

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SEÇMELİ SİMGE BAŞINA HIZ KONTROLÜ (S-PSRC) YÖNTEMİNİN
DOĞRUSAL UZAY-ZAMAN KODLARI ÜZERİNDEKİ ETKİSİNİN
İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Abdulkadir ÖZDAMAR

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

MAYIS 2013

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SEÇMELİ SİMGE BAŞINA HIZ KONTROLÜ (S-PSRC) YÖNTEMİNİN
DOĞRUSAL UZAY-ZAMAN KODLARI ÜZERİNDEKİ ETKİSİNİN
İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Abdulkadir ÖZDAMAR

(504091346)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ

MAYIS 2013

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504091346 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Abdulkadir ÖZDAMAR**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**SEÇMELİ SİMGE BAŞINA HIZ KONTROLÜ (S-PSRC) YÖNTEMİNİN DOĞRUSAL UZAY-ZAMAN KODLARI ÜZERİNDEKİ ETKİSİNİN İNCELENMESİ**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Tansal GÜÇLÜOĞLU
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **30 Nisan 2013**
Savunma Tarihi : **28 Mayıs 2013**

Aileme ve arkadaşlarıma,

ÖNSÖZ

Yüksek lisans eğitimim boyunca bana fikirler veren, sürekli araştırmaya teşvik eden, benden her türlü yardımını esirgemeyen ve bu alanda çalışmam için olanak sağlayan sayın hocam Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ'ye, desteği ve iyi dileklerini her zaman yanımda hissettiğim sevgili annem Gülhane ÖZDAMAR, babam Menderes ÖZDAMAR ve kardeşim Ersin ÖZDAMAR'a teşekkürlerimi sunarım.

Bu çalışmam sırasında tez hocamla sıkça görüşmelerimi sabırla karşılayıp, verdikleri desteklerden dolayı öncelikle T.C Doğu Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölüm başkanı Prof. Dr. Cem GÖKNAR, Prof. Dr. Ergül AKÇAKAYA, Prof. Dr. Ercan TOPUZ, Prof. Dr. Levent SEVGİ ve görev yaptığım araştırma görevlisi arkadaşlarıma, daha sonra başta yöneticilerim ve iş arkadaşlarım olmak üzere tüm NETAŞ Telekomünikasyon A.Ş. ve EMC Bilgisayar Sistemleri Ticaret A.Ş. ailesine teşekkürü bir borç bilirim.

Nisan 2013

Abdulkadir ÖZDAMAR
(Telekomünikasyon Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
SİMGE LİSTESİ.....	xvii
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ.....	1
2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE SÖNÜMLEME	7
2.1 Telsiz İletişim Kanallarındaki Bozucu Etkiler	7
2.1.1 Kanal parametreleri	9
2.1.1.1 Çok yollu yayılım (Multipath spread).....	9
2.1.1.2 Uyumluluk bant genişliği (Coherence bandwidth)	9
2.1.1.3 Doppler yayılımı (Doppler spread)	10
2.1.1.4 Uyumluluk zamanı (Coherence time)	10
2.1.2 Sönümlemeli kanalların sınıflandırılması	10
2.2 Çeşitleme ve Çeşitleme Kazancı	11
2.3 Çoğullama Kazancı	12
2.4 Kodlama Kazancı	13
2.5 MIMO Kanal Modeli	13
2.5.1 Kanal sığası	16
2.5.2 Geri besleme	18
2.6 Sonuç	20
3. DOĞRUSAL SAÇILIM KODLARI.....	21
3.1 Uzay-Zaman Blok Kodlarına Giriş	21
3.2 Uzay-Zaman Blok Kodlarında İletim Hızı.....	22
3.3 Doğrusal Saçılımlı Kodlara İlişkin Genel Bilgiler	22
3.4 LD İletim Matrisi	23
3.5 LD Sistem Modeli ve Kanal Sığası	25
3.6 Doğrusal Saçılım Kodu Tasarımı	26
3.7 Doğrusal Saçılım Kodu Çözme.....	28
3.8 MISO Sistem için Benzetim Düzeneği	30
3.9 MIMO Sistem için Benzetim Düzeneği	31
3.10 Örnek Eşdeğer Kanal Matrisi	32
3.11 Sonuç	34
4. VERİCİ ANTEN SEÇİMİ.....	37
4.1 Verici Anten Seçimi Sistem Modeli.....	37
4.2 Verici Anten Seçimi Yöntemleri.....	40
4.2.1 Norm temelli yöntem	41

4.2.2 Ortak bilgiyi en iyileştiren yöntem.....	41
4.2.3 Özdeğer (Eigenvalue) temelli yöntem.....	42
4.2.4 Hata başarımı en yüksek seçim	43
4.2.5 SINR temelli seçim	43
4.2.6 Kanal sığasını en büyükleyen seçim	43
4.2.7 Kademeli eleme yöntemi.....	44
4.2.8 Genetik algoritma ile verici anten seçimi.....	44
4.2.9 Hızlı Seçim Algoritmaları	45
4.3 Sonuç	45
5. ANTEN BAŞINA HIZ KONTROLÜ ve SEÇMELİ ANTEN BAŞINA HIZ KONTROLÜ.....	47
5.1 PARC Sistem Modeli	47
5.2 S-PARC Sistem Modeli.....	51
5.3 Sonuç	52
6. SİMGE BAŞINA HIZ KONTROLÜ VE SEÇMELİ SİMGE BAŞINA HIZ KONTROLÜ.....	55
6.1 PSRC Sistem Modeli.....	55
6.2 S-PSRC Sistem Modeli	57
6.3 MS Tablosu	58
6.4 MMSE Kod Çözümü ve SINR Hesabı.....	59
6.5 Sonuç	60
7. BENZETİMLER	61
7.1 MS Grafiği ve Hız Eğrileri	61
7.2 MISO Sistem için Benzetimler.....	63
7.3 MIMO Sistem için Benzetimler	65
7.4 Sonuç	68
8. SONUÇ	69
KAYNAKLAR.....	71
ÖZGEÇMİŞ.....	77

KISALTMALAR

ACK	: Acknowledged (Anlaşıldı)
AMCS	: Antenna, Modulation and Coding Scheme (Anten, Modülasyon ve Kodlama Yapısı)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	: Bit Error Rate (Bit Hata Olasılığı)
BLER	: Block Error Rate (Blok Hata Oranı)
BPSK	: Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
CRC	: Cyclic Redundancy Check (Döngüsel Artıklık Denetimi)
CSI	: Channel State Information (Kanal Durumu Bilgisi)
CQI	: Channel Quality Indicator (Kanal Kalitesi Göstergesi)
FER	: Frame Error Rate (Çerçeve Hata Olasılığı)
GA	: Genetic Algorithm (Genetik Algoritma)
HARQ	: Hybrid Automatic Repeated reQuest (Hibrit Otomatik Tekrarlama Talebi)
HSDPA	: High-Speed Downlink Packet Access (Yüksek Hızda Veri Paketi İndirme Erişimi)
IEEE	: The Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü)
iid	: Independent Identically Distributed (Bağımsız Eş Dağılımlı)
ISI	: Intersymbol Interference (Simgelerarası Girişim)
LDC	: Linear Dispersion Code (Doğrusal Saçılım Kodu)
LDC-DF	: Linear Dispersion Code Decode-Forward (Doğrusal Saçılım Kodu Çözme ve Yönlendirme)
LOS	: Line of Sight (Doğrudan Görüş Hattı)
MCS	: Modulation and Coding Scheme (Modülasyon ve Kodlama Yapısı)
MIMO	: Multiple-Input Multiple Output (Çoklu Giriş Çoklu Çıkış)
MISO	: Multiple Input Single Output (Çoklu Giriş Tekli Çıkış)
ML	: Maximum Likelihood (En büyük Olabilirlik)
MMSE	: Minimum Mean Square Error (Minimum Ortalama Karesel Hata)
MRC	: Maximal Ratio Combining (En Büyük Oranlı Birleştirici)
NACK	: Not Acknowledged (Anlaşılmadı)
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Dik Frekans Bölmeli Çoğullama)
PARC	: Per-Antenna Rate Control (Anten Başına Hız Kontrolü)
pdf	: Probability Density Function (Olasılık Dağılım İşlevi)
PEP	: Pairwise Error Probability (İkili Hata Olasılığı)
PSAM	: Pilot Simge Destekli Modülasyon (Pilot Symbol Assisted Modulation)
PSRC	: Per-Symbol Rate Control (Simge Başına Hız Kontrolü)
S-PARC	: Selective Pre-Antenna Rate Control (Seçmeli Anten Başına Hız Kontrolü)
S-PSRC	: Selective Per-Symbol Rate Control (Seçmeli Simge Başına Hız

	Kontrolü)
SVD	: Singular Value Decomposition (Tekil Değer Ayrışımı)
RF	: Radio Frequency (Radyo Frekansı)
M –PSK	: M –ary Phase Shift Keying (r 'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
M –QAM	: M –ary Quadrature Amplitude Modulation (r 'li Dik Genlik Modülasyonu)
SIMO	: Single Input Multiple Output (Tekli Giriş Çoklu Çıkış)
SISO	: Single Input Single Output (Tekli Giriş Tekli Çıkış)
SNR	: Signal-to-Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
ST-CILDC	: Space Time Coordinate Interleaving Linear Dispersion Code (Uzay Zaman Bileşen Serpiştirmeli Doğrusal Saçılım Kodu)
STBC	: Space Time Block Code (Uzay Zaman Blok Kodu)
TD-SCDMA	: Time Division Synchronous Code Division Multiple Access (Zaman Bölmeli Senkron Kod Bölmeli Çoklu Erişim)
TTI	: Transmission Time Interval (İletim Zaman Aralığı)
VASS	: Verici Anten Seçim Sayısı
V-BLAST	: Vertical Bell Laboratories Layered Space Time (Dikey Bell Laboratuvarları Katmanlı Uzay Zaman)
WCDMA	: Wideband Code Division Multiple Access (Geniş Bantlı Kodu Bölmeli Çoklu Erişim)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 5.1 : SISO için örnek bir MCS tablosu [19].	50
Çizelge 6.1 : PSRC ve S-PSRC için MS tablosu.....	58

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Çok yollu yayılmaya neden olan durumlar.	8
Şekil 2.2 : Kanal sayılarına göre kablosuz haberleşme sistemleri.	13
Şekil 2.3 : MIMO sistem modeli.	14
Şekil 2.4 : Bazı ortalama ve varyans değerleri için Gauss dağılımı.	15
Şekil 2.5 : Rayleigh sönümleme için birim bant genişliğinde kanal sığası.	19
Şekil 2.6 : Geri beslemeli MIMO haberleşme sistemi.	19
Şekil 3.1 : Farklı saçılım matrisleri için hata başarımları eğrileri.	24
Şekil 4.1 : Çerçeve yapısı.	39
Şekil 4.2 : Verici anten seçimi yönteminin blok şeması.	40
Şekil 5.1 : Sabit veri hızlı MIMO haberleşme sistemi.	47
Şekil 5.2 : PARC tekniği sistem modeli.	48
Şekil 5.3 : AWGN kanalda örnek bir SNR-CQI eşlemesi [45].	49
Şekil 5.4 : S-PARC tekniği sistem modeli.	52
Şekil 6.1 : PSRC sistem modeli.	56
Şekil 6.2 : S-PSRC sistem modeli.	57
Şekil 7.1 : BLER eğrileri.	62
Şekil 7.2 : MS grafiği.	62
Şekil 7.3 : Hız grafikleri.	63
Şekil 7.4 : 3x1 MISO, PSRC için sistem BLER'i.	64
Şekil 7.5 : 3x1 MISO, S-PSRC için sistem BLER'i.	65
Şekil 7.6 : 3x3 MIMO, PSRC için sistem BLER'i.	66
Şekil 7.7 : 3x3 MIMO, S-PSRC için sistem BLER'i.	66
Şekil 7.8 : 4x2 MIMO, PSRC için sistem BLER'i.	67
Şekil 7.9 : 4x2 MIMO, S-PSRC için sistem BLER'i.	67

SİMGE LİSTESİ

$\ \cdot\ _F$	: Matrisin Frobenius normu
$(\cdot)^*$	: Eşlenik alma operatörü
$(\cdot)^H$	: Hermisyan alma operatörü
$(\cdot)_I$	: Sanal kısım
$(\cdot)_R$	: Gerçel kısım
$(\cdot)^T$	: Evrik alma operatörü
A_q, B_q	: Saçılım matrisleri
B	: Kanal bant genişliği
B_C	: Uyumluluk bant genişliği
c	: Işık hızı (3×10^8 m/s)
$\mathbb{C}$	: Karmaşık sayılar uzayı
C_E	: Ergodik sığa
$CN(\mu, \sigma^2)$	: μ ortalamalı σ^2 varyanslı karmaşık Gauss dağılımı
$C(\rho, n_T, n_R)$	: ρ SNR değerinde $n_T \times n_R$ MIMO kanal sığası
$E(\cdot)$	: Beklenen değer operatörü
E_b	: Bit başına iletilen ortalama işaret enerjisi
E_s	: Simge başına iletilen ortalama işaret enerjisi
$erf(\cdot)$	: Hata işlevi
η	: Etkin çıktı hızı
f_m	: Doppler kayması
G_d	: Çeşitleme kazancı
H	: Kanal matrisi
$\mathcal{H}$	: Eşdeğer kanal matrisi
$H(\cdot)$	: Entropi
h_{ij}	: i. alıcı anten ile j. verici anten arasındaki kanal katsayısı
$I(\cdot)$	: Bilgi miktarı
I_N	: $N \times N$ 'lik birim matris
k	: Çoğullama kazancı
n	: Birim varyanslı gürültü vektörü
N	: Gürültü matrisi
N_0	: Gürültünün çift yönlü güç spektral yoğunluğu
$N(\mu, \sigma^2)$	: μ ortalamalı σ^2 varyanslı Gauss dağılımlı
n_K	: Kullanılan verici anten sayısı
n_R	: Alıcı anten sayısı
n_T	: Verici anten sayısı
Ω	: Tüm verici altkümeleri
P	: Alınan işaretin gücü
$p(x)$	: x rastlantı değişkeninin pdf'i
$p(\cdot, \cdot)$	: Bileşik olasılık dağılım işlevi
P_e	: Hata olasılığı
Q	: Kod sözcüğündeki simge sayısı

$Q(x)$	: Tamamlayıcı hata işlevi
$\mathbb{R}$	: Gerçel sayılar uzayı
R	: Veri iletim hızı
S	: İletim matrisi
$\hat{S}$	: Karar verilen kod sözcük matrisi
s_I	: s simgesinin sanal kısmı
s_R	: s simgesinin gerçel kısmı
T	: Zaman aralıklarının sayısı
T_c	: Uyumluluk zamanı
T_m	: Çok yollu zaman gecikmesi
$tr(.)$	: Matris izi operatörü
Y	: Alınan işaret matrisi

SEÇMELİ SİMGE BAŞINA HIZ KONTROLÜ (S-PSRC) YÖNTEMİNİN DOĞRUSAL UZAY-ZAMAN KODLARI ÜZERİNDEKİ ETKİSİNİN İNCELENMESİ

ÖZET

Günümüz modern haberleşme sistemlerindeki en büyük sorunlardan birisi düşük işaret gürültü oranlarında (signal-to-noise ratio, SNR) çok yollu sönümleme etkilerinden dolayı hata başarımındaki azalmalardır. Bu durum güvenilir yani hata oranı düşük veri akışlarına olan ihtiyacı arttırmaktadır. Her yanlış gönderilen verinin tekrar gönderilmesi gerektiğinden, sistem kaynaklarının olumsuz şekilde kullanılması söz konusu olmaktadır. Bu israf sistemin genel performansını azaltmaktadır. Gün geçtikçe artan ağ tabanlı ya da internet tabanlı çoklu ortam uygulamalarının artmasıyla makul bir veri hızını, güvenilir bir şekilde sunan yöntemlere ihtiyaç artmıştır. Böyle bir sistem gereksinimi için yeni yöntemler geliştirilmesi bir zorunluluk haline gelmiştir. Özellikle bunu iç ve dış gürültü kaynaklarının etkilerini de düşünerek gerçeklemek telekomünikasyon teorisyenleri için bir meydan okumadır.

Frekans tayfının ulusal ve uluslar arası paylaşımlarla sınırlandırıldığı şu anki durumda, hata başarımını arttırmak için çeşitleme, etkin bir haberleşme yöntemi olarak kullanılır. Hata başarımını arttırmak için oldukça etkili bir yöntem olan çeşitleme, uzayda, zamanda ya da frekansta olabilir. Bu çalışmada kullanılan zaman çeşitlemesinde, simgelerin kopyaları farklı zaman aralıklarında tekrar gönderilmiştir.

Tek girişli tek çıkışlı (single-input single-output, SISO) sistemler yerine anten çeşitlemesi ile tek girişli çok çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO), çok girişli tek çıkışlı (multiple-input single-output, MISO) ya da çok girişli çok çıkışlı sistemler (multiple-input multiple-output, MIMO) kullanmak da mümkündür. Anten çeşitlemesi hata oranının küçültmek için oldukça etkili bir yöntemdir. Birden fazla girişin ve/veya çıkışın olduğu haberleşme sistemleri, uzayda verici ile alıcı arasına yeni kanallar ekleyerek çok yollu sönümleme etkilerini azaltırlar. Bu kanallar daha

az bozulmuş sinyallerin alınması olasılığını artırmada etkin rol oynarlar. Veri hızını arttırmak için bilinen en temel yöntem uzaysal çoğullamadır. Çeşitlemeden farklı olarak uzaysal çoğullamada, hata olasılığını düşürmek birincil hedef olarak düşünülmez. Kanal sığasını olabildiğince arttırmak uzaysal çoğullamanın için en önemli amacıdır. Çeşitleme ve çoğullama hedeflenen hata oranı veya elde edilebilecek bilgi kuramsal sığa limitlerine ulaşmak için kullanılabilir.

Hata başarımını arttırmanın bir diğer yolu ise alıcı tarafından kanal bilgisini ya da vericiden veri iletimi için kullanılması istenen verici anten altkumesini göndermektir. Böylece işaret zayıflatması en fazla olan verici antenlere ait kanallar kullanılmayarak, gönderilen işaretler için daha iyi bir iletim yolu sağlayan verici anten/antenler seçilmiş olunur. Bu yönteme verici çeşitlemesi adı verilmektedir. Verici çeşitlemesi ile veri iletimi için güvenilir yol/yollar sağlanmış olunur. En çok kullanılan verici seçim algoritmaları norm tabanlı yöntem, ortak bilgiyi en yükselten yöntem, özdeğer (eigenvalue) tabanlı yöntem, kanal sığasını en çok arttıran yöntem, adım adım eleme yöntemi, genetik algoritma ile seçim ve hızlı seçim algoritmalarıdır. Anten seçimi için geri besleme verisi şarttır. Bunun için kanal öğrenimi yapılmaktadır. Kanal davranışına göre, kazanç matrisinin elemanları Gauss, Rayleigh, Nakagami, Weibull olasılık dağılımlarından birisi olabilir. Bir çerçeve her verici antenden ardışık zamanlarda gönderilen pilot simgeler ve gönderilmesi planlanan verinin toplamından oluşmaktadır. Son verici antenin pilot işaretini göndermesinden sonra seçilmiş verici anten/antenlerden verinin gönderilmesi işlemine başlanır. Kanal öğrenme süreci sistemin kod çözme karmaşıklığını arttırmaz çünkü gönderilmek istenen veri, kanal bilgileri edinildikten sonra gönderilmektedir.

Doğrusal saçılım kodları (linear dispersion codes, LDC) her sayıda verici ve alıcı anten sayısı yapılandırmasıyla çalışan sabit hızlı bir kod planıdır. Doğrusal saçılmış iletim matrisi, simgeleri uzay ve zamanda saçılıma uğratan saçılım matrisleri ile belirlenmektedir. İyi tasarlanmış ve sığayı en iyi şekilde optimize eden doğrusal saçılım kodları, oldukça iyi bir hata başarımı sergilerler. Doğrusal saçılım kodları iletilen ve alınan işaretlerin karşılıklı bilgi miktarını en yükseltecek şekilde tasarlanmışlardır. Saçılım matrislerindeki doğrusallık, kod çözme karmaşıklığını azaltmaktadır. Tasarım kistaslarında verildiği üzere bağımsızlık derecesinin arttırılması ile beraber karşılıklı bilgi miktarı en yükseltmek mümkün olmuştur. Doğrusal saçılım kodlarının kod çözme işleminde, alınan sinyaller gerçel ve sanal

kısımlarına ayrılırlar. Daha sonra kanal kazancı matrisi ve saçılım matrislerinin bilinmesi ile oluşturulan eşdeğer kanal kazancı matrisi ile eşdeğer kanal kazancı matrisini bilen alıcı tarafından basitçe çözülebilirler.

Kanal durumuna göre veri hızı uyarlaması için anten başına hız kontrolü (per-antenna rate control, PARC) yöntemi ortaya çıkmıştır. Bu yöntem geri besleme ile vericiye gönderilen kanal kalite göstergelerinden (channel quality indicators, CQI) yararlanarak modülasyon ve kodlama yapısı seçilmektedir. Böylece farklı işaret kümesi ve kodlama yapısıyla farklı veri hızları sağlanacaktır. Kanal zayıflatması fazla olduğu zaman 4-QAM gibi düşük işaret kümesine sahip modülasyon tipi daha iyi hata başarımı sağlayacaktır. İşaret kümesinin yüksek sayıda olduğu 128-QAM ve 256-QAM gibi modülasyon tipleri kanal koşullarını daha elverişli olduğu durumlarda kullanılabilir. Buna göre uyarlanabilir sistemlerde, tek hızlı sistemlere göre hız değişimleri olmaktadır. Daha sonra verici anten seçimi tekniğinin PARC ile bütünleştirilmesi ile beraber seçmeli anten başına hız kontrolü (selective per-antenna rate control, S-PARC) ortaya çıkmıştır. Anten seçimi ile pahalı RF zincirlerinin sayısı sabit tutularak daha iyi hata başarımları elde edilmiştir.

Bu çalışmada PARC ve S-PARC yöntemleri doğrusal saçılım kodlarında uygulanmak üzere simge başına hız kontrolü (per symbol rate control, PSRC) ve seçmeli simge başına hız kontrolü (selective per symbol rate control, S-PSRC) haline getirilmiştir. Daha sonra bu teknikler doğrusal saçılım kodları ile kullanılarak benzetimler ve karşılaştırmalar yapılmıştır. PARC ve S-PARC yöntemlerinin doğrusal uzay-zaman kodlarında kullanılamamasının nedeni farklı zamanlarda gönderilen aynı simgenin farklı modülasyon tipinden seçilememesinden dolayıdır. Önerilen yöntemlerdeki modülasyon seçimi ile gerçekleştirilen hız kontrolü her antenden farklı olmak yerine aynı simge için aynı işaret kümesinden olacak şekildedir. Yöntem öncelikli olarak alıcıdan gönderilen geri beslemeyi kullanarak iletimde kullanılacak verici antenleri belirler. Aynı zamanda geri besleme ile hedef hata başarımı için kanaldan en yüksek verimi alacak şekilde işaret kümesi seçimi yapılarak iletim hızı kontrolü sağlanır. Seçimde kullanılan gerekli modülasyon yapısı tablosunun edinimi hedeflenen %10 BLER için üretilmiştir. Bu çalışmada MISO ve MIMO haberleşme sistemi için LDC yapıları kullanılarak PSRC ve S-PSRC yöntemleri incelenmiştir. Araştırma, inceleme ve benzetimlerin ardından gerekli yorumlamalar yapılmıştır.

A STUDY OF SELECTIVE PER-SYMBOL RATE CONTROL (S-PSRC) ON LINEAR SPACE-TIME CODES

SUMMARY

One of the most significant problems in the era of modern communication systems is due to the multi-path fading effects causing reduction in the bit error rate performance in low signal-to-noise ratio regimes. This problem increases the need for methods for reliable error-resilient data streams. Since error in transmission requires retransmitting, namely resending each of the data streams which have already sent before, it is simply wasting of the system resources unnecessarily. This waste affects the overall system performance in a negative manner, degrading the overall system performance. The demand for network-based or internet-based broadband multimedia applications is increasing all around the globe day by day. This crowded cloud environment also, leads to an absolute need for sky rocketed data rates in a reliable way. Revising methods to offer such system level requirements is a must and a challenge for telecommunication scientists considering the effects of internal and external noise.

The current status of the national and international shared frequency distribution, limits the available frequency spectrum. Effective communication methods such as diversity are used to further improve bit error rate performance on the communication systems. As a very helpful procedure, diversity technique could be applied on space, time, or the frequency. Identical copy/copies of symbols are being sent in other time slots for time diversity in this study. Antenna diversity is a very well known effective technique using SIMO (single-input multiple-output), MISO (multiple-input single-output) or MIMO (multiple-input multiple-output) communication systems instead of a SISO (single-input single-output) communication system. Multi-path fading effects are reduced by introducing new channels between transmitter and receiver in space. Those channels are there to promote the probability of getting much less disturbed transmitted signals. The most common method to increase data rate is spatial multiplexing. In spatial multiplexing,

as opposed to diversity, the bit error rate performance is not considered as the primary objective. Increasing channel capacity is all that matters for spatial multiplexing. Independent symbols are sent from each transmit antenna. Diversity and multiplexing can be designed to target either having the better bit error rate performance or the highest multiple-input multiple-output theoretical capacity limits.

Another way to increase the error performance of the communication system is sending the channel information or a subset of the optimum transmit antenna/antennas selection preference to be used for data transmission by the transmitter. Thanks to this method, an avoidance mechanism is formed by not using the transmitter antennas displaying the maximum attenuation on the way to the receiver. This method is called transmit diversity. Selection of transmitting antennas leads to lesser attenuation on signaling level providing a reliable path for transmission. Among all others, norm based method, maximizing mutual information method, eigenvalue based method, maximizing channel capacity method, step-by-step elimination method, genetic algorithmic selection method and fast antenna selection algorithms are the most commonly used ones. To take advantage of these methods, channel learning is essentially and the most fundamentally needed. Communication channels are to be inspected very well while generating channel modeling. Channel modeling is extremely important especially on planning RF (radio frequency) based communication systems. The entries of channel gain matrix could be Gaussian, Rayleigh, Nakagami, Weibull distribution depending on the channel behaviour. A frame is a combination of pilot signals from each transmit antenna lagging by the actual data. When the last transmit antenna sends its related pilot symbol, channel learning is considered to be completed. As it can be easily understood, all this channel learning process never adds decoding complexity on receiver side owing to transmission of actual data after completely learning all channel gain elements between transmitter and receiver.

Linear dispersion codes are considered to be single-rate codes which are able to work with any configuration of transmit and receive antennas. Linearly dispersed transmission matrix consists of symbols whose space-time spread is determined by the dispersion matrices. A well-designed linear dispersion code fits successfully to achieve a very good error performance over a wide range of signal-to-noise ratio. Linear dispersion codes are to be designed to optimize mutual information between

received and transmitted signals. Linear structure reduces decoding complexity. As explained in design criterion, increased degree of freedom enables transmission matrices to reach maximum mutual information. In decoding process, received signals are decomposed into real and imaginary parts and they are decoded individually by using equivalent channel matrices that is known by the receiver's decoder.

To adapt the data rate for channel conditions, PARC (per-antenna rate control) is introduced using adaptive modulation and coding schemes by simply checking CQI (channel quality indicators) provided by the feedback mechanism. If channel attenuation levels are high, reduced constellation dimension such as 4-QAM displays such good bit error rate performance. On the other hand, high-level constellations such as 128-QAM and 256-QAM can be used when channel conditions are much more favorable. As a result of having adjustable data rate between codewords, an average data rate is considered in per-antenna rate controlled communication systems as opposed to single-rate communication systems. Thereafter, transmit antenna selection is integrated into the PARC systems. Integrated transmit antenna selection and PARC are then called S-PARC (selective per-antenna rate control). Thus, by fixing the number of required RF chains and at the same cost, much better error performance results are provided.

In this study, feasibility of applying PARC and S-PARC on linear space-time codes is investigated and PARC and S-PARC are applied on linear dispersion codes as PSRC (per symbol rate control) and S-PSRC (selective per symbol rate control). That is due to the fact that symbols are dispersed across antennas having fixed constellation size. PSRC and S-PSRC enables the same symbol to be modulated by the same constellation size all over space-time code. Alternative methods are selecting the same constellation size for the same symbol in LDC. Antenna subset is selected using feedback information coming from receiver. After that, antenna subset is selected so that transmit antenna having the highest attenuation are eliminated. Feedback is also used to select constellation size for the same symbol to exploit channels between transmitter and receiver efficiently. MS table is generated for targeted 10% BLER for LDC schemes. PSRC and S-PSRC simulations are conducted using LDC on MISO and MIMO antenna schemes. Comparisons, interpretations on simulations are also given in this study.

1. GİRİŞ

Haberleşme servislerinin özellikle ağ tabanlı ve çoklu ortam uygulamalarının geçtiğimiz yıllar içerisinde kullanım oranının hızlı bir şekilde artması ve bunların telsiz iletişim sistemlerine katılmasıyla beraber daha yüksek veri hızında hatasız veri iletimine olan ihtiyaç gittikçe artmaktadır. Gezgin iletişim sistemlerinde çok yollu sönmleme kanallarının etkisi, istenilen düzeyde iletişimin sağlanmasını zorlaştırmaktadır [1]. Tahsis edilmiş frekans spektrumu içerisinde istenilen hız veya yüksek hata başarımına ulaşmanın yegâne yolu daha etkin işaretleşme yöntemleri kullanmaktır. Bu yöntemlerden bir tanesi kanal sığasını arttırdığından dolayı tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output, SISO) haberleşme sistemleri yerine tek-girişli çok-çıkışlı (single-input multiple-output, SIMO), çok-girişli tek-çıkışlı (multiple-input single-output, MISO) veya çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) sistemler kullanmaktır [2]. Teorik ve deneysel çalışmalar göstermiştir ki kanal sığası, alıcı ve verici anten sayılarıyla doğru orantılı olarak artmaktadır [3]. Teletar [2] çalışmasında toplamsal Gauss kanallarda (Additive Gaussian Channel), Foschini ve Gans [3] ise Rayleigh sönmlemeli kanallardaki sığa artışını kanıtlamışlardır. SISO dışındaki haberleşme sistemlerini alıcı ve/veya verici taraflarında çoklu antenler kullanılması tekniği olarak tanımlayabiliriz [4]. Alıcı-verici arasına yeni yollar ekleyerek kanal sayısını arttırmak sinyalin alıcıda doğru algılanması olasılığını yükseltir veya veri iletim hızını arttırır. MIMO telsiz haberleşme sistemlerinde teorik sığa sınırlarına elde etmek için uzay-zaman kodlamadan faydalanılır. Fazladan bant genişliği kullanmaya gerek olmadan iletilecek bit dizileri, uzay-zaman kodlamasıyla kodlanır yani işaretler hem uzayda hem de zamanda yayılırlar ve iletimde kullanılacak anten sayısına bölünürler [5]. Uzay-zaman kodlarının ilk çıkışı 1998 yılıdır [5]. Aynı sene içerisindeki Alamouti'nin çalışmasıyla [1] günümüze kadar dikkatleri üzerine çekmeyi başarmıştır ve bu çalışmanın üzerinde yoğun araştırmalar yapılmaktadır. Uzay-zaman kodlama, kafes (trellis) kodlama ve blok kodlama [5] olarak ikiye ayrılır. Alamouti uzay-zaman blok kodu (space-time block code, STBC) olarak bilinen iki

verici anten kullanılarak tasarlanan MIMO sistemi bu alandaki ilk dik uzay-zaman blok kodudur (orthogonal space-time block code, OSTBC). OSTBC'ler iletim matrislerinin dik yapısından dolayı üstel değil, içerdikleri simge sayısı kadar özyineleme (iteration) [1] ile basitçe en büyük olabilirlikli (maximum likelihood, ML) kod çözücü kullanılarak çözülebilirler [6]. Bu nedenden dolayı OSTBC kod çözme karmaşıklığı tek bir simge için SISO sistemlerdeki kod çözme karmaşıklığı ile aynıdır. Daha fazla simge için yine simge sayısı ile doğrusal olarak artış vardır. Ancak OSTBC tasarımında iletim hızı, kanal başına düşen karmaşık simge miktarı bir yani tam hızlı olması durumu sadece iki verici anten olduğunda gerçekleşebilmektedir. İki'den fazla verici anten kullanılması durumunda bu değer $3/4$ ile yukarıdan sınırlanmıştır [6]. Daha sonra yapılan çalışmalarda tam hızlı veri iletimini sağlamak için yarı-dik uzay-zaman blok kodu (quasi-orthogonal space-time block code, QOSTBC) önerilmiştir ancak bu kodlarda iletilen işaretin birden fazla kopyasının alıcıya iletilmesi ve böylece çok daha iyi bir hata başarımı elde edilen çeşitleme (diversity) tekniğinden ödün verilir. Hassibi'nin çalışması [7] göstermiş ki OSTBC'ler düşük iletim hızlarından dolayı kanal sığasında kayıplara neden olmaktadır. İlk defa yine aynı çalışmada tüm uzaysal çoğullama yöntemlerini içeren ve şimdiye kadar tasarlanmış bütün STBC'leri özel durumlar olarak ele alan doğrusal saçılım kodları (linear dispersion codes, LDC) tanıtılmıştır. Bu çalışmaya göre iyi tasarlanmış bir doğrusal saçılmış (linearly dispersed, LD) kod yöntemi, aynı veri hızında OSTBC'ye göre çok daha iyi bir hata başarımı sağlamaktadır. Kodlar alınan ve iletilen sinyaller arasındaki ortak bilgiyi en iyileştirecek şekilde tasarlanabilirler. LDC'de hata başarımı ve veri hızı arasındaki ödünleşimin olduğu çeşitleme [4] ya da her işaretin tekrarsız gönderildiği uzaysal çoğullama (spatial multiplexing) [4] kullanılabilir. LDC'ler her sayıda alıcı ve verici anten sayısı ile çalışabilirler ve daha sonraki bölümlerde tanıtılacak olan ML kod çözücü ile basitçe çözülebilirler. Clerckx ve Vanderdorpe, çalışmalarında kanal ilişkileri (correlation) tasarlama tabanlı LDC ile çok fazla alıcı antenin kullanılması halinde çok yüksek derecede hata başarımının olacağını göstermişlerdir [8]. Shi, Cheng M., Cheng S. ve Wang, daha önce duruğumsu sönümlemeli (quasi-static fading) kanallar için verilen LDC tasarımını değiştirerek hızlı sönümlemeli kanallar için yeni önerilerde bulunmuşlardır [9]. Wang J., Wang X. ve Madhian'ın çalışmalarında Hassibi'nin karşılıklı bilgi miktarını artırma yöntemini değil de ikili hata olasılığı (pairwise error probability)'nın ortak sınırlarını en küçültme yöntemini benimseyerek yeni bir LDC

tasarım yöntemiyle iyi hata başarımları elde etmişlerdir [10]. Wu ve Blostein'in çalışmalarında LDC'de kullanılan modülasyon işaret kümesini (constellation) kaydırarak standart modülasyona göre daha iyi sonuçlar elde etmişler ve bu şekilde elde ettikleri kodlara uzay-zaman bileşen serpiştirmeli doğrusal saçılım kodu (space-time coordinate interleaving linear dispersion code, ST-CILDLC) adını vermişlerdir [11]. Gheryani, Sahayan, Wu ve Wang, Hassibi'nin çalışmasında [7] ayrıntısına girilmeden anlatılan hata olasılıklarını genişletmişlerdir. Ayrıca verilen bir işaret-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) için ortalama hata olasılığının üst sınırını elde etmişlerdir ve yüksek SNR değerlerinde daha az esnek ortalama hata olasılığı üst sınırı elde ederek LDC'nin çeşitleme avantajını göstermişlerdir [12]. Zheng ve Cheng, işbirlikli (cooperative) haberleşme sistemlerine LDC tekniğini ilk uygulayanlar olmuşlardır [13]. Hsu ve Su'nun çalışmalarında çok kullanıcı (multi-user) haberleşme sistemleri için LDC'yi teorik altyapı ve benzetimlerle yorumlamışlar ve bunun başarılı bir şekilde olabileceğini göstermişlerdir [14]. Wang, Zheng, Burr ve Fitch'in yürütmüş oldukları çalışmalarında işbirlikli haberleşme sistemlerindeki düğümlerin (node) jeografik lokasyonlarından dolayı oluşan ve sistem başarımını düşüren eş zamanlı olamama sorununa bir çözüm olarak gecikmeye toleranslı başarılı LDC yöntemleri öne sürmüşlerdir [15]. Gregoratti, Hachem ve Mestre, eş zamanlı roller için doğrusal saçılım kodlu kod çözme ve yönlendirmeyi (linear dispersion coded decode-forward, LDC-DF) tanıtmışlardır [16]. Bu çalışmada LD kodlarını Haar dağılımlı birimsel (unitary) matrisler kullanarak oluşturmuşlardır. Bu sayede süregelen bağımsız eş dağılımlı (independent and identically distributed, i.i.d) yerine elde edilen izometrik yapı her röle içerisindeki simgelerarası girişimi (intersymbol interference, ISI) azaltmaktadır.

Anten başına hız kontrolü (per-antenna rate control, PARC) fikri ilk defa 2002 yılında Lucent firması tarafından ortaya sürülmüştür. Bu fikir en temel anlamıyla kanal kalitesi göstergeleri (channel quality indicator, CQI) kullanarak verici antenlerden değişken hızlarda veri gönderme esasına dayanır [17]. PARC tekniği kullanılmayan haberleşme sistemlerinde iletilecek veri işlendikten sonra çoğullanır yani eldeki verici anten sayısına bölünerek gönderilir. PARC tekniğinde ise iletimi yapılacak işaretler önce çoğullanır daha sonra modülasyon ve kodlama işlemleri uygulanır. Değişken hızlarda veri gönderme işlemi uygun modülasyon ve kodlama yapısı (modulation and coding scheme, MCS) kullanımıyla mümkün olur. Kanal

kalitesi kötü ise ikili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying, BPSK), dörtlü dik genlik modülasyonu (r –ary quadrature amplitude modulation, r –QAM) gibi bir modülasyon ve çeşitleme yönteminin kullanılması daha iyi bir hata başarımı elde etmek için uygun olur. Eğer kanal kalitesi iyi ise daha fazla veri gönderimine müsaade eden 128-QAM, 256-QAM modülasyonu ve çeşitleme yerine uzaysal çoğullama (spatial multiplexing) yönteminin kullanılması haberleşme sisteminin en verimli biçimde kullanılmasını ve iletim yapılacak telsiz haberleşme kanallarından en yüksek faydanın elde edilmesini sağlayacaktır. Bu sebepten dolayı PARC tekniği kullanan sistemlerde sabit bir veri hızı yerine ortalama veri hızından söz edilir. 2004 yılında PARC yöntemi geniş bantlı kod bölmeli çoklu erişimin (wideband code division multiple access, WCDMA) yüksek hızda veri paketi indirme erişimi (high speed downlink packet access, HSDPA) seçeneğine genelleştirilmiştir [18] ve böylece endüstride kullanılması temelleri atılmıştır. PARC yönteminde verici antenden akan verilerin ilişkilerinin çeşitlemeyi geliştirmek için ortadan kaldırılması çalışmaları yapılmıştır ve Zhou J., Zhou Z., Xiong ve Chen'in çalışmasında zamanla değişen (time varying) kanallarda zaman aşımına uğrayan ve uyumsuzluk yaratan CQI verilerine karşı geliştirilmiş bir alıcı-verici yapısı geliştirilmiştir [19]. 2009 yılında PARC methodu elektrik ve elektronik mühendisleri enstitüsü (the institute of electrical and electronics engineers, IEEE) 802.11n standardında kendine yer edinmiştir.

MIMO sistemlerde STBC ya da daha geniş kapsamıyla LDC kullanılarak sağlanan iyi hata başarımını en uygun anten seçimi yöntemini kullanarak daha da arttırabiliriz [20]. Bu teknik ile verici-alıcı arasındaki kanallardan işaret zayıflatması en az olanlar seçilir ve bu kanallara ilişkin verici-alıcı çiftleri arasında iletim yapılır [21]. Bu yöntemeye dayalı PARC işleminden daha önce anten seçimi yöntemini uygulamanın teorik adımları 2004 yılında Ericsson firması tarafından atılmıştır ve bu sayede seçmeli anten öncesi hız kontrolü (selective per-antenna rate control, S-PARC) ortaya çıkmıştır [22]. Daha önce PARC yöntemiyle incelenen çalışmalar daha sonra S-PARC için yapılmaya başlanmıştır. Örneğin S-PARC yöntemi WCDMA standardının edinimlerinden HSDPA'nın veri hızını daha da arttırmak için kullanılmış ve hata başarımı incelenmiştir.

Bu çalışmada anten seçimi ile hata başarımını arttırıp, veri hızı kontrolü ile hedef hata oranında kanallardan verimli şekilde yararlanmayı sağlayan PARC ve S-PARC

yöntemlerinden esinlenmiş PSRC ve S-PSRC yönteminin doğrusal uzay-zaman kodlarına uygulanabilirliği incelenecektir. MCS tablosu oluşturulduktan sonra benzetimler yapılacaktır. Benzetimler dört verici antenden üçünün kullanıldığı tek alıcı antene sahip MISO ve üç alıcıya sahip MIMO ile beş verici anten içerisinde dördünün kullanıldığı iki alıcı antene sahip MIMO haberleşme sistemi için belirli LD kodları üzerinden incelenerek yorumlamalar yapılacaktır.

Bu çalışmanın ikinci bölümde telsiz iletişim kanalları ve sönümlenme ele alınmıştır. Bozucu etkiler verilip, kanal parametreleri anlatılmıştır. Kazanç konusu ele alınıp çeşitleme, çoğullama ve kodlama olarak bölümlendirilmiştir. MIMO kanal modeli açıklanıp, kanal sığıması ve geri besleme anlatılmıştır. Üçüncü bölüm, doğrusal saçılım kodlarına ayrılmıştır. İletim matrisi oluşturulması anlatılmış, sistem modeli ve tasarım kısıtları verilmiştir. Eşdeğer kanal matrisi ile kod çözümüne değinilmiştir. Dördüncü bölümde verici anten seçimi yöntemi ve seçim kısıtları konuları anlatılmıştır. Beşinci bölümde anten başına hız kontrol ve seçmeli anten başına hız kontrol metodları açıklanmıştır. Altıncı bölümde, doğrusal uzay-zaman kodları ile ilk defa kullanılan PSRC ve S-PSRC yöntemleri tanıtılmıştır ve PSRC ve S-PSRC yöntemlerinin LD kodları ile bütünleştirilmesi anlatılmıştır. Yedinci bölümde ise uygulanan yaklaşımın neticesinde benzetim sonuçları verilerek yorumlamalar yapıldıktan sonra çalışma sonlandırılmıştır.

2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE SÖNÜMLEME

Bu bölümde, telsiz iletişim kanallarındaki bozucu etkiler incelenmiştir. Sönümleme çeşitleri kısaca anlatılmış ve buna karşın ortaya çıkarılan çeşitleme tekniği açıklanmıştır. Çok antenli haberleşme sistemi kanal modeli verilerek kanal sığası ve geri besleme konuları verilmiştir.

2.1 Telsiz İletişim Kanallarındaki Bozucu Etkiler

Modern haberleşme sistemlerini olumsuz yönde etkileyen birçok neden bulunmaktadır. Bunlardan bir tanesi haberleşme kanalındaki toplamsal beyaz Gauss gürültüsüdür (additive white gaussian noise, AWGN) [23]. Sayısal bir haberleşme sistemini en basit şekilde modellemek için kullanılır ve ısı gürültünün varlığını ihmal etmez. Isıl gürültünün spektral karakteristiğinin, güç spektral yoğunluğunun tüm frekanslarında aynı olmasından dolayı beyaz adını almıştır. Bu kanala göre, verici tarafından iletim kanalına gönderilen iletilen işaretler, birbirlerinden istatistiksel olarak bağımsız, Gauss rastlantı değişkenlerinden etkilenirler. x rastlantı değişkeni olmak üzere Gauss olasılık dağılımına sahip, rastlantı değişkeninin olasılık dağılım işlevi [23],

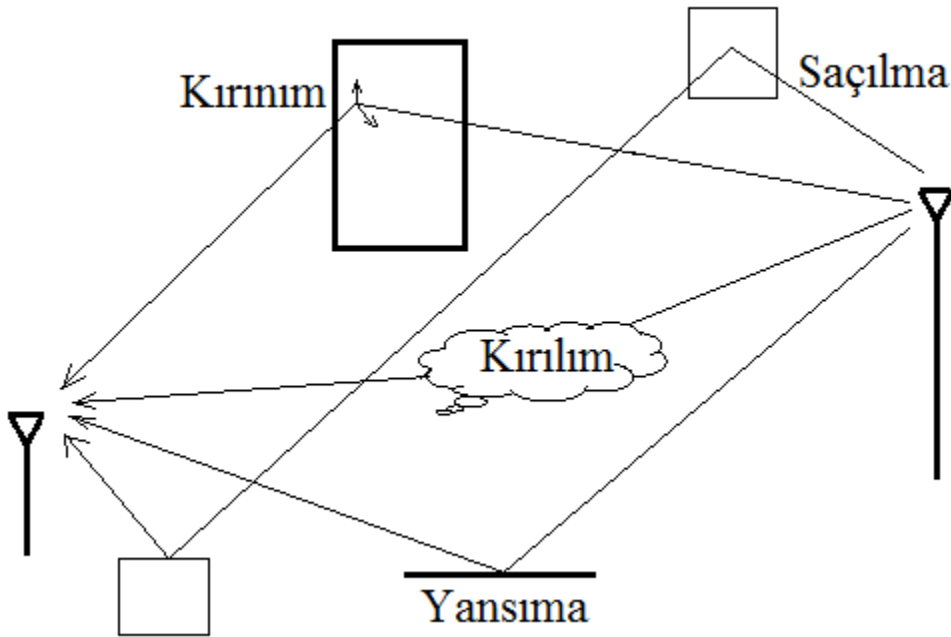
$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad -\infty \leq x \leq \infty \quad (2.1)$$

olarak verilir. μ ortalamayı gösterirken, σ^2 varyansı göstermektedir. σ ise standart sapma olarak bilinmektedir. Kanalin bozucu etkilerinden biri olan simgeler arası girişim (inter symbol interference, ISI), alıcıya ulaşan bileşenlerin izledikleri yolların farklı olmasından (multipath) kaynaklanan ve kanalın gecikme yayılmasına bağlı olarak, birden fazla simgenin aynı anda kanalda bulunmalarından kaynaklanmaktadır. Böylece bir simge için ayrılmış enerjinin, bitişiğindeki simgeye taşması durumunda kanaldan alınan her bir örnekte birden fazla simge yer alacağı ve hatta farklı simge işaretleri, birbirlerini iptal edeceğinden dolayı alıcı tarafında yanlış yorumlamalara sebebiyet verilebilecektir. Bundan dolayı verici tarafından hangi

simgenin gönderilmiş olduğuna karar verilirken hatalar meydana gelmekte ve sistem başarımı düşmektedir.

Verici tarafında gönderilen işaretin gücü uzun mesafelerde değişmektedir. Uzun mesafeden kaynaklanan etkilere geniş ölçekli (large-scale) etki denilmektedir ve yol kaybı (path loss), zayıflatma (attenuation) veya geniş ölçekli sönümleme (large-scale fading) olarak adlandırılmaktadır. Geniş ölçekli sönümlemede verici ile alıcı arasında bulunan engebeli yeryüzü şekilleri ve çok katlı binalar işaretlerin sönümleme miktarındaki önemli etkenlerdir. Bu tür faktörler ile meydana gelen sönümlemelere, gölgeleme (shadowing) denilmektedir [24]. İşaretin çok kısa mesafelerdeki zaman aralıklarında değiştiği etki küçük ölçeklidir (small-scale). Bu tip etkiler küçük ölçekli sönümleme (small-scale fading) olarak ifade edilirken sadece sönümleme de denebilir.

Doğrudan görüş hattı (line of sight, LOS), alıcı ve verici antenlerin birbirlerini doğrudan gördükleri yoldur. Elektromanyetik dalgalar halindeki işaretler, telsiz iletim ortamında LOS olmasa bile alıcıya ulaşabilir. LOS olmadığı durumlarda elektromanyetik dalganın hedefe ulaşması Şekil 2.1’de gösterildiği gibi yansıma (reflection), kırılım (refraction), kırınım (diffraction) ve saçılma (scattering) ile olmaktadır.



Şekil 2.1 : Çok yollu yayılmaya neden olan durumlar.

Yansıma, elektromanyetik dalganın dalga boyundan büyük boyutlarda ve içine giremeyeceği bir yüzeye çarptığı zaman yön değiştirmesidir. Kırılım, elektromanyetik dalganın ortamda yayılırken, farklı yoğunluktaki bir ortama geçmesi durumunda, yayılma hızının değişmesi nedeniyle, yönünü değiştirerek yayılmaya devam etmesidir. Kırınım, elektromanyetik dalganın dalga boyundan büyük boyutlarda ve içine giremeyeceği bir cismin sivri uçlu kenar ve köşesinden yön değiştirerek ya da daha küçük çaplı bir delikten yön değiştirerek yoluna devam etmesidir. Saçılma ise elektromanyetik dalganın, dalga boyu civarında ya da daha küçük boyutta ve içine giremeyeceği bir cisme çarptığı zaman, daha zayıf elektromanyetik dalgalar halinde her yöne doğru yayılmasıdır. Bu etkilerden dolayı çok yollu olarak çok yollu sönümlemeye (multipath fading) maruz kalan sinyaller alıcıda farklı zamanda alınırlar ve zaman zaman alınan toplam güçte, işaretin genliğinde ve fazında ani değişimlerin olmasına neden olurlar [24]. Çoklu yol yayılımının yoğun olduğu bir ortamda birden çok işaretin girişimi sonucu oluşacak sönümleme, modern haberleşme sistemlerinde sıkça ortaya çıkan ve etkisi azaltılması gereken önemli bir bozucu etkidir.

2.1.1 Kanal parametreleri

Bu bölümde anlatılan parametreler haberleşme kanalını karakterize ederler. Kanal parametrelerinin incelenmesi sonraki bölümlerde anlatılacak olan bazı konuların anlaşılmasında olumlu yönde etkili olacaktır.

2.1.1.1 Çok yollu yayılım (Multipath spread)

Sönümlemenin olduğu bir haberleşme kanalına gönderilen darbe işaretinin, alıcıya ilk ulaşan ve son ulaşan görünümü arasındaki farka çok yollu yayılım ya da en yüksek zaman gecikmesi adı verilmektedir [23]. T_m ile gösterilir. Bunun yanında alınan bir işaretin en güçlü versiyonundan belli bir dB kadar aşağısında düştüğü zaman gecikmesi ek gecikme yayılımı olarak bilinmektedir.

2.1.1.2 Uyumluluk bant genişliği (Coherence bandwidth)

Uyumluluk bant genişliği, kanalın belirli bir işaretin spektral bileşenlerini yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirdiği yani kanalın düz olarak düşünüldüğü frekans aralığıdır. B_c ile gösterilir. Çok yollu yayılım ile arasındaki ilişki,

$$B_c \approx 1/T_m \quad (2.2)$$

olarak yazılabilir. Uyumluluk bant genişliği yardımıyla işaretlerin kanalda farklı ölçülerde sönümlemeye uğramaları için frekanslarının ne kadar farklı olacağı ve kanalın zamanda yayılması hakkında önemli bilgiler verir [23].

2.1.1.3 Doppler yayılımı (Doppler spread)

Kanalın gezgin birimin bağıl hızından kaynaklanan zamanla değişim özelliğinden dolayı frekans kayması oluşarak spektral bir genişleme olur. Bu spektral genişleme Doppler yayılımı ile açıklanır ve B_D ile gösterilir. Doppler yayılımı, verici tarafından iletilen işaretin Doppler spektrumunun sıfırdan farklı olduğu frekans aralığını göstermektedir. Doppler kayması miktarı, temel bant işaretinin bant genişliğine göre küçükse ihmal edilebilir. Spektral genişleme miktarı alıcı birimin göreceli hızına ve işaretin geliş açısına bağlıdır. Uyum zamanı ile Doppler yayılımı arasında ters bir orantı vardır. v gezgin birimin kaynak doğrultusundaki hızı ve c (celeritas), ışık hızı ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$) olmak üzere,

$$B_D = f_D = \frac{v}{c} \quad (2.3)$$

ile hesaplanabilir.

2.1.1.4 Uyumluluk zamanı (Coherence time)

Kanal parametreleri içerisinde uyum zamanı, kanalın darbe yanıtının sabit kaldığı ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığını ifade etmektedir. Daha başka bir tanımla, sönümlemenin bozucu etkisinin fark edilebileceği en küçük zaman aralığı olarak düşünülebilir. Uyumluluk zamanı T_c simgesi gösterilir. Diğer kanal parametreleri içerisinde kanalın zamanla değişen yapısı hakkında bilgi veren bir parametredir [23]. Bu durumda eğer simge süresi uyum zamanından küçük olursa simgenin iletim boyunca zamanda değişmediği varsayılır.

2.1.2 Sönümlemeli kanalların sınıflandırılması

Gerekli tanımlamalar yapıldıktan sonra sönümlemeli kanalları sınıflandırabiliriz. Sönümlemeli kanallar çok yollu zaman gecikmesi açısından düz ve frekans seçici olmaktadır. Düz sönümlemeli kanallar derin sönümlemelere neden olurlar.

Frekans seçici kanal ise, iletilen işaretin bant genişliğinden daha dar bir bant genişliği boyunca doğrusal faz yanıtına sahiptir. Sönümlemeli kanallar Doppler yayılımına göre yavaş ve hızlı olarak ayrılmaktadırlar. Yavaş ve hızlılığın genel bir standardı olmayıp, iletilen temel bant işaretin değişim hızının, kanalın değişim hızına göre durumuyla ilgilidir. Hızlı sönümlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı bir simge periyodu boyunca çok hızlı değişirken, yavaş sönümlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı iletilen temel bant işaretin değişimine göre daha yavaş değişmektedir. Bu durumda kanalın birkaç simge periyodu boyunca sabit olduğu düşünülebilir. Eğer işaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden küçükse ve işaretin periyodu kanalın uyumluluk zamanından küçük ise kanal düz (frekans seçici olmayan) yavaş sönümlemeli kanaldır. Eğer işaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden küçükse ve işaretin periyodu kanalın uyumluluk zamanından büyük ise kanal düz (frekans seçici olmayan) hızlı sönümlemeli kanaldır [23]. Düz sönümlemede kanalın çok yollu yapısı, alıcı tarafından iletilen işaretin spektral karakteristiğinin korunacağını işaret eder. Bununla beraber alıcıdaki işaretin gücü zamanla değişmektedir. Düz sönümlemeli kanallar, aynı zamanda genlik değiştiren kanallar olarak da ifade edilebilir ya da kanala gönderilen işaretin bant genişliği, kanalın bant genişliğine nispeten çok daha dar olduğundan dar bantlı kanallar olarak da bilinirler. Eğer işaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden büyükse ve işaretin periyodu kanalın uyumluluk zamanından küçük ise kanal frekans seçici yavaş sönümlemeli kanaldır. Eğer işaretin bant genişliği kanalın uyumluluk bant genişliğinden büyükse ve işaretin periyodu kanalın uyumluluk zamanından büyük ise kanal frekans seçici hızlı sönümlemeli bir kanaldır. Bu durumda kanalın darbe yanıtı, iletilen işaretin simge periyodundan daha büyük çok yollu yayılıma sahiptir. Bu şekilde alıcıdaki işaret gönderilen işaretin zayıflamış ve zamanda gecikmiş birçok bileşeninden oluşacaktır ki işaret alıcıda bozulmaya uğramış olur. Frekans seçici sönümleme, iletilen simgelerin kanal içinde zamanda yayılmalarına sebebiyet vererek ISI'ya neden olurlar.

2.2 Çeşitleme ve Çeşitleme Kazancı

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri çoğul ortam ve internet uygulamalarından dolayı gönderilen verinin güvenilir olmasına ihtiyaç duyarlar. Bu ihtiyaç yüksek hata başarımına sahip veri akışı gereksinimini beraberinde getirir. Çok yollu bir iletim

ortamından üzerindeki bir işaretin sönümlenmesi haberleşme sistemlerinde önemli bir problemidir. Sönümlemeli bir kanal içerisinde işaretin gücü dalgalanmaya uğrar. Eğer bu dalgalanmalar yüksek miktarda olurlarsa kanalda bayılma olduğundan söz edilir. Bundan dolayı yüksek derecede bit hata oranına (bit error rate, BER) rastlanır. Çeşitleme, sönümleme etkilerine karşı oldukça iyi bir yöntemdir [4]. Çeşitleme ile gönderilen sinyalin birden fazla kopyası uzay, frekans ve zaman gibi farklı boyutlar içerisinde alıcıya iletilir ve böylece farklı yollardan ulaşılmaya çalışılan hedef anten/antenlere ilerleyen işaretlerin hepsinin birden aşırı sönümlenme olasılığı düşecektir [4]. Aynı hata olasılığına sahip uzaysal çeşitlemeli sistemin, çeşitleme olmayan sisteme göre sahip olduğu güç kazancına çeşitleme kazancı denir. Çeşitleme kazancı G_d , alınan SNR ρ ve alınan SNR değerindeki hata olasılığı P_e olmak üzere aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$G_d = - \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log P_e}{\log \rho}. \quad (2.4)$$

Çeşitleme kazancı formülündeki ρ değişkeninden görüldüğü üzere işaret-gürültü oranının artmasıyla beraber çeşitleme kazancı bit hata oranı eğrisinin eğimini belirlemektedir. n_T verici, n_R alıcı anten sayısına sahip Rayleigh yavaş sönümlemeli MIMO kanal için en büyük çeşitleme kazancı $n_T \times n_R$ 'dir. Çeşitleme yapılırken dikkat edilecek hususlar alıcıda çeşitlenen verilerin alınabilmesini, veri hızı kaybını, alıcıdaki birleştirme işlemlerini ve kod çözme karmaşıklığını göz önüne almaktır [4].

2.3 Çoğullama Kazancı

MIMO yavaş sönümlemeli kanallarda hata başarımı çeşitleme kazancına bağlı olarak değişkenlik gösterir. Ancak hızlı sönümlemeli kanallarda sistem başarımını çoğullama kazancı (multiplexing gain) büyük ölçüde etkiler [4]. Çoğullama kazancı ya da kanalın bağımsızlık derecesi

$$k = \min(n_T, n_R) \quad (2.5)$$

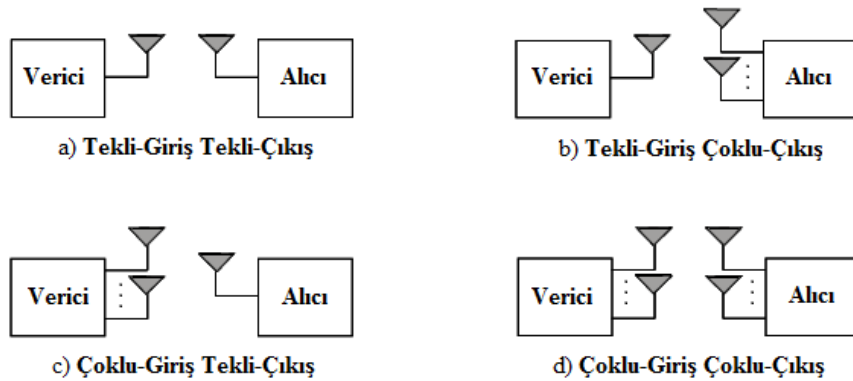
ile bulunur.

2.4 Kodlama Kazancı

Aynı çeşitleme ve hata olasılığına sahip kodlamalı ve kodlamasız iki sistem arasındaki güç kazancına kodlama kazancı adı verilir. Eşit çeşitleme seviyesine sahip sistemler arasında hata başarımlarının eğrilerinin eğimleri değiştirilmeden eğrinin işaret-gürültü oranı ekseninde öteleme miktarını belirleyerek gönderilen ve alınan veri arasındaki hatanın iyileştirilmesinin sağlanmasına yardımcı olur.

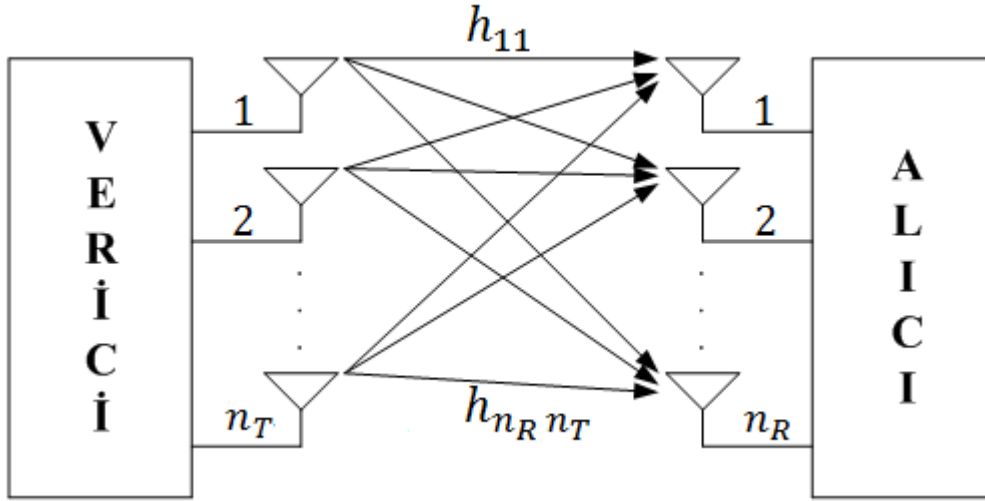
2.5 MIMO Kanal Modeli

Bu bölümde, bu çalışmada da kullanılan çoklu antenli kanal modeli verilecektir. Haberleşme sistemleri terminolojisinde Şekil 2.2'nin d maddesinde gösterildiği gibi çoklu alıcı ve çoklu verici anten kullanarak oluşturulan iletişim sistemine MIMO sistemler adı verilir ve bu sistemler geçtiğimiz son on beş sene içerisinde bilimsel bir yenilik olarak oldukça önem kazanmışlardır. Zaman dizinsel açıdan çıkış noktası olarak ilk önce SISO sistemler Şekil 2.2'nin a maddesinde gösterilmiştir. Şekil 2.2'nin b ve c maddelerinde sırasıyla SIMO ve MISO sistemler gösterilmiştir. Tüm çok antenli sistemlerin amaçlarından birisi çok yollu bayılmaya karşı koymaktır. Çok yollu bayılma, gönderilen sinyalin açısını, zaman gecikmesini ve frekans kaymasını çevresindeki elektromanyetik ortamın özelliklerine göre değiştirdiği için telsiz haberleşmenin güvenilirliğini ve kalitesini kötü yönde etkiler. Güç ve frekans tayfındaki sınırlar içerisinde bu problemi aşmak haberleşme teorisyenleri için ilgilenilmesi gereken bir konudur. Çok antenli haberleşme sistemleri, SISO haberleşme kanallarına yeni yollar ekleyerek ya çeşitleme ile hata başarımlarını artırımı ya da her işareti tekrarsız göndererek veri hızını yükseltmeyi vaat ederler.



Şekil 2.2 : Kanal sayılarına göre kablosuz haberleşme sistemleri.

MIMO sistem modeli, n_T tane verici, n_R tane alıcı antenden oluşan Şekil 2.3'deki gibi özetlenebilir.



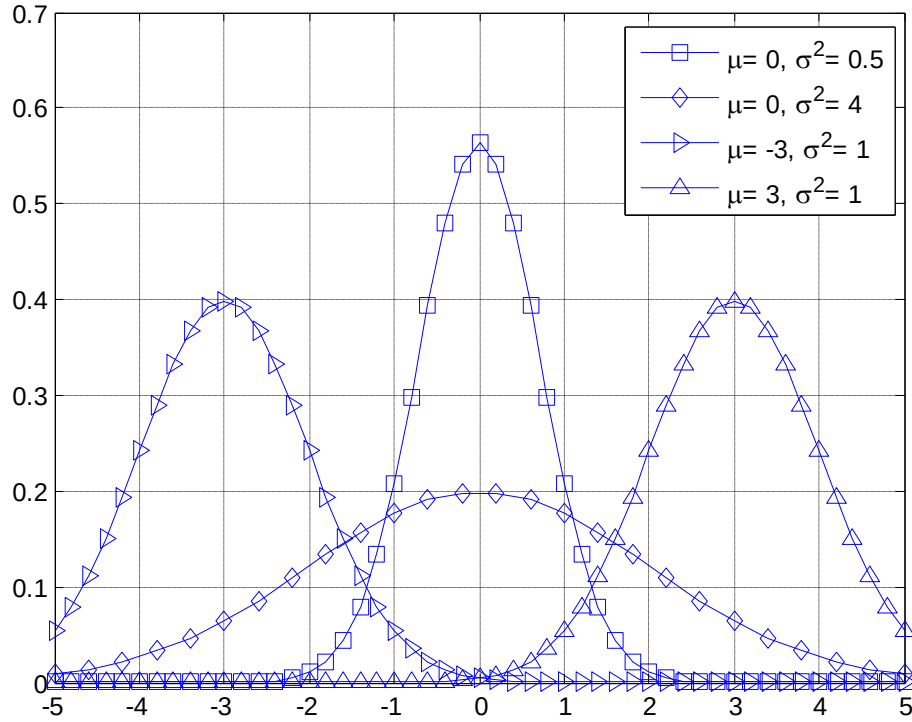
Şekil 2.3 : MIMO sistem modeli.

Bu şekilde dar bantlı, düz sönümlmeli çok antenli haberleşme sisteminde, Y olarak ifade edilen $n_R \times T$ boyutlu karmaşık gürültülü alınan işaret matrisi ile iletilen işaretler arasındaki sinyal bağıntısı

$$Y = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} HS + n \quad (2.6)$$

olarak ifade edilebilir. $\sqrt{\rho/n_T}$ çarpanı, verici anten sayısından bağımsız olarak, işaret-gürültü oranını normalize etmektedir. H boyutu $n_R \times n_T$ olan, karmaşık sıfır ortalamalı birim varyanslı Gauss rastlantı değişkenlerine ($CN(0,1)$) sahip kanal zayıflatma matrisidir. Bu seçim aynı zamanda çok yollu iletim ortamında hiçbir yolun bir diğerine baskın olmadığı anlamına gelir. Kanal matrisinde n_T verici anteninden n_R alıcı antenine yayılım yollarının genlik ve faz bilgileri yani kanal katsayıları ya da bir diğer adıyla kazanç bilgileri vardır. Bu sebepten dolayı kanal kazanç matrisi de adı verilir. H , gönderilen simgeleri (2.6)'daki alınan sinyal bağıntısından görülebileceği üzere çarpımsal şekilde etkiler. S , T zamanda iletilen $n_T \times T$ boyutlu karmaşık kod sözcük (iletim) matrisi olmak üzere kaynaktan iletilen mesaj dizisidir. n ise $n_R \times T$ boyutlu $CN(0, N_0)$ olasılık dağılım işlevine sahip H gibi istatistiksel bağımsız Gauss rastlantı değişkeni olarak x , rastlantı değişkeni; $p(x)$,

bunun olasılığı olmak üzere Şekil 2.4'te bazı örnek gerçel değerler için verilmiş, kanalda eklenen gürültü matrisidir.



Şekil 2.4 : Bazı ortalama ve varyans değerleri için Gauss dağılımı.

T iletim matrisi boyu kadar olan sürede sabit kabul edilen $n_R \times n_T$ boyuta sahip H kanal kazancı matrisi

$$H = \begin{pmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \cdots & H_{1,n_T} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \cdots & H_{2,n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n_R,1} & H_{n_R,2} & \cdots & H_{n_R,n_T} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

olmak üzere h_{ij} , j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kanal zayıflatma katsayısı ya da kanal kazancıdır. Karmaşık kanal kazancının elemanları kanal modellemesinde kullanılmaktadır. Doğrudan görüş hattının (LOS) olamaması, yol kaybı, gölgeleme ve bayılma gibi iletişimin hata başarımına kötü yönde etki edecek unsurlar sinyalde yüksek zayıflatma olarak sistem modeline yansır [23,24]. Gerçek hayattaki kablosuz ortamların modellemesinde kanalın iyi bir şekilde incelenip, davranışının iyi belirlenmesi gerekmektedir. Ancak bu şekilde ihtiyaçlara dayalı istenilen başarımlara

sahip bir MIMO haberleşme stratejisi izlenip, RF planları yapılabilir. Kanal modellemesinde kullanılacak matrisin elemanlarının dağılımı için olasılıkta kullanılan istatistiksel dağılımlardan faydalanılmaktadır. Bu dağılımlar Gauss, Rayleigh [24], Rician, Weibull, Nakagami vb. olabilirler [25]. Bu dağılımlarda dikkat edilmesi gereken iki unsur vardır. Birincisi dağılımdaki elemanların katsayılarıdır ki bunlar kanalın kazancını belirler. Kanalın işareti ne kadar zayıflatacağı ölçütü bu bilgidedir. Diğer bir dikkat edilmesi gereken husus ise bu karmaşık bileşenlerin her birinden verici antenlerden alıcı antenlere kaç tane kullanılacağıdır. İki ölçütten sadece birine önem vermek doğru bir kanal modellemesi yapmak için yeterli olmamaktadır. Her iki ölçüte gerekli önem verilerek uygun değerli kanal modellemesi yapılması gerekmektedir [25]. Bu modellerdeki etkin olmayan nokta ise verici antenden gönderilecek sinyaller arasındaki ilişkiyi (correlation) göz önüne almamalarıdır. Gürbüz bir haberleşme için bu ilişkinin ortadan kaldırılması gerekmektedir. Antenleri ilişkinin olmayacağı şekilde konumlandırmak için zengin saçılma özelliği gösteren kanallarda olması gerekli anten aralığı çalışılan frekanstaki dalga boyunun yarısı olacak şekilde konumlandırılmalıdır.

2.5.1 Kanal sığası

Shannon tarafından bulunan kanal sığası teoremi, kanal başına en yüksek iletim hızı ile MIMO sistemlerde sığa hesaplamasına olanak sağlamaktadır. Bu teorem ile elde edilen sığa, oldukça küçük bir hata olasılığı ile belli bir kanaldan iletilebilecek en yüksek veri hızını göstermektedir. Kanal sığasını hesaplamak için kanal matrisi bilgisinin alıcıda olduğu varsayılır. Ancak bu bilginin vericide olmaması vericinin antenlerine güç tahsisinde bulunamamasına yol açar. Ayrık zamanlı toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanalda giriş ve çıkış ilişkisi

$$y(t) = s(t) + n(t) \quad (2.8)$$

olarak verilen durumda $s(t)$, t anındaki kanal girişini, $y(t)$, t anındaki kanal çıkışını ve $n(t)$, t anındaki kanaldaki gürültüyü gösterir. B , kanal bant genişliği; P , alınan işaret gücü ve N_0 , gürültünün güç spektral yoğunluğu olmak üzere, işaret-gürültü oranı (SNR); $\rho = P/N_0B$ olarak tanımlanır. [26]'ye göre verici ve alıcı tarafında çok antene sahip haberleşme sistemleri için kanal sığası

$$C = B \log_2(1 + \rho) \text{ bit/s} \quad (2.9)$$

olarak ifade edilir. Bilgi kuramına göre ayrık belleksiz kanal için giriş ve çıkışın karşılıklı bilgi miktarı

$$I(S; Y) = \sum_{y \in Y} \sum_{s \in S} p(s, y) \log \left(\frac{p(s, y)}{p(s)p(y)} \right) \quad (2.10)$$

ile gösterilir [27]. $p(s, y)$, s ve y 'nin bileşik olasılık dağılım fonksiyonudur. $p(s)$ ve $p(y)$, sırasıyla s ve y 'nin marjinal olasılık dağılım fonksiyonudur. Kanal sığasının, karşılıklı bilgi miktarının en büyüklemesine eşit olduğu bilgisinden yola çıkarak

$$C = \max_{p(s)} I(S, Y) = \max_{p(s)} \sum_{y \in Y} \sum_{s \in S} p(s, y) \log \left(\frac{p(s, y)}{p(s)p(y)} \right) \quad (2.11)$$

elde edilir. Karşılıklı bilgi miktarı ifadesini, entropiler cinsinden

$$I(S; Y) = H(Y) - H(Y|S) \quad (2.12)$$

olarak açarsak [27] ifade

$$C = \max_{p(s)} I(S, Y) = \max_{p(s)} H(Y) - H(Y|S) \quad (2.13)$$

denklemini yazılabilir. Kanal girişi verildiği zaman, çıkışta kalan belirsizlik gürültünün entropisine eşittir kısaca $H(Y|S) = H(N)$ olur. Gürültünün entropisi kanal girişinden bağımsız olduğu için karşılıklı bilgi miktarını arttırmanın yolu, $H(Y)$ 'yi en büyötmekten geçmektedir [26,27]. $R_s = E\{SS^H\}$, girişin kovaryans matrisi olmak üzere Y 'nin kovaryans matrisi

$$R_y = E\{YY^H\} = HR_sH^H + I_{n_R} \quad (2.14)$$

Bütün R_y 'ler içerisinde $H(Y)$ 'yi en büyükleyen değeri Y 'nin sıfır ortalamalı ve dairesel simetrik karmaşık Gauss değerleri olması durumunda gerçekleşir. Y ve N için entropiler

$$H(R) = B \log_2 \det[\pi e R_y] \text{ bps/Hz} \quad (2.15)$$

$$H(N) = B \log_2 \det[\pi e I_{n_T}] \text{ bps/Hz} \quad (2.16)$$

olarak verilirse karşılıklı bilgi miktarı

$$I(S; Y) = B \log_2 \det[I_{n_R} + H R_s H^H] \text{ bps/Hz} \quad (2.17)$$

şeklinde verilir. Böylece MIMO kanal sığası

$$C = \max B \log_2 \det[I_{n_R} + H R_s H^H] \text{ bps/Hz} \quad (2.18)$$

olur ve MIMO haberleşme sisteminde güvenilir şekilde iletim yapılabilen sığa elde edilir. Diğer bir taraftan, kanalın karşılıklı bilgi miktarı, onu en büyükleyen $R_s = (\rho/n_T)I_{n_T}$ değeri için

$$I(X; R) = B \log_2 \det \left[I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H H^H \right] \quad (2.19)$$

olarak elde edilir ve kanalın ergodik sığası

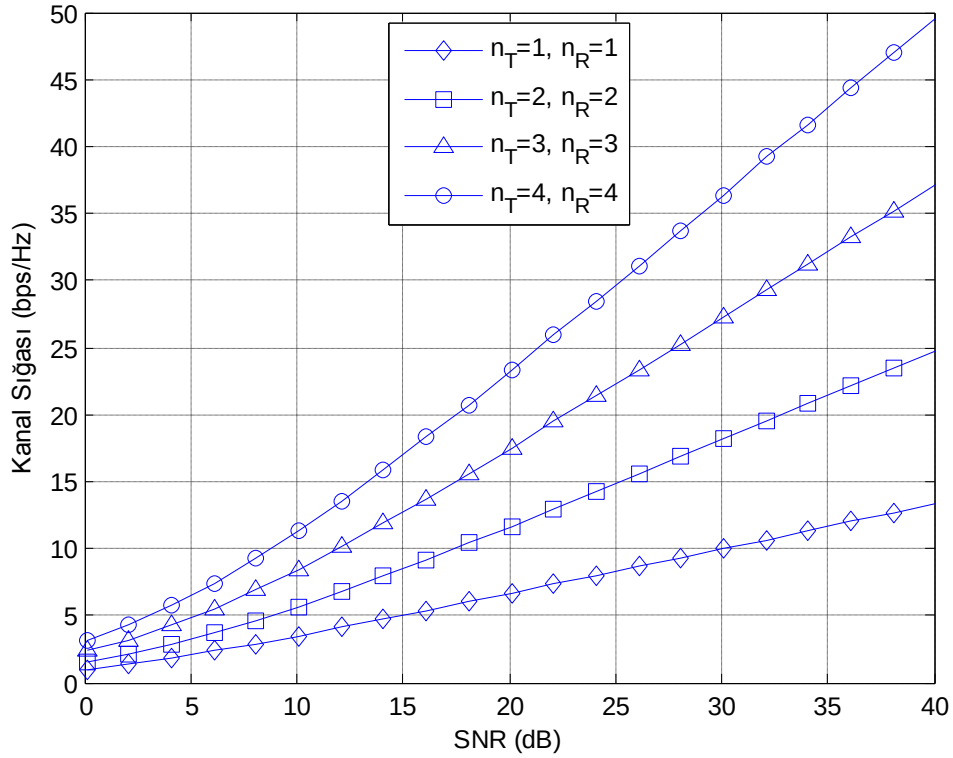
$$C_E = E \left\{ B \log_2 \det \left[I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H H^H \right] \right\} \quad (2.20)$$

olarak verilir. Rayleigh sönümlemesi kullanılarak birim bant genişliği için ergodik sığa eğrileri Şekil 2.5’de gösterilmiştir. Herhangi bir bant genişliği için mevcut sığayı istenilen bant genişliği ile çarpmak yeterlidir. MIMO sistemler görüldüğü üzere ergodik sığayı oldukça arttırmaktadırlar. Bu sayede birim zamanda daha çok işaret göndererek veri hızını arttırabilmek mümkün olmaktadır.

2.5.2 Geri besleme

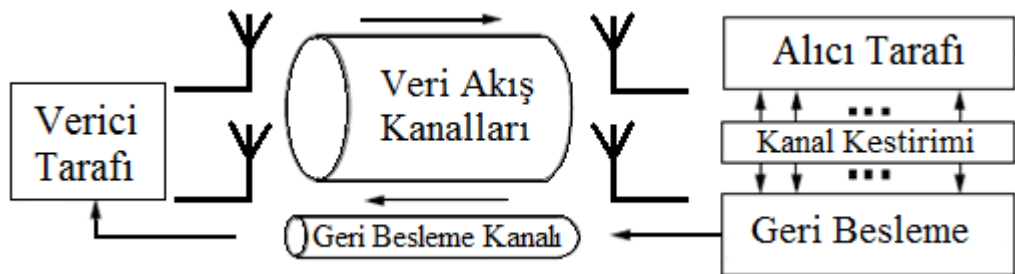
MIMO sistemlerde kanal durumu bilgisi hata başarımının arttırılmasında oldukça önemli bir yere sahiptir. Burada amaç, vericiyi geri besleme teknikleri kullanarak kanal durumundan haberdar etmektir. Örneğin kanal durum bilgisini elinde bulunduran verici, kanal kapasitesini yani veri akış hızını arttırabilir, kanalı çoklu kullanıcılara daha verimli bir şekilde açabilir, menzili güç kontrolü yaparak arttırabilir ya da girişim giderimi için kullanılan metotlardan uygun olanı uyarlamalı olarak seçebilir. Kanal katsayıları ancak kestirimlerle alıcı kısımda elde edilebilir. MIMO sistemlerde geri besleme hızı sistem performansına negatif etkide

bulunulmasın diye genelde sabit hızda ve yavaştır. Kanal parametrelerinin fazla olması belirli geri besleme aralığı için iyi bir sonuç vermemektedir.



Şekil 2.5 : Rayleigh sönümleme için birim bant genişliğinde kanal sıgası.

Kanal durum bilgisinin yüksek miktarda sıkıştırılması bu sorunun aşılmasında önemli bir yer tutmaktadır. Kestirimle elde edilen katsayıların bazı durumlarda sıkıştırılması için kaynak kodlama algoritmalarıyla kodlanması uygun görülmüştür. Şekil 2.6'de kanal durum bilgisinin uzay-zaman blok kodlaması ya da uzaysal çoğullama hata başarımı verici anten seçimi ile en büyütme amacıyla gönderildiği görülmektedir [25].



Şekil 2.6 : Geri beslemeli MIMO haberleşme sistemi.

2.6 Sonuç

Bu bölümde ileriki kısımlarda iletişimin üzerinden yapılacağı telsiz iletişim kanalları anlatılmıştır. Bu çalışmayı da içeren şimdiye kadar süregelen birçok çalışmanın etkilerini azaltma nedeni olan telsiz kanallarda sönümlenme konusu ele alınmış ve bozucu etkiler ile beraber kanal parametreleri verilmiştir. Kanal sınıflandırılması yöntemi ele alınıp, çeşitleme, çoğullama ve kodlama kazançları tanımlarıyla sunulmuştur. MIMO sistem modeli tanıtılıp, PARC, S-PARC ve PSRC, S-PSRC için son derece önemli olan geri besleme konusuna değinilmiştir.

3. DOĞRUSAL SAÇILIM KODLARI

Bu bölümde çalışmanın ileriki bölümlerinde kullanılacak olan LD kodları anlatılmıştır. LD kodlarının içeren haberleşme sisteminin sistem modeli tanıtılıp, iletim matrisi verilmiştir. LD kodları için genel geçerliliğe sahip tasarım ilkelerine değinilip, kod çözme işlemi anlatılmıştır.

3.1 Uzay-Zaman Blok Kodlarına Giriş

Uzay-zaman blok kodları, çoklu anten teknolojisine dayalı sönümlemeli uzaysal kanallarda çeşitlemeden faydalanarak düşük hata olasılığı sağlamak veya uzaysal çoğullamadan yararlanarak yüksek veri hızlı iletişime olanak vermek ya da bunların her ikisinden belli miktarlarda elde etmek üzere tasarlanırlar. Çeşitleme derecesi, SNR'a bağlı şekilde çizdirilen bit hata olasılığının eğiminden bulunabilir. Tam çeşitlemeli bir uzay-zaman blok kodu $n_T \times n_R$ kadar çeşitleme derecesi sağlayabilir. STBC'de veri hızı olarak kullanılan kavram, birim zaman dilimi başına gönderilen simge sayısıdır. Bu hız bir'e eşit olduğu zaman o STBC için tam hızlı denir. Dik uzay-zaman blok kodlarının veri hızları tam hızlı ya da daha azdır. Veri hızı birden fazla olan kodlara yüksek hızlı STBC adı verilir ve bir STBC'de çıkılabilecek maksimum veri hızı, verici ya da alıcı anten sayısının minimum sayıda olanıdır ($\min(n_T, n_R)$). Özel bir STBC olarak uzaysal çoğullama, hiçbir çeşitleme sunmadan en yüksek veri hızını garantiler. Çeşitleme ile çoğullama arasında hata başarımı ve veri hızı açısından bir ödünleşim (tradeoff) açık bir şekilde anlaşılmaktadır [4] ancak yüksek hızlı STBC, her zaman düşük çeşitleme demek değildir, yüksek hızda olup tam çeşitlemeli kodlar da mevcuttur [28]. Basit bir yapıya sahip tam hızlı ve tam çeşitlemeli Alamouti kodu [1] bu konudaki en öncü kodlardan birisidir. Bu kodun aynı zamanda ML kod çözme karmaşıklığı oldukça azdır.

3.2 Uzay-Zaman Blok Kodlarında İletim Hızı

Tasarlanmış bir uzay-zaman blok kodunda T adet simge periyodu boyunca Q tane simge $(s_1, s_2, \dots, s_Q)$ iletilmiş olsun. Kodlayıcı tarafından kullanılan işaret kümesi $r - PSK$ veya $r - QAM$ içerisinden alınırsa, tasarlanmış uzay-zaman iletim matrisi için sahip olunan iletim oranı

$$R = \left(\frac{Q}{T}\right) \log_2 r \quad (3.1)$$

olarak elde edilir [26]. Görüldüğü T adet simge periyodu için ne kadar çok simge sayısı seçilirse veri hızının artacağı görülmektedir. Diğer bir taraftan aynı uzay-zaman iletim matrisi için seçilen işaret kümesinin boyutunu yükseltmek de logaritmik olarak veri oranını arttırmaktadır. Diğer bir deyişle işaret kümesinin boyutunu arttırmak simge başına iletilen bit sayısını yükseltmeye karşılık gelir. İşaret kümesini hesaba almadan $R = Q/T$ olacak şekilde iletim hızı tanımlanabilir. Günümüze kadar yapılan çalışmalarda üretilmiş tam hızlı STBC'ler için bu değer $R = 1$ 'dir. Yüksek hızlı STBC terminolojisi ile ifade edilen hız değeri birden büyük olan yapılar için kullanılmaktadır [28]. Yüksek hızlı STBC'ler n_T verici anten sayısı olmak üzere en fazla $R = n_T$ olacak şekilde yukarıdan sınırlandırılmışlardır. Sonuç olarak tüm bu anlatılandan çıkarılacak sonuç herhangi bir tasarlanmış STBC'nin hızı $0 \leq R \leq n_T$ arasındadır.

3.3 Doğrusal Saçılımlı Kodlara İlişkin Genel Bilgiler

Yüksek veri hızlarında çalışan çok antenli sistemler, gerçek zamanda yüksek veri trafiğine olanak sağlayan, basit ve aynı zamanda etkili uzay-zaman iletim planlarına gereksinim duyarlar. Onlarca bits/sn/Hz'lik veri hızlarında her antenin kendi bağımsız alt veri şeridini ilettiği dikey Bell laboratuvarları katmanlı uzay-zaman (vertical-bell laboratories layered space-time, V-BLAST) [29] yapısı, iyi bir performansın yanında basit bir kodlama ve ML ya da ardışık sıfırlama ve iptal etme (successive nulling and cancelling) gibi kod çözme yöntemlerine sahiptir. Tüm bu özelliklere rağmen V-BLAST, verici anten sayısından daha az antene sahip alıcı antenli sistemlerde çalışmamaktadır [29]. Bu noksanlık baz istasyonlarının mobil cihazlardan daha fazla antene sahip olduğu modern haberleşme sistemlerinde daha

fazla göze batmaktadır. Verici antenlerinden uzaysal çoğullamadan yararlanarak bağımsız veri akışları ileten bu tip yapılar için yüksek sönümlemelere karşı koruma sağlayan uzaysal çeşitleme de yoktur. Diğer önerilen uzay-zaman kod planları iyi sönümlenme dirençleri ve basit kod çözme sağlamaktadırlar ancak bu kodlar genellikle yüksek veri hızlarında düşük performanslıdır veya çok fazla antene ihtiyaç duyarlar. Bunun en büyük nedeni zengin saçıcılığa sahip telsiz kanallarda yüksek veri hızlarına çıkmanın yolunun, çok sayıda verici ve alıcı anten kullanılması gereğinden dolayıdır. Teorik ve deneysel çalışmalar göstermiştir ki kanal sığası alıcı ve verici anten sayılarıyla eş zamanlı olarak artmaktadır [2].

Doğrusal saçılım kodları, her sayıda alıcı ve verici anten sayısı ile çalışabilen, tüm uzaysal çoğullama veri iletim yöntemlerini içerip diğer uzay-zaman blok kodlarını özel durumlar olarak ele alan yüksek hızlı bir kodlama planıdır [7]. Kodlar alınan ve iletilen sinyaller arasındaki ortak bilgiyi en iyileştirecek şekilde tasarlanabilirler. Doğrusal yapıdan dolayı bu kodlar, basit kod çözme yeteneğini ve birçok kodlama avantajını da ellerinde bulundurlar. Doğrusal saçılım kodlarında güvenilirlik için fazladan bilginin kullanıldığı çeşitleme yöntemi uygulanabilir ancak alıcı-verici karmaşıklığını düşük tutmak için doğrusal işleme tercih edilmiştir. Çok sayıda anten ile yüksek veri hızlarında uzay-zaman kodlarının birçoğu karmaşıklık ve hata başarımı zorlukları yaşarlar. LD kodları hem daha önce tasarlanmış uzay-zaman iletim kodlarının kodlama ve çeşitleme avantajlarına hem de yüksek veri hızlarında kod çözme basitliğine sahiptir. Ayrıca LD kodları keyfi sayıda verici-alıcı anten sayısında çalışabilir [8]. Ancak özellikle yüksek veri hızlarında LD kodları, diğer tasarlanmış uzay-zaman kodlarından daha iyi hata başarımı sergilemektedirler. Düşük veri hızlarında bu durum yükseğe göre kısmen daha az olmaktadır. LD kodları veri akışını uzayda ve zamanda doğrusal birleşimlerin saçılımı halinde alt akışlara böler.

3.4 LD İletim Matrisi

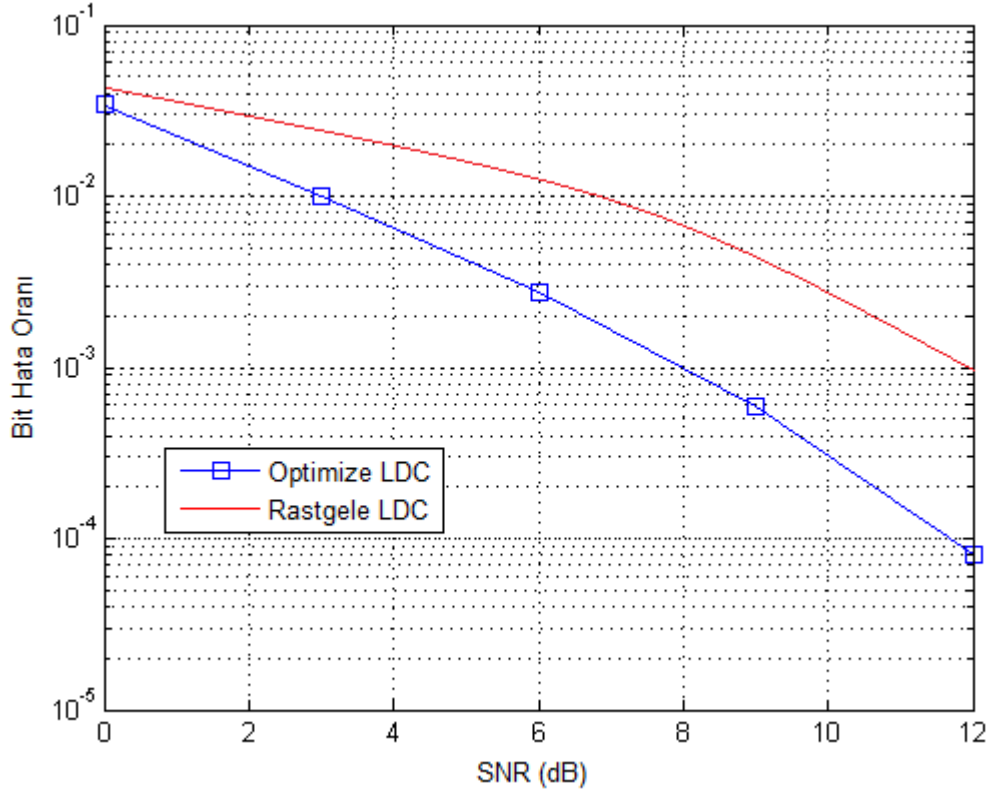
n_T , verici anten sayısı, T ise uygun olan iletim kanalının sabit ve alıcıya bilinir olduğu aralık olmak üzere iletilen sinyal S , n_T verici anten üzerinden iletim yapan bir $n_T \times T$ matrisi olarak yazılabilir. $s_1, \dots, s_Q$, $r - PSK$ ya da $r - QAM$ işaret kümesinden seçilen simgelerdir ve çoğunlukla s_q aşağıdaki gibi gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılarak yazılır.

$$s_q = \alpha_q + j\beta_q, \quad q = 1, \dots, Q \quad (3.2)$$

Bu simgelerden oluşan iletim matrisi

$$S = \sum_{q=1}^Q (\alpha_q A_q + j\beta_q B_q), \quad (3.3)$$

kullanılarak oluşturulur. A_q ve B_q , saçılım matrisleri olarak adlandırılır. LD kodlarının tasarımı önemli bir şekilde T , Q parametrelerinin seçimine ve saçılım matrislerine, $\{A_q, B_q\}$ bağlıdır. Saçılım matrisleri $\{A_q, B_q\}$ kümesi de kodu belirlenmektedir. Şekil 3.1’de 16-QAM işaret kümesi kullanılmış Bölüm 3.8’de verilen üç verici bir alıcı anten için kullanılmış olan benzetimde optimize edilmiş LDC ile yine aynı LDC’nin saçılım matrisinde 1 yerine 0.8, 0.7 yerine 0.3, 0.5 yerine 0.7 ve 0 görülen yerlere 0.4 yazılarak rastgele oluşturulmuş bir LD kodunun hata başarımları verilmiştir.



Şekil 3.1 : Farklı saçılım matrisleri için hata başarımları eğrileri.

Buna göre saçılım matrisi seçimi oldukça büyük bir önem arz etmektedir. Q tam sayısı ve saçılım matrisleri istenildiği gibi tasarıma göre değişir. İyi bir hata

başarımında $\{A_q, B_q\}$ seçimi için iletilen sinyal kümesi $\{\alpha_q, \beta_q\}$ ve alınan sinyal arasındaki ortak bilgi önemlidir. LDC için veri hızı R ,

$$R = (Q/T) \log_2 r \quad (3.4)$$

olarak hesaplanır. İletim matrisinin farklı bir gösterimi olarak

$$S = \sum_{q=1}^Q (s_q C_q + s_q^* D_q), \quad (3.5)$$

yazılabilir. C_q ve D_q belirlenmiş $n_T \times T$ karmaşık matrislerdir. Kod yine aynı şekilde tamamen saçılım matrisleri $\{C_q, D_q\}$ kümesi tarafından belirlenmektedir. Dikkat edileceği gibi

$$A_q = C_q + D_q \quad (3.6)$$

$$B_q = C_q - D_q \quad (3.7)$$

olarak aynı iletim matrisi elde edilir.

3.5 LD Sistem Modeli ve Kanal Sığıması

n_T verici ve n_R alıcı antenden oluşan LDC haberleşme sisteminde, alınan ve iletilen sinyal bağıntısı

$$y = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} Hs + n \quad (3.8)$$

olarak yazılır. $y \in \mathbb{C}^{n_R}$ alınan karmaşık sinyal vektörüdür ve $s \in \mathbb{C}^{n_T}$ iletilen karmaşık işaret vektörüdür. $H \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$ olmak üzere Gauss dağılımlı sıfır ortalamalı birim varyanslı kanal kazancı matrisidir. $n \in \mathbb{C}^{n_R}$, sıfır ortalamalı, N_0 varyanslı ($CN(0, N_0)$) karmaşık Gauss dağılımlı toplanır gürültüdür. Kanal kazancı matrisinin ve iletilen vektör s 'in girdilerinin birim varyansa sahip oldukları varsayımına göre

$$EtrHH^* = n_T n_R \quad (3.9)$$

$$Es^*s = n_T \quad (3.10)$$

olur. H , s ve n nicelikleri bağımsız olduklarına göre normalizasyon ($\sqrt{\rho/n_T}$), sağlamaktadır ki ρ , n_T 'den bağımsız olarak her alıcı antendeki SNR'dır. Kanalin uyumluluk aralığı n_T ile kıyaslandığında büyük olmalıdır. Kanal alıcı tarafından biliniyorsa kanal sığası,

$$C(\rho, n_T, n_R) = \max_{R_S \geq 0, \text{tr } R_S = n_T} E \left\{ \log \det(I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H R_S H^*) \right\} \quad (3.11)$$

olur. Beklenen değer rastlantısal matris H 'nin dağılımı üzerinden alınmıştır. s 'i başarmak için gerekli sığa, kovaryans matrisi, $E s s^* = R_{S, \text{opt}}$, ile sıfır ortalamalı karmaşık Gauss vektörüdür. $R_{S, \text{opt}}$ kanal sığasını optimum olarak en büyüten kovaryans matrisidir. H üzerindeki dağılım rotasyonel olarak değişmezdir yani her birimsel (unitary) Θ ve Φ matrisi için $p(H) = p(\Theta H) = p(H \Phi)$ olduğu zaman en iyileyci kovaryans $R_{S, \text{opt}} = I_{n_T}$ olur ve kanal sığası

$$C(\rho, n_T, n_R) = E \left\{ \log \det(I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H H^*) \right\} \quad (3.12)$$

olarak elde edilir.

3.6 Doğrusal Saçılım Kodu Tasarımı

Önceki bölümdeki LDC için iletim matrisini tanıtip LD kodu tasarım parametrelerini belirlememiştik. Başarılı bir haberleşme için $Q \leq n_R T$ eşitsizliğine sahip olmamız gerektiğinden dolayı sezgisel olarak düşük Q değerlerinde sinyal matrisi S 'nin serbestlik derecesi (degree of freedom) artacağı için iletilen ve alınan işaretler arasındaki en yüksek karşılıklı bilgi miktarı (maximum mutual information) da artacaktır. Dik uzay-zaman kod tasarımları yeterli serbestlik derecesine (degree of freedom) sahip olmadıkları için genelde düşük karşılıklı bilgi miktarına sahiplerdir. Q 'nun küçük olması kodlama etkisini artırır çünkü sabit kanal kazanç matrisinde denklem sistemi daha artık belirtilmiş (overdetermined) olur. Genellikle bir kural olarak $Q = \min(n_T, n_R) \cdot T$ olacak şekilde almak kodlama kazancına sahip olmanın yanı sıra s ve y 'in karşılık bilgi miktarını maksimuma çıkardığı için yararlıdır. LD kodları tasarımında ortalama ikili hata olasılığının (average pairwise error probability) değeri

$$P_e(\text{pairwise}) \leq E \left\{ \frac{1}{2} \det(I_{n_R} + \frac{\rho}{2n_T} \mathcal{H}^t \mathcal{H})^{-1/2} \right\} \quad (3.13)$$

ile üstten sınırlanır. Bu üst sınırı en küçültmek için uygun saçılım matrisleri, $\{A_1, \dots, A_Q\}$ ve $\{B_1, \dots, B_Q\}$, seçeneklerini araştırılır. Bununla beraber kanal sığası

$$C_{LD}(\rho, T, n_T, n_R) = \max_{A_q, B_q, q=1, \dots, Q} \frac{1}{2T} E \left\{ \log \det(I_{2n_R T} + \frac{\rho}{n_T} \mathcal{H} \mathcal{H}^t) \right\} \quad (3.14)$$

olmak üzere $\{A_q, B_q\}$ seçimi için aşağıdaki sınırlamalardan biri uygulanır.

$$(i) \sum_{q=1}^Q (tr A_q^* A_q + tr B_q^* B_q) = 2Tn_T \quad (3.15)$$

$$(ii) tr A_q^* A_q = tr B_q^* B_q = \frac{Tn_T}{Q}, \quad q = 1, \dots, Q \quad (3.16)$$

$$(iii) A_q^* A_q = B_q^* B_q = \frac{T}{Q} I_{n_T}, \quad q = 1, \dots, Q \quad (3.17)$$

Sınırlama (i) basit olarak $E tr SS^* = Tn_T$ 'yi sağlayan güç sınırlamasıdır. Sınırlama (ii) daha kısıtlayıcıdır ve her iletilen sinyalin (α_q, β_q) , T kanal kullanımı sırasında n_T sayıda anten tarafından aynı toplam güç ile iletilmesini garantiye alır. Sınırlama (iii) ise en bağlayıcı olandır çünkü α_q ve β_q simgelerini eşit enerji ile uzaysal ve zamansal yönde saçılmaya zorlar. Sınırlama (iii) genelde küçük bir bilgi kuramsal sığa kaybı verse de daha iyi kodlama (veya çeşitleme) kazancı vermektedir. Simetriden dolayı bir soruna sınırlama (i) ile yaklaşım sınırlama (ii)'yi de karşılayacaktır [7]. Bu çalışma sırasında görülmüştür ki iletim matrislerine ön çarpım ya da arka çarpım yapmak dahi $\{A_q, B_q\}$ 'yi en basit haliyle yeniden düzenlemek gibi başka bir hata başarımı vermiştir. İletim sözcüğü matrisinin blok uzunluğu T temelde bir tasarım değişkenidir. Kanalin uyumluluk zamanından kısa olacak şekilde seçilmelidir, en iyi duruma (optimization) katkı sağlayacak şekilde değiştirilebilir. $n_T \leq T \leq 2n_T$ olacak şekilde seçmek iyi başarımlar sağlamaktadır. LD kodlarında tasarım kriterleri oldukça fazla ve değişken olduğundan dolayı bir kullanıcıdan fazla son uçlara veri iletimi yapılacaksa, kodu bütün kullanıcılara tarafından desteklenen hızda en az sayıda alıcı antene sahip kullanıcıya göre tasarlanmalıdır ki hiçbir

kullanıcı dışarıda kalıp, iletişim güçlükleri çekmesin. Kodun nihai hızı gönderilen sinyal sayısı Q 'ya, kodun blok genişliği T 'ye ve $s_1, \dots, s_Q$ 'nin seçildiği işaret kümesi boyutuna bağlıdır. LDC haberleşme sistemi tasarımında standard bir Gray kod ataması r -PSK veya r -QAM konstelasyonu ile birlikte kullanılabilir. Saçılım matrisleri $\{A_q, B_q\}$ genelde karmaşık olabilmelerine rağmen onları gerçel olmaya zorlamak az da olsa en iyilenen karşılıklı bilgi miktarında azalmaya neden olur [30]. Bu çalışmada kullanılan karşılıklı bilgi hesaplamaları ve tasarım örneklerinde kanal matrisi H 'nin bağımsız $CN(0,1)$ girdilerden oluştuğu varsayılmıştır. Ancak karşılıklı bilgi ölçütünün kullanıldığı diğer kanal dağılımlarının kullanıldığı tasarımlar da mümkündür.

3.7 Doğrusal Saçılım Kodu Çözme

LD kodlarının önemli bir özelliği ML kod çözme yöntemine olanak veren saçılım matrislerindeki, $\{A_q, B_q\}$, doğrusallıktır. Alıcı tarafına kod çözülmesi için gönderilen iletilen işaret matrisi

$$Y = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} HS + n = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \sum_{q=1}^Q (\alpha_q A_q + j\beta_q B_q) H + n \quad (3.18)$$

olmak üzere alınan bu matris konunun daha iyi kavranması açısından gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılırsa

$$Y_R + jY_I = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \sum_{q=1}^Q [\alpha_q (A_{R,q} + jA_{I,q}) + j\beta_q (B_{R,q} + jB_{I,q})] (H_R + jH_I) + n_R + jn_I \quad (3.19)$$

şeklinde olur. Denklemdaki $H_R = \text{Re}(H)$ ve $H_I = \text{Im}(H)$ olmak üzere gerçel ve sanal kısımlardır. İfadenin gerçel ve sanal kısımlarını ayırırsak,

$$Y_R = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \sum_{q=1}^Q [(A_{R,q} H_R - A_{I,q} H_I) \alpha_q + (-B_{I,q} H_R - B_{R,q} H_I) \beta_q] + n_R \quad (3.20)$$

$$Y_I = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \sum_{q=1}^Q [(A_{I,q} H_R + A_{R,q} H_I) \alpha_q + (B_{R,q} H_R - B_{I,q} H_I) \beta_q] + n_I \quad (3.21)$$

elde edilir. Eğer $Y_R, Y_I, H_R, H_I, n_R, n_I$ 'nin kolonları $y_{R,n}, y_{I,n}, h_{R,n}, h_{I,n}, v_{R,n}, v_{I,n}$ olarak yazılırsa ve

$$A_q = \begin{bmatrix} A_{R,q} & -A_{I,q} \\ A_{I,q} & A_{R,q} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$B_q = \begin{bmatrix} -B_{I,q} & -B_{R,q} \\ B_{R,q} & -B_{I,q} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$\underline{h}_n = \begin{bmatrix} h_{R,n} \\ h_{I,n} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$n = 1, \dots, N$ olarak tanımlanırsa, Y_R ve Y_I 'deki denklemleri, denklem sistemi olarak oluşur.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_{R,1} \\ y_{I,1} \\ \vdots \\ y_{R,N} \\ y_{I,N} \end{bmatrix}}_{\triangleq x} = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \mathcal{H} \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \alpha_Q \\ \beta_Q \end{bmatrix}}_{\triangleq s} + \underbrace{\begin{bmatrix} v_{R,1} \\ v_{I,1} \\ \vdots \\ v_{R,N} \\ v_{I,N} \end{bmatrix}}_{\triangleq v} \quad (3.25)$$

ve eşdeğer $2NT \times 2Q$ boyutlu kanal matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} \mathcal{A}_1 \underline{h}_1 & \mathcal{B}_1 \underline{h}_1 & \cdots & \mathcal{A}_Q \underline{h}_1 & \mathcal{B}_Q \underline{h}_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathcal{A}_1 \underline{h}_N & \mathcal{B}_1 \underline{h}_N & \cdots & \mathcal{A}_Q \underline{h}_N & \mathcal{B}_Q \underline{h}_N \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Böylece alıcı ve verici arasındaki kanalın giriş (s) ve çıkış (y) vektörleri arasında doğrusal bir ilişki elde ederiz. Gerçek kanal ve saçılım matrislerinden elde edilen eşdeğer kanal matrisi ($\mathcal{H}$) alıcı tarafından bilinmektedir. $Q \leq n_R T$ eşitsizliğinden dolayı eksik belirtilmemiş olan denklem sistemi gönderilen kodları başarılı bir şekilde çözebilecektir.

ML yönteminin alıcı karmaşıklığı fazladır ancak diğer yöntemlere göre en iyi hata başarıımı sonucu vermektedir. Alıcı karmaşıklığıyla sözüyle ifade edilen, S kod sözcüğünün matrisinin çözülebilmesi için gerekli metrik hesaplarının toplam

sayısıdır. Buna göre $(Y - \mathcal{SH})$ normunu en küçükleyen değerler, kestirilmiş gönderilen işaretlerdir ($\hat{S}$), matematiksel olarak ifade edilirse

$$\hat{S} = \arg \min \|Y - \mathcal{SH}\|^2 \quad (3.27)$$

şeklinde alınan işaretler alıcıda çözülür. r -QAM veya r -PSK işaret kümesi kullanılarak oluşturulan haberleşme yapılandırması r tane eleman içeren işaret kümesine sahiptir. Kod sözcük matrisi içerisinde gönderilen farklı işaret sayısını k olarak tanımlarsak, LDC için bu sayı $\sqrt{r}^{2k}$ ya da daha basit ifadeyle r^k 'dir. r^k sayıdaki alıcı karmaşıklığı, ML kod çözme ile hesaplanan teorik olarak en yüksek karmaşıklıktır. Bu çalışmada LDC iletim yöntemiyle alınan işaretlerden, gönderilen işaretlerin elde edilmesi için kullanılan kod çözme metodu MMSE kod çözme olarak belirlenmiştir.

3.8 MISO Sistem için Benzetim Düzenegi

Bu çalışmada CQI eşlemesinde ve MS tablosunda diğer çalışmalarda [17,18,19,22] olduğu gibi SINR yerine SNR kullanılmaktadır. LD kodlu iletim matrisi Hassibi'nin çalışmasına [7] göre tasarlanan alınan üç verici tek alıcı anten için tasarlanan aşağıdaki uzay-zaman kodudur.

$$S_{LDC-MISO} = [S_{1,1} \quad S_{1,2}] \quad (3.28)$$

$$S_{1,1} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & -j \left[\frac{\beta_1}{\sqrt{2}} \right] \\ \frac{\alpha_2}{\sqrt{2}} - j \left[\frac{\beta_2}{2} \right] & -\frac{\alpha_2}{\sqrt{2}} + j \left[\frac{\beta_2}{\sqrt{2}} \right] \\ 0 & \alpha_3 - j \left[\frac{\beta_3}{2} \right] \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$S_{1,2} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\alpha_1}{\sqrt{2}} + j \left[\frac{\beta_1}{\sqrt{2}} \right] \\ \alpha_4 + j \left[\frac{\beta_4}{\sqrt{2}} \right] & -\alpha_4 - j \left[\frac{\beta_4}{\sqrt{2}} \right] \\ -\alpha_3 + j \left[\frac{\beta_3}{\sqrt{2}} \right] & 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Buna göre PSRC benzetimlerinde üç verici anten kullanılırken, S-PSRC benzetimlerinde dört verici anten kullanılmıştır. S-PSRC kullanılırken, LD kodu

iletim matrisinin bozulmaması adına her durumda dört verici antenden üçü seçilerek kullanılmıştır. Verici anten seçiminde kullanılacak antenlere, norm temelli yöntem kullanılarak karar verilmektedir.

3.9 MIMO Sistem için Benzetim Düzenegi

MIMO sistem için yapılan benzetimlerde Hassibi'nin [7] çalışmasına göre tasarlanan iki ayrı uzay-zaman kodu kullanılmıştır. Birincisi MISO için kullanılan kodun aynısı olmakla beraber alıcı anten sayısı üç'e çıkarılmıştır. S-PSRC benzetiminde ise alıcı anten sayısı sabit tutularak dört verici anten içerisinde üç tanesi seçilmiştir. İkinci MIMO benzetiminde dört verici iki alıcı anten için kullanılacak doğrusal uzay-zaman kodu kullanılmıştır. Kod başına gönderilen simge sayısı dördür ($Q = 4$). s_q simgesi aşağıdaki gibi gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılırsa,

$$s_q = \alpha_q + j\beta_q, \quad q = 1, \dots, Q \quad (3.31)$$

A_q ve B_q , saçılım matrisleri olmak üzere ileriki bölümlerde benzetimlerde kullanılacak olan uzay-zaman kodu

$$S_{LDC-MIMO-2} = \sum_{q=1}^Q (\alpha_q A_q + j\beta_q B_q), \quad (3.32)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0.1631 & 0.4045 & 0.4291 & 0.8490 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.3859 & -0.1454 & -0.2994 & 0.1662 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.5122 & -0.5902 & 0.0869 & -1.1001 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1591 & -0.0634 & -0.7296 & 0.2179 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -0.6145 & -0.3652 & 0.6285 & -0.2802 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.2398 & 0.4025 & -0.3637 & 0.1365 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1361 & -1.0297 & -0.2749 & -0.8244 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$B_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.2726 & 0.2308 & 0.6539 & 0.2064 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

olarak tanımlanmıştır. Verici anten seçimi yöntemin kullanıldığı S-PSRC tekniği için mevcut sisteme bir verici anten eklenerek beş verici iki alıcı antenli haberleşme sistemi oluşturulmuştur.

3.10 Örnek Eşdeğer Kanal Matrisi

Bu çalışmada MISO sistem için kullanılan LD kodu için eşdeğer kanal matrisi sistem modelindeki bağıntıya göre aşağıdaki şekilde elde edilebilir. Öncelikle alınan işaret vektörünün birinci bileşeni ile bu birinci bileşenin gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılmış hali

$$y_1 = h_1(\alpha_1) + h_2 \left(\frac{\alpha_2}{\sqrt{2}} - j \left[\frac{\beta_2}{2} \right] \right) \quad (3.41)$$

$$y_{1,R} = \alpha_1 h_{1,R} + \alpha_2 (0.7 h_{2,R}) + \beta_2 (0.5 h_{2,I}) \quad (3.42)$$

$$y_{1,I} = \alpha_1 h_{1,I} + \alpha_2 (0.7 h_{2,I}) + \beta_2 (-0.5 h_{2,R}) \quad (3.43)$$

olur. İkinci alınan işaret ve üçüncü alınan işaret bileşenin kendisi ve elde edilen eşitliğin gerçel ve sanal bölümlerine çözümlenmiş durumu

$$y_2 = h_1 \left(-j \left[\frac{\beta_1}{\sqrt{2}} \right] \right) + h_2 \left(-\frac{\alpha_2}{\sqrt{2}} + j \frac{\beta_2}{\sqrt{2}} \right) + h_3 \left(\alpha_3 - j \left[\frac{\beta_3}{2} \right] \right) \quad (3.44)$$

$$y_{2,R} = \alpha_2(-0.7h_{2,R}) + \alpha_3(h_{3,R}) + \beta_1(0.7h_{1,I}) + \beta_2(-0.7h_{2,I}) + \beta_3(0.5h_{3,I}) \quad (3.45)$$

$$y_{2,I} = \alpha_2(-0.7h_{2,I}) + \alpha_3(h_{3,I}) + \beta_1(-0.7h_{1,R}) + \beta_2(0.7h_{2,R}) + \beta_3(-0.5h_{3,R}) \quad (3.46)$$

$$y_3 = h_2 \left(\alpha_4 + j \left[\frac{\beta_4}{\sqrt{2}} \right] \right) + h_3 \left(-\alpha_3 + j \left[\frac{\beta_3}{\sqrt{2}} \right] \right) \quad (3.47)$$

$$y_{3,R} = -\alpha_3 h_{3,R} + \alpha_4(h_{2,R}) + \beta_3(-0.7h_{3,I}) + \beta_4(-0.7h_{2,I}) \quad (3.48)$$

$$y_{3,I} = \alpha_3 h_{3,I} + \alpha_4(h_{2,I}) + \beta_3(0.7h_{3,R}) + \beta_4(0.7h_{2,R}) \quad (3.49)$$

olarak bulunur. En sonunda dördüncü ve alınan işaret vektörünün son elemanının kendisi ile gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılmış çözümü

$$y_4 = h_1 \left(-\alpha_1 + j \left[\frac{\beta_1}{\sqrt{2}} \right] \right) + h_2 \left(-\alpha_4 - j \frac{\beta_4}{\sqrt{2}} \right) + h_3 \left(j \left[\frac{\beta_3}{2} \right] \right) \quad (3.50)$$

$$y_{4,R} = \alpha_1(-h_{1,R}) + \alpha_4(-h_{2,R}) + \beta_1(-0.7h_{1,I}) + \beta_3(-0.5h_{3,I}) - \beta_4(0.7h_{2,I}) \quad (3.51)$$

$$y_{4,I} = \alpha_1(-h_{1,I}) + \alpha_4(-h_{2,I}) + \beta_1(0.7h_{1,R}) + \beta_4(-0.7h_{2,R}) \quad (3.52)$$

olmaktadır. Tüm bu işlemlerden sonra artık bu LD kodu için kod çözmede kullanılacak eşdeğer kanal matrisi, $\mathcal{H}$:

$$\mathcal{H} = [\mathcal{H}_{1,1} \quad \mathcal{H}_{1,2} \quad \mathcal{H}_{1,3} \quad \mathcal{H}_{1,4}] \quad (3.53)$$

$$\mathcal{H}_{1,1} = \begin{bmatrix} h_{1,R} & 0 \\ h_{1,I} & 0 \\ 0 & 0.7h_{1,I} \\ 0 & -0.7h_{1,R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -h_{1,R} & -0.7h_{1,I} \\ -h_{1,I} & 0.7h_{1,R} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$\mathcal{H}_{1,2} = \begin{bmatrix} 0.7h_{2,R} & 0.5h_{2,I} \\ 0.7h_{2,I} & -0.5h_{2,R} \\ -0.7h_{2,R} & -0.7h_{2,I} \\ -0.7h_{2,I} & 0.7h_{2,R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$\mathcal{H}_{1,3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ h_{3,R} & 0.5h_{3,I} \\ h_{3,I} & -0.5h_{3,R} \\ -h_{3,R} & -0.7h_{3,I} \\ -h_{3,I} & 0.7h_{3,R} \\ 0 & 0.5h_{3,I} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

$$\mathcal{H}_{1,4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ h_{2,R} & -0.7h_{2,I} \\ h_{2,I} & 0.7h_{2,R} \\ -h_{2,R} & 0.7h_{2,I} \\ -h_{2,I} & -0.7h_{2,R} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

olduğu denklem sisteminden elde edilmektedir.

3.11 Sonuç

Bu bölümde doğrusal saçılım kodları tanıtılmıştır. Bu kodlara ilişkin genel bilgiler ile uzay-zaman kod sözcüğü biçimi verilmiştir. Doğrusal saçılım kodları ile iletişimin gerçekleşmesi için sistem modeli ile kod tasarım ilkeleri ele alınmıştır. Ayrıca kod çözme için yapılan LD kod ayrıştırma yöntemi verilmiştir. Son bölümde MISO ve MIMO haberleşme sistemleri için yapılmış olan benzetimlerde kullanılan benzetim

düzenekleri verilmiştir. MISO sistem için kod çözme bölümünde anlatılmış eşdeğer kanal matrisinin elde ediniimi anlatılmıştır.

4. VERİCİ ANTEN SEÇİMİ

Bu bölümde, seçmeli anten başına hız kontrolünde anlatılacak konuların daha iyi anlaşılması için verici anten seçimi konusu ele alınmıştır. Uzak çeşitlemesi (anten çeşitlemesi) verici ve alıcının her ikisinde ya da sadece birisinde, birden fazla anten kullanılarak sağlanmaktadır. Sistem maliyeti açısından gezgin birime birden çok anten yerleştirmektense baz istasyonunda anten çeşitlemesi yapmak daha elverişlidir [4]. Sadece vericide anten çeşitlemesi yapılmasına iletim çeşitlemesi denilmektedir. MIMO sistemler bit hata oranları ve kanal kapasitesi üzerinde her ne kadar olumlu etkiler getirirse de bu kazancın yanında verici tarafındaki donanıma olarak ek bir maliyete neden olmaktadır. Bu maliyeti düşürmek ve aynı zamanda MIMO sistemlerin meydana getirdiği çok sayıda avantajı bir araya getirmek, verici anten seçimi denilen teknikle mümkündür.

4.1 Verici Anten Seçimi Sistem Modeli

MIMO sistemlerde pahalı anten elemanları kullanmadan, bunlar içerisinde sadece en iyi altkümü seçerek maliyeti azaltmak ve hata başarımını arttırmak için verici anten seçimi yöntemi kullanılır [21]. Bu sayede belirli sayıda pahalı RF (radio frequency) sinyal zincirlerine (Analog-Dijital dönüştürücüler, düşük gürültü yükselticiler (low noise amplifiers), alçak dönüştürücüler (downconverters), filtreler vb.) gereksinim olmaktadır. Anten seçimi ya da anten altküme seçimi adı verilen yöntem ile yüksek dereceli MIMO sistemlerin karmaşıklık külfeti de azalmaktadır [31]. Uzak-zaman blok kodlama ile ileriki bölümlerde tanıtılacak olan hata başarımını en iyileyici verici anten seçiminin beraber kullanılmasıyla sönümlenme etkisi daha da azalmakta ve hata başarımında artış sağlanmaktadır [20].

n_K , toplam verici anten sayısı olan n_T tane verici anten içerisinde seçilen anten/antenlerin sayısıdır. Alıcı anten sayısı n_R antenden oluşan çok antenli haberleşme sisteminde, alınan ve iletilen sinyal bağıntısı,

$$y = \sqrt{\frac{\rho}{n_K}} H_p s + n \quad (4.1)$$

olur. Burada $y \in \mathcal{C}^{n_R}$ olacak şekilde alınan karmaşık sinyal vektörü, $s \in \mathcal{C}^{n_K}$ iletilen karmaşık sinyal vektörüdür. $H_p \in \mathcal{C}^{n_R \times n_K}$ olacak şekilde sistemin kanal kazanç matrisidir. Verici anten seçiminden sonra elde edilen kanal matrisi H_p 'nin bağımsız Gauss dağılımlı sıfır ortalamalı ve birim varyanslı $CN(0,1)$ elemanları olduğu düşünülür. ρ , verici anten sayısından bağımsız olan toplam işaret-gürültü oranı (SNR)'dır. $n \in \mathcal{C}^{n_R}$ sıfır ortalamalı, N_0 varyanslı, karmaşık Gauss dağılımlı ($CN(0, N_0)$) toplanır gürültüdür. $n_K \times n_T$ vericili ve alıcılı sistem için H_W kanal zayıflatma ya da transfer matrisinin elemanları h_{ij} , $1 \leq j \leq n_K$, $1 \leq i \leq n_R$ olmak üzere

$$H_p = \begin{pmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \cdots & H_{1,n_K} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \cdots & H_{2,n_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n_R,1} & H_{n_R,2} & \cdots & H_{n_R,n_K} \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

olarak yazılabilir. Buna göre her verici anten altkümeleri $p_i = \{Ant_1, \dots, Ant_{n_K}\}$ olarak ifade edilir. Örneğin $p = \{2,4,5\}$ göstermektedir ki verici anten seçimi algoritmasından çıkan kararlar veri iletimi için vericinin ikinci, dördüncü ve beşinci antenleri seçilmiştir. Tüm olası verici anten seçim sayısı,

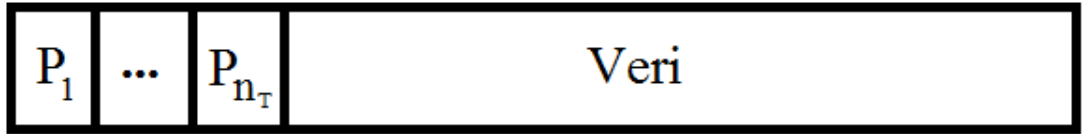
$$VASS = \binom{n_T}{n_K} = \frac{n_T!}{n_K! (n_T - n_K)!} \quad (4.3)$$

olmak üzere tüm altkümeler $\Omega = \{p_1, \dots, p_{VASS}\}$ 'dir. Mevcut sistemlerdeki verici anten seçiminde, pilot işaretler yollanarak alıcı tarafında geri besleme ile iletim kanalları ya da iletişimde kullanılacak verici antenler hakkında bilgi alınmaktadır. Eğer kanal katsayıları geri besleme ile gönderiliyorsa verici anten seçimi, verici tarafında yapılacak demektir. Eğer kullanılacak anten bilgisi geri besleme ile gelmişse, alıcı tarafında verici anten seçimi yapılmış demektir. Verici anten seçiminin kullanılabilmesi için geri beslemenin olması şarttır. Geri besleme mümkün olduğu kadar az veri biti, sıfır gecikme ve hatasız kanal üzerinden gönderildiği varsayılır [32]. Şekil 4.1'de T simge periyodu boyunca iletilen çerçeve yapısı

gösterilmektedir [33]. Her çerçevede kanal kestirimi için öncelikli olarak pilot simgeler gönderilir. Daha sonra bunları veri dizisi takip eder.

$1 \leq i \leq n_T$ olmak üzere P_i , pilot simgeleri verici antenlerin her birinden ayrı zaman dilimlerinde gönderilirler. Gönderim birinci antenin P_1 'i iletiminden başlar ve n_T . antenin P_{n_T} 'i iletilmesiyle sona erer. Bu sayede alıcı her çerçevenin başlangıcından itibaren pilot simgelerden yararlanarak her verici anten için kanal zayıflatma katsayılarının kestirimini yapar.

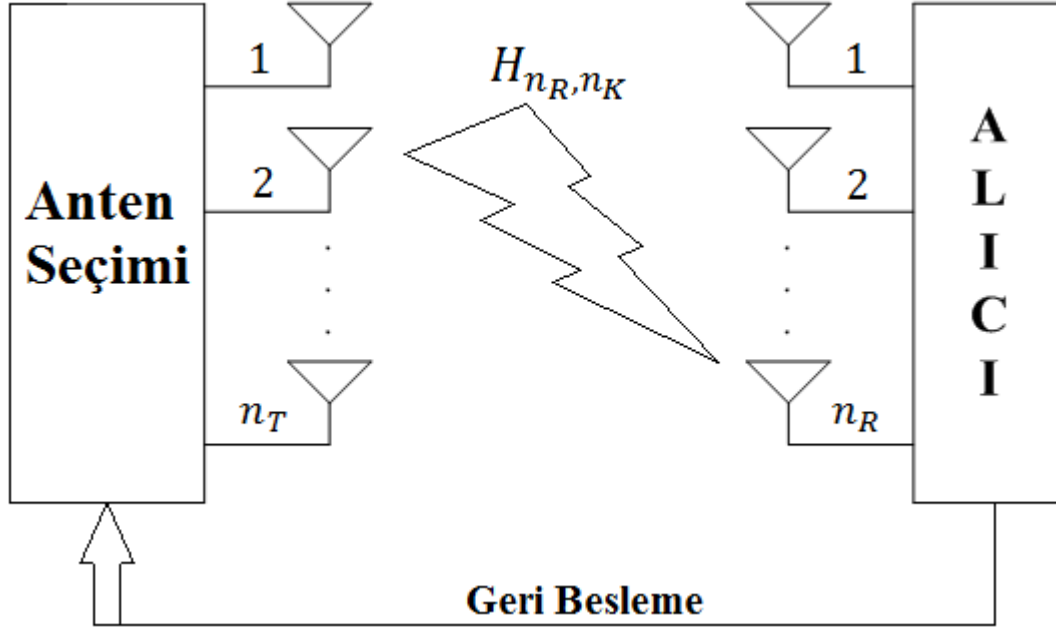
Pilot Semboller



Şekil 4.1 : Çerçeve yapısı.

Bir çerçevede bloğu içindeki toplam pilot simge sayısı, deneme (training) uzunluğu olarak adlandırılmaktadır. Alıcıda kanal tahmini pilot simgeler üzerinden yapılmaktadır [34]. Alıcı antenden verici antene kanal zayıflatma katsayıları gönderilebileceği gibi hangi vericilerden gönderim yapılması isteği de direkt olarak gönderilebilir. Eğer hangi verici anten/antenlerden iletim yapılacağı bilgisi gönderilecekse, bu komut verici altkümelerine atanan indislerin içerisinde, vericide tanımlı seçim algoritmasına göre birinin seçilip, gönderilmesiyle gerçekleşir [31]. Literatürdeki araştırmalardan alınarak oluşturulan bu çalışmada tanıtılan sistemde, kanal sönümlemesinin yavaş değiştiği, bir çerçeve boyunca sabit kaldığı (quasi-static olduğu) kabul edilmiştir. Ayrıca kanal durum bilgisinin mevcut olduğu ve geri besleme bilgilerinde hata ve gecikme olmadığı varsayılmaktadır [32]. Verici anten seçimi yönteminin blok şeması Şekil 4.2'deki gibi verilebilir. Öncelikle veri bitleri modüle edilirler. Daha sonra açıkça görüldüğü gibi iletilecek işaretler, alıcı tarafından geri besleme yardımı ile alıcı ya da verici tarafında belirlenmiş verici antenler gönderilirler. Alıcı anten tarafında alınan işaretler demodüle edilerek çözülürler. Hibrit Otomatik Tekrarlama Talebi (Hybrid Automatic Repeated reQuest, HARQ) yöntemi [35] kullanılan haberleşme sistemlerinde geri besleme verisiyle beraber döngüsel artıklık denetimi (Cyclic Redundancy Check, CRC) kontrolünden karar verilen, anlaşıldı (Acknowledged, ACK) ve anlaşılmadı (Not Acknowledged, NACK) mesajları da gönderilir. Eğer NACK dönülmüşse eski bilgi bloğu tekrar

gönderilir, süreç ACK mesajı alınıncaya kadar devam eder. Geri besleme mesajı ACK is yeni veri bloğu iletilmeye başlanır.



Şekil 4.2 : Verici anten seçimi yönteminin blok şeması.

4.2 Verici Anten Seçimi Yöntemleri

Günümüze kadar verici anten seçimi konusuna birçok araştırma yapılmış ve bunun yanında birçok verici anten altkümesi seçme algoritması önerilmiştir. Bütün bu algoritmaların ortak tarafı anten sayısının artmasıyla işlem karmaşıklığının artmasıdır. Bu bölümde anlatılan tüm methodlarda tam ve mükemmel kanal bilgisine sahip olduğu varsayılmaktadır. Genellikle günümüze kadar yapılan verici anten seçimi çalışmaları ya sığayı en yükseltme [2] ya da ikili hata olasılığını (Pairwise Error Probability, PEP) en düşürmektedir [20]. PEP ya da $P(x, \hat{x})$, vericiden veri dizisi olarak $x = (x_1, x_2, \dots, x_L)$ gönderildiği halde, bunun kod çözücünde $x = (\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_L)$ olarak alınma olasılığı demektir. E_s her verici antenden simge başına enerji, $Q(x)$ tamamlayıcı hata fonksiyonu olmak üzere, H_w kanal matrisi için PEP [34] aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$P(x, \hat{x}|H_s) = Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0} \sum_{t=1}^L \|H_s(x_t - \hat{x}_t)\|^2} \right) \quad (4.4)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} x^{-t^2/2} dt \quad (4.5)$$

4.2.1 Norm temelli yöntem

En yüksek norma göre verici anten seçiminde bulunma yönteminin akla gelen ilk çıkış kaynağı, alıcıdaki SNR değerini en büyük değere ulaştırma, anlık hata olasılığı değerini en küçük yapma düşüncesidir [20]. En basit ve karmaşıklığı en az olan verici anten seçimi yöntemidir. Norm temelli verici anten seçimli haberleşme sisteminde seçim algoritması n_T verici anten arasından, H matrisinde en yüksek Frobenius normunu $\| \cdot \|_F$, veren anten altkümelerini seçmektir [33].

$$C_j = \sum_{n=1}^{n_R} |h_{i,j}|^2 \quad (4.6)$$

$j = 1, 2, 3, \dots, n_T$ ve h_{ij} , $H_{n_R \times n_T}$ kanal matrisinin j . sütunudur. Eğer n_T alıcı antenden n_K tane verici anten seçilecekse, bütün alt kümelerin ifade edildiği R kümesi içerisinde alınacak olan r kümesinin seçimi için kullanılacak r_{norm} ,

$$r_{norm} = \arg \max_{r \in R} \{C_j\} \quad (4.7)$$

olarak ifade edilir. Örnek verilecek olunursa, dört verici antenli bir haberleşme sisteminden iki verici anten seçilmesi durumunda $R = \{ [1,2], [1,3], [1,4], [2,3], [2,4], [3,4] \}$ olur ve r , R kümesinin elemanlarından sadece birisidir. r_{norm} ise Frobenius normu en büyükleyen verici anten kümesini aramak için kullanılmaktadır. r_{norm} 'lar içerisinde istenildiği anten sayısı kadar en büyük değeri veren antenlerden iletim yapılır.

4.2.2 Ortak bilgiyi en iyileştiren yöntem

Bu yöntem anlık ortak bilgi temelli bir yöntemdir. Ortak bilgiyi en iyileyen verici anten seçimi yöntemine göre bütün mümkün altkümeler içerisinde, alıcı ve verici arasında en yüksek karşılıklı bilgiyi veren vericiler seçilir [21]. [36]'da gösterilmiştir ki bu yöntemle elde edilen çeşitleme derecesi, tüm antenlerden iletim yapılarak elde edilen çeşitleme derecesiyle aynıdır. Toplam gücün tüm verici antenlere eşit olarak paylaştırıldığı düşünülürse buna göre kanalın karşılıklı ortak bilgisi,

$$C_{ortak}^{(r)} = \max \left\{ \log_2 \left(I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H_{n_R, n_K}^{(r)} (H_{n_R, n_K}^{(r)})^H \right) \right\} \quad (4.8)$$

olur [37]. $(.)^H$, Hermisyan evriğini ifade etmektedir ve anten altkümesi şu şekilde seçilmektedir.

$$r_{obilgi} = \arg \max_{r \in R} C^{(r)} \quad (4.9)$$

Tüm $H_{n_R \times n_T}$ altmatrisleri içerisinde ortak bilgiyi en büyükleyen r_{obilgi} sütunları seçilerek kullanılır.

4.2.3 Özdeğer (Eigenvalue) temelli yöntem

Kanal matrisinin özdeğerleri içerisinde en küçüğünün alındığı yöntemdir. $H_{n_R, n_K}^{(r)} (H_{n_R, n_K}^{(r)})^H$ 'nin en küçük özdeğerini almak sistem başarımına en büyük etkiyi yapmıştır [38].

Yöntem 1: Bu yöntem en küçük özdeğerler içerisinde en büyüğü seçmeye dayalıdır.

$$r_{öd} = \arg \max_{r \in R} \min_{n=1, \dots, N} \min_i \lambda_i^{(r, n)} \quad (4.10)$$

λ_i , $H_{n_R, n_K}^{(r)} (H_{n_R, n_K}^{(r)})^H$ matrisinin i . özdeğeridir. $r_{öd}$ sütunlarının seçimi $H_{n_R \times n_T}$ matrisinin tüm alt kümeleri içerisinde en küçük öz değere sahip olanın alınmasıyla olur.

Yöntem 2: Bu algoritmada verici anten seçimi en küçük öz değerlerin en büyük öz değerlere oranlarının en büyüğünün alınmasıyla olur [38]. Temel anlamda bu oran $H_{n_R \times n_T}$ 'nin bütün özdeğerlerinin açılım derecesinin bir göstergesidir. Düşük açılım, yüksek oran anlamına gelir yani kanal durumu daha iyidir [39]. Bu yöntem aşağıdaki gibi ifade edilebilir [39].

$$r_{öd} = \arg \max_{r \in R} \frac{\min_{n=1, \dots, N} \min_i \lambda_i^{(r, n)}}{\max_{n=1, \dots, N} \max_i \lambda_i^{(r, n)}} \quad (4.11)$$

$\lambda_i, H_{n_R, n_K}^{(r)} (H_{n_R, n_K}^{(r)})^H$ matrisinin i . özdeğeridir. $r_{\text{öd}}$ sütunlarının seçimi $H_{n_R \times n_T}$ matrisinin tüm alt kümeleri içerisinde en küçük öz değere sahip olanın alınmasıyla olur.

4.2.4 Hata başarımı en yüksek seçim

Bu yöntemde her kanal matrisi için başarılı veri iletim oranını en büyükleyen ya da bit hata olasılığını en küçükleyen verici alt kümesi seçilir. Veri gönderilmeden önce sanki gönderilmiş gibi benzetim hesapları yapıp, en düşük bit hata oranı veren verici antenlerden gönderim yapılır.

$$r_{\text{hbeys}} = \arg \min_{r \in R} (BER)^{(r)} \quad (4.12)$$

r_{hbeys} sütunlarının seçimi $H_{n_R \times n_T}$ matrisinin tüm alt kümeleri içerisinde en yüksek doğru veri gönderimine sahip olanların alınmasıyla olur.

4.2.5 SINR temelli seçim

Bu yöntemde pilot sinyaller gönderilerek elde edilen her verici antene ilişkin işaret bölü girişim artı gürültü oranı (signal to interference plus ratio, SINR) kullanarak verici anten seçiminde bulunur. Buna göre en yüksek SINR'a sahip verici anten altkümesi

$$r_{\text{SINR}} = \arg \max_{r \in R} \{SINR\} \quad (4.13)$$

olarak seçilir.

4.2.6 Kanal sığasını en büyükleyen seçim

Sığa ölçütüne göre verici anten seçme algoritması en yüksek kanal sığası veren verici anten alt kümesi seçmektedir. Optimum anten seçimi algoritmalarında, sisteme en yüksek sığayı veren verici antenlerin bütün olası aday alt kümelerinin ayrıntılı bir şekilde araştırılması gerekir. Sistem sığası (4.14) ile gösterilir [37]:

$$C_{\text{optimum}}^{(r)} = \max \left\{ \log_2 \det \left(I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H_{n_R, L}^{(r)} (H_{n_R, L}^{(r)})^H \right) \right\} \quad (4.14)$$

Verici antenlerin optimum bir şekilde seçimi için, bütün kanal matrisinin bilinmesini gerektirir. Deneme dizisinin sonunda en iyi n_K anten seçilir. Böylelikle ilave RF

bloklarına gerek kalmadan seçim yapılmış olunur, spektral verimlilikte ve sistem sığasında artış sağlanır [32]. Kanal sığasını en büyükleyen verici anten seçimi yöntemine dayalı algoritmaların hesap karmaşıklığı fazladır [20].

4.2.7 Kademeli eleme yöntemi

Kademeli verici anten eleme yöntemiyle Gorokhov [40], alt optimal anten seçimi metodunu önermiştir. Bu tasarıda ana düşünce, verici antenlerin sırayla elenmesidir (H matrisinin sütun kısmı). Böylece her işlem sonunda tek bir H sırası çıkarılacak ve kapasitede çok az bir kayıp olacaktır. Aşağıdaki denklem yaptığı hesaplamalara göre p . antenin çıkarılmasını sağlayacaktır.

$$p = \arg \min_p H_p \left[I_{n_R} + \frac{\rho}{n_T} H H^H \right]^{-1} H_p^H \quad (4.15)$$

H_p , H 'ın p . sütununu göstermektedir. Bu eleme adımları $n_T - n_K$ kere tekrar etmektedir. Her adımda, H kanal matrisi seçilen alıcı antenlerin p . sütunu hariç, güncellenmek zorundadır. Ayrıca iterasyonlar boyunca H , bir önceki adımda silinen alıcı antenlerin denk geldiği sütun haricindeki alt matrislerle değiştirilmelidir. Verimli olarak süreci tamamlayabilmek için, matris tersi işlemi için çok hızlı güncellemeye ihtiyaç vardır. Bu tasarım matris basitleştirmeye dayanmaktadır. Hesaplamayı basitleştirmek için en iyi matris ilişkisi sağlanmalıdır.

4.2.8 Genetik algoritma ile verici anten seçimi

Genetik mühendisliği disiplini içersindeki genetik algoritma (genetic algorithm), [41] ile verici anten seçimine uygulanmıştır. Buna göre öncelikle problem için çözümlerin genetik temsili oluşturulur. Çözümlerin başlangıç popülasyonunu oluşturacak bir yöntem belirlenir. Çözümleri uygunluk açısından değerlendirmeye tabii tutacak değerlendirme fonksiyonu yani çevreye ihtiyaç vardır. Genetik kompozisyonu değiştirecek operatörler belirlenir. Kontrol parametrelerinin değerleri (popülasyon büyüklüğü, operatörleri uygulama ihtimalleri vs.) oluşturulur. Bireylerin başlangıç popülasyonu rastgele veya buluşsal olarak üretilir. Nesil olarak bilinen her evrimsel adımda, şu anki popülasyondaki bireylerin kodu çözülmüştür ve önceden tanımlanmış bazı kalite kriterine göre değerlendirilmektedir. Bu kalite kriterine uygunluk fonksiyonu denir. Kanal kapasitesinin iki ayrı terim içerdiği görülmektedir.

Eğer ikinci terimin en yüksek değeri bulunursa, maksimum kanal kapasitesi bulunmuş olur, bu da bir birey için değerlendirme fonksiyonu olarak sayılır.

$$C(H) = \sum_{i=1}^k \log_2 \sigma_i^2 = \log_2 \left(\prod_{i=1}^k \sigma_i^2 \right) \quad (4.16)$$

k burada her verici anten altkümesi için oluşturulmuş kanal sığası matrisinin rankı, σ_i ise tekil değer ayrışımıdır (singular value decomposition, SVD). Genetik algoritma optimizasyonu için yaklaşık bir uygunluk fonksiyonu gerekir ve (4.16) kullanılarak elde edilir.

$$F(H_p) = \frac{C(H_p)}{\sum_{p=1}^P C(H_p)} \quad (4.17)$$

P popülasyon büyüklüğü, H_p de p . birey yani verici antendir. Başlangıçtan sonra, seçim, çaprazlama ve mutasyon olayları sırayla gerçekleşir. Sonuç olarak hemen hemen optimum bir seçim yapılabilir [41]. Genetik algoritma, kanal kapasitesini arttırmak için verici anten seçiminde kullanılmıştır. Optimum sonuca yakın sonuçlar üretildiği gözlenmiştir. Genetik algoritma, iyi yani, en iyi çözüme yakın çözümleri araştırır ve bu işlemi en iyi sonucu bulmayı garanti etmeksizin makul hesaplama maliyeti ile yapar.

4.2.9 Hızlı Seçim Algoritmaları

Bu algoritmalar farklı anten elemanlarındaki sinyallerin ilişki ve karşılıklı bilgi miktarına bağlı olarak yapılan seçimlerdir [42]. İlişkiye bağlı seçimlerde yüksek ilişki değerlerine sahip kanal zayıflatma katsayı matrisinin sütunları elenir. Böylece en düşük ilişkisiz (uncorrelated) değerleri kalır. Seçim yöntemlerine dayanılarak Gram-Schmidt tabanlı, Gerschgorin Daireleri (G-Daireleri) tabanlı vb. hızlı algoritmalar oluşturulmuştur [42].

4.3 Sonuç

MIMO sistemlerde sistem maliyetini azaltmak ve iletim kalitesini arttırmak için uzay-zaman blok kodlarıyla verici anten seçme tekniğinin kullanılması etkin bir yaklaşımdır. Bu bölümde verici anten seçimi metodu anlatılarak, artan verici sayısına paralel olarak hata olasılığı performansı için giderek artan iyileşmeler sağladığı

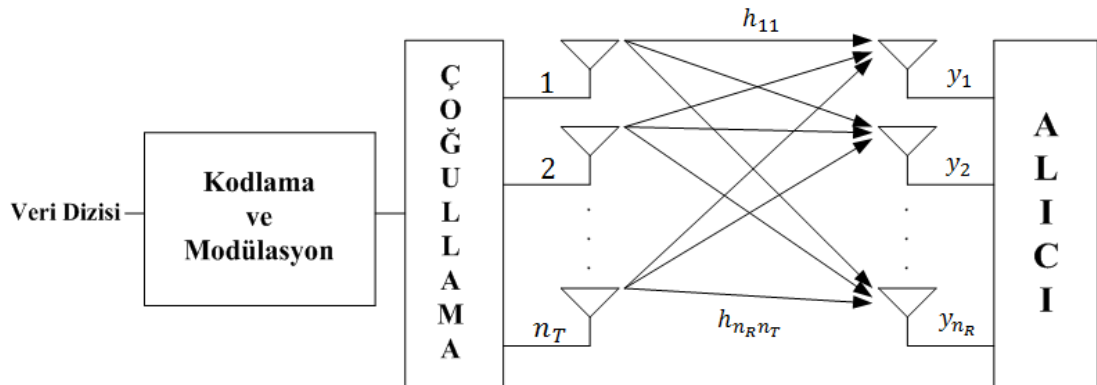
anlatılmıştır. Vericideki kodlama ve alıcıdaki çözme işlemlerinde herhangi bir karmaşıklık artışına sebep olmadan mevcut kodları ve modülasyonları koruyarak elde edilmiştir. Vericide optimum anten seçiminin bedeli, kanal durum ya da kullanılacak verici anten bilgisinin bir geri besleme yardımıyla alıcıdan vericiye iletilmesine duyulan gereksinimdir. Sisteme, verici anten seçimi metodunun dışındaki uygulamaların getireceği işlem karmaşıklığı düşünüldüğünde, tolere edilebilir eklemeler yaparak bu metod uygulanabilmektedir. Böylece hem uzay-zaman kodlarının sağladığı çeşitlilik ve kod kazancından hem de verici anten seçimi yönteminin sağlamış olduğu hata başarımlarından faydalanılmaktadır. Bu kazanımları düşünüldüğünde verici anten seçimi metodu hata başarımlarını iyileştirmek ve maliyeti azaltmak için oldukça iyi bir yöntemdir [21].

5. ANTEN BAŞINA HIZ KONTROLÜ ve SEÇMELİ ANTEN BAŞINA HIZ KONTROLÜ

Bu bölümde anten başına hız kontrolü (per-antenna rate control, PARC) ve seçmeli anten başına hız kontrolü (selective per-antenna rate control, S-PARC) tekniği anlatılacaktır. Öncelikle sabit veri hızına sahip haberleşme sistemleri verilerek daha sonra uyarlanabilir veri hızına olanak sağlayan PARC ve S-PARC teknikleri tanıtılacaktır.

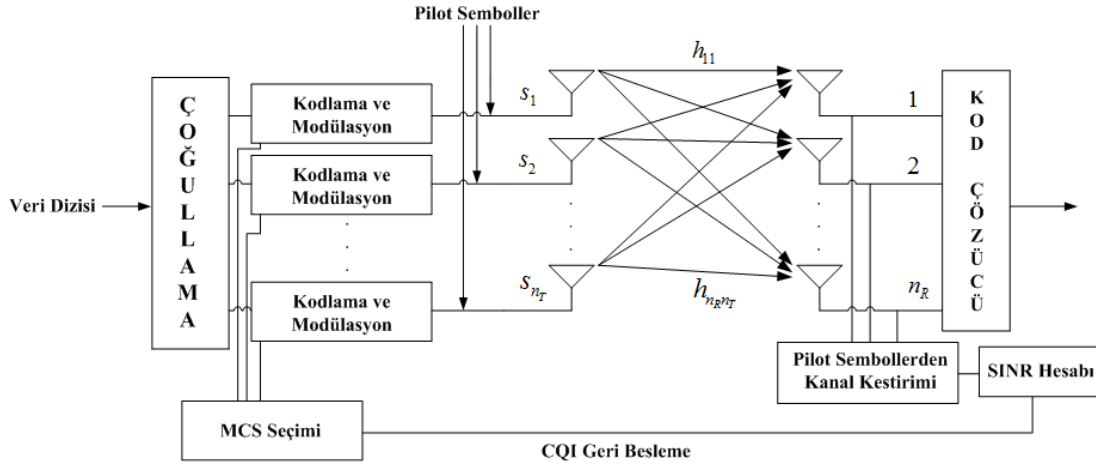
5.1 PARC Sistem Modeli

Veri akışını yüksek hızlarda sağlamak için kanal geri beslemeli ya da beslemesiz MIMO, MISO teknikleri kullanarak uzaysal çoğullama yapmak, işaret kümesi fazla olan yüksek modülasyonlar kullanmak gibi yaklaşımlar vardır. Tüm olası senaryolar düşünüldüğünde tek bir yöntemin her durumda diğerlerinden daha başarılı olduğunu söylemek zordur. En çok arzulanan haberleşme sistemleri, her türlü anten sayısı yapılandırmasıyla çalışan ve iyi bir hata başarımı veya yüksek veri iletim hızı sağlayan gürbüz sistemlerdir. Genellikle çoklu antenli haberleşme yöntemlerinde, çeşitleme ve/veya uzaysal çoğullama tercihindan bağımsız olarak bütün antenler, eşit hızda veri göndermektedirler. Şekil 5.1’de gösterildiği üzere sabit veri hızlı haberleşme yöntemlerinde iletim yapılacak veri, sabit bir modülasyon türü seçilerek modüle edildikten sonra verici antenlere çoğullanarak gönderilir [43].



Şekil 5.1 : Sabit veri hızlı MIMO haberleşme sistemi.

Sabit veri hızında çalışan sistemlerin kanal sığasının, verici antenlerin veri hızları bağımsız olarak ayarlanarak arttırılabileceği gösterilmiştir [38]. Bu metoda 2002 yılında literatürde ilk defa Lucent firması tarafından anten başına hız kontrolü (per-antenna rate control, PARC) adı verilmiştir [17]. Şekil 5.2’de PARC sistem modeli verilmiştir.



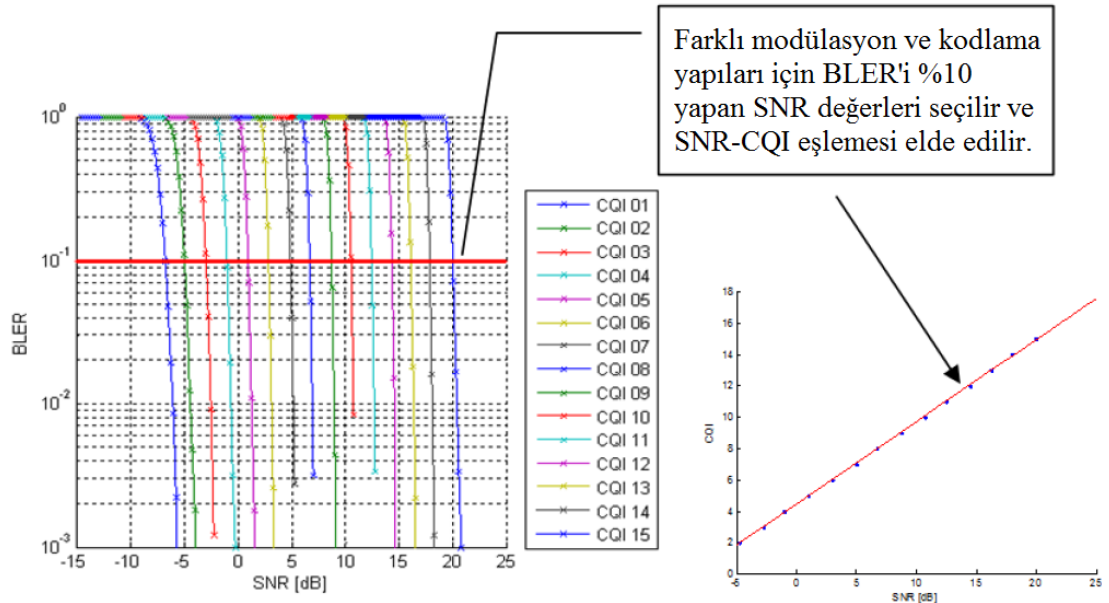
Şekil 5.2 : PARC tekniği sistem modeli.

PARC tekniğini anlatmadan önce matematiksel sistem modelinin verilmesi faydalı olacaktır. Y , $n_R \times 1$ boyutlu karmaşık gürültülü alınan işaret vektörü

$$Y = HS + n \quad (5.1)$$

olarak ifade edilir. H boyutu $n_R \times n_T$ olan, Gauss rastlantı değişkenlerinden oluşan karmaşık sıfır ortalamalı birim varyansa sahip $CN(0,1)$ kanal zayıflatma matrisidir. S , $n_T \times 1$ boyutlu iletilen mesaj dizisidir. n ise $n_R \times 1$ boyutlu $CN(0, N_0)$ olasılık dağılım işlevine sahip gürültü matrisidir. PARC yöntemi temelinde hız kontrolü için alıcı tarafında gönderilen, kanal kalitesi göstergelerinden (channel quality indicator, CQI) yararlanarak verici antenlerden değişken hızlarda veri gönderme esasına dayanır. CQI verisinden önce SINR elde edinim metodunu anlatmak gerekir. Çünkü en basit anlamıyla CQI, SINR değerlerinin bir indise eşleştirilmiş halidir. PARC sisteminde SINR hesabı yapmak için, Şekil 5.2’den görüldüğü üzere pilot simgelerden elde edilen kanal katsayıları ve çözülmüş simgeler kullanılır [44]. SINR hesabında kanal kestirimi operasyonunda genellikle en küçük ortalamalı karesel hata (minimum mean square error, MMSE) kanal kestirimi yöntemi kullanılır. Eşlemelerin elde edilmesinde SISO sistemden faydalanılmaktadır. SISO sistemde

farklı kodlama ve modülasyon yapıları uygulanarak çerçeve hata oranı (frame error rate, FER) ya da blok hata oranı (block error rate, BLER) %10'un altında olan SINR değerleri CQI verisi olarak eşlenir (SINR-CQI mapping). FER ya da BLER'in %10'un altında olması şartnamesi üçüncü nesil ortaklık projesinde (3rd generation partnership project, 3GPP) belirlenmiş bir standarttır ve literatürdeki çalışmalarda yapılan gerçeklemlerde ve benzetimlerde, bu çalışmada olduğu gibi çoğunlukla %10 oranı kullanılmaktadır. [45]'den alınan örnek bir SINR-CQI eşlemesi Şekil 5.3'de görülmektedir. SISO sistemde kullanılan ve FER ya da BLER'i %10'un altında tutan modülasyon ve kodlama türü modülasyon ve kodlama yapısı (modulation and coding scheme, MCS) olarak adlandırılır. Elde edilen veriler bir tabloda toplanarak, sisteme uygulanacak modülasyon ve kodlama yapısı tablosu (MCS table) elde edilir. PARC sisteminde, geri besleme ile gelen CQI verisine bakarak eşlenmiş modülasyon ve kodlama türünü kullanır. Verici tarafında girişim ihmal ediliyorsa SINR yerine SNR kullanılır. Eğer ihmal edilmiyorsa CQI'dan SNR'a tekrar eşleme (CQI-SNR mapping) yapılır. Bu yüzden CQI değerine eşleme yapılacak SINR ya da SNR anahtarlama (switching) eşikleri veri hızı kontrolü için çok önemlidir. [19]'dan alınan örnek bir MCS tablosu Çizelge 5.1'de verilmiştir. Çizelge 5.1'de görüldüğü gibi PARC literatüründe MCS tablosundaki her modülasyon ve kodlama çiftine mod'da denilmektedir.



Şekil 5.3 : AWGN kanalda örnek bir SINR-CQI eşlemesi [45].

Anahtarlama eşiği Çizelge 5.1’de verildiği üzere verilen FER hedefini sağlayacak modülasyon ve kodlamanın gerekli olduğu minimum SNR değeridir. Tabloda SINR yerine SNR yazmasının nedeni daha önce belirtildiği gibi benzetimlerde girişimin ihmal edilmesinden dolayıdır. Çizelge 5.1 için 2.440308727 dB’lik SNR 1/3 kod hızlı QPSK’dan 1/2 kod hızlı QPSK’ya geçmek üzere bir anahtarlama noktasıdır. PARC sisteminde yapılacak seçim ya da modülasyon ve kodlama birleşimi tasarlavıcı tarafından belirlenmektedir. Tasarlama amacına bağlı olarak seçim sayısı arttırılıp, azaltılabilir. Bunun sebebi karar verme mekanizmasının alıcı da yapıldığı tasarımlarda en iyi modülasyon ve kodlamayı seçmenin yanı sıra geri besleme ile gönderilecek indis bitlerinin sayısını azaltmaktır. 64 veya daha az seçeneğe sahip sistemde iletim zaman aralığı (transmission time interval, TTI) başına 6 bit yeterlidir.

Çizelge 5.1 : SISO için örnek bir MCS tablosu [19].

İndis	Modülasyon	Kodlama Oranı	SNR (FER: 0.01)
CQI1/MOD1	QPSK	1/3	0.17581971
CQI2/MOD2	QPSK	1/2	2.440308727
CQI3/MOD3	QPSK	2/3	4.506433523
CQI4/MOD4	QPSK	3/4	5.626391847
CQI5/MOD5	QPSK	5/6	6.760974467
CQI6/MOD6	16-QAM	1/3	4.788833523
CQI7/MOD7	16-QAM	1/2	7.475610464
CQI8/MOD8	16-QAM	2/3	10.2089833
CQI9/MOD9	16-QAM	3/4	11.63725295
CQI10/MOD10	16-QAM	5/6	12.89182955
CQI11/MOD11	64-QAM	1/3	8.410510464
CQI12/MOD12	64-QAM	1/2	11.90465295
CQI13/MOD13	64-QAM	2/3	15.21066756
CQI14/MOD14	64-QAM	3/4	16.82026298
CQI15/MOD15	64-QAM	5/6	18.42981204

MCS tablosuna göre antenlerden farklı modülasyon tiplerinde gönderilen simgelere V-BLAST tekniğinde olduğu gibi ardışıl girişim iptali (successive interference cancellation) yöntemi uygulanır [29]. Alıcıya en yüksek güç ile gelen simge ZF ya da MMSE ile ilk önce çözülür. Buna göre

$$P_{s_1} = |h_{1,1}|^2 + \dots + |h_{n_R,1}|^2 \quad (5.2)$$

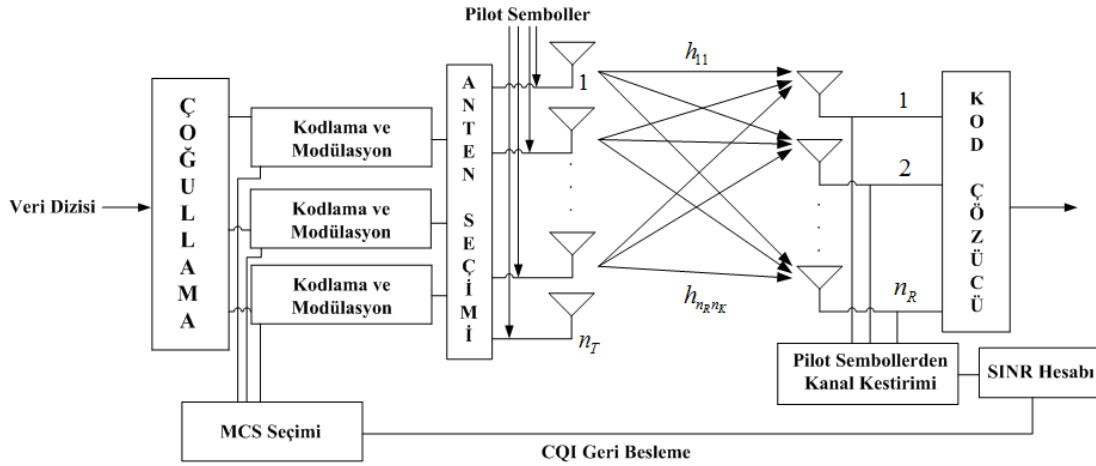
$$P_{s_2} = |h_{1,2}|^2 + \dots + |h_{n_R,2}|^2 \quad (5.3)$$

$P_{s_1} > P_{s_2}$ ise s_1 öncelikli olarak çözülür. Kod çözümü gerçekleştirildikten sonra alınan vektörden çözülen simge çıkarılır ve bir sonraki en yüksek değere sahip simgenin çözümüne başlanır. En son embolün de çözülmesiyle kod çözüm işlemi sonlandırılır.

5.2 S-PARC Sistem Modeli

Çoklu verici antene sahip haberleşme sistemlerinde hata başarımını verici anten seçimi yöntemini kullanarak daha da arttırabiliriz [20]. Bu teknik ile tüm vericilerden alıcılara giden kanallardan işaret zayıflatması en az olanlar seçilir ve bu seçilen vericilerin alıcılara oluşturduğu kanallar üzerinden veri iletimi yapılır [21]. Anten seçimi için birçok yöntem vardır. Bu yöntemler 4. Bölümde tanıtıldığı üzere Norm temelli yöntem, ortak bilgiyi en iyileştiren yöntem, özdeğer (eigenvalue) temelli yöntem, hata başarımı en yüksek seçim, SINR temelli yöntem, kanal sığasını en büyükleyen seçim, kademeli eleme yöntemi, genetik algoritma ile verici anten seçimi ve hızlı seçim algoritmalarıdır. Bu yöntemler içerisinde S-PARC için en çok kabul görmüş olanı SINR temelli yöntemdir. Çünkü PARC sisteminde anlatıldığı üzere pilot simgelerin gönderimi ile geri besleme yoluyla hali hazırda gelmesi gereken SINR verisi bu sayede hem anten seçimi için kullanılmış olacak hem de antenlerden gönderilecek simgelerin hangi işaret kümesi ile modüle edilmesinin belirlenmesinde etkin rol oynayacaktır. Sadece SINR verisinin gönderilmesinin yeterli olmasıyla geri besleme ile gönderilmesi gereken veri miktarında artış olmayacaktır. Bu yöntemeye dayalı Şekil 5.4'te gösterilen PARC yöntemi ile bütünleştirilmiş verici anten seçimini uygulamanın teorik adımları 2004 yılında Ericsson firması tarafından atılmıştır ve bu sayede seçmeli anten başına hız kontrolü (selective per-antenna rate control, S-PARC) ortaya çıkmıştır [22]. Şekil 5.4'te verilen sistem modeline göre S-PARC'ta uyarlanabilir anten, modülasyon ve kodlama yapısı (antenna, modulation, coding scheme, AMCS) karar verme mekanizması bulunur. Bu karar verme mekanizması PARC'ta bulunan kodlama ve modülasyon yapısı seçiminin yanında verici anten seçimi bloğunun toplamıdır. Anten seçimi bloğu tüm antenler içinde olası en iyi verici anten kümesini seçmek hedeflenen BLER ya da FER değerine daha küçük

SINR değerinde ulaşmayı sağlar. SINR anahtarlama ile hangi antenden veri gönderilecekse buna göre MCS tablosundaki modülasyon ve kodlama tipi ile iletim yapılmaktadır. Verici anten seçimi yöntemi olarak önceki bölümde verilen tüm yöntemler kullanılabilmesine karşın genellikle CQI yani SINR değerini en yükselten antenlerin kullanılması yöntemi S-PARC literatüründe en çok kullanılandır. S-PARC kullanılırken toplam verici anten sayısından çok daha az verici anten kullanılarak veri iletimi yapılarak, antenler arasındaki ilişkiden (correlation) kaçınılmasını sağlar [42]. Ancak bu çalışma için incelenen iletim matrislerinin bozulmaması için hep aynı sayıda anten ile veri gönderimi yapılmaktadır. Hedeflenen BLER ya da FER değerinde iletim kanallarından en yüksek verim almak yani en yüksek hızda veri göndermek misyonununa sahip olan PARC ve S-PARC sistemlerinde değişken modülasyon ve kodlama yöntemlerinden dolayı sabit bir veri hızı beklenmez. Bunun yerine SNR değeri ile doğru orantılı bir spektral verimlilik ya da kanal sığası gözlenir.



Şekil 5.4 : S-PARC tekniği sistem modeli.

Şekil 5.4'te görüldüğü üzere S-PARC ile PARC arasındaki tek farkın verici tarafındaki anten seçimi olduğundan dolayı kod çözümünde herhangi bir değişiklik yoktur.

5.3 Sonuç

Bu bölümde hedeflenen BLER, FER ya da BER değerine göre SINR eşik değerleri tablosu oluşturulan ve bu tabloya göre CQI eşlemesi yapılarak geri beslemeden gelen bilgiye göre modülasyon ve kodlama tipi seçimiyle hedeflenen BLER, FER ya da

BER’de en yüksek veri iletim hızına olanak sağlayan PARC yöntemi anlatılmıştır. Daha sonra bu yönteme verici anten seçiminin bütünleştirilmesi ile aynı SNR değerinde hedeflenenden daha küçük BLER, FER ya da BER değerine ulaşmayı sağlayan S-PARC yöntemi tanıtılmıştır.

6. SİMGE BAŞINA HIZ KONTROLÜ VE SEÇMELİ SİMGE BAŞINA HIZ KONTROLÜ

Bu bölümde doğrusal saçılım kodlarına uygulanmak üzere PARC ve S-PARC yöntemlerinden yararlanılarak elde edilen simge başına hız kontrolü (per-symbol rate control, PSRC) ve seçmeli simge başına hız kontrolü (selective per-symbol rate control, S-PSRC) yöntemleri tanıtılacaktır. PSRC ve S-PSRC yöntemlerinin esin kaynakları olan PARC ve S-PARC yaklaşımlarındaki işaret kümesi taramalı tablosunun oluşturulması ve benzetimlerde bu taramalı işaret kümesi tablosunun uygulanması gibi yöntemler tanıtılan PSRC ve S-PSRC tekniklerine uygulanmıştır. Buna göre aynı şekilde S-PARC yönteminde olduğu gibi verici anten seçimi yöntemi uygulanmış, hedef blok hata oranı (block error rate, BLER) belirlenmiş ve belirlenen hata oranını geçmemeyi sağlayan işaret-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) değerlerindeki işaret kümesi değerleri modülasyon yapısı (modulation scheme, MS) tablosuna kaydedilmiştir. PARC ve S-PARC'tan farklı olarak bu çalışmada kodlama kullanılmadığı için MCS (modulation and coding scheme) yerine MS (modulation scheme) tablosu oluşturulmaktadır. Bu bölümde benzetim düzeneğindeki SIMO ve MIMO haberleşme sistemleri için MS tablosunda kullanılan BLER eğrileri tanıtılmıştır. Bu eğrilerden MS tablosunun oluşturulması bilgisi ile beraber kod çözme işlemi verilmiştir.

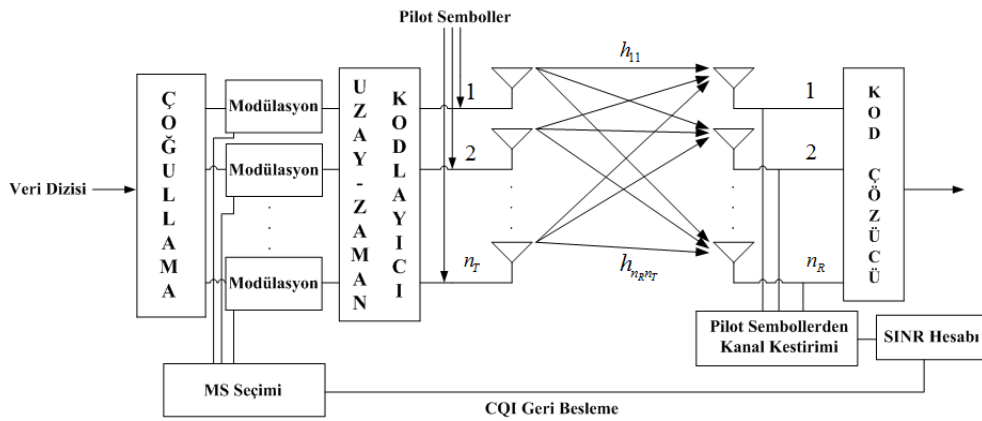
6.1 PSRC Sistem Modeli

PARC tekniği uygulanan haberleşme sistemlerinde çeşitleme yerine uzaysal çoğullama kullanılarak her antenden farklı simgeler iletilmektedir. Buna göre her simge farklı modülasyon tipinde gönderilebilmektedir. Uzay-zaman kodlarındaki çeşitlemeden dolayı bir simge iletim matrisinde birçok antenden gönderilebilmektedir. Aynı simgenin farklı modülasyonlarda PARC ve S-PARC yöntemlerindeki gibi gönderilmesi kod çözümünde soruna neden olmaktadır. Bu çalışmada tanıtılan PSRC tekniğinde iletim matrisindeki aynı simge aynı işaret kümesinden, farklı simgeler birbirlerinden bağımsız olarak farklı işaret kümelerinden

seçilebilmektedir. Böylece çeşitleme yöntemi ile hedef BLER'den daha küçük değerlere aynı SINR değerlerinde ulaşmak mümkün hale gelmiştir. Girişimin ihmal edildiği çalışmalarda SINR değeri yerine SNR değeri kullanılmaktadır. PSRC sistem modeli şu şekildedir: T iletim matrisinin zaman boyutu olmak üzere n_T verici, n_R alıcı anten sayısına sahip haberleşme sisteminde, Y , $n_R \times T$ boyutlu toplamsal karmaşık gürültülü alınan işaret matrisi ile iletilen simgeler arasındaki sinyal bağıntısı

$$Y = HS + n \quad (6.1)$$

olarak ifade edilebilir. H boyutu $n_R \times n_T$ olan, karmaşık sıfır ortalamalı birim varyanslı Gauss rastlantı değişkenlerine ($CN(0,1)$) sahip kanal zayıflatma matrisidir. Bu seçim zamanda çok yollu iletim ortamında hiçbir yolun bir diğerine baskın olmadığı anlamına gelir. Kanal matrisinde n_T verici anteninden n_R alıcı antenine yayılım yollarının genlik ve faz bilgileri yani kanal katsayıları ya da bir diğer adıyla kazanç bilgileri vardır. Bu sebepten dolayı kanal kazanç matrisi de adı verilir. H , gönderilen simgeleri yukarıdaki sinyal bağıntısından görülebileceği üzere çarpımsal şekilde etkiler. S , T zamanda iletilen $n_T \times T$ boyutlu karmaşık iletim matrisi olmak üzere kaynaktan iletilen mesaj dizisidir. n ise $n_R \times T$ boyutlu $CN(0,1)$ olasılık dağılım işlevine sahip kanalda eklenen gürültü matrisidir.



Şekil 6.1 : PSRC sistem modeli.

Şekil 6.1'de görüldüğü üzere PSRC yönteminde, PARC'ta olduğu gibi hız kontrolü için alıcı tarafında gönderilen, kanal kalitesi göstergelerinden (channel quality indicator, CQI) yararlanılmaktadır. Bu bilginin elde edilmesi için pilot simgeler yardımı ile SINR verisinin elde edilmesine ihtiyaç vardır. Daha sonra elde edilen

eklenmiştir. Böylece verici anten seçimi yöntemini kullanarak MS tablosundaki aynı SINR değerlerinde daha küçük BLER değeri elde edilebilmektedir. Şekil 6.2’de verildiği gibi pilot simgeler gönderilerek antenlere ait SINR değerleri elde edilir. Bu değerlerden yola çıkarak CQI eşlemesiyle hangi verici antenlerin kullanılacağına ve gönderilecek simgelerin hangi modülasyon ile gönderileceğini daha önce oluşturulmuş MS taramalı tablosu kullanılarak karar verilir. Karar verildikten sonra verici antenler tarafından iletim gerçekleştirilir ve alıcı tarafındaki kod çözücü gönderilen simgeleri çözerek, gönderilen bilgi dizisinin elde eder. Buraya kadar anlatılan işlemler içerisinde ele alınmış olan verici anten seçimi ve modülasyon tipinin belirlenmesinde (6.7) denkleminde verilmiş SINR kestirimi, MS tablosunun oluşturulması, simgelerin modülasyonunun buna göre seçilerek kullanılması ve kod çözümünde PSRC ile herhangi bir fark yoktur.

6.3 MS Tablosu

PARC yöntemi ile PSRC yöntemi kullanırken MS tablosunun elde edinimi arasında hiç bir fark bulunmamaktadır. SISO sistem için elde edilen değerler aynı şekilde PSRC ve S-PSRC tekniğinde kullanılmıştır. Çizelge 6.1’de elde edilen MS tablosu, SISO sistemde aynı simge için farklı işaret kümeleri kullanılarak Şekil 7.1’deki benzetim sonucunda elde edilmiştir. Literatürdeki çalışmalarda sıkça kullanıldığı ve 3GPP standardı ses haberleşmesinde belirlendiği üzere SNR’a göre işaret kümesi anahtarlamasının yapılacağı BLER değeri %10 seçilmiştir [46,47,48]. Her bir blok 10 tane simgeden oluşmaktadır. Buna göre tanıtılan yöntemin uygulanacağı LD kodunda 2,5 iletim matrisi 1 blok etmektedir.

Çizelge 6.1 : PSRC ve S-PSRC için MS tablosu.

İndis	S_q	SNR (BLER: 0.1)
CQI1/MOD1	BPSK	3.53
CQI2/MOD2	4-QAM	7.05
CQI3/MOD3	8-QAM	10.78
CQI4/MOD4	16-QAM	15.29
CQI5/MOD5	32-QAM	18.43
CQI6/MOD6	64-QAM	21.06

6.4 MMSE Kod Çözümü ve SINR Hesabı

Kod çözme ve pilot simgelere dayalı simge başına işaret kümesi seçimi SINR hesabı operasyonunda genellikle en küçük ortalama karesel hata (minimum mean square error, MMSE) kanal kestirimi yöntemi kullanılır. MMSE kestiriminde alınan sinyal, gönderilen simgelere karar vermek için ağırlık vektörü (W) ile (3.18)'de verilen denklem yerine

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_{R,1} \\ y_{I,1} \\ \vdots \\ y_{R,N} \\ y_{I,N} \end{bmatrix}}_{\triangleq y} = \mathcal{H} \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \alpha_Q \\ \beta_Q \end{bmatrix}}_{\triangleq s} + \underbrace{\begin{bmatrix} v_{R,1} \\ v_{I,1} \\ \vdots \\ v_{R,N} \\ v_{I,N} \end{bmatrix}}_{\triangleq v} \quad (6.2)$$

olarak (3.25)'te eşdeğer sistem olarak elde edilen denklem ile aşağıdaki gibi çarpılır

$$X = Wy \quad (6.3)$$

ve böylece ağırlıklandırılmış sinyal elde edilir. MMSE kistasında ağırlık vektörünün seçimi aşağıdaki ifadeyi

$$E\{|X - Wy|^2\} \quad (6.4)$$

en küçükleyecek W katsayılarının bulunmasıdır. Buna göre ağırlık katsayıları

$$W = [\mathcal{H}\mathcal{H}^H + \lambda I]^{-1}\mathcal{H} \quad (6.5)$$

ile elde edilebilir [49]. λ , σ_v^2/σ_s^2 olacak şekilde gürültünün gücünün sinyal gücüne oranıdır. Alınan vektör için yeterli istatistik vektörü $W^H y$ 'dir. W ve eşdeğer kanal matrisi olan $\mathcal{H}$ matrislerini sütun vektörleri olarak yazabiliriz. Denklem (3.25)'te verildiği üzere s 'nin bileşenlerini $s = [\alpha_1 \ \beta_1 \ \cdots \ \alpha_Q \ \beta_Q]^T$ ayırırsak j . verici anten için s 'in MMSE kestirimi

$$\hat{s} = w_j^H y = w_j^H h_j s_j + \sum_{t=1, t \neq j}^{2Q} w_j^H h_t s_t + w_j^H v \quad (6.6)$$

olarak elde edilir. Burada ilk terim işaretin gücünü diğer terimler girişim ve gürültünün gücünü göstermektedir. Buna göre CQI eşleştirmesi için, $E\{ss^H\} = \sigma_s^2 I$ varsayımına bağlı olmak üzere j . antene ilişkin SINR değeri

$$SINR_j = \frac{|w_j^H \mathbf{h}_j|^2 \sigma_s^2}{\sum_{t=1, t \neq j}^{2Q} (|w_j^H \mathbf{h}_t|^2 \sigma_s^2) + \|\mathbf{w}_j\|^2 \sigma_v^2} \quad (6.7)$$

olarak elde edilir. Eğer [44]'deki sıfıra zorlamalı (zero forcing, ZF) sıfır (nulling) vektörü kullanılırsa SINR

$$SINR_j = \frac{\sigma_s^2}{\|\mathbf{w}_j\|^2 \sigma_v^2} \quad (6.8)$$

olarak bulunur. Daha sonra SINR değerleri geri besleme olarak verici tarafa iletilmek üzere CQI verisi olarak eşlenir (SINR-CQI mapping).

6.5 Sonuç

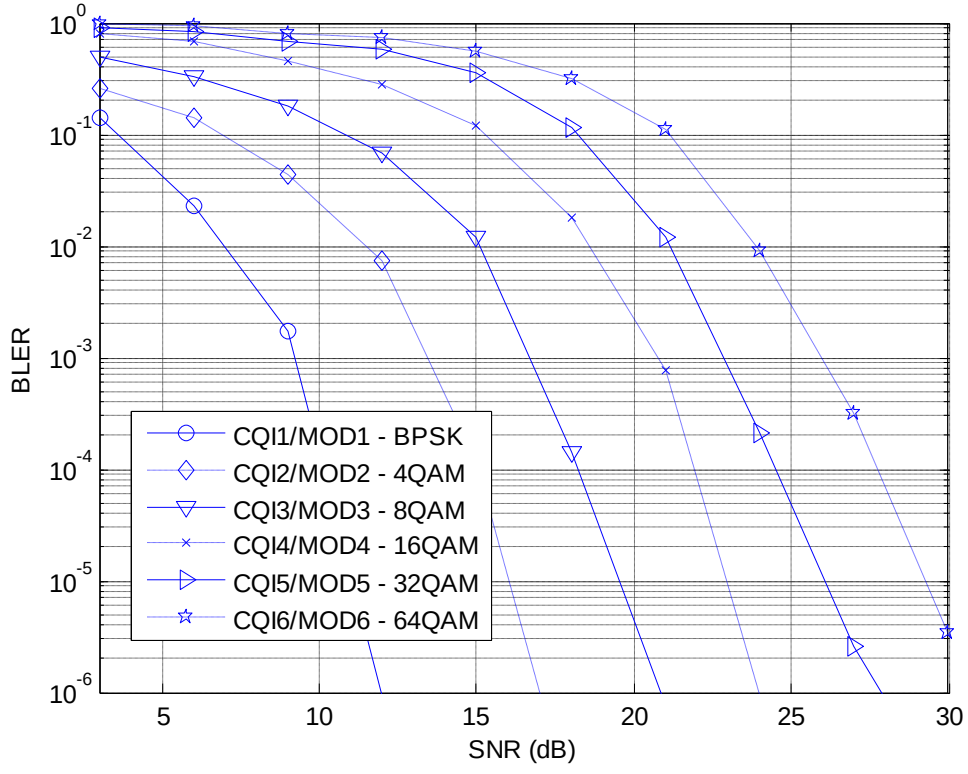
Bu bölümde öncelikle PSRC ve S-PSRC yöntemleri tanıtılmış daha sonra ileriki bölümde verilerek yorumlaması yapılacak olan benzetimlerin düzenekleri verilmiştir. MS tablosunun oluşturulması prensibi ile beraber örnek olarak MISO sistem için kullanılan LD kodunun eşdeğer kanal matrisi çıkarılmıştır. Kanal kestirimi ve kod çözümü için benzetimlerde kullanılacak formüller tanıtılmıştır.

7. BENZETİMLER

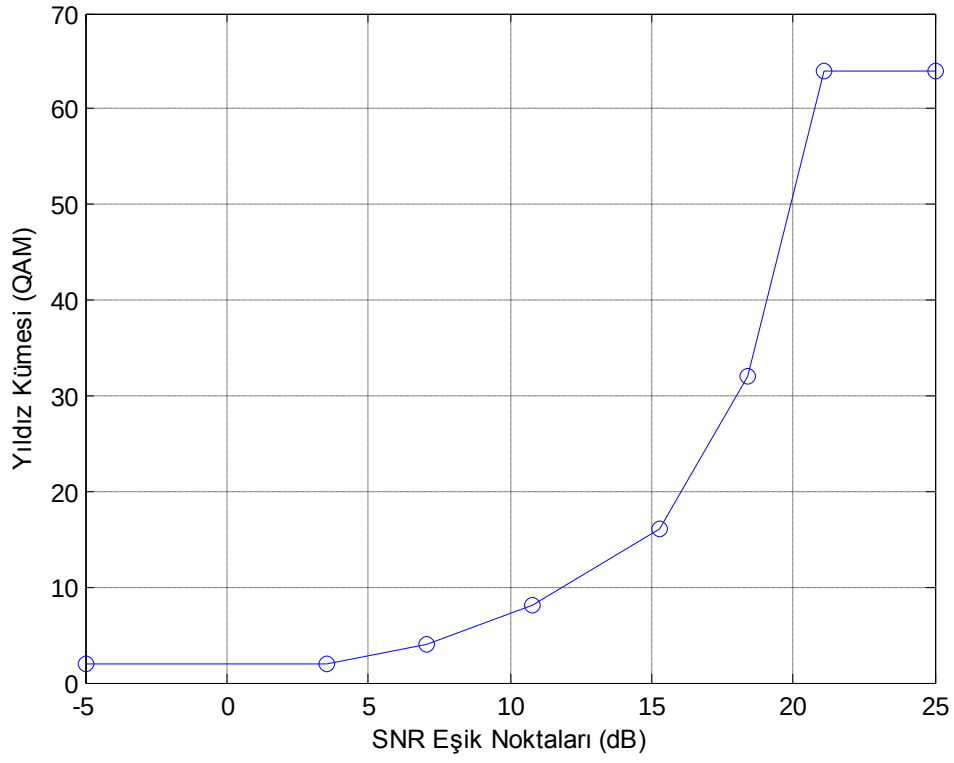
Bu bölümde önerilen PSRC ve S-PSRC teknikleri için yapılan benzetimler verilerek elde edilen sonuçlara göre yorumlamalar yapılacaktır. Karşılaştırmalar önerilen sistem ile sabit hızlı sistemler, aynı sayıda eşit bitin iletiildiği yöntem ve V-BLAST PARC, S-PARC yöntemleri arasında yapılacaktır.

7.1 MS Grafiği ve Hız Eğrileri

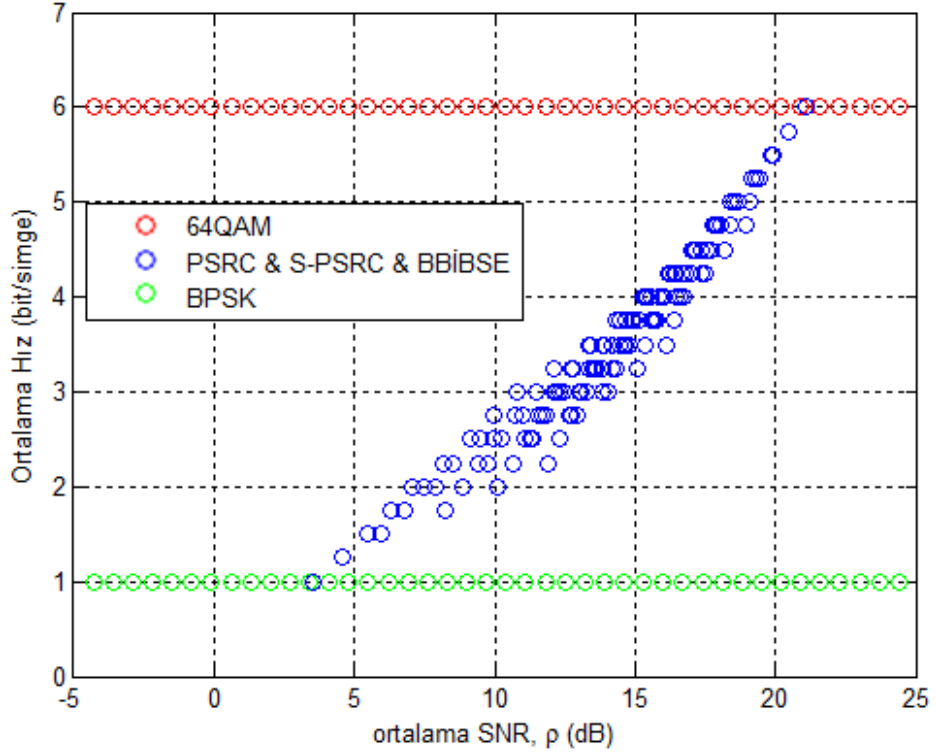
PSRC ve S-PSRC yöntemlerinde, PARC ve S-PARC yaklaşımlarında olduğu gibi benzetimler, belirlenen BLER'e ne kadar ulaşıldığını görmek için kullanılmaktadır. Çizelge 6.1'deki değerler Şekil 7.1'den alınarak Şekil 7.2'deki SNR anten başına SNR eşik noktaları elde edilmiştir. Buna göre PSRC ve S-PSRC sistemlerinin benzetiminin yapılacağı MS tablosu oluşturulmuş olmaktadır. Şekil 7.3'te BPSK, 64-QAM kullanılan sabit modülasyonlu sistemler ve bit sayısını eşitlenen modülasyon (BBİBSE), PSRC ve S-PSRC için hız ($Q/T \log_2 r$) grafikleri verilmiştir. PSRC ve S-PSRC ile karşılaştırma yapmak amacıyla uzay-zaman kod bloğu başına gönderilen toplam bit sayısı eşit olacak şekilde elde edilen yöntem benzetimlerde blok başına iletilen bit sayısı eşitleme (BBİBSE) adı altında gösterilmiştir. BBİBSE yönteminde simgeler BPSK'dan başlayıp 64-QAM'e kadar aynı modülasyonda iletilen bit sayısı PSRC ve S-PSRC ile aynı olacak şekilde veri göndermektedir. Böylece adil bir karşılaştırma yapmak adına gönderilen bit sayısının eşit olması sağlanmıştır. Örneğin dört verici antenin kullanıldığı MIMO uzay-zaman kodunda eğer PSRC ve S-PSRC yöntemindeki dört simge, sırası önemli olmamakla beraber eşit olasılıkla 4-QAM, 8-QAM, 32-QAM ve 64-QAM ile gönderildiyse BBİBSE yönteminde bütün simgeler 16-QAM ile gönderilerek iletilen bit sayısının eşit olması sağlanmıştır. Tam bölümün mümkün olmadığı zamanlarda BBİBSE'deki simgeler gruplanarak işaret kümesi seçimi sağlanmıştır. Buna göre sabit modülasyonlu haberleşme sistemlerinde hız sabit kalırken, BBİBSE, PSRC ve S-PSRC için SNR anahtarlama noktaları ya da sistemin çalışma aralığında değişmektedir. Bu çalışma aralığında hız, SNR ile doğru orantılı olup çalışma aralıkları dışında sabittir.



Şekil 7.1 : BLER eğrileri.



Şekil 7.2 : MS grafiği.

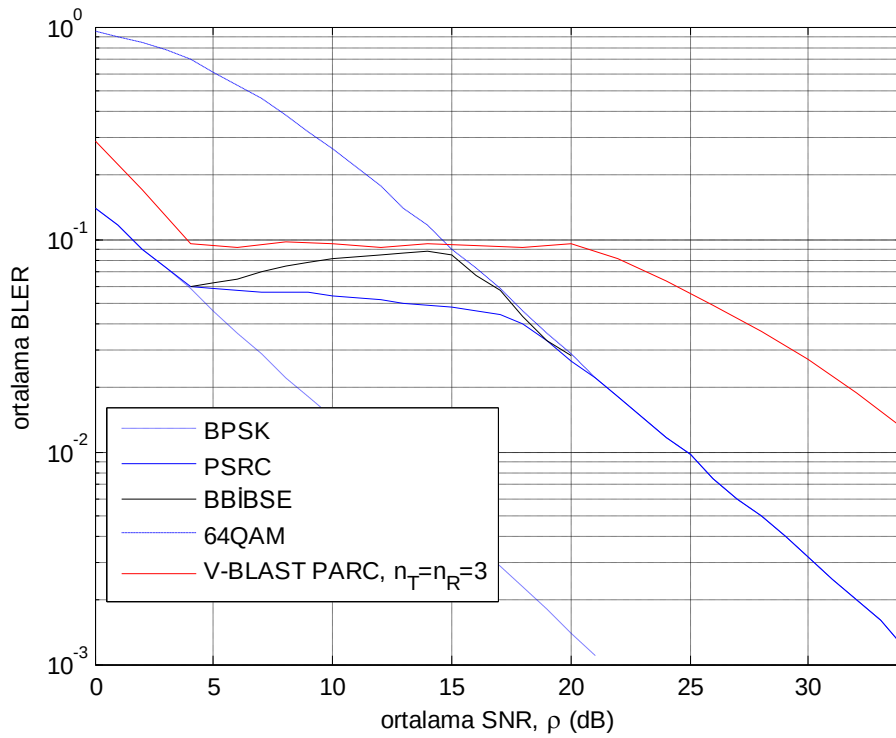


Şekil 7.3 : Mevcut MS için eşit olasılıklı dört simge hız grafiği.

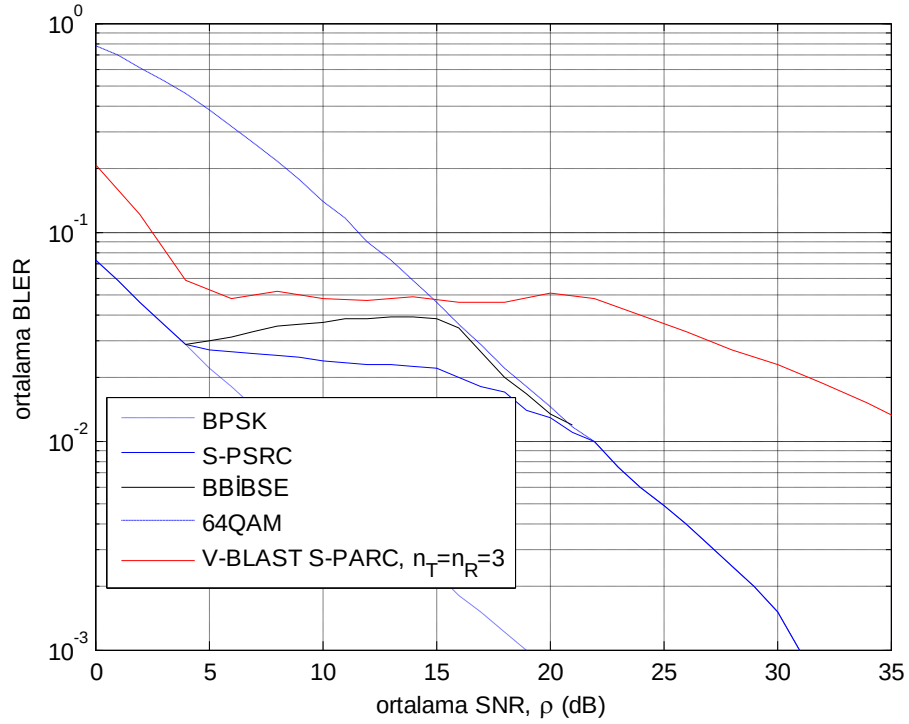
7.2 MISO Sistem için Benzetimler

Bu bölümdeki benzetimler 3.8 bölümündeki MISO sistem düzeneğinin sonucunda ortaya çıkmıştır. Doğrusal uzay-zaman iletim matrisi (3.28)'de verildiği şekliyledir. Kanal zayıflatma katsayılarının dağılımı PSRC ve S-PSRC sistem modellerinde anlatıldığı gibi karmaşık sıfır ortalamalı birim varyanslı Gauss rastlantı değişkenlerine ($CN(0,1)$) sahip olarak genişletilmiş duruğumsu (quasi-static) olarak belirlenmiştir. Genişletilmiş olması her anten için dört zaman aralığında sabit bir katsayı sağlayarak SINR değeri için bir iletim matrisindeki tek bir simge için tek bir işaret kümesi seçimine olanak sağlayacaktır. Buna olanak sağlayan bir diğer etken seçilen iletim matrislerindeki her simgenin ve onun kopya/kopyalarının tek bir verici üzerinden gönderilmesi yani iletim matrislerinin her satırında sadece bir simgeye ait verinin olmasındandır. Benzetimlerde her anten için ayrı özçevrim uygulanarak mümkün olan en fazla durum ele alınmıştır. Sonuçta birçok zayıflatma katsayısı için elde edilen ortalama BLER değeri için her antenden gönderilen simgelerin ortalama SNR değeri alınarak benzetimler oluşturulmuştur. Bu bilgiler ışığında Şekil 7.4 ve Şekil 7.5'teki benzetimlerden görüleceği üzere PSRC yöntemi ile verici anten seçimi tekniğinin bütünleştirilmesiyle oluşturulan S-PSRC yöntemini arasındaki fark şu

olmaktadır. Aynı SNR anahtarlama noktalarında S-PSRC, PSRC'ye göre daha iyi BLER oranı sağlamaktadır. Bunun sebebi ise zayıflatmanın en düşük olduğu verici anten seçiminden dolayı kod çözücünün daha iyi çalışabilmesi ve blok hata oranının düşürülmesinden dolayıdır. SISO sisteme göre belirlenen hedef BLER değerinden daha iyi bir BLER değeri elde edilmesinin sebebi LD kodundaki çeşitlemedir. Çeşitleme ne kadar artarsa hedef BLER oranından daha iyi sonuçlar elde edilir. Şekil 7.4 ve Şekil 7.5'e göre PSRC ve S-PSRC yöntemine göre daha azı hedeflenen BLER oranı her SNR değerinde yaklaşık olarak sabitlenmiş olup, Şekil 7.3'e göre veri hızı arttırılmıştır. BBİBSE sistemin BLER değerinin daha kötü olmasının nedeni simgeye karşılık gelen SINR değerine bakılmadan rastgele bir şekilde sadece gönderilen bit sayısını eşit yapacak şekilde aynı simge ya da simgelerin aynı modülasyon ile gönderilmesinden dolayıdır. Sabit BPSK kullanılan sisteme göre BLER oranı daha kötüdür ancak hız arttırılmıştır. Sabit 64-QAM kullanılan sisteme göre hız daha kötüdür ancak BLER oranı çok daha iyidir. Her iki durumda da PSRC ve S-PSRC haberleşme sistemi belirlenen BLER değerinin (%10) altında kalmayı başarmıştır. PSRC ve S-PSRC için şüphesiz ki yüksek hız değerleri için yüksek SNR değerleri şarttır.



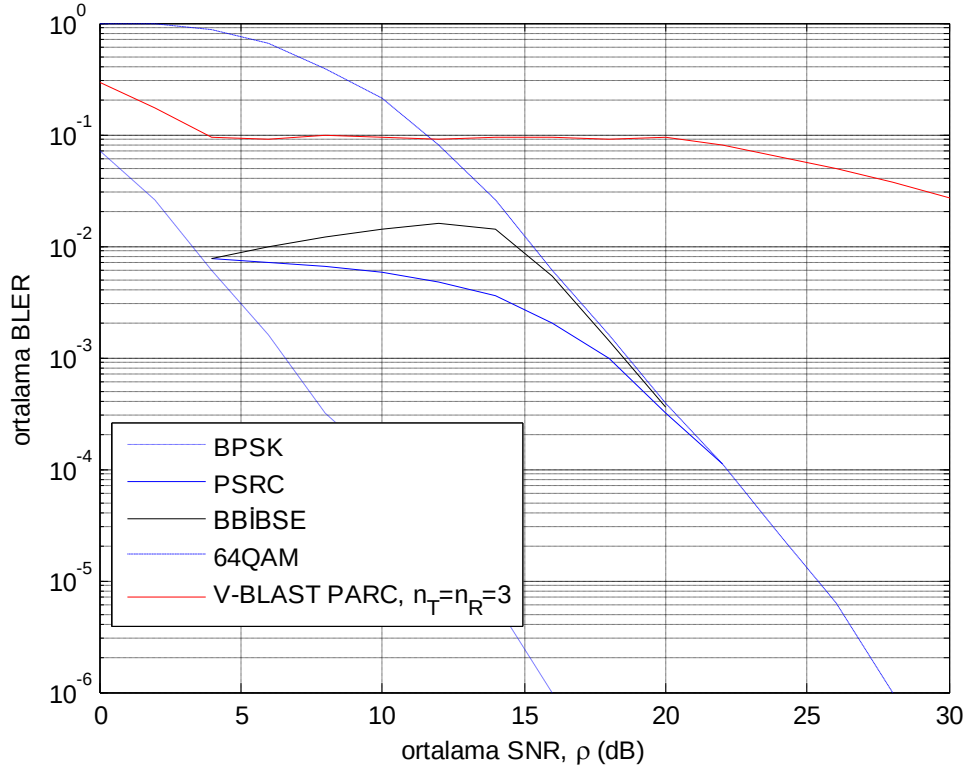
Şekil 7.4 : 3x1 MISO, PSRC için sistem BLER'i.



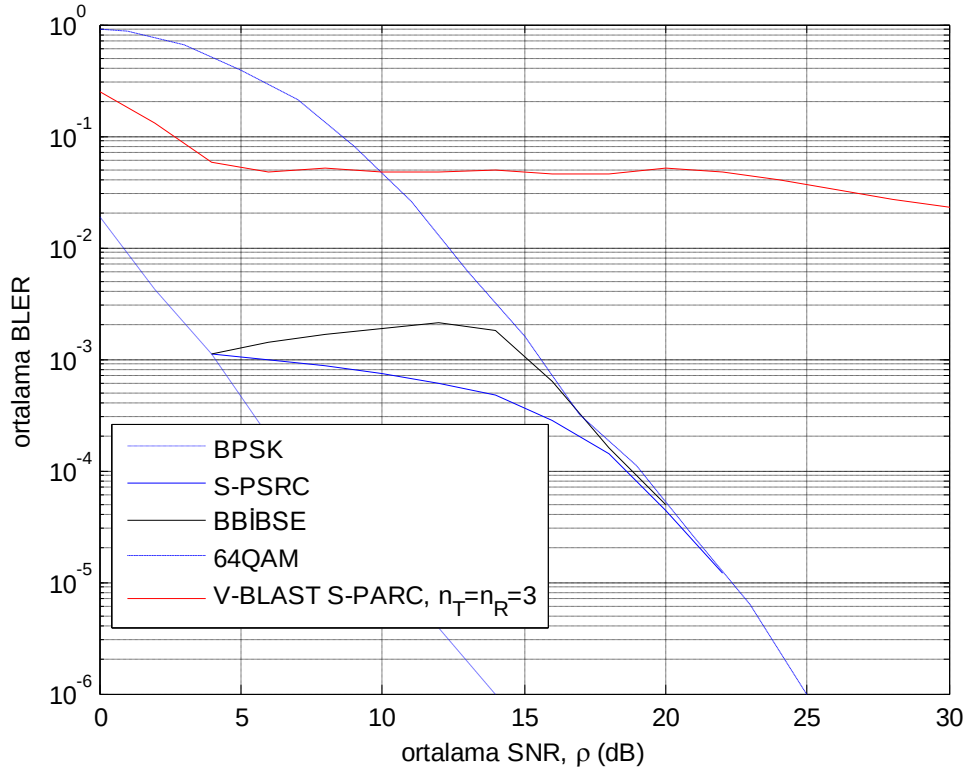
Şekil 7.5 : 3x1 MISO, S-PSRC için sistem BLER'i.

7.3 MIMO Sistem için Benzetimler

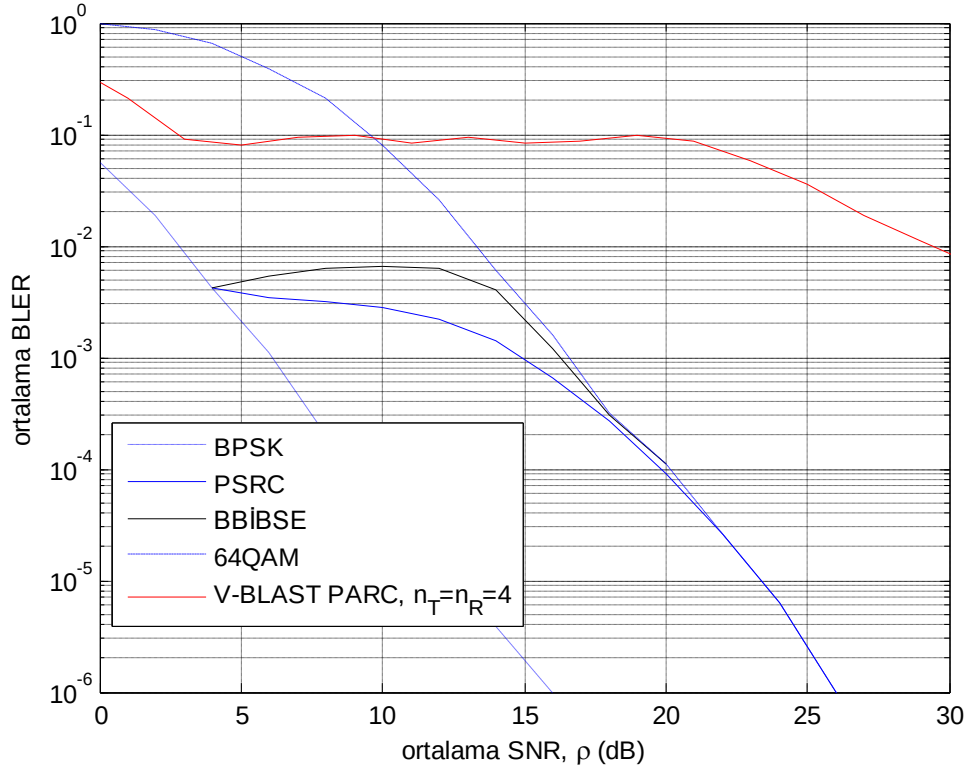
MISO sistem için yapılan benzetimler MIMO sistem içinde yapılmıştır. Kullanılan uzay-zaman kodları Hassibi'nin çalışmasından [7] tasarlanarak üç verici bir alıcı antenli kodun üç alıcı ile uygulandığı ve dört verici iki alıcı için tasarlanan doğrusal saçılım kodlarıdır. Şekil 7.6'daki benzetimde MISO sistemdeki tek alıcı yerine üç alıcı kullanılmıştır. Şekil 7.8'de ise MISO sistemde kullanılan üç verici bir alıcı antenli haberleşme sisteminin her iki tarafına birer anten eklenerek dört verici iki alıcılı farklı LD koduna sahip MIMO haberleşme sistemi elde edilmiştir. Alıcı ve verici anten sayılarının artmasıyla aynı MS tablosu değerlerinde PSRC ve S-PSRC için daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. PSRC için yapılan benzetimler Şekil 7.6 ve Şekil 7.8, S-PSRC için yapılan benzetimler Şekil 7.7 ve Şekil 7.9'da verilmiştir. Şekil 7.6 ve Şekil 7.8'den açıkça görülmektedir ki anten sayılarının artması ve çeşitlemenin etkisiyle hedeflenen BLER değerinden PARC'ın kullanıldığı uzaysal çoğullamaya kıyasla uzaklaşmakta daha iyi hata başarımı elde edilmektedir. Şekil 7.7 ve Şekil 7.9'da çok daha iyi sonuç elde edilmesinin sebebi mevcut MIMO sisteme ilave bir verici anten ekleyerek verici seçmeli anten seçimi yönteminin kullanılmasıdır.



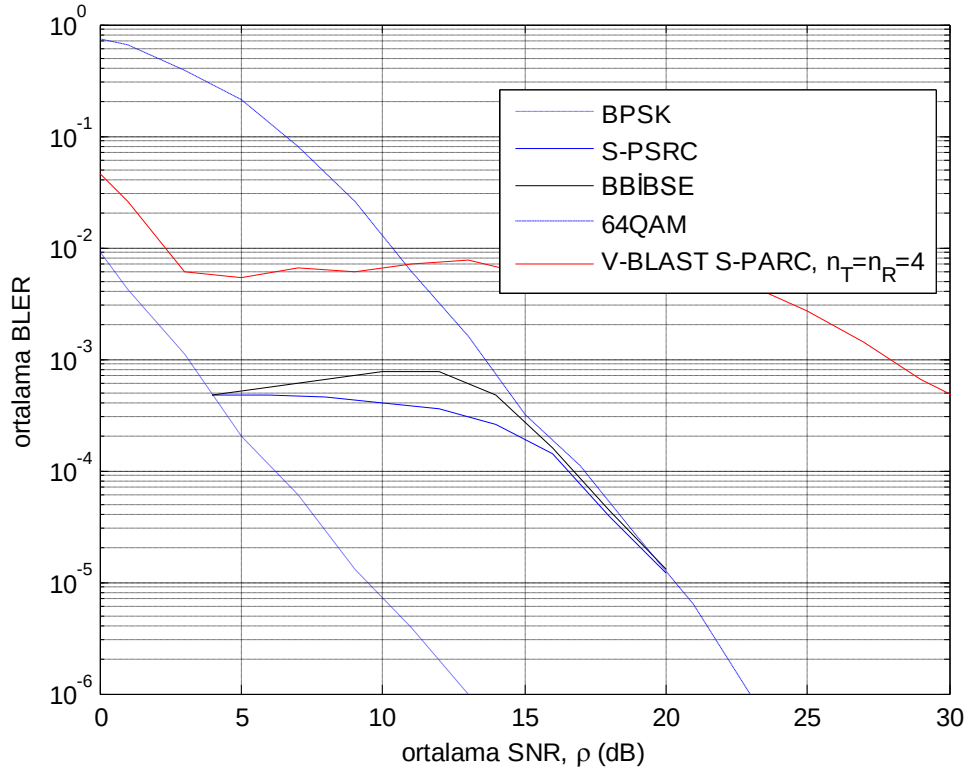
Şekil 7.6 : 3x3 MIMO, PSRC için sistem BLER'i.



Şekil 7.7 : 3x3 MIMO, S-PSRC için sistem BLER'i.



Şekil 7.8 : 4x2 MIMO, PSRC için sistem BLER'i.



Şekil 7.9 : 4x2 MIMO, S-PSRC için sistem BLER'i.

7.4 Sonuç

Bu bölümde yapılan çalışma benzetimler ile tanıtılıp, elde edilen sonuçların yorumlanması yapılmıştır. Öncelikli olarak MS tablosunun elde ediniminde kullanılan BLER eğrisi grafiği verilmiştir. Hata sonra bu grafiğe dayanarak kullanılacak eşit olasılıklı dört simgeli haberleşme sistemi için ortalama SNR değerlerindeki olası hız değerleri verilmiştir. Buna göre aynı MS tablosu kullanılarak elde edilen benzetimlerde V-BLAST yapısı garanti edilen hedef BLER değerini PARC yapısında sağlamaktadır, S-PARC yapısında ise anten seçiminden dolayı dahi iyi BLER değeri elde edilmiştir. Aynı simgenin farklı işaret kümesi seçilerek modüle edilmesinin kod çözümünde yaratabileceği sorunlardan dolayı PARC ve S-PARC doğrusal saçılım kodlarına uygulanamamıştır. Bunun yerine simge başına hız kontrolü sağlayan önerilen yöntem ile aynı simge için aynı modülasyon tipi kullanılabilir. Yapılan benzetimlerdeki karşılaştırmalara göre bu yöntemi kullanmak LD kodlarındaki çeşitlemeden dolayı olmaktadır. SNR süpürmesine göre adaptif olarak gönderilen simgeler rastgele gönderilen BBİBSE simgelerine göre daha iyi hata performansı göstermiştir. S-PSRC yönteminden beklenildiği üzere PSRC sistemine anten seçimi ilave edildiğinden dolayı hata başarımında artış görülmüştür.

8. SONUÇ

Farklı verici antenler arasında birbirinden ayrı veri hızı uyarlamasına izin veren PARC yöntemi, uzaysal çoğullama kullanılan MIMO ve MISO sistemlerde hedeflenen hata oranında haberleşme sistemindeki verici alıcı antenler arasındaki kanallardan en iyi verimliliğin alınmasını sağlamaktadır. Bu yönteme bir de verici anten seçimi eklenerek hedeflenenden daha iyi hata başarımına olanak veren S-PARC metodu ortaya çıkmıştır. Anten seçimi ile ilk adımda sağlanan hata başarımı arttırımı, daha sonra yerini hız kontrolünün de eklenmesiyle mümkün olabilecek en yüksek veri iletim hızına ulaşmaya bırakmıştır. Ancak PARC ve S-PARC yöntemlerinde, doğrusal uzay-zaman kodlarında her simge iletim matrisinde birden fazla yerde kullanıldığı için aynı simgeler farklı işaret kümelerinden seçilememektedir. PARC ve S-PARC yaklaşımını doğrusal uzay-zaman kodlarında uygulamak için bu yöntemlerden esinlenen PSRC ve S-PSRC teknikleri önerilmiştir. Bu yöntemlerde sisteme eklenen verici anten seçiminin maliyeti, CQI ya da CSI verisinin bir geri besleme yardımıyla alıcıdan vericiye iletilmesine duyulan gereksinimdir. Sisteme, verici anten seçimi metodunun dışındaki uygulamaların getireceği işlem karmaşıklığı düşünüldüğünde, bu yöntem katlanılabilir gözükmemektedir. Bu çalışmada, PSRC ve S-PSRC yöntemlerinin sistem modelleri tanıtarak doğrusal uzay-zaman kodlarına uygulanabilirliği incelenmiştir. İnceleme neticesinde MISO ve MIMO haberleşme sistemleri için LD kodu üzerinde PSRC ve S-PSRC yöntemi belirli koşullar altında uygulanmış ve hata başarımları karşılaştırılmıştır. İncelenen yapı ve yöntemler detaylı bir biçimde anlatılarak temellendirilmiştir. Çalışmadaki en yüksek iletim hızı edinimi hedef BLER için yapılmaktadır ve hedef BLER birçok çalışmada olduğu gibi %10 olarak seçilmiştir. Gerekli BLER değeri için SNR anahtarlama ya da eşik değerleri SISO haberleşme sistemine göre elde edilip, MS tablosu oluşturulmuştur. Bu sayede eşik değerlere göre karar verilen uyarlamalı hız kontrol mekanizmasının temeli atılmıştır.

Çalışmanın sonunda benzetimler anlatılarak sonuçlar yorumlanmıştır. SISO sisteme göre belirlenen SNR çalışma aralıklarında LD kodlarındaki çeşitlemeden dolayı

PSRC için hedeflenen BLER değerin altında sonuçlar elde edilmiştir. S-PSRC yönteminde mevcut sisteme verici anten seçimi katıldığından dolayı çok daha düşük BLER değeri elde edilmiştir. PSRC ve S-PSRC yöntemlerinde kanal durumuna göre modülasyon seçimi yapılmaktadır. Aynı bit sayısı gönderiminde rastgele modülasyon seçimi yapan BBİBSE yöntemine göre PSRC ve S-PSRC daha iyi hata başarımı elde etmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Alamouti, S. M., 1998;** A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, *IEEE Journal on Select Areas In Communications*, 16, 1451- 1458.
- [2] **Teletar, E., 1995;** Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels, *AT&T-Bell Laboratories, Internal Tech. Memo.*
- [3] **Foschini, G.J. ve Gans, M., 1998;** On the Limits of Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multiple Antennas, *Wireless Personal Communication*, 6, 311-335.
- [4] **Lozano, A. ve Jindal, N., 2010;** Transmit Diversity vs. Spatial Multiplexing in Modern MIMO Systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 9, 186-197.
- [5] **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, 744-765.
- [6] **Wang, H. ve Xia, X. G., 2003;** Upper Bounds of Rates of Complex Orthogonal Space-Time Block Codes, *IEEE Transactions on Information Theory*, 49, 2788-2796.
- [7] **Hassibi, B. ve Hochwald, B. M., 2002;** High-Rate Codes that are Linear in Space and Time, *IEEE Transactions on Information Theory*, 48, 1804-1824.
- [8] **Clerckx B. ve Vanderdorpe L., 2004;** Linear Dispersion Codes for a (not so) Large Number of Receive Antennas, *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2, 1284-1288.

- [9] **Shi, F., Chen M. ve Cheng S., 2004;** A Modified Linear Dispersion Codes Transmission Scheme for MIMO Systems, *Wireless Communications and Networking Conference*, 1, 577-581.
- [10] **Wang J., Wang X. ve Madihian M., 2005;** On the Optimum Design of Space-Time Linear-Dispersion Codes, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4, 2928-2938.
- [11] **Wu J. ve Blostein S. D., 2006;** Space-time Linear Dispersion Using Coordinate Interleaving, *IEEE International Symposium on Information Theory*, 386-390.
- [12] **Gheryani, M., Shayan, Z. ve Wang, X., 2008;** Error Performance of Linear Dispersion Codes, *IEEE Global Telecommunications Conference*, 1-4.
- [13] **Zheng, C. ve Cheng, Y., 2008;** Distributed Linear Dispersion Space-Time Code, *International Conference on Wireless Communications*, 1-4.
- [14] **Hsu, F. T. ve Su, H. J., 2008;** Linear Dispersion Space-Time Codes for Multiuser Systems with Low Decoding Complexity, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1-5.
- [15] **Wenjin, W., Zheng, F. C., Burr, A. ve Mestre, X., 2012;** Design of Delay-Tolerant Linear Dispersion Codes, *IEEE Transactions on Communications*, 60, 2560-2570.
- [16] **Gregoratti, D., Hachem, W. ve Mestre, X., 2012;** Randomized Isometric Linear-Dispersion Space-Time Block Coding for the DF Relay Channel, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 60, 426-442.
- [17] **Lucent, 2002;** Increasing MIMO Throughput with Per-Antenna Rate Control, *TSG-R1-01-0879, 3GPP TSG RAN WG1, Document available through <ftp://ftp.3gpp.org/>.*
- [18] **Grant, S., Cheng J. F., Krasny L., Molnar K. ve Wang Y. P. E., 2004;** Per-Antenna Rate Control (PARC) in Frequency Selective Fading with SIC-GRAKE Receiver, *Vehicular Technology Conference*, 2, 1458-1462.

- [19] **Zhou, J. T., Zhou, Z. G., Xiong, Y. ve Chen, H. M., 2007;** Improved Transceiver Structure Based on PARC Scheme for Multi-stream MIMO Systems, *Conference on Wireless, Mobile and Sensor Networks*, 185-188.
- [20] **Gore, D. ve Paulraj, A., 2001;** Space-Time Block Coding With Optimal Antenna Selection, *IEEE Communications Letters*, 4, 2441- 2444.
- [21] **Molisch, A. F., 2003;** MIMO Systems with Antenna Selection – an Overview, *Mitsubishi Research Laboratory*.
- [22] **Ericsson, 2004;** Selective Per Antenna Rate Control (S-PARC), *3GPP document, TSG RAN WG1, R1-040307*.
- [23] **Goldsmith, A., 2005;** Wireless Communications, *Cambridge University Press*.
- [24] **Sklar B., 1997;** Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems, *IEEE Communications Magazine*, 90-109.
- [25] **Biglieri, E., Calderbank, R., Constantinides, A., Goldsmith, A., Paulraj A. ve Poor H. V., 2010;** MIMO Wireless Communications, *Cambridge University Press*.
- [26] **Jankiraman, M., 2004;** Space-Time Codes and MIMO Systems, *Artech House*.
- [27] **Paninsky, L., 2003;** Estimation of Entropy and Mutual Information, *Neural Computation*, 15, 1191-1253.
- [28] **Ma, X. ve Giannakis, G. B., 2003;** Full-Diversity Full-Rate Complex-Field Space-Time Coding, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 51, 2917-2930.
- [29] **Wolniansky, P. W., Foschini, G. J., Golden, G. D. ve Valenzuela, R. A., 2001;** V-BLAST: An Architecture For Realizing Very High Data Rates over the Rich-Scattering Wireless Channel, *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, 295-300.
- [30] **Jiang, M. ve Hanzo, L., 2010;** Unitary Linear Dispersion Code Design and Optimization for MIMO Communication Systems, *IEEE Signal Processing Letters*, 17, 497-500.

- [31] **Habib, A., Mehlführer, C. ve Rupp, M., 2009;** Performance Comparison of Antenna Selection Algorithms in Wimax with Link Adaptation, *Proceedings of Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, 1-5.
- [32] **Yao, G. X., Feng, Z. N., Fu, Y. X. ve Liu, H. T., 2006;** Antenna Selection for Space Time Block Coded Single Carrier Frequency Domain Equalization Systems, *International Conference on Wireless Mobile and Multimedia Networks Proceedings*, 1-4.
- [33] **Chen, Z., Yuan, J., Vucetic, B. ve Zhou, Z., 2003;** Performance of Alamouti Scheme with Transmit Antenna Selection, *Electronics Letters*, 39, 1666–1668.
- [34] **Yuan, J., 2006;** Adaptive Transmit Antenna Selection with Pragmatic Space-Time Trellis Codes, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5, 1706-1715.
- [35] **Wang, F., Peng, T. ve Wang, W., 2007;** Multiple-Input Multiple-Output System Antenna Subset Selection with HARQ, *IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1-5.
- [36] **Gorokhov A., Gore D.A. ve Paulraj A.J., 2003;** Receive Antenna Selection for MIMO Spatial Multiplexing: Theory and Algorithms, *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 51, 2796-2807.
- [37] **Wilzeck A. ve Kaiser, T., 2008;** Antenna Subset Selection for Cyclic Prefix Assisted MIMO Wireless Communications over Frequency Selective Channels, *EURASIP Journ.on Advances in Signal Processing*, 10, 1-14.
- [38] **Forenza, A., Pandharipande, A., Hojin, K. ve Heath, R. W., 2005;** Adaptive MIMO Transmission Scheme: Exploiting the Spatial Selectivity of Wireless Channels, *IEEE Vehicular Technology Conf.*, 5, 3188–3192.
- [39] **Heath, R. W., Sandhu, S. ve Paulraj, A. J., 2001;** Antenna Selection for Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers, *IEEE Communication Letters*, 5, 142–144.

- [40] **Gorokhov, A., 2002;** Antenna Selection Algorithms for MEA transmission systems, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 3, 2857-2860.
- [41] **Guo, Q., Kim, S. C. ve Park, D. C., 2006;** Antenna Selection Using Genetic Algorithm for MIMO Systems, *IEICE Trans. Fundamentals*, E89-A, 1773-1775.
- [42] **Zhang, H. ve Dai, H., 2004;** Fast Transmit Antenna Selection Algorithms for MIMO Systems with Fading Correlation, *IEEE Vehicular Technology Conference*, 3, 1638-1642.
- [43] **Hao, X. ve Huang, H., 2002;** Performance Metric for MIMO PARC System, *SCM-076, 3GPP-3GPP2 SCM AHG, Document available through <ftp://ftp.3gpp.org/>.*
- [44] **Zhuang, H., Dai, L., Shidong, Z. ve Yao, Y., 2003;** Low Complexity Per-Antenna Rate and Power Control Approach For Closed-Loop V-BLAST, *IEEE Transactions on Communications*, 51, 1783-1787.
- [45] **Chen, X., Yi, H., Luo, H., Yu, H. ve Wang, H., 2011;** A Novel CQI Calculation Scheme in LTE\LTE-A Systems, *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, 1-5.
- [46] **3GPP, 2009;** UMTS: Continuous Connectivity for Packet Data Users, *ETSI TR 125 929 V8.0.1*, 1-16.
- [47] **3GPP, 2011;** Technical Specification Group Radio Access Network; User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception (FDD). 3GPP TS 25.101 V10.0.1, 111-122.
- [48] **3GPP, 2009;** Physical layer procedures (FDD), Release 5, 3GPP TS 25.214 V5.5.0.
- [49] **Kay, S. M., 1998;** Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume II: Detection Theory, *Prentice Hall*.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Abdulkadir Özdamar

Doğum Yeri ve Tarihi: Kahramanmaraş, 25.06.1986

Adres: Fulya Mah. Fulya Bayırı Cad. Bilge Sk. No:3/18 Şişli / İSTANBUL

E-Posta: kadirozdamar@msn.com

Lisans: T.C Doğuş Üniversitesi

Mesleki Deneyim ve Ödüller:

- Netaş – Bronz Ödöl : Disiplinli ve Dikkatli Çalışma Stili
- Samsung Türkiye – Galaxy Tab Ödölü : Android platformunda “Samsung Hayalimdeki Uygulama” Yarışması Birinciliğı
- T.C Doğuş Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliğı Bölüm Birinciliğı ile Mezuniyet
- T.C Doğuş Üniversitesi, Mezuniyet Onur Belgesi

Yayın ve Patent Listesi:

- **Özdamar, A.** ve Sevgi, L., 2011. Üç İletkenli İletim Hattı Modeli ve MatLab Tabanlı Diyafoni Hesaplayıcı, *1. Ulusal EMC Konferansı*, İstanbul, 14-16 Eylül.

