

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇOKLU GİRİŞ ÇOKLU ÇIKIŞ SİSTEMLERİNİN
İNCELENMESİ ve İLETİM ÇEŞİTLEME
YÖNTEMLERİNİN BİLGİSAYARLI BAŞARIM
ANALİZİ**

Elektronik ve Haberleşme Müh. Mehmet Tuğrul TAŞ

FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Hamid TORPİ

İSTANBUL, 2009

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	v
KISALTMA LİSTESİ.....	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ÖNSÖZ.....	x
ÖZET.....	xi
ABSTRACT.....	xii
1 GİRİŞ.....	1
2 KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARINI ETKİLEYEN İŞARET SÖNÜMLEMELERİ.....	3
2.1 Kanal Parametreleri.....	4
2.1.1 Çok Yollu Yayılım.....	4
2.1.2 Uyum Bandgenişliği.....	4
2.1.3 Uyum Zamanı.....	4
2.1.4 Doppler Yayılımı.....	4
2.2 Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması.....	5
2.2.1 Geniş Ölçekli Sönümleme.....	5
2.2.2 Küçük Ölçekli Sönümleme.....	5
2.2.2.1 Çok Yollu Yayılımın Sönümlemeye Etkisi.....	5
2.2.2.1.1 Düz Sönümleme.....	6
2.2.2.1.2 Frekans Seçici Sönümleme.....	6
2.2.2.2 Doppler Yayılımı Sonucu Meydana Gelen Sönümlemeler.....	7
2.2.2.2.1 Hızlı Sönümleme.....	7
2.2.2.2.2 Yavaş Sönümleme.....	7
2.3 Rayleigh ve Rician Dağılımlarının İncelenmesi.....	8
2.3.1 Rayleigh Dağılımı.....	8
2.3.2 Rician Dağılımı.....	11
2.4 Kablosuz Haberleşme Sisteminde Kanal Sönümlemesini Azaltma Teknikleri.....	13
3 ÇOKLU GİRİŞ ÇOKLU ÇIKIŞ İLETİM TEKNİĞİ.....	14
3.1 Çoklu Giriş Çoklu Çıkış Haberleşme Sistemleri.....	14
3.2 Çoklu Giriş Çoklu Çıkış İletim Sisteminin Kanal Modeli.....	15
3.3 MIMO Kanal Kapasitesi.....	17
4 DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA.....	21
4.1 OFDM Sisteminin İncelenmesi.....	21

4.2	MIMO-OFDM Verici Alıcı Diyagramı.....	27
5	KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE İLETİM ÇEŞİTLEMESİ.....	29
5.1	İletim Çeşitlemesi.....	29
5.1.1	Frekans Çeşitlemesi.....	29
5.1.2	Zaman Çeşitlemesi.....	29
5.1.3	Uzay Çeşitlemesi.....	30
5.2	Kablosuz Haberleşme Kanallarında İşaret Birleştirme Yöntemleri.....	30
5.2.1	Seçmeli Birleştirme.....	30
5.2.2	Eşit Kazançlı Birleştirme.....	30
5.2.3	Maksimum Oran Birleştirme.....	31
5.2.4	Karesel Birleştirici.....	31
5.3	Alamouti ve Maksimum Oran Birleştirme İletim Çeşitlemesi.....	32
5.3.1	Klasik Maksimum Oran Birleştirici (MRC) Yapısı.....	33
5.3.2	Alamouti Çeşitleme Yapısı.....	35
5.3.2.1	Bir Alıcı ile İki Kollu İletim Çeşitlemesi.....	35
5.3.2.2	M Alıcı ile İki Kollu İletim Çeşitleme Yapısının Analizi.....	38
6	UZAY ZAMAN KODLAMASI.....	43
6.1	Uzay Zaman Kodlama Yapısının İncelenmesi.....	43
6.2	Genelleştirilmiş Gerçel Dik Uzay Zaman Blok Kodları.....	46
6.3	Genelleştirilmiş Karmaşık Dik Uzay Zaman Blok Kodları.....	49
6.4	Uzay Zaman Blok Kodlama Yapısıyla Optimum Anten Seçimi.....	52
6.4.1	Optimum Anten Seçiminde Alamouti Yapısı.....	53
6.4.2	Optimum Anten Seçme İşlemi.....	53
7	ALAMOUTİ VE MRC İLETİM ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİNİN BAŞARIM ANALİZİ VE KARŞILAŞTIRILMASI.....	55
7.1	Başarım Analizinde Kullanılan Alamouti ve MRC Yapıları.....	55
7.1.1	Alamouti Çeşitleme Yönteminin Rayleigh Sönümlemeli Kanalda Başarım Analizi.....	56
7.1.2	Alamouti Çeşitleme Yönteminin Düz Sönümlemeli (Kanal Kazancı Sabit) Kanalda Başarım Analizi.....	61
7.1.3	Alamouti ve MRC Çeşitleme Yöntemlerinin Başarım Analizlerin Karşılaştırılması.....	65
7.2	Çoklu Giriş Çoklu Çıkış Sisteminin Kapasite Analizi.....	70
8	SONUÇ VE TARTIŞMA.....	71
	KAYNAKLAR.....	73
	EKLER.....	75
Ek 1	Rayleigh Sönümlemeli Kanal Modeli.....	76
Ek 2	Simülasyonda Kullanılan M-PSK Modülasyonu.....	78
Ek 3	Simülasyonda Kullanılan Alamouti ve MRC yapılarının Matris Gösterimi.....	80

ÖZGEÇMİŞ.....	82
---------------	----

SİMGE LİSTESİ

$\mathcal{E}$	Rayleigh olasılık fonksiyonunda dik bileşenlerin ortalama gücü
γ_0	İşaret gürültü oranı
B_d	Doppler yayılımı
C	Kanal kapasitesi
E_b	Ortalama bit enerjisi
E_s	Her verici antenin sahip olduğu enerji
f_c	Uyum band genişliği
h_{ij}	j. Verici anten ile i. Alıcı anten arasındaki kanalın impuls cevabı
H	Kanal cevabı
N_0	Gürültü yoğunluğu
n_i	Karmaşık gürültü işareti
R_b	Bit iletim oranı
R_x	Alıcı anten
r_i	Alıcıda alınan işaret
s_j	j. Antenden gönderilen işaret
T_c	Uyum zamanı
T_m	Çok yollu yayılım
T_s	İşaretin simge periyodu
$T_{\bar{o}}$	Örnekleme frekansı
T_x	Verici anten
y_i	i. Antenden alınan işaret

KISALTMA LİSTESİ

ADC	Analog Digital Converter
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
DAC	Digital Analog Converter
DSL	Digital Subscriber Line
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
LOS	Line of Side
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MLE	Maximum Likelihood Estimator
MRC	Maximum Ratio Combining
MPSK	M-ary Phase Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SISO	Single Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
SNR	Signal to Noise Ratio

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1	Kablosuz haberleşme sisteminde işaret sönümlemeleri.....3
Şekil 2.2	Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu.....9
Şekil 2.3	Hareketli birim hızı 10km/h ve 900MHz frekansta Rayleigh sönümlemesinin zarfı.....10
Şekil 2.4	Hareketli birim hızı 50km/h ve 900MHz frekansta Rayleigh sönümlemesinin zarfı.....11
Şekil 3.1	SISO,SIMO,MISO ve MIMO sistem yapıları.....14
Şekil 3.2	N tane verici anten ve M tane alıcı antenden oluşan MIMO sistemi.....15
Şekil 4.1	FDM ve OFDM ile çok taşıyıcılı iletim.....22
Şekil 4.2	OFDM dikgen taşıyıcıların yapısı.....23
Şekil 4.3	FFT ve IFFT ilişkisi.....24
Şekil 4.4	OFDM verici ve alıcı blok diyagramı.....26
Şekil 4.5	MIMO-OFDM verici alıcı yapısı.....28
Şekil 5.1	İki kollu MRC yapısı.....33
Şekil 5.2	Alamouti yapısı; Tx:2, Rx:1.....36
Şekil 5.3	Alamouti yapısı; Tx:2, Rx:2.....39
Şekil 6.1	Optimum anten seçme yapısı.....54
Şekil 7.1	Alamouti iletim çeşitlemesinin genel gösterimi.....55
Şekil 7.2	İki kollu MRC yapısı.....55
Şekil 7.3	BPSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlar sonucunu.....57
Şekil 7.4	4PSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlar sonucunu.....58
Şekil 7.5	8PSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlar sonucunu.....59
Şekil 7.6	16PSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlar sonucunu.....60
Şekil 7.7	BPSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlar sonucunu.....61
Şekil 7.8	4PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlar sonucunu.....62
Şekil 7.9	8PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlar sonucunu.....63

Şekil 7.10	16PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarım sonucu.....	64
Şekil 7.11	4PSK işareti için Alamouti (Tx:2, Rx:1) ve MRC (Tx:1, Rx:2) yapılarının başarım sonuçlarının karşılaştırılması.....	65
Şekil 7.12	8PSK işareti için Alamouti (Tx:2, Rx:1) ve MRC (Tx:1, Rx:2) yapılarının başarım sonuçlarının karşılaştırılması.....	66
Şekil 7.13	16PSK işareti için Alamouti (Tx:2, Rx:1) ve MRC (Tx:1, Rx:2) yapılarının başarım sonuçlarının karşılaştırılması.....	67
Şekil 7.14	4PSK işareti için Alamouti (Tx:2, Rx:2) ve MRC (Tx:1, Rx:4) yapılarının başarım sonuçlarının karşılaştırılması.....	68
Şekil 7.15	8PSK işareti için Alamouti (Tx:2, Rx:2) ve MRC (Tx:1, Rx:4) yapılarının başarım sonuçlarının karşılaştırılması.....	69
Şekil 7.16	Teoride hesaplanan MIMO kapasite değerleri.....	70
Şekil 7.17	Pratikte hesaplanan MIMO kapasite değerleri.....	70

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 5.1 Alamouti kodunun yapısı.....	37
Çizelge 5.2 Alamouti yapısında verici ve alıcı arasındaki kanallar.....	40
Çizelge 5.3 Alamouti yapısında alıcıda alınan işaretler.....	40
Çizelge 6.1 Farklı uzay zaman blok kodlarına ilişkin parametreler.....	52
Çizelge 7.1 BPSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri.....	57
Çizelge 7.2 4PSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri.....	58
Çizelge 7.3 8PSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri.....	59
Çizelge 7.4 16PSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri.....	60
Çizelge 7.5 BPSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri.....	61
Çizelge 7.6 4PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri.....	62
Çizelge 7.7 8PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri.....	63
Çizelge 7.8 16PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri.....	64
Çizelge 7.9 4PSK işareti için Alamouti (Tx:2,Rx:1) ve MRC (Tx:1, Rx:2) yapılarının başarım değerleri.....	65
Çizelge 7.10 8PSK işareti için Alamouti (Tx:2,Rx:1) ve MRC (Tx:1, Rx:2) yapılarının başarım değerleri.....	66
Çizelge 7.11 16PSK işareti için Alamouti (Tx:2,Rx:1) ve MRC (Tx:1, Rx:2) yapılarının başarım değerleri.....	67
Çizelge 7.12 4PSK işareti için Alamouti (Tx:2,Rx:2) ve MRC (Tx:1, Rx:4) yapılarının başarım değerleri.....	68
Çizelge 7.13 8PSK işareti için Alamouti (Tx:2,Rx:2) ve MRC (Tx:1, Rx:4) yapılarının başarım değerleri.....	69

ÖNSÖZ

Bana, bu tez sırasında yol gösteren ve yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen başta Yard. Doç. Dr. Hamit Torpi olmak üzere, benim yetişmemi ve bugünlere gelmemi sağlayan, hepsi birbirinden değerli tüm hocalarıma, benden hiçbir maddi ve manevi desteği esirgemeyen ve gönülleri hep benimle olan aileme, beni her zaman destekleyen ve dostluklarını gösteren tüm arkadaşlarıma sonsuz teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim.

Ağustos 2009

Mehmet Tuğrul Taş

ÖZET

Kablosuz haberleşme sistemlerinde iletilen işaretin daha hızlı ve daha kaliteli veri iletimi, band genişliği gereksinimlerini ortaya çıkarmaktadır. Bu çalışmada kablosuz haberleşme sistemini etkileyen çok yollu işaret sönümlmeleri azaltmak ve haberleşme sisteminin iletim verimliliğini arttırmak için kullanılan yapılar incelenmiştir.

Haberleşme sisteminin performansını arttırmak için, alıcı ve verici anten sayılarında yapılan değişikliklerle elde edilen Çoklu-giriş çoklu-çıkış sistemler incelenmiş ve bu yapıların temel alıcı verici yapılarından bahsedilmiştir. Çoklu-giriş çoklu-çıkış sistemiyle birlikte kullanılmaya başlayan ve iletim verimliliğini arttıran dikgen frekans bölmeli çoğullama tekniği de anlatılmıştır.

Çalışmada çok yollu sönümlleme etkisini azaltmak için verici ve alıcı anten sayılarında gerçekleştirilen iletim çeşitleme yöntemleri incelenmiş ve verici anten sayılarına göre gerçekleştirilen uzay zaman kodlama yapısından bahsedilmiştir.

Alıcı ve verici anten sayısında yapılan çoğullama tekniklerine göre, çalışmada Alamouti ve maksimum oran birleştirme yönteminin iletim çeşitleme yapısı analiz edilmiş ve farkı sönüml ortamlarında, farklı alıcı verici sayılarına göre bir çeşitleme simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçlarına göre, Alamouti ve maksimum oran birleştirme yönteminin sağlamış olduğu iletim çeşitleme kazançları ve farklı sayıdaki anten çoğullama yapıları için bit hata oranları analiz edilip karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Çok yollu sönümlleme, çoklu-giriş çoklu çıkış, uzay zaman kodlama, iletim çeşitlemesi, Alamouti, maksimum oran birleştirme

ABSTRACT

Wireless communication systems need high data rates and higher bandwidth resources per channel to improve the transmission efficiency and diversity. In this thesis, multipath fading environment and scattering environment which effect the efficiency of wireless communications systems have been described and the types of the ways to reduce this adverse effects have been investigated.

Multiple input multiple output systems which have been established by multiplying the number of transmitter and receiver antennas have been described to improve the performance of wireless communication systems. Also the infrastructure of multiple input multiple output transceiver system has been analyzed with Orthogonal frequency division multiplexing access has been explained.

Space time coding methodology which is used by changing the number of transmitter and receiver antennas and which provides diversity gain has been analyzed for reducing the effect of multipath fading environment.

Multiplexing with transmitter and receiver antennas, Alamouti and maximum ratio combining transmission diversity methodology have been described and analyzed with the simulation results under different fading environment conditions and with different number configurations of transmitter and receiver antennas. According to simulation results, the conclusion and comparison have been analyzed for bit error rate between Alamouti and maximum ratio combining methodology.

Keywords: Multipath fading, multiple input multiple output, space time coding, transmission diversity, Alamouti, maximum ratio combining

1. GİRİŞ

Günümüzde kablosuz haberleşme sisteminin kullanım oranı oldukça artış göstermiştir. Kablosuz haberleşme sisteminin etkin ve verimli bir şekilde kullanılması için yüksek hızda veri iletim hızına ve daha yüksek band genişliği gereksinimleri ihtiyaç duyulmaktadır. Kablosuz haberleşme sistemlerinde çok yollu sönümleme etkisi nedeniyle verimli bir şekilde iletimin gerçekleşmesini engellemektedir. Verici ve alıcı arasındaki bu haberleşme kanalı, bu iki birim arasındaki engellerin ve hareketli birimin hareketi sonucu sürekli değişikliğe uğramaktadır. Haberleşme kanalının darbe yanıtının zamanla değişmesi işaretin kanalda sönümlenmesine neden olmaktadır.

Çok yollu işare sönümleme etkilerini azaltmanın en önemli yollarından biri de iletim çeşitlemesi tekniğidir. Bu çeşitleme sayesinde verici ve alıcı arasındaki işaret sönümlemesi tek kanaldan sağlanan iletime göre belirgin bir şekilde düşecektir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde zaman, frekans, polarizasyon, varış açısı, ve uzay çeşitlemeleri gerçekleştirilebilmektedir. Uzay çeşitlemesi yani anten çeşitlemesi verici ve alıcı tarafında birden fazla anten kullanılmasıyla ya da sadece verici veya alıcı tarafında birden fazla anten kullanılmasıyla gerçekleştirilmektedir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde hareketli birimde mi anten çeşitlemesinin, yoksa verici bölümünde mi anten çeşitlemesinin gerçekleştirilmesi sistem maliyeti açısından simülasyon sonuçları ile yorumlanacaktır.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde iletim kapasitesini arttırmak için, kullanılan verici anten sayısına göre daha iyi iletim performansları sağlamak amacıyla kodlamalar yapılmaktadır. Bu kodlama yöntemi uzay zaman blok kodlama olarak adlandırılmaktadır. Ek bir band genişliği kaynağı gerektirmeden verici anten sayısına göre iletilen bit dizileri uzay zaman kodlamasına göre kodlanır ve iletimde kullanılacak anten sayısı kadar uzunluklara bölünür.

Çok girişli çok çıkışlı sistemlerde hem verici hem de alıcı tarafında çok anten çeşitlemesine gidilmektedir. Bu tür sistemlerde maliyeti ve verimliliği arttırmak için verici ve alıcı arasında en iyi başarıyı sağlayan kanallar seçildikten sonra iletim yapılır.

Gerçekleştirilen bu tez çalışmasında ikinci bölümde kablosuz haberleşme sistemlerini etkileyen çok yollu işaret sönümlmeleri incelenmiştir. Daha sonra üçüncü ve dördüncü bölümde genel olarak çoklu giriş çoklu çıkış haberleşme sistemleri ve bu sistemlerle birlikte kullanılan dikgen frekans bölmeli çoğullama tekniğinden bahsedilmiştir. Beşinci bölümde ise bu sistemlerde kullanılan iletim çeşitleme yöntemleri incelenmiş ve analiz edilmiştir. Altıncı

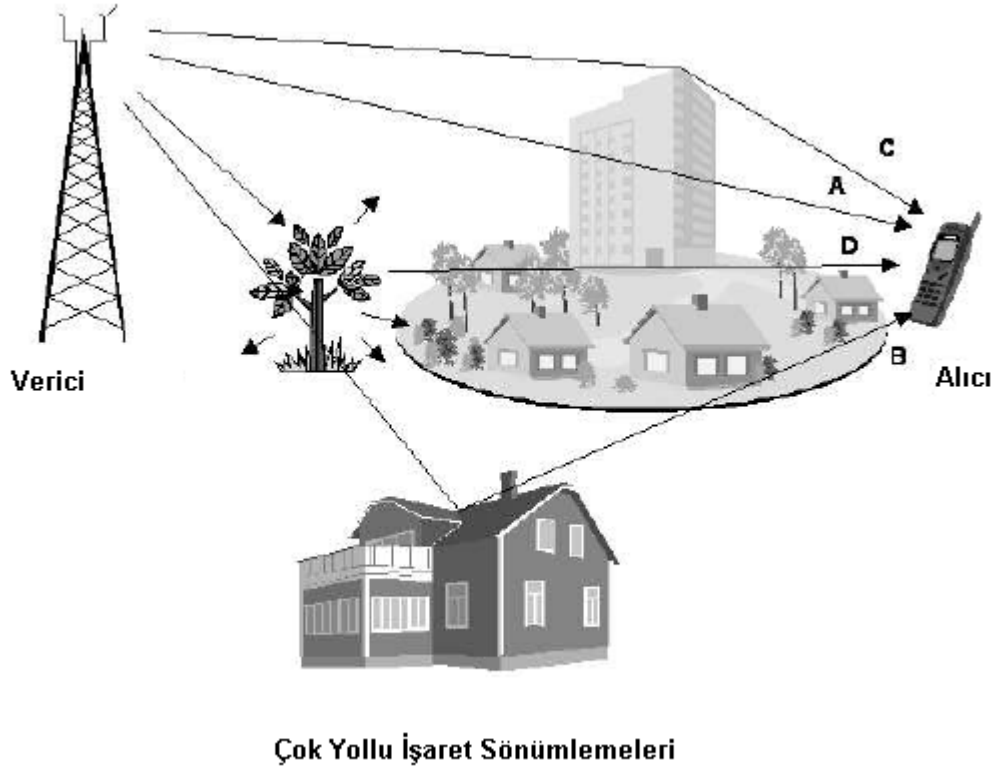
bölümde farklı türdeki uzay zaman kodları incelenmiş ve optimum anten seçme işleminden bahsedilmiştir.

Çalışmanın yedinci bölümünde ise iletim çeşitleme yöntemlerinden Alamouti ve maksimum oran birleştirme yöntemi simülasyon sonuçları ile değerlendirilmiştir. Alamouti çeşitleme yapısının farklı sönmüleme ortamları için farklı sayılardaki alıcı anten kullanılarak elde edilen simülasyon sonuçları değerlendirilmiştir. Alamouti ve maksimum oran birleştirme yöntemlerinin sağlamış olduğu bit hata oranları grafik ve çizelgeler halinde verilmiştir.

Sonuç bölümünde ise simülasyon sonucu elde edilen veriler değerlendirilip yorumlar yapılmıştır. Elde edilen bit hata oranlarına göre verici yapısında mı ya da alıcı yapısında mı anten çeşitlemesinin yapılması, sistem maliyeti de göz önüne alınarak tartışmaya sunulmuştur.

2. KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARINI ETKİLEYEN İŞARET SÖNÜMLEMELERİ

Günümüz teknolojisinde kablosuz haberleşme sistemlerini en çok etkileyen bozucu etkenlerini; toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü AWGN, ISI etkisi, yol kaybı, gölgeleme ve çok yollu sönmleme olarak yazabiliriz. Bu bozucu etkilerden olan çok yollu sönmleme etkisi; vericiden gönderilen işaretin alıcıya birçok yoldan ulaşması ile alıcıda elde edilen işaretin genliğinde ve fazında ani değişimlerin olmasına neden olur. Alıcıda farklı zamanlarda alınan birden çok işaretin girişimi sonucu meydana gelen sönmleme günümüzde kablosuz ve hücresel haberleşme sistemlerinde sıkça karşılaşılan ve etkisinin azaltılması gereken önemli bir bozucu etkidir.



Şekil 2.1 Kablosuz haberleşme sisteminde işaret sönmlemeleri

2.1 Kanal Parametreleri

2.1.1 Çok Yollu Yayılım

Sönümlemeli bir haberleşme kanalına gönderilen impuls işaretinin alıcıda ilk ve son görünümü arasındaki farka çok yollu yayılım (maksimum zaman gecikmesi) denilmektedir.

T_m ile gösterilmektedir.

2.1.2 Uyum Band Genişliği

Uyum band genişliği, kanalın belirli bir işaretin spektral bileşenlerini yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirdiği frekans aralığıdır ve f_c ile gösterilmektedir. Uyum band genişliği ile çok yollu yayılım arasındaki ilişki

$$f_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlanabilir. Başka bir ifadeyle, f_c yardımıyla işaretin kanalda farklı şekillerdeki sönümlemeye uğramaları için frekanslarının ne kadar ayırık olacağı hakkında fikir edinilmektedir.

2.1.3 Uyum Zamanı

Uyum zamanı T_c kanalın impuls yanıtının sabit kaldığı ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığını ifade etmektedir. Bu durumda eğer simge süresi T_c den daha küçük olursa simgenin iletim boyunca zamanda değişmediği varsayılır.

2.1.4 Doppler Yayılımı

Kanalın zamanla değişim özelliğinden dolayı meydana gelen spektral genişleme Doppler yayılımı B_d ile ifade edilmektedir. Doppler yayılımı, iletilen işaretin Doppler Spektrumunun sıfırdan farklı olduğu frekans aralığını belirlemektedir. Spektral genişlemenin miktarı hareketli birimin göreceli hızına, işaretin geliş açısına bağlıdır. Uyum zamanı ile Doppler yayılımı arasında bağlantı aşağıdaki gibi görülmektedir.

$$S(v) = \frac{1}{\pi B_d \sqrt{1 - \left(\frac{v}{B_d}\right)^2}} \quad (2.2)$$

v ; hareketli birimin göreceli hızını, $S(v)$; alıcı antendeki işaretin spektrumunu ifade etmektedir.

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.3)$$

2.2 Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Sönümlmeli Kanalların Sınıflandırılması

Kablosuz haberleşme sistemlerinde oluşan sönümlmeler iki başlık altında incelenebilir.

- Geniş ölçekli Sönümlmeler
- Küçük ölçekli Sönümlmeler

2.2.1 Geniş Ölçekli Sönümlleme

Geniş ölçekli sönümlleme geniş alanlardaki hareket sonucunda ortalama işaret gücünün azalması veya işaret üzerinde yol kaybı etkisini ifade eder. Bu sönümlleme türünde verici ve alıcı arasında yeryüzü şekilleri ve bina yapıları da önemli bir etken oluşturmaktadır. Bu tür etkilerle meydana gelen sönümlmeler de *gölgeleme (shadowing)* olarak adlandırılmaktadır.

2.2.2 Küçük Ölçekli Sönümlleme

Küçük ölçekli sönümlleme alıcı ve verici arasındaki mesafenin küçük değişimleri sonucu işaretin genlik ve fazında meydana gelen dinamik değişimler sonucu oluşmaktadır. Küçük ölçekli sönümlleme işaretin zaman yayılımı (time-spreading) ve işaret kanalının zamanla değişimi sonucu oluşmaktadır. İşaret parametreleri (band genişliği, simge periyodu vs.) ve kanal parametreleri arasındaki ilişkiye göre kanaldan iletilen her farklı işaret farklı sönümlmelere uğrayacaktır. Çok yollu yayılım, zaman yayılımı ve frekans seçici sönümllemeye yol açarken, Doppler yayılımı, frekans yayılımı ve zaman seçici sönümllemeye (*time selective fading*) yol açmaktadır. Bu iki propagasyon çeşidi birbirinden bağımsızdır.

2.2.2.1 Çok Yollu Yayılımın Sönümllemeye Etkisi

Çok yollu yayılım iletilen işaretin düz (*flat*) veya frekans seçici (*frequency selective*) sönümllemeye uğramasına neden olur.

2.2.2.1.1 Düz Sönümleme

Eğer hareketli haberleşme kanalı iletilen işaretin band genişliğinden geniş, band genişliği boyunca sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahipse alıcıdaki işaret *düz sönümlemeye* uğrar. Düz sönümleme sonucu kanalın çok yollu yapısı iletilen işaretin spektral özelliğinin alıcıda aynen korunacağı anlamına gelmektedir. Fakat alıcıdaki işaretin gücü zamanla değişmektedir bu da çok yolluluk etkisinden dolayı kanalın kazancındaki değişimlerden dolayı açıklanabilir.

Düz sönümlemeli kanallar genlik değiştiren kanallar olarak da bilinmektedir. Kanala gönderilen işaretin band genişliği kanalın band genişliğinden çok daha dar olduğundan *dar bandlı kanallar* olarak da bilinmektedirler. Düz sönümlemeli kanallar derin sönümlemelere yol açarlar ve bunun için sönümleme olmayan kanallara oranla daha düşük bit hata olasılığı elde etmek için gönderilecek işaretin gücü 20 veya 30 dB fazla olmalıdır. Bir işaretin düz sönümlemeye uğraması için aşağıdaki şartların gerçekleşmesi gerekir;

$$B_s \ll B_c$$

$$T_s \gg \sigma \quad (2.4)$$

Şeklinde olmalıdır. Bu ifadede T_s :işaretin simge periyodu, B_s : işaretin band genişliği, σ : kanalın gecikme yayılımı, B_c :kanalın uyum band genişliğidir.

2.2.2.1.2 Frekans Seçici Sönümleme

Haberleşme kanalı iletilen işaretin band genişliğinden daha dar bir band genişliği boyunca sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahipse bu kanal frekans seçici sönümlemeli kanal olarak adlandırılır. Bu durumda kanalın darbe yanıtı iletilen işaretin simge periyodundan daha büyük çok yollu yayılıma sahiptir. Bu şekilde alıcıdaki işaret gönderilen işaretin zayıflamış ve zamanda gecikmiş bir çok bileşeninden oluşacaktır ki bu durumda alıcıda işaret bozulmaya uğramış olur. Frekans seçici sönümleme iletilen simgelerin kanla içinde zaman yayılımına uğramalarından kaynaklanmaktadır. Bu yüzden bu kanallar simgeler arası girişime (ISI) neden olmaktadır.

Frekans seçici sönümlemede iletilen işaretin band genişliği kanalın band genişliğinden büyüktür. Frekans seçici sönümleme çok yollu gecikmelerin iletilen simgenin periyodunu geçmesi sonucunda meydana gelir. Bu sönümleme durumu için;

$$B_s > B_c$$

$$T_s < \sigma \quad (2.5)$$

ifadeleri geçerlidir.

2.2.2.2 Doppler Yayılımı Sonucu Meydana Gelen Sönümlemeler

2.2.2.2.1 Hızlı Sönümleme

İletilen temel band işaretinin değişim hızının kanalın değişim hızına göre ne kadar hızlı olduğu kanalın *hızlı sönümlemeli* veya *yavaş sönümlemeli* kanal olduğunu belirler. Hızlı sönümlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı bir simge periyodu boyunca çok hızlı bir şekilde değişir. Bu durum kanalın uyum zamanının iletilen işaretin simge periyodundan daha küçük olduğu anlamına gelmektedir. Bu kanal türünde Doppler yayılımından dolayı frekans yayılımı meydana gelir ve işaret bozulmalarına neden olmaktadır. Hızlı sönümleme durumu aşağıdaki durumlarda geçerli olmaktadır.

$$T_s > T_c$$

$$B_s < B_d \quad (2.6)$$

Bir kanalın hızlı ya da yavaş sönümlemeli olması bu kanalın düz ya da frekans seçici sönümlemeli kanal olduğunu belirtmemektedir. Hızlı sönümleme sadece hareket sonucunda meydana gelen değişim oranı ile ilgilidir. Düz sönümlemeli kanalda ise kanalın darbe yanıtının sadece bir delta işlevi (gecikmesiz) olduğu düşünülebilir. Bu sebepten *düz, hızlı sönümlemeli kanal* delta işlevi genliğinin değişimi iletilen temelband işaretin değişim oranından daha hızlı olduğu kanaldır. Frekans seçici, hızlı sönümlemeli kanal ise her bir çok yollu elemanın zaman gecikmesinin, genliğinin ve fazının değişimi iletilen işaretin değişim oranından hızlıdır.

2.2.2.2.2 Yavaş Sönümleme

Bu sönümleme türünde kanalın darbe yanıtı iletilen temelband işaretinin değişimine göre daha yavaş değişmektedir. Bu durumda kanalın birkaç simge periyodu boyunca sabit olduğu düşünülebilir. Frekans bölgesinde kanalın Doppler yayılımı temelband işaretin band genişliğinden çok daha küçüktür. Yavaş sönümleme aşağıdaki durumlarda gerçekleşmektedir.

$$T_s \ll T_c$$

$$B_s \gg B_d \quad (2.7)$$

Kablosuz haberleşme sistemlerinin hızları ve temelband işaretin özelliği iletilen işaretin hızlı ya da yavaş sönümlenmeye uğrayıp uğramadığını belirler.

Küçük ölçekli sönümlenme durumları aşağıdaki şekildeki gibi özetlenebilir.

Küçük ölçekli Sönümlenme(Çok yollu yayılıma göre)

Sabit Sönümlenme

- İşaret band genişliği<Kanal Band genişliği
- Gecikme yayılımı<Simge Periyodu

Frekans Seçici Sönümlenme

- İşaret band genişliği>Kanal band genişliği
- Gecikme yayılımı>Simge periyodu

Küçük ölçekli Sönümlenme(Doppler yayılımına göre)

Hızlı Sönümlenme

- Yüksek Doppler yayılımı
- Uyum zamanı<Simge periyodu
- Kanalın değişimi temelband
- işaretinin değişiminden daha hızlı

Yavaş Sönümlenme

- Düşük Doppler yayılımı
- Uyum zamanı>Simge periyodu
- Kanalın değişimi temelband işaretin
- değişiminden daha yavaş

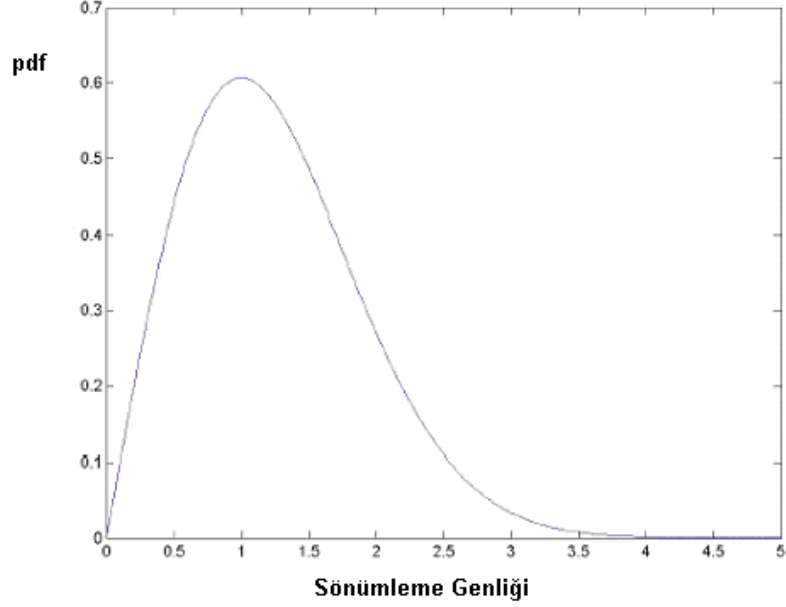
2.3 Rayleigh ve Rician Dağılımlarının İncelenmesi

2.3.1 Rayleigh Dağılımı

Hareketli haberleşme kanallarında Rayleigh dağılımı düz sönümlenmeye uğramış işaretin alıcıdaki zarfının istatistiksel olarak zamanla değişimini gösterir. Gürültü işaretinin dik bileşenleri Gauss dağılımı şeklinde ifade edilip zarfı Rayleigh dağılımını vermektedir. Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P_{Rayleigh}(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0, \end{cases} \quad (2.8)$$

Bu ifadede r , alınan işaretin zarfını genilğini ve σ^2 de dik bileşenlerin ortalama gücünü göstermektedir.



Şekil 2.2 Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu

Rayleigh dağılımının ortalama değeri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

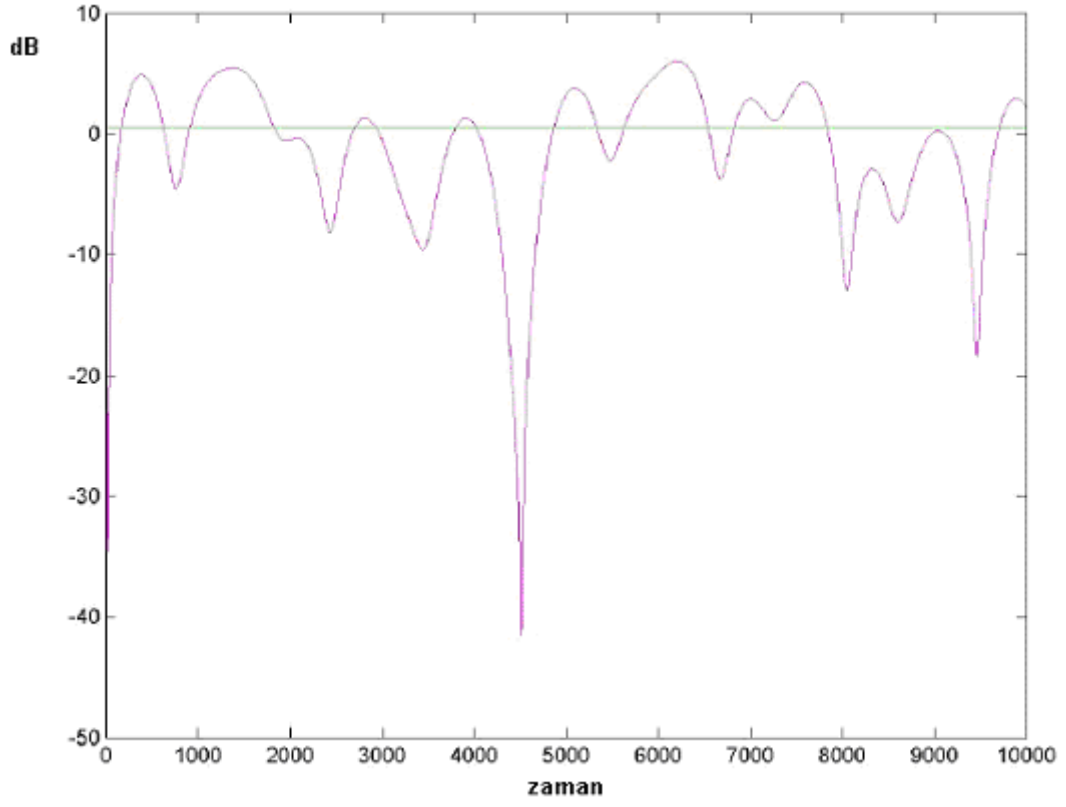
$$r_{mean} = E[r] = \int_0^{\infty} r p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (2.9)$$

Rayleigh dağılımının varyans değeri ise;

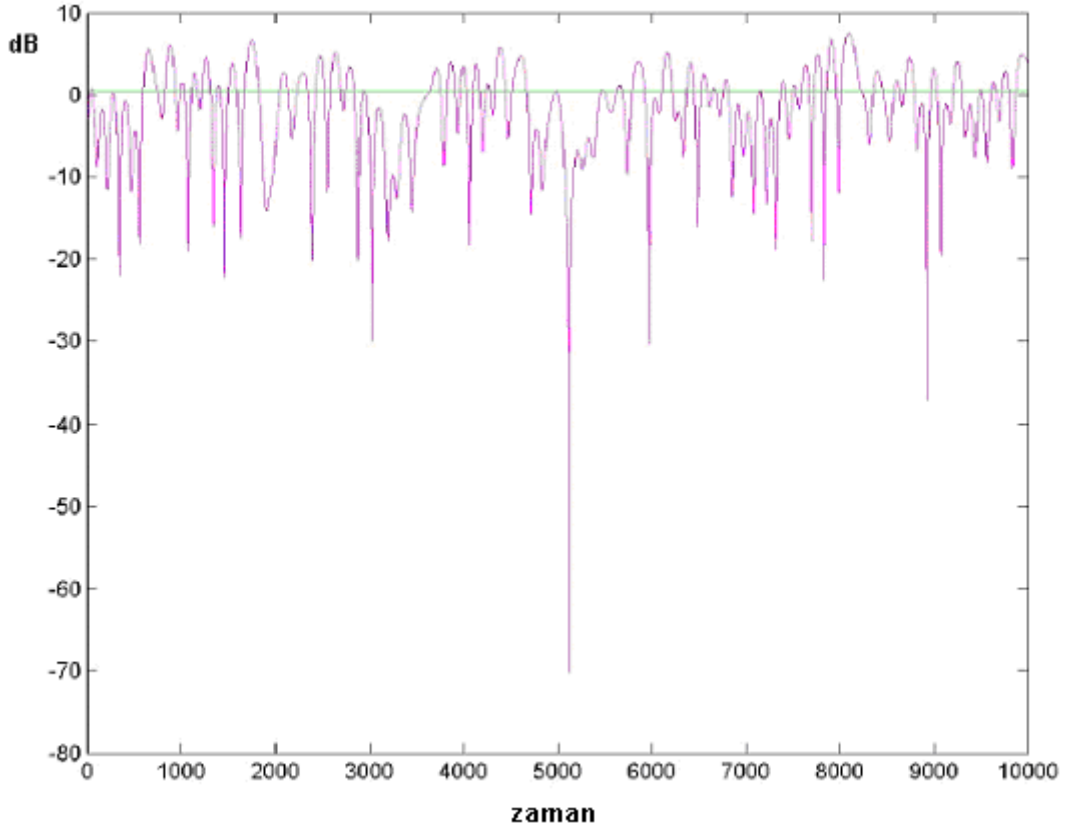
$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} \quad (2.10)$$

$$= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2} \right) = 0.4292\sigma^2$$

şeklinde ifade edilmektedir.



Şekil 2.3 Hareketli birim hızı 10km/h ve 900MHz frekansta Rayleigh sönümlemesinin zarfı



Şekil 2.4 Hareketli birim hızı 50km/h ve 900MHz frekansta rayleigh sönümlemesinin zarfı

2.3.2 Ricean Dağılımı

Küçük ölçekli sönümlemeli kanalın genlik zarfının baskın zayıflamamış bir işaret bileşeni varsa (Line of Side –LoS) bu işaret Ricean dağılımı olarak ifade edilir. Zarf seçici çıkışında baskın işaret DC bileşenin oluşmasına neden olur. Ricean dağılımında baskın işaret bileşeni sönümlenirse Rayleigh dağılımı elde edilmiş olur.

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\frac{-(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad A \geq 0 \text{ ve } r \geq 0 \quad (2.11)$$

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

$$K(dB) = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} dB \quad (2.12)$$

$$A \rightarrow 0, K \rightarrow -\infty dB ;$$

durumunda Ricean dağılımı Rayleigh dağılımına dönüşür. $K \gg 1$ durumunda ise Ricean dağılımı Gauss dağılımına yakınsar.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde işaret bozulmalarını ve SNR kaybını azaltmak için uygulanan iyileştirme teknikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Bozulmaları azaltmak için;

Frekans Seçici Bozulma

- Uyumlu dengeleyiciler (e.g, Viterbi Dengeleyicisi)
- Yayılmış Spektrum - DS ya da FH
- Dik FDM (OFDM)
- Pilot işaret

Hızlı Sönümlenme Bozulması

- Güçlü modülasyon
- Kodlama

SNR kaybını azaltmak için;

Sabit ve Yavaş Sönümlenme

- İlişkisiz işaret elde etmek için kullanılan bazı çeşitleme türleri
- Hata düzeltme kodları

Çeşitleme Çeşitleri

- Zaman
- Frekans
- Uzay (Spatial)
- Polarizasyon

2.4 Kablosuz Haberleşme Sistemlerinde Kanal Sönümlemesini Azaltma Teknikleri

Kablosuz haberleşme kanallarında meydana gelen işaret sönümlmeleri alıcıda iki şekilde meydana gelmektedir. Bunlar, alıcı işaretin iletilen işaretin bozulmuş halinde olması ve iletilen işaretin gücünün alıcıda farklı şekilde alınmasıyla gerçekleşmektedir. Bu bölüme kadar incelenen sönümlleme türlerinde frekans seçici ve hızlı sönümlleme çeşitlerinde alıcıda işaret bozulmaları oluşmaktadır. Sabit sönümlleme ve yavaş sönümllemeli kanallarda ise alıcıda işaret gürültü oranında (SNR) bir kayıp meydana gelmektedir. Bu sönümlleme etkilerini azaltmak için bir çok teknik kullanılmaktadır. Yukarıda anlatılan uzay çeşitlemesi (verici yada alıcı anyen çeşitlemesi) kodlama yapısı ilerki bölümlerde incelenecektir.

3. ÇOKLU GİRİŞ ÇOKLU ÇIKIŞ İLETİM TEKNİĞİ

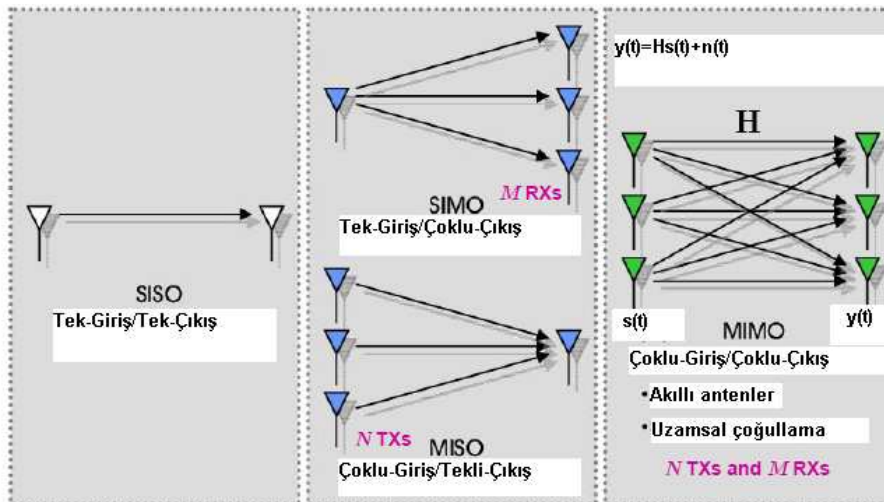
3.1 Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) Haberleşme Sistemleri

Bir MIMO sistemi, çok yollu saçılım ortamlarındaki antenlerin uzamsal olarak ayrıştırılması ile elde edilen uzamsal çeşitlilik avantajına sahiptir. MIMO sistemleri, çeşitlilik kazancı veya kapasite kazancı sağlamak ya da işaret sönümlemesinin üstesinden gelmek gibi birçok farklı uygulama için gerçekleştirilebilmektedir.

Çoklu-Girişli Çoklu-Çıkışlı sistemler hem alıcı ve hem de verici tarafında anten dizilerine sahiptirler. Böylece toplam iletim gücünü ve veri oranını arttırmadan yüksek veri iletimi gerçekleştirilir. Ek olarak hem vericide hem de alıcıda kullanılan birden fazla anten sayesinde çeşitlilik kazancı sağlanır böylece kapasite, SNR ve BER oranlarında önemli bir kazanç elde edilmiş olur.

Kablosuz haberleşme kanallarında iletim esnasında iletilen işaret çok yollu yayılımdan dolayı sönümlemelere ve zayıflamalar maruz kalır ve böylece alıcıda bu işaretlerin alınması ve kestirimi zorlaşır. Çeşitleme teknikleri sayesinde çok yollu yayılımın avantajlarından faydalanılarak alıcıdaki hassasiyet artırılmış olur.

Bir MIMO haberleşme sistemi verici ve alıcı tarafındaki çoklu anten kullanımıyla karakterize edilmektedir. Buna rağmen alıcı ve vericideki kullanılan anten sayılarına ve çeşitlemelerine göre MIMO sistemi SISO(Tek-Girişli Tek-Çıkışlı),MISO(Çok-Girişli Tek-Çıkışlı) ve SIMO (Tek-Girişli Çok-Çıkışlı) sistemlere dönüşür.



Şekil 3.1 SISO,SIMO,MISO ve MIMO sistem yapıları

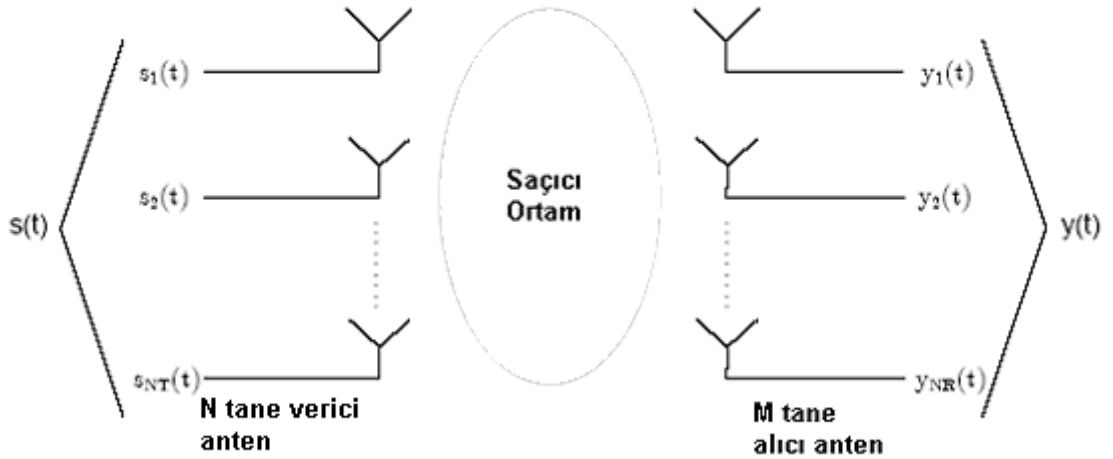
MIMO sisteminin SISO sistemine göre dizi kazancı, çeşitleme kazancı ve çoğullama kazancı gibi avantajları vardır. Dizilim kazancı ve çeşitleme kazancı sadece MIMO sistemlerine özgü olmamakla beraber SIMO ve MISO sistemlerinde de karşımıza çıkmaktadır. Çoğullama kazancı ise sadece MIMO sistemlerine özgü bir iletim kazancıdır. Kablosuz haberleşme sistemlerinde temel olarak üç çeşit çeşitleme teknikleri kullanılmaktadır. Bunlar zamansal, frekans ve uzaysal çeşitleme teknikleridir. İletim çeşitlemesi, alıcıdaki çeşitlemeye nazaran gerçekleştirilmesi oldukça zordur ve bu yüzden özel modülasyon ve kodlama teknikleri gerektirmektedir.

3.2 Çoklu Giriş Çoklu Çıkış İletim Sisteminin Kanal Modeli

N sayıda verici anten ve M sayıdaki alıcı antenden oluşan bir MIMO haberleşme kanalında iletilen işaretin alıcıdaki karşılığı aşağıdaki gibi modellenebilir.

$$y = Hs + n \quad (3.1)$$

burada s iletilen işaret vektörü, H kanal matrisi yani $N \times M$ lik matrisli kanalın cevabıdır, y alıcıda alınan işaret vektörü ve n kanalın gürültü vektörüdür.



Şekil 3.2 N tane verici anten ve M tane alıcı antenden oluşan MIMO sistemi

Verici ve alıcı anten dizilerindeki işaret vektörleri aşağıdaki ifade edilir.

$$s(t) = \begin{bmatrix} s_1(t), s_2(t), \dots, s_{N_T}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.2)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t), y_2(t), \dots, y_{M_R}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.3)$$

burada $(.)^T$ transpoze işlemini göstermektedir.

Buna göre ;

$s_j(t)$: j. Antenden gönderilen işaret

$y_i(t)$: i. Antenden alınan işaret

$h_{ij}(\tau, t)$: j. verici anten ile i. alıcı anten arasındaki kanalın impuls cevabı

$H(\tau, t)$: $N \times M$ lik kanalın cevabıdır.

$$H(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \dots & h_{1,N}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \dots & h_{2,N}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M,1}(\tau, t) & h_{M,2}(\tau, t) & \dots & h_{M,N}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^N h_{i,j}(\tau, t) * s_j(t) + n_i(t) \quad i: 1, 2, \dots, M \quad (3.5)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

3.3 MIMO Kanal Kapasitesi

Kanal kapasitesi, bir kanal kullanımı süresince kanaldan gönderilebilecek olan maksimum bilgi miktarı olarak ifade edilmektedir. Shannon ikinci teorimi gürültülü kanalların etkisinin azaltılabileceğini göstermektedir.

Shannon Kapasite Teoremi;

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3.6)$$

burada C kanal kapasitesini (*bit /saniye*) , B iletim bit oranı (*Hz*), P alınan işaretin gücünü (W) ve N_0 gürültü yoğunluğunu ifade etmektedir(W/Hz).

Alıcıda alınan güç aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P = E_b R_b ; \quad (3.7)$$

burada E_b ortalama bit enerjisini ve R_b bit iletim oranını ifade etmektedir.

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{E_b R_b}{N_0 B} \right) \quad (3.8)$$

ifadesi bandgenişliği yani spektrum verimliliğini göstermektedir.

Pratikte zamanla değişene ve rastgele sönümlemeli kablosuz haberleşme kanallarında, kapasite aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$C = \log_2 \left(1 + SNR \cdot |H|^2 \right) \text{ bit/saniye/Hz} \quad (3.9)$$

burada H kanalın kompleks Gauss genliğinin 1×1 birim gücünü göstermektedir. Kapasite işaret bayılma ve sönümlleme etkilerinden dolayı oldukça küçüktür.

Tek-Girişli Tek-Çıkışlı (SISO) sistemlerde kanal vektörü $H ; 1 \times N$

burada N alıcıdaki anten sayısı göstermektedir. SISO sistemlerde kapasite ise aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$C = \log_2 \left(1 + SNR.HH^* \right) \text{ bit/saniye/Hz} \quad (3.10)$$

N verici ve M alıcı antenden oluşan Çoklu-Girişli Çoklu-Çıkışlı (MIMO) sistemleri için kapasite aşağıdaki gibi türetilmektedir.

$$C = \log_2 \left[\det \left[I_M + \frac{SNR}{N}.HH^* \right] \right] \text{ bit/saniye/Hz} \quad (3.11)$$

$N \geq M$ olduğu durumlarda kanal kapasitesinin alt sınırı HH^* pozitif özdeğerleri ile aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$C > \sum_{k=N-M+1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{SNR}{N} \right).x_k \right) \quad (3.12)$$

burada x_k HH^* 'nin pozitif özdeğerlerini göstermektedir.

Alıcı ve verici anten sayılarının eşit olduğu durumlarda ise kapasite aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$N = M ;$$

$$C = \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{SNR}{N} \right) x_k \right) \quad (3.14)$$

Tek-Girişli Tek-Çıkışlı(*SISO*),Çok-Girişli Tek-Çıkışlı(*MISO*),Tek-Girişli Çok-Çıkışlı(*SIMO*) ve Çok-Girişli Çok-Çıkışlı(*MIMO*) sistemlerinin kapasiteleri aşağıdaki kapasite ifadeleriyle karşılaştırılabilir.

$$C_{siso} = \log_2 \left(1 + SNR.HH^* \right) \quad (3.15)$$

$$C_{miso} = \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{N} \sum_{k=1}^N HH_k^* \right) \quad (3.16)$$

$$C_{simo} = \log_2 \left(1 + SNR \sum_{k=1}^M HH_k^* \right) \quad (3.17)$$

$$C_{mimo} = \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \left(\frac{SNR}{N} \right) x_k \right) \quad (3.18)$$

Yukarıdaki eşitliklerden de anlaşılacağı gibi MIMO kapasitesi verici ve alıcı anten sayısı ile (N,M) doğru orantılı olarak artmaktadır ve SISO sistemlerine göre büyük bir kapasite avantajı sağlamaktadır. MIMO sisteminin kapasitesi H kanal vektörüne ve bu vektörünün özdeğerlerine dayanmaktadır.

SIMO sisteminin kapasitesi alıcı anten sayısı ile artarken buna karşın MISO sisteminin kapasitesi verici anten sayısı ile artmaktadır bunu sebebi MISO sisteminin alıcıda uzamsal(spatial) kazançta sahip olmamasındadır.

4. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (OFDM)

4.1 OFDM Sisteminin İncelenmesi

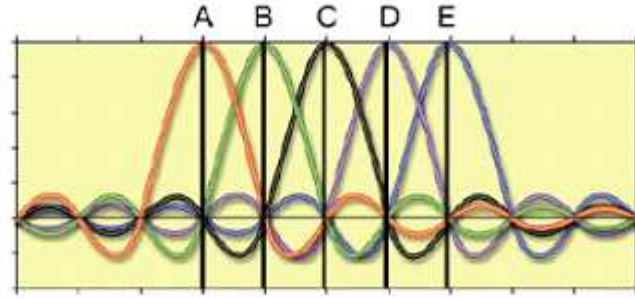
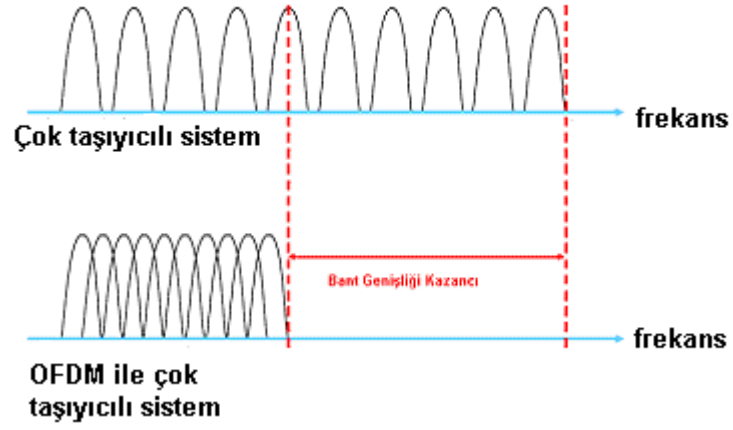
Haberleşme için her sembol zaman diliminde tek bir taşıyıcının iletilmesi yerine birden fazla taşıyıcının iletilmesi mümkündür. İletim için birden fazla taşıyıcının kullanılması çok taşıyıcı modülasyon olarak adlandırılmaktadır.

Bu durumda haberleşme sisteminin bant genişliği, taşıyıcı bandı kadar alt banda ayrılmakta ve aynı anda birden fazla taşıyıcının iletimi gerçekleştirilmektedir. İletim için kullanılan taşıyıcıların frekans spektrumunda bir çakışma meydana gelmediği sürece standart frekans bölüşümlü çoğullama (FDM) ile birden fazla taşıyıcının iletilmesi mümkün olmaktadır. Fakat bu durumda iletim için gerekli bant genişliği doğrudan taşıyıcı sayısı ile her taşıyıcı için ayrılan frekans bandının çarpımına eşit olduğundan iletim kapasitesinde bir artış elde edilmemektedir.(Ertürk S,2005)

Dikgenel taşıyıcılar kullanarak taşıyıcı spektrumlarının çakışmasına izin vermek suretiyle belirli bir frekans bandından daha fazla taşıyıcı iletebileceği için frekans spektrumunun daha verimli bir biçimde kullanılması ve iletim kapasitesinin artırılması mümkün olmaktadır. İletim için birden fazla dikgenel taşıyıcı kullanılması yöntemi Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (OFDM) olarak adlandırılır. OFDM esnasında hem bir modülasyon hem de bir çoğullama yapılır.

Yüksek iletim hızlarına ulaşabilmesi ve simgeler arası karışma gibi bozucu etkilere karşı dayanıklılığı sebebiyle sayısal abone(DSL),sayısal televizyon ve radyo yayını ile kablosuz haberleşme sistemleri gibi değişik alanlarda kullanılmaktadır

Şekil 4.1’de OFDM yönteminde taşıyıcıların frekans spektrumlarının çakışmasına izin verilmesi sayesinde elde edilen bant genişliği kazancı gösterilmektedir. Taşıyıcıların frekans uzayında çakışmasına rağmen birbirine etki etmeden alıcıda doğru olarak çözümlenebilmesi taşıyıcıların dikgen olması ile sağlanmaktadır.



Şekil 4.1 FDM ve OFDM ile çok taşıyıcılı iletim

OFDM iletiminde taşıyıcı frekansları, T_s sembol periyodunu gösterdiği takdirde;

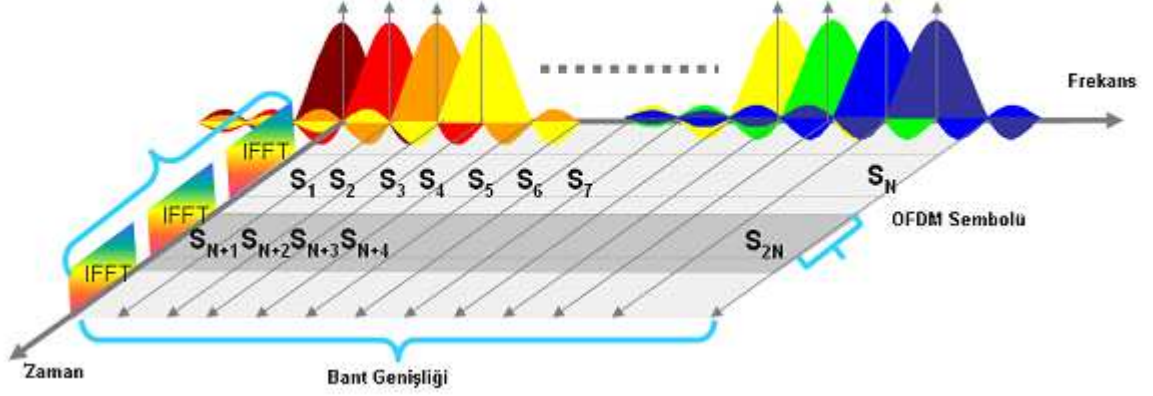
$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_j t + \phi_j) \cos(2\pi f_k t + \phi_k) dt = 0 \quad (4.1)$$

şeklinde her türlü ϕ_j ve ϕ_k fazı için dikgense taşıyıcılar kullanılacak şekilde belirlenmektedir. Bu nedenle taşıyıcı frekansları arası, n bir tamsayı olmak üzere ;

$$f_k - f_j = \frac{n}{T_s} \quad (4.2)$$

şeklinde oluşmaktadır.

Taşıyıcılar arası frekans farkının uygun olarak ayarlanması sayesinde dikgen taşıyıcılar oluşturulabilmektedir.



Şekil 4.2 OFDM dikgen taşıyıcılarının yapısı

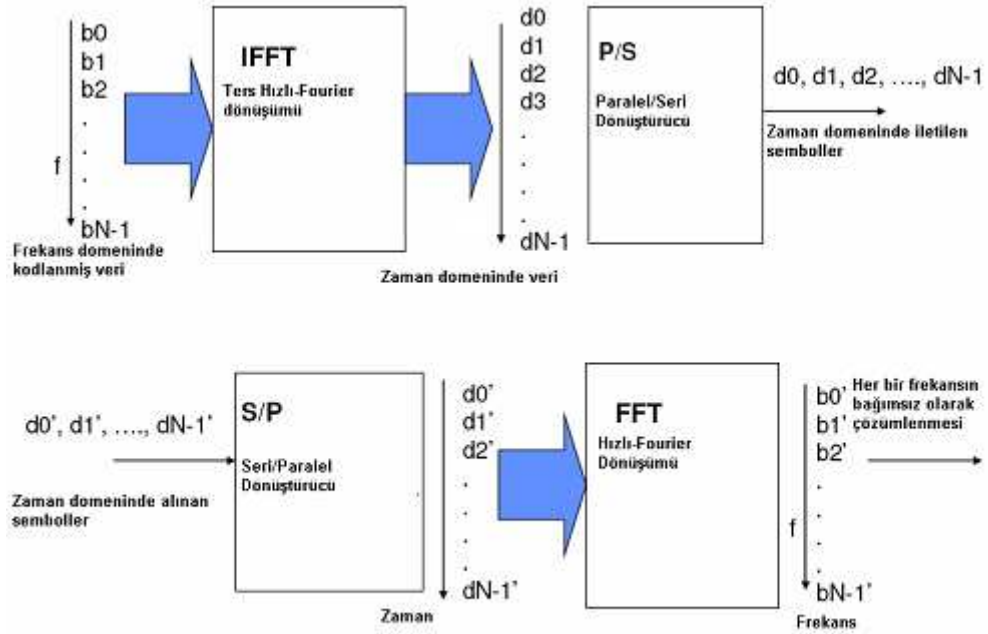
Çok taşıyıcılı sistemlerde kullanılan birden fazla taşıyıcının her birinin yerel osilatörler ile üretilmesi hem verimsiz hem de pahalı olmaktadır. Hızlı ve ekonomik işlemcilerin geliştirilmiş olması sayesinde, çok-taşıyıcılı sistemler Fourier dönüşümü kullanılarak çok daha verimli şekilde gerçekleştirilebilmektedir. Bu nedenle OFDM sisteminde taşıyıcıların oluşturulması için hızlı Fourier dönüşümü(FFT) yaklaşımı kullanılmaktadır. FFT,ayrık-zamanlı bir işaretin ayrık Fourier dönüşümünün hızlı bir şekilde hesaplanmasına olanak sağlamaktadır. FFT,ayrık-zaman uzayından ayrık frekans uzayına geçiş sağlarken,ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT) ise ayrık frekans uzayından ayrık-zaman uzayına geçiş sağlamaktadır.

Bir sürekli zaman işareti $T_{\text{ö}}$ örnekleme frekansında örneklenerek ayrık zamanlı bir işarete çevrildikten sonra N -noktalı FFT alındığında hesaplanan frekans bileşenleri $\frac{1}{NT_{\text{ö}}}$ temel frekansının tam sayı katları şeklinde oluşmaktadır. Örneklenmiş bir işaretin barındırabileceği en yüksek frekans bileşeni Nyquist kriterine göre ;

$$f_m = \frac{1}{2T_{\text{ö}}} \quad (4.3)$$

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.



Şekil 4.3 FFT ve IFFT ilişkisi

OFDM için K adet dikgen taşıyıcı;

$$i_k(t) = \cos(2\pi f_k t + \phi_k), k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (4.4)$$

şeklinde tanımlanabilmektedir. Kullanılan ilk frekansı f_0 olarak seçildiğinde diğer taşıyıcı frekansları

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (4.5)$$

olarak bulunabilmektedir.

İlk taşıyıcının frekansı $f_0=0$ (dc) alınır ve örnekleme frekansı $T_{\delta} = \frac{T_s}{N}$ olarak belirlendiğinde OFDM taşıyıcı frekanslarının;

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} = \frac{k}{NT_{\delta}}, k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (4.6)$$

şeklinde FFT ile hesaplanan frekans değerlerine eşit olduğu görülmektedir. Bu nedenle taşıyıcı genlik ve fazlarının doğrudan ayrık-frekans uzayında tanımlanarak ters-FFT(IFFT) ile taşıyıcının zaman uzayı ifadesinin elde edilmesi mümkün olabilmektedir.

Şekil 4.4’de OFDM verici ve alıcı blok diyagramları gösterilmektedir. Taşıyıcıların genlik ve fazının belirlenmesi için MPSK veya QAM yıldız kümesi diyagramlarından faydalanılarak iletebilecek sembollerin belirlenmesi mümkün olmaktadır. Bu durumda iletim için OFDM kullanılmakta fakat taşıyıcılar MPSK veya QAM ile modüle edilmektedir. Bir işaret frekans uzayında karmaşık bir sayı şeklinde ifade edildiğinden r genliğinde ve θ fazında bir taşıyıcı için modülasyonda kullanılacak sembol $re^{j\theta}$ şeklinde gösterilebilmektedir. Bu durumda OFDM sisteminin k ’nci alt-taşıyıcısını modüle etmek üzere MPSK ve QAM yıldız kümesi diyagramlarından seçilen sembol x_k $k=0, \dots, K-1$ ile gösterilecek olursa OFDM işareti $x(t)$ ’nin gerçek bir işaret olabilmesi için N -noktalı FFT değerlerinin eşlenik simetrik olması gerektiğinden $X_{N-k} = X_k^*$ olmaktadır.

Bu nedenle toplam K adet $\{x_k\}$ bilgi sembolünden $N=2K$ adet eşlenik simetrik sembol $\{x'_k\}$ oluşturulmaktadır.

$$x'_k = x_k, k=1, \dots, K-1 \quad (4.8)$$

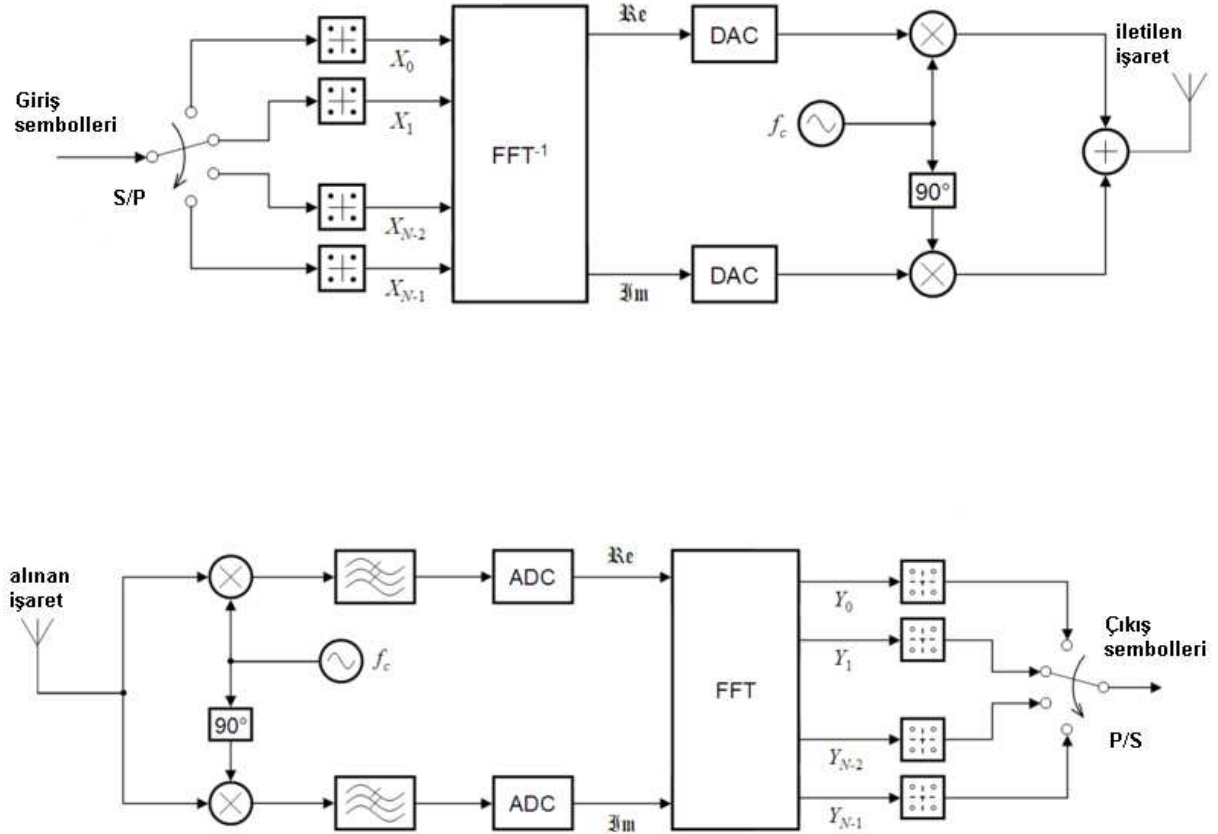
$$X'_{N-k} = X_k^*, k=1, \dots, K-1; X'_0 = \text{Re}(X_0); X'_K = \text{Im}(X_0) \quad (4.9)$$

Oluşturulan $\{x'_k\}$ sembollerinin N -noktalı ters-FFT işlemine uygulanması sonucunda gerçek değerli;

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x'_k e^{j2\pi n \frac{k}{N}}, n=0, 1, \dots, N-1 \quad (4.10)$$

ayrık zamanlı işareti oluşturulmaktadır. Sayısal/Analog Çevirici(DAC) kullanılarak sürekli zaman OFDM işareti ;

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X'_k e^{j2\pi \frac{kt}{T_s}}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (4.11)$$



Şekil 4.4 OFDM verici ve alıcı blok diyagramı

şeklinde elde edilebilmektedir. DAC'ın örnekleme frekansı $T_o = \frac{T_s}{N}$ olarak ayarlandığında N adet örnek değeri tam olarak bir sembol zaman dilimi T_s süresince taşıyıcıları oluşturmaktadır. Dikkat edilecek olursa X'_0 ve X'_K sembolleri $f_0=0$ frekansına yani işaretin dc değerine karşılık geldiğinden OFDM taşıyıcısının bir dc değeri olmaması için $X_0=0$ alınmaktadır. Bu durumda simetri özelliklerinden yararlanılarak OFDM işareti;

$$x(t) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{K-1} |X_k| \cos\left(2\pi \frac{kt}{T_s} + \theta_k\right), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (4.12)$$

şeklinde gösterilebilmektedir.

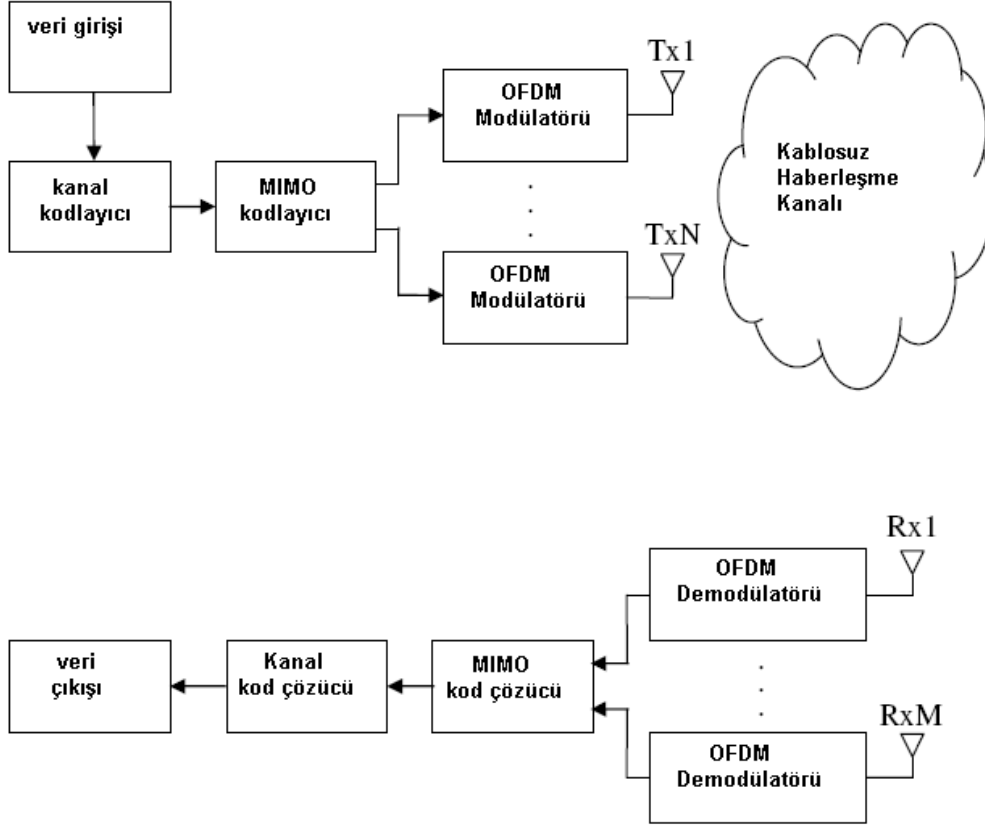
Burada ;

$$X_k = |X_k| e^{j\theta_k}, \quad k=1, \dots, K-1 \quad (4.13)$$

iletile bilgi sembollerini göstermektedir. Demodülatördeki algılayıcı aldığı işareti MPSK veya QAM yıldız kümesindeki sembollerle karşılaştırarak en yakın sembolü çözümlemektedir.(Ertürk S,2005)

4.2 MIMO-OFDM Alıcı Verici Diyagramı

MIMO-OFDM haberleşme sisteminde iletim sistemi OFDM modülasyon tekniği ile MIMO anten çeşitleme tekniğinin birleştirilmesi sonucu elde edilmektedir. Uzay zaman blok kodlama tekniği düz sönümlemeli kanallarda sönümleme etkisini azaltmak için tasarlanmıştır fakat OFDM ile modüle edilmiş uzay-zaman blok kodlama yapılarında hem çeşitleme kazancı hem de zamanla değişen ve frekans seçici sönümleme kanallarında kazanç elde edilmektedir.



Şekil 4.5 MIMO-OFDM verici alıcı yapısı

Şekil 4.5’de MIMO-OFDM sisteminin alıcı verici blok diyagramı verilmiştir. Kodlanmış bit dizisi MIMO kodlayıcıda kodlandıktan sonra her bir anten dizisi de OFDM ile modüle edilmektedir.

5. KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİNDE İLETİM ÇEŞİTLEMESİ

5.1 İletim Çeşitlemesi

Kablosuz haberleşme sistemlerinde çeşitleme, alıcıda iletilen işaretin istatistiksel bağımsız şekilde birden fazla kopyalarının elde edilmesi amacıyla kullanılan bir yöntemdir. Çok yollu haberleşme kanalları üzerinden alıcıda elde edilen işaretler derin işaret sönümlerine neden olabilmekte ve bu yüzden alıcı tarafında hata miktarı oldukça artabilmektedir. Sönümlenmeli çok yollu kanallarda hata olasılığını azaltmak için çeşitleme yöntemleri kullanılmaktadır. Aynı bilgiyi taşıyan işaretin birden çok kopyasını birbirinden bağımsız sönümlenmeli haberleşme kanalları üzerinden gönderirsek işaretlerin hepsinin aynı anda sönümlenmeye uğrama olasılıkları azalacaktır. Bu yüzden çeşitleme tekniği haberleşme kanallarında veri iletim kaybını ve sönümlenme etkisini azaltma açısından mantıklı bir yaklaşım olarak ortaya çıkmaktadır. Çeşitleme, kablosuz haberleşme kanallarında derin sönümlerini azaltmanın yanında iletim gücü gereksinimini azaltmakta önemli bir rol oynamaktadır. Özellikle gezgin birimden baz istasyonuna iletim esnasında (uplink) gezgin birimin pil sığasının sınırlı olduğu düşünülürse çeşitlemenin önemi daha iyi ortaya çıkmaktadır. Takip eden bölümde kablosuz haberleşme kanallarında sıklıkla kullanılan çeşitleme teknikleri ayrıntılı bir biçimde incelenecektir.

5.1.1 Frekans Çeşitlemesi

Aynı işaretin birbirinden bağımsız birden çok sönümlenmeli çeşidini elde edebilmek için aynı işareti birbirinden farklı frekanslarda ve frekanslar arası minimum band genişliğinin uyum band genişliğinden, B_C , daha büyük olduğu taşıyıcılar ile iletilmesi olayına *Frekans Çeşitlemesi* denilmektedir. Frekans çeşitlemesinin dezavantajları ek band genişliği gereksiniminin yanında daha fazla iletim gücü gerektirmesi ve frekans çeşitlemesi için kullanılan kanal sayısı kadar alıcı gereksinimi olarak ortaya çıkmaktadır.

5.1.2 Zaman Çeşitlemesi

Kablosuz haberleşme kanallarında kullanılan zaman çeşitlemesinde yine birbirinden bağımsız bir şekilde sönümlenmeye uğramış işaretler elde edebilmek için aynı işaret bilgisi birbirinden farklı zaman dilimlerinde gönderilmektedir. Birbirini takip eden zaman dilimleri arasındaki zaman ayırımı kanalın uyum zamanını, T_C , daha büyük olmalıdır. Uyum zamanı, T_C , Doppler kaymasına yani taşıyıcı frekansa ve gezgin birimin sahip olduğu hıza bağlı olarak değişir. Zaman çeşitlemesi, ileri yönde hata düzetme (FEC, forward error correction) kodlarında

ve serpiştirme (interleaving) işleminde kullanılır. Bu tekniğin dezavantajlarından bazıları, gezgin haberleşme biriminin çok yavaş hareket etmesi sonucunda istenmeyecek kadar işaret gecikmelerinin olması ve yüksek iletim gücü gerektirmesidir.

5.1.3 Uzay Çeşitlemesi

Kablosuz haberleşme sistemlerinde uzay çeşitlemesi, hücresel radyo şebekelerinde kullanılan en yaygın çeşitleme tekniği olmasının yanı sıra ek frekans spektrumu gerektirmeyen de bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu çeşitleme tekniğinde verici ve alıcının her ikisinde ya da sadece alıcıda veya vericide birden çok anten kullanılarak birbirinden bağımsız sönümlmeli kanallar üzerinden iletim sağlanmaktadır. İlişkisiz sönümleme elde edebilmek için verici ya da alıcı antenlerin yeteri kadar birbirinden uzak olmaları gerekmektedir. Baz istasyonları için antenler arası uzaklık yaklaşık olarak 10 dalga boyu ve daha fazlası olarak belirlenir.

Yukarıda bahsedilen çeşitlemelerin yanı sıra polarizasyon, varış açısı çeşitlemeleri gibi çeşitleme teknikleri vardır.

5.2 Kablosuz Haberleşme Kanallarında İşaret Birleştirme Yöntemleri

Kablosuz haberleşme kanallarında, işaretin birbirinden bağımsız sönümlmeli kanallardan alıcıya iletiildiği durumlarda alıcıdaki işareten gönderilen işaretin kestirilmesinin birkaç yöntemi bulunmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları aşağıdaki gibi sıralanır.

5.2.1 Seçmeli Birleştirme

Bu birleştirme tekniğinde alıcıda alınan her işaretin gücüne bakılır ve işaret gücü fazla olan işaret kullanılmak üzere seçilmektedir. Bu yöntemin daha basit uygulaması demodülasyon ve karar verme için kullanılacak işaretin gücü önceden belirlenmiş bir eşik değerinden büyükse seçilmesi şeklinde gerçekleşmektedir. Eğer işaretin gücü eşik değerinden küçükse işaret gücün en fazla olduğu kanala anahtarlama gerçekleştirilir. Bu şekilde gerçekleştirilen işaret birleştirme yöntemine ve karar verme yöntemine *Seçmeli Birleştirme (Selection Combining)*, denilmektedir.

5.2.2 Eşit Kazançlı Birleştirme

Kablosuz haberleşme sistemlerinde birbirinden bağımsız sönümlmeli kanalların birleştirilmesi için daha karmaşık yöntemler kullanılmaktadır. Bunlardan bir çeşiti de farklı kanallardan gelen işaretlerin demodülasyonundan sonra farklı faz kaymalarını kestiren ve

düzelten alıcının gerektiği eş zamanlı demodülasyon ve karar verme yöntemidir. Her kanala ilişkin demodülatör çıkışındaki fazları düzeltilmiş işaretler toplanır ve seziciye gönderilir. Bu tür işaret birleştirme yöntemine *Eşit Kazançlı Birleştirme (Equal Gain Combining)* denilmektedir.

5.2.3 Maksimum Oran Birleştirme

Kablosuz haberleşme kanallarında kullanılan bu yöntemde farklı kanallardan gelen işaretlerin seviyesi kestirilir ve demodülatör çıkışında fazları düzeltilmiş işaretler sahip oldukları güçlerle orantılı olarak genlikleri değiştirilir ve bu işaretler seziciye gönderilir. Bu birleştirme yöntemine *Maksimum Oran Birleştirme (Maximum Ratio Combining)* denilmektedir. Analiz ve simülasyon kısmında bu birleştirme yöntemi daha detaylı bir şekilde incelenecektir.

5.2.4 Karesel Birleştirici

Kablosuz haberleşme kanallarında birbirinden bağımsız kanallardan dik işaretler gönderilmesi durumunda alıcıda eş zamanlı olmayan demodülasyon uygulanabilir. Bu durumda her demodülatör çıkışındaki işaretin karesi alınıp tüm bileşenler toplanır ve seziciye gönderilir. Bu birleştirme yöntemine *Karesel Birleştirme* denilmektedir.

Yukarıda belirtilen tüm birleştirme yöntemleri alıcıda oluşacak bit hata olasılığını (BER) önemli ölçüde azaltmaktadır. Çok yollu sönümlemeli kanallarda işaret kalitesini arttırmak ya da hata olasılığını azaltmak çok kolay bir işlem değildir. Toplamsal Beyaz Gauss gürültüsünde (AWGN, additive white gaussian noise) tipik modülasyon ve kodlama teknikleri kullanılarak bit hata olasılığını 10^{-2} 'den 10^{-3} 'e indirmek için 1 ya da 2 dB daha fazla SNR yetmektedir. Fakat, çok yollu sönümlemeli kanalda aynı başarıyı sağlayabilmek için SNR'da 10 dB ve üzeri iyileştirme gerekmektedir. Gelecek nesil gezgin iletişim sistemleri için bu SNR iyileştirmesinin fazla iletim gücü veya ek band genişliği kullanılarak yapılması uygun görülmemiştir. Bu durumda sönümlemenin hem gezgin birimde hem de baz istasyonunda etkisini azaltabilmenin daha etkin yollarına gidilmiştir. Teorik olarak kullanılabilecek en etkili teknikler, belirtilmiş olduğu gibi bir çok çeşitleme tekniklerinden birisidir. Bu çeşitleme tekniklerinden en etkili ve pratik olanı anten çeşitlemesidir ki; şu anda yaygın olarak kullanılan çeşitleme tekniğidir. Bu çeşitleme tekniğindeki yaklaşım, vericide veya alıcıda çok sayıda anten kullanarak alıcıda elde edilen işarete sönümleme etkisini azaltmaktır. Gezin birimlerde çok sayıda anten kullanmak gezgin birimin boyut, fiyat ve güç gereksiniminin artmasını gerektirmektedir. Bundan dolayı, bu çeşitleme tekniğinde genellikle baz istasyonuna konulan antenlerle alıcı kalitesini iyileştirme yoluna gidilmiştir. Bir baz istasyonunun

yüzlerce gezgin birime hizmet ettiğini düşünürsek baz istasyonuna yeni donanımların eklenmesi gezgin birime göre daha ekonomiktir.

Son yıllarda iletim çeşitlemesi için farklı yaklaşımlar önerilmiştir. Bu yaklaşımlardan gecikme çeşitlemesi (delay diversity) Wittneben tarafından ve buna benzer bir yapıda Seshadri ve Winters tarafından önerilmiştir. Önerilen yaklaşımda bir baz istasyonundan aynı simgenin kopyaları farklı zamanlarda farklı iletim antenlerinden gönderilerek sanal çok yollu bozulma yaratılması sağlanmıştır. Maksimum olabilirlikli dizi kestirici (MLSE, maximum likelihood sequence estimator) ya da minimum karesel ortalama hata dengeleyicisiyle çok yollu bozulma çözümlenir ve çeşitleme kazancı sağlanır. Başka bir yaklaşım da uzay-zaman kafes kodlamasıdır (STT, space-time trellis coding). 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 (FEC) kodlamasını içerdiği için çok etkin bir yaklaşımdır. Ancak, bu yaklaşımda maliyet, gerekli band verimliliği ve çeşitleme düzeyinin üstel bir fonksiyonu olduğu için bazı uygulamalarda etkin bir yöntem olmaktan çıkmaktadır.(Wittneben, 1993)

5.3 Alamouti ve Maksimum Oran Birleştirme İletim Çeşitleme Yapısı

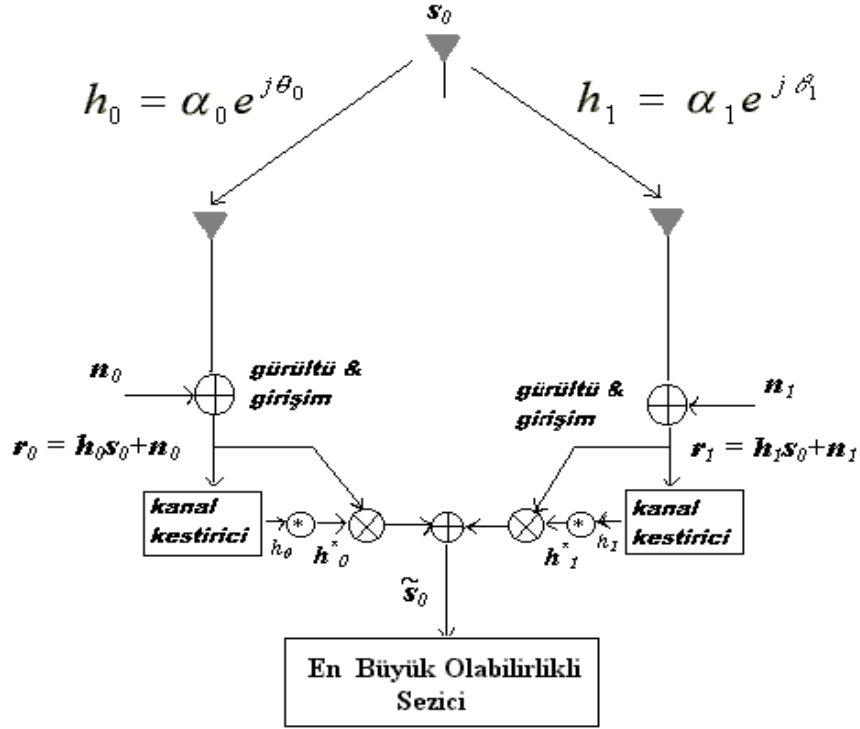
Bu bölümde incelemek olan yöntemde,Alamouti yapısı,alıcıda işaretin kalitesini arttırmayı sağlayan iki farklı vericili basit ir işaret işleme tekniğine dayanan bir iletim çeşitleme yöntemidir.Bu yöntemde elde edilen çeşitleme düzeyi maksimum oran birleştirmenin ki alıcı antenle uygulanmasıyla elde edilen çeşitleme düzeyine eşittir.Bu yapı 2 verici anten ve M tane alıcı anten kullanılarak gerçekleştirilebilir ve çeşitleme düzeyi $2M$ 'ye çıkartılabilir.Bu yöntem sayesinde,alıcıdan vericiye hiçbir geri besleme içermeden ve basit hesaplamalarla gerçekleştirilebilmektedir.Ek olarak bu yöntemle birlikte fazladan bir bandgenişliğine gereksinim duyulmamaktadır.(Alamouti, 1998)

Alamouti yapısı,hata başarımını, veri iletim hızını veya kablosuz haberleşme sisteminin kapasitesini arttırmaktadır.Sönümlemeye karşı azalan duyarlılık,veri hızını arttırmak için çok düzeyli modülasyon yöntemlerinin kullanılması ya da sistem kapasitesini arttırmak için çok hücreli yapılarda kullanılan frekans yenileme faktörünün(frequency re-use) küçülmesine olanaka sağlamaktadır.Bunun yanında, Alamouti yapısı kablosuz haberleşme sistemlerinin kapsama alanlarının artmasına da olanak sağlamaktadır.Kısaca, bu yöntem çok yollu haberleşme kanallarında sönümlemeden dolayı sınırlı sistem kapasitesine sahip veri iletim uygulamalarında çok verimliliği arttırmaktadır.Gelecek nesil kablosuz haberleşme sistemleri için,gezgin haberleşme biriminin sahip olduğu sönümleme etkisini baz istasyonunda birden

fazla anten kullanarak etkin bir şekilde azaltmayı sağlayan Alamouti yapısı oldukça kullanılabilir bir çeşitleme yöntemidir. Öncelikle, Alamouti yapısına olan denkliği ile bilinen klasik maksimum oran birleştirme tekniği incelenecektir.

5.3.1 Klasik Maksimum Oran Birleştirici (MRC) Yapısı

Aşağıdaki şekil 5.1’de 2 kollu MRC yapısının diyagramı görülmektedir. Burada verici anten ile 0. alıcı anten arasındaki kanal h_0 ve 1. alıcı anten arasındaki kanal h_1 ile ifade edilirse;



Şekil 5.1 İki kollu MRC yapısı

$$h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (5.1)$$

$$h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (5.2)$$

Vericiden iletilen işaret de S_0 ile ifade edilirse, alıcıda alınan temelband işaretleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$r_0 = h_0 s_0 + n_0 \quad (5.3)$$

$$r_1 = h_1 s_1 + n_1 \quad (5.4)$$

Burada n_0 ve n_1 karmaşık gürültü işaretleridir.

n_0 ve n_1 işaretlerini Gauss dağılımlı olduğunu düşünürsek, alıcıdaki işaretler için maksimum olabilirlikli karar kuralı s_i işaretinin ancak aşağıda belirtilen koşulda seçilmesiyle olabilir,

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \quad (5.5)$$

$$\leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \quad \forall i \neq k \quad (5.6)$$

Burada $d^2(x, y)$, x ve y arasındaki karesel öklit uzaklığıdır ve aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (5.7)$$

İki kollu MRC yönteminde alıcıda alınan işaretlerin birleştirme işlemi aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \quad (5.8)$$

$$\tilde{s}_0 = h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_1^* (h_1 s_0 + n_0) \quad (5.9)$$

$$\tilde{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \quad (5.10)$$

(5.7) ve (5.9) eşitlikleri kullanarak (5.6) eşitsizliğini açarsak s_i 'nin seçilme durumu ancak aşağıdaki durumda gerçekleşir,

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_i|^2 - \tilde{s}_0^* s_i - \tilde{s}_0 s_i^* \quad (5.11)$$

$$\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_0 s_k^* - \tilde{s}_0^* s_k, \quad \forall i \neq k \quad (5.12)$$

ya da aynı ifadeye denk olan aşağıdaki ifade de kullanılabilir.

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_i) \quad (5.13)$$

$$\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (5.14)$$

PSK işaretleri için tüm işaretler eşit enerjili olduğundan dolayı; karar kuralı aşağıdaki şekilde basitleştirilebilir.

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (5.15)$$

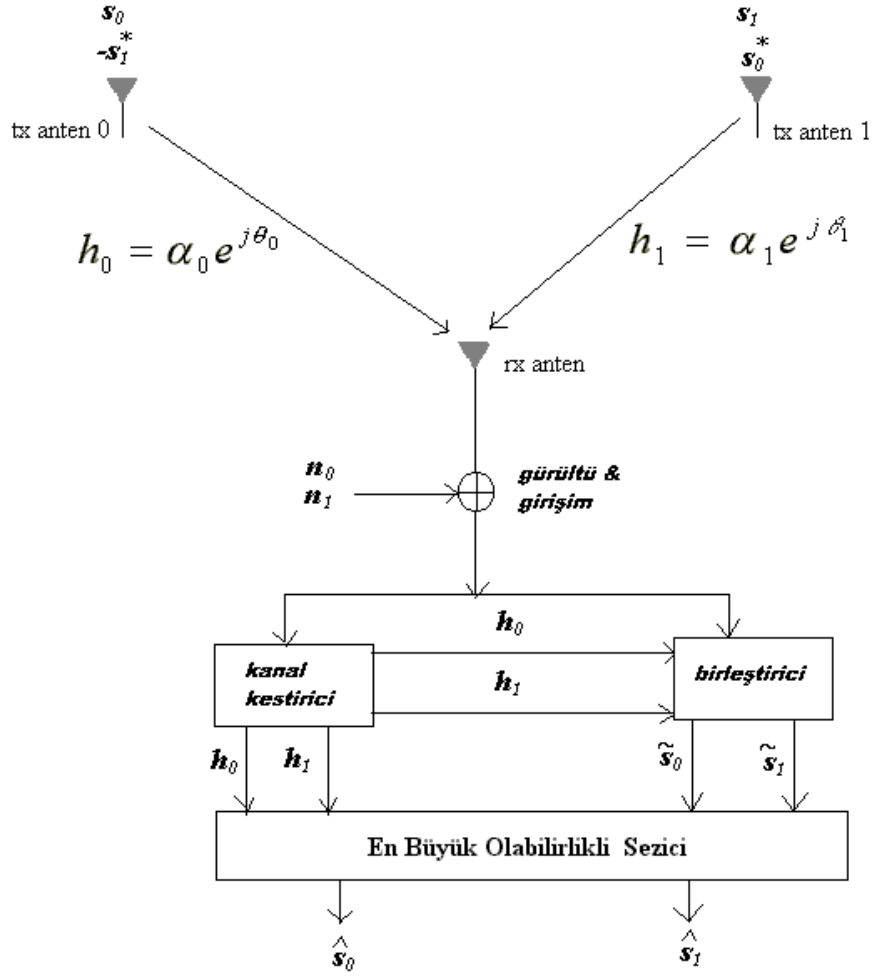
Şekil 5.1' de de görüldüğü gibi bu yapıda maksimum olabilirlik seçici s_0 'ın maksimum olurlu tahminini üretmektedir.

5.3.2 Alamouti Çeşitleme Yapısı

5.3.2.1 Bir Alıcı ile İki Kollu İletim Çeşitlemesi

Şekil 5.2'de Alamouti yapısının önerdiği iki kollu iletim çeşitleme yapısı görülmektedir. Bu yapıda 2 tane verici anten ve 1 tane alıcı anten kullanılmaktadır. Bu Alamouti yapısında aşağıdaki 3 işlev gerçekleştirilir. (Alamouti, 1998)

- Kodlama, verici tarafındaki bilgi işaretinin iletim sırası
- Alıcı birleştirme yapısı
- ML sezme için karar kuralı.



Şekil 5.2 Alamouti yapısı; Tx: 2, Rx: 1

Bir simge periyodunda vericilerden aynı anda aynı anda iki işaret gönderilmektedir.

T_{x_0} 'dan gönderile işaret s_0 , T_{x_1} 'den gönderilen işaret s_1 olarak ifade edilmiş olsun. Bu durumda ikinci simge periyodunda;

T_{x_0} 'dan $-s_1^*$ ve T_{x_1} 'den s_0^* gönderilmektedir. Bu dizi aşağıdaki çizelge 5.1'de görülmektedir.

Çizelge 5.1 Alamouti Kodunun yapısı

<i>verici anten</i> <i>simge zamanı</i>	T_{x_0}	T_{x_1}
	S_0	S_1
t anı	S_0	S_1
$t + T$ anı	$-S_1^*$	S_0^*

Yukarıdaki tablodan da görüldüğü üzere bu iletim çeşitlemesinde kodlama uzay ve zamanda (spatial and time) yapılmıştır. Bunun yanında kodlama uzay ve frekans olarak da yapılabilirdi. Bu durumda iki tane simge periyodu yerine iki tane ayrı taşıyıcı frekansı kullanılmaktadır.

t anında haberleşme kanalındaki sönmülemeli kanalları karmaşık çarpımsal bozulma olarak modelleyebiliriz. Kanallardaki sönmülemenin ardarda iki simge periyodu boyunca sabit olduğunu varsayarsak;

$$h_0(t) = h_0(t + T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (5.16)$$

$$h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (5.17)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada T simge süresi, h_0 alıcı anten ile T_{x_0} arasındaki, h_1 alıcı anten ile T_{x_1} arasındaki kanalın cevabıdır. Buradan yola çıkarak alıcıdaki işaretler aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \quad (5.18)$$

$$r_1 = r(t + T) = -h_0^* s_1 + h_1^* s_0 + n_1 \quad (5.19)$$

burada r_0, t anında alıcıda alınan işaret ve $r_1, t+T$ anında alıcıda alınan işareti göstermektedir.

Şekil 5.2'deki gösterilen birleştirici aşağıdaki şekilde işaretleri birleştirir ve en büyük olabilirlikli seziciye gönderir.

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \quad (5.20)$$

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0^* r_1 \quad (5.21)$$

(5.16), (5.17) ve (5.18), (5.19) denklemlerini kullanarak yukarıdaki eşitliği aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$\tilde{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \quad (5.22)$$

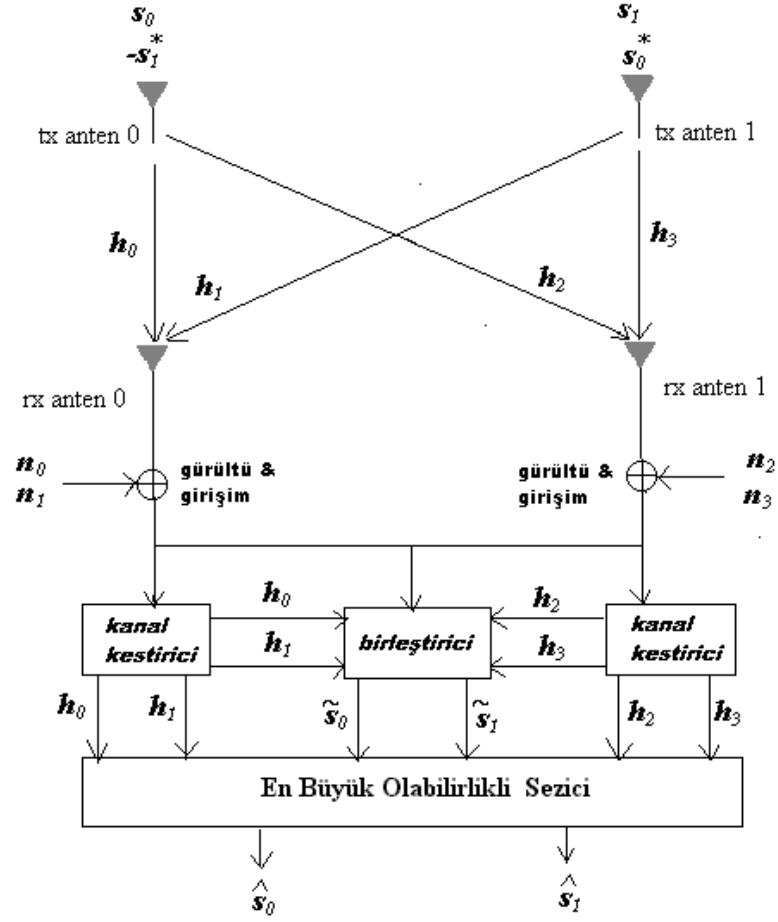
$$\tilde{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0^* n_1 + h_1^* n_0 \quad (5.23)$$

(5.23) de elde edilen işaretler en büyük olabilirlik seziciye gönderilir ve s_0 ve s_1 'in herbiri için (5.14) ve (5.15)'deki eşitliklerde kullanılan karar verme kuralları uygulanır.(PSK işaretler için).

Bu yapıda elde edilen birleştirilmiş işaretler iki kollu MRC yapısındakine eşittir.Bu yapıdaki tek fark gürültü bileşenindeki faz kaymasıdır fakat bu alıcı tarafında SNR değerini negatif olarak etkilemez.Bu yüzden Alamouti yapısı ve iki kollu MRC'nin çeşitleme düzeyleri eşittir.

5.3.2.2 M Alıcı ile İki Kollu İletim Çeşitleme Yapısının Analizi

Kablosuz haberleşme kanallarında yüksek çeşitleme düzeylerinin ve hareketli birimlerde birden fazla antenin kullanıldığı uygulamalar olabilmektedir.Bu durumda 2 verici ve M tane alıcı anten kullanılarak 2M'lik çeşitleme düzeyi sağlanmaktadır.Bu yapının gösterimi için aşağıdaki şekilde iki alıcı ve iki vericilik sistem incelenmiştir.M tane alıcının kullanıldığı yapılarda genelleştirme yapılarak kolay bir şekilde elde edilebilir.Aşağıdaki şekilde 2 verici ve 2 alıcı antenin kullanıldığı Alamouti yapısı görülmektedir.



Şekil 5.3 Alamouti yapısı; Tx: 2, Rx: 2

Kodlama ve iletim dizisinin yapısı önceki bölümde incelenen yapıyla tamamen aynıdır. Aşağıdaki çizelge 5.2 ve çizelge 5.3’de, alıcı ve verici arasındaki kanallar, alıcıdaki işaretler tablo halinde verilmiştir.

Çizelge 5.2 Alamouti yapısında verici ve alıcı arasındaki kanallar

<i>verici anten</i> <i>alıcı anten</i>		
	R_{x_0}	R_{x_1}
T_{x_0}	h_0	h_2
T_{x_1}	h_1	h_3

Çizelge 5.3 Alamouti yapısında alıcıda alınan işaretler

<i>alıcı anten</i> <i>simge zamanı</i>		
	R_{x_0}	R_{x_1}
t anı	r_0	r_2
$t+T$ anı	r_1	r_3

Alıcıdaki işaretler aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \quad (5.24)$$

$$r_1 = -h_0^* s_1 + h_1^* s_0 + n_1 \quad (5.25)$$

$$r_2 = h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \quad (5.26)$$

$$r_3 = -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3 \quad (5.27)$$

Birleştirici çıkışında aşağıdaki işaretler oluşturulur ve en büyük olabilirlikli seziciye gönderilir.

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \quad (5.28)$$

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3 \quad (5.29)$$

Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak;

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0^* n_1 + h_1^* n_0 - h_2^* n_3 + h_3^* n_2 \end{aligned} \quad (5.30)$$

şeklinde yazılabilir. Bu işaretler en büyük olabilirlik seziciye gönderilir. s_0 ve s_1 işaretleri için sırasıyla aşağıdaki karar verme yapıları kullanılır. (PSK işaretleri göz önüne alınarak)

s_0 işareti için;

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \quad (5.31)$$

$$\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad (5.32)$$

veya

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (5.33)$$

durumu sağlanırsa s_i seçilir.

s_1 işareti içinse;

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \quad (5.34)$$

$$\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k) \quad (5.35)$$

veya

$$d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (5.36)$$

durumu sağlanırsa s_i işareti seçilir.

(5.30) eşitliğinde elde edilmiş olan birleştirilmiş işaretler 4 kollu MRC ile aynıdır. Bu yüzden elde edilen çeşitleme düzeyleri bu iki durumda da eşittir. M tane alıcının kullanılması durumunda (5.24-27) eşitliği aşağıdaki şekilde genelleştirilebilir.

$$\tilde{s}_0 = \sum_{i=0}^M h_i^* r_i + h_{i+1}^* r_{i+1}^*, \quad i = 0, 2, 4, \dots, 2k \quad (5.37)$$

$$\tilde{s}_1 = \sum_{i=0}^M h_{i+1}^* r_i - h_i^* r_{i+1}^*, \quad i = 0, 2, 4, \dots, 2k \quad (5.38)$$

Alıcıdan gelen işaretlerin birleştirilmiş şekilleri herbir alıcının birleştirilmiş işaretlerinin toplamına eşittir. Burada önemli olan sonuç; 2 verici ve M tane alıcı anten kullanılan bir kablosuz haberleşme sisteminde herbir alıcı anten için birleştirici kullanılabilir ve elde edilen işaretlerin toplamını alarak 2M kollu MRC ile aynı çeşitleme düzeyi elde edilebilmektedir.

6. UZAY-ZAMAN KODLAMASI

6.1 Uzay Zaman Kodlama Yapısının İncelenmesi

Çok sayıda verici ve çok sayıda alıcı anten kullanarak kablosuz haberleşme sistemlerinin iletim kapasiteleri olumlu bir şekilde geliştirilmektedir. Kablosuz haberleşme kanallarında iletim hızını arttırmanın en önemli yollarından bir tanesi çok sayıda verici antene uygun olan bir kodlama tekniğidir. Bu kodlama tekniği *uzay-zaman kodlaması* olarak adlandırılmaktadır. Uzay-zaman kodlaması çok sayıda verici anten ile kullanılan bir kodlama tekniğidir. Bu kodların uzay-zaman yapıları basit bir alıcı yapısı içeren kablosuz haberleşme sistemlerinin kapasite problemlerini çözmede ve arttırmada kullanılmaktadır.

N tane verici ve M tane alıcı anten içeren uzay-zaman kodlaması uygulanmak istenirse, t anında bir bilgi simgesi $s(t)$ uzay zaman kodlayıcı tarafından N tane kod simgesine; $c_1(t), c_2(t), \dots, c_N(t)$ şeklinde kodlanır.

Her kod simgesi farklı antenlerde aynı anda iletir. Kodlama kazancının ve çeşitleme kazancının alıcıda maksimum olacağı biçimde, kodlayıcı iletilecek olan N tane kod simgesine karar verir. (Tarokh, 1998)

Alıcı tarafında farklı alıcı antenlere ulaşan işaretler birbirinden bağımsız sönümlemelere uğrarlar. Alıcıda elde edilen işaret N tane iletilen işaretin sönümlmeli haliyle gürültünün bileşimi şeklindedir. Kablosuz haberleşme kanalının düz sönümlmeli ve kodlanmış işaretlerin ortalama enerjilerinin 1 joule olduğu kabul edilmiş olsun;

E_s her bir giriş simgesi için tüm antenlerden iletilmiş olan toplam enerji olarak ifade edilmiş olsun. Bu durumda her bir sime için iletim antenlerinin enerjileri;

$$\frac{E_s}{N} \quad (6.1)$$

şeklinde ifade edilir.

$j = 1, 2, \dots, M$ için j. alıcı antende alınan işaret olarak $r_j(t)$ tanımlanırsa, ideal zamanlama ve frekans bilgileriyle alıcıdaki işaret için aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$r_j(t) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} \sum_{i=1}^N h_{ij}(t) \cdot c_i(t) + n_j(t) \quad , \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (6.2)$$

burada $n_j(t)$ çift yönlü güç spektral yoğunluğu $\frac{N_0}{2}$ olan sıfır ortalamalı Beyaz Gauss gürültü sürecini modellemektedir. $h_{ij}(t)$ i. Verici antenden j. alıcı antene karmaşık ve bağımsız sönümlemeli kanalın kazancını modellemektedir. Verici ve alıcı arasındaki her bir kanalın birbirinden bağımsız olduğu düşünülmüştür.

N antenden t anında gönderilen $N \times 1$ boyutunda kod vektörü;

$$c(t) = [c_1(t), c_2(t), \dots, c_N(t)]^T \quad (6.3)$$

j. alıcı ile N tane verici anten arasındaki kanallar ise

$$h_j(t) = [h_{1j}(t), h_{2j}(t), \dots, h_{Nj}(t)]^T \quad (6.4)$$

ve alıcıda alınan işaret vektörü de ;

$$r(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_M(t)]^T \quad (6.7)$$

şeklinde ifade edilmiş olsun.

N tane verici anten ile M tane alıcı anten arasındaki kanalı $M \times N$ boyutlu

$$H(t) = [h_1(t), h_2(t), \dots, h_M(t)]^T \quad (6.8)$$

matrisi şeklinde ifade edebiliriz. Bu durumda her bir alıcıda elde edilen işaret denklemini aşağıdaki gibi yazabiliriz;

$$r_j(t) = \sqrt{\frac{E_s}{N}} H(t) \cdot c(t) + n(t) \quad (6.9)$$

her bir alıcı antendeki SNR değeri de aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} \quad (6.10)$$

Son yıllarda Tarokh tarafından çeşitleme kazancını ve kodlama kazancını arttırmak için kanal kodlaması, modülasyon ve iletim çeşitlemesini içeren uzay-zaman kafes kodlaması (space-time trellis coding) yapısı da önerilmiştir. Uzay-zaman kafes kodlaması fazla karmaşık yapılarla

daha verimli olmaktadır. Alamouti, 2 verici anten kullanarak kod çözme karmaşıklığını azaltacak mükemmel bir yapı ortaya koymuştur. Bu yapıda başarımlar daha düşük olmasına karşın uzay-zaman kafes kodlamaya göre daha basit bir yapıya sahiptir. Alamouti 2 verici anten yapısı önerdiğinden Tarokh, Alamouti yapısından farklı olarak, farklı sayıda verici anten kullanarak bu yapıyı genelleştirme üzerine çalışmalar yapmıştır. Bu araştırma sonucu *Uzay-Zaman Blok Kodlama* ortaya çıkmıştır. Bu kodları, Alamouti'nin önerdiği 2 verici anten yerine çok sayıda verici anten için oluşturabilmek amacıyla *Genelleştirilmiş Dik Tasarım Teorisi* kullanılmıştır.

Verici tarafından iletilecek olan x işareti ile çeşitli kanallardan iletilmek üzere bu işaretin vericide oluşturulmuş birçok kopyasının arasındaki ilişkiyi tanımlayan bir uzay-zaman blok kod $n \times p$ iletim matrisiyle tanımlanır. Matris elemanları k 'lı giriş simgeleri $x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$ ve bu simgelerin eşlenikleri veya doğrusal birleşimleriyle oluşturulur. k 'lı giriş simgeleri $x_i, i=1, \dots, k$, iletim çeşitlenmiş kanal üzerinden gönderilmek üzere bilgi taşıyan ikili bitleri ifade etmek için kullanılmaktadır. 2^b tane farklı işarete sahip bir işaret kümesinde b tane ikili bit x_i simgesini ifade etmek için kullanılır. Bu yüzden, $k \times b$ ikili bit bloğu aynı anda uzay-zaman blok kodlayıcı yapısına gönderilir. k tane giriş simgesini iletmek için kullanılan zaman dilim sayısı n ve verici anten sayısı p olmak üzere uzay-zaman matrisinin iletim matrisi aşağıdaki gibi ifade edilir. (Tarokh, 1998)

$$\begin{bmatrix} g_{11} & g_{21} & g_{31} & \dots & g_{p1} \\ g_{12} & g_{22} & g_{32} & \dots & g_{p2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{1n} & g_{2n} & g_{3n} & \dots & g_{pn} \end{bmatrix}$$

Burada g_{ij} değerleri $x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$ simgeleri ve bunların eşleniklerini veya doğrusal birleşimlerini ifade etmektedir. g_{ij} değerleri, $i=1, \dots, p$ iletim antenlerinden her zaman dilimi $j=1, \dots, n$ için aynı anda iletilmektedir. Örnek olarak n . Zaman diliminde $g_{1n}, g_{2n}, g_{3n}, \dots, g_{pn}$

işaretleri aynı anda $T_{x_1}, T_{x_2}, \dots, T_{x_p}$ verici antenlerinden gönderilmektedir. Matris yapısından da görüldüğü üzere kodlama hem uzayda hem de zamanda yapılmaktadır.

Uzay-zaman blok kodları tanımlayıp $n \times p$ iletim matrisi karmaşık dik tasarım üzerine oluşturulmuştur. n tane zaman diliminde k tane sime iletiildiğinden uzay-zaman blok kod yapısının kodlama oranı aşağıdaki şekildedir;

$$R = \frac{k}{N} \quad (6.11)$$

Alıcı tarafında istenilen sayıda anten kullanılabilmektedir. q tane alıcı anten kullanılması durumunda oluşacak çeşitleme düzeyi $p \cdot q$ olacaktır. Analiz edilen bu durumda çeşitleme kablosuz haberleşme kanallarının düz sönümemey uğradığı düşünülmektedir. Frekans seçici sönümlmeli kanallarda yüksek iletim hızlarında aynı koşulların sağlanabilmesi için yüksek hızlı bit dizileri çok sayıda düşük hızlı bit dizilerine ayrılır ve düz sönümlmeli kanallar üzerinden gönderilirler. Yukarıda anlatılmış olan aynı koşullar, dik frekans bölmeli çoğullama yaparak (OFDM) da sağlanabilmektedir.

Uzay-zaman blok kodlama Rayleigh ve Rician ortamlarında çok sayıda verici anteni ile iletim için gayet basit, etkili ve kullanılabılır bir yöntemdir. Bu kodlar doğrusal işleme dayalı basit bir en büyük olabilirlik kod çözme algoritmasına sahiptir. Bu kodlamayla belirtilen verici ve alıcı antenlerle yapılabilecek tam çeşitleme sağlanmaktadır. Yukarıda incelenen genel yapı düşünüldüğünde kullanılan modülasyon tekniğine göre uzay-zaman blok kodları, genelleştirilmiş gerçel ya da karmaşık dik tasarım olarak ifade edilmektedir.

6.2 Genelleştirilmiş Gerçel Dik Uzay Zaman Blok Kodları

Kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan genelleştirilmiş dik tasarım ile uzay-zaman blok kodların her verici anten sayısı için hem gerçel hem de karmaşık simge dizileri ile kullanılabileceği Tarokh tarafından gösterilmiştir. Bu kodlar ASK, PSK gibi gerçel simgelerden oluşan bir dizi için iletim anten sayısından bağımsız olarak maksimum iletim hızına ulaşmaktadır. Dik tasarıma bağlı olarak alıcıda doğrusal işleme dayalı çok basit bir kod çözücü kullanılabilmektedir. Bunun yanında bir dezavantaj olarak görülen tek şey de gerçek dik tasarımın sınırlı sayıda boyut için kullanılabilmektedir.

Genelleştirilmiş gerçel dik tasarım iki şekilde olabilir; $n \times n$ karesel dik matris olarak ya da karesel olmayan dik matris olarak kullanılabilmektedir. Karesel matris yaklaşımında sadece $n=2, 4$ ve 8 değerleri için dik tasarım kullanılabilmektedir. Eğer doğrusal işlemlili dik tasarımı

genelleştirirsek,daha düşük ileti hızlarında her sayıda verici anten için basit iletim yapıları elde edilmektedir.

R=1 için ve $n \leq 8$ verici anten için,genelleştirilmiş dik tasarım matrisi aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

Karesel dik tasarım için $n = 2,4$ ve 8;

$$G_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

$$G_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

$$G_8 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

matrisleri kullanılmaktadır.

Karesel olmayan dik tasarım için $n=3,5,6$ ve 7 verici anten olmak üzere

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

$$G_5 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & -x_1 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

$$G_6 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

$$G_7 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 & -x_8 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

matris ifadeleri elde edilmektedir.

6.3 Genelleştirilmiş Karmaşık Dik Uzay Zaman Blok Kodları

Karmaşık karesel dik tasarımın sadece $n=2$ için uygulanabildiğini Tarokh ve diğer araştırmacılar tarafından gösterilmiştir. Böylece, $R=1$ için, Alamouti'nin önermiş olduğu çeşitleme yapısının bu kodlama için tek bir seçenek olduğu görülmüştür. Karmaşık işaret dizileri için ikiden fazla verici anten için kodlama yapıları incelenmiştir. Genelleştirilmiş doğrusal işlemlilik dik tasarımda amaç yüksek hızda tam çeşitlemeyi sağlayan düşük kod çözme karmaşıklığına sahip yapılar elde edilmesidir. Bu durumda elde edilen $R = \frac{1}{2}$ oranlı genelleştirilmiş karmaşık dik yapılar aşağıdaki matrislerle ifade edilmektedir.

$T_x = 3$ için

$$G_C^3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ * & * & * \\ x_1 & x_2 & x_3 \\ * & * & * \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ * & * & * \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ * & * & * \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$T_x = 4$ için;

$$G_C^4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

Analiz edilen bu iletim çeşitlemelerinde tam çeşitleme sağlanmaktadır fakat band verimliliği yarıya düşmektedir.

$T_x = 3, 4$ verici anten sayıları için $R = \frac{3}{4}$ oranlı bazı özel genelleştirilmiş doğrusal işlemlilik dik uzay-zamanlı blok kodları aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$T_x = 3$ verici anten için;

$$H_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$T_x = 4$ verici anten için;

$$H_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & \frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

Çizelge 6.1’de farklı uzay-zaman blok kodlarına ilişkin parametreler ve uzay zaman matrisleri verilmiştir.

Çizelge 6.1 Farklı uzay zaman blok kodlarına ilişkin parametreler

Uzay-Zaman Kod Matrisi	İletim Hızı, $R = n / k$	İletim Anten Sayısı, p	Giriş Simge Sayısı, k	Kod Genişliği, n
G_2	1	2	2	2
G_3	1	3	4	4
G_4	1	4	4	4
G_5	1	5	8	8
G_C^2	1	2	2	2
G_C^3	1/2	3	4	8
G_C^4	1/2	4	4	8
H_3	3/4	3	3	4
H_4	3/4	4	3	4

6.4 Uzay Zaman Blok Kodlama Yapısıyla Optimum Anten Seçimi

Son yıllarda Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (MIMO) sistemler sağlamış oldukları üstün kazanç ve başarımlardan dolayı çok fazla ilgi görmeye başlamıştır. Daha önceki bölümlerde de anlatıldığı gibi MIMO sistemler alıcı ve vericide birçok antenin kullanılmasıyla oluşturulan kablosuz haberleşme sistemleridir. MIMO sistemlerinin kapasite sağladıkları olumlu etkilerinin yanında çok anten kullanımının getirmiş olduğu sistem karışıklığı ve maliyet yüksekliğine sahiptir. Sistem içinde kullanılan işaret yükselticileri, kullanılabilecek verici ya da alıcı anten sayısını sınırlayan önemli nedenlerden olarak görülmektedir. Az sayıda yükseltici ve çok sayıda verici anten kullanarak ve bu antenler içinde en iyi kanal parametrelerine sahip antenlerin seçilmesi yöntemine gidilerek sistem maliyetini düşürme yoluna gidilmektedir. Seçilen verici antenler ile yükselticiler arasında anahtarlama (bağlaşma) yapılırsa daha düşük maliyetlerle daha yüksek kapasite artımları elde edilmiş olur.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde optimum anten seçimi,olası anten bileşimlerinin tümü göz önüne alınarak iyi SNR'ı,çeşitlemeyi ve kapasite artımını sağlayan anten sisteminin seçilmesiyle gerçekleştirilmektedir.Anten seçme işlemi verici anten de yapılabileceği gibi aynı zamanda alıcı anten kısmında da yapılmaktadır.

6.4.1 Optimum Anten Seçiminde Alamouti Yapısı

Bu başarımlı analizinde iletim için uzay-zaman blo kodlaması kullanılmaktadır.Daha önceki bölümde de anlatıldığı gibi uzay-zaman blok kodlaması yapılır ve alıcıdaki iki tane birbirinden bağımsız dizi alınır.Alıcıdaki her bir dizide işaret gürültü oranı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir;

$$\gamma_i = \gamma_0 \sum_{i=0}^{N_r} (|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2), \quad i=1,2 \quad (6.23)$$

burada $\gamma_0 = \frac{E_s}{N_0}$ olup E_s her verici antenin sahip olduğu enerjidir.Her bir dizideki işaret-gürültü oranının beklendik değeri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir;

$$E[\gamma] = \gamma_0 E \sum_{i=0}^{N_r} (|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2) = 2N_R \gamma_0 \quad (6.24)$$

$$\sigma_h^2 = E[h_{ij}^2] - E^2[h_{ij}] = E[h_{ij}^2] = 1 \quad (6.25)$$

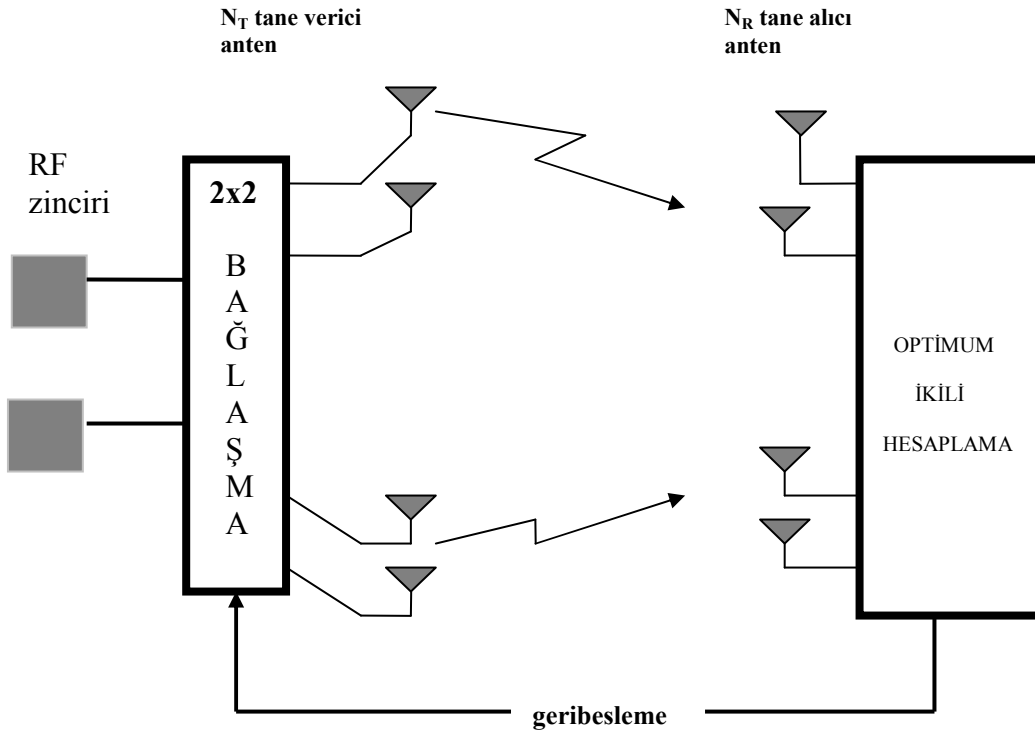
6.4.2 Optimum Anten Seçme İşlemi

Kablosuz haberleşme kanallarında kanal kapasitesini arttırmak için verici tarafında N_T anten kullanılabilir.Aşağıdaki şekilde de gösterilen modelin kullanılmasıyla kanal matrisinin boyutu $N_R \times N_T$ şeklinde olacaktır.Kablosuz haberleşme sisteminde her haberleşme aralığında N_T antn içinden sadece iki tanesi yardımıyla iletim yapılacaktır.Böylece verici kısmında 2 tane RF zinciri bunlar,işaret yükseltici,analog-sayısal dönüştürücü,oluşur ve $C(N_T, 2)$ tane anten çiftinden herhangi birine anahtarlanır.Bu işlem sayesinde optimum anten çiftleri üzerinden haberleşmeyi gerçekleştirmektir.Alıcı kısmı,kanalı belli bir eğitim dizisi sonunda kestirir.Alıcı optimum anten çiftini belirledikten sonra bu bilgiyi geri besleme yoluyla verici kısmına gönderir.Bu yapıda uzay-zaman blok kodlar belirlenen optimum anten çifti üzerinden gönderilmektedir.

Optimum anten çifti olarak m. ve n. Verici antenlerin seçildiğini kabul edersek, alıcı tarafındaki her bir dizide elde edilen işaret gürültü oranı aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\gamma_i = \gamma_0 \sum_{i=0}^{N_r} (|h_{im}|^2 + |h_{in}|^2) \quad (6.26)$$

Optimum anten seçme işlemi, yukarıdaki eşitliğin maksimum değerini verecek olan H matrisinin sütunlarını belirlemektir. Optimum anten çifti olarak iki anten kullanıldığı için en büyük normlara sahip iki sütun seçilmelidir. Bu sayede normların toplamının en yüksek değerde olması sağlanır. Optimal anten seçme işleminde en büyük birinci ve ikinci normlara sahip antenler kullanılarak iletim yapılmaktadır.

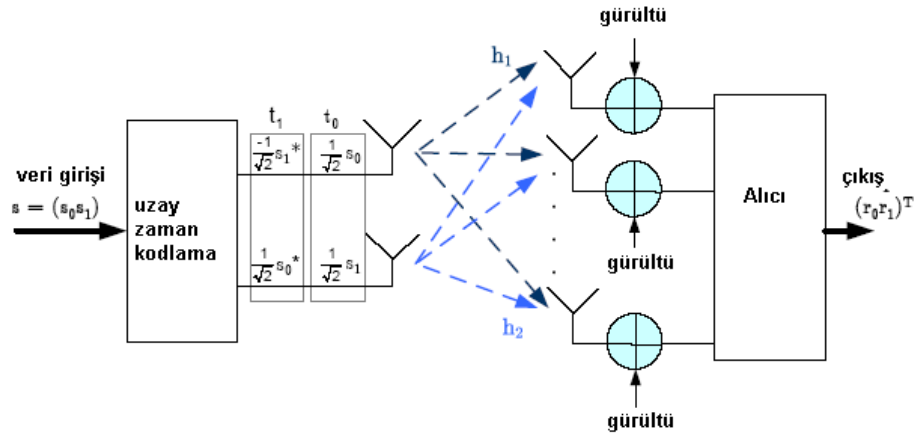


Şekil 6.1 Optimum anten seçme yapısı

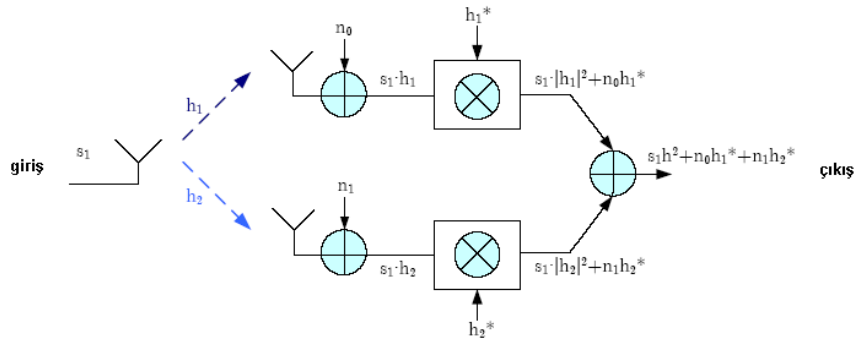
7. ALAMOUTİ VE MRC İLETİM ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİNİN BAŞARIM ANALİZİ VE KARŞILAŞTIRILMASI

7.1 Başarım Analizinde Kullanılan Alamouti ve MRC Çeşitleme Yapıları

Aşağıdaki şekil 7.1 ve şekil 7.2’de başarım analizi için kullanılan Alamouti ve MRC iletim çeşitleme yapıları gösterilmektedir.



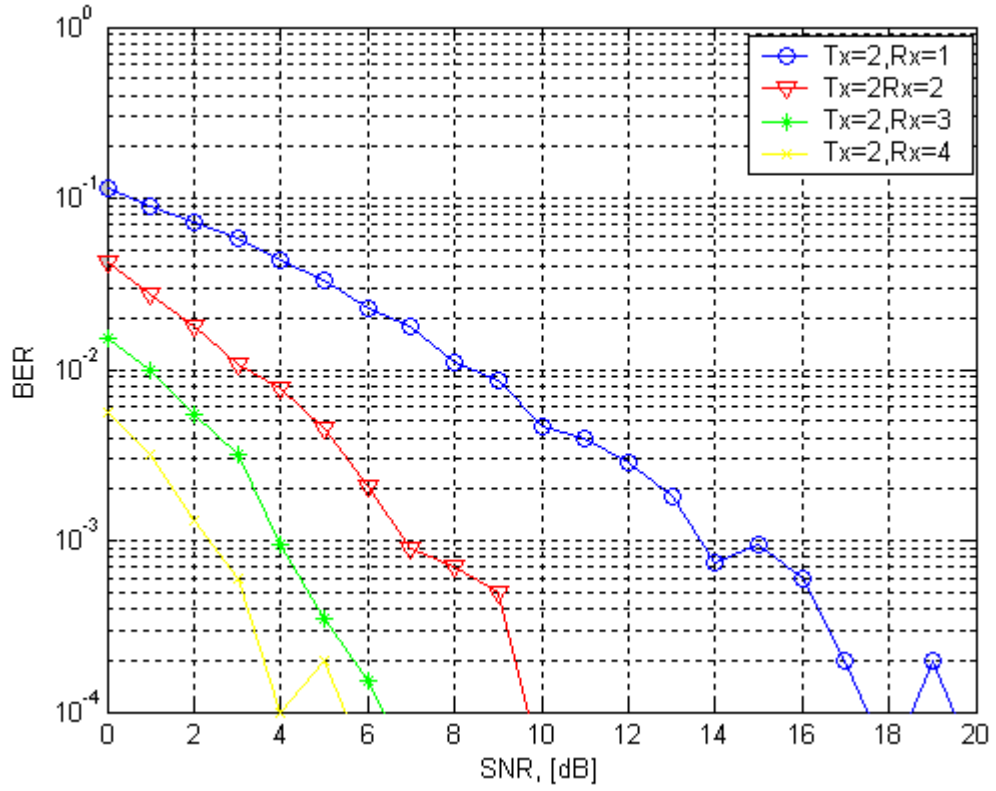
Şekil 7.1 Alamouti iletim çeşitlemesinin genel gösterimi



Şekil 7.2 İki kollu MRC yapısı

7.1.1 Alamouti Çeşitleme Yönteminin Rayleigh Dağılımlı Kanalda Başarım Analizi

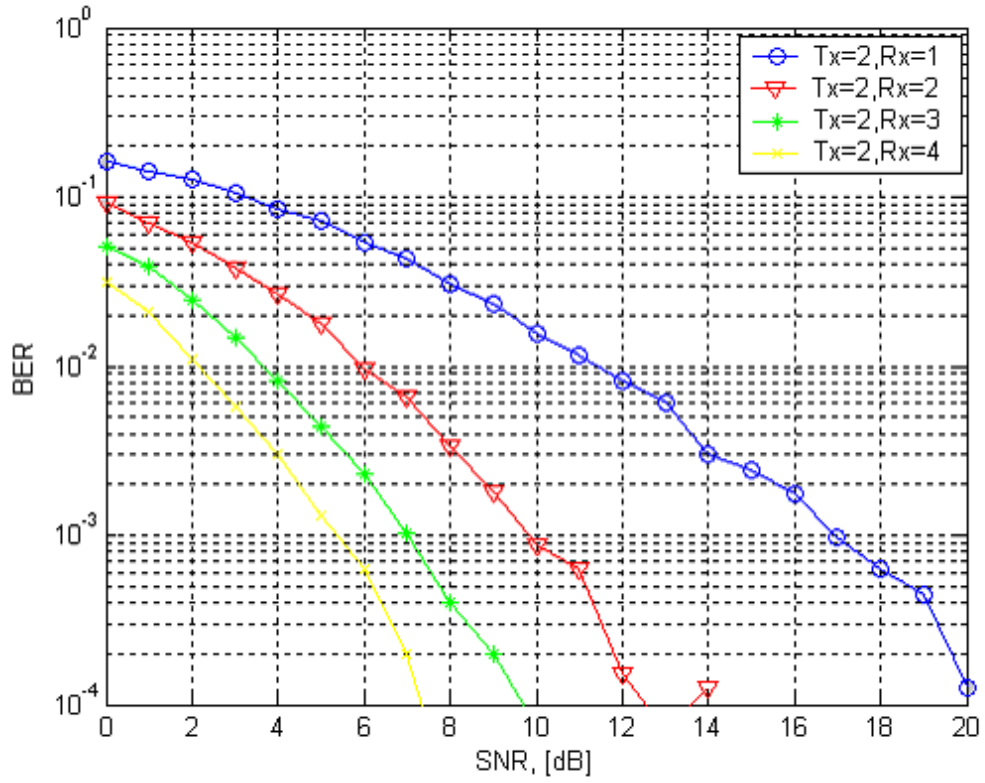
Bu bölümde gerçekleştirilen simülasyon sonucunda ilk önce Alamouti yapısının farklı sayıdaki alıcı anten dizisine göre göstermiş olduğu performans incelenmiştir. Burada Alamouti çeşitleme yapısının Rayleigh sönümlemeli kanalda MPSK işaretleri için bit hata oranı başarım analizleri gösterilmektedir. Her verici ve alıcı arasındaki sönümlemenin tamamen ilişkisiz Rayleigh dağılımlı zarfa sahip olduğu ve her alıcı antenin mükemmel kanal bilgisine sahip olduğu varsayılmıştır. Daha sonra aynı simülasyon sadece düz sönümlemeli kanal (kanal kazancının sabit olduğu varsayılarak) yapısı için analiz edilmiştir.



Şekil 7.3 BPSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlı sonucu

Çizelge 7.1 BPSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti başarımlı değerleri

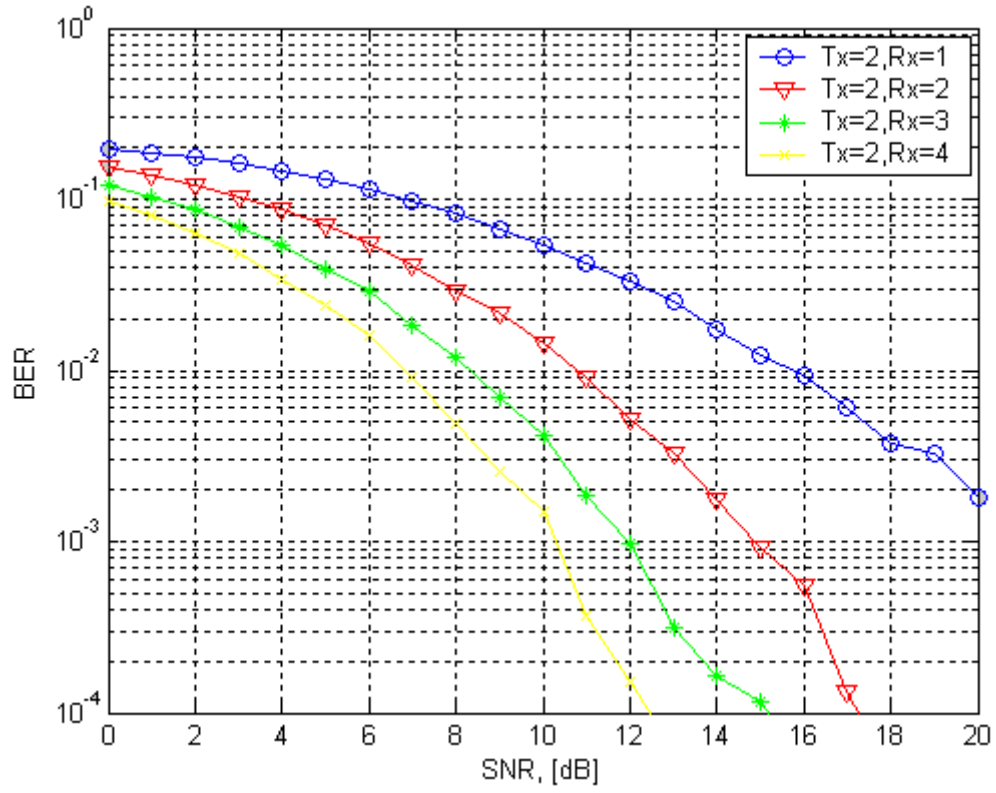
BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
$T_x = 2, R_x = 1$	17dB	14dB	8dB	5dB
$T_x = 2, R_x = 2$	10dB	7dB	3dB	0,5dB
$T_x = 2, R_x = 3$	6,5dB	4dB	1dB	-
$T_x = 1, R_x = 4$	4dB	2,5dB	-	-



Şekil 7.4 4PSK işareti için Rayleigh sönümlmeli kanalda Alamouti yapısının başarıım sonucu

Çizelge 7.2 4PSK işareti için Rayleigh sönümlmeli kanalda Alamouti başarıım değerleri

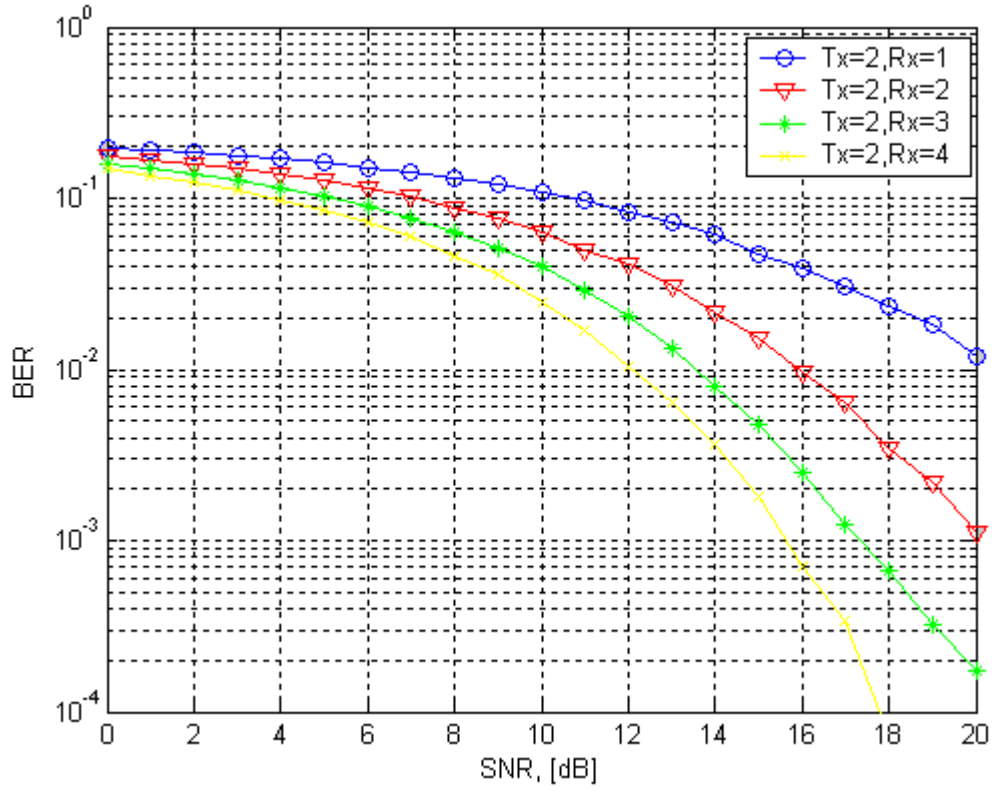
İletim çeşitlemesi \ BER	BER			
	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
$T_x = 2, R_x = 1$	20dB	17dB	12dB	7dB
$T_x = 2, R_x = 2$	12,5dB	10dB	6dB	4dB
$T_x = 2, R_x = 3$	9dB	7dB	3,5dB	1,5dB
$T_x = 1, R_x = 4$	7dB	5,5dB	2dB	-



Şekil 7.5 8PSK işareti için Rayleigh sönümlmeli kanalda Alamouti yapısının başarıım sonucu

Çizelge 7.3 8PSK işareti için Rayleigh sönümlmeli kanalda Alamouti başarıım değerleri

BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
$T_x = 2, R_x = 1$	$\gg 20\text{dB}$	$\gg 20\text{dB}$	16dB	11dB
$T_x = 2, R_x = 2$	17dB	15dB	11dB	7dB
$T_x = 2, R_x = 3$	15dB	12dB	8,5dB	5dB
$T_x = 1, R_x = 4$	12,5dB	10,5dB	7dB	3dB

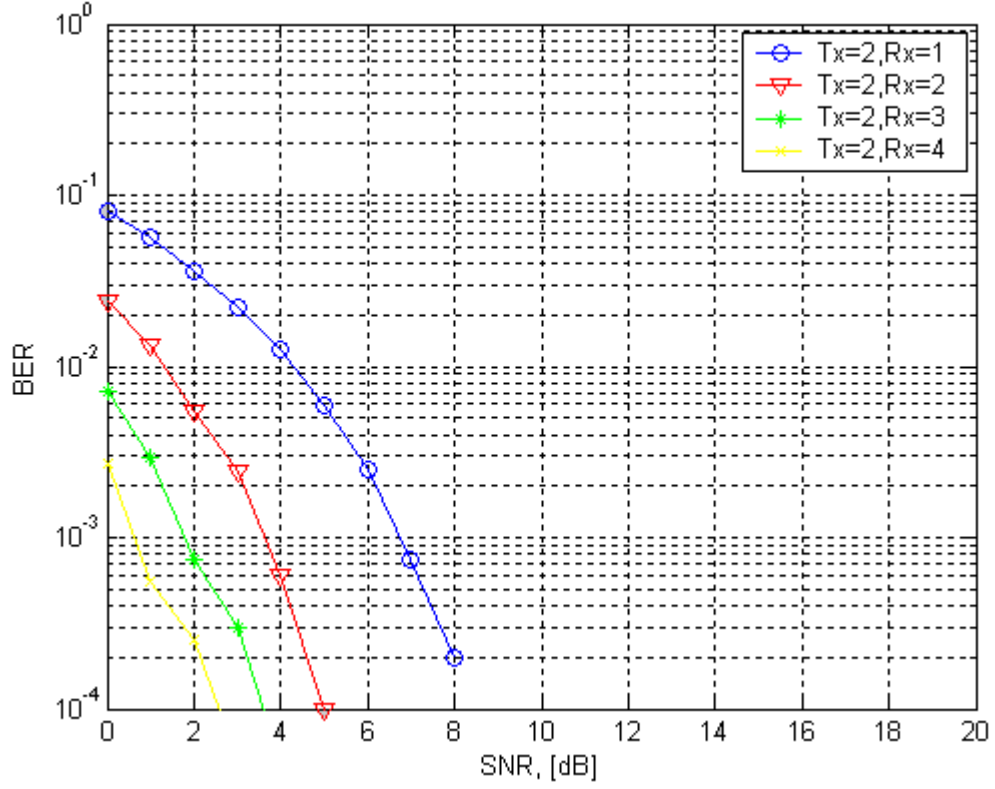


Şekil 7.6 16PSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlar sonucunu

Çizelge 7.4 16PSK işareti için Rayleigh sönümlemeli kanalda Alamouti başarımlar değerleri

BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
$T_x = 2, R_x = 1$	$\gg 20\text{dB}$	$\gg 20\text{dB}$	20dB	16dB
$T_x = 2, R_x = 2$	$\gg 20\text{dB}$	20dB	16dB	12dB
$T_x = 2, R_x = 3$	$\gg 20\text{dB}$	17,5dB	13,5dB	9dB
$T_x = 1, R_x = 4$	17,5dB	15,5dB	12dB	7dB

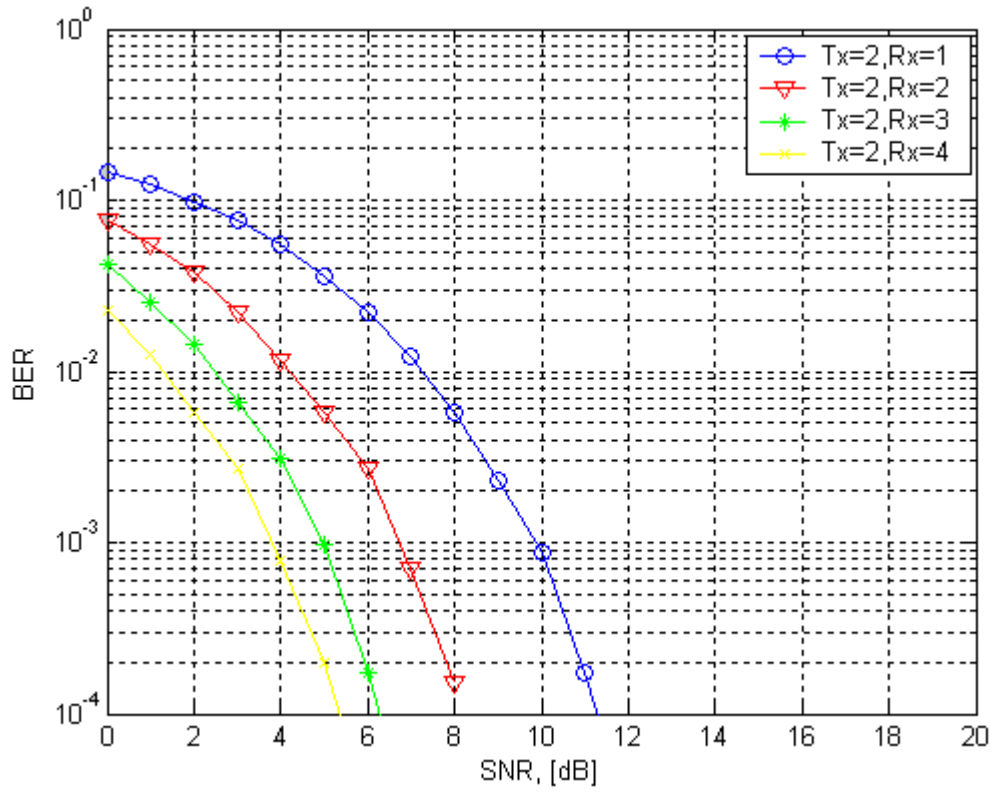
7.1.2 Alamouti Çeşitleme Yönteminin Düz Sönümlemeli (Kanal Kazancı Sabit) Kanalda Başarım Analizi



Şekil 7.7 BPSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarım sonucu

Çizelge 7.5 BPSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti başarım değerleri

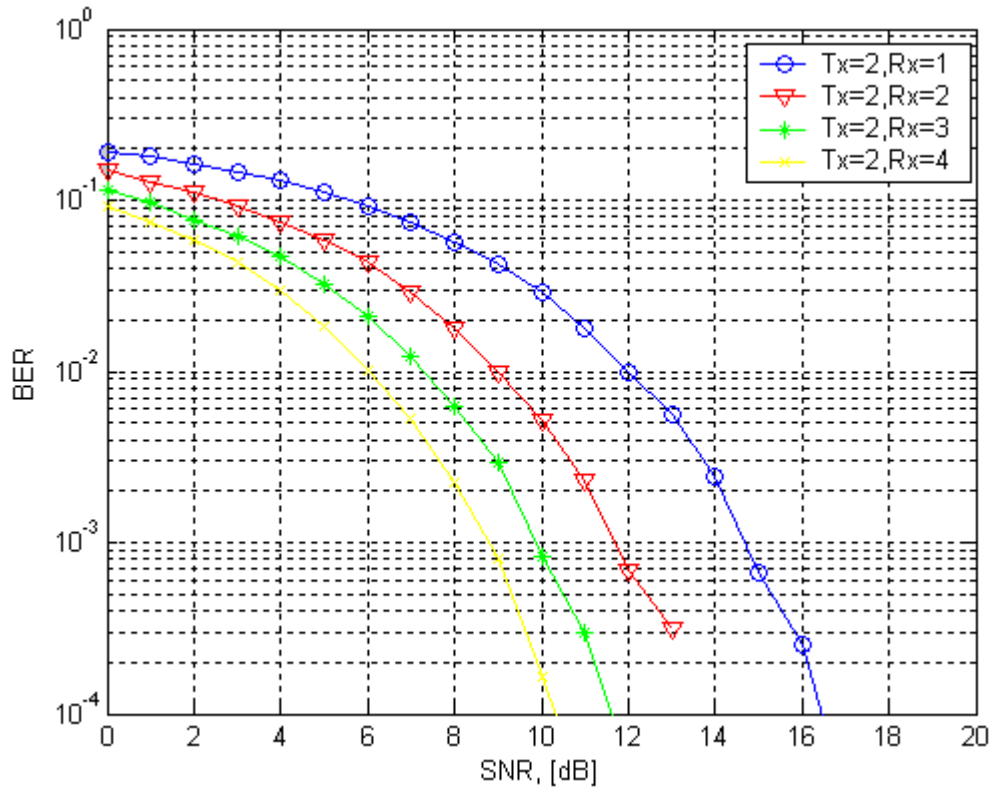
BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
$T_x = 2, R_x = 1$	$\approx 8\text{dB}$	7dB	4,5dB	2,5dB
$T_x = 2, R_x = 2$	5dB	3,5dB	1,5dB	$\approx 0\text{dB}$
$T_x = 2, R_x = 3$	3,5dB	$\approx 2\text{dB}$	-	-
$T_x = 1, R_x = 4$	2,5dB	1dB	-	-



Şekil 7.8 4PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlı sonucu

Çizelge 7.6 4PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti başarımlı değerleri

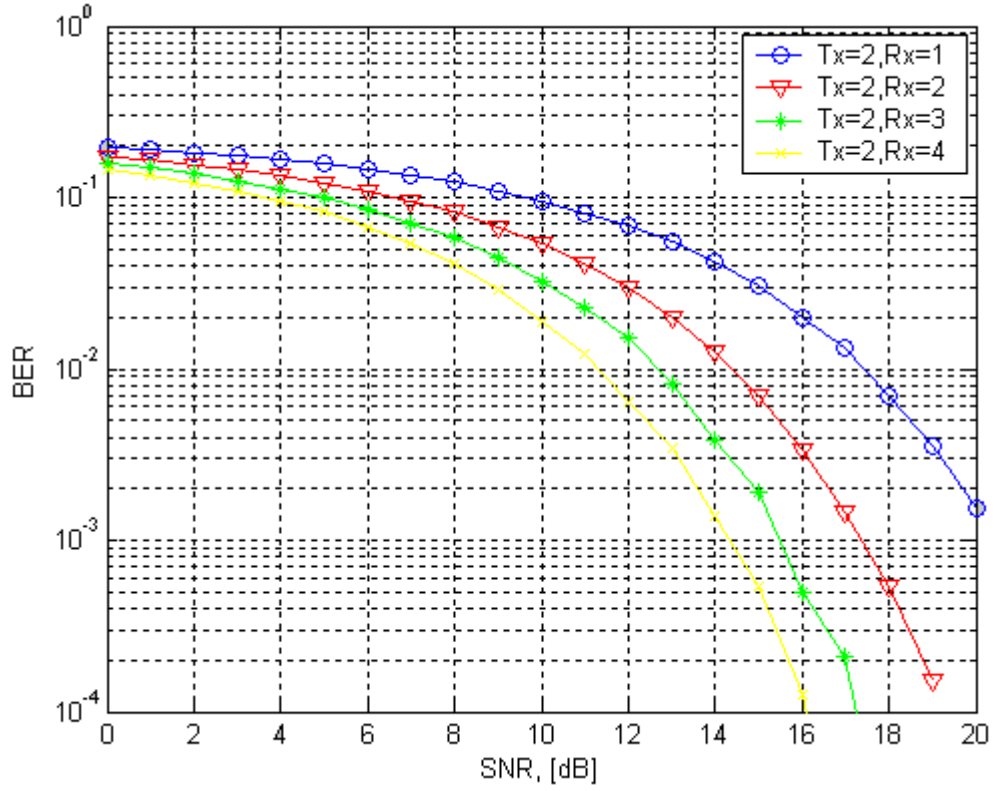
BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
$T_x = 2, R_x = 1$	11,5dB	10dB	7,5dB	4,5dB
$T_x = 2, R_x = 2$	8dB	7dB	4,5dB	2dB
$T_x = 2, R_x = 3$	6,5dB	5dB	2,5dB	≈ 0 dB
$T_x = 1, R_x = 4$	5,5dB	3,5dB	1dB	-



Şekil 7.9 8PSK işareti için düz sönümlmeli kanalda Alamouti yapısının başarıım sonucu

Çizelge 7.7 8PSK işareti için düz sönümlmeli kanalda Alamouti başarıım değerleri

BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
$T_x = 2, R_x = 1$	17dB	15dB	12dB	8,5dB
$T_x = 2, R_x = 2$	-	11,5dB	9dB	7dB
$T_x = 2, R_x = 3$	11,5dB	9,5dB	7dB	5dB
$T_x = 1, R_x = 4$	10,5dB	9dB	6dB	4

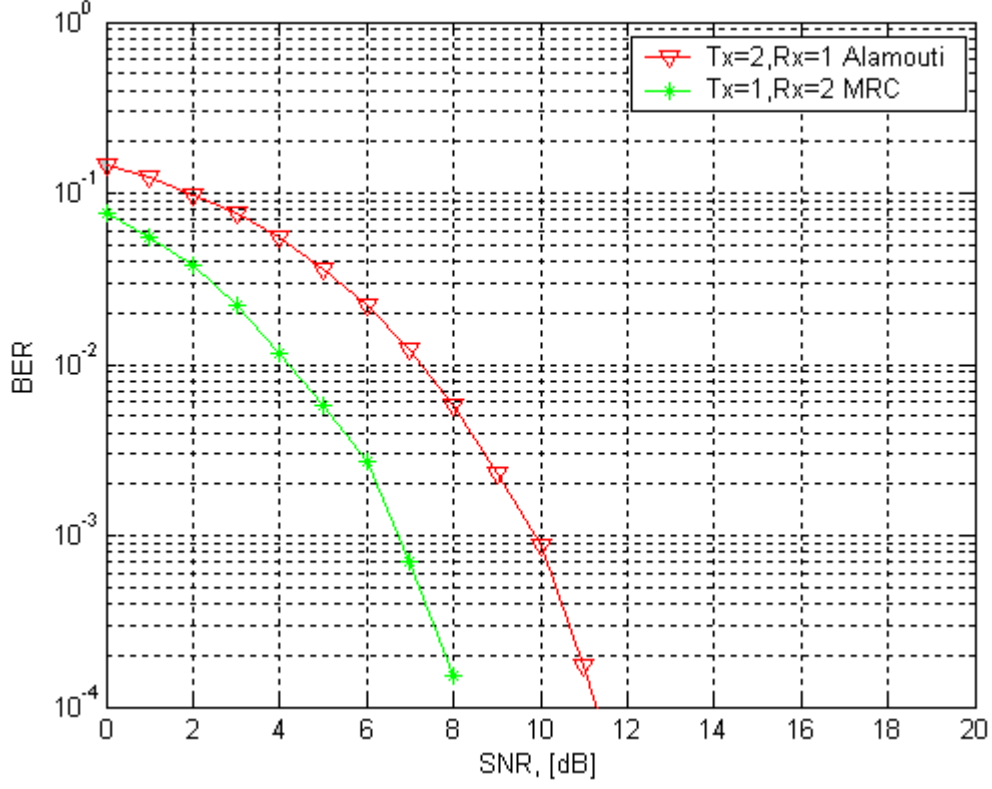


Şekil 7.10 16PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti yapısının başarımlı sonucu

Çizelge 7.8 16PSK işareti için düz sönümlemeli kanalda Alamouti başarımlı değerleri

BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
$T_x = 2, R_x = 1$	$\gg 20\text{dB}$	$\gg 20\text{dB}$	17dB	13dB
$T_x = 2, R_x = 2$	$\gg 20\text{dB}$	17,5dB	14,5dB	11dB
$T_x = 2, R_x = 3$	17dB	13,5dB	12,5dB	10dB
$T_x = 1, R_x = 4$	16dB	14,5dB	11dB	8dB

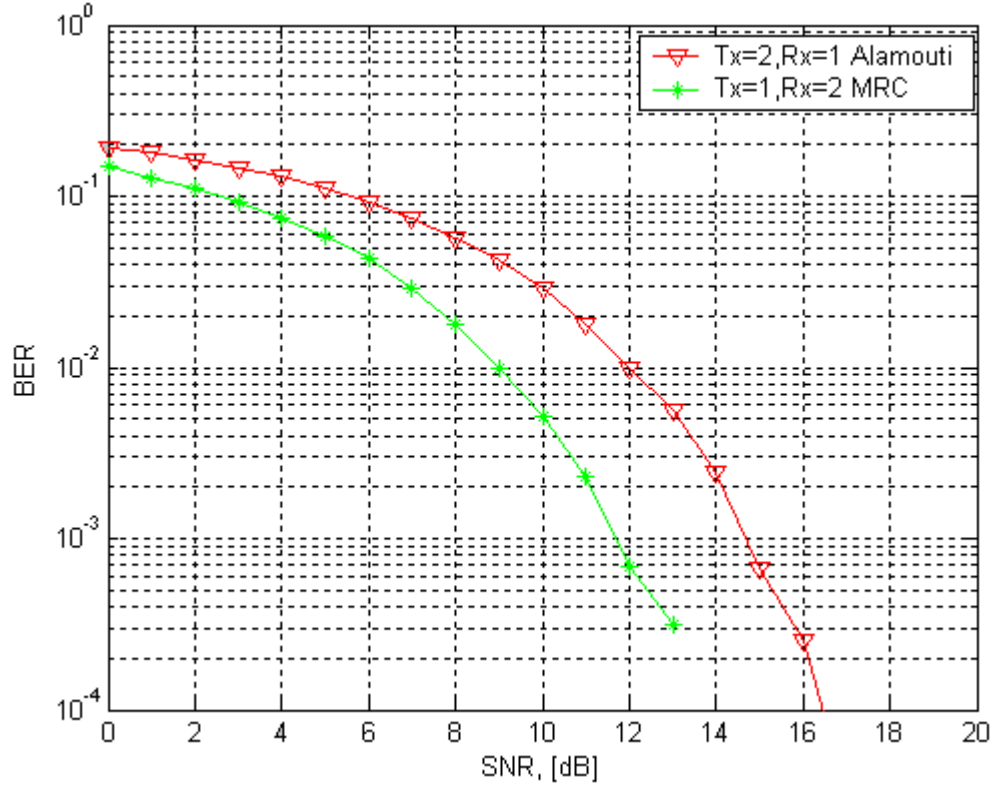
7.1.3 Alamouti ve MRC İletim Çeşitleme Yöntemlerinin Başarım Analizlerinin Karşılaştırılması



Şekil 7.11 4PSK işareti için Alamouti ($T_x:2, R_x:1$) ve MRC ($T_x:1, R_x:2$) yapılarının başarım sonuçlarının karşılaştırılması

Çizelge 7.9 4PSK işareti için Alamouti ($T_x:2, R_x:1$) ve MRC ($T_x:1, R_x:2$) yapılarının başarım değerleri

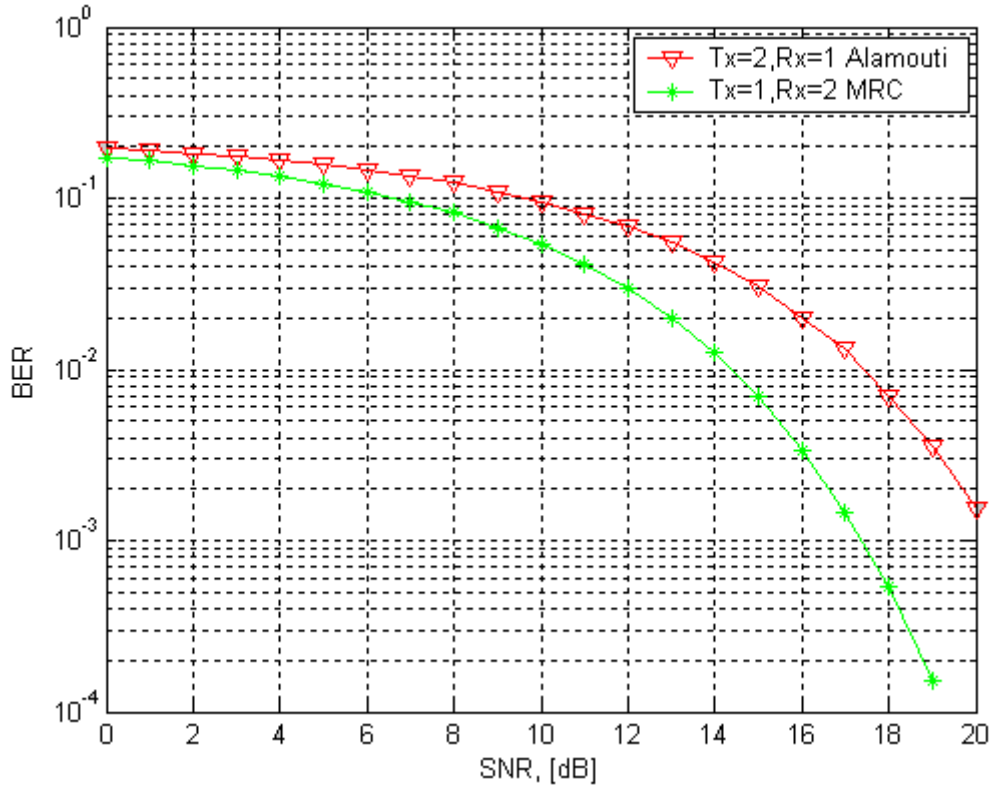
BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
<i>Alamouti</i> $T_x = 2, R_x = 1$	11dB	10dB	7,5dB	5dB
<i>MRC</i> $T_x = 1, R_x = 2$	≈ 8 dB	7dB	4,5dB	2dB



Şekil 7.12 8PSK işareti için Alamouti ($T_x:2, R_x:1$) ve MRC ($T_x:1, R_x:2$) yapılarının başarımlarının karşılaştırılması

Çizelge 7.10 8PSK işareti için Alamouti ($T_x:2, R_x:1$) ve MRC ($T_x:1, R_x:2$) yapılarının başarımlarının değerleri

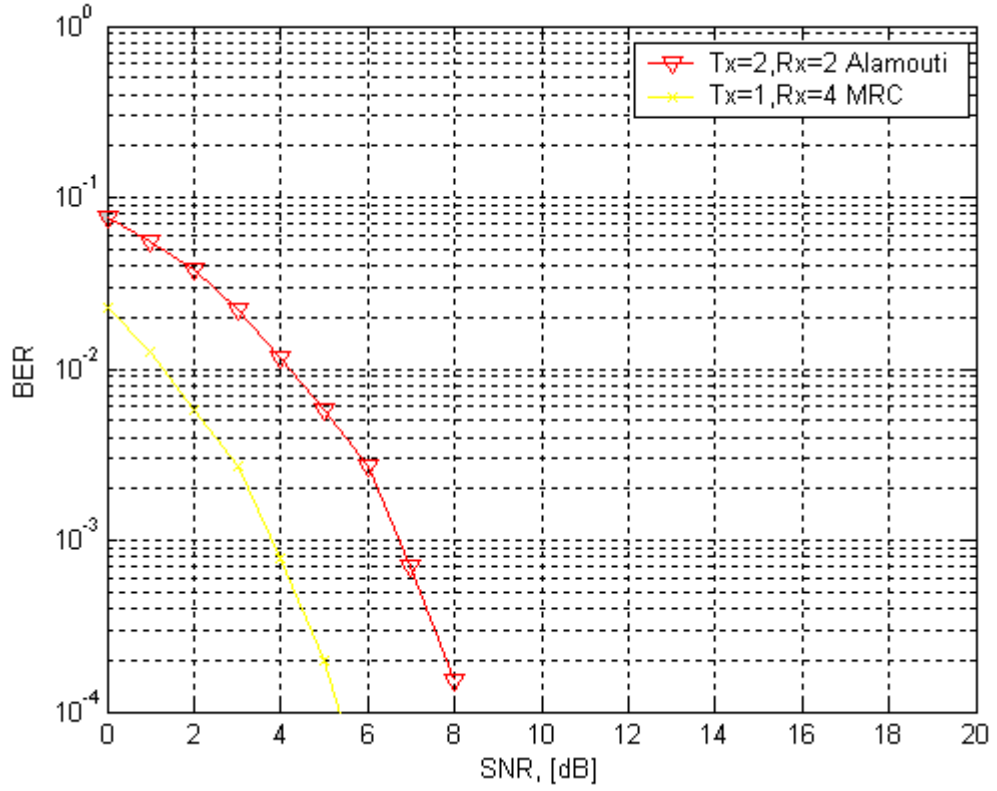
BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
<i>Alamouti</i> $T_x = 2, R_x = 1$	16,5dB	14,5dB	12dB	9dB
<i>MRC</i> $T_x = 1, R_x = 2$	>>20	11,5dB	9dB	6dB



Şekil 7.13 16PSK işareti için Alamouti ($T_x:2, R_x:1$) ve MRC ($T_x:1, R_x:2$) yapılarının başarımlarının karşılaştırılması

Çizelge 7.11 16PSK işareti için Alamouti ($T_x:2, R_x:1$) ve MRC ($T_x:1, R_x:2$) yapılarının başarımların değerleri

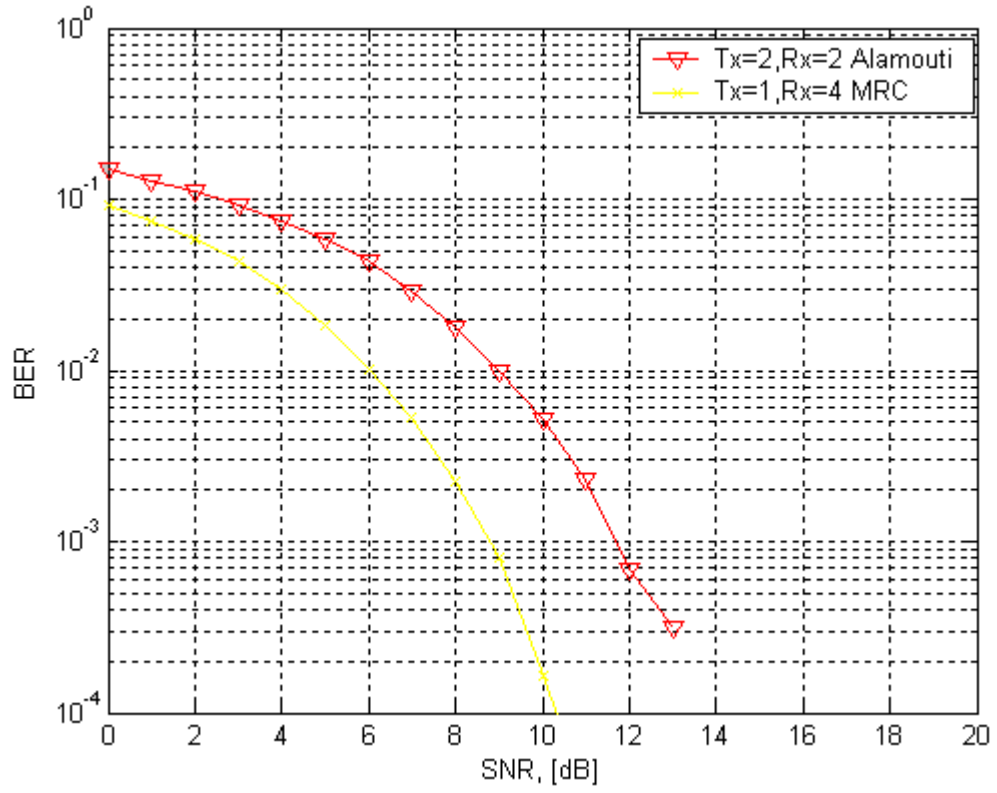
BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
<i>Alamouti</i> $T_x = 2, R_x = 1$	>>20dB	>>20dB	17,5dB	15dB
<i>MRC</i> $T_x = 1, R_x = 2$	>>20dB	17,5dB	14,5dB	12dB



Şekil 7.14 4PSK işareti için Alamouti ($T_x:2, R_x:2$) ve MRC ($T_x:1, R_x:4$) yapılarının başarımlarının karşılaştırılması

Çizelge 7.12 4PSK işareti için Alamouti ($T_x:2, R_x:2$) ve MRC ($T_x:1, R_x:4$) yapılarının başarımların değerleri

BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
<i>Alamouti</i> $T_x = 2, R_x = 2$	8,5dB	7dB	4dB	2,5dB
<i>MRC</i> $T_x = 1, R_x = 4$	5,5dB	4dB	1dB	<<0dB



Şekil 7.15 8PSK işareti için Alamouti ($T_x=2, R_x=2$) ve MRC ($T_x=1, R_x=4$) yapılarının başarımlarının karşılaştırılması

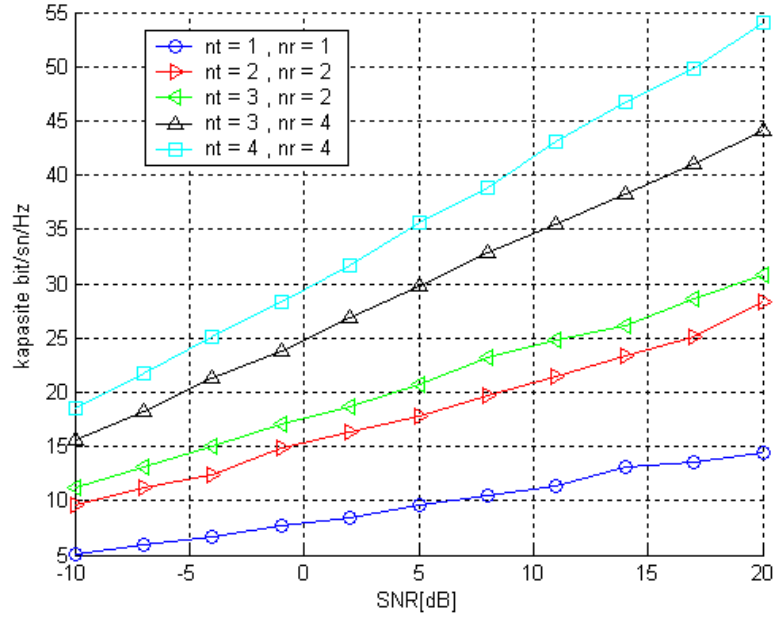
Çizelge 7.13 8PSK işareti için Alamouti ($T_x=2, R_x=2$) ve MRC ($T_x=1, R_x=4$) yapılarının başarımlarının değerleri

BER İletim çeşitlemesi	10^{-4} BER	10^{-3} BER	10^{-2} BER	$10^{-1,5}$ BER
<i>Alamouti</i> $T_x = 2, R_x = 2$	-	11,5dB	9dB	7dB
<i>MRC</i> $T_x = 1, R_x = 4$	10,5dB	8,5dB	6dB	4dB

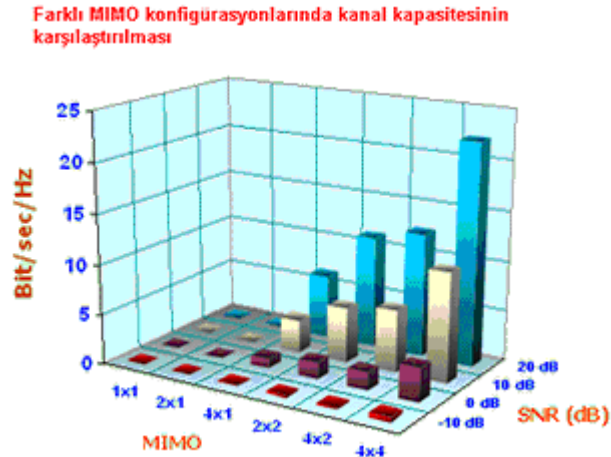
7.2 Çoklu Giriş Çoklu Çıkış Sisteminin Kapasite Analizi

Bu bölümde teorik olarak hesaplanan MIMO kapasite değerleri ile pratikte elde edilen kapasite değerleri karşılaştırılmıştır. Şekil 7.16'da teorik olarak hesaplanan kapasite değerleri gösterilmektedir.

Şekil 7.17'de ise pratik ölçümlerle elde edilen sonuçlar gösterilmektedir. Bu sonuçlar Nortel Networks şirketinin araştırma geliştirme merkezlerinde MIMO çalışmaları sırasında ölçülen sonuçlardır. İki şekilden de görüldüğü gibi MIMO kapasitesi alıcı ve verici anten sayılarındaki artışla doğru orantılı olarak artmaktadır ve teoride elde edilen sonuçlarla pratikte elde edilen sonuçların örtüştüğü ve her durumda da verici ve alıcı sayılarıyla doğru orantılı olarak kapasitenin artışı gözlemlenmektedir.



Şekil 7.16 Teoride hesaplanan MIMO kapasite değerleri



Şekil 7.17 Pratikte hesaplanan MIMO kapasite değerleri

8. SONUÇ VE TARTIŞMA

Kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan çeşitleme kazancı, modülasyon, ileri hata kodlaması gibi daha bir çok parametreye bağlı olarak değişmektedir. Yukarıda yapılan simülasyon analizinde ilk önce Alamouti iletim çeşitleme yapısının farklı sönümlenme ortamlarındaki ve MPSK modülasyonu kullanılarak bit hata oranı değerlendirilmiş ve analiz edilmiştir.

Analizlerden de görüldüğü gibi Alamouti iletim çeşitleme yapısının performansı modülasyon türüne bağlı olmaksızın, alıcı tarafında kullanılan anten sayısı ile artmaktadır. Alıcı sayısını arttırdığımız durumlarda daha düşük SNR değerlerinde daha iyi BER sonuçları elde edilmektedir.

Analizin diğer bölümünde ise daha önceki bölümlerde de anlatılan Alamouti ve MRC yapılarının bit hata oranı sonuçları karşılaştırılmıştır. İlk önce verici anten sayısı 2 ve alıcı anten sayısı 1 alınan Alamouti yapısıyla, verici anten sayısı 1 ve alıcı anten sayısı 2 olan MRC yapılarının performansları MPSK modülasyonu kullanılarak karşılaştırılmıştır. Daha sonra verici anten sayısının 2 ve alıcı anten sayısının 2 alındığı Alamouti çeşitleme yapısıyla, verici anten sayısı 1 ve alıcı anten sayısı 4 olarak alınan MRC sistemin bit hata oranı performansları MPSK işaretleri için karşılaştırılmıştır. Buradaki hedeflenen sonuç, daha önceki bölümlerde anlatılan 2 verici anten ile M alıcı antene sahip olan bir Alamouti çeşitleme yapısının, 1 verici anten ve 2M alıcı antene sahip olan MRC yapısının iletim çeşitleme yapısının eşit olduğu ve iki yapının da aynı çeşitleme kazancına sahip olduğundan bu iki yapının günümüz kablosuz haberleşme sistemleri için karşılaştırılmasıdır.

Gerçekleştirilen simülasyonda, 2 verici antene sahip Alamouti yapısında verici antenlerden gönderilen toplam iletim gücü, MRC yapısında kullanılan tek verici antenin iletim gücüne eşit olduğu varsayılmıştır. Elde edilen grafikler ve çizelgelerden de görülebileceği gibi 2 verici antene sahip Alamouti iletim çeşitleme yapısının başarımları, MRC yapılarının başarımları analizlerine göre yaklaşık olarak 3dB daha kötüdür. Bunun nedeni de yukarıda da bahsedildiği gibi Alamouti sisteminde her bir verici antenin sahip olduğu iletim gücü, MRC yapısındaki verici antenin sahip olduğu iletim gücünün yarısına eşit olmasındandır.

Bu sonuçlarda elde edilecek en önemli çıkarımlar Alamouti iletim çeşitleme yönteminde alıcı sayısı arttıkça iletim performansı ve bit hata performansı artmaktadır. Bunun yanında Alamouti ve MRC yapıları kullanılan modülasyon türüne bakmaksızın aynı çeşitleme başarımlarını sağlamasıdır.

Alamouti iletim çeşitleme yapısının getirmiş olduğu en büyük artı, kablosuz haberleşme sistemlerinde hareketli birimde 2 tane alıcı anten uygulamak yerine ,hareketli birimlerin bağlı olduğu baz istasyonlarına aynı iletim çeşitlemesini sağlayan 2 verici antenin uygulanmasıdır.Ayrıca hareketli birimlerdeki pil sığaları da düşünüldüğünde,alıcı tarafında 2 alıcı anten kullanmak daha fazla enerji tüketimi gerektirecektir.Bunun yanında bir verici birim altındaki yani baz istasyonu altındaki tüm hareketli alıcılarda birden fazla anten kullanmak yerine Alamouti yönteminin önermiş olduğu 2 vericili yapıyı kullanmak maliyet ve güç tüketimi açısından daha çok verimlilik sağlamaktadır.

KAYNAKLAR

- Alamouti, S.M., (1998), "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE Journal on Select Areas In Communications, Vol. 16, No. 8., 1451-1458.
- Baştürk, I., Ozbek, B., (2007), "Performance of Pilot-Based EM Channel Estimation for OFDM Systems ", IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference , Eskişehir
- Blum, R.S., & Li, Ye (Geoffrey), & Winters, J.H., & Jan, Q., (2001), "Improved spacetime coding for MIMO-OFDM wireless communications" IEEE Transactions on Communications, 49 (11), 1873-1878.
- Chunjun, G., Lao, D., Haimovich, A., (2002), "Ber Analysis of MPSK Space-time Block Codes", Center of Communications and Signal Processing Research, ECE Department, New Jersey Institute of Technology, New Jersey, USA
- Clarke, R. H., (1968). "A statistical theory of mobile-radio reception", Bell System Technical Journal, Vol. 47, pp.957-1000.
- Ertürk, S., (2005), Sayısal Haberleşme, İstanbul, Birsan Yayınevi Ltd.Şti.
- Gesbert, D., (2003), "From Theory To Practise: An Overview of MIMO Space-time Coded Wireless Systems", IEEE Journal On Selected Areas In Communications, Vol.21, No.3.
- Gore, D., Paulraj, A., (2001), "Space-Time Block Coding With Optimal Antenna Selection", IEEE Communications Letters, 2441- 2444
- Jafarkhani, H., (2005), Space-time coding theory and practice, New York, Cambridge University Press.
- Molisch, A.F., (2005), Wireless communications, John Wiley & Sons, Ltd.
- Molisch, A. F., (2003), "MIMO Systems with Antenna Selection – an Overview", Mitsubishi Research Laboratory
- Patzold, M., (2002), Mobile fading channels, Sussex, John Wiley & Sons, Ltd.
- Rappaport, T.S., (2002), Wireless communications principles and practice, New Jersey, Prentice Hall.
- Sklar, B., (1997), "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems", Part I: Characterization, IEEE Communications Magazine, 35 (7), 90-100.
- Tarokh, V., & Seshadri, N., & Calderbank, A.R., (1998), "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction" IEEE Transactions on Information Theory, 44 (2), 744-765.

Tarokh, V., & Jafarkhani, H., & Calderbank, A.R., (1999), "Space-time block codes from orthogonal designs" IEEE Transactions on Information Theory, 45 (5), 1456-1467

Wittneben, A., (1993), "A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme For Linear Digital Modulation", IEEE International Conf. Communications, 1630-1634

EKLER

- | | |
|------|--|
| Ek 1 | Rayleigh sönümlemeli kanal modeli |
| Ek 2 | Simülasyonda kullanılan M-PSK modülasyonu |
| Ek 3 | Simülasyonda kullanılan Alamouti ve MRC yapılarının matris gösterimi |

Ek 1 Rayleigh Sönümlmeli Kanal Modeli

Rayleigh sönümlemesi, alıcı ve verici arasında doğrudan bir görüş açısı olmadığı durumlarda alıcı antenin çevreden yansıyan ve saçılan işaretleri almasıyla meydana gelmektedir. Bu yüzden alıcıda alınan işaretin gücü raslantısal olarak değişmektedir. Alıcıda alınan işaret aşağıdaki gibi ifade edilirse;

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(w_c t + \theta_i) \quad (\text{Ek.1.1})$$

ifade edilebilir. Burada a_i ; i.yolun sahip olduğu genlik, w_c ; iletilen işaretin frekansı, θ_i ; i.yolun sahip olduğu faz, N de haberleşme kanalındaki yolların sayısı olarak tanımlanır. (Sklar B, 1997)

$$w_{di} = \frac{w_c v}{c} \cos \psi_i \quad (\text{Ek.1.2})$$

w_{di} ; Doppler yayılımı, ψ_i ; a_i genliğinin ve θ_i fazının alıcı antene ulaştığı açı, v ; hareketli alıcının hızı ve c ; ışık hızı olmak üzere, alınan işaret aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(w_c t + w_{di} t + \theta_i) \quad (\text{Ek.1.3})$$

$$s(t) = I(t) \cos w_c t - Q(t) \sin w_c t \quad (\text{Ek.1.4})$$

$$I(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(w_{di} t + \theta_i) \quad , \quad Q(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(w_{di} t + \theta_i) \quad (\text{Ek.1.5})$$

Yukarıdaki eşitliklerden faydalanılarak Rayleigh sönümlemesinin zarfı aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$R = \sqrt{[I(t)]^2 + [Q(t)]^2} \quad (\text{Ek.1.6})$$

N büyük değerler aldığı durumlarda yukarıdaki $I(t)$ ve $Q(t)$ işareti Gauss dağılımı olacaktır ve olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{r^2}{2\sigma^2} \right\}, \quad r \geq 0 \quad (\text{Ek.1.7})$$

Simölasyonu gerçekleştirilen Rayleigh sönümlemeli kanalın raslantısal kanal kazançları yukarıdaki olasılık yoğunluk fonksiyonuna göre 0 ile 1 arasında rastgele değerler almaktadır.

Ek 2 Simülasyonda Kullanılan M-PSK Modülasyonu

MPSK modülasyonunda iletim için M adet taşıyıcı kullanılmaktadır. İletim için kullanılacak taşıyıcı fazları 2π radyanlık faz uzayının M eşit parçaya bölünmesi sonucunda elde edilmektedir.

Bu yüzden f_c frekansında MPSK iletimi yapmak için kullanılacak taşıyıcılar aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$i(t) = A \cos(2\pi f_c t + k \frac{2\pi}{M}) \quad , \quad k = 0, 1, \dots, M \quad (\text{Ek.2.1})$$

MPSK iletiminde M adet taşıyıcı ($M = 2^k$) kullanıldığında ikili bitler k 'lı gruplar halinde gruplanmaktadır. Bu durumda her bir grup, bir adet taşıyıcı ile iletildiğinden MPSK sembol oranı;

$$R_s = \frac{R_b}{k} = \frac{R_b}{\log_2 M} \quad \text{sembol/sn} \quad (\text{Ek.2.2})$$

olmaktadır. Çok seviyeli PSK modülasyonunda iletim için gerekli band genişliğinde azalma sağlanmakta ve bu sayede sınırlı haberleşme kaynakları daha etkin kullanılmaktadır. MPSK modülasyonunda taşıyıcı sayısı arttıkça aynı zamanda iki komşu taşıyıcı arasındaki faz farkı azalmakta, dolayısıyla sistemin gürültüden etkilenme olasılığı artmakta ve sabit güç kullanımı durumunda hata olasılığı artmaktadır. (Ertürk S, 2005)

MPSK modülasyonu ile çok seviyeli iletim yapıldığından, her taşıyıcı bir bitten fazla bilgi taşımaktadır. Bu nedenle alıcıda bir taşıyıcı yanlış olarak çözümlendiğinde bir bitten daha fazla hata yapılma olasılığı bulunmaktadır. Bu durumun üstesinden gelebilmek için Gray kodlama kullanılabilir.

Eğer n bitlik bir dizi, $a_{n-1}a_{n-2}a_{n-3}\dots a_1a_0$ şeklinde ifade edilirse; bu dizinin Gray kodu

$c_{n-1}c_{n-2}c_{n-3}\dots c_1c_0$ gösterildiğinde,

$$c_{n-1} = a_{n-1}$$

$$c_{i-1} = a_{i-1} \oplus a_i, \quad i = n-1, \dots, 0 \quad (\text{Ek.2.3})$$

şeklinde ifade edilmektedir.

Ek 3 Simülasyonda Kullanılan Alamouti ve MRC yapılarının matris gösterimleri

Verici anten sayısı $T_x=2$ ve alıcı anten sayısı $R_x=1$ için; r alıcı antende alınan vektör olarak ifade edilirse,

$$r = \frac{1}{\sqrt{2}} Sh + n \quad (\text{Ek.3.1})$$

$$r = [r_0, r_1]^T \quad (\text{Ek.3.2})$$

$h = [h_1, h_2]^T$ kompleks kanal vektörü, $n = [n_0, n_1]^T$ alıcıdaki gürültü vektörü olmak üzere S verici antenlerdeki uzay zaman kodlanmış diziyi ifade eder,

$$S = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{pmatrix} \quad (\text{Ek.3.3})$$

$$r_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} s_0 h_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} s_1 h_2 + n_0 \quad (\text{Ek.3.4})$$

$$r_1 = \frac{-1}{\sqrt{2}} s_1^* h_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} s_0^* h_2 + n_1 \quad (\text{Ek.3.5})$$

$y = [r_0, r_1]^T$ alınan işaret vektörü olarak ifade edilirse, matris gösterimi aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \end{bmatrix} \quad (\text{Ek.3.6})$$

Verici anten $T_x=2$ ve alıcı anten $R_x=2$ olduğu durumda, $r_0(1)$ birinci alıcı antenden t_0 anında alınan işaret, $r_1(1)$ birinci alıcı antenden t_1 anında alınan işaret ve $r_0(2), r_1(2)$ ikinci alıcı antenlerdeki alınan işaretler olmak üzere;

$$r_0 = [r_0(1), r_0(2)]^T \quad (\text{Ek.3.7})$$

$$r_1 = [r_1(1), r_1(2)]^T \quad (\text{Ek.3.8})$$

$$y = [r_0, r_1]^T \quad (\text{Ek.3.9})$$

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_0(1) \\ r_0(2) \\ r_1^*(1) \\ r_1^*(2) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0(1) \\ n_0(2) \\ n_1^*(1) \\ n_1^*(2) \end{bmatrix} \quad (\text{Ek.3.10})$$

şeklinde ifade edilir.

Maksimum oran birleştirme (MRC) yönteminde ise her bir alıcı antende alınan işaret aşağıdaki gibi ifade edilirse,

$$y_i = h_i s + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, N_R \quad (\text{Ek.3.11})$$

h_i : i. alıcı anten ile verici anten arasındaki kanal cevabı, n_i : i. alıcı anten ile verici anten arasındaki gürültü olmak üzere,

$$y = \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i y_i = s \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i h_i + \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i n_i \quad (\text{Ek.3.12})$$

$$SNR(h_1, h_2, \dots, h_{N_R}) = \frac{E \left| s \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i h_i \right|^2}{E \left| \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i n_i \right|^2} = \frac{\left| \sum_{i=1}^{N_R} \beta_i h_i \right|^2}{\sum_{i=1}^{N_R} |\beta_i|^2} \quad (\text{Ek.3.13})$$

şeklinde ifade edilmektedir. SNR değerini maksimum yapan $\beta_i = h_i^*$ eşitliği sayesinde aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$SNR(h_1, h_2, \dots, h_{N_R}) = SNR \sum_{i=1}^{N_R} |h_i|^2 \quad (\text{Ek.3.14})$$

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 03.03.1983

Doğum yeri Muğla

Lise 1994-2001 Milas Anadolu Lisesi

Lisans 2002-2006 Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2006- Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,
Haberleşme Programı

Çalıştığı Kurumlar

2006- Nortel NETAŞ Telekomünikasyon A.Ş.
Gsm/Umts Çekirdek Şebeke Mühendisi

