matrisleri birer ilinti katsayısı ile tanımlanabilmektedir. Bu durumda verici ve alıcı ilinti matrislerinin elemanları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$[\mathbf{Q}_t]_{ij} = \begin{cases} \rho_t^{j-i}, & i \leq j \\ [\mathbf{Q}_t]_{ji}^*, & j > i \end{cases} \quad (2.4)$$

$$[\mathbf{Q}_r]_{ij} = \begin{cases} \rho_r^{j-i}, & i \leq j \\ [\mathbf{Q}_r]_{ji}^*, & j > i \end{cases} \quad (2.5)$$

Burada ρ_t vericideki iki anten arasındaki ilinti katsayısını, ρ_r ise alıcıdaki iki anten arasındaki ilinti katsayısını ifade etmektedir. Bu tez çalışmasında yapılan benzetimlerde kanal ilintilerinin etkisini daha iyi değerlendirebilmek amacıyla verici ve alıcı ilinti katsayılarının birbirine eşit olduğu ($\rho_t = \rho_r = \rho$) varsayılmaktadır. Bununla birlikte, $\rho = 0$ için kanal matrisi ilintisiz durumdaki bağımsız ve özdeşçe dağılmış sıfır ortalamalı birim varyanslı dairesel kompleks dağılımlı bir rastsal matris olan $\mathbf{H}_G$ 'a indirgenmektedir. Bu nedenle ilintisiz kanal modeli Kronecker kanal modelinin özel bir versiyonu olarak ele alınabilir.

2.3 Uzay-Zaman Blok Kodlama

Uzay-zaman kodlama, kablosuz haberleşme sistemlerinde çeşitleme derecesini artırmak amacıyla kullanılan bir iletim tekniğidir. Uzay-zaman kodlama ile verici sinyalinin birden çok kopyası farklı antenlerden farklı zamanlarda, bağımsız sönmülemeli kanallar vasıtasıyla gönderilir. Uzay-zaman kodları, uzay-zaman kafes kodları ve uzay-zaman blok kodları olmak üzere iki gruba ayrılır. İlk olarak Tarokh, Seshadri ve Calderbank tarafından tasarlanan uzay-zaman kafes kodlarıyla tam çeşitleme derecesinin sağlanmasının yanı sıra kodlama kazancı da elde edilmektedir [27]. Temelleri Alamouti tarafından atılan uzay-zaman blok kodlarında ise kafes kodlamada olduğu gibi tam çeşitleme derecesi sağlanmakta, ancak kodlama kazancı sağlanamamaktadır. Buna karşın uzay-zaman blok kodlamalı sistemler karmaşık alıcı yapısı gerektirmezken uzay-zaman kafes kodlamalı sistemler yüksek karmaşıklıkla alıcı yapısı gerektirmektedir. Bu tez çalışmasında daha basit yapısı ve pratikte daha çok kullanılması sebebiyle uzay-zaman blok kodlarının tanınması üzerine çalışılmış, uzay-zaman kafes kodları daha sonra incelenmek üzere kapsam dışı bırakılmıştır.

Uzay-zaman blok kodlamalı sistemlerde kodlama işlemini açıklamak için (2.6) eşitliğindeki $n_t \times L$ boyutlu kod matrisi verilmiştir. Burada n_t verici anten sayısını, L ise kodun blok uzunluğunu ifade etmektedir.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{1,1} & c_{1,2} & \dots & c_{1,L} \\ c_{2,1} & c_{2,2} & \dots & c_{2,L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n_t,1} & c_{n_t,2} & \dots & c_{n_t,L} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

(2.6)'daki kod matrisinin $c_{i,j}$ elemanları ($i = 1, \dots, n_t$, $j = 1, \dots, L$), n_s adet giriş sembolüyle $(x_1, x_2, \dots, x_{n_s})$ bu semblollerin eşleniklerinin doğrusal kombinasyonlarından oluşmaktadır. Matrisin j . sütunu, j . zaman diliminde n_t adet anten üzerinden gönderilen sinyal vektörünü ifade etmektedir.

Uzay-zaman blok kodlamalı sistemlerde kodlama oranı (kod hızı) $R = n_s/L$ olarak tanımlanır. Uzaysal çoğullamalı MIMO sistemlerde 1 zaman diliminde n_t adet bağımsız sembol gönderildiğinden $R = n_t$ olmaktadır. Uzay-zaman blok kodlamalı sinyallerle uzaysal çoğullamalı sinyaller arasındaki en temel fark ise uzay-zaman kodlamalı sinyallerin kodlama sebebiyle uzay ve zamanda bağımlı hale gelmesidir.

Uzay-zaman blok kodları dik uzay-zaman blok kodları (Orthogonal Space-Time Block Codes, OSTBC) ve yarı-dik uzay-zaman blok kodları (Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes, QOSTBC) olmak üzere iki alt gruba ayrılabilir.

2.3.1 Dik uzay-zaman blok kodlama

n_t adet verici n_r adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistemde $n_t \cdot n_r$ dereceden bir çeşitlemeyi basit bir alıcı yapısıyla gerçekleştirmek için dik kod matrisine sahip dik uzay-zaman blok kodları kullanılır. En basit dik uzay-zaman blok kodu, 2 verici anten için kullanılan Alamouti kodudur.

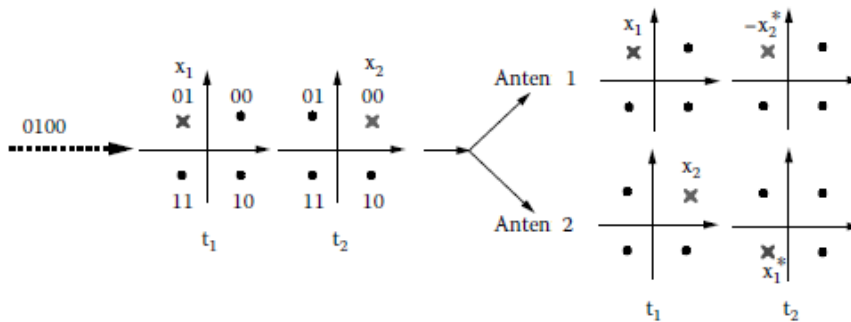
2.3.1.1 Alamouti kodu

Uzay-zaman blok kodlarının temelini oluşturan Alamouti koduna ilişkin kod matrisi (2.7) eşitliğinde verilmiştir.

$$\mathbf{C}_{Alamouti} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

(2.7)'deki kod matrisinin satırları iletim yapılan antenleri, sütunları ise iletim yapılan zaman dilimlerini belirtmektedir. Buna göre, belirli bir zaman diliminde 2 sembol 2 verici antenden eşzamanlı olarak gönderilmektedir; birinci zaman diliminde birinci antenden x_1 , ikinci antenden x_2 sembolü gönderilmekte, ikinci zaman diliminde ise birinci antenden $-x_2^*$, ikinci antenden x_1^* sembolü gönderilmektedir.

Şekil 2.4'te örnek bir Alamouti kodlama süreci gösterilmektedir. İlk olarak giriş bit dizisi Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) modülasyonuna uğratarak modülasyonlu karmaşık x_1 ve x_2 sembolleri oluşturulmakta, ardından bu semboller Alamouti kodlama kuralına uygun şekilde kodlanarak gönderilmektedir. Alamouti kodlamalı haberleşme sistemlerinde 2 sembol 2 zaman diliminde gönderildiğinden kodlama oranı $R = 1$ olmaktadır.



Şekil 2.4 : QPSK modülasyonlu semboller için örnek bir Alamouti kodlama süreci [28].

2.3.1.2 Diğer dik uzay-zaman blok kodları

Uzay-zaman blok kodlamanın en temel ve en basit şekli olan Alamouti kodlamayla 2 verici antenle, $R = 1$ kodlama oranıyla iletim sağlanmaktadır. Uzay-zaman blok kodlamalı sistemlerde kodlama oranı aynı zamanda kodlama hızını da ifade etmektedir; $R = 1$ kodlama oranına sahip uzay-zaman blok kodları tam hızlı olarak ifade edilir.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde çeşitlilik derecesini artırmak amacıyla 2'den fazla verici anten için çeşitli dik uzay-zaman blok kodları geliştirilmiştir. Eşitlik (2.8), (2.9) ve (2.10)'da 3 verici anten için tasarlanan bazı dik uzay-zaman blok kodlarına ilişkin kod matrisleri $\mathbf{C}_1$ [29], $\mathbf{C}_2$ [29] ve $\mathbf{C}_3$ [30] gösterilmektedir.

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & x_2 & -x_3 \\ 0 & x_1 & x_3^* & x_2^* \\ -x_2^* & -x_3 & x_1^* & 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Kod matrislerinde görüldüğü üzere, $\mathbf{C}_1$ ve $\mathbf{C}_3$ kodlarıyla 3 sembol 4 zaman diliminde iletildiğinden bu kodlar için kodlama oranı $R = 3/4$ olmaktadır. $\mathbf{C}_2$ koduyla ise 4 sembol 3 anten üzerinden 8 zaman diliminde iletildiğinden kodlama oranı $R = 1/2$ olmaktadır.

Aşağıda $R = 1/2$ kodlama oranına sahip 4 verici antenli örnek bir dik uzay-zaman blok kodu gösterilmektedir.

$$\mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Dik uzay-zaman blok kodlamalı sistemlerde vericideki $n_t = 2m$ veya $n_t = 2m - 1$ adet anten için elde edilebilecek en yüksek kod hızı (2.12)'deki gibidir [31].

$$R_{max} = \frac{m+1}{2m} \quad (2.12)$$

2.3.2 Yarı-dik uzay-zaman blok kodlama

Kablosuz haberleşme sistemlerinde dik uzay-zaman blok kodlama kullanılarak basit bir alıcı yapısıyla tam çeşitleme derecesi elde edilmesine karşın, verici anten sayısının 2'den fazla olduğu durumlarda veri hızında düşüş meydana gelmektedir. Veri hızında düşüş yaşamadan tam çeşitleme sağlayabilmek için yarı-dik uzay-zaman blok kodları geliştirilmiştir. Eşitlik (2.13), (2.14) ve (2.15)'te 4 verici anten için tasarlanmış bazı yarı-dik uzay-zaman blok kodlarına ilişkin kod matrisleri C_5 [32], C_6 [33] ve C_7 [34] gösterilmektedir.

$$C_5 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3 & -x_4^* \\ x_2 & x_1^* & x_4 & x_3^* \\ x_3 & -x_4^* & x_1 & -x_2^* \\ x_4 & x_3^* & x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$C_6 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2^* & x_3 & x_4^* \\ x_2 & -x_1^* & -x_4 & x_3^* \\ x_3 & x_4^* & -x_1 & -x_2^* \\ x_4 & -x_3^* & x_2 & -x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$C_7 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & -x_3^* & x_4 \\ x_2 & x_1^* & -x_4^* & -x_3 \\ x_3 & -x_4^* & x_1^* & -x_2 \\ x_4 & x_3^* & x_2^* & x_1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Kod matrislerinden de görüldüğü gibi, yarı-dik uzay-zaman blok kodlarıyla 4 bağımsız sembol 4 zaman diliminde gönderilmekte, dolayısıyla kodlama oranı 1 olmaktadır. Yarı-dik uzay-zaman blok kodlamayla veri hızında düşüş olmadan iletim yapılmasına karşın tam çeşitleme derecesine ulaşmak her zaman mümkün olmamaktadır.

2.4 Uzay-Zaman Blok Kodu Tanıma Kapsamında Ele Alınan Kodlar ve Parametreleri

Bu tez çalışmasında önerilen ortakça anten sayısı-uzay zaman-blok kodu sınıflandırma algoritması, özellikleri bu bölümde verilen, 2, 3 ve 4 verici antenden oluşan MIMO sistemlerde öncelikle verici anten sayısı tespitini gözü kapalı ve işbirliksiz şekilde gerçekleştirmekte, ardından anten sayısı bilgisini gözü kapalı kanal denkleştirme ve kod sınıflandırma işleminde kullanarak verici sinyalinde

kullanılan uzay-zaman blok kodunu tespit etmektedir. Çizelge 2.1’de bu tezde uzay-zaman blok kodu tanıma kapsamında ele alınan kodlar ve özellikleri belirtilmektedir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde uzaysal çoğullama tekniğiyle modülasyonlu semboller direkt olarak birden çok verici antene çoğullandığından, bu iletim türü burada uzay-zaman blok kodlamanın özel bir versiyonu olarak ele alınmaktadır. Çizelge 2.1’de görüldüğü gibi, belirli bir verici anten sayısı için tasarlanan ve pratikte kullanılan uzay-zaman blok kodu sayısı sınırlı olduğundan, anten sayısının tespiti sınıflandırma yapılacak kod sayısını azaltmakta, dolayısıyla sınıflandırma algoritmasının tasarımını kolaylaştırıp performansını artırmaktadır.

Çizelge 2.1 : Uzay-zaman blok kodu tanıma kapsamında ele alınan kodlar ve parametreleri.

Uzay-Zaman Blok Kodu (STBC)	Türü	n_t	Kodlama Oranı (R)	Kod Matrisi
Uzaysal Çoklama (SM)		2 3 4	n_t	
Alamouti	Dik	2	1	$\mathbf{C}_{Alamouti} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$
$\mathbf{C}_1$	Dik	3	3/4	$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{bmatrix}$
$\mathbf{C}_2$	Dik	3	1/2	$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix}$
$\mathbf{C}_3$	Dik	3	3/4	$\mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & x_2 & -x_3 \\ 0 & x_1 & x_3^* & x_2^* \\ -x_2^* & -x_3 & x_1^* & 0 \end{bmatrix}$
$\mathbf{C}_4$	Dik	4	1/2	$\mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$
$\mathbf{C}_5$	Yarı-dik	4	1	$\mathbf{C}_5 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3 & -x_4^* \\ x_2 & x_1^* & x_4 & x_3^* \\ x_3 & -x_4^* & x_1 & -x_2^* \\ x_4 & x_3^* & x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$
$\mathbf{C}_6$	Yarı-dik	4	1	$\mathbf{C}_6 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2^* & x_3 & x_4^* \\ x_2 & -x_1^* & -x_4 & x_3^* \\ x_3 & x_4^* & -x_1 & -x_2^* \\ x_4 & -x_3^* & x_2 & -x_1^* \end{bmatrix}$
$\mathbf{C}_7$	Yarı-dik	4	1	$\mathbf{C}_7 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & -x_3^* & x_4 \\ x_2 & x_1^* & -x_4^* & -x_3 \\ x_3 & -x_4^* & x_1^* & -x_2 \\ x_4 & x_3^* & x_2^* & x_1 \end{bmatrix}$

3. ORTAKÇA ANTEN SAYISI-UZAY-ZAMAN BLOK KODU SINIFLANDIRMA

3.1 Giriş

Bu bölümde, 2. bölümde özellikleri belirtilen MIMO sistemde anten sayısı tespiti ve uzay-zaman blok kodu tanıma problemleri ele alınmaktadır. Uzay- zaman blok kodu kullanan bir MIMO sistemde, eşitlik (2.1)'de belirtilen verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$, vericideki modülasyonlu i.i.d. sembollerin n_s uzunluğundaki bloklara ayrıştırılarak $n_t \times L$ boyutlu kod matrisiyle belirtilen bir kodlama kuralına göre kodlanıp verici antenlere çoğullanmasıyla elde edilmektedir. Bununla birlikte, daha önce de belirtildiği gibi MIMO sistemlerdeki uzaysal çoğullama tekniği $n_s = n_t$ ve $L = 1$ olan özel bir uzay-zaman blok kodlama tekniği olarak ele alınabilmektedir.

Uzay-zaman blok kodu tanıma problemi, amacı alıcıdaki bilinmeyen MIMO sinyali $\mathbf{r}[k]$ 'dan verici sinyali $\mathbf{s}[k]$ 'da kullanılan uzay-zaman blok kodunun olası kod kümesi $\Phi_{(c)}$ 'nin elemanlarından hangisi olduğunun tespiti olan bir sınıflandırma problemi olarak özetlenebilir. Bu çalışmada uzay-zaman blok kodu sınıflandırma kapsamında ele alınan kodlar Çizelge 2.1'de listelenmiştir.

3.2 Döngüsel-Durağan Karakteristikler

$s_1[k]$ ve $s_2[k]$, ayrık zamanlı iki rastsal süreç olmak üzere, bu iki sürecin zamanla değişen çapraz ilinti (ZDÇİ, ing. time varying cross correlation) ve eşlenik zamanla değişen çapraz ilinti (EZDÇİ, ing. conjugate time varying cross correlation) fonksiyonları sırasıyla eşitlik (3.1) ve (3.2)'deki gibi ifade edilebilir.

$$R_{s_1 s_2}[k, \tau] = E\{s_1[k]s_2^*[k - \tau]\} \quad (3.1)$$

$$R_{s_1 s_2^*}[k, \tau] = E\{s_1[k]s_2[k - \tau]\} \quad (3.2)$$

Burada τ gecikme parametresini, k ise zaman indeksini ifade etmektedir.

$s_1[k]$ ve $s_2[k]$ rastsal süreçlerine ilişkin ZDÇİ ve/veya EZDÇİ fonksiyonu zaman indeksi k 'da periyodiklik sergiliyorsa bu süreçlere ortakça geniş anlamda döngüsel-

durağan süreç adı verilir. Bu periyodiklik sayesinde ZDÇİ ve EZDÇİ fonksiyonları birer Fourier serisi şeklinde aşağıdaki ifade edilebilir.

$$R_{s_1 s_2}[k, \tau] = \sum_{\alpha=2\pi l/K} R_{s_1 s_2}^{\alpha}[\tau] e^{j\alpha k} \quad (3.3)$$

$$R_{s_1 s_2^*}[k, \tau] = \sum_{\alpha=2\pi l/M} R_{s_1 s_2^*}^{\alpha}[\tau] e^{j\alpha k} \quad (3.4)$$

Burada K ve M sırasıyla ilinti fonksiyonlarının temel periyotlarını, α ise döngüsel frekans parametresini temsil etmekte olup, toplam işlemleri $\alpha_0 = 2\pi/K$ ve $\alpha'_0 = 2\pi/M$ 'nin sırasıyla K ve M tam katı üzerinden yapılmaktadır.

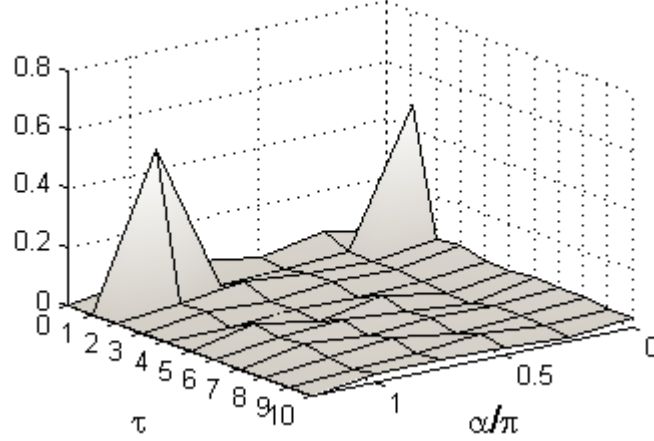
(3.3) ve (3.4)'deki Fourier serisi katsayıları $R_{s_1 s_2}^{\alpha}[\tau]$ ve $R_{s_1 s_2^*}^{\alpha}[\tau]$, sırasıyla döngüsel çapraz ilinti (DÇİ, ing. cyclic cross correlation) ve eşlenik döngüsel çapraz ilinti (EDÇİ, ing. conjugate cyclic cross correlation) fonksiyonları olarak adlandırılır. DÇİ ve EDÇİ fonksiyonları τ gecikme ve α döngüsel frekans parametrelerine bağlı olarak değişmektedir; sadece temel döngüsel frekansın tam katı olan α değerlerinde sıfırdan farklıdır ve ortakça döngüsel-durağanlık göstermeyen süreçler için bütün α, τ değerlerinde sıfıra eşittir.

Ayrık zamanlı iki sürecin ortakça geniş anlamda döngüsel durağanlığından söz edebilmek için bu süreçlere ilişkin DÇİ fonksiyonunun belirli (α, τ) çiftlerinde sıfırdan farklı olması gerekir. Benzer şekilde süreçlerin ortakça eşlenik geniş anlamda döngüsel-durağanlığından söz edebilmek için süreçlere ilişkin EDÇİ fonksiyonunun belirli (α, τ) değerlerinde sıfırdan farklı olması gerekir.

Uzay-zaman blok kodu kullanan sistemlerde verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$, düzgün (ing. proper) ve ortakça durağan i.i.d. kompleks bir süreç olan modüle edilmiş veri sinyali vektörü $\mathbf{x}[k]$ 'dan uzay-zaman blok kodlaması işlemi sonucu elde edilir. Uzay-zaman kodunun sinyale kattığı artıklık sonucunda, kodlanmış veri vektörü $\mathbf{s}[k]$, $\mathbf{x}[k]$ 'nin aksine düzgün olmayan ve ortakça döngüsel-durağan bir davranış gösterir.

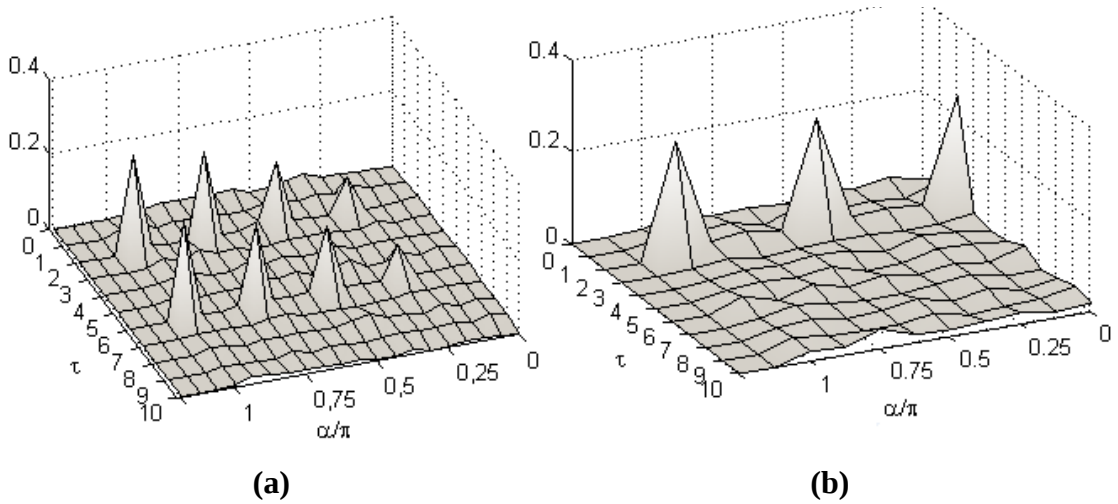
Blok uzunluğu L olan bir uzay-zaman blok kodu kullanıldığında, kodlanmış verici sinyali $\mathbf{s}[k]$ 'nin bileşenleri arasında $2\pi/L$ temel döngüsel frekansıyla ortakça geniş anlamda döngüsel durağanlık sağlanır. Uzaysal çoğullamalı MIMO sinyallerinin düzgün ve geniş anlamda durağan süreçler olmaları nedeniyle bu sinyallerin bütün bileşenleri arasındaki DÇİ ve EDÇİ fonksiyonlarının bütün (α, τ) değerleri için sıfıra eşit olduğu gösterilebilir.

Şekil 3.1’de Alamouti kodu için verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ ’nın 1. ve 2. bileşenleri arasındaki EDÇİ fonksiyonu gösterilmiştir. Alamouti kodunun blok uzunluğu $L=2$ olduğundan bu kod için temel döngüsel frekans π olmaktadır.



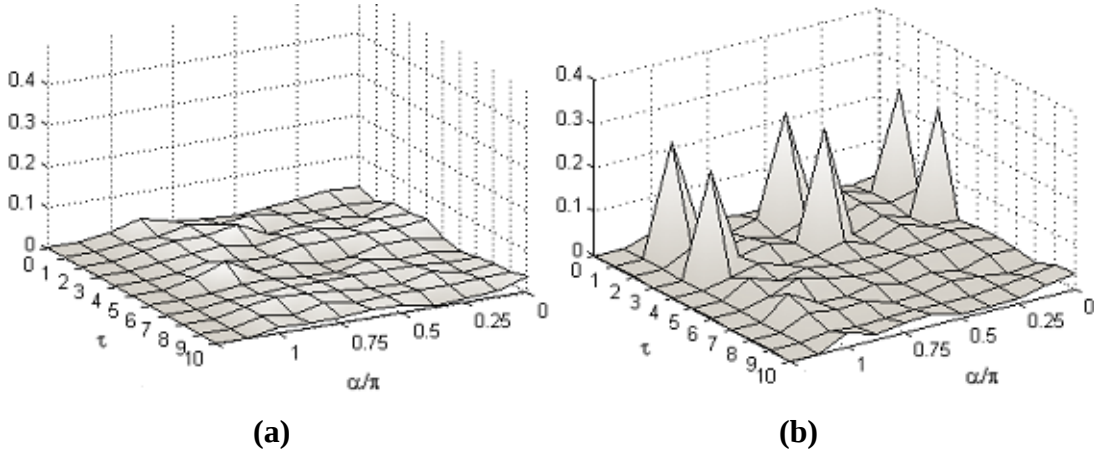
Şekil 3.1 : Alamouti kodu için EDÇİ fonksiyonu $|R_{s_1 s_2}^\alpha[\tau]|$.

Şekil 3.2.(a) ve (b)’de sırasıyla $\mathbf{C}_2$ ve $\mathbf{C}_3$ kodları için verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ ’nın 1. ve 3. bileşenleri arasındaki EDÇİ fonksiyonları gösterilmiştir. $\mathbf{C}_2$ kodunun blok uzunluğu 8, $\mathbf{C}_3$ ’nin ise 4 olduğundan, $\mathbf{C}_2$ için temel döngüsel frekans $\pi/4$, $\mathbf{C}_3$ için ise $\pi/2$ olmaktadır.



Şekil 3.2 : $\mathbf{C}_2$ ve $\mathbf{C}_3$ kodları için verici sinyalinin 1. ve 3. bileşenleri arasındaki EDÇİ fonksiyonları: **(a)** $\mathbf{C}_2$ için $|R_{s_1 s_3}^\alpha[\tau]|$. **(b)** $\mathbf{C}_3$ için $|R_{s_1 s_3}^\alpha[\tau]|$.

Şekil 3.3’de $\mathbf{C}_5$ kodu için verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ ’nın 1. ve 2. bileşenleri ile $\mathbf{C}_7$ kodu için verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ ’nın 2. ve 3. bileşenleri arasındaki DÇİ fonksiyonları gösterilmektedir.



Şekil 3.3 : C_5 ve C_7 kodları için verici sinyalinin çeşitli bileşenleri arasındaki DÇİ fonksiyonları: **(a)** C_5 için $|R_{S_1S_2}^\alpha[\tau]|$. **(b)** C_7 için $|R_{S_2S_3}^\alpha[\tau]|$.

Şekil 3.1, 3.2 ve 3.3’de verilen örneklerden görüldüğü gibi, farklı uzay-zaman blok kodları (α, τ) düzleminde farklı DÇİ ve EDÇİ örüntüleri sergilemektedir. Bu örüntüler sinyalde kullanılan modülasyon tipinden bağımsız olup, tamamen kullanılan kodun yapısına bağlıdır, bu nedenle uzay-zaman blok kodlarını ayırt etmede bu örüntülerin kullanılabilmesi mümkündür. Diğer bir deyişle, DÇİ ve EDÇİ fonksiyonlarının belirli (α, τ) çiftleri için sıfırdan farklı olup olmadığı bilgisi uzay-zaman blok kodlarının birbirinden ayırt edilebilmesi için yeterli birer öznitelik olarak kullanılabilir.

3.3 Uzay-Zaman Blok Kodu Sınıflandırma Stratejisi

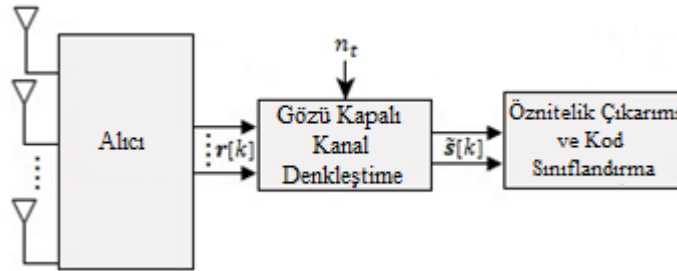
Bu çalışmada verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ ’nin bileşenleri arasında belirli (α, τ) çiftleri için ortakça geniş anlamda (eşlenik veya eşlenik olmayan) döngüsel durağanlık olup olmadığı bilgisi kod sınıflandırma için ayırt edici bir öznitelik olarak kullanılmaktadır. Alıcıdaki sinyal vektörü $\mathbf{r}[k]$ ’nin bileşenleri, eşitlik (2.1)’de görüldüğü gibi gönderilen sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ ’nin bileşenlerinin birer doğrusal kombinasyonundan oluşmaktadır. Dolayısıyla $\mathbf{s}[k]$ ’da gözlenen, kullanılan koda özgü DÇİ ve EDÇİ örüntülerinin birebir aynısına $\mathbf{r}[k]$ ’da rastlamak, her alıcı antende verici anten sayısı kadar sinyal bileşeninin doğrusal bir kombinasyonunun bulunmasından kaynaklanan kendi kendine girişim (ing. self interference) sebebiyle mümkün olmayacaktır. Bu yüzden sınıflandırma için kullanılacak örüntülerin kestiriminden önce, alıcı sinyal vektörü $\mathbf{r}[k]$ ’dan verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ ’nin bir kestirimi olan $\hat{\mathbf{s}}[k]$ ’nin işbirliksiz bir şekilde elde edilmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada, alınan sinyal $\mathbf{r}[k]$ 'dan orjinal verici sinyali $\mathbf{s}[k]$ 'nın kestirilmiş versiyonu $\hat{\mathbf{s}}[k]$ 'yı elde etmek amacıyla gözü kapalı kanal denkleştirme yöntemlerinin kullanılması önerilmektedir. Literatürdeki çoğu gözü kapalı kanal denkleştirme tekniği ön bilgi olarak kaynak sayısına ihtiyaç duyduğundan, ele alınan MIMO sistemde verici anten sayısı bilgisinin önceden bilinmesi veya elde edilmesi gerekmektedir. Ayrıca, verici anten sayısı bilgisi, gözü kapalı kanal denkleştirme için gerekli olmanın yanı sıra kod sınıflandırmanın her anten sayısı için ayrı ayrı yapılmasını da mümkün kılmaktadır. Belirli bir n_t için tasarlanan ve pratikte kullanılan uzay-zaman blok kodu sayısının sınırlı olması nedeniyle anten sayısı ön bilgisinin varlığı, kod sınıflandırmanın her olası anten sayısı için ayrı ayrı yapılmasını mümkün kılıp, olası kod kümesini sadece tespit edilen anten sayısı için tasarlanmış kodların kümesine indirgemekte, sonuç olarak sınıflandırma algoritmasının tasarımını kolaylaştırıp, performansını artırmaktadır.

Bu çalışmada uzay-zaman blok kodu sınıflandırma kapsamında öncelikle verici anten sayısı n_t 'nin alıcı tarafından bilindiği senaryolarda kullanılmak üzere her bir n_t için tasarlanan kod sınıflandırma algoritmaları ve bunların performansları benzetim sonuçlarıyla verilecek, ardından daha gerçekçi işbiriksiz senaryolarda kullanılmak üzere, kod sınıflandırma işleminden önce gözü kapalı anten sayısı tespitinin yapıldığı ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritması önerilerek algoritmaya ilişkin performanslar benzetim sonuçlarıyla sunulacaktır.

3.4 Anten Sayısının Bilindiği Durumda Uzay-Zaman Blok Kodu Sınıflandırma

Anten sayısı bilgisinin mevcut olduğu durumlarda kullanılmak üzere her bir n_t için önerilen uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmalarına ilişkin blok diyagramı Şekil 3.4'de gösterilmektedir.



Şekil 3.4 : Önerilen uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmalarına ilişkin blok diyagramı.

Şekil 3.4'te gösterilen blok diyagramına göre, algoritmalarda ilk olarak verici anten sayısı n_t kullanılarak, alınan sinyal $\mathbf{r}[k]$ 'dan gözü kapalı kanal denkleştirmeyle verici sinyalinin kestirilmiş gürültülü versiyonu $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ elde edilmekte, ardından kod sınıflandırma için $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin bileşenlerine ilişkin ayırt edici öznitelikler kestirilerek sınıflandırma yapılmaktadır.

3.4.1 Gözü kapalı kanal denkleştirme

MIMO sistemlerde alınan sinyal, n_t adet verici antenden gönderilen sinyallerin gürültülü doğrusal bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir. Bu çalışmada kod sınıflandırmada kullanılacak öznitelikleri elde etmek amacıyla, alınan sinyalin gözü kapalı kanal denkleştirme ile bileşenlerine ayrıştırılarak verici sinyalinin gürültülü versiyonu $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin elde edilmesi amaçlanmıştır.

Literatürdeki çok sayıda gözü kapalı kanal ayrıştırma (Blind Source Separation, BSS) yöntemiyle rastsal süreçlerin doğrusal kombinasyonlarının gözü kapalı şekilde bileşenlerine ayrıştırılabilmesi mümkündür. Bu tez çalışmasında gözü kapalı MIMO kanal denkleştirme işlemi popüler bir BSS yöntemi olan JADE (Joint Approximate Diagonalization of Eigenmatrices) ile gerçekleştirilmektedir. Alınan sinyalin dördüncü dereceden kümülanlarına ilişkin bir kriter fonksiyonunun maksimize edilmesine dayalı olan bu yöntem [35], her ne kadar verici sinyallerinin istatistiksel bağımsız süreçler olduğu varsayımıyla geliştirilse de sinyallerin uzay-zaman blok kodlama işlemi sonucu zamanda bağımlı olduğu durumlarda da bu yöntemin yüksek performansla kullanılabileceği [36]'da belirtilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta JADE algoritmasının BSS yöntemlerine özgü permütasyon ve faz belirsizlikleri içermesidir. JADE ile kestirilen sinyal vektörü $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin bileşenlerinin sırası orjinal sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ 'nin bileşenlerinin sırasından farklı olabilmekte, bu permütasyon işlemi her JADE iterasyonu için rastsal şekilde meydana gelmektedir. Bu nedenle kod sınıflandırmada JADE algoritmasına ilişkin permütasyon probleminin göz önüne alınması gerekmektedir.

3.4.2 Öznitelik çıkarımı ve kod sınıflandırma

Önerilen uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmalarında, gözü kapalı kanal denkleştirme işlemiyle verici sinyal vektörü $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin elde edilmesinin ardından, $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin bileşenleri arasındaki DÇİ ve/veya EDÇİ fonksiyonları belirli (α, τ) çiftleri

için kestirilmekte, bu (α, τ) değerlerinde döngüsel-durağanlık olup olmaması durumları kodları birbirinden ayırmada birer ayırt edici öznelik olarak kullanılmaktadır. Başka bir ifadeyle, $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin bileşenlerine ilişkin DÇİ ve/veya EDÇİ fonksiyonlarının belirli (α, τ) çiftlerinde sıfırdan farklı olup olmadığı bilgisi kodların ayırt edilebilmesi için birer öznelik olarak kullanılmaktadır. Belirli (α, τ) çiftlerinde döngüsel-durağanlık olup olmadığının testi için Giannakis ve Dandawate tarafından [37]'de önerilen GLRT'nin ortakça döngüsel-durağanlık tespiti için uyarlanmış bir versiyonu kullanılmaktadır. Bir sabit yanlış alarm oranı (Constant False Alarm Rate, CFAR) testi olan bu yöntemde belirli (α, τ) çiftlerinde DÇİ veya EDÇİ fonksiyonlarının sıfırdan farklı olduğunun tespiti olasılığı, belirli bir yanlış alarm olasılığı P_{FA} için maksimize edilmektedir.

3.4.2.1 $n_t = 2$ için kod sınıflandırma

$\mathbf{SM}_2$, 2 verici antenli uzaysal çoğullamayı göstermek üzere $n_t = 2$ durumunda ele alınan kod kümesi $\Phi_{(c)}^{(1)} = \theta_2 = \{\mathbf{SM}_2, \mathbf{C}_{Alamouti}\}$ şeklindedir, bu nedenle $n_t = 2$ durumunda kod sınıflandırma ikili bir hipotez testine indirgenir. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi, Alamouti kodlu sinyal vektörü π temel frekansıyla ortakça eşlenik geniş anlamda döngüsel-durağanlık göstermekte olup, EDÇİ fonksiyonu bu döngüsel frekansta sadece $\tau = 1$ için sıfırdan farklıdır. Öte yandan bölüm 3.2'de belirtildiği gibi, $\mathbf{SM}_2$ durumunda verici sinyal vektörü hiçbir (α, τ) değerinde ortakça geniş anlamda döngüsel durağanlık sergilememektedir. Dolayısıyla $n_t = 2$ durumunda $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin iki bileşeni arasında $(\alpha = \pi, \tau = 1)$ çift için eşlenik döngüsel durağanlık olup olmadığının tespiti kod sınıflandırma için yeterli olmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, $n_t = 2$ durumunda verici sinyalinin iki bileşeni olduğundan JADE algoritmasındaki permütasyon belirsizliğinin burada bir problem oluşturmamasıdır.

3.4.2.2 $n_t = 3$ için kod sınıflandırma

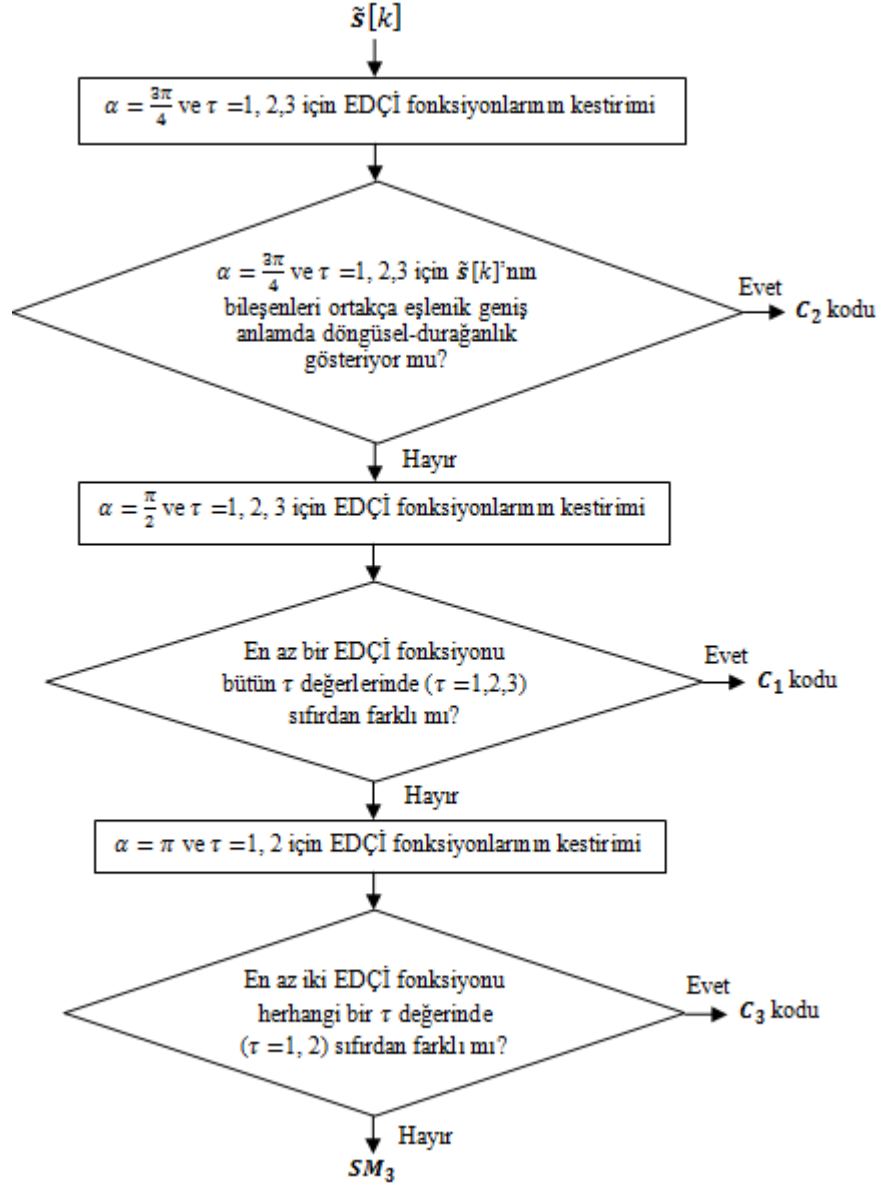
$\mathbf{SM}_3$, 3 verici anten için uzaysal çoğullamayı göstermek üzere $n_t = 3$ durumunda ele alınan kod kümesi $\Phi_{(c)}^{(2)} = \theta_3 = \{\mathbf{SM}_3, \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \mathbf{C}_3\}$ şeklindedir. Dolayısıyla bu durum için uzay-zaman blok kodu sınıflandırma problemi 4'lü bir hipotez testinden oluşmaktadır. $n_t > 2$ durumunun $n_t = 2$ durumundan önemli bir farkı JADE algoritmasındaki BSS algoritmalarına özgü permütasyon belirsizliğinin kod

sınıflandırma algoritmasının tasarımında dikkate alınması gerekliliğidir. JADE algoritmasındaki permütasyon belirsizliği sonucu verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ 'nin belirli iki bileşeni arasında beklenen DÇİ ve EDÇİ örüntüsü, kestirilen sinyal vektörü $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin herhangi iki bileşeni arasında ortaya çıkabilmektedir. Örneğin, Şekil 3.2.(a)'daki ilinti örüntüsü $\mathbf{s}[k]$ 'da 1. ve 3. bileşenler arasındayken, bu örüntüye JADE ile kestirilen sinyal vektörü $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin 1. ve 2. bileşenleri arasında rastlanabilir. Bu nedenle $n_t = 3$ için önerilen sınıflandırma algoritmasında $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin her üç bileşeni arasındaki EDÇİ fonksiyonları kestirilmekte ve sınıflandırma için olabildiğince bu farklı EDÇİ fonksiyonlarının ortakça sıfırdan farklı olduğu (α, τ) çiftleri seçilmektedir.

$n_t = 3$ için tasarlanan sınıflandırma algoritması Şekil 3.5'teki karar ağacında özetlenmektedir. $\mathbf{C}_2$ kodu, θ_3 kümesinde $\alpha = 3\pi/4$ döngüsel frekansında eşlenik döngüsel-durağanlık sergileyen tek kod olması sebebiyle diğer kodlardan kolayca ayırt edilmektedir. $\mathbf{C}_1$ ve $\mathbf{C}_3$ kodlarının her ikisinin de $\alpha = \pi/2$ döngüsel frekansıyla eşlenik döngüsel-durağanlık sergilemesine karşın $\mathbf{C}_1$ kodunun üç EDÇİ fonksiyonundan ikisi $\alpha = \pi/2$ döngüsel frekansında bütün $\tau = 1, 2, 3$ değerleri için sıfırdan farklıdır; buna karşın $\mathbf{C}_3$ 'e ilişkin EDÇİ fonksiyonları ise bu frekansta sadece tek bir τ değeri için sıfırdan farklı olmaktadır. $\mathbf{C}_1$ ve $\mathbf{C}_3$ kodlarının EDÇİ örüntülerinin bu şekilde farklılık göstermesinden yola çıkılarak bu iki kod birbirinden ayırt edilmektedir. Son olarak, uzaysal çoğullamalı sinyallerin hiçbir koşulda döngüsel-durağanlık sergilememesinden yola çıkılarak $\alpha = \pi$ ve $\tau = 1, 2$ için eşlenik döngüsel-durağanlık testiyle $\mathbf{SM}_3$ ve $\mathbf{C}_3$ ayrımı yapılmaktadır.

3.4.2.3 $n_t = 4$ için kod sınıflandırma

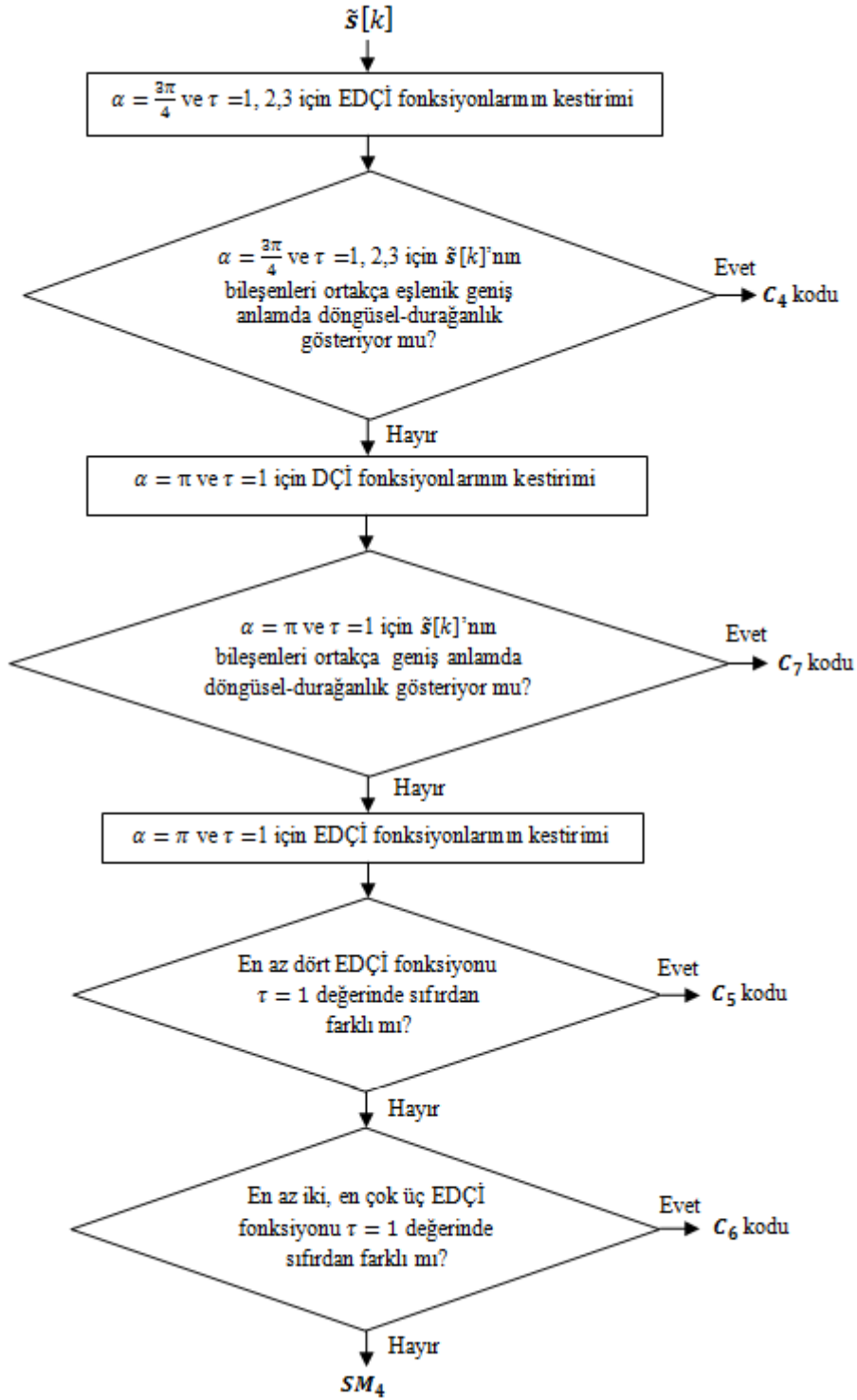
$\mathbf{SM}_4$, 4 verici anten için uzaysal çoğullamayı ifade etmek üzere, $n_t = 4$ durumunda ele alınan kod kümesi $\Phi_{(c)}^{(3)} = \theta_4 = \{\mathbf{SM}_4, \mathbf{C}_4, \mathbf{C}_5, \mathbf{C}_6, \mathbf{C}_7\}$ şeklindedir. Dolayısıyla bu durumda uzay-zaman blok kodu sınıflandırma problemi 5'li bir hipotez testi şeklinde görülebilir. $n_t = 4$ durumunda $n_t = 2$ ve $n_t = 3$ durumlarından farklı olarak kod sınıflandırma için $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin bileşenleri arasındaki EDÇİ fonksiyonlarının yanı sıra DÇİ fonksiyonları da kullanılmaktadır.



Şekil 3.5 : $n_t = 3$ için kod sınıflandırmada kullanılan karar ağacı.

$n_t = 4$ için tasarlanan kod sınıflandırma algoritması Şekil 3.6'da özetlenmektedir. Burada C_4 , θ_4 kümesinde $\alpha = 3\pi/4$ döngüsel frekansıyla eşlenik döngüsel-durağanlık gösteren tek kod olması sebebiyle için diğer kodlardan ayırt edilmektedir. Benzer şekilde C_7 , kalan kodlar arasında $\alpha = \pi$ döngüsel frekansında sıfırdan farklı DÇİ örüntüsü sergileyen tek kod olduğu için C_5 , C_6 ve SM_4 'den ayrılmaktadır. C_5 ve C_6 kodlarının her ikisinin de $\alpha = \pi$ döngüsel frekansında eşlenik döngüsel durağanlık sergilemesine karşın, C_5 koduna ilişkin altı adet EDÇİ fonksiyonundan dört tanesi, C_6 kodu içinse iki tanesi $\alpha = \pi$ frekansında $\tau = 1$ değerinde sıfırdan farklıdır. Bununla birlikte uzaysal çoğullamalı sinyallerin bütün α ve τ değerlerinde olduğu gibi $\alpha = \pi$ ve $\tau = 1$ değerinde de döngüsel-durağanlık sergilemesi mümkün

olmadığından; $\alpha = \pi$ ve $\tau = 1$ için eşlenik dögüsel-durağanlık testiyle SM_4 , C_5 ve C_6 kodlarının birbirinden ayırt edilmesi mümkün olmaktadır.



Şekil 3.6 : $n_t = 4$ için kod sınıflandırmada kullanılan karar ağacı.

3.5 Anten Sayısının Bilindiği Durumda Önerilen Kod Sınıflandırma

Algoritmalarına İlişkin Benzetim Sonuçları

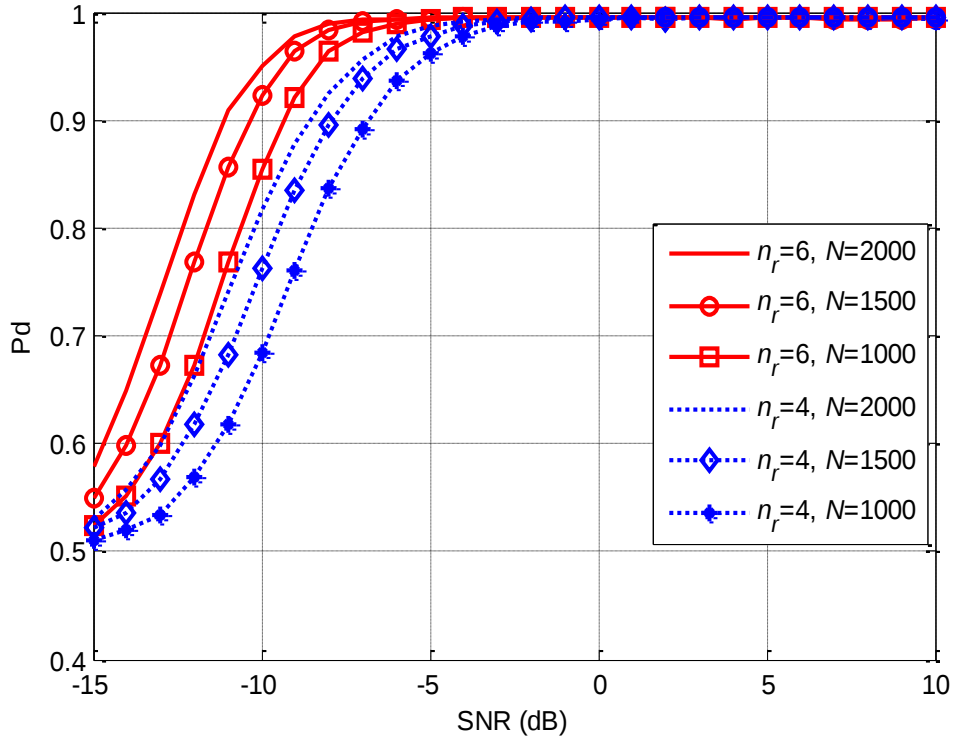
Bu bölümde, $n_t=2, 3$ ve 4 için tasarlanan kod sınıflandırma algoritmalarının performansları benzetim sonuçları yardımıyla değerlendirilmektedir. Yapılan benzetimlerde verici sinyallerinin QPSK modülasyonu kullandığı varsayılmış, MIMO kanalı ilintisiz ($\rho=0$), düz ve blok sönmülemeli olarak modellenmiştir. Sınıflandırma için $N=1000, 1500$ ve 2000 adet sembol vektöründen oluşan sinyal blokları kullanılmış, birim güce sahip sinyaller kullanıldığı için $SNR=n_t/\sigma^2$ olarak tanımlanmıştır. Sınıflandırma performansının değerlendirilmesinde kullanılan kriter ortalama doğru sınıflandırma olasılığı P_d olup,

$$P_d = \frac{1}{Q} \sum_{j=1}^Q P(\mathcal{H}_j | \mathcal{H}_j) \quad (3.5)$$

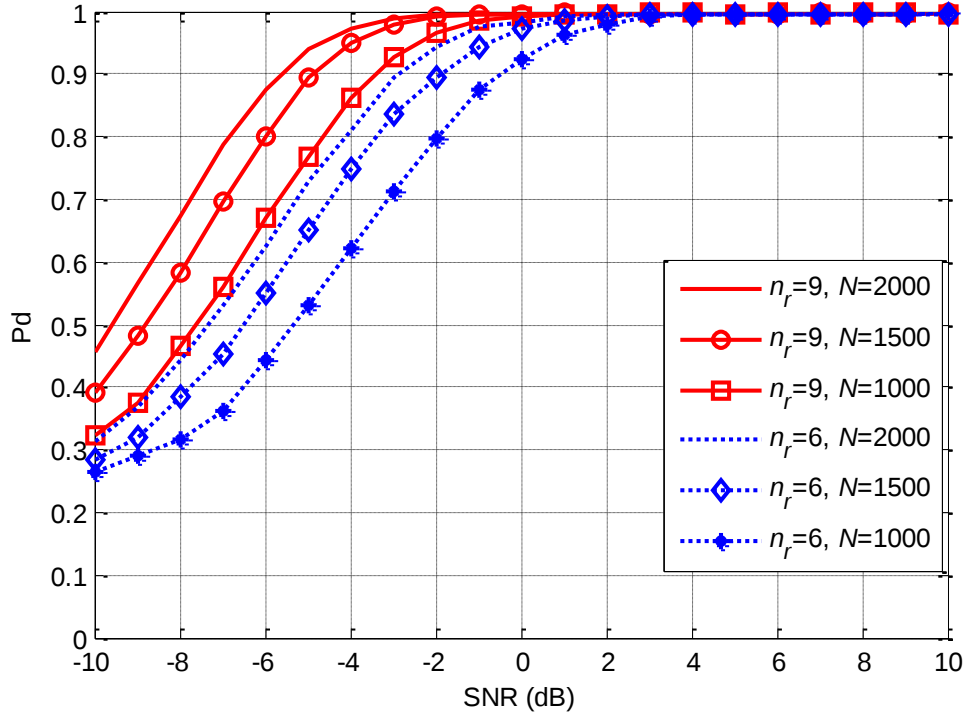
şeklinde gösterilebilir. Burada Q olası uzay-zaman blok kodu kümesi $\Phi_{(c)}$ 'nin eleman sayısını, $\mathcal{H}_j$ $\Phi_{(c)}$ 'nin her bir elemanına karşı gelen hipotezi, $P(\mathcal{H}_j | \mathcal{H}_j)$ ise j 'inci hipotezin doğru sınıflandırma olasılığını ifade etmektedir. Yapılan benzetimlerde her bir hipotez için 1000 Monte Carlo iterasyonu yapılmış ve GLRT için yanlış alarm olasılığı $P_{FA}=0.01$ olarak seçilmiştir.

Şekil 3.7'de $n_t=2$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(1)} = \theta_2 = \{\mathbf{SM}_2, \mathbf{C}_{Alamouti}\}$ kümesi için sınıflandırma performansı farklı SNR değerlerinde alıcı anten sayısının iki farklı değeri ($n_r = 4$ ve 6) ve blok uzunluğunun üç farklı değeri ($N=1000, 1500$ ve 2000) için verilmiştir. Performans eğrilerinden görüldüğü üzere algoritma, kullanılan döngüsel-durağan istatistiklerin gürültüye karşı gürbüzlüğünden ötürü düşük SNR değerlerinde bile alıcı anten sayısının her iki değeri için yüksek bir sınıflandırma performansı gösterebilmektedir.

$n_t=3$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(2)} = \theta_3 = \{\mathbf{SM}_3, \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \mathbf{C}_3\}$ kümesi için Şekil 3.5'te önerilen kod sınıflandırma algoritmasının kullanılmasıyla elde edilen benzetim sonuçları ise Şekil 3.8'de gösterilmiştir. Bu 4'lü hipotez testinde 6 alıcı antenle 0 dB SNR için, 9 alıcı antenle ise -2 dB SNR için 1'e yakın P_d değerlerine erişilebildiği görülmektedir.

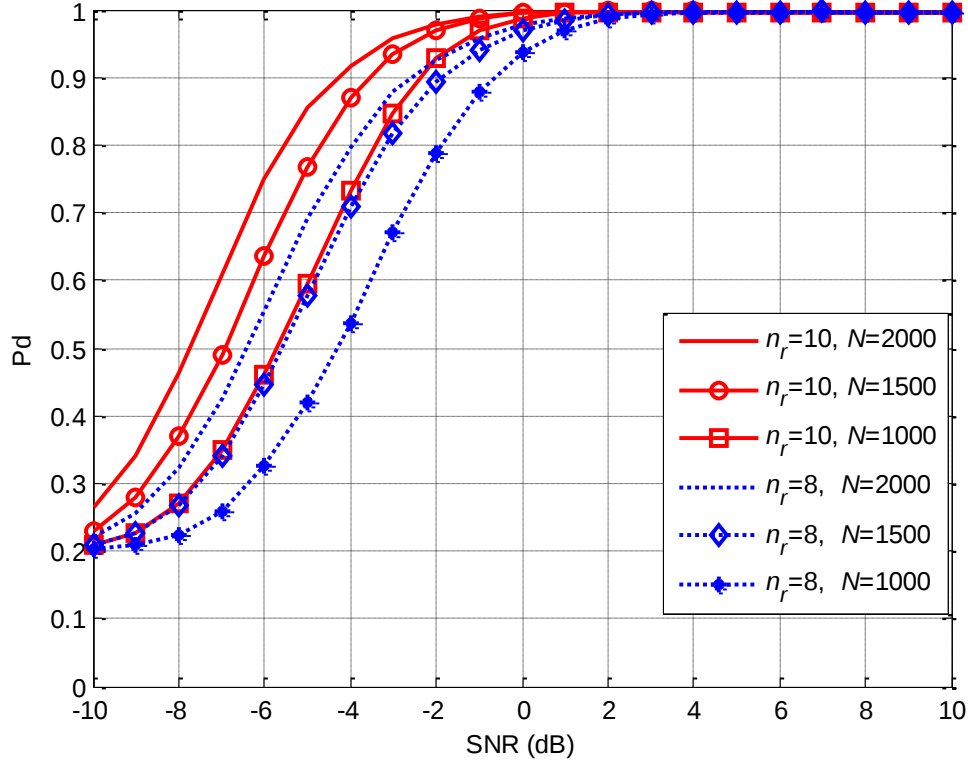


Şekil 3.7 : $n_t = 2$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(1)}$ için sınıflandırma performansı ($Q = 2; n_r = 4, 6; N = 1000, 1500, 2000$).



Şekil 3.8 : $n_t = 3$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(2)}$ için sınıflandırma performansı ($Q = 4; n_r = 6, 9; N = 1000, 1500, 2000$).

Şekil 3.9’da $n_t = 4$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(3)} = \theta_4 = \{\mathbf{SM}_4, \mathbf{C}_4, \mathbf{C}_5, \mathbf{C}_6, \mathbf{C}_7\}$ kümesi için Şekil 3.6’da önerilen sınıflandırma algoritmasının kullanılmasıyla elde edilen benzetim sonuçları gösterilmiştir.



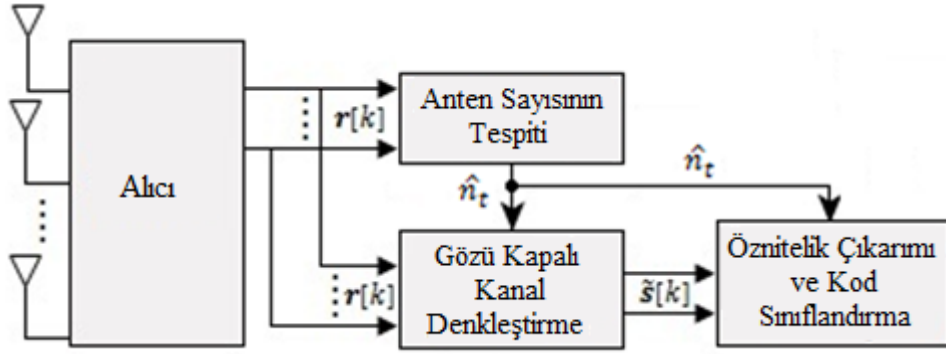
Şekil 3.9 : $n_t = 4$ durumunda $\Phi_{(c)}^{(3)}$ için sınıflandırma performansı ($Q = 5$; $n_r = 8, 10$; $N = 1000, 1500, 2000$).

Şekil 3.7, 3.8 ve 3.9’da verilen benzetim sonuçlarında belirtildiği gibi, sınıflandırma algoritmalarındaki kanal denkleştirme işleminin alıcı anten sayısı n_r ’a karşı duyarlı olması nedeniyle, sınıflandırma performansları da n_r ’a büyük ölçüde bağlı olmaktadır. Bununla birlikte beklendiği üzere sembol uzunluğu N arttıkça sınıflandırma performansı da yükselmektedir.

3.6 Ortakça Anten Sayısı-Uzay-Zaman Blok Kodu Sınıflandırma Algoritması

Verici anten sayısının bilinmesi pratikte mümkün olmadığından, öznelilik kestirimi ve sınıflandırma işleminden önce anten sayısının gözü kapalı ve işbirliksiz şekilde kestirilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla bu bölümde, MIMO sistemlerde anten sayısı tespiti ile uzay-zaman blok kodu sınıflandırma işleminin birlikte yapıldığı bir ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritması önerilmektedir.

Pratikte gerçekçi, işbiriksiz senaryolarda kullanılmak üzere önerilen bu algoritmaya ilişkin blok diyagramı Şekil 3.10'da gösterilmektedir. Buna göre, öncelikle alınan sinyal $\mathbf{r}[k]$ 'dan verici anten sayısının kestirimi $\hat{n}_t$ elde edilmekte, ardından bu bilgi kullanılarak, $\mathbf{r}[k]$ 'dan gözü kapalı kanal denkleştirme işlemiyle verici sinyalinin kestirilmiş gürültülü versiyonu $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ elde edilmektedir. Son olarak, $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ ve verici anten sayısı kestirimi $\hat{n}_t$ kullanılarak kod sınıflandırma için ayırt edici nitelikler kestirilerek sınıflandırma işlemi gerçekleştirilmektedir.



Şekil 3.10 : Önerilen ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmasına ilişkin blok diyagramı.

Tespit edilen verici anten sayısı, gözü kapalı kanal denkleştirilmesinin gerçekleştirilmesini mümkün kılmanın dışında, kod sınıflandırmada farklı kod alt kümelerinin birbirinden ayrılması için bir öznitelik olarak kullanılabilir. Her uzay-zaman blok kodu belirli bir verici anten sayısı için tasarlandığından, anten sayısının tespiti klasifikatörde ayırt edilecek kodların sadece tespit edilen anten sayısı için tasarlanmış kodların kümesine indirgenmesini sağlamakta, ve böylece sınıflandırma problemi kolaylaştırmaktadır. Dolayısıyla tespit edilen anten sayısına göre bölüm 3.4.2.1, 3.4.2.2 veya 3.4.2.3.'te verilen sınıflandırma algoritmalarından uygun olanı kullanılmaktadır.

3.6.1 Anten sayısının tespiti

Aynı ortamda yayın yapan sinyal kaynaklarının sayısının tespiti uzun yıllardır üzerinde çalışılan bir araştırma konusudur. Bu bağlamda literatürde en yaygın kullanılan yöntemlerden biri bilgi kuramı bazlı bir yöntem olan MDL yöntemi [3]. MDL yönteminde kaynak sayısı tespit problemi bir model seçimi problemi olarak ele alınmaktadır; buna göre olası model ailesinden veriye en uygun modelin seçimi yapılır. Anten sayısı tespiti için MDL yöntemi eşitlik (3.6)'daki gibi ifade edilebilir.

$$\hat{n}_t = \arg \min_{k=1,2,\dots} -\log \left(\Delta_{\mathbf{R}}(\mathbf{r}[0], \dots, \mathbf{r}[N-1] | \hat{\mathbf{H}}_k, \hat{\sigma}_k^2) \right) + 0.5(2kn_r + 1) \log(N) \quad (3.6)$$

Burada $\Delta_{\mathbf{R}}(\cdot)$ alınan sinyale ilişkin olabilirlik fonksiyonunu, $\hat{\mathbf{H}}_k$ ve $\hat{\sigma}_k^2$ sırasıyla k . hipotez için kanal matrisi ve gürültü varyansının en büyük olabilirlikli kestirimini, N ise gözlem uzunluğunu ifade etmektedir. (detaylar için bkz.[3, 38])

Eşitlik (2.1)'de verilmiş olan MIMO sinyal modelinde, gönderilen sinyaller ayrık bir alfabeyle sayısal modülasyona uğramış ve uzay-zaman blok kodlanmış sinyallerdir. Bu durumda eşitlik (3.6)'da verilmiş olan MDL kriterinin minimize edilebilmesi için kod bloğu zamanlaması (yani her kodlanmış bloğun başlangıç ve bitiş anı), kullanılan modülasyon tipi ve kullanılan uzay-zaman blok kodu gibi ön bilgilere ihtiyaç vardır. Özellikle kullanılan uzay-zaman blok kodu ön bilgisinin uzay-zaman blok kodu sınıflandırmanın uygulanacağı senaryolarda alıcıda mevcut olmayacağı açıktır. Bu hususlar gelen sinyalin gerçek olabilirlik fonksiyonunun kullanıldığı MDL kriterinin uzay-zaman blok kodlanmış MIMO sinyaller için anten sayısı tespitinde pratikte kullanılmasını engellemektedir.

Gönderilen sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ 'nın kompleks Gauss dağılımına sahip olduğu durumda ise MDL kriteri basit bir kapalı forma indirgendiği bilinmektedir. Gauss dağılımlı sinyaller için MDL kriteri aşağıdaki gibi verilebilir [3].

$$\hat{n}_t = \arg \min_{k=1,2,\dots,n_r-1} -\log \left(\frac{\prod_{i=k+1}^{n_r} l_i^{\frac{1}{(n_r-k)}}}{\frac{1}{(n_r-k)} \sum_{i=k+1}^{n_r} l_i} \right)^{(n_r-k)N} + \frac{1}{2}k(2n_r - k) \log N \quad (3.7)$$

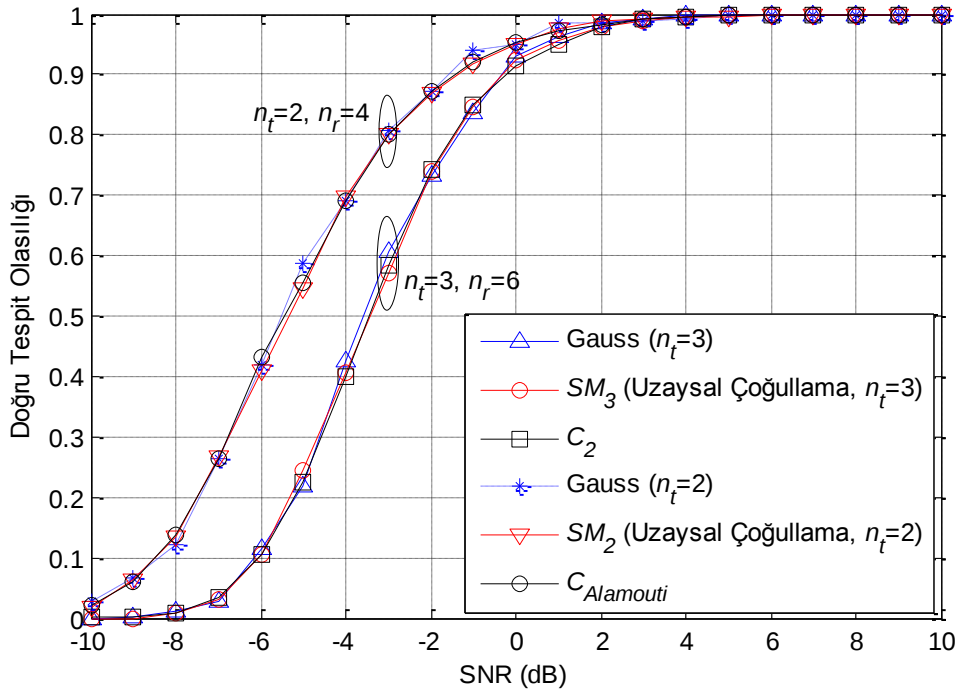
(3.7)'de ifade edilen ve GMDL (Gaussian MDL) adı verilen anten sayısı tespit algoritmasında $l_1 > l_2 > \dots > l_{n_r}$ alınan sinyalin kestirilmiş ilinti matrisi $\hat{\mathbf{R}}$ 'nin sıralanmış özdeğerlerini ifade etmektedir. $\mathbf{r}[k]$ sinyalinin kestirilmiş ilinti matrisi eşitlik (3.8)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{r}[k] \mathbf{r}[k]^\dagger \quad (3.8)$$

Burada $\dagger$ işareti sinyalin eşlenik transpozunu belirtmektedir. Denklem (3.7) ve (3.8)'de GMDL'nin alınan sinyalin sadece ikinci dereceden istatistiklerine bağlı olduğu ve hemen hiç bir ön bilgi gerektirmediği görülmektedir.

[38]'de GMDL yönteminin verici sinyallerinin dağılımına karşı çok duyarlı olmadığı, bu sebeple bu yöntemin, Gauss dağılımında olmayan sinyaller için gerçek MDL kriterinin kullanılmasının çeşitli sebeplerden dolayı mümkün olmadığı durumlarda kaynak sayısı tespitinde kullanılabileceği gösterilmiştir. Bu değerlendirmeler ışığında, bu çalışmada uzay-zaman blok kodlanmış MIMO sinyalleri için anten sayısı tespitinde gerçek MDL yerine eşitlik (3.7) ve (3.8)'de verilmiş GMDL kriterinin kullanılması önerilmektedir.

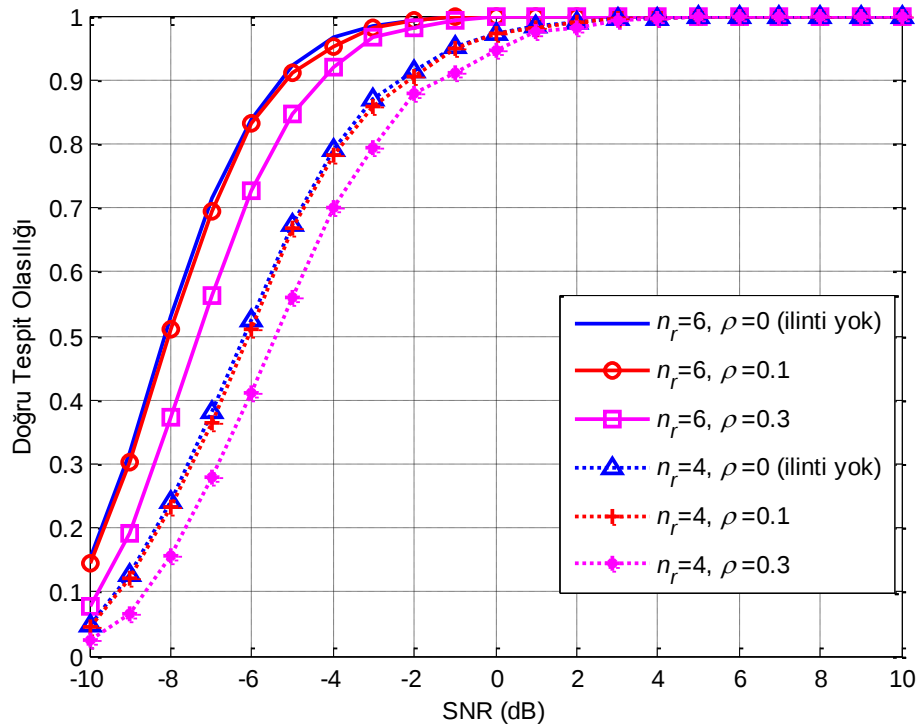
Şekil 3.11'de çeşitli uzay-zaman blok kodlarıyla kodlanmış QPSK modülasyonlu MIMO sinyalleri için verici anten sayısının GMDL yöntemiyle yüksek performansla tespit edilebildiği benzetim sonuçlarıyla gösterilmektedir. Yapılan benzetimlerde kanalın ilintisiz ($\rho=0$), düz ve blok sönmülemeli olduğu varsayılmış, gözlem uzunluğu $N=1000$ sembol olarak alınmıştır. Şekil 3.11'de $n_t=2$ durumunda 4 alıcı anten ($n_r=4$) için uzaysal çoğullamalı ve Alamouti kodlamalı sinyallerle elde edilen tespit performansları Gauss sinyalleriyle elde edilen performansla karşılaştırıldığında, Gauss sinyallerine göre çok küçük bir performans düşüşü olduğu görülmektedir. Benzer şekilde $n_t=3$ ve $n_r=6$ için uzaysal çoğullamalı ve C_2 kodlamalı sinyallerde elde edilen performansların Gauss sinyalleriyle elde edilen tespit performansı ile neredeyse aynı olduğu performans eğrilerinden görülmektedir.



Şekil 3.11 : Gauss ve Gauss olmayan sinyaller için GMDL ile anten sayısı tespiti.

Anten sayısı tespiti kapsamında Gauss dağılımında olmayan verici sinyalleri için GMDL yönteminin uygulanabilirliğinin incelenmesinin ardından, verici ve alıcıdaki antenler arasında ilinti olması durumunda GMDL yönteminin performansı incelenmiştir. Şekil 3.12’de $n_t=2$ durumunda alıcı anten sayısının iki farklı değeri $n_r=4$ ve 6 ile ilinti katsayısının üç farklı değeri $\rho=0$ (ilinti yok), 0.1 ve 0.3 için QPSK modülasyonlu Alamouti kodlanmış sinyallere ilişkin GMDL yönteminin anten sayısı tespit performansları gösterilmiştir. Burada gözlem uzunluğu $N=1500$ sembol olarak alınmıştır. Şekil 3.12’deki performans eğrilerinden görüldüğü üzere, tespit performansı alıcı anten sayısı n_r ’nin artmasıyla artmakta, buna karşın ilinti katsayısı ρ ’nun artmasıyla azalmaktadır.

Benzetim sonuçlarından da görüldüğü gibi, GMDL yöntemi Gauss dağılımlı olmayan sinyaller için verici ve alıcıdaki antenler arası ilinti olduğu ve olmadığı durumlarda yüksek performans göstermektedir. Bu nedenle ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmasında verici anten sayısı GMDL yöntemi kullanılarak tespit edilmektedir.



Şekil 3.12 : Alamouti kodlanmış sinyaller için ilintili kanal modelinde GMDL yöntemiyle anten sayısı tespiti.

Önerilen ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmasında GMDL ile verici anten sayısının tespitinin ardından, JADE algoritmasıyla gözü

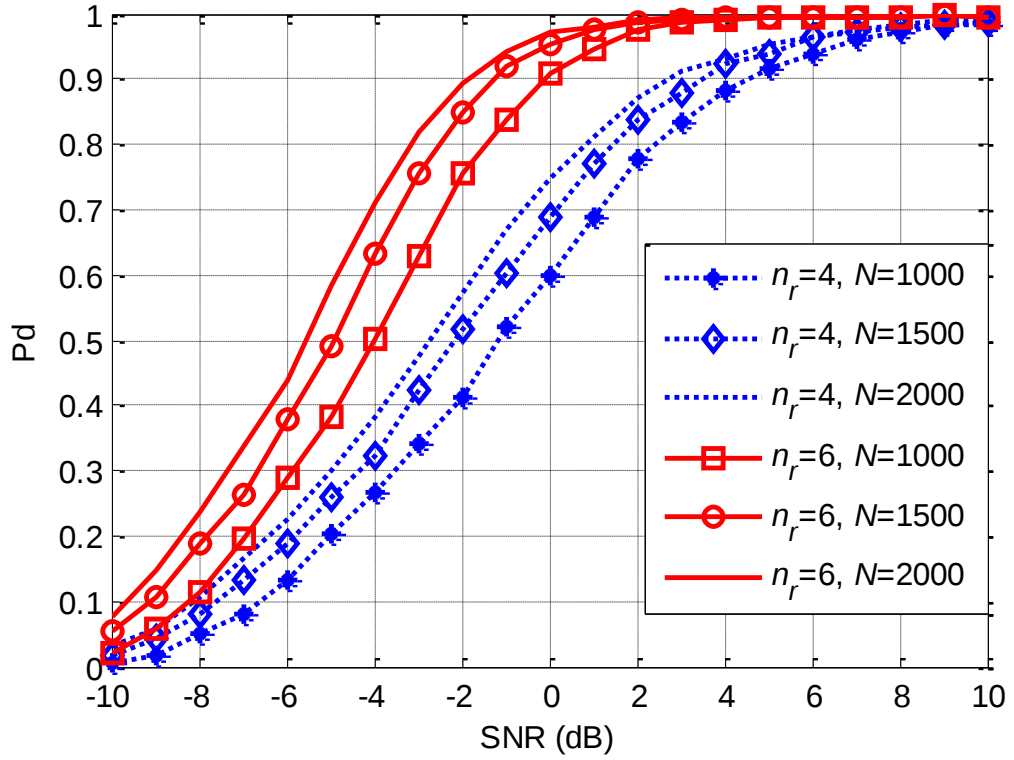
kapalı kanal denkleştirme işlemi yapılarak verici sinyal vektörü kestirimi $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ elde edilmekte ve son olarak kestirilen anten sayısı değeri $\hat{n}_t$ 'e göre bölüm 3.4'te $n_t = 2, 3$ ve 4 için önerilen sınıflandırma algoritmalarından uygun olanı kullanılarak, $\mathbf{s}[k]$ 'da kullanılan uzay-zaman blok kodunun hangi kod olduğunun tespiti yapılmaktadır. Ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu algoritmasının anten sayısının bilindiği durumda kullanılan kod sınıflandırma algoritmalarından farkı, gözü kapalı kanal denkleştirme işleminden önce anten sayısı tespiti yapılması, kanal denkleştirme işleminde anten sayısının kendisinin yerine kestirimi $\hat{n}_t$ 'nin kullanılmasıdır.

3.7 Ortakça Anten Sayısı-Uzay-Zaman Blok Kodu Sınıflandırma Algoritmasına İlişkin Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, önerilen ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmasının performansları benzetim sonuçları yardımıyla değerlendirilmektedir. Yapılan benzetimlerde, önceki benzetimlerde olduğu gibi verici sinyallerinin QPSK modülasyonu kullandığı varsayılmış, MIMO kanalı düz ve blok sönmülemeli olarak modellenmiştir. Sınıflandırma için $N=1000, 1500$ ve 2000 adet sembol vektöründen oluşan sinyal blokları kullanılmış, birim güce sahip sinyaller kullanıldığı için $\text{SNR}=n_t/\sigma^2$ olarak tanımlanmıştır. Sınıflandırma performansının değerlendirilmesinde ise Eşitlik (3.5)'de verilen ortalama doğru sınıflandırma olasılığı kriteri, P_d kullanılmıştır.

Ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmasına ilişkin yapılan benzetimlerde iki farklı kod kümesi ele alınmıştır. Bunlardan ilki, $n_t = 2$ ve 3 için tasarlanan kodları içeren 6 elemanlı $\Phi_{(c)}^{(4)}$ kümesidir $(\Phi_{(c)}^{(4)} = \theta_2 \cup \theta_3 = \{\mathbf{SM}_2, \mathbf{C}_{\text{Alamouti}}, \mathbf{SM}_3, \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \mathbf{C}_3\})$, ikincisi ise $n_t = 2, 3$ ve 4 için tasarlanan kodları içeren 11 elemanlı $\Phi_{(c)}^{(5)}$ kümesidir $(\Phi_{(c)}^{(5)} = \theta_2 \cup \theta_3 \cup \theta_4 = \{\mathbf{SM}_2, \mathbf{C}_{\text{Alamouti}}, \mathbf{SM}_3, \mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \mathbf{C}_3, \mathbf{SM}_4, \mathbf{C}_4, \mathbf{C}_5, \mathbf{C}_6, \mathbf{C}_7\})$. Burada her bir hipotez için 1000 Monte Carlo iterasyonu yapılmış ve GLRT için yanlış alarm olasılığı $P_{FA} = 0.01$ olarak seçilmiştir.

Şekil 3.13'de $\Phi_{(c)}^{(4)}$ kümesi için sınıflandırma performansı ilintisiz kanal modelinde ($\rho = 0$), alıcı anten sayısının iki farklı değeri ($n_r = 4$ ve 6) için verilmiştir.

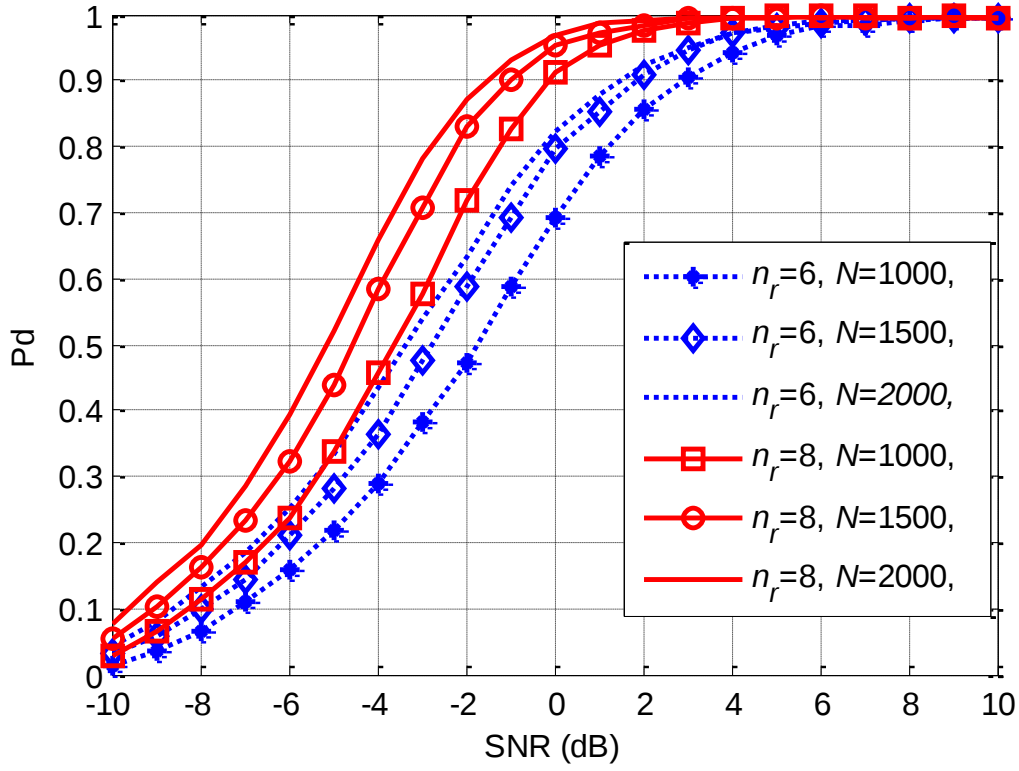


Şekil 3.13 : Ortakça sınıflandırma algoritmasının $\Phi_{(c)}^{(4)}$ için performansı ($Q = 6; n_r = 4, 6; N = 1000, 1500, 2000$).

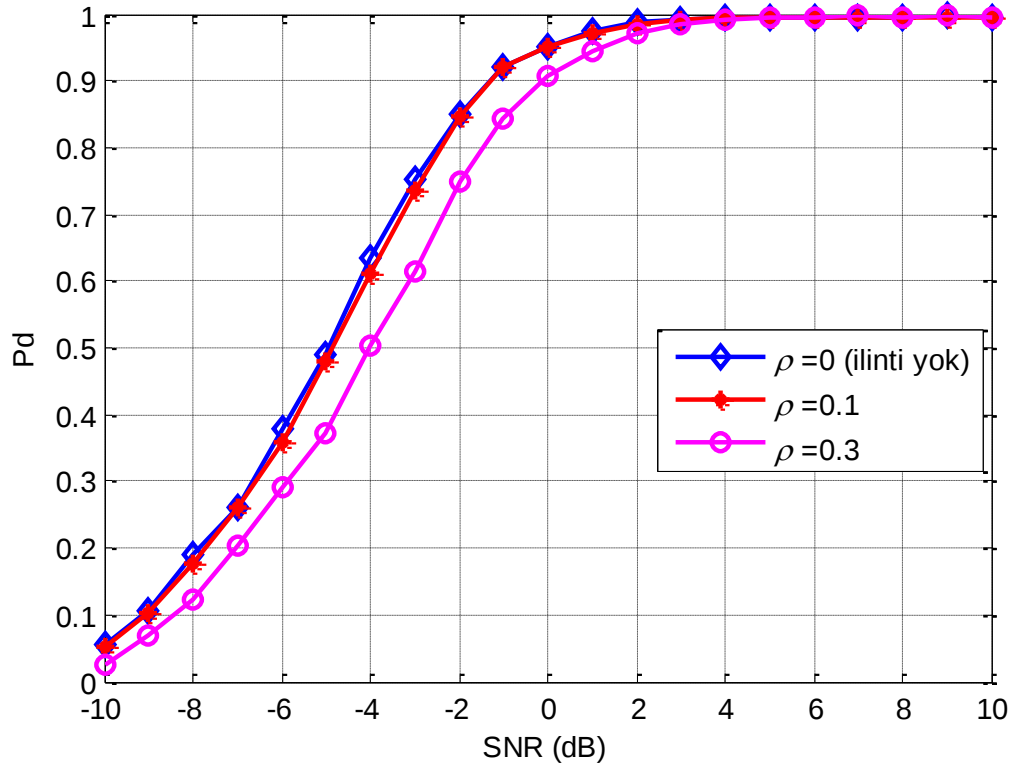
Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere alıcı anten sayısı n_r 'ın 4'ten 6'ya çıkarılması sınıflandırma performansında $P_d = 0.9$ 'da her üç N değeri için de 5 dB'ye yakın artışa neden olmaktadır. Bununla birlikte, sınıflandırmada kullanılan sembol sayısı N 'in de sınıflandırmada artışa neden olduğu görülmektedir; örneğin $n_r = 6$ için N 'in 1000'den 1500'e çıkarılması $P_d = 0.9$ 'da yaklaşık 1 dB'den fazla artış beraberinde getirmektedir.

Şekil 3.14'te $n_r = 6$ ve 8 durumlarında $\Phi_{(c)}^{(5)}$ kümesi için sınıflandırma performansı gösterilmiştir. Bu 11'li hipotez testinde, $n_r = 6$ durumunda 4 dB'de, $n_r = 8$ durumunda ise 0 dB değerinde 1'e yakın P_d değerlerine ulaşıldığı performans eğrilerinden görülmektedir.

Şekil 3.15'te ise ilintili kanal modelinde $\Phi_{(c)}^{(4)}$ kümesi için $n_r = 6$ ve $N = 1500$ durumunda sınıflandırma performansı ilinti katsayısının üç farklı durumu $\rho = 0$ (ilinti yok), 0.1 ve 0.3 için verilmiştir.



Şekil 3.14 : Ortakça sınıflandırma algoritmasının $\Phi_{(c)}^{(5)}$ için performansı ($Q = 11; n_r = 6, 8; N = 1000, 1500, 2000$).



Şekil 3.15 : İliintili kanal modelinde ortakça sınıflandırma algoritmasının $\Phi_{(c)}^{(4)}$ için performansı ($Q = 6; n_r = 6; N = 1500; \rho = 0, 0.1, 0.3$).

Şekil 3.15'te görüldüğü üzere kanal ilinti katsayısı ρ 'daki artış her ne kadar sınıflandırma algoritmasının performansında bir miktar düşüğe yol açsa da, algoritmanın kanaldaki ilintilere karşı gürbüzlüğünden dolayı bu düşüş sınırlı kalmaktadır.

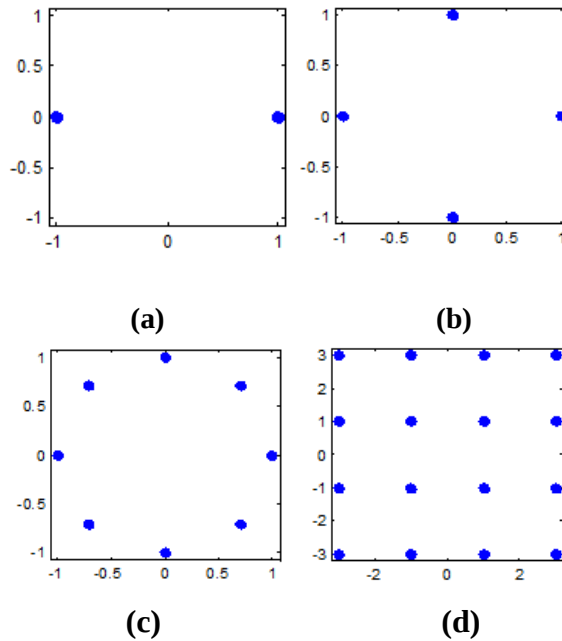
Benzetim sonuçlarından görüldüğü gibi, önerilen ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritması, kullanılan döngüsel-durağan istatistiklerin gürültüye karşı gürbüzlüğünden ötürü düşük SNR değerleri için bile yüksek doğruluk oranlarıyla sınıflandırma başarımı gösterebilmektedir. Sınıflandırma algoritmasındaki anten sayısı tespiti ve kanal denkleştirme işlemlerinin alıcı anten sayısı n_r 'a karşı duyarlı olması nedeniyle, sınıflandırma performansı da n_r 'a büyük ölçüde bağlı olmakta, bunun yanında blok uzunluğu N 'in artması da performansı yüksetlmektedir. Kod sınıflandırma için önerilen yaklaşımların literatürdeki uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmalarına göre (bkz. [14, 15]) çok daha geniş kod kümelerinin sınıflandırmasında kullanılabilir olması ve eşit uzunluklu kodları birbirinden ayırt edebilmesi, bu yaklaşımları benzerleri arasında öne çıkarmaktadır

4. ORTAKÇA ANTEN SAYISI-MODÜLASYON TİPİ SINIFLANDIRMA

4.1 Giriş

3. bölümde MIMO sistemler için anten sayısı tespiti ve uzay-zaman blok kodu tanıma problemlerinin ele alınmasının ardından, bu bölümde uzaysal çoğullamalı MIMO sistemlerde anten sayısı ve modülasyon tipi tanıma problemleri birlikte ele alınmış ve MDL bazlı yenilikçi bir anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması önerilmiştir.

MIMO sistemlerde modülasyon işlemi sonucu, verici girişindeki ikili veri sembolleri seçilen modülasyon tipinin konstelasyonuna uygun şekilde kompleks veri sembollerine dönüştürülür. Doğrusal modülasyon tekniklerinde bu dönüşüm işleminde M konstelasyonda kullanılan durum sayısını göstermek üzere M bitlik sembol blokları kullanılır. Şekil 4.1’de örnek olarak BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 8PSK (8 Phase Shift Keying) ve 16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation) modülasyonlarına ilişkin sembol konstelasyonları gösterilmiştir.



Şekil 4.1 : Bazı modülasyon tiplerine ilişkin sembol konstelasyonları:
(a) BPSK. (b) QPSK. (c) 8PSK. (d) 16QAM.

MIMO modülasyon tipi tanıma problemi, vericide n_t anten kullanılarak gönderilmiş toplanır gürültü ve sönümlemeli kanal etkisiyle alıcıda n_r anten ile alınmış bilinmeyen bir haberleşme sinyalinin modülasyon tipinin varsayılan olası modülasyon tiplerinden hangisi olduğunun tespiti olarak özetlenebilir. Bu çalışmada uzaysal çoğullamalı bir MIMO sistemde hafızasız, doğrusal modülasyon tiplerinden BPSK, QPSK, 8PSK ve 16QAM modülasyonlarının verici anten sayısı ile birlikte işbirliksiz ve gözü kapalı şekilde tanınması amaçlanmıştır, bu amaçla bilgi kuramı temelli genel bir model seçim yaklaşımı olan MDL yöntemini baz alan ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması önerilmiştir. Bu çalışmayla MIMO sinyalleri için literatürde ilk defa anten sayısı tespiti ve modülasyon tipi sınıflandırma problemleri bir arada ele alınmıştır.

4.2 Ortakça Anten Sayısı-Modülasyon Tipi Sınıflandırma Algoritması

4.2.1 MDL klasifikatörü

Bu çalışmada önerilen ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması, amacı alıcıdaki bilinmeyen MIMO sinyalinden, verici anten sayısı ile verici sinyalinde kullanılan modülasyon tipinin sırasıyla P elemanlı olası anten sayılarının kümesi $\Phi_{(n_t)} = \{1, 2, \dots, P\}$ ile K elemanlı olası modülasyon tiplerinin kümesi $\Phi_{(m)} = \{\mathcal{M}_1, \dots, \mathcal{M}_K\}$ 'in elemanlarından hangisi olduğunun ortakça tespiti olan çoklu bir hipotez testi olarak ifade edilebilir.

Burada sınıflandırma amacıyla 3.bölümde anten sayısının tespitinde kullanılan MDL klasifikatörünün anten sayısı ve modülasyon tipi sınıflandırma için uyarlanmış bir versiyonu kullanılmaktadır. 3. bölümde de belirtildiği gibi, MDL kriterinin temel amacı model seçimi olup, eldeki verinin olası probabilistik modellerden hangisine daha uygun olduğunu saptamakta kullanılmaktadır. Dolayısıyla alınan sinyalin kaç verici antenden gönderildiğinin ve hangi modülasyon tipine sahip olduğunun belirlenmesinde alıcı sinyalin MDL fonksiyonunun kullanılması mümkündür.

Bu değerlendirmeler ışığında bu çalışmada ortakça sınıflandırma işleminin eşitlik (4.1)'de belirtilen MDL fonksiyonunu minimize edecek anten sayısı, modülasyon tipi çiftinin seçilmesiyle gerçekleştirilmesi önerilmektedir. Bu çalışmada ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırmada kullanılan MDL klasifikatörü eşitlik (4.1)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}
(\hat{n}_t, \hat{M}) = \arg \min_{n \in \Phi(n_t), \mathcal{M}_j \in \Phi(m)} & -\log \left(\Delta \left(\mathbf{R} \middle| \mathcal{M}_j, \hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)}, \hat{\sigma}_{(n)}^2 \right) \right) \\
& + 0.5(2nn_r + 1) \log(N)
\end{aligned} \tag{4.1}$$

Burada $\hat{n}_t$ ve $\hat{M}$ sırasıyla karar verilen anten sayısı ve modülasyon tipini, $\Delta(\cdot)$ alınan sinyalin olabilirlik fonksiyonunu, $\mathbf{R} = [\mathbf{r}[0], \mathbf{r}[1], \dots, \mathbf{r}[N-1]]$ N uzunluğundaki bir gözlem süresince alınan sinyal örneklerinden oluşan sinyal matrisini, $\hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)}$ verici anten sayısının n 'inci, modülasyon tipinin j 'inci hipotezi için kanal matrisi kestirimini, $\hat{\sigma}_{(n)}^2$ verici anten sayısının n 'inci hipotezi altında gürültü varyansının kestirimini, n_r ise alıcı anten sayısını ifade belirtmektedir. Eşitlik (4.1)'deki olabilirlik fonksiyonu $\Delta \left(\mathbf{R} \middle| \mathcal{M}_j, \hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)}, \hat{\sigma}_{(n)}^2 \right)$, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}
\Delta \left(\mathbf{R} \middle| \mathcal{M}_j, \hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)}, \hat{\sigma}_{(n)}^2 \right) &= \frac{1}{(m_j)^{nN} (\pi \hat{\sigma}_{(n)}^2)^{n_r N}} \\
&\times \prod_{k=0}^{N-1} \sum_{l=1}^{(m_j)^n} \exp \left(-\frac{1}{\hat{\sigma}_{(n)}^2} \left\| \mathbf{r}[k] - \hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)} \mathbf{s}_l^{(j)}[k] \right\|^2 \right)
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Burada m_j j 'inci modülasyon tipine ($\mathcal{M}_j$) ilişkin konstelasyon diyagramındaki sembol sayısını, $\mathbf{s}_l^{(j)}[k]$ modülasyon tipi $\mathcal{M}_j$ için gönderilmiş olabilecek $(m_j)^n$ adet sinyal vektöründen l 'incisini temsil etmektedir. Bu çalışmada modülasyonlara ilişkin konstelasyon diyagramlarındaki her bir sembolün meydana gelme olasılığı eşit kabul edildiğinden $\mathbf{s}_l^{(j)}[k]$ sinyal vektörünün gönderilme olasılığı $\frac{1}{(m_j)^n}$ olmaktadır. Eşitlik (4.2)'deki olabilirlik fonksiyonunun logaritmasının alınmasıyla elde edilen logaritmik olabilirlik fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
\log \left(\Delta \left(\mathbf{R} \middle| \mathcal{M}_j, \hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)}, \hat{\sigma}_{(n)}^2 \right) \right) &= -Nn \log(m_j) - Nn_r \log(\pi \hat{\sigma}_{(n)}^2) \\
&+ \sum_{k=0}^{N-1} \log \left(\sum_{l=1}^{(m_j)^n} \exp \left(-\frac{\left\| \mathbf{r}[k] - \hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)} \mathbf{s}_l^{(j)}[k] \right\|^2}{\hat{\sigma}_{(n)}^2} \right) \right)
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Eşitlik (4.3)'te belirtilen logaritmik olabilirlik fonksiyonu eşitlik (4.1)'deki ifadede yerine konulduğunda ortakça anten sayısı-modülasyon tipi klasifikatörü aşağıdaki gibi formülize edilebilir.

$$\begin{aligned}
 (\hat{n}_t, \hat{M}) = \arg \min_{n \in \Phi(n_t), \mathcal{M}_j \in \Phi(m)} & \left[Nn \log(m_j) + Nn_r \log(\pi \hat{\sigma}_{(n)}^2) \right. \\
 & \left. - \sum_{k=0}^{N-1} \log \left(\sum_{l=1}^{(m_j)^n} \exp \left(- \frac{\| \mathbf{r}[k] - \hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)} \mathbf{s}_l^{(j)}[k] \|^2}{\hat{\sigma}_{(n)}^2} \right) \right) \right] \\
 & + 0.5(2nn_r + 1) \log(N)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Eşitlik (4.4)'de görüldüğü gibi, algoritmada kullanılan MDL klasifikatöründe test edilen her bir hipotez için gönderilmiş olabilecek bütün sinyallerin olasılık dağılımı üzerinden ortalama alındığından, işlem yoğunluğu yüksek olmakta ancak yüksek bir sınıflandırma performansı elde edilmektedir.

4.2.2 Gözü kapalı kanal kestirimi

Bilindiği üzere sınıflandırma algoritmasının pratikte uygulanacağı senaryolarda alıcı ve verici arasında herhangi bir işbirliği mümkün olmadığından, önerilen ortakça anten sayısı-modülasyon tipi klasifikatöründe her bir hipotez için kanal matrisi ve gürültü varyansının kestirimleri kullanılmaktadır. Kanal kestiriminde sinyalin yüksek dereceden istatistiklerini (Higher Order Statistics, HOS) baz alan gözü kapalı kestirim algoritmasının (bkz. [39]) kullanılması mümkün olmakla birlikte, algoritmanın uzaysal çoğullamalı sinyaller için faz belirsizlikleri içermesi kestirim işleminde faz düzeltme işleminin yapılmasını gerektirmektedir. Bu nedenle önerilen sınıflandırma algoritmasında kanal kestirim işlemi [17]'deki gibi iki aşamalı şekilde gerçekleştirilmektedir. Buna göre verici anten sayısının olası her değeri (her anten sayısı hipotezi) için öncelikle HOS algoritması kullanılarak kanalın bir ön kestirimi $\tilde{\mathbf{H}}_n$ ve bu ön kestirim kullanılarak verici sinyali $\mathbf{s}[k]$ 'nin bir ön kestirimi $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ oluşturulmaktadır. Bu durumda $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'ya ilişkin kestirim denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\tilde{\mathbf{s}}[k] = \left(\tilde{\mathbf{H}}_n^\dagger \tilde{\mathbf{H}}_n \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_n^\dagger \mathbf{r}[k] \tag{4.5}$$

n adet verici anten sayısı için $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin n adet bileşeninin her birinin HOS algoritmasından ötürü farklı bir faz kaymasına sahip olması nedeniyle, algoritmada ikinci aşamada [40]'da verilmiş faz kestirim yöntemi kullanılarak $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin her bir bileşeni için faz kestirimi yapılmaktadır. Buna göre j 'inci modülasyon tipi için $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin l . bileşeni $\tilde{s}_l[k]$ 'nin faz kayması kestirimi $\hat{\varphi}_l^{(\mathcal{M}_j)}$ aşağıdaki gibidir.

$$\hat{\varphi}_l^{(\mathcal{M}_j)} = \frac{1}{q} \arg(\mu_j^q \sum_{k=0}^{N-1} (\tilde{s}_l[k])^q) \quad (4.6)$$

Burada q kullanılan modülasyon tipine bağlı bir sabit olup, PSK tipi modülasyonlar için modülasyon derecesine, QAM tipi modülasyonlar içinse 4'e eşittir. μ_j^q ise j 'inci modülasyon tipi $\mathcal{M}_j$ 'nin q . dereceden q kere eşlenik momentinin teorik değerini temsil etmektedir. Çizelge 4.1'de bazı modülasyon tipleriyle modüle edilmiş i.i.d. semboller için μ_j^q ve q değerleri gösterilmiştir.

Çizelge 4.1 : Bazı modülasyon tipleri için μ_j^q ve q değerleri.

Modülasyon Tipi ($\mathcal{M}_j$)	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM
q	2	4	8	4
μ_j^q	1	1	1	-0.68

$\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin n adet bileşeninin her biri için eşitlik (4.6) kullanılarak yapılan faz kayması kestiriminin ardından aşağıda belirtilen faz düzeltme matrisi oluşturulmaktadır.

$$\hat{\mathbf{D}}_{(n, \mathcal{M}_j)} = \begin{bmatrix} e^{j\hat{\varphi}_1^{(\mathcal{M}_j)}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & e^{j\hat{\varphi}_n^{(\mathcal{M}_j)}} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Bu düzeltme matrisi kullanılarak n . olası anten sayısı değeri ve j 'inci modülasyon tipi için elde edilen fazı düzeltilmiş kanal kestirimi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)} = \tilde{\mathbf{H}}_n \hat{\mathbf{D}}_{(n, \mathcal{M}_j)} \quad (4.8)$$

4.2.3 Gürültü varyansının gözü kapalı kestirimi

Sınıflandırma algoritmasının pratikte kullanılacağı senaryolarda alıcıda gürültü varyansının bilinmemesi ve vericiyle alıcı arasında işbirliği olmaması nedeniyle, önerilen ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritmasında verici anten sayısının olası her değeri (n) için gürültü varyansının gözü kapalı bir şekilde

tespit edilmesi gerekmektedir. Bu bağlamda bu çalışmada ikinci dereceden momentleri baz alan (method of moments) basit ve efektif bir kestirim yöntemi önerilmektedir. Bu çalışmada kanal matrisinin gözü kapalı kestiriminde kullanılan HOS bazlı kanal kestirim algoritmasında, gönderilen sinyal vektörünün bileşenlerinin birim güce sahip olduğu varsayımı temel alınmakta, kanal kestirimi bu varsayımla gerçekleştirilmektedir. Dolayısıyla önerilen sınıflandırma algoritmasında gürültü varyansı her anten sayısı hipotezi için aşağıdaki gibi kestirilmektedir.

$$\hat{\sigma}_{(n)}^2 = \frac{1}{n} \text{trace} \left(\tilde{\mathbf{H}}_n^\dagger \tilde{\mathbf{H}}_n (\hat{\mathbf{C}}_{\tilde{\mathbf{s}}}) - \mathbf{I} \right) \quad (4.9)$$

Burada $\tilde{\mathbf{H}}_n$ kanal matrisinin ön kestirimini, $\hat{\mathbf{C}}_{\tilde{\mathbf{s}}}$ verici sinyalinin ön kestirimi $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin kovaryans matrisinin kestirimini ifade etmektedir. Bu tez çalışmasında ele alınan MIMO sistemde verici sinyal vektörü $\mathbf{s}[k]$ 'nin bileşenlerinin birim güce sahip olduğu varsayımı nedeniyle kovaryans matrisi $\mathbf{C}_s = \mathbf{I}$ olarak alınmaktadır. $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'nin kovaryans matrisinin kestirimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\hat{\mathbf{C}}_{\tilde{\mathbf{s}}} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{s}}[k] (\tilde{\mathbf{s}}[k])^\dagger \quad (4.10)$$

Verilen bu bilgiler ışığında tasarlanan ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması	
1. Girdiler:	Alınan sinyal $\mathbf{R}$.
2. for $n \in \Phi_{(n_t)}$	(Verici anten sayısının olası her değeri $n \in \Phi_{(n_t)}$ için)
3.	HOS algoritmasını kullanarak kanal matrisinin ön kestirimi $\tilde{\mathbf{H}}_n$ 'i oluştur.
4.	Verici sinyali $\mathbf{s}[k]$ 'nin ön kestirimi $\tilde{\mathbf{s}}[k]$ 'yi eşitlik (4.5) ile oluştur.
5.	Gürültü varyansının kestirimi $\hat{\sigma}_{(n)}^2$ 'i eşitlik (4.9) ve (4.10)'u kullanarak oluştur.
6. for $\mathcal{M}_j \in \Phi_{(m)}$	(Her modülasyon tipi $\mathcal{M}_j \in \Phi_{(m)}$ için)
7.	Faz düzeltme matrisinin kestirimi $\hat{\mathbf{D}}_{(n, \mathcal{M}_j)}$ 'yi eşitlik (4.6) ve (4.7)'yi kullanarak oluştur.
8.	Kanal matrisinin kestirimi $\hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)}$ 'yi eşitlik (4.8)'i kullanarak oluştur.
9.	Eşitlik (4.4)'de açık hali verilen MDL fonksiyonu $-\log \left(\Delta \left(\mathbf{R} \mathcal{M}_j, \hat{\mathbf{H}}_{(n, \mathcal{M}_j)}, \hat{\sigma}_{(n)}^2 \right) \right) + 0.5(2nn_r + 1) \log(N)$ 'i hesapla.
10. end for	
11. end for	
12. Çıktılar:	Kullanılan anten sayısı-modülasyon tipi çiftini $(\hat{n}_t, \hat{M})$ 9. adımda hesaplanan MDL fonksiyonunu minimize eden hipotezi seçerek belirle.

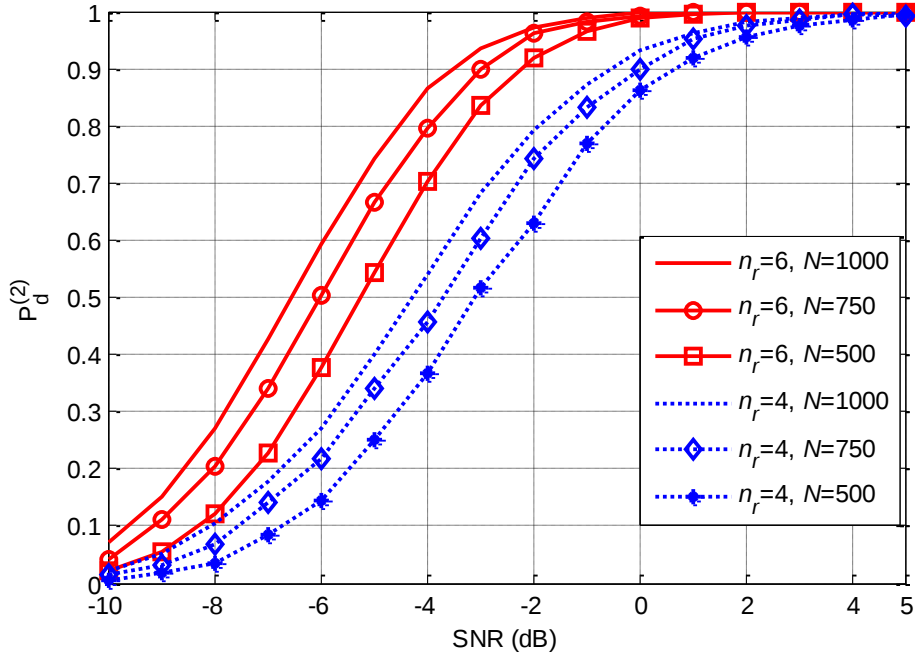
4.3 Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, önerilen ortakça anten sayısı-müdülasyon tipi sınıflandırma algoritmasının performansı benzetimler yoluyla değerlendirilmektedir. Yapılan benzetimlerde MIMO kanalı ilintisiz ($\rho = 0$), düz ve blok sönmlemeli olarak modellenmiş, sınıflandırma için $N=500, 750$ ve 1000 adet sembol vektöründen oluşan sinyal blokları kullanılmıştır. Birim güce sahip sinyaller kullanıldığı için $\text{SNR} = n_t / \sigma^2$ olarak tanımlanmış ve her SNR değeri için 1000 Monte Carlo iterasyonu yapılmıştır. Sınıflandırma performansının değerlendirilmesinde kullanılan kriter verici anten sayısı (n_t) için ortalama ortakça doğru sınıflandırma olasılığı $P_d^{(n_t)}$ olup,

$$P_d^{(n_t)} = \frac{1}{K} \sum_{j=0}^K P(\mathcal{H}_{n_t,j} | \mathcal{H}_{n_t,j}) \quad (4.11)$$

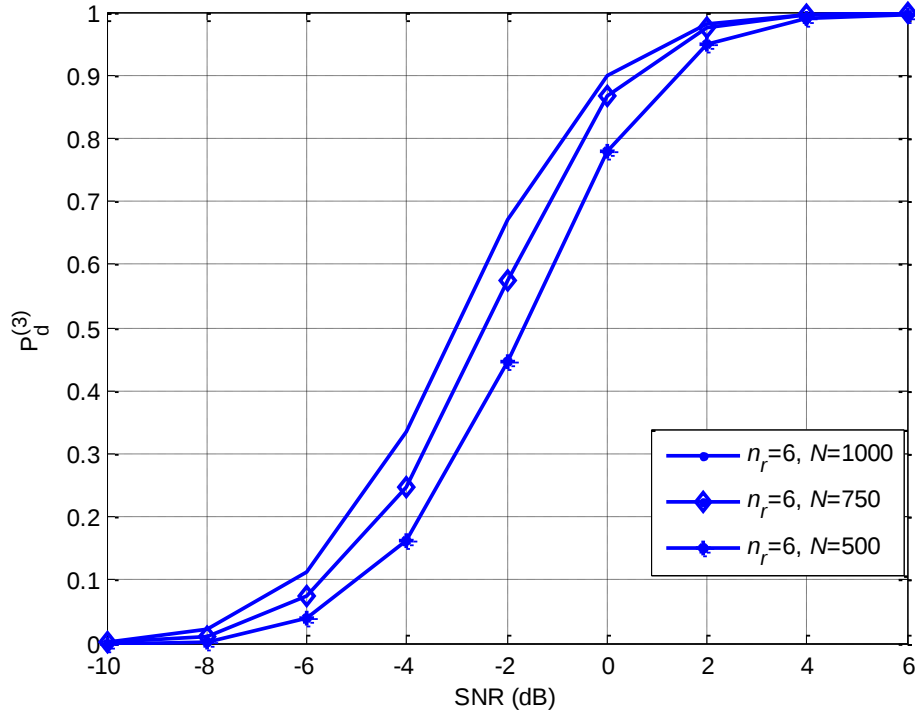
şeklinde ifade edilebilir. Burada K olası modülasyon tiplerinin kümesi $\Phi_{(m)}$ 'in eleman sayısını, $\mathcal{H}_{n_t,j}$ verici anten sayısının n_t ve modülasyon tipinin $\mathcal{M}_j$ olduğu duruma karşı düşen hipotezi, $P(\mathcal{H}_{n_t,j} | \mathcal{H}_{n_t,j})$ ise $\mathcal{H}_{n_t,j}$ hipotezinin doğru sınıflandırma olasılığını belirtmektedir. Yapılan benzetimlerde olası anten sayılarının kümesi $\Phi_{(n_t)} = \{1, 2, \dots, n_r - 1\}$ ve olası modülasyon tiplerinin kümesi $\Phi_{(m)} = \{\text{BPSK}, \text{QPSK}, \text{8PSK}, \text{16QAM}\}$ olarak seçilmiştir.

Şekil 4.2'de $n_t = 2$ için sınıflandırma performansı farklı SNR değerlerinde, alıcı anten sayısının iki farklı değeri ($n_r = 4$ ve 6) ile blok uzunluğunun üç farklı değeri ($N=500, 750$ ve 1000) için gösterilmiştir. Performans eğrilerinden görüldüğü gibi alıcı anten sayısı n_r 'ın 4'ten 6'ya çıkarılması sınıflandırma performansında $P_d^{(2)} = 0.9$ 'da her üç N değeri için de yaklaşık 3 dB artışa neden olmaktadır. Bununla birlikte, sınıflandırmada kullanılan sembol sayısı N 'in de sınıflandırmada artışa neden olduğu görülmektedir; örneğin $n_r = 6$ için N 'in 750'den 1000'e çıkarılması $P_d^{(2)} = 0.9$ 'da yaklaşık 0.5 dB artışı beraberinde getirmektedir.



Şekil 4.2 : $n_t = 2$ için ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritmasının performansı ($n_r = 4, 6$; $N=500, 750, 1000$).

Şekil 4.3'te $n_t = 3$ için sınıflandırma performansı farklı SNR değerlerinde, alıcı anten sayısının 6 ve blok uzunluğunun 500, 750 ve 1000 olduğu durumlar için gösterilmiştir.



Şekil 4.3 : $n_t = 3$ için ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritmasının performansı ($n_r = 6$; $N=500, 750, 1000$).

Şekil 4.3'te görüldüğü gibi, önerilen sınıflandırma algoritması $N=1000$ için $P_d^{(3)} = 0.9$ değerine 0 dB'de ulaşmakta, bu da algoritmanın 2'den büyük verici anten sayıları için de yüksek performanslarla kullanılabileceğini göstermektedir.

Benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere, önerilen ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritmasında test edilen her bir hipotez için gönderilmiş olabilecek bütün sinyallerin olasılık dağılımı üzerinden ortalama alındığından, düşük SNR değerleri için bile yüksek doğruluk oranlarıyla sınıflandırma başarımı elde edilmektedir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bilinmeyen haberleşme sinyallerinin iletim parametrelerinin analizi için geliştirilen sinyal tanıma teknikleri, kablosuz haberleşme sistemlerinin kullanıma girmeye başlamasından beri önemli bir araştırma konusu olmuştur. Bununla birlikte, alıcı ve vericide çok sayıda anten kullanımıyla yüksek veri hızı ve kapasite artışı sağlaması nedeniyle kablosuz haberleşmede günümüzde sıklıkla tercih edilen MIMO sistemler, sinyal tanıma teknikleri için verici anten sayısı, uzay-zaman kodları gibi SISO sistemlerde geçerli olmayan ancak tanınması gereken yeni parametreler ortaya koymaktadır. Bu tez çalışmasında MIMO sistemlerde anten sayısı tespiti, uzay-zaman blok kodu ve modülasyon tipi tanıma problemleri ele alınmış ve bu bağlamda iki temel sinyal tanıma algoritması önerilmiştir.

Sinyal tanıma kapsamında bu çalışmada ilk olarak MIMO sistemlerde uzay-zaman blok kodu tanıma problemi üzerinde durulmuştur. Belirli verici anten sayıları için literatürde kullanılan uzay-zaman blok kodu sayısı sınırlı olduğundan burada kod tanıma problemi kod sınıflandırma problemine indirgenmiştir. Buna göre, öncelikle anten sayısının alıcıda bilindiği işbirlikli senaryolarda kullanılmak üzere, belirli verici anten sayıları için uzay-zaman blok kodlanmış sinyal vektörlerinin döngüsel-durağan karakteristiklerinin farklı uzay-zaman blok kodlarını birbirinden ayırt etmede kullanıldığı yenilikçi kod sınıflandırma algoritmaları önerilmiş ve performansları benzetimler yoluyla gösterilmiştir. Ardından anten sayısının alıcıda bilinmediği daha gerçekçi işbiriksiz senaryolarda kullanılmak üzere, kod sınıflandırma işleminden önce gözü kapalı anten sayısı tespitinin yapıldığı yenilikçi bir ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritması önerilmiş, algoritmanın düşük SNR değerlerinde dahi yüksek bir sınıflandırma performansına ulaşabildiği benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.

Sinyal tanıma kapsamında ikinci olarak, uzaysal çoğullamalı MIMO sistemlerde anten sayısı tespiti ve modülasyon tipi tanıma problemleri birlikte ele alınmış, bu bağlamda MDL bazlı yenilikçi bir ortakça anten sayısı-modülasyon tipi sınıflandırma algoritması önerilmiştir. Buna göre sınıflandırma işleminde olası anten sayısı-

modülasyon tipi çiftleri arasından alınan sinyale ilişkin MDL kriterini minimize eden anten sayısı-modülasyon tipi çifti seçilmektedir. İşbirliksiz senaryolarda kullanılmak üzere geliştirilen bu sınıflandırma algoritmasında, MIMO kanalı ve gürültü varsansı alıcıda bilinmediğinden, sınıflandırma işleminden önce gözü kapalı kanal ve gürültü varyansı kestirimleri yapılmaktadır. Sınıflandırma algoritmasında test edilen her bir hipotez için gönderilmiş olabilecek bütün sinyallerin olasılık dağılımı üzerinden ortalama alınması sonucunda yüksek bir sınıflandırma performansı elde edildiği bölüm sonunda benzetimler yoluyla gösterilmiştir.

Sinyal tanıma kapsamında bu çalışmada önerilen algoritmalar, literatürdeki benzer çalışmalara göre pek çok yenilikçi niteliğe sahiptir. Bunlardan ilki, önerilen algoritmaların tanınacak iletim parametrelerini ayrı ayrı ele almak yerine birlikte ortak olarak ele almasıdır. Bunun yanında, algoritmaların pratikte kullanılacağı senaryolarda gürültü varyansı, kanal matrisi, verici anten sayısı parametrelerinin bilinmesine de ihtiyaç duyulmamaktadır. Ortakça anten sayısı-uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritması, literatürdeki mevcut uzay-zaman blok kodu sınıflandırma algoritmalarının aksine, eşit uzunluklu kodları da birbirinden ayırabilmekte, 2'den fazla anten için tasarlanan kodların sınıflandırılmasında kullanılabilir.

Bu tez çalışması kapsamında sadece tek taşıyıcılı (ing. single carrier) MIMO sistemler için sinyal tanıma algoritmalarının geliştirilmesi üzerine çalışılmıştır. Önerilen algoritmalar ışığında, bir sonraki adım olarak ileri çalışmalarda çok taşıyıcılı, dik frekans bölmeli çoğullamalı (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM) kullanan MIMO sistemler için benzer sinyal tanıma algoritmalarının geliştirilmesi hususu ele alınabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Akaike, H.** (1974). A New Look at the Statistical Model Identification, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **19** (6), 716-723.
- [2] **Rissanen, J.** (1978). Modeling by Shortest Data Description, *Automatica*, **14**, 465-471.
- [3] **Wax, M. ve Kailath, T.** (1985). Detection of Signals by Information Theoretic Criteria, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, **33** (2), 387-392.
- [4] **Wu, H. T., Yang, J. F. ve Chen, F. K.** (1995). Source Number Estimators Using Transformed Gerschgorin Radii, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **43** (6), 1325-1333.
- [5] **Zhang, Q. T. ve Wong, K. M.** (1993). Information Theoretic Criteria for the Determination of the Number of Signals in Spatially Correlated noise, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **41** (4), 1652-1663.
- [6] **Somekh, O., Simeone, O., Bar-Ness, Y. ve Su, W.** (2007). Detecting the Number of Transmit Antennas with Unauthorized or Cognitive Receivers in MIMO Systems, *IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, 1-5.
- [7] **Ohlmer, E., Liang, T-J. ve Fettweis, G.** (2008). Algorithm for Detecting the Number of Transmit Antennas in MIMO-OFDM Systems, *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC, Spring 2008)*, 478-482.
- [8] **Ohlmer, E., Liang, T-J. ve Fettweis, G.** (2008). Algorithm for Detecting the Number of Transmit Antennas in MIMO-OFDM Systems: Receiver Integration, *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC, Fall 2008)*, 1-5.
- [9] **Kopriva, I. ve Wasylikiwsky, W.** (2005). Estimating number of sub-Gaussian Emitters in a Narrowband DOA Estimation Problem by using Independent Component Analysis, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, **4B**, 97-100.
- [10] **Choqueuse, V., Yao, K., Collin L. ve Burel, G.** (2008). Blind Detection of the Number of Communication Signals by ICA and KS Tests, *IEEE ICASSP, Las Vegas, USA*, 2397-2400.
- [11] **Shi, M., Bar-Ness, Y. ve Su, W.** (2007). STC and BLAST MIMO Modulation Recognition, *GLOBECOM*, Washington, DC, USA, 3034-3039.
- [12] **Choqueuse, V., Yao, K., Collin, L. ve Burel, G.** (2008). Hierarchical Space Time Block Code recognition using Correlation Matrices, *IEEE Transactions on Wireless Communication*, **7** (9), 3526-3534.

- [13] **Choqueuse, V., Marazin, M., Collin, L., Yao, K. ve Burel, G.** (2010). Blind Recognition of STBC: A Likelihood-Based Approach, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **58** (3), 1290-1299.
- [14] **Marey, M., Dobre, O.A. ve Inkol, R.** (2012). Classification of Space-Time Block Codes Based on Second-Order Cyclostationarity with Transmission Impairments, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **11** (7), 2574 -2584.
- [15] **Eldemerdash, Y. A., Marey, M., Dobre, O. A., Karagiannidis, G. K. ve Inkol, R.** (2013). Fourth-Order Statistics for Blind Classification of Spatial Multiplexing and Alamouti Space-Time Block Code Signals, *IEEE Transactions on Communications*, **61** (6), 2420-2431.
- [16] **Choqueuse, V., Azou, S., Collin, L., Yao, K. ve Burel, G.** (2008). Modulation Recognition in a MIMO Context, *IEEE Communication 08*, Bucharest.
- [17] **Choqueuse, V., Azou, S., Yao, K., Collin, L. ve Burel, G.** (2009). Blind Modulation Recognition for MIMO Systems, *J.ATM Bucharest*, **XIX** (2), 183-196.
- [18] **Hassan, K ., Dayoub, I., Hamouda, W., Nzeza, C. N. ve Berbineau, M.** (2012). Blind Digital Modulation Identification for Spatially-Correlated MIMO Systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **11** (2), 683-693.
- [19] **Mühlhaus, M. S., Öner, M., Dobre, O. A., Jäkel, H. U. ve Jondral, F. K.** (2012). Automatic Modulation Classification for MIMO Systems Using Fourth-Order Cumulants, *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC, Fall 2012)*, 1-5.
- [20] **Mühlhaus, M. S., Oner, M., Dobre, O. A. ve Jondral, F. K.** (2013). A Low Complexity Modulation Classification Algorithm for MIMO Systems, *IEEE Communications Letters*, **17** (10), 1881-1884.
- [21] **Alamouti, S. M.** (1998). A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16** (8), 1451-1458.
- [22] **Telatar, I. E.** (1999). Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels, *European Transaction on Telecommunications*, **10**, 585–595.
- [23] **Foschini, G. J. ve Gans, M. J.** (1998). On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas, *Wireless Pers. Communications*, **6**, 311-335.
- [24] **Shiu, D., Foschini, G. J., Gans, M. J. ve Kahn, J. M.** (2000). Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems, *IEEE Transactions on Communications*, **48** (3), 502-513.
- [25] **Loyka, S.** (2001). Channel capacity of MIMO architecture using the exponential correlation matrix, *IEEE Communications Letters*, **5** (9), 369-371.
- [26] **Zelst, A. van ve Hammerschmidt, J.** (2002). A single coefficient spatial correlation model for MIMO radio channels, *General Assembly of the International Union of Radio Science*.

- [27] **Tarokh, V., Seshadri, N. ve Calderbank, A. R.** (1998). Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, **44** (2), 744-765.
- [28] **Tsoulos, G.** (2006). MIMO System Technology for Wireless Communications, *Taylor & Francis*, 95.
- [29] **Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A. R.** (1999). Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs, *IEEE Transactions on Information Theory*, **45** (5), 1456-1467.
- [30] **Larsson, E. G. ve Stoica, P.** (2003). Space-Time Block Coding for Wireless Communications, *Cambridge University Press*, 104.
- [31] **Liang, X-B.** (2003). Orthogonal designs with maximum rates, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (10), 2468–2503.
- [32] **Tirkkonen, O., Boariu, A. ve Hottinen, A.** (2000). Minimal Non-Orthogonality Rate 1 Space-Time Block Code for 3+ Tx Antennas, *IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, **2**, 429–432.
- [33] **Papadias, C. B. ve Foschini, G. J.** (2003). Capacity-Approaching Space-Time Codes for Systems Employing Four Transmitter Antennas, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (3), 726–732.
- [34] **Jafarkhani, H.** (2001). A Quasi-Orthogonal SpaceTime Block Code, *IEEE Transactions on Communications*, **49** (1), 1-4.
- [35] **Cardoso, J. F. ve Souloumiac, A.** (1993). Blind Beamforming for Non-Gaussian Signals, *IEE Proceedings F Radar and Signal Processing*, **140** (6), 362-370.
- [36] **Qian, G. ve Li, L.** (2013). On the blind channel identifiability of multiple-input multiple-output space time block code systems using joint approximate diagonalization of eigenmatrices, *Wireless Communications and Mobile Computing*.
- [37] **Dandawate A. V. ve Giannakis, G. B.** (1994). Statistical Tests for Presence of Cyclostationarity, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **42** (9), 2355-2369.
- [38] **Fishler, E., Grosmann, M. ve Messer, H.** (2002). Detection of Signals by Information Theoretic Criteria: General Asymptotic Performance Analysis, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **50** (5), 1027-1036.
- [39] **Choqueuse, V., Mansour, A., Burel, G., Collin, L. ve Yao, K.** (2011). Blind Channel Estimation for STBC Systems Using Higher-Order Statistics, *IEEE Transactions on wireless Communications*, **10** (2), 495-505.
- [40] **Moeneclaey, M. ve Jonghe, G. de** (1994). ML-Oriented NDA Carrier Synchronization for General Rotationally Symmetric Signal Constellations, *IEEE Transactions on Communications*, **42** (8), 2531-2533.

[41] <<http://mandorkawat2009.files.wordpress.com/2009/10/image24.png>>, alındığı
tarih: 07.11.2014

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad : Merve TURAN

Doğum Yeri ve Tarihi : İSTANBUL/14.04.1990

E-Posta : merveturan34@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2012, Uludağ Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektronik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Uludağ Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölüm İkinciliği

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Turan, M., Öner, M. ve Çırpan, H. A.** (2014). MIMO Sinyalleri İçin Uzay Zaman Blok Kodu Klasifikasyonu, 22. *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 23-25 Nisan 2014, Trabzon, Türkiye.
- **Turan, M., Oner, M. ve Cirpan, H.** (2015). Space Time Block Code Classification for MIMO Signals Exploiting Cyclostationarity, *IEEE International Conference on Communications ICC 2015*, Londra, İngiltere.