

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI – OFDM(A) SİSTEMLERDE ALAMOUTİ
KODLAMASI VE BAŞARIM ANALİZLERİ**

Müh. Hasan Onur KARACA

**FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Mühendisliği Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Lütfiye DURAK ATA (YTÜ)

İSTANBUL,2011

İÇİNDEKİLER

Sayfa

İÇİNDEKİLER	ii
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	viii
ÇİZELGE LİSTESİ	x
ÖNSÖZ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiii
1. GİRİŞ	1
2. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI HABERLEŞME SİSTEMİ	4
2.1 Uzay Zaman Blok Kodları ile İletim Çeşitlemesi	6
2.1.1 İletim Çeşitlemesi	6
2.1.1.1 Frekans Çeşitlemesi	6
2.1.1.2 Zaman Çeşitlemesi	7
2.1.1.3 Uzay Çeşitlemesi	7
2.2 Birleştirme Yöntemleri	7
2.2.1 Seçmeli Birleştirme	7
2.2.2 Eşit Kazançlı Birleştirme	8
2.2.3 Karesel Birleştirici	8
2.2.4 En Büyük Oranlı Birleştirme	8
2.3 Alamouti İletim Çeşitleme Tekniği	10
2.3.1 Klasik En büyük Oran Birleştirici Yapısı	11
2.3.2 Alamouti İletim Çeşitleme Yapısı	13
2.3.3 M Alıcı ile İki Kollu İletim Çeşitlemesi	15
3. KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARINDA SÖNÜMLEME	19
3.1 Kanal Parametreleri	19
3.2 Sönümleme Kanallarının Sınıflandırılması	21
3.2.1 Çok Yollu Yayılımın Sönümlemeye Etkisi	22
3.2.1.1 Düz Sönümleme	22
3.2.1.2 Frekans Seçici Sönümleme	23
3.2.2 Rayleigh Sönümleme	24
3.2.3 Düz Sönümlemeli Rayleigh Kanalın Üretilmesi	26
3.2.4 Kanal Sönümlemesini Azaltma Teknikler	28

3.3	Düz Sönümlemeli Rayleigh Kanalda MRRC ve Alamouti Yapısıyla Hata Başarım Analizi	29
3.4	Kanal Kestirimi	30
3.4.1	Ortalama Algoritması İle Kanal Kestirici	31
3.4.2	Doğrusal Aradeğerleme Algoritması İle Kanal Kestirici	31
4.	DİKGİN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA AYRIK KOSİNÜS DÖNÜŞÜMÜ ve DÖNÜŞSEL ÖNEK	33
4.1	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama	33
4.2	Ayrık Kosinüs Dönüşümü	36
4.3	Dönüşsel Önek	36
4.4	Benzetimlerde kullanılan MIMO – OFDM blok şeması	37
5.	BENZETİM SONUÇLARI	39
6.	SONUÇLAR ve ÖNERİLER	61
	KAYNAKLAR	63
	ÖZGEÇMİŞ	67

SİMGE LİSTESİ

A	Bağımsız, sıfır ortalamalı ve eşdeğer dağılımlı Gauss rastlantı değişkeni
a_i	Çok yollu yayılım dâhilindeki I adet bileşenden i . bileşene ilişkin genlik
B	Bağımsız, sıfır ortalamalı ve eşdeğer dağılımlı Gauss rastlantı değişkeni
B_c	Uyum bant genişliği
B_d	Doppler yayılımı
$d^2(x,y)$	x ve y arasındaki karesel Öklit uzaklığı
f_c	Taşıyıcı frekansına sahip birim güçlü işaret
$f_R(x)$	Rayleigh dağılımına sahip olasılık yoğunluk fonksiyonu
$f_{Rayleigh}(x)$	Rayleigh dağılımına sahip olasılık yoğunluk fonksiyonu
$f_{Rician}(r)$	Rician dağılıma sahip olasılık yoğunluk fonksiyonu
f_i	OFDM’de i . taşıyıcıya ilişkin frekans
$g(t)$	Rayleigh sönmüleme kanalının oluşturulması için gerekli olan denklem
H	MIMO kanala etki eden sönmüleme katsayıları matrisi
$h^{(i,k)}$	Vericideki i . anten ile alıcıdaki k . anten arasında işarete etki eden sönmüleme katsayısı
$\hat{H}$	Kestirilmeye çalışılan kanal
$I_0(.)$	0. dereceden 1. çeşit Bessel işlevi
K	Rician sönmülemeli kanal parametresi
$\rightarrow n$	MIMO kanalda gönderilen işarete etki eden karmaşık toplamsal beyaz Gauss gürültü vektörü
n_k	Alıcıda k . antenden alınan işarete etki eden karmaşık toplamsal beyaz Gauss gürültü
N_t	Verici anten sayısı
N_r	Alıcı anten sayısı
T_x	x . verici anten
T_y	y . alıcı anten
P_i	Gönderilen işarete yerleştirilen i . pilot sembol
P_i	I adet farklı yoldan gelen işaretlerden i .’sinin gücü
R	Alınan işaretin zarfı
r_i	i anındaki sönmüleme kanalının genliği
r_k	k . alıcı antende elde edilen sönmülemeli ve gürültülü işaret
$r(t)$	Rayleigh sönmüleme denklemi
$\rightarrow s$	Vericide, antenlerden gönderilen işaret vektörü
s_i	i . verici antenden gönderilen işaret
$\tilde{s}_k$	k . antenden alıcıya, MIMO kanaldan gelen ve kestirilmeye çalışan işaret
$-s_1^*$	Alamouti kodlamasıyla s_1 işaretinin çeşitlenmiş hali
s_0^*	Alamouti kodlamasıyla s_0 işaretinin çeşitlenmiş hali
T_c	Kanalın uyum zamanını

T_m	Çok yollu yayılım simgesi
$T_{\hat{o}}$	Örnekleme frekansı
$\vec{y}$	Alıcı antenden alınan işaret vektörü
y_k	k . alıcı antenden alınan işaret
$Z_k(t)$	Geliştirilmiş Rayleigh sönümleme kanalının oluşturulması için gerekli olan denklem
σ	Kanalın gecikme yayılımı
σ^2	A ve B 'nin her birinin değışintisi
α_n	n .veri yolunan ait faz
β	Yansıtıcı yüzeyin etkisini gösteren değışken
φ_i	Çok yollu yayılım dâhilindeki I adet bileşenden i . bileşene ilişkin faz
θ_j ve θ_k	OFDM'de dikgensei taşıyıcılar
φ_n	$\alpha_n = 0$ olduğu zaman oluşan Doppler frekansı etkisi
τ_i	MIMO kanaldan geçerken işaretin uğradığı gecikme
$\cdot^T$	İşaretin transpozesi
$\cdot^H$	İşaretin Hermityanı

KISALTMA LİSTESİ

ADPCM	Uyarlanır Farksal Darbe Kod Modülasyonu (Adaptive Differential Pulse Code Modulation)
AWGN	Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü (Additive White Gaussian Noise)
BER	Bit Hata Oranı (Bit Error Rate)
CB	Uyum Bant genişliği (Coherence Bandwidth)
CDMA	Kod Bölüşümlü Çoklu Erişim (Code Division Multiplexing Access)
CP	Dönüşsel Önek (Cyclic Prefix)
CT	Uyum Bant Zamanı (Coherence Time)
DCT	Ayrık Kosinüs Dönüşümü (Discrete Cosine Transform)
DFT	Ayrık Fourier Dönüşümü (Discrete Fourier Transform)
DPCM	Farksal Darbe Kod Modülasyonu (Differential Pulse Code Modulation)
DS	Doppler Yayılımı (Doppler Spread)
DO	Çeşitleme Düzeyleri (Diversity Order)
DS	Yayılım Gecikmesi (Delay Spread)
EGC	Eşit Kazançlı Birleştirme (Equal Gain Combining)
FD	Frekans Çeşitlemesi (Frequency Diversity)
FDM	Frekans Bölüşümlü Çoğullama (Frequency Division Multiplexing)
FEC	İleri Yönde Hata Düzeltme (Forward Error Correction)
FF	Düz Sönümleme (Flat Fading)
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
FSF	Frekans Seçici Sönümleme (Frequency Selective Fading)
GI	Koruma Aralığı (Guard Interval)
ICI	Kanallar Arası Girişim (Inter Carrier Interference)
IDCT	Ters Ayrık Kosinüs Dönüşüm (Inverse Discrete Cosine Transform)
IFFT	Ters Hızlı Fourier Dönüşüm (Inverse Fast Fourier Transform)
ISI	İşaretler Arası Girişim (Inter Symbol Interference)
LOS	Direkt Görüş (Line of sight)
MIMO	Çok Girişli Çok Çıkışlı (Multiple Input Multiple Output)
MLSE	Maksimum Olabilirlikli Dizi Kestirici (Maximum Likelihood Sequence Estimator)
MMSE	Minimum Karesel Ortalama Hata (Minimum Mean Square Error Estimation)
MRRC	Maksimum Oran Birleştirici (Maximum Ratio Receive Combining)
MS	Çok Yollu Yayılım (Multipath Spread)
OFDM	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
PDF	Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu (Probability Density Function)
PSK	Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Phase Shift Keying)
QAM	Dördün Genlik Modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation)
QPSK	Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying)
RD	Alıcı Çeşitlemesi (Receiver Diversity)
SC	Seçmeli Birleştirme (Selection Combining)
SD	Uzaysal Çeşitleme (Space Diversity)
SISO	Tek Giriş Tek Çıkış (Single Input Single Output)
SLC	Karesel Kurallı Birleştirici (Square Law Combiner)
SNR	İşaret Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio)

STBC	Uzay Zaman Blok Kodlaması (Space Time Block Coding)
TD	Zaman Çeşitlemesi (Time Diversity)
TS	Zaman Yayılımı (Time Spreading)
TSF	Zaman Seçici Sönümlleme (Time Selective Fading)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1	Çok girişli çok çıkışlı sistem ve kanal yapısı4
Şekil 2.2	İki kollu MRRC11
Şekil 2.3	Alamouti yapısı; Tx: 2, Rx: 113
Şekil 2.4	Alamouti yapısı; Tx: 2, Rx: 216
Şekil 3.1	Çok yollu yayılım – Sönümleme19
Şekil 3.2	MRRC ve Alamouti Yapılarının Rayleigh 'li kanalda BER başarımlarının karşılaştırılması30
Şekil 4.1	FDM ile çok taşıyıcılı iletim34
Şekil 4.2	OFDM ile çok taşıyıcılı iletim34
Şekil 4.3	IFFT ve FFT arasındaki ilişki35
Şekil 4.4	MIMO – OFDM blok şeması37
Şekil 5.1	MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Bilinen kanal39
Şekil 5.2	MIMO – OFDM – Rayleigh - QPSK – Bilinen kanal39
Şekil 5.3	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Bilinen kanal41
Şekil 5.4	MIMO – DCT – Rayleigh - QPSK – Bilinen kanal41
Şekil 5.5	MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme ile kanal kestirimi43
Şekil 5.6	MIMO – OFDM – Rayleigh - QPSK – Doğrusal aradeğerleme ile kanal kestirimi43
Şekil 5.7	MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi45
Şekil 5.8	MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi45
Şekil 5.9	MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi47
Şekil 5.10	MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Doğrusal ardeğerleme algoritması ile kanal kestirimi47
Şekil 5.11	MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Doğrusal ardeğerleme algoritması ile kanal kestirimi49
Şekil 5.12	MIMO – OFDM – Rayleigh - QPSK – Doğrusal ardeğerleme algoritması ile kanal kestirimi49
Şekil 5.13	MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Bilinen kanal51
Şekil 5.14	MIMO – DCT – Rayleigh - QPSK – Bilinen kanal51
Şekil 5.15	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi52
Şekil 5.16	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi52
Şekil 5.17	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi54
Şekil 5.18	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi54
Şekil 5.19	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi56
Şekil 5.20	MIMO – DCT – Rayleigh - QPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi56

Şekil 5.21	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi	57
Şekil 5.22	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Bilinen kanal	57
Şekil 5.23	MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Bilinen kanal	59
Şekil 5.24	MIMO – DCT – Rayleigh - QPSK – Bilinen kanal	59

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Alamouti kodunun yapısı	14
Çizelge 2.2 Verici ve alıcı antenler arası kanallar	16
Çizelge 2.3 Alıcı işaret yapıları	16
Çizelge 3.4 Doğrusal aradeğerleme algoritması ile OFDM işaretime pilot yerleştirme	32
Çizelge 5.1 En iyi anten kombinasyonuna göre BER sonuçları	60

ÖNSÖZ

Öncelikle, çalışmalarım sırasında sahip olduğuengin bilgi ve deneyimleriyle, bana yardımcı olan tez danışmanım Doç. Dr. Lütfiye DURAK ATA'ya, sonrada çalışmalarım esnasında bana psikolojik olarak destek olan aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Ocak 2011

ÖZET

Bu çalışmada çok girişli çok çıkışlı (MIMO) uzay zaman çeşitliliği, alternatif anten kombinasyonlarında elde edilerek, hızlı Fourier dönüşümü (FFT) ve ayrık kosinüs dönüşümü (DCT) baz alınarak yapılan dikgen frekans bölüşümlü çoğullamalı erişim (OFDM(A)) ile işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimleri yapılmıştır. Vericide birden fazla anten kullanan sistemlerde sonuçlar Alamouti kodlaması kullanılarak elde edilmiştir. Vericide tek anten kullanan sistemlerde ise herhangi bir kodlama yapılmamış ancak alıcıda birden fazla anten bulunan durumda en büyük oranlı birleştirme (MRRC) tekniği kullanılmıştır. Her iki durumda da haberleşme kanalından gönderilen işarete Rayleigh sönümlemesi ve toplamsal beyaz Gauss gürültüsü etki ettiği düşünülmüştür.

Daha sonra MIMO sistemin bit hata oranını düşürmek amacıyla vericide OFDM(A) işaretime dönüşsel önek uygulaması yapılmıştır. Alıcıda ise sönümlemeli kanalının kestirilmesi ortalama ve doğrusal aradeğerleme algoritması ile ele alınmıştır. Ayrıca OFDM(A) ve DCT kullanılarak elde edilen sonuçlar çeşitli faz kaydırmalı anahtarlama teknikleri ile tekrarlanmış ve karşılaştırılmıştır. DCT tabanlı yapılan OFDM(A) sisteminin bir alıcı dört verici anten kombinasyonu kullanıldığında en yüksek başarımlı sonuçlar ürettiği gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: MIMO, OFDM(A), Rayleigh, FFT, DCT, MRRC.

ABSTRACT

This thesis investigates signal to noise ratio versus bit error rate at multiple input multiple output (MIMO) - fast Fourier based (FFT) or discrete cosine transform based (DCT) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) model with various antenna combinations. When transmitter has multiple antennas simulation results are obtained by Alamouti coding. When receiver has multiple antennas simulation results are obtained by using MMSE combiner. In all case while obtaining simulation results, channel has been modelled as Rayleigh fading model and additive white Gaussian noise (AWGN).

For reducing the bit error rate of the system cyclic prefix method has been applied to MIMO – OFDM and at the receiver channel has been tried to estimate via averaging and linear interpolation algorithm. And all of the simulations have been repeated with various shift keying modulation methods. In conclusion, it is showed that DCT based MIMO – OFDM system with one transmit antenna and four receive antennas has the most successful performance.

Key Words: MIMO, OFDM(A), Rayleigh, FFT, DCT, MMSE.

1.GİRİŞ

İletişim hizmetlerinin son yıllarda kullanım oranının hızlı bir şekilde artış göstermesi daha hızlı ve kaliteli veri iletimi ve daha verimli bant genişliği kullanım gereksinimlerini beraberinde getirmiştir. Bu tez kapsamında yapılan çalışmalar, tez içinde anlatılan konuların sırasına göre giriş bölümünde verilmiştir.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde zaman, frekans, polarizasyon, varış açısı ve uzay çeşitlemeleri kullanılabilir. Uzay 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 sabit birimde anten çeşitlemesi yapmak daha elverişlidir (Tarokh vd., 1997). Sadece vericide anten çeşitlemesi yapılmasına *iletim çeşitlemesi* (Transmitter diversity - TD) denilmektedir. Sadece alıcıda anten çeşitlemesi yapılmasına *alıcı çeşitlemesi* (Receiver diversity - RD) denilmektedir (Bölcskei, 2006). Çok yollu sönmüleme etkisini azaltmanın en etkin yollarından birisi çeşitleme tekniğidir ve Bölüm 2.1’de çeşitleme teknikleri anlatılmaktadır.

Birbirinden bağımsız sönmüleme kanallarından gelerek alıcıya ulaşan işaretler alıcıda bir araya getirilmeye çalışılır. Bu tez kapsamında *seçmeli birleştirme* (Selection combining - SC), *eşit kazançlı birleştirme* (Equal gain combining - EG), *en büyük oranlı birleştirme* (Maximum ratio receive combining - MRRC) ve *karase lkurallı birleştirici* (Square law combining - SLC) tanıtılmış ve MRRC yöntemi üzerinden benzetim sonuçları elde edilmiş, Bölüm 2.2’de bu konu üzerinde durulmuştur.

Kablosuz haberleşme kanallarında sistem kapasitesini arttırmak için, kullanılan verici anten sayısına göre daha fazla veri iletim hızı sağlayacak şekilde kodlama yapılır. Bu kodlamaya *uzay-zaman blok kodlaması* (Space time block coding - STBC) denilmektedir (Tarokh vd., 1997; Alamouti,1998; Bölcskei, 2004; Bölcskei, 2006). Fazladan bant genişliği kullanmadan iletilecek bit dizileri uzay-zaman blok kodlamasıyla kodlanır ve iletimde kullanılacak anten sayısı kadar uzunluklara bölünür. Uzay-zaman blok kodlamasıyla belirlenen anten sayısı ile sağlanabilecek maksimum iletim hızı sağlanır (Bölcskei, 2004; Bölcskei, 2006). Uzay-zaman blok kodlama kullanılarak oluşturulan sisteme *çok girişli - çok çıkışlı* (Multiple input multiple output - MIMO) sistem denmektedir (Tarokh vd., 1997; Alamouti, 1998; Bölcskei, 2006). MIMO sistemlerde verici ve alıcıda birden fazla anten kullanılmaktadır. Bu tip sistemlerde tek anten kullanan

çözümlere göre harcanan gücü ve bant genişliğini arttırmaksızın, sistem kapasitesini ve alıcıdaki işaret gürültü oranının artırılmasında ve bit hata oranının düşürülmesinde önemli bir katkı da sağlanmaktadır (Tarokh vd., 1997; Alamouti, 1998; Tarokh, 1999). Bölüm 2.3’de Alamouti’nin çalışmalarıyla üçüncü nesil ve daha ileri düzeydeki kablosuz gezgin haberleşme sistemlerinde istenen veri kapasitesine, veri kalitesine ve hızına erişmek amacıyla STBC açıklanmaktadır.

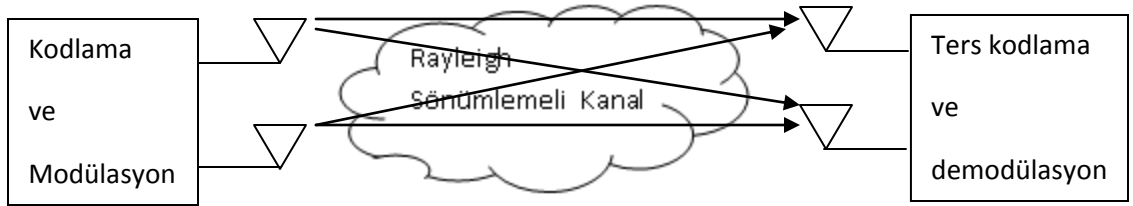
Kablosuz haberleşme sistemlerinde çok yollu sönümleme kanallarının etkisi istenilen düzeyde iletişimin sağlanmasını zorlaştırmaktadır (Alamouti, 1998). Alıcı ve verici arasında farklı iletişim kanalları kurularak, oluşabilecek sönümleme etkisi tek kanallı iletişim sistemlerine göre çok daha etkin olabilmektedir (Proakis vd., 1994; Alamouti, 1998; Bölcskei, 2004). Sönümleme kanalları, bu iki birim arasındaki engellerin (coğrafi engeller, yüksek binalar, dağlar, v.s.) ve gezgin birimin ya da birimlerin hareketi sonucu sürekli değişmesine neden olmaktadır. Bunun sonucunda kanalın darbe yanıtının zamanla değişmesi alıcıda elde edilen işaretin üst üste binerek aşırı sönümlenmesine ve hatta alınan işaretin tamamen kaybolmasına neden olabilmektedir (Sklar, 1997; Bölcskei, 2004). Düz sönümlemeli ve frekans seçici sönümleme olarak iki temel sönümleme modeli bulunmaktadır. Bu tezde benzetim sonuçları düz sönümlemeli Rayleigh kanal ile elde edilmiş, Bölüm 3’de tez kapsamında elde edilen sönümleme kanalıyla ilgili detaylara değinilmiştir.

Kullanılan frekans bandı *dikgen frekans bölmeli çoğullama* (Orthogonal frequency division multiplexing - OFDM) metodu ile alt bantlara ayrılarak, taşıyıcı spektrumlarının çakışmasına izin vermek suretiyle belirli bir frekans bandından daha fazla taşıyıcı iletilebileceği için frekans spektrumunun daha verimli kullanılması ve iletim kapasitesinin artırılması mümkün olabilmektedir (Lin vd., 2009; Junxuan vd., 2009). OFDM, yüksek iletim hızlarına ulaşılabilmesi ve simgeler arası girişim gibi bozucu etkilere karşı dayanıklılığı nedeniyle MIMO sistemlerde de tercih edilmektedir. Genel manada MIMO – OFDM olarak adlandırabileceğimiz bu sisteme *dönüşsel önek* (Cyclic prefix - CP) eklenerek sönümleme kanalının etkisini daha da azaltarak *simgeler arası girişim* (Inter symbol interference - ISI) engellemektedir (Bölcskei, 2004; Zhang vd., 2004; Nema vd., 2006). Böylece yukarıda da belirtilmek istenen veri kalitesi, veri hızı ve veri kapasitesi arttırılmakta sistem bir adım daha ileri taşınmaktadır. Ayrıca *hızlı fourier dönüşümü* (Fast fourier transform - FFT) tabanlı OFDM yerine *ayrık kosinüs dönüşümü* (Discreet cosine transform - DCT) tabanlı OFDM kullanılarak hangi yöntemin daha etkin olduğu gösterilmiştir. Kanalin daha etkin kullanıldığı bu yöntemler Bölüm 4’te incelenmiştir.

Tez kapsamında anlatılan konuların benzetimlerine Bölüm 5’te yer verilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırması ve sistemin iyileştirilmesi için öneriler ise Bölüm 6’da yer bulmuştur.

2. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI HABERLEŞME SİSTEMİ

Kablosuz haberleşme sistemlerinde alıcı ve verici yapısında kullanılan anten sayısı kablosuz kanalda iletilen işaretin gerek kalitesini gerekse kapasitesini etkilemektedir. Üçüncü nesil ve daha ileri kablosuz haberleşme sistemlerinde daha hızlı ve daha kaliteli bir haberleşme için alıcı ve verici sistemlerinde birden fazla antenin kullanıldığı bir yapı düşünülmüştür. Bu tip sistemlerde tek anten kullanan çözümlere göre harcanan gücü ve bant genişliğini arttırmaksızın, sistem kapasitesini ve alıcıdaki *işaret gürültü oranı*'nın (Signal to noise ratio - SNR) arttırılmasında ve bit hata oranının düşürülmesinde önemli bir katkıda bulunmaktadır (Alamouti, 1998). Yapılan çalışmaların amacı üçüncü nesil kablosuz gezgin haberleşme sistemlerinde istenen veri kapasitesine ve hızına erişmektir. Doğrusal anten elemanlarının kullanıldığı zengin-dağıtımlı, çok-gönderim yollu (Bölcskei, 2006) ortamlarda, N adet verici anten M adet alıcı antenin bulunduğu bir sistem için kazanç, aradaki kanalın uzaysal çoğullama yöntemi ile $N \times M$ parçaya bölünüp her bir kanalın alıcıda ayrı olarak değerlendirilmesiyle elde edilir (Alamouti, 1998; Tarokh, 1999; Bölcskei, 2004).



Şekil 2.1 Çok girişli çok çıkışlı sistem ve kanal yapısı

Alıcı ve verici yapısında birden fazla anten kullanılan sistem Şekil 2.1’de görüldüğü gibi sanki arada birden fazla iletişim kanalı varmış gibi çoğullanmaktadır. Haberleşme kanalının çoğullanması, kullanılan kanalda *kanallar arası girişim* (Inter carrier interference - ICI) gibi bazı sorunlara yol açsa da (Lin vd., 2009), kanal kapasitesinin arttırılması, veri hızının yükselmesi ve bit hata oranının düşürülmesi gibi önemli faydalara sahip olduğundan tercih edilmektedir (Tarokh vd., 1997; Telatar, 1999; Naguib vd., 2000). Çoğullanan kanallar nedeniyle oluşan ICI; vericideki düzenekte 10 dalga boyu (Alamouti, 1998) alıcı antenler arasında ise 3 dalga boyu (Alamouti, 1998) mesafe bırakılarak telafi edilebilmektedir. Yine çoğullanan kanallar nedeniyle oluşan frekans seçici sönümleme (Suthaharan vd., 2002) ise Bölüm 4.3’de anlatılacak olan CP

yöntemiyle aşılabilmektedir. Çok girişli çok çıkışlı sistem için tasarlanacak bir kanal modelini (Alamouti, 1998) ele alırsak

$$H = \begin{bmatrix} h^{(1,1)}, h^{(1,1)}, \dots, h^{(1,N_x)} \\ h^{(2,1)}, h^{(2,2)}, \dots \\ \dots \\ h^{(N_x,1)}, h^{(N_x,2)}, \dots, h^{(N_x,N_y)} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

olur. Burada $i = 1, \dots, N_x$ ve $k = 1, \dots, N_y$ olmak üzere $h^{(i,k)}$ verici X 'teki i . verici antenden alıcı Y 'deki k . alıcı antene iletilen işarete etki eden sönümlleme katsayısını ifade etmektedir. Vericide i . verici antenden gönderilen simge s_i olmak üzere bu simgelerden oluşan vektör aşağıdaki gibidir (Alamouti, 1998):

$$\vec{s} = [s_1, s_2, \dots, s_i]^T \quad (2.2)$$

Burada $\cdot^T$ işaretin transpozisini ifade etmektedir. Alıcıda k . alıcı antenden alınan işarete etki eden karmaşık *toplamsal beyaz gauss gürültüsü* (Additive white gaussian noise – AWGN) bileşeni n_k olmak üzere gürültü vektörü

$$\vec{n} = [n_1, n_2, \dots, n_k]^T \quad (2.3)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Bu durumda k . alıcı antenden alınan işaret y_k olmak üzere alınan işaret vektörü $\vec{y}$ aşağıdaki gibi elde edilir

$$\vec{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_y} \end{bmatrix} = H\vec{s} + \vec{n} \quad (2.4)$$

Alınan işaret vektörü alıcı yapısında kullanılan MRRC'ye (Alamouti, 1998) göre elde edilerek işleme devam edilmektedir.

2.1 Uzay-Zaman Blok Kodları İle İletim Çeşitlemesi

Çeşitleme, alıcıda iletilen işaretin istatistiksel olarak bağımsız ve birden fazla kopyasının elde edilmesi için kullanılan bir yöntemdir (Proakis vd., 1994; Alamouti, 1998). Frekans çeşitlemesi, zaman çeşitlemesi ve uzay çeşitlemesi Bölüm 2.1.1'de sırasıyla anlatılmıştır.

2.1.1 İletim Çeşitlemesi

Çok yollu kanallar üzerinden alıcıda elde edilen işaretler etkili sönümlemelere neden olabilmekte ve bundan dolayı alıcıda hata miktarı aşırı derecede artabilmektedir. Sönümlemeli çok yollu kanallarda hata olasılığını azaltmak için çeşitleme yöntemi kullanılmaktadır. Aynı bilgiyi taşıyan işaretin birden çok kopyasını birbirinden bağımsız sönümlemeli kanallar üzerinden gönderilerek işaretlerin hepsinin aynı anda sönümlemeye uğrama olasılıkları önemli miktarda azalacaktır. Bundan dolayı çeşitleme tekniği mantıklı bir yaklaşımdır (Proakis vd., 1994). Çeşitleme; kablolu haberleşme kanallarında etkili sönümlemeleri azaltmanın yanında iletim gücü gereksinimini azaltmakta önemli bir rol oynamaktadır. Özellikle gezgin birimden baz istasyonuna iletişim için gezgin birimin güç kaynağının sınırlı olduğunu düşünürsek çeşitlemenin önemi daha da iyi anlaşılmaktadır (Proakis vd., 1994).

2.1.1.1 Frekans Çeşitlemesi

Aynı işaretin birbirinden bağımsız birden çok sönümlemeli çeşidini elde edebilmek için aynı işareti birbirinden farklı frekanslarda ve frekanslararası minimum bant genişliğinin uyum bant genişliğinden (B_c) fazla olduğu taşıyıcılar ile iletilmesine *frekans Çeşitlemesi* (Frequency diversity - FD) denir (Proakis vd., 1994; Bölcskei, 2004). Bu tekniğin dezavantajları ek bant genişliği gereksiniminin yanında daha fazla iletim gücü gerektirmesi ve frekans çeşitlemesi için kullanılan kanal sayısı kadar alıcı gerektirmesidir (Lee vd., 2000). Dolayısıyla farklı frekansların yanında aynı zamanda donanımsal manada da bir yük getirmektedir (Bölcskei vd., 2001). Bu tez kapsamında frekans çeşitlemesi yöntemi üzerinden ileriye taşınmamıştır.

2.1.1.2 Zaman Çeşitlemesi

Zaman çeşitlemesi 'nde (Time diversity – TM) yine birbirinden bağımsız sönümlemeye uğramış işaretler elde edebilmek için aynı işaret bilgisi birbirinden farklı zaman dilimlerinde gönderilir. Birbirini takip eden zaman dilimleri arasındaki zaman ayırımı kanalın uyum zamanını (T_c), geçmelidir (Proakis vd., 1994). Uyum zamanı, T_c , Doppler kaymasına yani taşıyıcı frekansına ve gezgin birimin hızına bağlıdır. Zaman çeşitlemesi, *ileri yönde hata düzeltme* (Forward error correction - FEC) kodlarında ve serpiştirme (interleaving) işleminde kullanılır (Bölcskei, 2004). Bu tekniğin dezavantajlarından bazıları, gezgin birimin çok yavaş ilerlemesi durumunda istenmeyecek kadar gecikmelerin olması ve yüksek iletim gücü gerektirmesidir (Tarokh vd., 1997; Suthaharan vd., 2002). Yine bu tezde olumsuz yönlerinden dolayı bu yöntem tercih sebebi olmamıştır.

2.1.1.3 Uzak Çeşitlemesi

Uzak çeşitlemesi, (Space diversity – SD) hücreli radyo şebekelerinde kullanılan en yaygın teknik olmasının yanında ek frekans spektrumu gerektirmez (Tarokh vd., 1997; Tarokh, 1999). Bu çeşitleme tekniğinde verici ve alıcının her ikisinde ya da sadece birinde birden çok anten kullanılarak birbirinden bağımsız sönümlemeli kanallar üzerinden iletişim sağlanmaktadır. İlişkisiz sönümleme elde edebilmek için verici ya da alıcı antenlerin yeteri kadar birbirinden uzak olmaları gerekmektedir. Baz istasyonları için antenler arası uzaklık genellikle 10 dalga boyu ya da daha fazlasıdır (Proakis vd., 1994; Alamouti, 1998). Bu iletim çeşitlemelerinin yanında polarizasyon, varış açısı çeşitlemeleri gibi çeşitleme teknikleri vardır (Guey vd., 1996; Jiang vd., 2007). Yapılan tezde benzetimleri elde edilen çeşitleme metodu anten çeşitlemesidir.

2.2 Birleştirme Yöntemleri

İşaretin birbirinden farklı bağımsız sönümlemeli kanallardan alıcıya iletildiği durumda alıcıdaki işaretten gönderilen işaretin birleştirilmesinin (belirlenmesinin) birkaç yöntemi vardır (Proakis vd., 1994). Bu yöntemler Bölüm 2.2 başlığı altında anlatılacağı üzere seçmeli birleştirme, eşit kazançlı birleştirme en büyük oranlı birleştirme ve karesel kurallı birleştirmedir.

2.2.1 Seçmeli Birleştirme

Bu teknikte alıcıya ulaşan her işaretin gücüne bakılır ve işaret gücü fazla olan işaret kullanılmak üzere seçilir. Bu tekniğin daha basit uygulaması demodülasyon ve karar verme (sezme) için, kullanılacak işaretin gücü önceden belirlenmiş bir eşik değerinden büyükse seçilmesi şeklindedir. Eğer işaretin gücü eşik değerinden küçükse işaret gücünün en fazla olduğu kanala anahtarlama gerçekleştirilir. Burada belirtilen işaret birleştirme ve karar verme yöntemine *seçmeli birleştirme* (Selection combining - SC) denir (Proakis vd., 1994).

2.2.2 Eşit Kazançlı Birleştirme

Birbirinden bağımsız sönümlemeli kanalların birleştirilmesi için daha karmaşık yöntemler bulunmaktadır. Bunlardan bir tanesi, farklı kanallardan gelen işaretlerin demodülasyondan sonra oluşan farklı faz kaymalarını kestiren ve düzelten alıcının eşzamanlı demodülasyon ve karar verme (sezme) yaklaşımıdır. Her kanala ilişkin demodülatör çıkışındaki fazları düzeltilmiş işaretler toplanır ve seziciye (karar verici) gönderilir. Bu tür işaret birleştirme tekniğine *eşit kazançlı birleştirme* (Equal gain combining - EGC) denilmektedir (Proakis vd., 1994).

2.2.3 Karesel Kurallı Birleştirme

Birbirinden bağımsız kanallardan dik işaretler gönderilmesi durumunda alıcıda eşzamanlı olmayan demodülasyon uygulanabilir. Bu durumda her demodülatör çıkışındaki işaretin karesi alınıp tüm bileşenler toplanır ve seziciye gönderilir. Bu birleştirme metoduna *karesel kurallı birleştirme* (Square law combiner - SLC) denir (Proakis vd., 1994).

2.2.4 En Büyük Oranlı Birleştirme

Bu tez kapsamında da incelenecek olan yöntemde farklı kanallardan gelen işaretlerin seviyeleri kestirilir, demodülatör çıkışında fazları düzeltilmiş işaretler sahip oldukları güçlerle orantılı olarak genlikleri değiştirilir ve bu işaretler seziciye gönderilir. Bu birleştirme tekniğine MRRC denir. Bölüm 5'te kullanacağımız birleştirme tekniği Alamouti'nin de temel olarak aldığı MRRC dir. (Proakis vd., 1994; Alamouti, 1998).

Belirtilen birleştirme tekniklerinin tamamı alıcıda oluşacak *bit hata oranını* (Bit error rate - BER) önemli ölçüde azaltmaktadır. Sönümlemeli çok yollu kanallarda işaret kalitesini arttırmak ya da hata olasılığını azaltmak çok zordur. AWGN'de tipik modülasyon ve kodlama tekniklerini

kullanarak bit hata olasılığını 10^{-2} 'den 10^{-3} 'e indirmek için 1 ya da 2 dB daha fazla SNR yetmektedir (Alamouti, 1998). Fakat çok yollu sönümlemeli kanalda aynı başarıyı sağlayabilmek için SNR'da 10 dB ve üzeri iyileştirme gerekmektedir (Alamouti, 1998). Gelecek nesil gezgin iletişim sistemleri için bu SNR iyileştirmesinin fazla iletim gücü veya ek bant genişliği kullanılarak yapılması uygun görülmemiştir. Bu durumda sönümlemenin hem gezgin birimde hem de sabit birimde etkisini azaltabilmenin daha etkin yollarına gidilmiştir. Teorik olarak kullanılabilecek en etkili teknikler, Bölüm 2.1'de belirtilmiş olduğu gibi birçok çeşitleme tekniklerinden birisidir.

Bu çeşitleme tekniklerinden en etkili ve pratik olanı anten çeşitlemesidir (Alamouti, 1998) ki; şu anda yaygın olarak kullanılan çeşitleme tekniğidir. Bu çeşitleme tekniğindeki yaklaşım, vericide veya alıcıda çok sayıda anten kullanarak alıcıda elde edilen işarette sönümleme etkisini azaltmaktır. Gezin birimlerde çok sayıda anten kullanmak gezgin birimin boyut, fiyat ve güç gereksiniminin artmasını gerektirmektedir (Bölcskei, 2004). Bundan dolayı, bu çeşitleme tekniğinde genellikle sabit birime konulan antenlerle alıcı kalitesini iyileştirme yoluna gidilmiştir. Bir sabit birimin yüzlerce gezgin birime hizmet ettiğini düşünürsek sabit birime yeni donanımların eklenmesi gezgin birime göre daha ekonomiktir (Proakis vd., 1994; Bölcskei, 2004).

Son yıllarda iletim çeşitlemesi için farklı yaklaşımlar önerilmiştir. Bu yaklaşımlardan *gecikme çeşitlemesi* (Delay diversity - DD) Wittneben (Wittneben, 1991, 1993) tarafından ve buna benzer bir yapıda Seshadri ve Winters (Seshadri vd., 1993) tarafından önerilmiştir. Önerilen yaklaşımda sabit birime eklenen antenler ile aynı simgenin kopyaları farklı zamanlarda farklı iletim antenlerinden gönderilerek sanal çok yollu bozulma yaratılması sağlanmıştır. *En büyük olabilirlikli dizi kestirici* (Maximum likelihood sequence estimator - MLSE) ya da *en küçük karesel ortalama hata tahmini* (Minimum mean square error estimation- MMSE) dengeleyicisiyle çok yollu bozulma çözümlenir ve çeşitleme kazancı sağlanır (Alamouti, 1998). Başka bir yaklaşım da *uzay zaman kafes kodlamasıdır* (Space time trellis - STT) (Jakes, 1974). Bu yaklaşımda simgeler antenlere göre kodlanır ve aynı anda antenlerden iletdikten sonra maksimum olabilirlikli kod çözücü ile alıcıdaki işaret çözülür. Bu yaklaşım ileri yönde hata düzetme kodlamasını içerdiği için çok etkin bir yaklaşımdır. Ancak, bu yaklaşımda maliyet, gerekli bant verimliliği ve çeşitleme düzeyinin üstel bir fonksiyonu olduğu için bazı

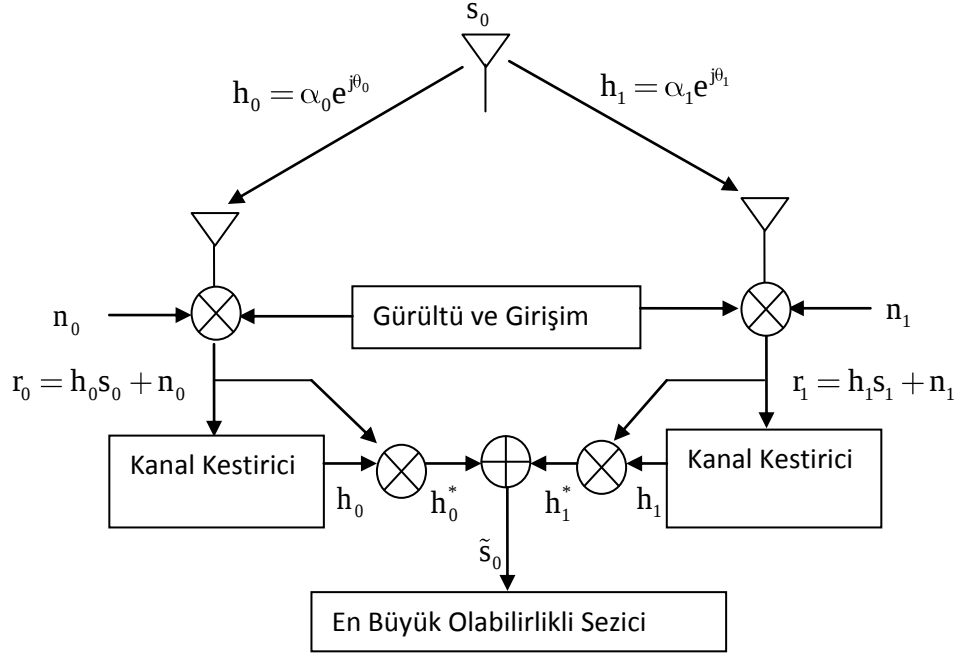
uygulamalarda etkin bir yöntem olmaktan çıkmaktadır (Proakis vd., 1994). Sonuç olarak kullanılan metot Alamouti'nin de kullanmış olduğu MLSE dir.

2.3 Alamouti İletim Çeşitleme Tekniği

Bu tez çalışmasına temel teşkil eden teknikte, Alamouti yapısı, alıcıda işaretin kalitesini arttırmayı sağlayan iki veya daha fazla farklı vericili basit bir işaret işleme tekniğine dayanan bir iletim çeşitleme yöntemidir (Alamouti, 1998). Bu teknikle elde edilen çeşitleme düzeyi MRRC'nin iki alıcı antenle uygulanmasıyla elde edilen çeşitleme düzeyine eşittir. Bu yapı 2 veya daha fazla verici anten ve M tane alıcı anten kullanılarak gerçekleştirilebilir ve çeşitleme düzeyi $2M$ veya üstüne çıkartılabilir. Bu yöntem, alıcıdan vericiye hiçbir geri besleme içermeden ve basit hesaplamalarla gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca bu yeni yapı fazladan bant genişliği gerektirmemektedir (Alamouti, 1998).

Alamouti yapısı, hata başarımını, veri iletim hızını ya da telsiz iletişim sisteminin kapasitesini arttırmaktadır (Telatar, 1999). Sönümlemeye karşı azalan duyarlılık, veri hızını arttırmak için çok düzeyli modülasyon tekniklerinin kullanılması ya da sistem kapasitesini arttırmak için çok hücreli yapılarda yenileme faktörünün küçülmesine olanak sağlamaktadır. Ayrıca, Alamouti yapısı kablosuz haberleşme sistemlerinin kapsama alanlarının artmasını sağlamak için kullanılabilir. Kısaca, bu yapı çok yollu sönümlemeden dolayı sınırlı sistem kapasitesine sahip uygulamalarda çok verimlidir (Alamouti, 1998). Gelecek nesil iletişim sistemleri için, sahip olduğu gezgin birimdeki sönümleme etkisini sabit birimde birden fazla anten kullanarak etkin bir şekilde azaltmayı sağlayan Alamouti yapısı çok güzel bir adaydır. Alamouti yapısına uyarlanması kolay olması ve denkliği nedeniyle klasik MRRC tekniğini tercih edilmiştir.

2.3.1 Klasik En Büyük Oran Birleştirici Yapısı



Şekil 2.2 İki kollu MRRC

2 kollu bir MRRC yapısı Şekil 2.2’de görülmektedir. Verici anten ile 0. alıcı anten arasındaki sönümlleme katsayısı h_0 ve 1. alıcı anten arasındaki sönümlleme katsayısı h_1 ile ifade edilmiş olsun,

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Kanal etkisi olan h_0 ve h_1 görüldüğü gibi bir genlik yanıtı ve bir faz yanıtı olarak ele alınabilir. Alıcıda elde edilen işaret ise;

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + n_0 \\ r_1 &= h_1 s_0 + n_1 \end{aligned} \quad (2.6)$$

s_0 iletilen işareti göstermek üzere alıcıda elde edilen temel bant işaretler, Denklem (2.6)'daki gibi olup burada n_0 ve n_1 karmaşık gürültü terimleridir. n_0 ve n_1 'in Gauss dağılımlı olduğunu düşünürsek (Alamouti, 1998), alıcıdaki işaretler için maksimum olabilirlikli karar kuralı s_i işaretinin ancak şu koşulda seçilmesiyle olur,

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \forall i \neq k \quad (2.7)$$

burada $d^2(x, y)$, x ve y arasındaki karesel öklit uzaklığıdır ve şu şekilde hesaplanır:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (2.8)$$

İki kollu MRRC için alıcıda birleştirme şöyledir:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \\ \tilde{s}_0 &= h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_1^* (r_1 = h_1 s_0 + n_1) \\ \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \end{aligned} \quad (2.9)$$

(2.8) ve (2.9) eşitliklerini kullanarak (2.7) eşitsizliğini açarsak, s_i 'nin seçilme durumu ancak şu şekilde gerçekleşir,

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_i|^2 - \tilde{s}_0^* s_i - \tilde{s}_0 s_i^* \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_0^* s_k - \tilde{s}_0 s_k^*, \forall i \neq k \quad (2.10)$$

ya da (2.10)'a denk olan şu eşitsizlik de kullanılabilir:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_k), \forall i \neq k \quad (2.11)$$

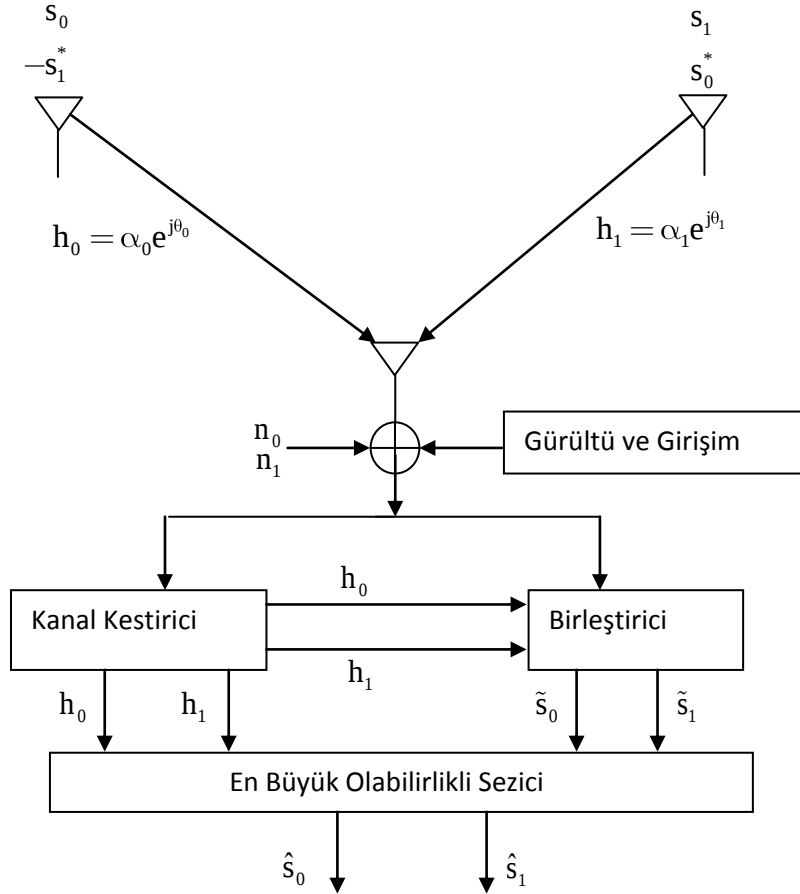
Faz kaydırmalı anahtarlama (Phase shift keying - PSK) işaretleri için tüm işaretler eşit enerjili olduğundan, karar kuralı şu şekilde basitleştirilebilir:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \forall i \neq k \quad (2.12)$$

Şekil 2.2’de de görüldüğü gibi bu yapıda MLSE s_0 ’ın maksimum olurlu tahmini $\hat{s}_0$ ’yı üretir (Alamouti, 1998).

2.3.2 Alamouti İletim Çeşitleme Yapısı

Alamouti’nin önerdiği bir alıcılı, iki kollu iletim çeşitleme yapısı Şekil 2.3’de görülmektedir. Bu yapıda 2 tane verici anten ve 1 tane alıcı anten kullanılmaktadır. Bu yapıda şu üç işlev gerçekleştirilir (Alamouti, 1998); Kodlama, alıcı birleştirme yapısı (MRRC), MLSE sezme için karar kuralı.



Şekil 2.3 Alamouti yapısı; Tx: 2, Rx: 1

Bir işaret periyodunda vericilerden aynı anda iki işaret gönderilir. Tx:0'dan gönderilen işaret s_0 ile Tx:1'den gönderilen işaret s_1 ile belirtilmiş olsun. Bu durumda ikinci simge periyodunda Tx: 0'dan $-s_1^*$ ve Tx:1'den s_0^* gönderilmektedir (Alamouti, 1998). Bu dizi aşağıda görülmektedir,

Çizelge 2.1 Alamouti kodunun yapısı

	Sıfıncı verici anten	Birinci verici anten
t anında gönderilen işaret	s_0	s_1
t + T anında gönderilen işaret	$-s_1^*$	s_0^*

Kodlama uzay ve zamanda (space-time) çizelge 2.1'de gösterildiği gibi yapılmıştır. Kodlamayı uzay ve frekansta da yapabiliriz. Bu durumda iki tane simge periyodu yerine iki tane ayrı taşıyıcı kullanılmalıdır (space-frequency) (Alamouti, 1998; Lee vd., 2000; Pop vd., 2001). Daha önce belirttiğimiz gibi bu ek bir donanım gerektirir.

t anında sönümlemeli kanalları karmaşık çarpımsal bozulma olarak modelleyebiliriz. Sönümlemenin art arda iki simge periyodu boyunca sabit olduğunu varsayarsak,

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (2.13)$$

şeklinde yazılabilir. Burada T simge süresi, h_0 Tx: 0 ile alıcı anten arasındaki ve h_1 Tx: 1 ile alıcı anten arasındaki sönümleme etkisini oluşturan katsayılarıdır. Alıcıdaki işaretler şöyle ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (2.14)$$

burada r_0 ve r_1 , t ve t + T anlarında alıcıdaki işaretlerdir. Alıcıya ulaşan işaretlerin birleştirme işlemi Şekil 2.3'de gösterildiği gibi yapılır MLSE'ye gönderir.

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^*\end{aligned}\tag{2.15}$$

(2.13) ve (2.14)'u kullanırsak (2.15),

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1 n_0\end{aligned}\tag{2.16}$$

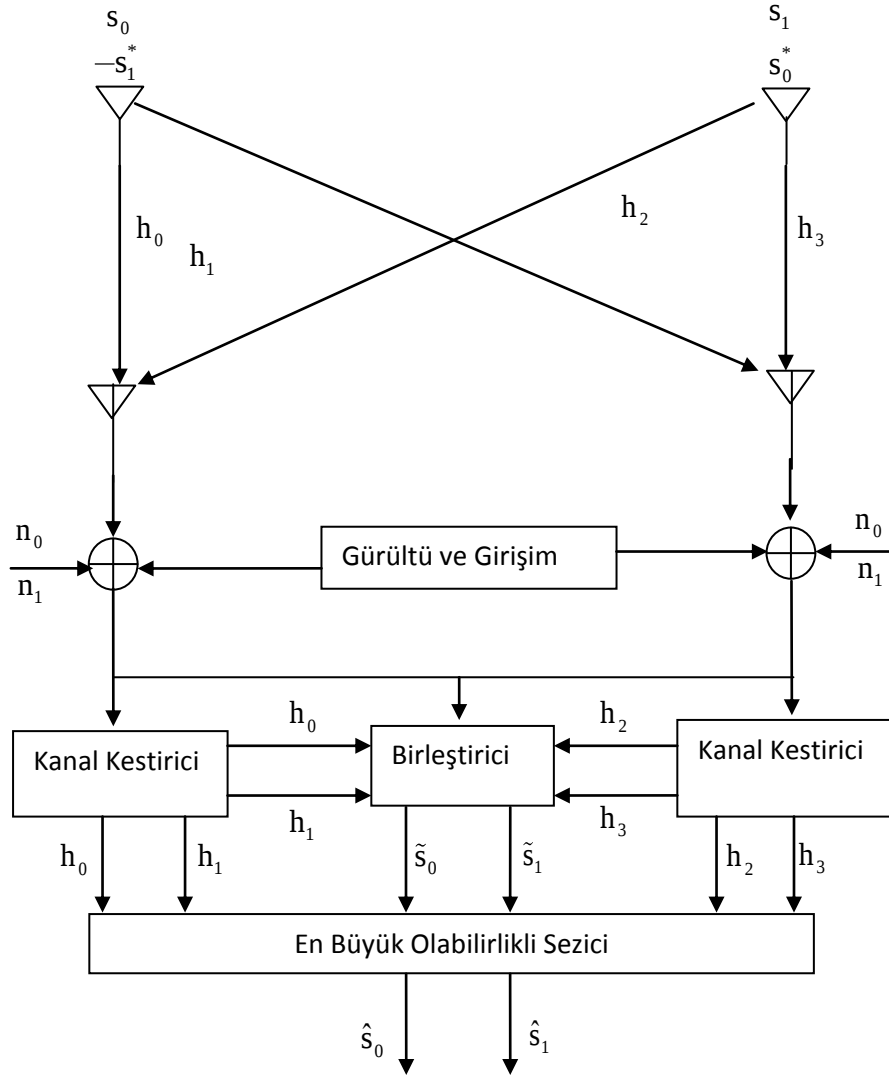
şeklinde yazılabilir.

MLSE seziciye gönderilecek, (2.16)'da elde edilen işaretler ve s_0 ve s_1 'in her biri için (2.11) ya da (2.12) numaralı karar verme kuralı uygulanır (PSK işaretler için) (Alamouti, 1998). Bu yapıda elde edilen birleştirilmiş işaretler iki kollu MRRC'dekine eşittir. Tek fark gürültü bileşenindeki faz kaymasıdır ki bu alıcıdaki SNR'ın düşmesine neden olmaz. Bundan dolayı Alamouti yapısı ile iki kollu MRRC'nin *çeşitleme düzeyleri* (Diversity order - DO) eşittir (Alamouti, 1998).

2.3.3 M Alıcı ile İki Kollu İletim Çeşitlemesi

Yüksek çeşitleme düzeylerinin ve gezgin birimlerde birden çok antenin kullanılabildiği uygulamalar olabilmektedir. Bu durumlarda 2 verici ve M tane alıcı anten kullanarak $2M$ 'lik çeşitleme düzeyi elde edilebilir. Bunun gösterimi için iki verici ve iki alıcı anten kullanılmıştır.

M tane alıcının kullanıldığı yapı genelleştirme yapılarak kolay bir şekilde elde edilir. Şekil 2.4'de 2 verici, 2 alıcı antenin kullanıldığı Alamouti yapısı görülmektedir.



Şekil 2.4 Alamouti yapısı; Tx: 2, Rx: 2

Kodlama ve iletim dizisinin yapısı önceki durum ile tamamen aynıdır. Çizelge 2.2’de verici ile alıcı antenler arasındaki kanallar, Çizelge 2.3’de alıcıdaki işaretlerin gösterimlerine yer verilmiştir.

Çizelge 2.2 Verici ve alıcı antenler arası kanallar

	Sıfırıncı alıcı anten	Birinci verici anten
Sıfırıncı verici anten	h_0	h_2
Birinci verici anten	h_1	h_3

Çizelge 2.3 Alıcı işaret yapıları

	Sıfıncı verici anten	Birinci verici anten
t anında gönderilen işaret	r_0	r_2
t + T anında gönderilen işaret	r_1	r_3

Alıcıdaki işaretler,

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

şeklindedir. Birleştirici aşağıdaki iki işareti oluşturur

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

(2.17) ve (2.18)'i kullanarak,

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0^* n_1 + h_1^* n_0 - h_2^* n_3 + h_3^* n_2
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

elde edilir. Bu işaretler MLSE'a gönderilir. s_0 ve s_1 için sırasıyla aşağıdaki karar ölçütleri kullanılır (PSK işaretler için):

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \tag{2.20}$$

veya

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \forall i \neq k \quad (2.21)$$

ise s_i işareti seçilir. s_1 işareti için,

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k) \quad (2.22)$$

veya

$$d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_k), \forall i \neq k \quad (2.23)$$

ise s_i işareti seçilir.

(2.19)'da elde edilen birleştirilmiş işaretler 4 kollu MRRC ile aynıdır. Bundan dolayı elde edilen çeşitleme düzeyleri bu iki durumda da eşittir (Alamouti, 1998). M tane alıcının kullanılması durumunda (2.18) eşitliği şu şekilde genelleştirilebilir,

$$\tilde{s}_0 = \sum_{i=0}^M h_i^* r_i + h_{i+1} r_{i+1}^*, \quad i = 0, 2, 4, \dots, 2k \quad (2.24)$$

$$\tilde{s}_1 = \sum_{i=0}^M h_{i+1}^* r_i - h_i r_{i+1}^*, \quad i = 0, 2, 4, \dots, 2k \quad (2.25)$$

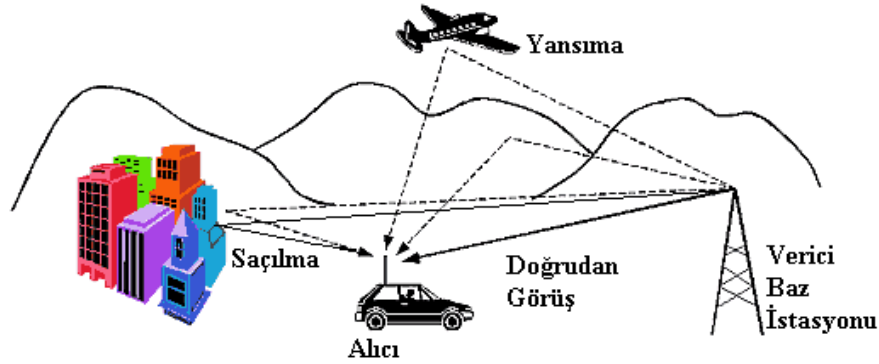
Alıcıdan gelen işaretlerin birleştirilmiş şekilleri her bir alıcının birleştirilmiş işaretlerinin toplamına eşittir. Buradan şu önemli sonucu çıkartabiliriz: 2 verici ve M tane alıcı anten kullanılan bir sistemde her bir alıcı anten için birleştirici kullanılabilir ve elde edilen işaretlerin toplamını alarak 2M kollu MRRC ile aynı çeşitleme düzeyi elde edilebilir (Alamouti, 1998).

3. KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARINDA SÖNÜMLEME

Günümüzde iletişim sistemlerini en çok etkileyen bozucu etkenler AWGN, ISI, yol kaybı (path loss), gölgeleme (shadowing) ve çok yollu sönümlleme (multipath fading) olarak sıralayabiliriz (Jakes, 1974). Bu bozucu etkenlerden çok yollu sönümlleme, bir işaretin vericiden alıcıya birçok yoldan ulaşması nedeni ile alıcıda elde edilen işaretin genliğinde ve fazında ani değişimlerin olmasına neden olur (Bölcskei, 2004). Alıcıya farklı zamanlarda ulaşan birden çok işaretin girişimi sonucu meydana gelen sönümlleme günümüzde hücresel ve kişisel iletişim sistemlerinde sıkça karşımıza çıkan ve etkisinin azaltılması gereken önemli bir bozucu etkindir.

3.1 Kanal Parametreleri

Bir kanalı karakterize etmek için kullanılan bazı parametreleri tanımlamanın ilerleyen bölümlerde bazı konuların anlaşılmasında olumlu yönde etkisi olacaktır. Çok yollu yayılım, uyum bant genişliği, uyum zamanı, doppler yayılımı, geniş ölçekli sönümlleme, küçük ölçekli sönümlleme Bölüm 3.1'in altında incelenen ve kanalı karakterize eden parametrelerdendir.



Şekil 3.1 Çok yollu yayılım - sönümlleme

Sönümllemeli bir kanala gönderilen darbe işaretinin alıcıda ilk ve son görünümü arasındaki farka *çok yollu yayılım* (Multipath spread - MS) denilmektedir ve T_m ile gösterilmektedir (Jakes, 1974). Şekil 3.1'de görüldüğü gibi, alıcıya işaretin doğrudan iletilenden farklı birçok kopyasının ulaşmasına çok yollu yayılıma bir örnek verilebilir. Aynı işaretin farklı sönümlleme kanallarından gelmesi nedeniyle alıcıda oluşan işaret farklı gecikmelere, farklı fazlara, farklı zayıflamalara uğramış genlikleri değişmiş ve alıcıda alınan işaret bunların toplamı olarak elde edilmektedir.

Çok yollu yayılımın sonucu olarak, alınan işaret çarpımsal bir bozucu etkiye maruz kalıp, genlik ve faz bakımından büyük değişimler gösterebilir (Jakes, 1974).

Uyum band genişliği (Coherence bandwidth – CB), kanalın belirli bir işaretin spektral bileşenlerini yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirdiği frekans aralığıdır ve B_c ile gösterilmektedir (Sklar, 1997). Uyum bant genişliği ile çok yollu yayılım arasındaki ilişki,

$$B_c \approx 1 / T_m \quad (3.1)$$

şeklinde yazılabilir. Başka bir ifadeyle, B_c yardımıyla işaretlerin kanalda farklı derecede sönümlemeye uğramaları için frekanslarının ne kadar ayrık olacağı hakkında fikir edinilmektedir (Sklar, 1997). Örnek vermek gerekir ise; I adet farklı yoldan gelen işaretlerden i .'sinin gücü P_i , uğradığı gecikme ise τ_i ile gösterilmek üzere gecikmelerin ve gecikmelerin karelerinin ağırlıklandırılmış ortalamaları sırasıyla aşağıdaki gibidir (Proakis vd., 1994):

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^I P_i \tau_i}{\sum_{i=1}^I P_i} \quad (3.2)$$

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_{i=1}^I P_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^I P_i}$$

$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2}$ σ , kanalın gecikme yayılımıdır ve kanalın uyum bant genişliğinin

$B_c = 1/5\sigma_\tau$ olduğu kabul edilir. Uyum bant genişliği, işaret bant genişliğinden büyükse kanalın

işaretin bulunduğu bant dâhilinde sabit bir kazanç ve doğrusal bir faza sahip olduğu düşünülür. Bu çeşit kanallar, frekans seçici olmayan (düz) sönümlemeli kanallar (Jakes, 1974) olarak adlandırılmaktadır. Bu tip kanalların kanal dürtü yanıtları tek bir delta fonksiyonu cinsinden yazılabilmektedir. Aksi durumda ise işaretin bulunduğu bantta kanalın frekans cevabının

genliğinin değişken olduğu kabul edilir. Bu çeşit kanallar frekans seçici sönmlemeli kanallar (Suthaharan vd., 2002) olarak nitelendirilir. Bu durumda kanal dürtü yanıtı ancak ardışık birkaç delta fonksiyonu kullanılarak elde edilebilir. Çalışmada kanalın düz sönmlemeli olduğu kabul edilmiştir (Alamouti, 1998).

Uyum zamanı (Coherence time - CT) , T_c , kanalın darbe yanıtının sabit kaldığı ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığını ifade etmektedir. Bu durumda eğer simge süresi T_c 'den küçük olursa simgenin iletim boyunca zamanda değişmediği varsayılır (Sklar, 1997). Nitekim yapılan çalışmada gönderilen işaretin kanal boyunca değişmeye uğramadığı varsayılmaktadır.

Kanalın zamanla değişim özelliğinden dolayı meydana gelen spektral genişleme *Doppler yayılımı* (Doppler spread - DS), B_d ile ifade edilir. Doppler yayılımı, iletilen işaretin Doppler spektrumunun sıfırdan farklı olduğu frekans aralığını vermektedir. Spektral genişlemenin miktarı gezgin birimin göreceli hızına, işaretin geliş açısına bağlıdır (Sklar, 1997). Uyum zamanı ile Doppler yayılımı arasında

$$T_c \approx 1 / B_d \quad (3.3)$$

şeklinde bir ilişki vardır. Bu tez kapsamında yayılım etkisi ihmal edilmiştir.

3.2 Sönmleme Kanallarının Sınıflandırılması

Radyo kanalları iki tip de sönmleme kanalıyla karakterize edilmektedir. Bunlar *geniş ölçekli sönmleme* (large- scale fading) ve *küçük ölçekli sönmlemedir* (small- scale fading) (Suziki, 1977; Sklar, 1997).

Bu sönmleme geniş alanlarda hareket sonucu ortalama işaret gücünün zayıflamasını ya da yol kaybını ifade eder. Geniş ölçekli sönmlemede verici ile alıcı arasında bulunan engebeli yeryüzü şekilleri ve çok katlı binalar önemli etkenlerdir. Bu tür etkenlerle meydana gelen sönmlemelere *gölgeleme* (shadowing) denilmektedir (Suziki, 1977; Sklar, 1997). Büyük ölçekli sönmleme zaman düzleminde mesafeden bağımsız olarak sinyal gücü ortalamasında küçük değişimler olan bir sönmleme tipidir.

Küçük ölçekli sönümleme, alıcı ve verici arasındaki uzaklığın küçük değişimleri sonucu olarak işaretin genlik ve fazındaki dinamik değişimleri ifade eder. Küçük ölçekli sönümleme, işaretin *zaman yayılımı* (Time spread - TS) ve kanalın zamanla değişim özelliğinden kaynaklanmaktadır (Proakis vd., 1994). İşaret parametreleri (bant genişliği, simge periyodu, v.s) ve kanal parametreleri arasındaki ilişkiye göre kanaldan iletilen her farklı işaret farklı sönümlemeye uğrayacaktır (Sklar, 1997). Çok yollu yayılım, zaman yayılımı ve frekans seçici sönümlemeye yol açarken doppler yayılımı, frekans yayılımı ve *zaman seçici sönümlemeye* (Time selective fading - TSF) yol açmaktadır. Bu iki yayılım mekanizması birbirinden bağımsızdır (Sklar, 1997).

Bu sönümleme ilerde bahse konu olacağı üzere genellikle Rayleigh veya Rician sönümleme olarak adlandırılmakta ve daha çok yansıtıcı yüzeylerin varlığı düşünüldüğünden alıcı ve verici arasında engellerin var olması değil de birden fazla veri yolunun olduğu sönümleme kanalı olarak düşünülmektedir ve bu kanallar Rayleigh ve Rician'ın *olasılık yoğunluk fonksiyonu* (Probability density function - PDF) (Sklar, 1997) ile benzetimi yapılmaktadır.

3.2.1 Çok Yollu Yayılımın Sönümlemeye Etkisi

Çok yollu yayılım iletilen işaretin düz ya da frekans seçici sönümlemeye uğramasına neden olur (Sklar, 1997). Bölüm 3.2.1 başlığı altında bu sönümlemelere değinilmiştir.

3.2.1.1 Düz Sönümleme

Eğer gezgin radyo kanalı iletilen işaretin bant genişliğinden geniş, bant genişliği boyunca sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahipse alıcıdaki işaret *düz sönümleme* (Flat fading - FF) 'ye uğrar. Düz sönümlemelerde kanalın çok yollu yapısı iletilen işaretin spektral karakteristiğinin alıcıda aynen korunacağı anlamına gelir. Fakat alıcıdaki işaretin gücü zamanla değişmektedir; çünkü çok sayıda yolun etkisiyle kanalın kazancında değişimler olmaktadır (Sklar, 1997).

Düz sönümlemeli kanallar "*genlik değiştiren kanallar*" olarak bilinir ve kanala gönderilen işaretin bant genişliği kanalın bant genişliğinden çok daha dar olduğundan "*dar bantlı kanallar*" olarak da bilinmektedirler. Düz sönümlemeli kanallar etkili sönümlemelere neden olurlar, bunun için sönümleme olmayan kanallara oranla daha düşük bit hata olasılığı elde etmek için gönderilecek işaretin gücü 20 dB ya da 30 dB fazla olmalıdır (Sklar, 1997). Özetlenecek olursa bir işaretin düz sönümlemeye uğraması için,

$$B_s \ll B_c \quad \text{ve}$$

$$T_s \gg \sigma$$

olmalıdır. Buarada T_s , işaretin işaret periyodu; B_s , işaretin bant genişliği; σ , kanalın gecikme yayılımı; B_c , kanalın uyum bant genişliğidir. Kanalın gecikme yayılımını Bölüm 3.1'e giriş yaparken bahsedilmiştir.

3.2.1.2 Frekans Seçici Sönümleme

Eğer, kanal iletilen işaretin bant genişliğinden daha dar bir bant genişliği boyunca sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahipse bu kanal *frekans seçici sönümlemeli* (Frequency selective fading - FSF) kanaldır. Bu durumda kanalın darbe yanıtı iletilen işaretin simge periyodundan daha büyük ve çok yollu yayılıma sahiptir. Bu şekilde alıcıdaki işaret gönderilen işaretin zayıflamış ve zamanda gecikmiş birçok bileşeninden oluşacaktır ki bu durumda alıcıda işaret bozulmaya uğramış olur. Frekans seçici sönümleme iletilen simgelerin kanal içinde zaman yayılımına uğramalarından kaynaklanmaktadır. Bu yüzden bu kanallar ISI'ya neden olurlar (Pop vd., 2001; Junxuan vd., 2009). Frekans seçici sönümlemede iletilen işaretin bant genişliği kanalın bant genişliğinden büyüktür. Yine, frekans seçici sönümleme çok yollu gecikmelerin iletilen simgenin periyodunu geçmesi sonucu meydana gelir. Özetlersek, frekans seçici sönümleme durumu için

$$B_s > B_c \quad \text{ve}$$

$$T_s < \sigma$$

olmalıdır. Benzetimler yapılırken düz sönümlemeli kanal ele alınmıştır.

3.2.2 Rayleigh Sönümleme

Gezgin radyo kanallarında Rayleigh dağılımı, düz sönümlemeye uğramış işaretin alıcıdaki zarfının istatistiksel olarak zamanla değişimini tanımlamakta kullanılmaktadır. Gürültü işaretinin dik bileşenleri Gauss dağılımlı olup zarfı Rayleigh dağılımını vermektedir (Zheng vd., 2002). Söz konusu kanal düz sönümlemeli olduğundan, işaret iletim süresi boyunca sönümlemenin

değişmediği kabul edildiğini belirtmiştik. Ayrıca düz sönümlemeden dolayı, çok yollu yayılım sonucu farklı kanallardan geçerek alıcıya ulaşacak işaretlerin gecikmeleri göz ardı edilmektedir. Sadece bu göz ardı edilen gecikmeler nedeniyle oluşan faz kaymaları dikkate alınır. Bu model doğrudan görüş işaretinin ya da herhangi bir başka baskın işaretin bulunmadığı durumlar için geçerlidir. Aksi durumda Rayleigh kanal modeli yerine, Rician kanal modeli gibi bir model kullanılmalıdır. Çok yollu yayılım dâhilinde ki I adet bileşenden i . bileşene ilişkin genlik a_i ve faz da φ_i ile ifade edilirse, iletilen f_c taşıyıcı frekansına sahip birim güçlü işaret, alıcıda aşağıdaki şekilde ifade edilir (Stüber, 2000):

$$r(t) = \sum_{i=1}^I a_i \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t + \varphi_i) + n(t) \quad (3.4)$$

Burada $n(t)$ AWGN'yi ifade etmektedir. $A = \sum_{i=1}^I a_i \cos(\varphi_i)$ ve $B = \sum_{i=1}^I a_i \sin(\varphi_i)$ olmak üzere yukarıdaki eşitlik;

$$r(t) = A\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) - B\sqrt{2} \sin(2\pi f_c t) + n(t) \quad (3.5)$$

şeklinde düzenlenebilir. Çok yollu yayılım dâhilindeki bileşen sayısı I 'nin çok büyük olduğu durum için, merkezi limit teoreminden yararlanarak A ve B 'nin bağımsız Gauss rastlantı değişkenleri olduğu söylenebilir. Gönderilen işaret birim güçlü olduğundan alınan işaretin zarfı $R = \sqrt{A^2 + B^2}$ dir. Doğrudan görüş sonucu oluşan baskın bir bileşen bulunmadığından A ve B sıfır ortalamalı ve eşdeğer dağılımlıdır. A ve B 'nin bağımsız, sıfır ortalamalı ve eşdeğer dağılımlı Gauss rastlantı değişkenleri olmalarının sonucu olarak alınan işaretin zarfı R , Rayleigh dağılımına sahiptir ve olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibidir (Stüber, 2000; Zheng vd., 2002);

$$f_R(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, x > 0 \quad (3.6)$$

$$f_R(x) = 0, \dots, x < 0$$

Burada σ^2 A ve B 'nin her birinin değışintisini göstermektedir. Alınan işaretin anlık gücü üstel dağılımlıdır ve ilgili olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir;

$$f(x) = \frac{x}{2\sigma^2} \exp^{\frac{-x}{2\sigma^2}} \quad (3.7)$$

Eğer düz sönümlemeli kanalın genlik zarfı, baskın zayıflamamış bir işaret bileşeni varsa *direkt görüş* (Line of sight - LOS) gibi Rician dağılımlıdır (Stüber, 2000; Zheng vd., 2002). Zarf sezici çıkışında baskın işaret doğru akım bileşeninin oluşmasına neden olur. Rician dağılımında baskın işaret bileşeni sönümlenirse Rayleigh dağılımı elde edilir (Zheng vd., 2002). Rician dağılımı şöyledir,

$$f_{\text{Rician}}(r) = \frac{r}{\sigma_0^2} \exp(-(r^2 + \beta^2) / 2\sigma_0^2) I_0 \left[\frac{r\beta}{\sigma_0^2} \right] \quad , A \geq 0 \text{ ve } r \geq 0 \quad (3.8)$$

A, baskın işaretin maksimum değeri (genliği); $I_0(\cdot)$, 0. derece 1. çeşit Bessel işlevidir. Rician dağılımı genellikle K parametresi ile ifade edilir. K parametresi şu şekilde hesaplanır:

$$K(\text{dB}) = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ dB} \quad (3.9)$$

$A \rightarrow 0, K \rightarrow -\infty \text{ dB}$ durumunda Rician dağılımı Rayleigh dağılımına dönüşür. $K \gg 1$ durumunda ise Rician dağılımı Gauss dağılımına yakınsar (Zheng vd., 2002).

3.2.3 Düz Sönümlemeli Rayleigh Kanalın Üretilmesi

Küçük ölçekli sönümleme düz sönümleme olarak düşünülmektedir çünkü simgeler arası girişimin az olduğu kabul edilir. Aynı zamanda en az iki sembol periyodu boyunca sönümleme etkisinin değişmediği kabul edilmektedir (Zheng vd., 2002; Kostov, 2007). Bu bilgiler ışığında ve tasarlanan model ile AWGN etki etmiş bir işarete aynı zamanda sönümleme kanalını oluşturan

Rayleigh veya Rician dağılımlı değişkenlerde işaretin genliğini de etkilemeye başlayacaktır. İşaretin genliğinin etkilenmesi de sinyal gücünün etkilenmesi anlamına gelmektedir. i anındaki sönmleme kanalının genliği r_i ;

$$r_i = \sqrt{(x_i + \beta)^2 + y_i^2} \quad (3.10)$$

Burada β yansıtıcı yüzeyin etkisini gösteren bir değişken x ve y ise sıfır ortalamalı σ_0^2 değişintili durağan Gauss rastgele sürecinin değişkenlerini göstermektedir (Zheng vd., 2002). Yansıtıcı yüzeyin enerjiyi etkisiz hale getirme oranı ise K -Rician faktörü olarak adlandırılır ve

$$K = \frac{\beta^2}{\sigma_0^2} \quad (3.11)$$

olarak tanımlanır. Rician sönmleme kanalının en iyi ve en kötü durumu K faktörüne göre belirlenmektedir. $K = \infty$ ve $K = 0$ olduğu zaman sırasıyla kanalda baskın bir direkt görüşün olduğu ve baskın bir direkt görüşün olmadığı anlamına gelmektedir. Dolayısıyla Rayleigh sönmleme kanalı Rician sönmleme kanalının $K = 0$ için özel bir halidir. Rician sönmleme kanalının olasılık yoğunluk fonksiyonu (Zheng vd., 2002)'deki gibidir.

$$f_{\text{Rician}}(r) = \frac{r}{\sigma_0^2} \exp(-(r^2 + \beta^2) / 2\sigma_0^2) I_0 \left[\frac{r\beta}{\sigma_0^2} \right], r \geq 0 \quad (3.12)$$

burada $I_0[.]$ sıfırıncı dereceden Bessel fonksiyonunu ifade etmektedir. Eğer Rayleigh sönmleme kanalı için doğrudan baskın bir görüş alanının olmadığını düşünerek $K = 0$ ve $I_0[.] = 1$ için yukarıdaki denklemi yeniden düzenlersek (Zheng vd., 2002);

$$f_{\text{Rayleigh}}(r) = \frac{r}{\sigma_0^2} \exp(-r^2 / 2\sigma_0^2), r \geq 0 \quad (3.13)$$

Rayleigh olasılık dağılım fonksiyonu elde edilir. Zheng (2002)' de önerilmiş olan frekans seçici olmayan, düz sönmlemeli referans modelinden yola çıkarak,

$$g(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{n=1}^N \exp[j(w_d t \cos \alpha_n + \varphi_n)] \quad (3.14)$$

(3.14) denklemi elde edilir. Burada α_n , n . veri yoluna ait fazı gösterirken φ_n ise $\alpha_n = 0$ olduğu zaman oluşan doppler frekansı etkisini göstermektedir. N 'in büyük değerlerinde merkezi limit teoremi göstermektedir ki $g(t)$ işaretinin dördün parçaları Gauss rastgele sürecine yakınsamaktadır. α_n ve φ_n değerlerinin mutual olarak bağımsız ve $-\pi, \pi$ aralığında bütün n değerleri için düzgün dağılımlı olduğu kabul etmekteyiz. Geliştirilmiş Jake modeline (Pop vd., 2001) ve orijinal Jake modelindeki (Jakes, 1974) değişiklikler göz önüne alındığında, $N = 4M$, $\varphi_n + M = -\varphi_n + \pi/2$, $\varphi_n + 2M = -\varphi_n$, $\varphi_n + 3M = \varphi_n + \pi/2$, $\alpha_n = (2\pi n - \pi + \varphi) / N$ yukarıdaki eşitliği seçilen bu değerlere göre ve θ 'nın $[-\pi, \pi)$ aralığında düzgün dağılımlı bir rastgele değişken olarak aldığımızda, Rayleigh sönümleme kanalının değişkenlerini oluşturmak istediğimiz $g(t)$ denklemi,

$$g(t) = \sqrt{\frac{2}{N}} \left\{ \sum_{n=1}^M 2 \cos(w_d t \cos \alpha_n + \phi_n) + j(2 \cos(w_d t \sin \alpha_n + \varphi_n)) \right\} \quad (3.15)$$

şeklinde elde edilir (Zheng vd., 2002). Burada dikkat edilmesi gereken noktanın seçilen α_n ve φ_n değerlerinin eşsiz olmaması ve yukarıdaki $g(t)$ işaretinin farklı değerlerde farklı sonuçlar doğuracağıdır. Elde edilen $g(t)$ işaretinden yola çıkarak geliştirilmiş bir sönümleme kanalı modeline geçmek istersek (Zheng vd., 2002)

$$\begin{aligned} Z(t) &= Z_c(t) + jZ_s(t) \\ Z_c(t) &= \sqrt{\frac{2}{M}} \left\{ \sum_{n=1}^M 2 \cos(w_d t \cos \alpha_n + \varphi_n) \right\} \\ Z_s(t) &= \sqrt{\frac{2}{M}} \left\{ \sum_{n=1}^M 2 \cos(w_d t \sin \alpha_n + \varphi_n) \right\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ve

$$\alpha_n = \frac{(2\pi n - \pi + \varphi)}{4M}, n = 1, 2, \dots, M \quad (3.17)$$

elde edilir. Burada α_n , φ_n ve θ değerleri istatistiksel olarak bağımsız ve $-\pi, \pi$ aralığında bütün n değerleri için düzgün dağılımlı olduğun kabul etmekteyiz. Yukarıdaki eşitlikte elde edilen α_n değerini benzetimde kullanacağımız şekilde elde etmek için denklemde yerine koyarsak;

$$Z_k(t) = \sqrt{\frac{2}{M}} \left\{ \sum_{n=1}^M \cos[w_d t \cos(\frac{2\pi n - \pi + \varphi_k}{4M}) + \phi_{n,k}] + j \sum_{n=1}^M \sin[w_d t \cos(\frac{2\pi n - \pi + \varphi_k}{4M}) + \varphi_{n,k}] \right\} \quad (3.18)$$

Rayleigh sönümleme kanalı için gerekli olan teorik alt yapıyı üstteki denklem ile elde etmiş oluruz (Zheng vd., 2002).

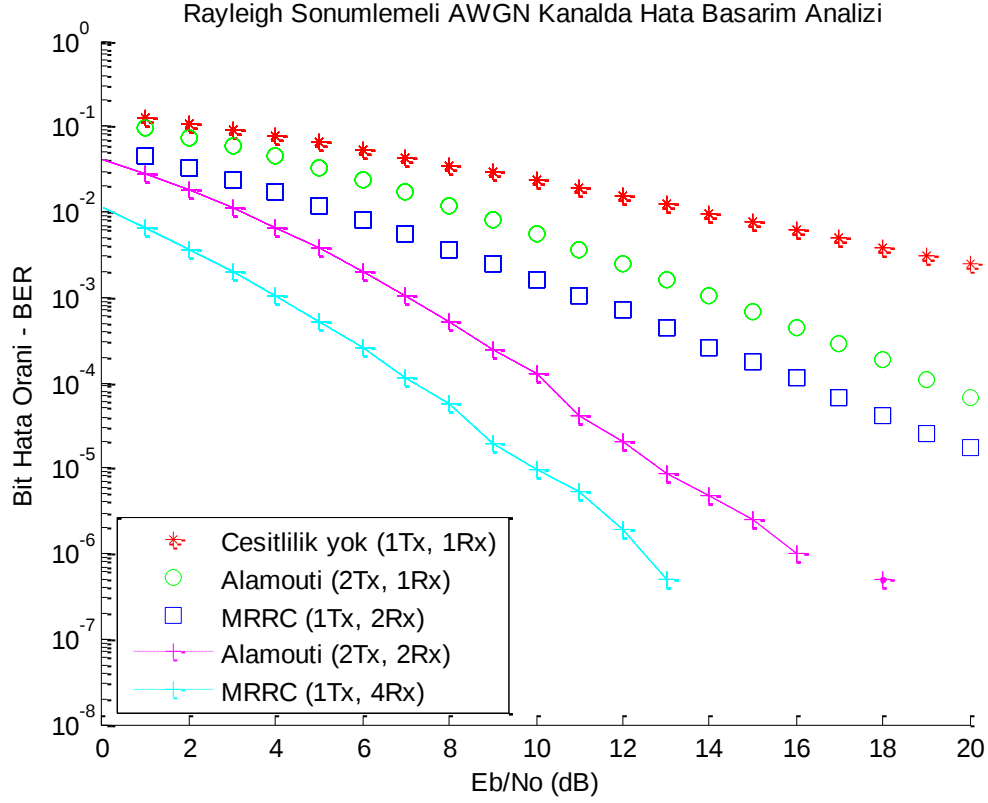
3.2.4 Kanal Sönümlemesini Azaltma Teknikleri

İletişim kanallarında meydana gelen sönümlmeler alıcıda iki şekilde oluşmaktadır. Bunlar, alıcı işaretin iletilen işaretin bozulmuş halinde olması ve iletilen işaretin gücünün alıcıda değişmesi ile ortaya çıkmaktadır. Şu ana kadar incelenen sönümlleme türlerinde frekans seçici sönümlleme ve hızlı sönümlmede alıcıda işaret bozulmaları oluşmakta; düz sönümlleme ve yavaş sönümlmeli kanallarda ise alıcıda SNR'da bir kayıp meydana gelmektedir (Proakis vd., 1994). Bu sönümlleme etkilerini azaltmak ve başarımı AWGN'li mertebelere getirebilmek için birçok teknik kullanılmaktadır. Bu teknikler içinde incelenecek olan uzay zaman çeşitlemesi (verici ya da alıcı anten çeşitlemesi) ile Alamouti kodlaması olacaktır (Alamouti, 1998).

3.3 Sönümlmeli Rayleigh Kanalda MRRC ve Alamouti Yapısıyla Hata Başarım Analizi

Çeşitleme kazancı, modülasyon türü, anten kombinasyonları, dönüşsel önek gibi daha birçok parametrenin işlevidir. Şekil 3.2'de MRRC ve Alamouti yapısının Rayleigh sönümlmeli kanalda eşzamanlı ikili PSK (Binary phase shift keying - BPSK) modülasyonlu işaretler için BER

başarımlarını gösterilmektedir. Analizde önce çeşitlemenin olmadığı Tx: 1, Rx:1 durumu için hata başarımları elde edilmiştir. Sonra sırasıyla, Tx: 2, Rx: 1 (Alamouti kodlanmış işaret), Tx: 1, Rx: 2 (2 kollu MRRC), Tx: 2, Rx: 2 (Alamouti kodlanmış işaret), Tx: 1, Rx: 4 (4 kollu MRRC) için hata analizi yapılmıştır. MRRC yapıları ile aynı çeşitleme düzeyi sağlayan Alamouti yapıları için de yukarıda belirtilen anten kombinasyonları yolu ile hata analizi yapılmıştır. Analizde, Alamouti yapısında 2 verici antenden gönderilen toplam iletim gücü MRRC’de kullanılan tek verici antenin sahip olduğu iletim gücüne eşit alınmıştır. Ayrıca, her verici ve alıcı anten arasındaki sönmlemenin tamamen ilişkisiz Rayleigh dağılımlı zarfa sahip olduğu ve alıcıda kanal bilgisini kesin olarak bilindiği varsayılmıştır. Kanal’ın düz sönmlemeli ve bir çerçeve iletim aralığında sabit olduğu varsayılmıştır (Alamouti, 1998).



Şekil 3.2 MRRC ve Alamouti yapılarının BPSK modülasyonu ile, Rayleigh AWGN’li kanalda BER ba arımlarının karşılaştırılması

Alamouti yapısının (2x1) başarımı  ekil 3.2’de g r ld  u gibi, 2 kollu MRRC’den (1x2) yaklaşık olarak 3 dB daha kötüdür. Bunun nedeni her bir verici antenin sahip olduğu iletim gücü MRRC’deki vericinin iletim gücünün yarisına eşit olmasından kaynaklanmaktadır. Alamouti’nin  nermi  olduğu yeni yapının kullanılabileceği en belirgin alan kablosuz haberleşmede her bir gezgin birime 2 tane alıcı anten yerleştirmek yerine sabit birime aynı çeşitleme düzeyini sağlayan 2 tane verici antenin yerleştirilmesidir. Ayrıca bu yeni yapıda geri beslemenin olmamasının yanında hesaplama karma ıklı ı MRRC ile aynıdır. Uygulama alanında bu yapının sa layabilece i başka bir avantaj da, her antenden iletilen gücün MRRC’deki iletim gücünün yarisı olması kullanılabilecek iki tane yarı g c l  yükselticilerin bir tane tam g c l  kuvvetlendiriciye göre daha ekonomik olabilesidir.

3.4 Kanal Kestirimi

Rayleigh sönümlemeli haberleşme kanalından geçen işaretlerin, alıcıda ortalama ve doğrusal arada erleme algoritmalarıyla nasıl kestirilmeye  alı ıldı ı Bölüm 3.4 altında anlatılmıştır.

3.4.1 Ortalama Algoritması İle Kanal Kestirici

Ortalama algoritması ile kanal kestirimi, kanala gönderilecek olan OFDM işaretinin içine pilot semboller yerleştirilerek yapılmaktadır. Pilot semboller *ters hızlı fourier dönüşümü* (Inverse fast fourier transform) alınmış işaretin sonuna yani kanala gönderilecek olan OFDM işaretinin sonuna eklenmektedir. Dolayısıyla sadece kanal etkisine maruz kalan pilot semboller alıcıda sırasıyla CP çıkarılıp FFT'si alındıktan sonra (3.19) deki gibi toplanıp pilot sayısına bölünür ve elde edilen tek bir değer kanalın o sembol bloğu için değişmediği varsayıldığı için kanalın kestirimi olarak ele alınır ve kestirim o blok için yapılmış olur. Bu yöntem en basit kanal kestirim yöntemidir. Pilot sembollerin sayısı sembol bloğunun uzunluğuna göre değişmekle birlikte genellikle sembol bloğunun dörtte bir uzunluğu olarak alınmaktadır (Shen vd., 2007).

$$\hat{H} = (P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_N) / N \quad (3.19)$$

$\hat{H}$ tahmin edilmeye çalışılan kanalı göstermek üzere P_n 'ler gönderilecek olan veri bloğuna yerleştirilen pilot sembolere etki etmiş gürültülü işaretler olarak tanımlanmaktadır. Genellikle bir sayısı pilot olarak seçilir yani birlerden oluşan bir dizi gönderilecek olan işarete eklenmektedir.

3.4.2 Doğrusal Aradeğerleme Algoritması İle Kanal Kestirici

Bu yöntem de yine OFDM işaretinin içine pilot semboller yerleştirilerek yapılmaktadır. Pilot yerleştirme işlemi Çizelge 3.4'deki gibi yapılmaktadır. Gönderilecek olan işaretin IFFT'si alınıp, kaç noktalı FFT alıyorsak bunu sütun sayısı kabul ederek OFDM işareti matris haline getirildikten sonra pilot semboller Çizelge 3.4'deki gibi matrisin ilk satırının üstüne bir satır, matrisin son sütunun altına bir satır olacak şekilde pilot diziler yerleştirilmektedir. Pilot sembollerin yerleştirilmesinden sonra işaret Rayleigh sönümlemeli kanaldan geçerek alıcıya ulaşır. OFDM matrisine yerleştirilen pilot sembolde yine ortalama algoritmasındaki gibi 1 dizisi seçilir. Alıcıda kanal kestirme işlemi dikey ve yatay olarak yapılır örnek vermek gerekirse Çizelge 3.4'de ki gibi P_1 ve P_2 , H_1 ve H_2 kanalını tabloda ki gibi ağırlıklandırarak elde edilmiş aynı zamanda P_1 ve P_3 'de H_3 kanalını elde etmektedir. Zayıf ilişkili olan zaman ve frekans bantlarında bu yöntem ile iyi sonuçlar alınmaktadır (Shen vd., 2007).

Çizelge 3.4 Doğrusal aradeğerleme algoritması ile OFDM işaretine pilot yerleştirme

P_1	$H_3 = (1/2)P_1 + (1/2)P_3$	P_3
$H_1 = (2/3)P_1 + (1/3)P_2$	$H_4 = (1/3)(P_1 + P_3) + (1/6)(P_2 + P_4)$	$H_7 = (2/3)P_3 + (1/3)P_4$
$H_2 = (1/3)P_1 + (2/3)P_2$	$H_5 = (1/6)(P_1 + P_3) + (1/3)(P_2 + P_4)$	$H_8 = (1/3)P_3 + (2/3)P_4$
P_2	$H_6 = (1/2)P_2 + (1/2)P_4$	P_4

4. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA AYRIK KOSİNÜS DÖNÜŞÜMÜ ve DÖNÜŞSEL ÖNEK

Haberleşme için kullanılan frekans bandının her doğal kaynak gibi sınırlı olması nedeniyle iletişim için kullanılacak bandın en etkin bir şekilde kullanılması gerekmektedir. Bunun için kullanılan frekans bandı bazı yöntemler ile alt bantlara ayrılmakta ve daha fazla işaretin aynı bant genişliğine sahip kanaldan iletilmesi mümkün olabilmektedir. Bölüm 4.1’de bu özelliği bize sağlayan FFT tabanlı OFDM ve DCT tabanlı OFDM incelenmiş, ayrıca Bölüm 5’te yapılan benzetimler her iki yöntem yardımıyla irdelenmiştir.

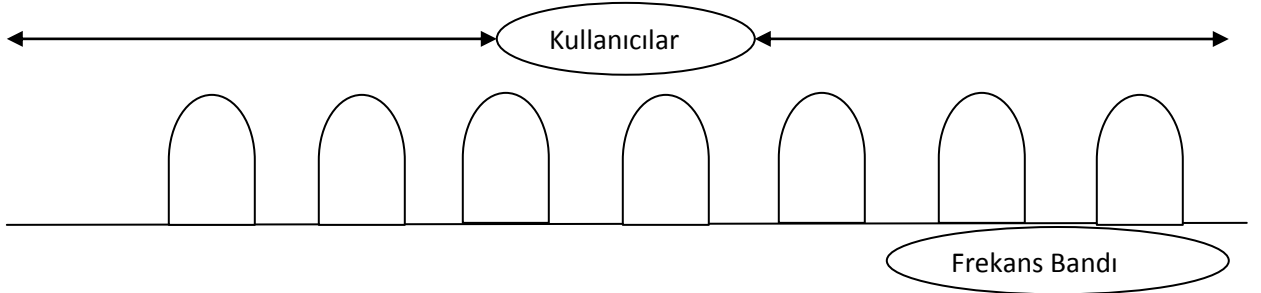
4.1 Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama

OFDM frekans seçici kanalı bir dizi paralel düz sönümlemeli kanala dönüştürerek simgeler arası girişimle başa çıkmamızı sağlayan bir yapı oluşturmaktadır (Nema vd., 2006). Aynı zamanda haberleşme için her sembol zaman diliminde tek bir taşıyıcının iletilmesi yerine birden fazla taşıyıcının iletilmesi mümkündür. İletim için birden fazla taşıyıcının kullanılması, çok taşıyıcılı modülasyon olarak adlandırılmaktadır. Bu durumda haberleşme sisteminin bant genişliği, taşıyıcı sayısı kadar alt banda ayrılmakta ve aynı anda birden fazla taşıyıcının iletimi gerçekleşmektedir. İletim için kullanılan taşıyıcıların frekans spektrumunda bir çakışma meydana gelmediği sürece standart *frekans bölüşümlü çoğullama* (Frequency division multiplexing - FDM) ile birden fazla taşıyıcının iletimi mümkün olmaktadır (Jakes, 1974; Proakis vd., 1994). Fakat bu durumda iletim için gerekli olan bant genişliği doğrudan taşıyıcı sayısı ile her taşıyıcı için ayrılan frekans bandının çarpımına eşit olduğundan iletim kapasitesinde bir artış elde edilememektedir (Jakes, 1974; Proakis vd., 1994). Dikgensel taşıyıcılar kullanarak taşıyıcı spektrumlarının çakışmasına izin vermek suretiyle belirli bir frekans bandından daha fazla taşıyıcı iletebileceği için frekans spektrumunun daha verimli kullanılması ve iletim kapasitesinin artırılması mümkün olabilmektedir. OFDM aslında hem bir modülasyon hem de bir çoğullama tekniğidir (Wittneben, 1991; Proakis vd., 1994). Yüksek iletim hızlarına ulaşılabilmesi ve ISI gibi bozucu etkilere karşı dayanıklılığı nedeniyle tercih edilmektedir. Şekil 4.1 ve Şekil 4.2’de OFDM yönteminde taşıyıcıların frekans spektrumlarının çakışmasına izin verilmesi sonucunda elde edilen bant genişliği kazancı gösterilmektedir. Taşıyıcıların frekans uzayında çakışmasına izin verilmesine rağmen birbirine etki etmeden alıcıda doğru bir biçimde çözülmesi taşıyıcıların dikgensel olmasıyla sağlanabilmektedir. Bu nedenle OFDM iletiminde taşıyıcı frekansları, T_s sembol periyodunu gösterdiği takdirde (Proakis vd., 1994);

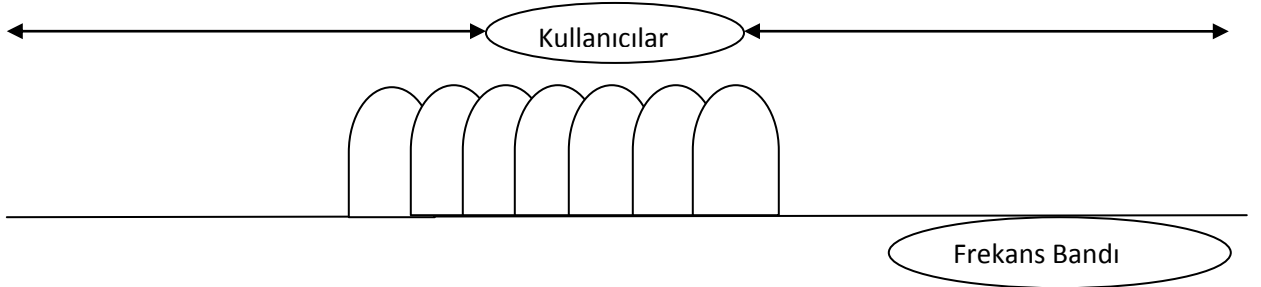
$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_j t + \theta_j) \cos(2\pi f_k t + \theta_k) dt = 0 \quad (2.44)$$

Şeklinde her türlü θ_j ve θ_k fazı için dikgense taşıyıcılar kullanılacak şekilde belirlenmektedir.

Bu nedenle taşıyıcı frekansları arası, n bir tamsayı olmak üzere $f_k - f_j = \frac{n}{T_s}$ şeklinde oluşmaktadır. Taşıyıcılar arası faz farkının, uygun olarak ayarlanması sayesinde diken taşıyıcılar oluşturulabilmektedir.



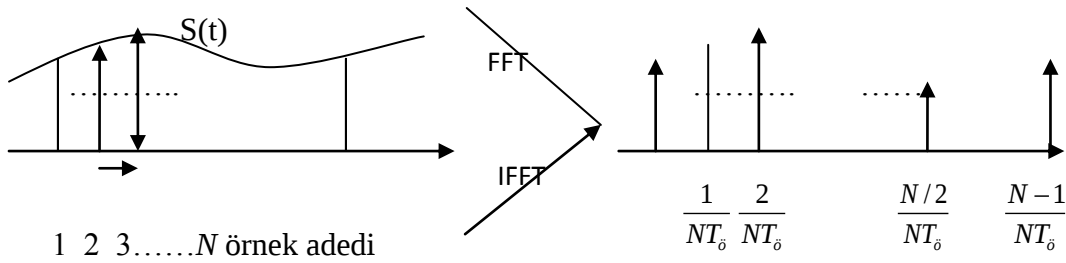
Şekil 4.1 FDM ile çok taşıyıcılı iletim



Şekil 4.2 OFDM ile çok taşıyıcılı iletim

Çok taşıyıcılı sistemlerde kullanılan birden fazla taşıyıcının her birinin yerel osilatörler ile üretilmesi hem verimsiz hem de pahalı olmaktadır. Hızlı ve ekonomik işlemcilerin geliştirilmiş olması sayesinde, çok taşıyıcılı sistemler Fourier dönüşümü (Proakis vd, 1994) kullanılarak çok daha verimli bir şekilde gerçekleştirilebilmektedir. Bu nedenle OFDM sisteminde taşıyıcıların oluşturulması için FFT yaklaşımı kullanılmaktadır. FFT ayrık zamanlı bir işaretin *ayrık fourier*

dönüşümünün (Discrete Fourier Transform - DFT) hızlı bir şekilde yapılmasına olanak tanımaktadır. FFT ayrık zaman uzayından ayrık frekans uzayına geçiş sağlarken, IFFT ise ayrık frekans düzleminden ayrık zaman düzlemine geçiş sağlamaktadır. Bir sürekli zaman işareti T_0 örnekleme frekansında örneklendirilerek ayrık zamanlı bir işarete çevrildikten sonra N noktalı FFT alındığında, hesaplanan frekans bileşenleri aşağıdaki Şekil 4.3’de gösterildiği gibi $\frac{1}{NT_0}$ temel frekansının tam sayı katlarında oluşmaktadır. Örneklenmiş bir işaretin barındırabileceği en yüksek frekans bileşeni Nyquist kriterine (Proakis vd., 1994) göre $f_m = \frac{1}{2T_0}$ frekansında olmaktadır. Bu frekans bileşeni, FFT bileşenlerinin tam orta noktasına karşılık gelmektedir. Gerçek işaretler için bu noktadan büyük frekans bileşenleri düşük frekansların eşlenik simetrisine eşit olmaktadır (Proakis vd., 1994).



Şekil 4.3 IFFT ve FFT arasındaki ilişki

OFDM için K adet dikgen taşıyıcı

$$i_k(t) = \cos(2\pi f_k t + \theta_k), k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \quad (2.45)$$

Şeklinde tanımlanabilmektedir. Kullanılan ilk taşıyıcının frekansı f_0 olarak seçildiğinde, diğer taşıyıcıların frekansları $f_k = f_0 + k/T_s$ olarak bulunabilmektedir. İlk taşıyıcının frekansı $f_0 = 0$

(DC) alındığında ve örnekleme frekansı $T_0 = \frac{T_s}{N}$ olarak belirlendiğinde OFDM taşıyıcı

frekanslarının $f_k = f_0 + k/T_s = \frac{K}{NT_0}$, $k = 0, 1, \dots, K-1$ şeklinde FFT ile hesaplanan frekans

değerlerine eşit olduğu görülmektedir. Bu nedenle taşıyıcı genlik ve fazlarının doğrudan ayrık

frekans uzayında tanımlanarak IFFT ile taşıyıcının zaman uzayı ifadesinin elde edilmesi mümkün olabilmektedir.

4.2 Ayırık Kosinüs Dönüşümü

Ayrık kosinüs dönüşümü, FFT dönüşümüne benzer bir tekniktir Fourier dönüşümünden farkı ise sadece gerçek sayıları kullanmasındandır. Diğer Fourier dönüşümleri gibi DCT’de farklı frekans ve genliklerdeki sinüzoidal işaretlerin toplanmasıyla elde edilmektedir. Ayrık bilgi işaretlerinin bir fonksiyon yardımıyla işlenerek frekans ya da tam tersi zaman düzlemine geçirilmesini sağlamaktadır. DCT ve FFT arasındaki temel fark kullanmış oldukları kosinüsün karmaşık üstelinde saklıdır. Her iki dönüşümün temeli de kosinüs işaretlerinin toplamı olduğunu söylemiştik fakat DCT de orijinal sinüzoidal işaret, $f(x)$, bu orijinal işaretin çift fonksiyonlarının toplamıyla elde edilmekte fakat FFT’de $f(x)$ sinüzoidal işaretin periyodik bileşenleri toplanarak elde edilmektedir (Proakis vd., 1994).

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos\left[\frac{\pi}{N}\left(n + \frac{1}{2}\right)k\right], k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.46)$$

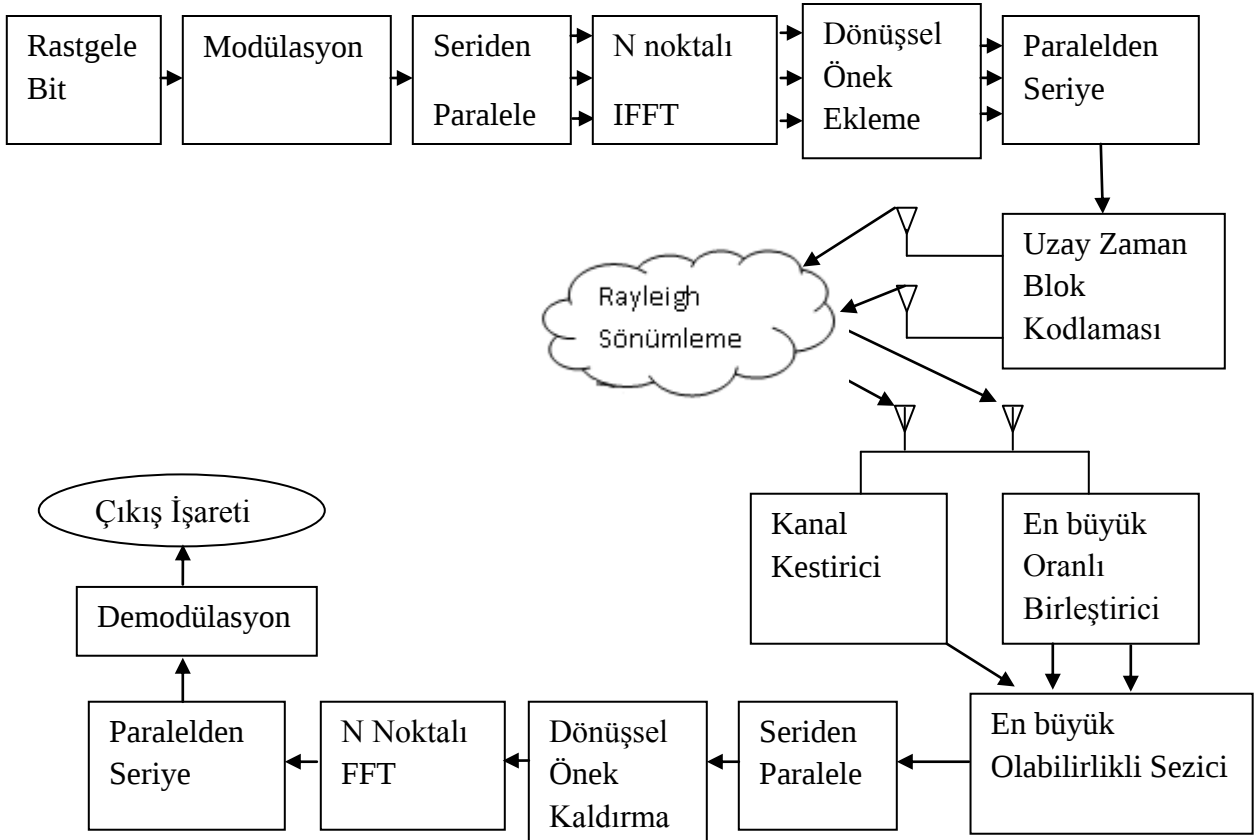
Bu eşitlik çift simetri özelliği gösteren gerçek giriş işareti olan FFT ile aynıdır.

4.3 Dönüşsel Önek

Literatürde incelenen MIMO-OFDM kablosuz haberleşme sistemleri, ISI etkisini önlemek amacıyla CP adı verilen bir yöntem önermektedir. OFDM işareti haberleşme kanalına verilmeden önce CP kod parçacıkları gönderilecek olan işarete zaman düzleminde eklenerek sorunu gidermeyi amaçlamaktadır. Alıcı tarafta ise verici tarafta yapılanın tam tersi bir uygulama ile bu ekler kaldırılır ve işleme devam edilir. OFDM işaretlerine yerleştirilen bu kodlar dönüşsel bir gecikmeye neden olsa da bu yöntem ISI’yı engelleyici geçerli ve basit bir yoldur (Zhang vd., 2004). Aslında dönüşsel gecikme bir çeşit uzay zaman kodlaması sağlamaktadır. Bunun ile birlikte alıcıda herhangi bir ekstra çaba gerektirmeden kolayca geri alınabilmektedir. Çalışmada gerçekleştirilecek olan CP uygulamasında ise gönderilecek olan her bir OFDM işaretinin önüne genel olarak literatürde belirtildiği üzere OFDM işaretinin dörtte bir uzunluktaki parçası (Zhang vd., 2004) ya da kanalın *yayılım gecikmesi* (Delay spread - DS) uzunluğunda olup, OFDM

matrisinin ilk ya da son satırına belirlenen uzunlukta eklenmek suretiyle elde edilmiştir. Ayrıca zaman düzleminde uzayan işaret frekans düzlemini daraltmakta ve araya konulan, *koruma aralığı* (Guard interval - GI) adı verilen bu ekler alt taşıyıcılar arasında geçiş yapılırken frekanslar arası daha pürüzsüz bir geçiş sağlamaktadır. Dolayısıyla doğrusal bir konvolüsyon dönüşel bir konvolüsyona dönüşmektedir.

4.4 Benzetimlerde Kullanılan MIMO – OFDM Blok Şeması



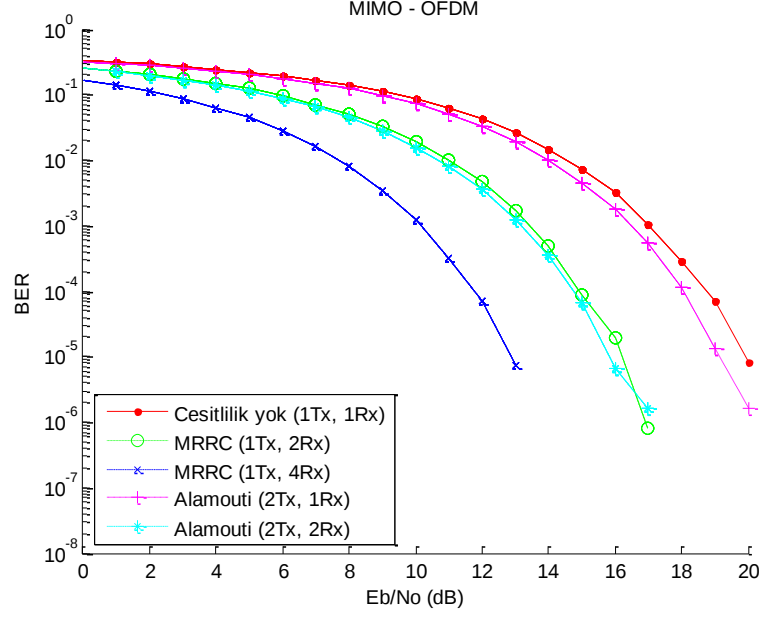
Şekil 4.4 2x2 MIMO – OFDM blok şeması

MIMO – OFDM uzay zaman kodlanmış (Agrawal vd., 1998) blok şemasını Şekil 4.4’de görmekteyiz. Verici kısmında görüldüğü üzere ilk olarak rastgele bit üretici gönderilmek istenen veriyi üretmektedir. Benzetimlerde 4096 elemanlı bit dizisi üretilmiş çeşitli faz kaydırmalı anahtarlama yöntemleri ile modüle edilmiş daha sonra 128 uzunluklu sütunlar halinde işaretlere bölünerek bir matris haline getirilen işaret her bir sütunu 128 noktalı IFFT ya da *ters ayrık cosinüs dönüşüm* (Inverse discrete cosine transform – IDCT) işlemi (OFDM) ile zaman

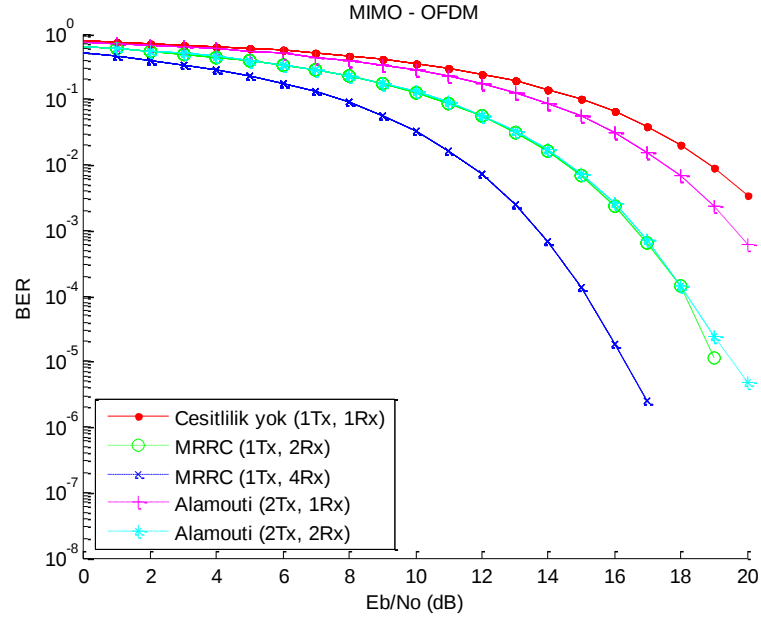
düzlemine geçirilmiştir. Zaman düzlemine geçen işarete her bir sütununa $\frac{1}{4}$ uzunluğu kadar dönüşsel önek eklenmiştir. Ayrıca vericide birden fazla anten bulunan haberleşme sistemleri için Bölüm 2.3’de anlatıldığı gibi Alamouti kodlaması yapılmıştır. Alıcıda ise Rayleigh sönümlerme kanalından gelen işaretler Bölüm 2.2’de anlatıldığı gibi birleştirilmiş Bölüm 4.1’de anlatıldığı gibi de eklenen dönüşsel önekler çıkarılmış ve daha sonra FFT ya da DCT alınarak frekans düzlemine geri geçirilmiş en son olarak da Bölüm 3.4’de anlatıldığı gibi sönümlerme kanalı kestirilmeye çalışılmıştır. Bütün benzetim sonuçları bu yöntemler kullanılarak ve çeşitli faz kaydırmalı anahtarlama metodu ile geri demodüle edilmiş ve her bir işlem Monte Carlo yöntemiyle en az 500 kere tekrar edilerek benzetim sonuçlarına ulaşılmıştır.

5. BENZETİM SONUÇLARI

MIMO – OFDM – CP temelli sistem DCT tabanlı ve FFT tabanlı olarak iki ayrı şekilde ele alınacaktır. Sönümleme kanalı ise alıcıda kesin olarak bilinen durum, ortalama algoritması ve doğrusal aradeğerleme algoritması ile kestirildiği durumlar ile başarımlar elde edilecektir.



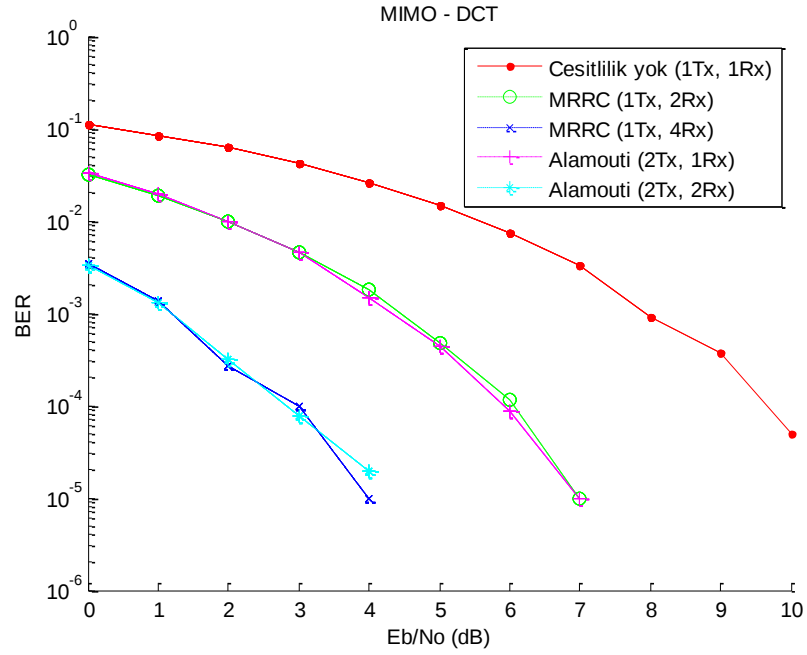
Şekil 5.1 MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK (Bilinen kanal)



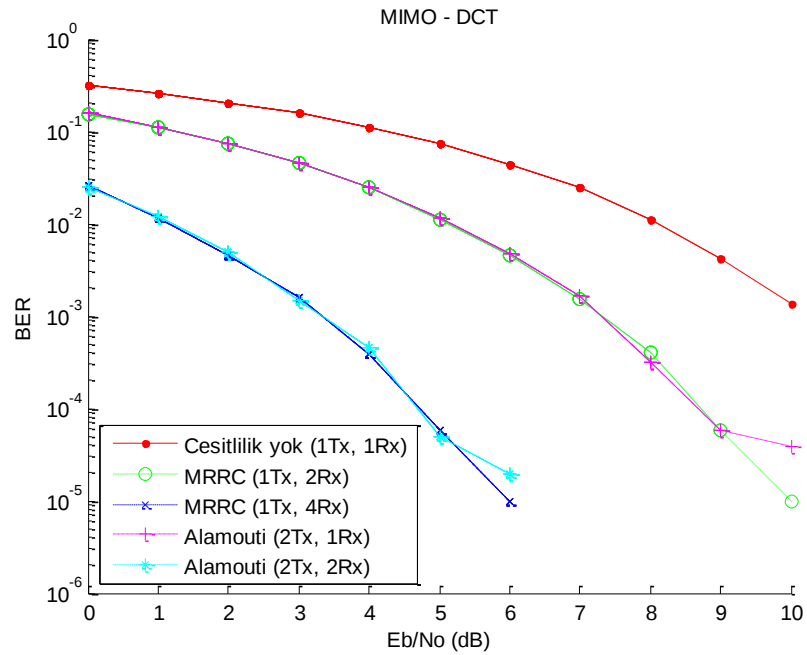
Şekil 5.2 MIMO – OFDM – Rayleigh - QPSK (Bilinen kanal)

Çeşitli anten kombinasyonları kullanılarak çizdirilen Şekil 5.1 ve Şekil 5.2’de haberleşme kanalının Rayleigh sönümlmeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin kesin olarak bilindiği varsayılmış ve BPSK modülasyonu Şekil 5.1 için, QPSK modülasyonu Şekil 5.2 için, elde edilmiştir. FFT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılaacağı üzere en iyi sonucu vericide bir anten alıcıda ise dört anten olan 1x4 sistem BPSK’lı Şekil 5.1’de yaklaşık 14 dB’de, 10^{-6} bit hata yaparak, QPSK’lı Şekil 5.2’de yaklaşık 17 dB’de, 10^{-6} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

BPSK modülasyonu yaptığımız Şekil 5.1 de aldığımız başarıml Şekil 5.2 de aldığımız QPSK başarımlından daha iyi görünmektedir. Bunun nedeni olarak BPSK modülasyonunda aynı genlikte iki farklı fazda taşıyıcı kullanırken QPSK modülasyonunda aynı genlikte dört farklı fazda taşıyıcı kullanıyor olmasındandır. Aynı genlikte farklı fazlardaki taşıyıcı sayısı arttıkça alıcıda bu taşıyıcıların birbirinden ayrıştırılması daha zor olduğundan bit hata oranını arttırmaktadır. Bunun yanında QPSK modülasyonu aynı frekans bandında BPSK modülasyonundan 2 kat fazla taşıyıcı kullandığı için bant genişliğini 2 kat daha etkin bir biçimde kullandığını söyleyebiliriz. Farklı amaçlı uygulamalarda ihtiyaca göre modülasyonu QPSK seçip ister bant genişliğini daha etkin bir biçimde kullanırız istersek de BPSK modülasyonunu seçip daha az güç harcayarak daha iyi bit hata oranlarını yakalayabiliriz.



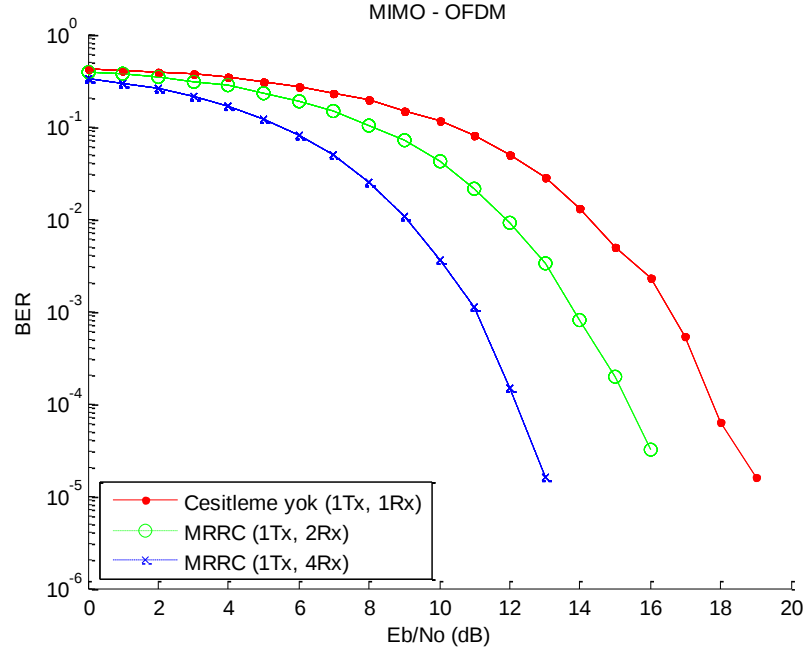
Şekil 5.3 MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK (Bilinen kanal)



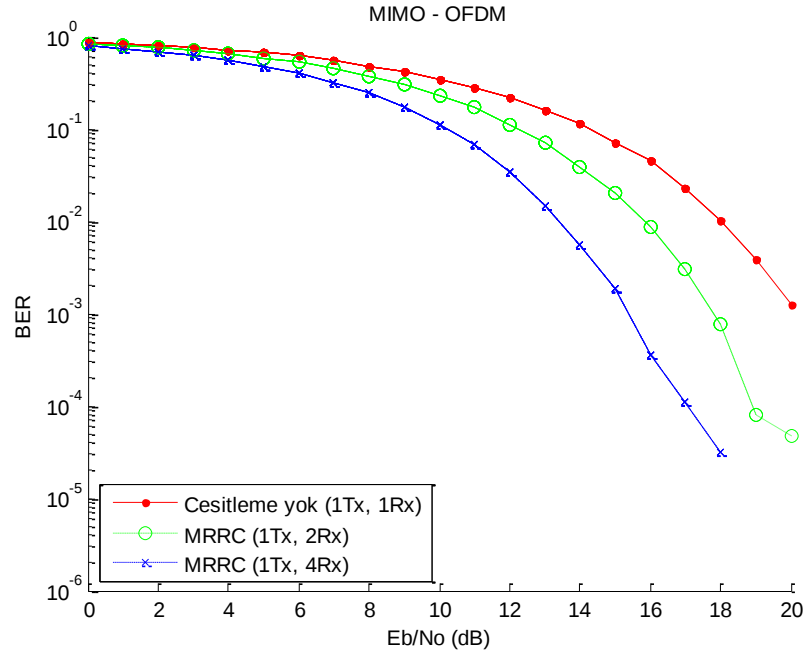
Şekil 5.4 MIMO – DCT – Rayleigh - QPSK (Bilinen kanal)

Çeşitli anten kombinasyonları kullanılarak çizdirilen Şekil 5.3 ve Şekil 5.4’de haberleşme kanalının Rayleigh sönümlmeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin kesin olarak bilindiği varsayılmış ve BPSK modülasyonu Şekil 5.3 için, QPSK modülasyonu Şekil 5.4, için elde edilmiştir. DCT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılabacağı üzere en iyi başarıımı vericide bir anten alıcıda ise dört anten olan sistem BPSK’lı Şekil 5.3 için yaklaşık 4 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata yaparak, QPSK’lı Şekil 5.4 için yaklaşık 6 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

Bu seviyelerin Şekil 5.1 ve Şekil 5.2’de ki FFT tabanlı OFDM grafiğinden daha yüksek başarıma ulaştığı söylenebilir. Şekil 5.3 ve Şekil 5.4’de elde edilen benzetimlerde 2x2 sistemle 1x4 sistemin, 1x2 sistemle 2x1 sistemin birbirine çok yakın sonuçlar doğurması dikkat çekicidir.

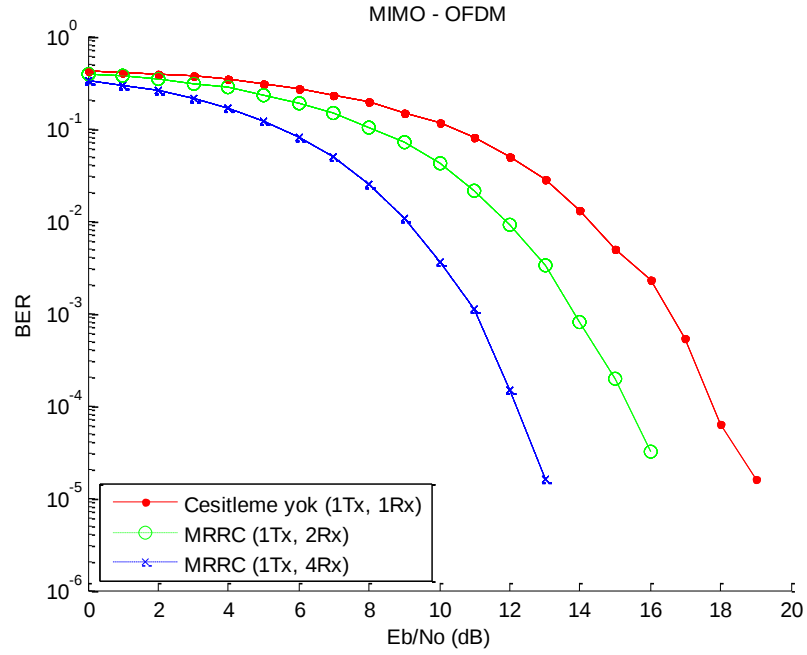


Şekil 5.5 MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

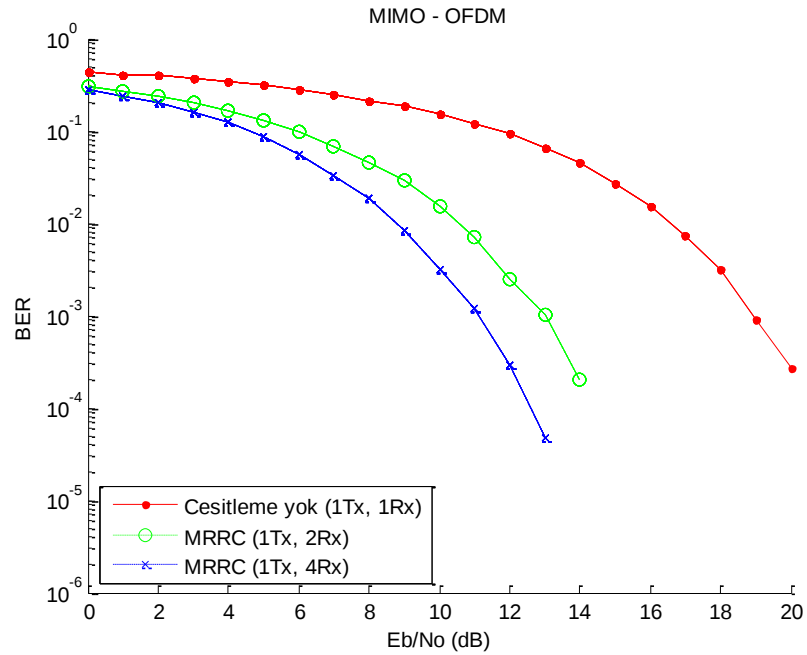


Şekil 5.6 MIMO – OFDM – Rayleigh - QPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

1x1, 1x2, 1x4 anten anten kombinasyonları kullanılarak çizdirilen Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'da haberleşme kanalının Rayleigh sönümlemeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin olmadığı ve kanal kestiriminin Doğrusal aradeğerleme algoritması ile yapıldığı düşünülmüştür. BPSK modülasyonu Şekil 5.5 için, QPSK modülasyonu Şekil 5.6 için elde edilmiştir. FFT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılacağı üzere en iyi başarıımı vericide bir anten alıcıda ise dört anten olan sistem BPSK'lı Şekil 5.5 için yaklaşık 13 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata yaparak, QPSK'lı Şekil 5.2 için yaklaşık 18 dB seviyelerinde, 10^{-5} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

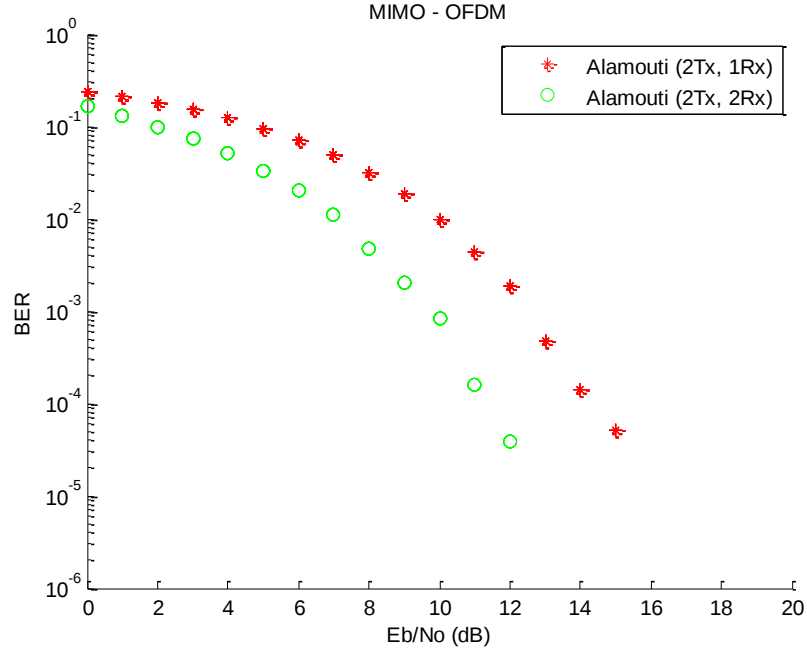


Şekil 5.7: MIMO – OFDM – Rayleigh – BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

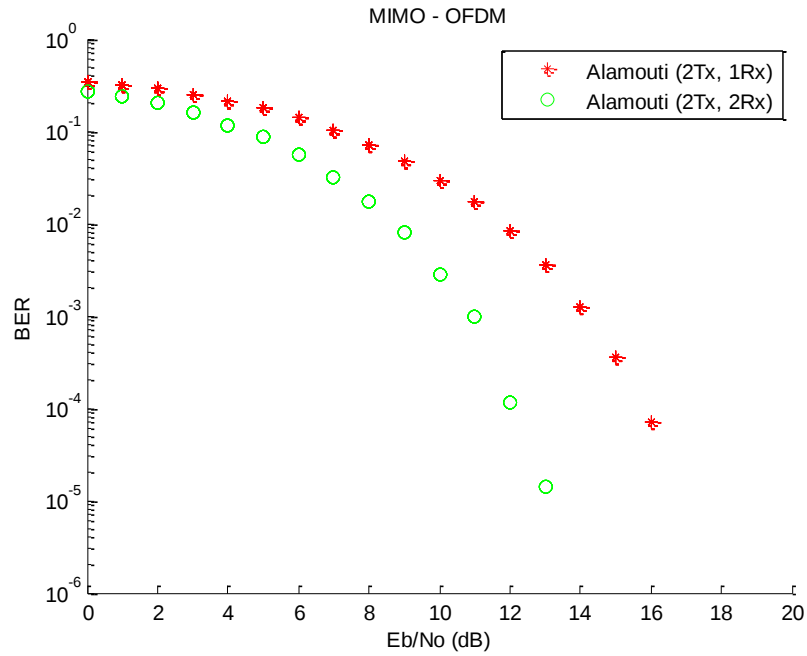


Şekil 5.8 MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi

1x1, 1x2, 1x4 anten anten kombinasyonları kullanılarak çizdirilen Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de haberleşme kanalının Rayleigh sönümlmeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin olmadığı ve kanal kestiriminin Şekil 5.7’de doğrusal aradeğerleme algoritması ile Şekil 5.8’de ortalama algoritması ile yapıldığı düşünülmüştür. Her iki benzetim sonucuda BPSK modülasyonu ile elde edilmiştir. FFT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılacağı üzere en iyi başarıımı vericide bir anten alıcıda ise dört anten olan 1x4 sistem doğrusal aradeğerleme ile kanal kestirimi yapılan Şekil 5.7’de yaklaşık 13 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata yaparak, ortalama algoritması ile kanal kestirimi yapılan Şekil 5.8 için yaklaşık 13 dB seviyelerinde, 10^{-4} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

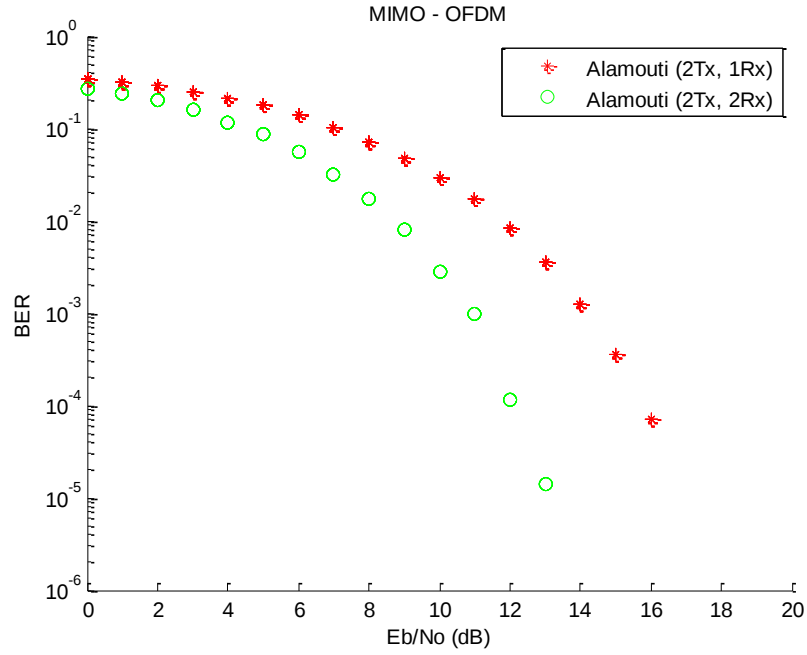


Şekil 5.9 MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi

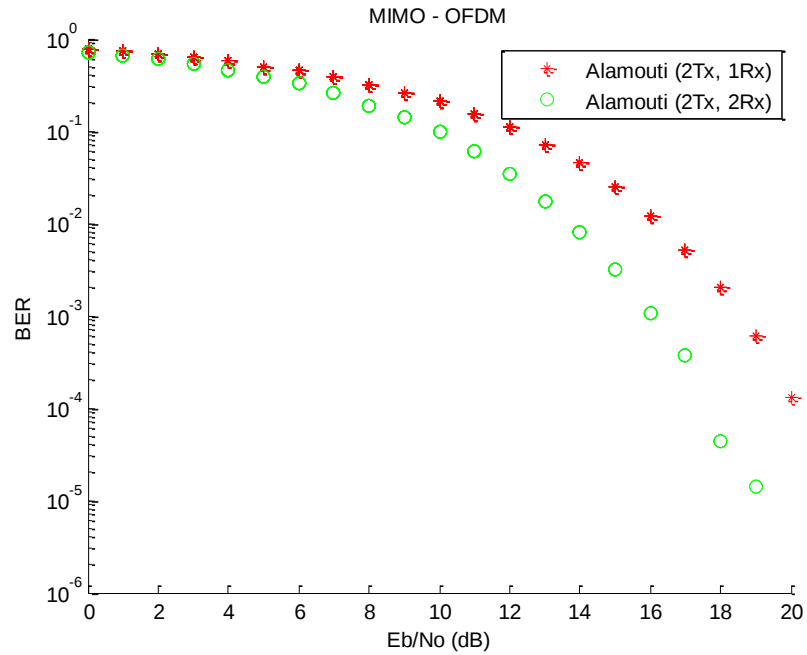


Şekil 5.10 MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Doğrusal ardeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

2x1 ve 2x2 anten kombinasyonları kullanılarak çizdirilen Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da haberleşme kanalının Rayleigh sönümlmeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin olmadığı ve kanal kestiriminin Şekil 5.9 için ortalama algoritması ile Şekil 5.10 için doğrusal aradeğerleme algoritması ile yapıldığı düşünülmüştür. Her iki benzetim BPSK modülasyonu altında yapılmıştır. FFT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılacağı üzere en iyi başarımı vericide ve alıcıda iki anten olan 2x2 sistem Şekil 5.9 için yaklaşık 12 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata ile Şekil 5.10 ise yaklaşık 13 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

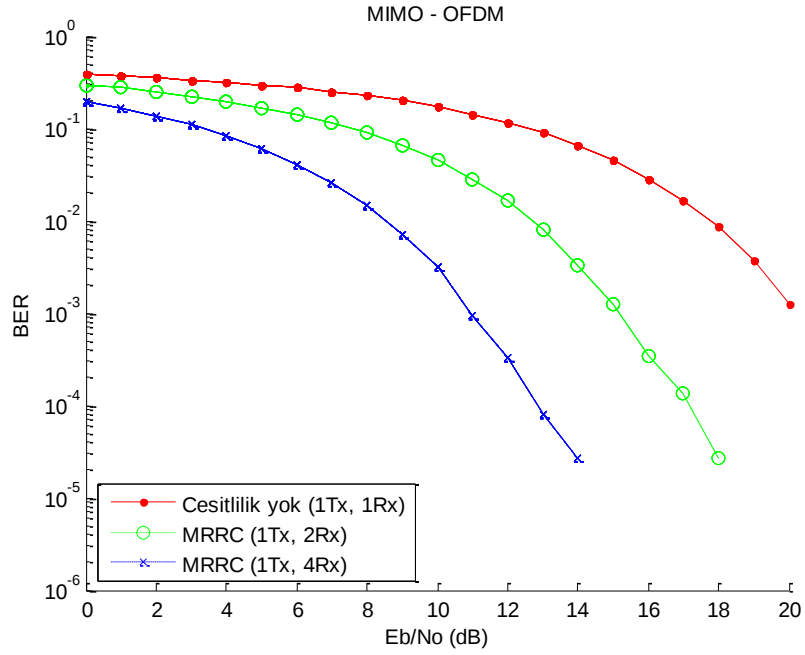


Şekil 5.11 MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK – Doğrusal ardeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

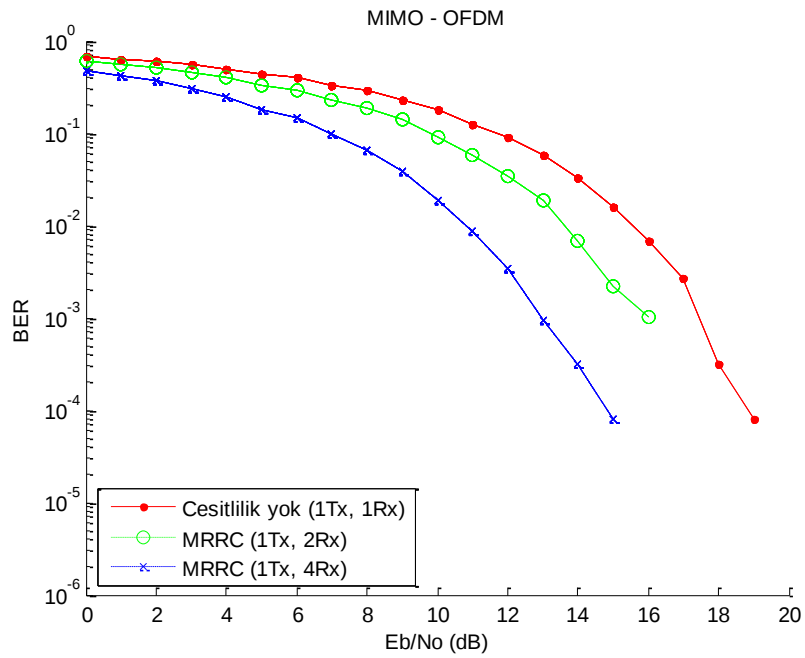


Şekil 5.12 MIMO – OFDM – Rayleigh - QPSK – Doğrusal ardeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

2x1 ve 2x2 anten anten kombinasyonları kullanılarak çizdirilen Şekil 5.11 ve Şekil 5.12’de haberleşme kanalının Rayleigh sönümlemeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin olmadığı ve kanal kestiriminin her iki benzetim için de doğrusal aradeğerleme algoritması ile yapıldığı düşünülmüştür. Şekil 5.11’de BPSK modülasyonu Şekil 5.12’de QPSK modülasyonu kullanılmıştır. FFT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılacağı üzere en iyi başarıımı 2x2 sistem Şekil 5.11 için yaklaşık 14 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata yaparak, Şekil 5.12 ise yaklaşık 19 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

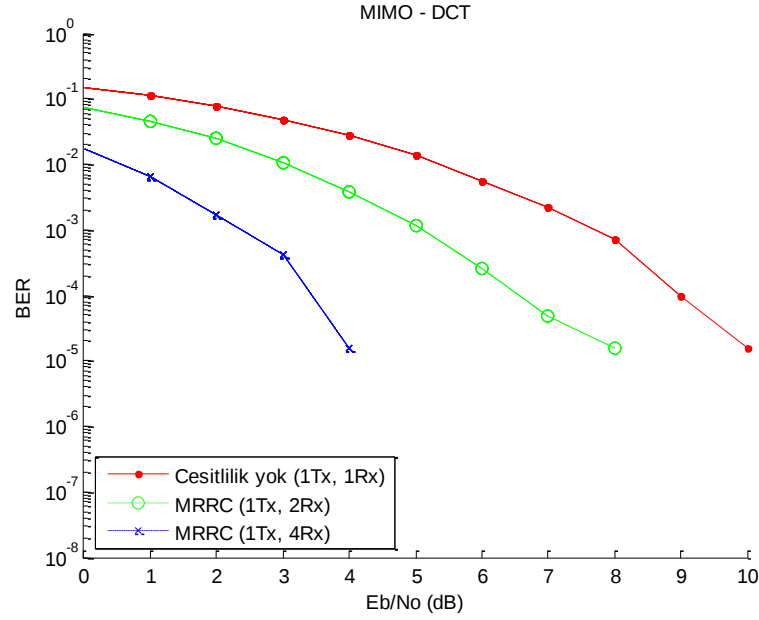


Şekil 5.13 MIMO – OFDM – Rayleigh - BPSK (Bilinen kanal)

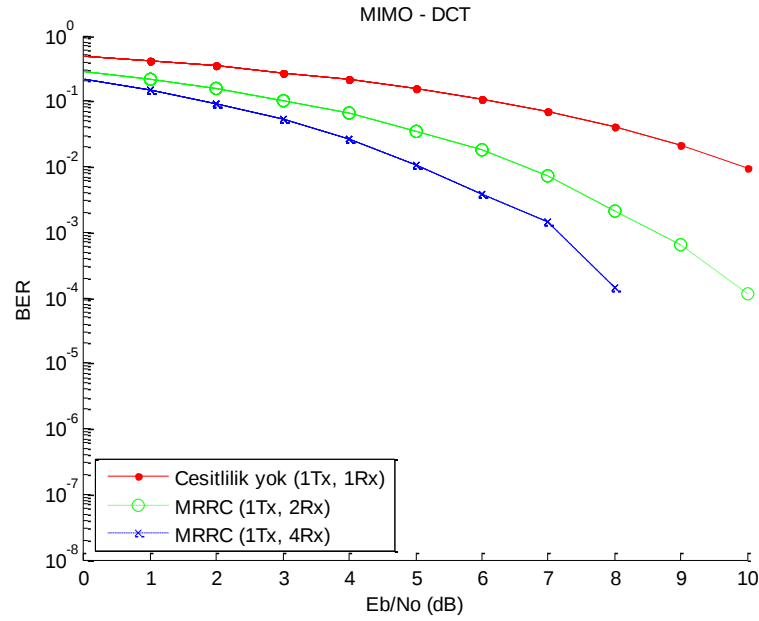


Şekil 5.14 MIMO – OFDM – Rayleigh - QPSK (Bilinen kanal)

Haberleşme kanalının Rayleigh sönümlmeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi Şekil 5.13 ve Şekil 5.14’de görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin kesin olarak bilindiği varsayılmış ve BPSK modülasyonu Şekil 5.13 için, QPSK modülasyonu Şekil 5.14 için elde edilmiştir. FFT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılabacağı üzere en iyi başarımı 1x4 sistem BPSK’lı Şekil 5.13 için yaklaşık 14 dB’de 10^{-5} bit hata yaparak, QPSK’lı Şekil 5.14 için yaklaşık 15 dB’de, 10^{-4} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.



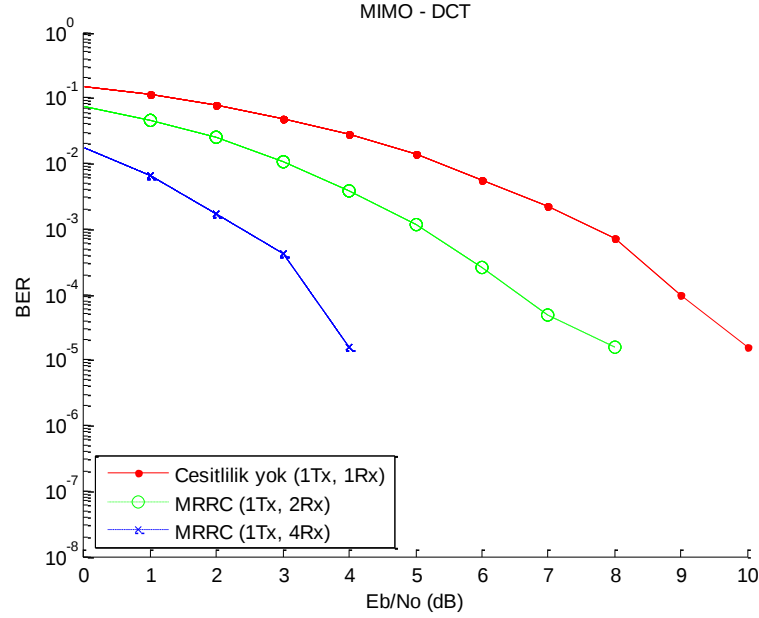
Şekil 5.15 MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi



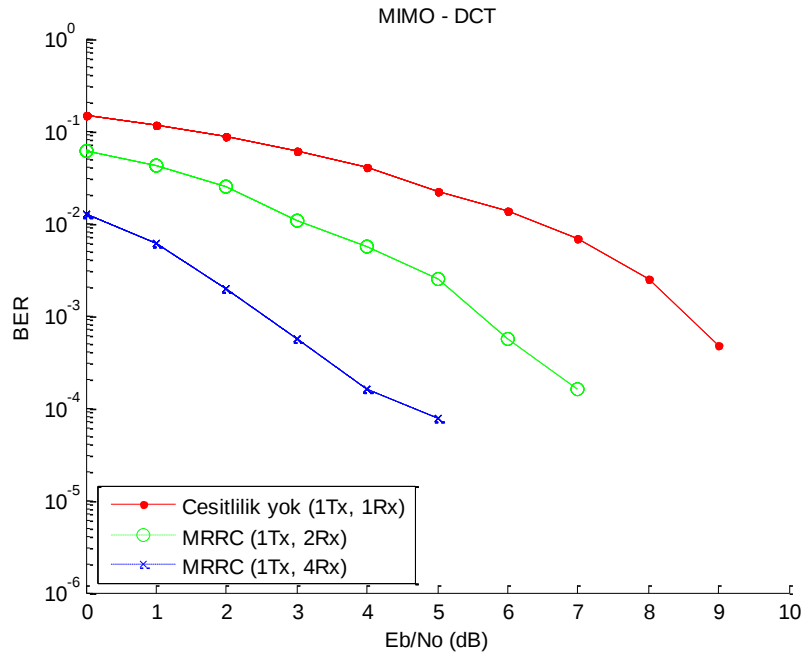
Şekil 5.16 MIMO – DCT – Rayleigh - QPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

1x1, 1x2, 1x4 anten kombinasyonları kullanılarak çizdirilen Şekil 5.15 ve Şekil 5.16’de haberleşme kanalının Rayleigh sönümlmeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin olmadığı ve kanal

kestiriminin her iki benzetim için de doğrusal aradeğerleme algoritması ile yapıldığı düşünülmüştür. BPSK modülasyonu Şekil 5.15 için, QPSK modülasyonu Şekil 5.16 için, elde edilmiştir. DCT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılacağı üzere en iyi başarımı 1x4 sistem BPSK’lı Şekil 5.15 için yaklaşık 4 dB’de 10^{-5} bit hata yaparak QPSK’lı Şekil 5.16 için yaklaşık 8 dB’de 10^{-4} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

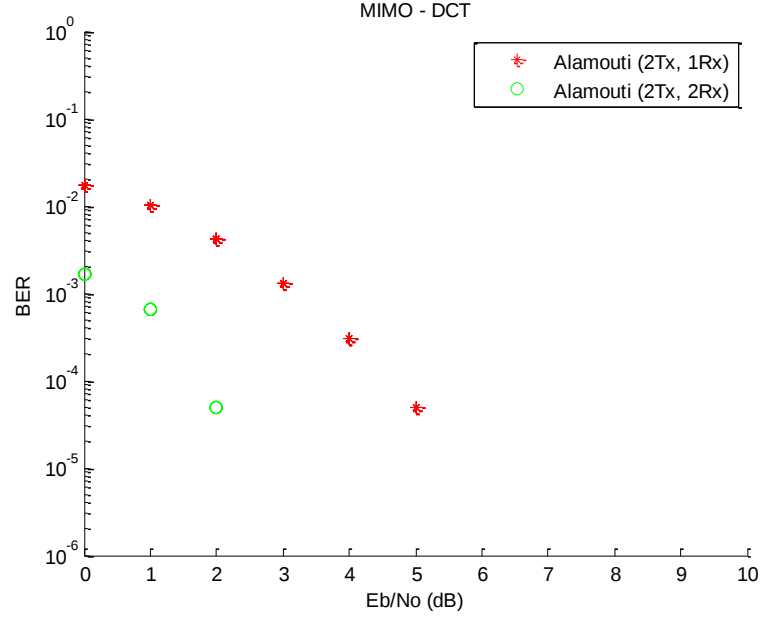


Şekil 5.17 MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

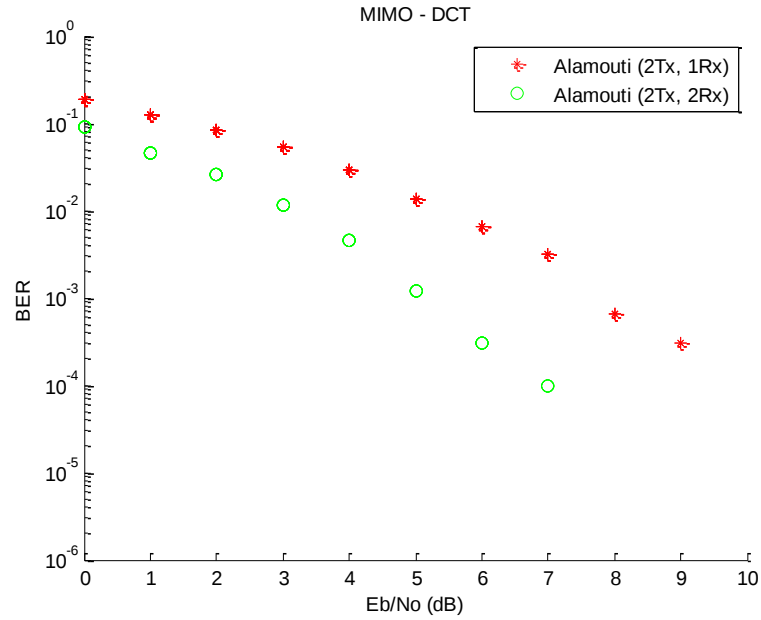


Şekil 5.18 MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi

1x1, 1x2, 2x1 anten kombinasyonları kullanılarak çizdirilen Şekil 5.17 ve Şekil 5.18’de haberleşme kanalının Rayleigh sönümlemeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin olmadığı ve kanal kestiriminin Şekil 5.17 için doğrusal aradeğerleme algoritması ile Şekil 5.18 için ortalama algoritması ile yapıldığı düşünülmüştür. Her iki benzetim BPSK modülasyonu altında yapılmıştır. DCT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılaacağı üzere en iyi başarımı 1x4 sistem Şekil 5.17 için yaklaşık 4 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata ile Şekil 5.18 ise yaklaşık 5 dB seviyelerinde 10^{-4} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.



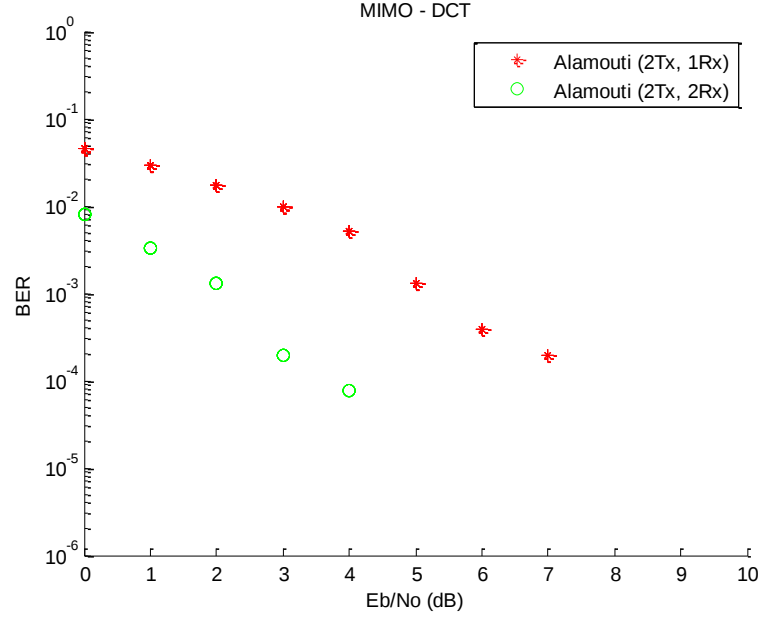
Şekil 5.19 MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi



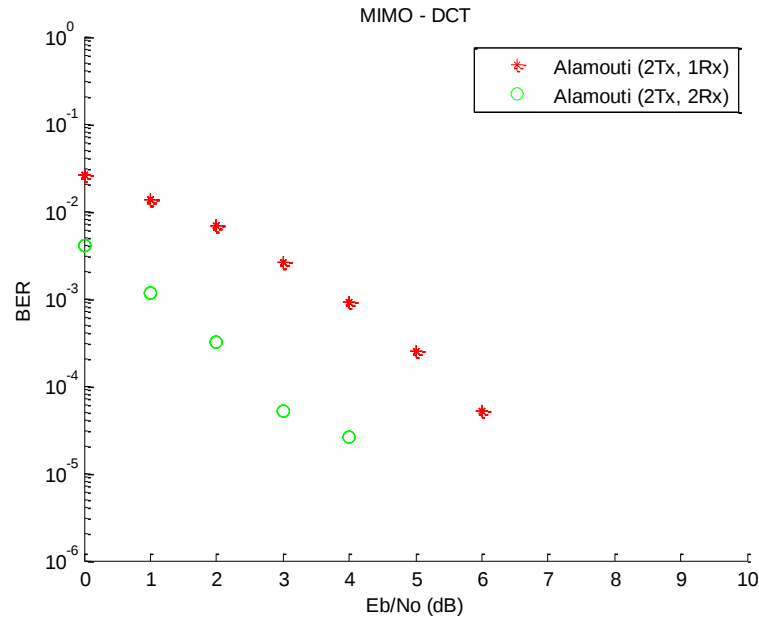
Şekil 5.20 MIMO – DCT – Rayleigh - QPSK – Doğrusal aradeğerleme algoritması ile kanal kestirimi

Haberleşme kanalının Rayleigh sönümlmeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi Şekil 5.19 ve Şekil 5.20’de görülmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin

olmadığı ve kanal kestiriminin her iki benzetim için de doğrusal aradeğerleme algoritması ile yapıldığı düşünülmüştür. Şekil 5.19’de BPSK modülasyonu Şekil 5.20’de QPSK modülasyonu kullanılmıştır. DCT tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetimlerde en iyi başarımı 2x2 sistem Şekil 5.19 için yaklaşık 3 dB seviyelerinde 10^{-5} bit hata yaparak, Şekil 5.20 ise yaklaşık 7 dB seviyelerinde 10^{-4} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.



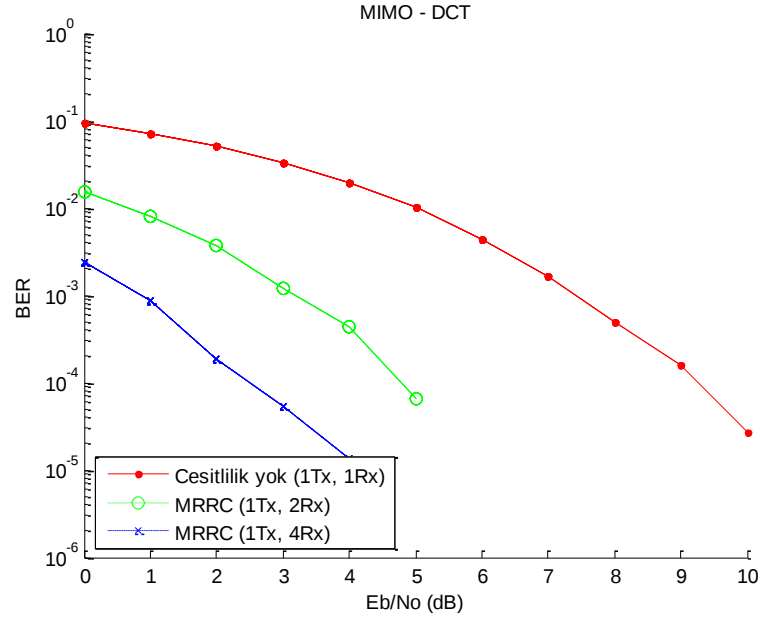
Şekil 5.21 MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK – Ortalama algoritması ile kanal kestirimi



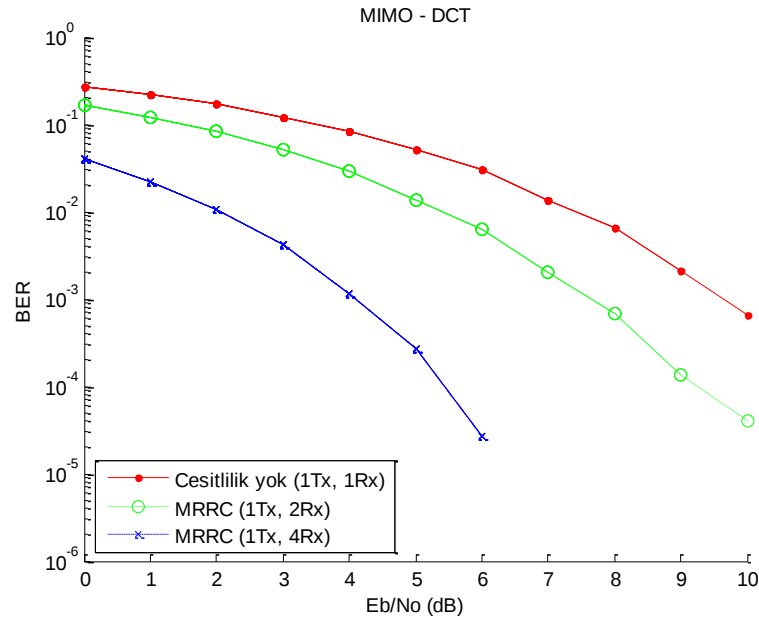
Şekil 5.22 MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK (Bilinen kanal)

Ortalama algoritması ile doğrusal aradeğerleme algoritması Şekil 5.9 ve Şekil 5.10’da karşılaştırıldığında ortalama algoritmasının doğrusal aradeğerleme algoritmasına göre aynı bit hata başarımı altında 1 dB daha iyi olduğu gösterilmiştir. Bundan dolayı bilinen kanal ile ortalama algoritmasını 2x1 ve 2x2 anten kombinasyonları ve DCT tabanlı OFDM kullanılarak Şekil 5.21 ve Şekil 5.22’de haberleşme kanalının Rayleigh sönümlemeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi yapılmıştır. BPSK modülasyonu altında alıcıda kanal bilgisinin kesin olarak var olduğu düşünülen Şekil 5.22’de görüldüğü üzere en iyi başarımı 2x2 sistemin yaklaşık 4 dB seviyelerinde, 10^{-5} bit hata yaparak, Şekil 5.21 ise 4 dB seviyelerinde yaklaşık 10^{-4} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

Şu ana kadar Bölüm 5 altında yapılan karşılaştırmalarda en iyi başarımı kanalın kesin olarak bilindiği düşünülerek benzetimi elde edilen ve vericide bir anten alıcıda 4 anten olan 1x4, DCT tabanlı MIMO – OFDM sistem ile elde edilmiştir.



Şekil 5.23 MIMO – DCT – Rayleigh - BPSK (Bilinen kanal)



Şekil 5.24 MIMO – DCT – Rayleigh - QPSK (Bilinen kanal)

Haberleşme kanalının Rayleigh sönümlemeli kanal ve AWGN altında işaret gürültü oranına karşın bit hata oranı benzetimi 1x1, 1x2 ve 1x4 anten kombinasyonları kullanılarak Şekil 5.23 ve Şekil 5.24’de gösterilmektedir. Alıcıda kanal bilgisinin kesin olarak bilindiği varsayılmış ve BPSK modülasyonu Şekil 5.23 için, QPSK modülasyonu Şekil 5.24 için elde edilmiştir. DCT

tabanlı MIMO – OFDM kullanılarak elde edilen benzetim sonuçlarından anlaşılabacağı üzere en iyi başarıımı vericide bir anten alıcıda ise dört anten olan sistem BPSK’lı Şekil 5.23 için yaklaşık 4 dB’de 10^{-5} bit hata yaparak QPSK’lı Şekil 5.24 için yaklaşık 6 dB’de, 10^{-5} bit hata yaparak ortaya çıkarmıştır.

Çizelge 5.1 En iyi anten kombinasyonuna göre BER sonuçları

	Bilinen Kanal	Ortalama Algoritması	Doğrusal Ara. Algoritması
1x4 MIMO – OFDM	14 dB 10^{-6} bit hata	14 dB 10^{-5} bit hata	14 dB 10^{-5} bit hata
1x4 MIMO – DCT	4 dB 10^{-5} bit hata	5 dB 10^{-4} bit hata	5 dB 10^{-5} bit hata

Benzetimlerden elde edilen sonuçlara göre en iyi başarıımı 1x4 anten kombinasyonu Çizelge 5.1’de görülen değerler ile vermiştir.

6. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Benzetim sonuçlarına tezde elde ediliş sırasıyla bakılacak olursa, OFDM olmayan sadece çeşitli anten kombinasyonları ile Alamouti kodlaması yapılan Şekil 3.2'deki MIMO benzetimde en iyi sonucu 1x4 sistem vermektedir. 14 dB seviyelerinde yaklaşık 10^{-7} bit hata veren sistem başarımı hali hazırda kullanılmakta olan 1x1 sisteme göre 18 dB daha az güç tüketerek 4. nesil ve sonrası için istenilen yeterliliği sağlamaktadır. 1x2 MRRC ve 2x1 Alamouti kodlamış sistemler aynı güç tüketimi altında incelendiğinde 1x2 sistemin 3 dB daha az güç tükettiği ve başarımının daha iyi olduğu gözlemlenmektedir.

Sistemi geliştirmek için yapılan CP, FFT tabanlı veya DCT tabanlı OFDM Bölüm 4 altında incelenmiştir. Bölüm 4 altında incelenen bu yapılar MIMO sisteme eklenerek Bölüm 5'te benzetimleri yapılmıştır. Şekil 3.2'deki MIMO sistem ile Şekil 5.1'deki MIMO - OFDM benzetim sonuçları incelenecek olursa 1x4 anten kombinasyonu için 14 dB'de MIMO sistemin MIMO – OFDM sisteme göre 10^{-1} bit hata oranında daha başarılı olduğu görülmektedir. Fakat MIMO – OFDM'de genişliği aynı olan frekans bandında daha fazla veri hacmine ulaşmış olacağız. 1x1, 1x2 ve 2x1 sistemler arasında karşılaştırma yapıldığında ise 20 dB'de MIMO – OFDM sistemin 10^{-2} bit daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. MIMO – OFDM QPSK modülasyonu gösterilen Şekil 5.2 ile MIMO sistem karşılaştırılacak olursa, Şekil 5.2'de ki OFDM'li sistemin daha fazla veri hacminin yanı sıra, 1x1, 1x2 ve 2x1 anten kombinasyonunda 10^{-1} bit hata oranıyla başarımı daha yüksek olduğunu, 2x2 sistemde 10^{-1} bit hata oranıyla başarısız olduğunu fakat 1x4 sistemde ise aynı başarımı yakaladığı görülmüştür.

DCT tabanlı OFDM'li sistem ile FFT tabanlı OFDM'li sistem karşılaştırılacak olur ise Şekil 5.3'deki DCT tabanlı MIMO – OFDM ve Şekil 5.1'deki FFT tabanlı MIMO – OFDM, BPSK modülasyonu altında en iyi başarımı; 1x4 MIMO – DCT'nin 4 dB güç altında yakaladığı 10^{-6} bit hata oranıdır. 1x4 MIMO – FFT 14 dB seviyelerinde 10^{-6} bit hata oranını ancak yakalayabilmiştir. İlginç olan nokta ise 2x2 istem ile 1x4 sistemin, 1x2 sistem ile 2x1 sistemin DCT tabanlı MIMO – OFDM için aynı hata başarımlarına sahip olmasıdır. Şekil 5.3'de gösterilen 1x1, 1x2 ve 2x2 sistemler de 1x4 sistemde olduğu gibi Şekil 5.1'deki aynı sistemlerden 10 dB daha başarımı yüksektir.

Yukarıda yapılan bütün incelemeler alıcıda kanal bilgisinin kesin olarak var olduğu düşünülerek yapılmış olan benzetim sonuçlarıdır. Bundan sonraki kısımda alıcıda kanal bilgisinin ortalama algoritması ve doğrusal aradeğerleme algoritması ile kestirildiği düşünülerek incelenmiştir. FFT

tabanlı MIMO – OFDM sisteminde kanal kestirimi doğrusal aradeğerleme algoritması ile yapılan Şekil 5.7 ile kestirimi ortalama algoritması ile yapılan Şekil 5.8 benzetim sonuçları 1x4 sistemde karşılaştırıldığında, 10^{-5} bit hata oranına ortalama algoritması 14 dB’de ulaşırken doğrusal aradeğerleme algoritması 13 dB’de ulaşmaktadır. DCT tabanlı MIMO – OFDM sisteminde kestirim işlemi doğrusal aradeğerleme ile Şekil 5.17’de yapılan ve kestirimi ortalama algoritması ile Şekil 5.18’de yapılan benzetimler ile karşılaştırılırsa, ortalama algoritmasının 1x4 sistemde, 5 dB’de 10^{-4} bit hatasına ve doğrusal aradeğerleme algoritmasının ise 4 dB’de 10^{-5} hataya ulaştığı görülmüştür. Dolayısıyla DCT tabanlı MIMO – OFDM ile kanal kestirimi doğrusal aradeğerleme ile yapılan 1x4 sistem en iyi başarımı elde etmektedir.

Kestirimi doğrusal aradeğerleme algoritması ile yapılan Şekil 5.10 ve kestirimi ortalama algoritması ile yapılan Şekil 5.10 Alamouti kodlu FFT tabanlı 2x2 MIMO – OFDM sistem üzerinden benzetim sonuçları karşılaştırılacak olursa; ortalama algoritmasının 10^{-5} bit hata oranına doğrusal aradeğerleme algoritmasına göre 1 dB daha az güç harcayarak ulaştığı görülmüştür. Ortalama algoritması ile bilinen kanal karşılaştırması DCT MIMO – OFDM kullanılarak Şekil 5.21 ve Şekil 5.22 arasında yapıldığında ise 2x2 sistemin ortalama algoritması ile 4 dB de 10^{-4} bit hata oranına, bilinen kanalın ise 10^{-5} bit hata oranıyla daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. Buradan çıkarılacak sonuç ise 2x2 veya 2x1 Alamouti kodlanmış işaretin ortalama algoritması ile kestirim işlemi oldukça başarılı olduğudur. Sonuç olarak DCT bazlı MIMO – OFDM’in FFT bazlı MIMO – OFDM’e göre ve sistem yapısı olarak alıcıda MRRC birleştirme kullanan 1x4 sistemin Alamouti kodlanmış 2x2 sisteme göre daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. İleri bir çalışma olarak benzetimleri yapılan sistemlerin başarımlarının iyileştirilmesi için gönderilen verinin kanal kodlaması yapılarak işaretin, sönümlemeli haberleşme kanalına daha dayanıklı hale gelmesi sağlanabilir. Bunun yanında alıcıda kanalın tahmin edilmesi için daha karmaşık kanal kestirim algoritmaları kullanılıp bit hata oranı düşürülebilir. Gerçekçi uygulamalarda ise düz sönümlemeli kanal yerine frekans seçici kanal kullanılarak sistem modellemesi gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- Agrawal, D., Tarokh, V., Naguib, A. ve Seshadri, N. (1998), "Space Time Coded OFDM for High Data Rate Wireless Communication on Wideband Channels", IEEE Vehicular Technology Conf. vtc 98, 3: 2232 – 2236.
- Alamouti, S. M. (1998), "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE Journal on Select Areas In Communications, 16(8): 1451 1458.
- Bölcskei, H. ve Paulraj, A. J. (2001), "Space Frequency Codes for Broadband Fading Channels", IEEE International Symposium, 3(3): 12 – 20.
- Bölcskei, H. (2004), "An Overview of MIMO Communications – A key to Gigabit Wireless", in Proc. of the IEEE, 92(2): 198 – 218.
- Bölcskei, H. (2006), "MIMO – OFDM Wireless Systems: Basics, Perspectives and Challenges", IEEE Wireless Communication, 13(4): 31 - 37.
- Driberg, M., Min, Y. ve Jeoti, K. V. (2004), "A Simple Channel Estimation Method for MIMO – OFDM in IEEE 802.16a", IEEE Region 10 Conference, 2: 585 – 588.
- Guey, J., Fitz, M. P. Bell, M. R. ve Kuo, W. (1996), "Signal Design For Transmitter Diversity Wireless Communication Systems over Rayleigh Fading Channels" Proc. of the IEEE, 1(4): 136 – 140.
- Jakes, W. C. (1994), Microwave Mobile Communication, John Wiley & Sons, New York.
- Jiang, M. ve Hanzo, L. (2007), "Multiuser MIMO – OFDM for Next Generation Wireless System", Proc. of the IEEE, 95(7): 1430 – 1469.
- Junxuan, W., Yanyan, Z. ve Guangyue, L. (2009), "Capacity of MIMO – OFDM System with Multi Path Fading Channel", IEEE Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 3(6): 1 – 3.
- Kostov, N. (2007), Mobile Radio Channels Modeling in Matlab, Prentice –Hall, New York.
- Lee, K. F. ve Williams, D. B. (2000), "A Space Frequency Diversity Technique for OFDM Systems", IEEE Global Telecommunications Conference, 3: 1473 – 1477.
- Lin, H. Y., Ma, H. P. (2009), "An MIMO – OFDM Baseband Engine for High Mobility Environment", IEEE Proc. of the 15th Asia Pacific Conference on Communications, 1: 8 – 11.
- Naguib, A., Seshadri, N. ve Calderbank, A. R. (2000), "Space-Time Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communications", IEEE Signal Processing Magazine, 45(4): 76- 91.
- Nema, S., Goel, A. ve Singh, R. P. (2006), "Integrated DWDM and MIMO – OFDM for 4G High Capacity Mobile Communication", Signal Processing: An International Journal, 3: 1220 – 1230.

- Pop, M. F. ve Beaulieu, N. C. (2001), "Limitations of sum of sinusoids fading channel simulators", IEEE Transaction Communication, 49(4): 699 – 708.
- Proakis, J. G. ve Salehi, M. (1994), Communications Systems Engineering, Prentice –Hall, New York.
- Sun, Q., Cox, D. C., Huang, H. Lozano, C. A. (2002), "Estimation of Continuous Flat Fading MIMO Channels ", IEEE Transactions on Wireless Communications, 1(4): 549 – 553.
- Seshadri, N. ve Winters, J. H. (1993), "Two Signaling Schemes For Improving The Error Performance of FDD Transmission Systems Using Transmit Antenna Diversity", IEEE Vehicular Technology Conf., 1: 508–511.
- Shen, Y. ve Martinez, E. (2007), "WiMAX Channel Estimation: Algorithms and Implementations", NCSG System Engineering AN. 3429, rev. 0, draft A.
- Sklar, B. (1997a), "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems .II.Mitigation", IEEE Communications Magazine, 35(7): 102 – 109.
- Sklar, B. (1997b), "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems, Part I: Characterization", IEEE Communications Magazine, 35(7): 90 – 100.
- Stüber, G. L. (2000). Principles of Mobile Communication, Kluwer Academic Publishers, New York.
- Suthaharan, S., Nallanathan, A. Kannan, B. (2002), "Space Time Coded MIMO – OFDM for High Capacity and High Data Rate Wireless Communication over Frequency Selective Channels", IEEE Mobile and Wireless Communication Network 4th International Workshop on 1: 424 – 428.
- Suzuki, H. (1977), "A Statistical Model for Urban Radio Propagation", IEEE Transaction on Communications, 25(7): 673 – 680.
- Tarokh, V., Seshadri, N. ve Calderbank, A. (1997), "Space-Time Codes For High Data Rate Wireless Communications: Code Construction", IEEE Transaction on Information Theory, 44(2): 744 – 765.
- Tarokh, V., Naguib, A. F. ve Calderbank, A. R. (1997), "Space Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Mismatch Analysis", IEEE International Conference on Towards the Knowledge Millennium, 1: 309 – 313.
- Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A. R. (1999), "Space-Time Block Codes For Orthogonal Designs", IEEE Transactions On Information Theory , 45(5): 1456- 1467.
- Telatar, I. E. (1999), Capacity of multi antenna Gaussian channels, European Transaction on Telecommunication, 10(6): 585-596.

Wittneben, A. (1991), “Basestation Modulation Diversity For Digital Simulcast”, IEEE Vehicular Technology Conf., 1: 848- 853.

Wittneben, A. (1993), “A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme For Linear Digital Modulation”, IEEE International Conf. Communications, 3: 1630–1634.

Zhang, H., Luo, H., Zhang ve Liu, W. X. (2004), “A New Space-Time Frequency MIMO-OFDM Scheme with Cyclic Delay Diversity”, IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on Emerging Technologies, 2: 647 - 650.

Zheng, Y. R. ve Xiao, C. (2002), “Improved Models for the Generation of Mutiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms ”, IEEE Commuications Letters, 6(6): 256 – 258.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 30.09.1985

Doğum yeri İstanbul

Lise 1999 – 2003 Nevzat Ayaz Anadolu Lisesi

Lisans 2003 – 2008 Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Yüksek Lisans 2008 – 2011 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri
Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
Haberleşme Programı

Çalıştığı Kurumlar

2009 – Halen Netaş Telekomünikasyon AŞ.