



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**MIMO MC-CDMA SİSTEMLERİ İÇİN KANAL
KESTİRİMİ**

Yusuf ACAR
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Mühendisliği Programı

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Hakan DOĞAN

Haziran, 2011

İSTANBUL



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**MIMO MC-CDMA SİSTEMLERİ İÇİN KANAL
KESTİRİMİ**

Yusuf ACAR
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Mühendisliği Programı

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Hakan DOĞAN

Haziran, 2011

İSTANBUL

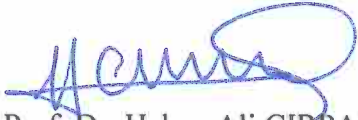
Bu çalışma 29/06/2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı Elektrik Elektronik Mühendisliğı programında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi



Yrd. Doç. Dr. Hakan DOĞAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. Sıddık YARMAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
İstanbul Teknik Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



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

ÖNSÖZ

Yüksek lisans öğrenimim ve tez çalışmalarım süresince gösterdiği her türlü destekten dolayı çok değerli hocam Yrd.Doç.Dr. Hakan DOĞAN'a en içten dileklerle teşekkür ederim. Görev yaptığım T.C. İstanbul Kültür Üniversitesi'ndeki çalışma arkadaşlarıma ve değerli hocalarıma Prof.Dr. Gökhan UZGÖREN, Prof.Dr. Ertuğrul ERİŞ, Prof.Dr. Oruç BİLGİÇ, Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN, Prof.Dr. Aydın AKAN'a tez çalışmalarım boyunca verdikleri destekten dolayı teşekkür ederim. Ayrıca tez çalışmalarım boyunca manevi desteğini benden esirgemeyen sevgili aileme, göstermiş oldukları sabır ve sonsuz güler yüz için teşekkürü borç bilirim.

Haziran, 2011

Yusuf ACAR

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
TABLO LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ.....	viii
ÖZET.....	xi
SUMMARY	xii
1. GİRİŞ.....	1
1.1. BİRİNCİ NESİL (1G) İLETİŞİM SİSTEMLERİ	2
1.2. İKİNCİ NESİL (2G) İLETİŞİM SİSTEMLERİ.....	3
1.3. ÜÇÜNCÜ NESİL (3G) İLETİŞİM SİSTEMLERİ	3
1.4. DÖRDÜNCÜ NESİL (4G) İLETİŞİM SİSTEMLERİ	4
2. GENEL KISIMLAR.....	6
2.1. ÇOKLU ERİŞİM TEKNİKLERİ.....	6
2.1.1. Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA).....	7
2.1.2. Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA)	7
2.1.3. Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA)	8
2.2. DİK FREKANS BÖLÜMLEMELİ ÇOĞULLAMA (OFDM)	13
2.3. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİTEMLER (MIMO)	17
2.4. MIMO SİSTEMLERİN ÇALIŞMA İLKESİ	18
2.5. ÇEŞİTLEME	19
2.5.1. Alıcı Çeşitlemesi.....	21
2.5.2. Verici Çeşitlemesi	23
2.6. ALAMOUTİ İLETİM ÇEŞİTLEME TEKNİĞİ	23

2.6.1. Bir Alıcı İki Vericili İletim Çeşitlemesi	24
2.6.2. İki Alıcı İki Vericili İletim Çeşitlemesi	26
2.7. PARAMETRE KESTİRİMİ İÇİN YENİLEMELİ YAKLAŞIMLAR.....	28
2.7.1. En Büyük Olabilirlik Algoritması (ML)	29
2.7.2. Beklenti En Büyükleme Algoritması (EM)	30
2.7.3. Uzay Değişintili Genelleştirilmiş En Büyükleme (SAGE) Algoritması	31
3. MALZEME VE YÖNTEM.....	36
3.1. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI ÇOK TAŞIYICILI KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (MIMO MC-CDMA) YAPISI.....	36
3.2. MIMO MC-CDMA SİNYAL MODELİ	36
3.2.1 Sinyal Modelinin 2 Verici 2 Alıcı Anten için Genelleştirilmesi	40
3.3. MIMO MC-CDMA SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KESTİRİMİ.....	41
3.3.1. En Büyük Olabilirlikli (ML) Kanal Kestirimi.....	41
3.3.2. Yinelemeli Kanal Kestirimi	42
4. BULGULAR.....	46
4.1. İKİ VERİCİ ANTEN VE BİR ALICI ANTEN DURUMU İÇİN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ	46
4.1.1. Kullanıcı Sayısının Sabit Olması Durumunda Sinyal Gürültü Oranının (SNR) MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi	46
4.1.2. Kullanıcı Sayısının Sabit Olması Durumunda Toplam Kullanılan Pilot Sembol Sayısının MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi.....	48
4.1.3. Eşit Sayıda Pilot Sembolünün Kullanılması Durumunda Sistemdeki Aktif Kullanıcı Sayısının MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi.....	50
4.2. İKİ VERİCİ ANTEN VE İKİ ALICI ANTEN DURUMU İÇİN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ	52
4.2.1. Kullanıcı Sayısının Sabit Olması Durumunda Sinyal Gürültü Oranının (SNR) MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi	52
4.2.2. Kullanıcı Sayısının Sabit Olması Durumunda Toplam Kullanılan Pilot Sembol Sayısının MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi.....	54
4.2.3. Eşit Sayıda Pilot Sembolünün Kullanılması Durumunda Sistemdeki Aktif Kullanıcı Sayısının MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi.....	56
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	59

KAYNAKLAR.....	61
ÖZGEÇMİŞ.....	64

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	:TDMA'in çalışma prensibi (5 adet zaman dilimi)	7
Şekil 2.2	:FDMA'in çalışma prensibi (5 adet alt kanallı)	8
Şekil 2.3	:CDMA'in çalışma prensibi (5 yayma kodlu).....	9
Şekil 2.4	:CDMA verici kısmının blok şeması.....	10
Şekil 2.5	:CDMA örneği.....	12
Şekil 2.6	:Veri sinyalinin ve yayılmış sinyalin güç yoğunluğu.....	12
Şekil 2.7	:AWGN gürültünün etkisi	13
Şekil 2.8	:Darbant gürültünün etkisi.....	13
Şekil 2.9	:Frekans bölmeli çoğullama tekniği (FDM) Dik frekans bölmeli çoğullama tekniği (OFDM).....	14
Şekil 2.10	:(a) Tek taşıyıcının spektrumu..... (b) Bir OFDM sinyalinin spektrumu	15 15
Şekil 2.11	:OFDM'in verici yapısı	15
Şekil 2.12	:OFDM modülatörü.....	16
Şekil 2.13	:OFDM alıcı yapısı.....	17
Şekil 2.14	:MIMO yapısı ve türevleri (SISO/SIMO/MISO).....	18
Şekil 2.15	:MIMO kanal modeli.....	19
Şekil 2.16	:Verici çeşitlemesi	20
Şekil 2.17	:Alıcı çeşitlemesi	21
Şekil 2.18	:Alamouti yapısı; bir alıcılı iki vericili iletim çeşitlemesi (Tx: 2, Rx: 1).....	25
Şekil 2.19	:Alamouti yapısı; iki alıcılı iki vericili iletim çeşitlemesi (Tx: 2, Rx: 2).....	27
Şekil 2.20	:SAGE blok diyagramı	35
Şekil 3.1	:STBC MC-CDMA blok şeması (Tx=2,Rx=1).....	37
Şekil 3.2	:STBC MC-CDMA blok şeması (Tx=2,Rx=2).....	41
Şekil 4.1	:Dört kullanıcı 32 adet pilot sembolünün kullanılması durumunda farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	47
Şekil 4.2	:Sekiz kullanıcı 48 adet pilot sembolünün kullanılması durumunda farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı.....	48
Şekil 4.3	:Dört kullanıcı ve SNR=15dB olması durumunda farklı pilot sembolleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	49
Şekil 4.4	:Sekiz kullanıcı ve SNR=15dB olması durumunda farklı pilot sembolleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	50
Şekil 4.5	:Altmış pilot sembolü ve SNR=20dB durumunda farklı kullanıcılar için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	51
Şekil 4.6	:Otuziki pilot sembolü ve SNR=15dB durumunda farklı kullanıcılar için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	52
Şekil 4.7	:Oniki kullanıcı 60 adet pilot sembolünün kullanılması durumunda farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı.....	53
Şekil 4.8	:Onaltı kullanıcı 60 adet pilot sembolünün kullanılması durumunda farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı.....	54
Şekil 4.9	:Oniki kullanıcı ve SNR=15dB olması durumunda farklı pilot sembolleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	55

Şekil 4.10	:Dört kullanıcı ve SNR=15dB olması durumunda farklı pilot sembolleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	56
Şekil 4.11	:Otuziki pilot sembolü ve SNR=10dB durumunda farklı kullanıcılar için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	57
Şekil 4.12	:Altmış pilot sembolü ve SNR=15dB durumunda farklı kullanıcılar için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı	58

TABLO LİSTESİ

Tablo 1.1	: 1, 2 ve 3. Nesil teknolojilerin karşılaştırmalı tablosu [1].....	4
Tablo 2.1	: Hücresel sistemlerde kullanılan bazı çoklu erişim teknikleri	6
Tablo 2.2	: Uzay zaman blok kodunun yapısı	24
Tablo 2.3	: Verici ve alıcı antenler arası kanallar.....	27
Tablo 2.4	: Alıcı işaret yapıları.....	27
Tablo 3.1	: 2 alıcı 1 verici anten durumu için işlemsel karmaşıklık hesabı	45
Tablo 3.2	: 2 alıcı 2 verici anten durumu için işlemsel karmaşıklık hesabı	45

SEMBOL LİSTESİ

a_1	: birinci kanalın zayıflatma katsayısı
$a_{i,j}$	: j . verici antenle i . alıcı anten arasındaki kanal
$\mathbf{c}_k$	: k . kullanıcının yayıcı dizi
$\mathbf{C}_k$	: $\mathbf{c}_k$ 'nın elemanlarından oluşan köşegen matrisi
E_b	: bit enerjisi
E	: beklenti işlevi
$f(x/\theta)$	: koşullu olasılık yoğunluk işlevi
f_c	: taşıyıcı frekans
$\mathbf{F}$	: DFT matrisi
$\tilde{\mathbf{F}}$	: $NP \times L$ boyutunda $\tilde{\mathbf{F}} = [\mathbf{F} \dots \mathbf{F}]^T$ şeklinde tanımlanan matris
$g_k(t)$	: birim basamak cevabı
$g_{k,l}$	: karmaşık sönümleme katsayısı
$h_{i,j}$	: j . verici antenle i . alıcı anten arasındaki kanal
$\mathbf{h}_k^m$	: k . kullanıcının m . verici anteni ile alıcı anten arasındaki kanal
$\mathbf{h}_k^{m,n}$	: k . kullanıcının m . verici anteni ile n . alıcı anten arasındaki kanal
$\hat{\mathbf{h}}_{ML}$	: kanalın ML çözümü
$\mathbf{H}$	: MIMO kanal matrisi
k	: k . kullanıcı
l	: kanalın yol sayısını
$L(\theta)$	: koşullu olasılık fonksiyonun logaritması
n	: ayırık zaman
n_t	: vericideki anten sayısı
n_r	: alıcıdaki anten sayısı
N_0	: gürültünün enerjisi
N_s	: alt-taşıyıcı sayısı
$p(x;\theta)$	: tam bilginin olabilirlik işlevi
$p(y;\theta)$	: gözlemlerin olabilirlik işlevi
P_k	: k . kullanıcının iletim gücü
r_1	: birinci verici antenden gönderilen sinyalin alıcıda elde edilmiş hali
$s_k(n)$	: k . kullanıcıya ait iletilmek istenen karmaşık veri dizisi
t	: sürekli zaman
T	: sembol süresi
x	: gözlemlenen bilgi
$\mathbf{X}^s$	: θ_s 'in kabul edilebilir gizli bilgi uzayı

y	: örnek uzaydan alınan gözlemler
y^1	: birinci alıcı antendeki işareti
$y(n)$	: alıcı antende alınan sinyal vektörü
$\hat{y}$	: kestirilen sinyal
Y	: örnek uzay gözlemleri
$w(n)$	: toplamsal beyaz gauss gürültüsü (AWGN)
τ_l	: yayının gecikmesi
$\tau_{k,l}$	: k . Kullanıcının l . yol gecikmesi
Θ	: parametre kümesi
θ	: parametre
$\hat{\theta}_{ML}$	: parametrenin ML kestirimi
$\hat{\theta}^{(n)}$	: n . tekrarlama elde edilen parametre
θ_{true}	: Θ alt uzayına ait p boyutlu parametre vektörü
ε	: hata
$N(\mu, \sigma^2)$	: σ^2 varyanslı, μ ortalamalı beyaz Gauss gürültüsü
γ_i	: i . alıcı antendeki anlık sinyal gürültü oranı
ADSL	: Asimetrik Sayısal Alt-Taşıyıcı Hat
AMPS	: Gelişmiş Mobil Telefon Sistemi
AWGN	: Eklenebilir Beyaz Gauss Gürültüsü
CDMA	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim
CSI	: Kanal Durum Bilgisi
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü
DAB	: Dijital Ses Yayımıcılığı
DS-CDMA	: Doğrudan Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim
EDGE	: GSM'in Gelişmesi için Geliştirilmiş Veri Hızları
EGC	: Eşit Kazanç Birleştirme
EM	: Beklenti En büyükleme
FDD	: Frekans Bölmeli Çiftleme
FDM	: Frekans Bölümlemeli Çoğullama
FDMA	: Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
FM	: Frekans Modülasyonu
FFT	: Hızlı Frekans Dönüşümü
GMSK	: Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama
GSM	: Küresel Mobil İletişim Sistemi
GPRS	: Paket Anahtarlama Radyo Hizmetleri
HDSL	: Yüksek Dijital Alt-Taşıyıcı Hat
HDT	: Yüksek Tanımlama Televizyon
IDFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
ICI	: Kanallar Arası Girişim
ISI	: Semboller Arası Girişimi
ITU	: Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
IMT-2000	: Uluslararası Gezinir İletişim-2000
JDE	: Birleşik Sezim ve Kestirim
IMT-2000	: Uluslararası Mobil Telekomünikasyon Standartları
ML	: Enbüyük Olabilirlik
MC-CDMA	: Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim

MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistemler
MISO	: Çoklu Girişli Tek Çıkışlı Sistemler
MRC	: En Büyük Oran Birleştirme
MSE	: Ortalama Karesel Hata
OFDM	: Dik Frekans Bölmeli Çoğullama
PN	: Yayıcı Dizi
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
QAM	: Karesel Genlik Modülasyonu
SAGE	: Uzay Alternatif Genelleştirilmiş Beklenen En Büyükleme
SC	: Seçmeli Birleştirme
SISO	: Tek Girişli Tek Çıkışlı Sistemler
SIMO	: Tek Girişli Çoklu Çıkışlı Sistemler
SDMA	: Uzay Bölmeli Çoklu Erişim
STBC	: Uzay Zaman Blok Kodları
TACS	: Geliştirilmiş Toplam Erişim Haberleşme Sistemi
TDMA	: Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
UMTS	: Evrensel Gezgin İletişim Sistemi
VLSI	: Çok Büyük Çapta Tümleşim
WiMAX	: Mikrodalga Erişim için Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik
Wi-Fi	: Kablosuz Bağlantı
WLAN	: Kablosuz Yerel Alan Ağları

ÖZET

MIMO-MC-CDMA SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KESTİRİMİ

Günümüz haberleşme sistemlerinde kullanılan Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) ve Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) tekniklerinin birleşiminden oluşan Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim (MC-CDMA) teknolojisi son dönemde yeni nesil haberleşme sistemleri için çok büyük bir öneme sahiptir. Bu teknolojinin içerisinde bulunan OFDM yapısı, çok yollu yayılım etkilerine karşı sağlamlığı, sistem karmaşıklığını azaltması, spektral verimliliği arttırması ve yüksek veri hızı gibi avantajlara sahiptir. Ayrıca CDMA yapısı, aynı anda aynı bant genişliğini birden fazla kullanıcının kullanmasına izin vermesi, güç kontrol algoritmaların kullanarak kullanıcıların sinyal gücünü azaltabilmesi, etkili güç kontrolünden dolayı batarya ömrünü uzatması ve koruma bandı yada koruma zamanının olmaması gibi avantajlarının olduğunu söyleyebiliriz. Diğer taraftan sistemin bant genişliği verimliliğini arttırmak için MC-CDMA sistemleri ile verici ve alıcıda birden fazla antenin kullanılmasını öngören çoklu giriş çoklu çıkış (MIMO) sistemleri ile birleştirilmiştir.

MIMO MC-CDMA sistemlerinde alıcıda sinyalin tekrar elde edilmesi için kanal parametrelerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bundan dolayı sistemin başarımı için kanal kestirim işlemi alıcıda oldukça önemli bir yere sahiptir ve çözümlenmesi gerekmektedir. Bu tezde, öncelikle yukarı hat MIMO MC-CDMA sistemleri için sinyal modeli oluşturulmuş ve kanal kestirimi için alıcıda öncül bilgi bulunması durumunda optimum çözüm olan ML kestirimci kullanılmıştır. Elde edilen ML kanal kestirimcinin işlemsel karmaşıklığı çok olan matris tersi gerektirdiği için ML sonucuna yakınsayan Uzay Alternatif Genelleştirilmiş Beklenen Enbüyüklenme (SAGE) algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritmanın ortalama karesel hata (MSE) başarımı, yakınsaması ve işlemsel karmaşıklığı incelenmiştir.

SUMMARY

CHANNEL ESTIMATION FOR MIMO-MC-CDMA SYSTEMS

Multicarrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA), which is a combination of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Code Division Multiple Access techniques, has significant importance for new generation communication systems. The OFDM structure within this technology has some advantages. It is robust against multi-path propagation effects and has high speed transmission. It also reduces system complexity and increases of spectral efficiency. Moreover, CDMA structure has some advantages. It allows multiple users to share same bandwidth at the same time, is able to reduce user's signal power during transmission using a power control algorithm, extended battery life because of effective power control, and no guard bands or guard times are typically required relative to TDMA and FDMA. On the other hand, in order to increase band width efficiency of the system MC-CDMA systems are combined with Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems which requires the use of multiple antenna in both the transmitter and the receiver.

Channel parameters are needed to get back the signal at receiver in MIMO MC-CDMA systems. Due to that, channel estimation is a crucial part of the receiver structure and has to be worked out for the performance of the systems. In this thesis firstly, signal model is constituted for uplink MIMO MC-CDMA systems and Maximum Likelihood (ML) channel estimation which is optimum solution, is used for channel estimation in the presence of pilot symbols. Since the obtain ML estimator requires the matrix inversion which leads to large computational complexity, Space Alternating Generalized Expectation Maximization (SAGE) algorithm suggested which obtains the same result of ML estimator. Lastly the mean square error (MSE) performance, convergence of algorithm and the complexity of SAGE algorithm are examined.

1. GİRİŞ

Günümüzde, teknoloji alanındaki hızlı gelişmeler haberleşme alanında büyük değişimlere sebep olmuştur. Bu değişimler insan hayatını da birçok yönden etkilemiştir. Bundan dolayı tezin giriş kısmında ilk zamanlardan günümüze kadar haberleşme alanında gerçekleşen önemli gelişmelerden kısaca söz edilecektir.

Haberleşme olgusu insanlar için ilk çağlardan itibaren en önemli ihtiyaçlarından biri olmuştur. Bu olguyu, eldeki veriyi istenilen yere iletilme yöntemi olarak düşünebiliriz. İlk insanlar belirli uzaktaki yerlerle iletişim sağlamak için yüksek sesle bağırma yöntemini kullanmışlardır. Bağırma yöntemi belli mesafeler için geçerli olduğundan daha uzak mesafelerde işe yaramamıştır. Bundan dolayı bayrak ve duman gibi daha uzak mesafelerde etkili olan haberleşme yöntemlerini kullanmışlardır. Daha da uzak mesafelerle haberleşmek için güvercin veya postacılar kullanılmaktaydı.

Elektriğin keşfedilmesi ve kullanılabilir hale gelmesiyle 1837 yılında Samuel Morse ilk telgrafi yapmıştır. Samuel Morse'un bu icadı ile elektrik enerjisi uzak mesafelere gönderilmeye başlanmıştır. Bu önemli icat günümüz haberleşme teknolojilerine büyük katkı sağlamıştır. Sesi elektrik enerjisine çevrilmesi ile birlikte çok uzak mesafelere sesin iletililebileceği fikri ortaya atılmıştır. 1876 yılında Alexander Gramham Bell, sesin elektriksel olarak iletimini sağlayan telefonu icat etmiştir. Alexander Gramham Bell, telefonu icat ettiğinde diyor ki: *“Telefon kablolarının da su ve gaz boruları gibi evler arasına döşeneceği ve insanlar evlerinden çıkmadan birbiri ile sohbet edebilecekleri günler yakındır”*. Telefonun bulunuşunu teknolojik bir devrim olarak nitelendirebiliriz.

1906 yılında ses kuvvetlendirici olarak yapılan triode sayesinde sinyaller kuvvetlendirip çok uzun mesafeli telefon görüşmeleri yapılmıştır. Bu kuvvetlendiriciler daha sonra kablosuz haberleşmenin de temellerini oluşturmuştur. Nikola Tesla 1893 yılında kablosuz olarak haberleşme yapmayı gerçekleştirdi. Kablosuz haberleşme üzerine çalışan Guglielmo Marconi, 1901 yılında 3.5 kilometrelik mesafe için kablosuz iletişim

sağlayabildi. O dönemde bazı bilim adamları kablosuz haberleşmenin insanların görüş mesafesinden daha ileri gidemeyeceğini ileri sürüyorlardı fakat Marconin uzun çalışmaları sonucunda, 1902 yılında kablosuz iletişimi Atlantik okyanusu üzerinden gerçekleştirebildi. Marconi çalışmalarında çok uzun antenler kullanmak zorunda kalıyordu daha sonra Kanadalı bilim adamı Aubrey Fessenden genlik modülasyonunun (AM) temellerini oluşturması ile uzun anten gereksinimi ortadan kalmış oldu. 1900 yılında radyo üzerinden ilk defa ses iletimi yapılmıştır. Sonrasında kablosuz ortamın olumsuz etkilerine daha dayanıklı olan ve kaliteli ses iletimi sağlayan frekans modülasyonu (FM) yapılmış böylelikle FM haberleşmesi gerçekleşmiştir.

Yüzyılın buluşlarında biri olan transistör sayesinde haberleşme sistemlerinde yeni bir devir açılmıştır. Transistörün bulunuşu ile hafif, küçük, hızlı, elektrik tüketimi çok az olan ve az maliyetli haberleşme devrelerin yapılmasına imkân sağlamıştır. Haberleşme alanındaki hızlı gelişmeler ile birlikte insanların yüksek veri hızlarına ihtiyaç artmıştır. Bu ihtiyacı karşılamak için bilim adamları yeni sistemleri bulmaya teşvik etmiştir. Böylelikle radyo teknolojisindeki bu gelişmeler birinci nesil iletişim sistemleriyle devam etti.

1.1. BİRİNCİ NESİL (1G) İLETİŞİM SİSTEMLERİ

Birinci nesil iletişim sistemleri, analog haberleşme teknolojisine dayanmaktadır. Bu sistemde devre anahtarlama yöntemi ile ses aktarımı yapılmaktadır. İlk olarak 1G sistemi AMPS (Advanced Mobile Phone System) olarak Kuzey Amerika’da kullanılmıştır. Daha sonra TACS (Total Access Communication System) adı altında Avrupa ve dünyada kullanılmaya başlanılmıştır. Bu sistemlerde iki farklı frekans bandı içermektedir. Baz istasyonundan mobil kullanıcıya olan iletişime aşağı hat (downlink), mobil kullanıcıdan baz istasyonuna olan iletişime yukarı hat (uplink) olarak adlandırılır. Ülkemiz araç telefonu olarak bilinen 1G mobil haberleşme teknolojisi ile 1986 yılında tanışmıştır. 1G sistemleri analog olmasından dolayı birçok dezavantaja sahipti. Bunlar veri kapasitesinin düşük olması, ses kalitesinin kötü olması, kapsama alanının dar olması ve güvenli iletişimi sağlayamaması şeklinde özetleyebiliriz. Analog haberleşmeye göre daha üstün olan sayısal haberleşme sistemlerinin çıkışıyla, birinci nesil iletişim sistemleri yerini ikinci nesil (2G) iletişim sistemlerine bırakmıştır.

1.2. İKİNCİ NESİL (2G) İLETİŞİM SİSTEMLERİ

Ses iletimi için tasarlanmış olan telefon şebekeleri ile yüksek hızlarda veri iletimi imkânsızdır. Bunu gerçekleştirebilmek için kablosuz haberleşme, sayısal iletim teknikleri ve sayısal anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir. Sayısal haberleşme teknolojileri sayesinde bant genişliği daha verimli kullanılmaya başlandı. Böylelikle analog haberleşmede yapılamayan yüksek hızlı veri iletimi sayısal haberleşme ile yapılabilirdi. Sayısal haberleşme sistemleri ikinci nesil (2G) haberleşme sistemleri olarak adlandırılır. 1991 yılında uygulamaya geçen GSM (Groupe Special Mobile, Global System for Mobile Communication) 2G sistemlerin en önemli standardı haline gelmiştir. Ülkemizde 2G sistemleri 1994 yılında kullanılmaya başlanılmıştır. GSM teknolojisinde, daha sonra üzerinde duracağımız FDMA ve TDMA yapıları kullanılmaktadır. Günümüzde bu teknoloji 900 MHz ile 1800 MHz bandı arasında çalışmaktadır. 2G sistemlerinde 9,6 kbps hızlarına kadar iletişim yapılabilir. Fakat 2G sistemleri yüksek veri hızları, kaliteli iletişim ve multimedia uygulamaları için yeterli kapasiteye de sahip değildir.

2.5 G teknolojisi olarak bilinen GPRS (Generalized Packet Radio Service) sistemleri 115 kbps hızında iletişim yapabilmektedir. Bu teknolojiye devre anahtarlama haberleşme yerine paket tabanlı haberleşme yapısı kullanılmaktadır. Daha sonra GPRS'teki Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) modülasyondan 8PSK modülasyonuna geçilmesiyle, EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) olarak adlandırılan 2.75G teknolojisi oluşturulmuştur. EDGE teknolojisinde 384 kbps hızlarının elde edilmesiyle üçüncü nesil (3G) iletişim sistemlerine geçilmiştir.

1.3. ÜÇÜNCÜ NESİL (3G) İLETİŞİM SİSTEMLERİ

2G ve 2.5G teknolojileri kullanıcıların artan veri talebine yanıt veremediği için 3G haberleşme sistemleri uygulamaya geçmiştir. Bu teknolojiye GSM'den farklı olarak CDMA kullanılmıştır. 3G teknolojisi ile 2Mbps veri hızlarına ulaşılmaktadır. Yüksek veri hızı sayesinde birçok uygulama mobil olarak yapılabilir. Örneğin, görüntülü telefon uygulamaları, e-posta alış-verişi, çevrimiçi bankacılık hizmetleri, yüksek hızlı internet erişimleri, radyo ve tv yayınlarının canlı olarak takip edebilme, güvenlik

kamera kayıtları ve canlı görüntülerin takip edilmesi gibi uygulamalar yapılabilmektedir.

Tablo 1.1: 1, 2 ve 3. Nesil teknolojilerin karşılaştırmalı tablosu [1]

		Teknoloji	Bantgenişliği (Kbps)	Özellikler
1. Nesil Gezgin Sistemler	AMPS, NMT	Gelişmiş Gezgin Telefon Sistemi (Advanced Mobile Phone System) Nordic Gezgin Telefon (Nordic Mobile Telephony)	9.6	•Analog ses hizmeti •Veri kapasitesi yok
2/2.5.Nesil Gezgin Sistemler	GSM	Küresel Gezgin İletişim Sistemleri (Global System for Mobile Communication)	9.6 -14.4	•Sayısal ses hizmeti •Gelişmiş mesaj gönderme hizmeti •Evrensel dolaşım •Devre anahtarlama
	HSCSD	Yüksek Hızda Devre Anahtarlama Veri (High-Speed Circuit Switched Data)	9.6-57.6	•Gelişmiş GSM •Daha hızlı veri hızı
	GPRS	Genel Paket Radyo Hizmeti (General Packet Radio Service)	9.6-115	•Gelişmiş GSM •Her zaman bağlantı imkânı
	EDGE	GSM Evrimi için Geliştirilmiş Veri Hızı (Enhanced Data Rate for GSM Evolution)	64-384	•Gelişmiş GSM •GPRS'den daha hızlı
3.Nesil Gezgin Sistemler	IMT- 2000 UMTS	Uluslararası Gezgin İletişim 2000 (International Mobile Telecommunications 2000), Evrensel Gezgin İletişim Sistemi (Universal Mobile Telecommunications System)	64-2048	•Her zaman bağlantı imkânı •Küresel dolaşım •IP-olanağı

3G standartları ITU (İnternational Telecommunication Union) tarafından belirlenmektedir. Genel olarak bu standartlar IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000) standardı olarak tanımlanmıştır. IMT uluslararası gezgin iletişimi, 2000 ise bu sistemlerin çalışacağı yılı ve çalışması düşünölen 2000MHz frekans bölgesini ifade etmektedir. Ülkemizde 3G de yukarı hat için 1900Mhz aşağı hat için 2100MHz frekans bölgesi kullanılmaktadır.

1.4. DÖRDÜNCÜ NESİL (4G) İLETİşİM SİSTEMLERİ

Son birkaç yılda kablosuz haberleşme sistemlerinde çok hızlı gelişmeler meydana gelmiştir. Dördüncü nesil (4G) haberleşme sistemlerin hedefini, her zaman her yerde en iyi ve en hızlı bağlantı olarak özetleyebiliriz. Bu durumda internet erişimi, mobil telefon

teknolojisi ve diğer multimedya uygulamalarının bir arada yapılabilmesi amaçlanmaktadır. Bunu gerçekleştirmek için Mbps hızlarında veri iletimini sağlaması gerekmektedir. Bu çerçevede geniş alanlı ağlarında 100 Mbps hızında, dar alanlı ağlarında ise 1 Gbps hızında iletişimi sağlaması öngörülmektedir. İstenilen bu iletim hızı tamamen mevcut spektrumun artırılması ve daha verimli kullanılmasına bağlıdır.

Dördüncü nesil iletişim sistemleri için yüksek spektral verimliliği gerektirmektedir. Bu amaçla literatürde birçok çalışma yapılmıştır. CDMA ve OFDM tekniklerinin birleştirildiği bir sistem önerilmiştir. Bu teknik Çok Taşıyıcılı-Kod Bölmeli Çoklu Erişim (MC-CDMA) olarak bilinmektedir [2]. CDMA, yayma dizisi ile her bir kullanıcının sembolünü modüle ederek, kullanıcıların verisini zamanda yayar. OFDM yapısı sayesinde her bir kullanıcının verisi çoklu alt taşıyıcılar üzerinden iletir. MC-CDMA yapısında, kullanıcıların birbirinden ayrılabilmesi için her bir kullanıcı sembolünün farklı yayma koduyla kodlanması ve kodların birbiriyle dik olması gerekmektedir. MC-CDMA yapısı, OFDM ve CDMA'in avantajlarını bulundurması, 4G kablosuz haberleşme sistemleri için ümit vermektedir [3].

Tüm bunlara ek olarak kullanılabilir radyo bandı sınırlı olduğundan daha yüksek güvenilirlikli ve daha yüksek veri hızlarına erişmek için alıcı ve vericide birden çok anten kullanıldığı Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) sistemler geliştirilmiştir [4]. MIMO ve MC-CDMA teknolojilerinin birleştirilmesi sonucu MIMO MC-CDMA sistemleri ortaya çıkmıştır, bu sayede daha yüksek veri hızlarına ulaşılmıştır.

2. GENEL KISIMLAR

2.1. ÇOKLU ERİŞİM TEKNİKLERİ

Çoklu erişim tekniklerinden CDMA ile frekans bölmeli çoğullama tekniği olan OFDM'nin birleştirilmesi sonucu Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim (MC-CDMA) sistemleri meydana gelmiştir. MC-CDMA'ya geçmeden önce bu sistemin daha iyi anlaşılabilmesi için çoklu erişim teknikleri üzerinde durulacak ardından OFDM'in yapısı verilip son olarak MIMO sistemler anlatılacaktır.

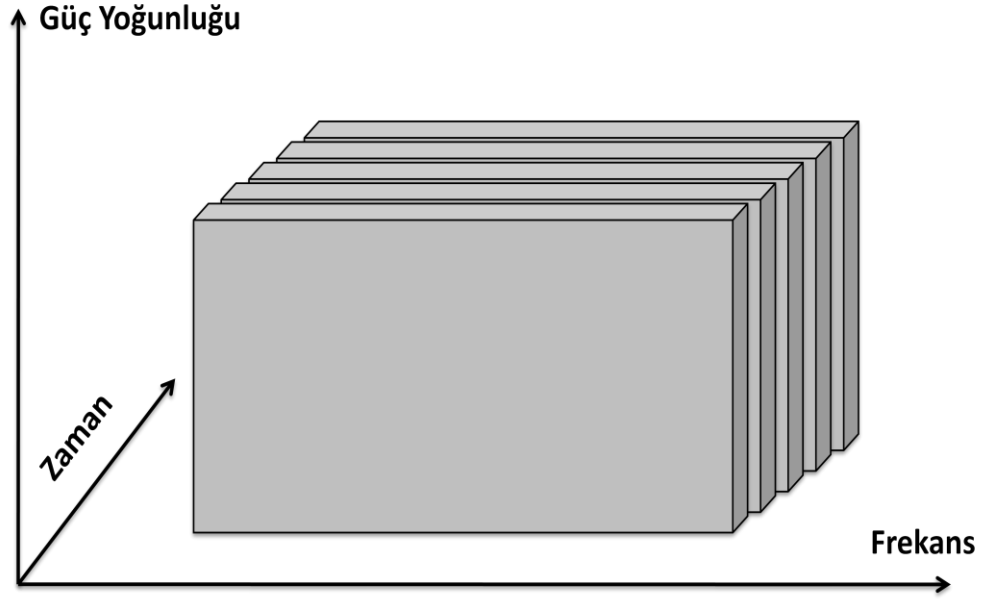
Gelişen teknoloji ile birlikte artan haberleşme ihtiyacını karşılamak için çeşitli çoğullama teknikleri kullanılmaktadır. Bilginin birden çok kanaldan geçerek birden çok alıcıya iletilmesi durumuna çoğullama denir. Günümüzde kullanılan çeşitli çoklu erişim teknikleri bulunmaktadır. Bu tekniklerden bazıları, Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA), Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA), Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA), Uzay Bölmeli Çoklu Erişim (SDMA)'dır. Burada temel çoğullama tekniklerinden olan TDMA, FDMA ve CDMA teknikleri hakkında kısacası bilgi verilecektir. Tablo 2.1'de genel olarak hücresel sistemlerde kullanılan bazı çoklu erişim teknikleri verilmiştir.

Tablo 2.1: Hücresel sistemlerde kullanılan bazı çoklu erişim teknikleri

Hücresel Sistemler	Çoklu Erişim Tekniği
İleri Mobil Telefon Sistemleri (AMPS)	FDMA
Mobil için Global Sistem (GSM)	TDMA
US Sayısal Hücreler (US DC)	TDMA
Japonya Sayısal Hücreler (JDC)	TDMA
Avrupa Sayısal Kablosuz Telefon	FDMA
US Darbant Yayılı Spektrum (IS-95)	CDMA

2.1.1. Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA)

Bu teknikte her bir kullanıcıya farklı zaman dilimleri üst üste gelmeyecek şekilde tahsis edilir böylelikle sistemdeki kullanıcılar aynı taşıyıcı frekansı ve aynı bant genişliğini kullanmak zorundadırlar.

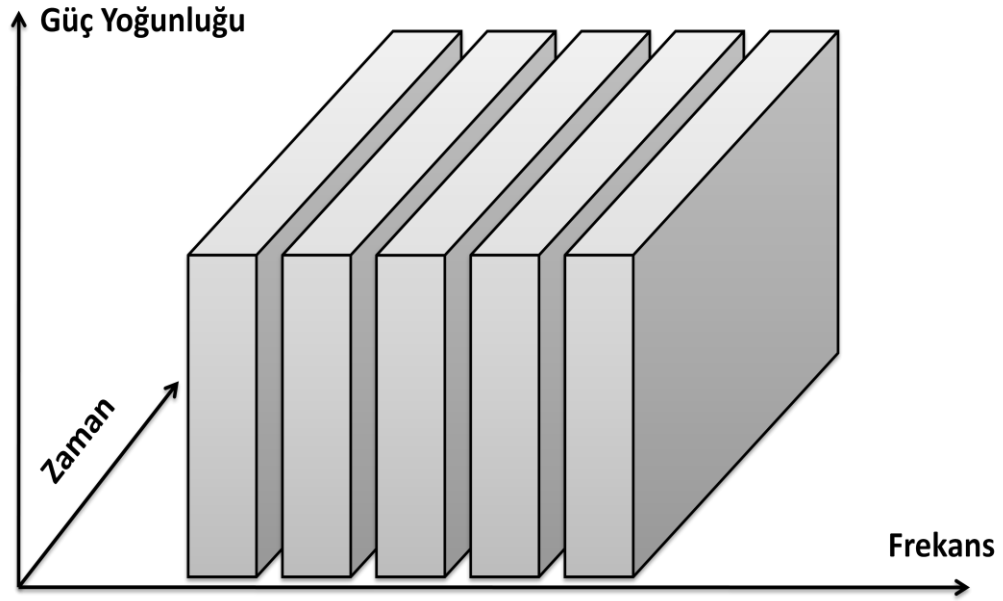


Şekil 2.1: TDMA 'in çalışma prensibi (5 adet zaman dilimi)

Şekil 2.1'de görüldüğü gibi 5 farklı zaman dilimi bulunmaktadır. Verici tarafında 5 tane kullanıcı ve alıcı tarafında ise 5 tane alıcı olduğunu anlayabiliriz. Bir verici/alıcı çifti iletişime geçtiği zaman bu çifte bir zaman dilimi verilir. Gerekli modülasyon işlemi yapıldıktan sonra iletim ortamından veriler alıcı tarafa gönderilir. Hangi kullanıcı bilgiyi gönderiyorsa onun anahtarlanması yapılır ve alıcı tarafındaki kullanıcının da anahtarı ilettime geçilir. Kısacası TDMA teknolojisinde her bir zaman diliminde her bir verici/alıcı çifti kendi dilimi sırasında haberleşme yapabilmektedir.

2.1.2. Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA)

Bu teknikte her bir kullanıcıya farklı bir taşıyıcı frekansı tahsis edilmiştir böylelikle kullanıcılar aynı zaman diliminde haberleşebilmektedir. Fakat kullanılan bant genişliği paylaşıldığı için gönderilecek işaretin bant genişliği genellikle iletim ortamının bant genişliğinden oldukça küçük olmak zorundadır.



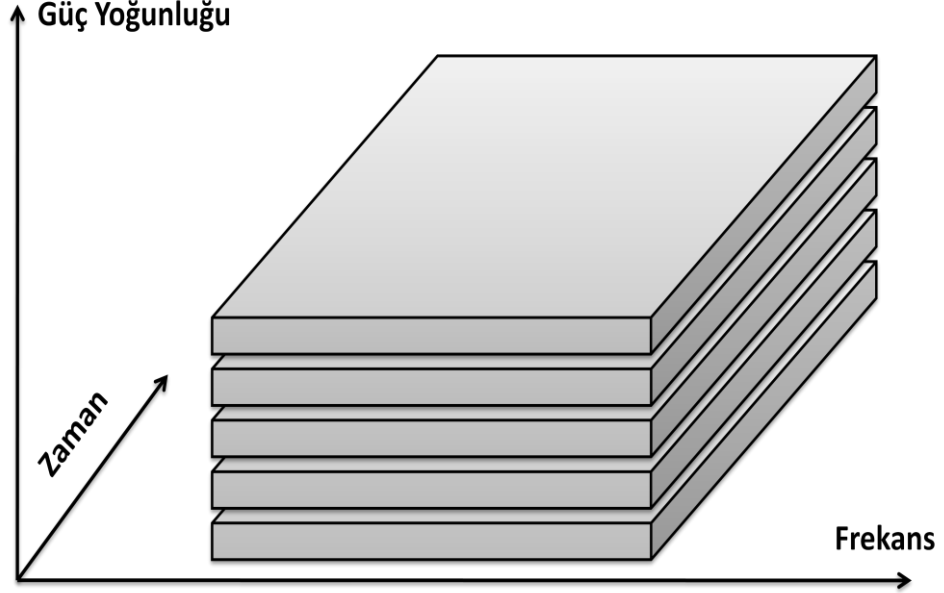
Şekil 2.2: FDMA 'in çalışma prensibi (5 adet alt kanallı)

Şekil 2.2'den anlaşıldığı üzere kullanıcıların spektrumları frekans bandında birbirleriyle çakışmayacak şekilde uygun taşıyıcılarla modüle edilmektedir. Gerekli modülasyon yapılarak işaretlerin bandı uygun frekanslara kaydırılır ve işaretler iletme ortamına uygun bir hale getirilir. Alıcıda modüleli işaretler, modüle edildikleri taşıyıcılarla demodüle edilerek işaretler ilk bantlarına indirilirler. Bu işlemden sonra orijinal işaretler yeniden elde edilmiş olur. Bir başka ifade ile bir kullanıcı telefon etmeye veya telefon almaya hazır olduğunda frekanslar taranır ve arama süreci için bir frekans çifti seçilir. Arama bittiğinde kanal boşalır ve bir sonraki kullanıcı için müsait hale gelir.

2.1.3. Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA)

Önceki bölümde anlatılan FDMA sisteminde kullanıcıların iletim yapacakları zaman konusunda bir kısıtlama yoktu yani istedikleri zamanlarda iletişim yapabilmektedirler. Fakat belli bir genişliği ile sınırlıdır. TDMA sistemlerinde ise kullanıcılar hangi bandı veya frekansı kullanacakları konusunda bir kısıtlama yoktu ancak kullanıcıların iletim yapacakları zaman dilimleri sınırlıydı. CDMA sisteminde bu iki kısıtlama ortadan kaldırılmıştır yani her kullanıcı istediği frekans bandını ve zamanı istediği gibi kullanabilmektedir. CDMA tekniğinde kullanıcılar adeta farklı diller konuşuyormuş gibi düşünebiliriz. Yani aynı dili konuşanlar anlaşabilir mantığından hareketle farklı kullanıcılara farklı kullanıcı kodları verilerek farklı kanallar oluşturulması sağlanır. CDMA işaretlerin üst üste binmesinden dolayı kanaldaki sinyale bakıldığında işaret

gürültüymüş gibi algılanmaktadır bu durum sinyali gizlemeye yarar ayrıca gürültüye karşı dayanıklılık özelliğinden dolayı özellikle askeri haberleşmede oldukça kullanılan bir yöntemdir.



Şekil 2.3: CDMA 'in çalışma prensibi (5 yayma kodlu)

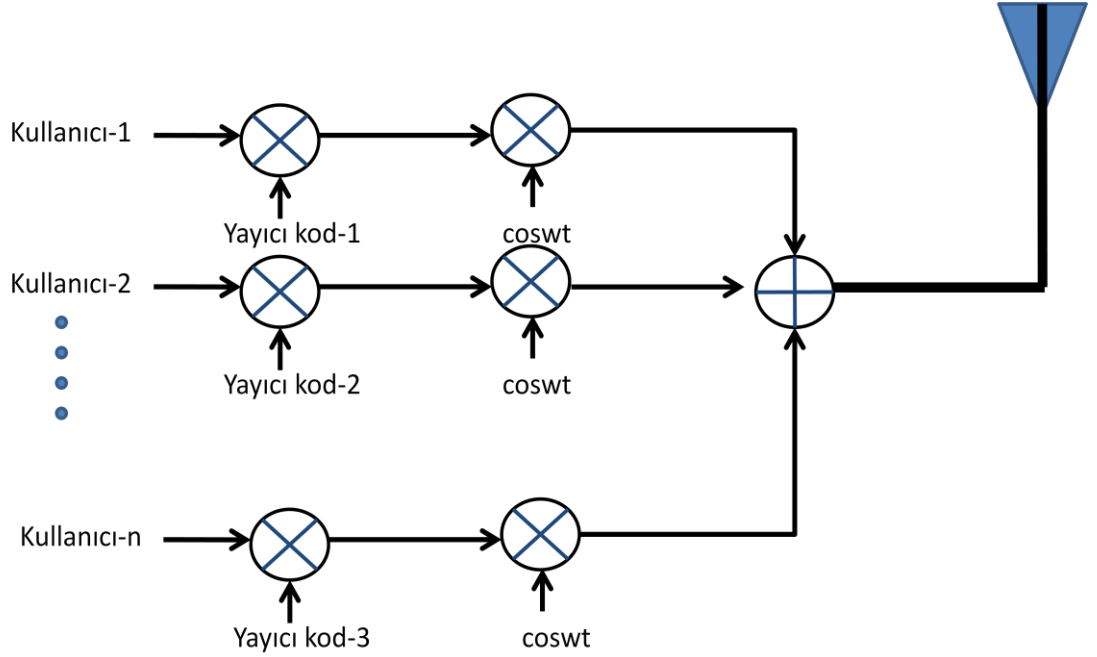
2.1.3.1. CDMA Çalışma Prensibi

CDMA sistemine baktığımızda her kullanıcının kendine ait ve diğer kullanıcıların koduyla dik olan bir kodu vardır. İki kodun birbirine dik olduğunu anlamak için bu kodların içler çarpımına bakmak gerekir. İçler çarpımının sonucu sıfır ise bu iki kod birbirine diktir denir. Pseudonoise sequence (PN dizisi) olarak da adlandırılan bu kodların dikliği sayesinde CDMA sistemlerde gönderilen sinyaller birbirleriyle karışmamaktadır. Böylece alıcıda herhangi bir karışma meydana gelmez. Kod uzayında dikliğe örnek vermek gerekirse $a=[1 \ 1 \ 0 \ 0]$ ve $b=[0 \ 0 \ 0 \ 1]$ kodlarının dikliklerini inceleyelim.

a ve b kodları için içler çarpımı $(1*0)+(1*0)+(0*0)+(0*1) = 0$ olduğundan bu iki kod birbirlerine diktir.

$c=[1 \ 1 \ 1 \ 0]$ ve $d=[1 \ 0 \ 1 \ 1]$ kodları için içler çarpımı $(1*1)+(1*0)+(1*1)+(0*1) = 2$ olduğundan c ve d kodları birbirlerine değildir.

PN dizileri dik olduklarından dolayı kullanıcılar hiçbir şekilde birbirini etkilemezler ve daha verimli haberleşmeyi sağlarlar. Bu tür sistemlerde birbirine dik olan kod sayısı kadar kullanıcı aktif olabilmektedir. Güvenli iletişimi sağlamak ve kullanıcı sayısını arttırmak için çok uzun kodlar oluşturulabilir. Şekil 2.4'te basit olarak CDMA'nın nasıl yapıldığı hakkında bir fikir vermektedir.



Şekil 2.4: CDMA verici kısmının blok şeması

Bu sistemde öncelikle gönderilecek olan bilgi her bir kullanıcıya ait özel yayıcı kod ile çarpılır. Örneğin “1” verisini göndermek için pozitif kod sözcüğü olan “+1” ve “0” verisini göndermek için negatif kod sözcüğü olan “-1” ile çarpılır. Çarpma işleminden sonra bilgi frekans domeninde yayılır. Daha sonra bilgi iletim ortamına verilmeden bir taşıyıcı ile modüle edilir sonrasında ise iletim ortamına verilir. Alıcıda modüledi işaret demodüle edilir ve hangi kullanıcının bilgisi elde edilmek isteniyorsa o kullanıcının kodu ile çarpılır böylelikle orijinal bilgi elde edilir.

CDMA'nın çalışma prensibini daha iyi anlayabilmek için gürültünün, karışımın ve sönmleme faktörünün olmadığı durumu düşünölsün. Vericideki kullanıcılar A ve B kullanıcıları olsun. Alıcıdaki kullanıcıyı C ile gösterelim. A ve B kullanıcıları kendilerine özgü bilgiyi aynı anda, aynı güçte ve aynı uzaklıktaki C alıcısına iletiyorlar. A vericisinin yayıcı kodunu A_k , B vericisinin yayıcı kodunu B_k olarak ifade edelim.

$A_k = [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1]$ kodu iletim ortamına $[-1, -1, +1, +1, -1, +1]$ olarak çevrilir. A kullanıcısı “1” verisini göndermesi durumunda, gönderilecek olan sinyal A_s olmak üzere;

$$A_s = A_d * A_k = [+1] * [-1, -1, +1, +1, -1, +1] = [-1, -1, +1, +1, -1, +1] \text{ olacaktır.}$$

$B_k = [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1]$ kodu iletim ortamına $[+1, -1, -1, +1, +1, +1]$ olarak çevrilir. B_k kullanıcısı “0” verisini göndermesi durumunda, gönderilecek olan sinyal B_s olmak üzere;

$$B_s = [-1] * [+1, -1, -1, +1, +1, +1] = [-1, +1, +1, -1, -1, -1] \text{ olacaktır.}$$

Gönderilen A_s ve B_s sinyalleri iletim kanalında üst üste binerler;

$$A_s + B_s = [-1, -1, +1, +1, -1, +1] + [-1, +1, +1, -1, -1, -1] = [-2, 0, +2, 0, -2, 0]$$

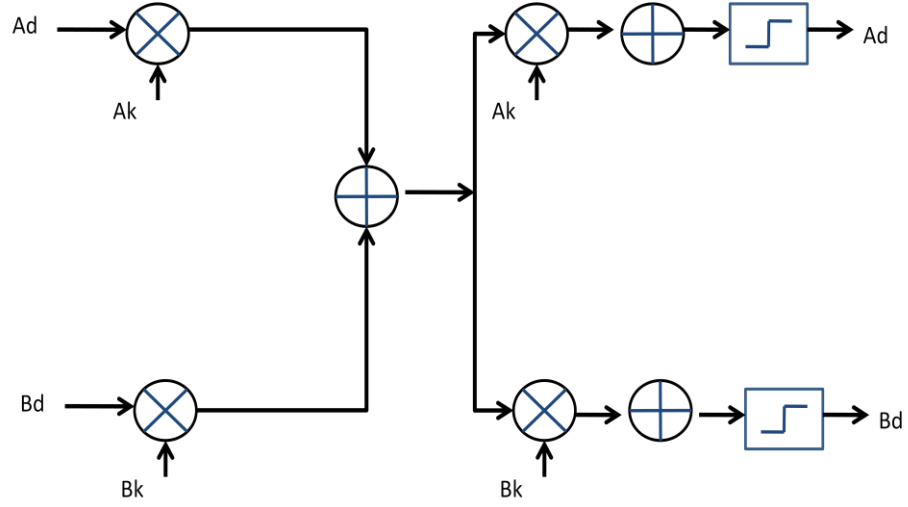
Bu iki sinyalin dikliğini incelersek A_k ve B_k kodlarının içler çarpımına bakmalıyız;

$A_k * B_k = [-1, -1, +1, +1, -1, +1] * [+1, -1, -1, +1, +1, +1]^T = -1+1-1+1-1+1 = 0$ olduğundan bu iki sinyal diktir diyebiliriz. Burada T vektörün devriğini gösterir. Kanaldaki $A_s + B_s$ sinyali C alıcısı tarafından alınır ve hangi kullanıcının sinyali elde edilmek isteniyorsa o kullanıcının yayma koduyla $A_s + B_s$ sinyali ile çarpılır ve çıkan sonuca bakılıp bir karar verir. Sonuç <0 durumunda “0” verisine veya >0 olması durumunda “1” verisine karar verilir. Alıcıda kestirilen A_e ve B_e sinyalleri kullanıcıların yayma kodu ile elde edilir;

$$\begin{aligned} A_e &= (A_s + B_s) * A_k = [-2, 0, +2, 0, -2, 0] * [-1, -1, +1, +1, -1, +1]^T \\ &= 2+0+2+0+2+0 = 6 \end{aligned}$$

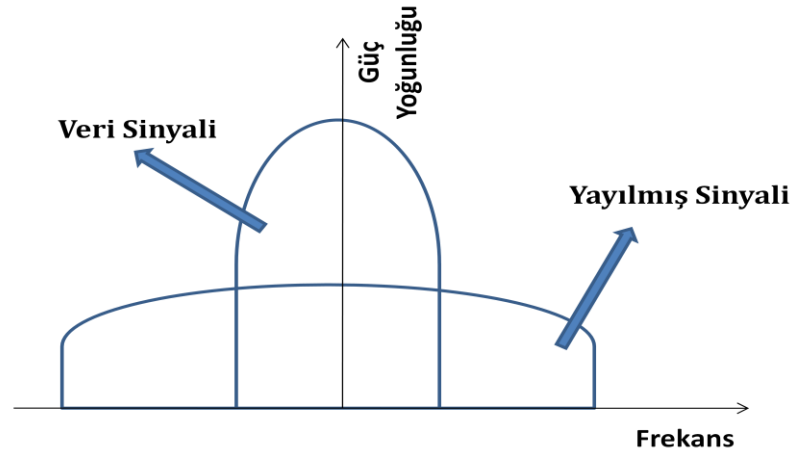
$$\begin{aligned} B_e &= (A_s + B_s) * B_k = [-2, 0, +2, 0, -2, 0] * [+1, -1, -1, +1, +1, +1]^T \\ &= -2+0-2+0-2+0 = -6 \end{aligned}$$

A kullanıcısının kodu ile kestirilen sinyalin $6 > 0$ olduğu görülür ve “1” olduğuna karar verilir, aynı şekilde B kullanıcısının kodu ile kestirilen sinyalin $-6 < 0$ olduğu için “0” olduğuna karar verilir. Şekil 2.5’te yukarıda yapılan örneği yapısı görülmektedir.



Şekil 2.5: CDMA örneği

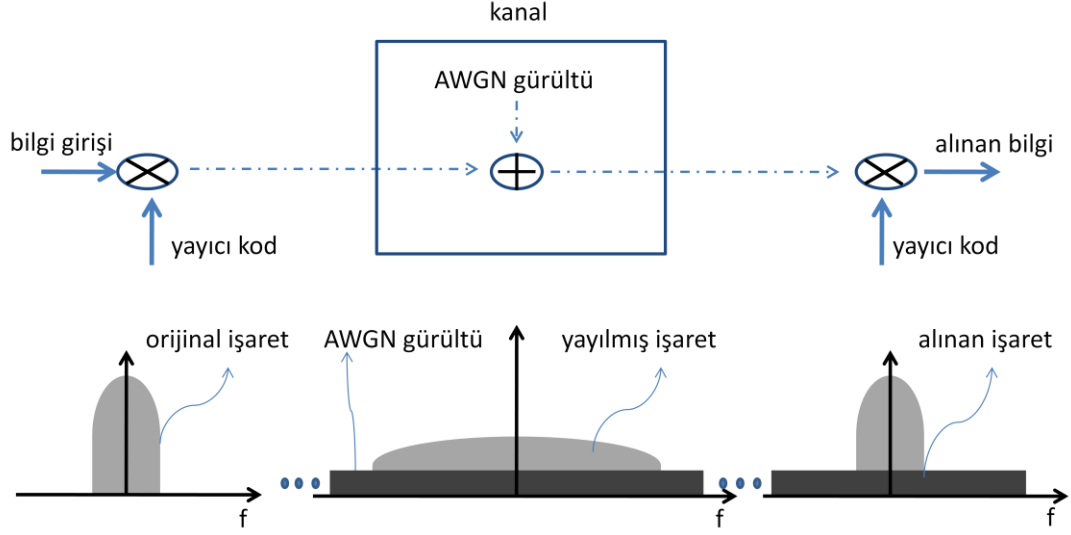
Zaman dömeninde daralan işaretin frekans domeninde genişlediğini göz önüne alınırsa CDMA’de sinyaller yayıcı kodlarla çarpıldıklarında zaman domeninde daralmaya uğrayacaktır böylelikle frekans domeninde yayılım meydana gelecektir. Dolayısıyla, sinyalin spektral güç yoğunluğu azalacaktır ve gürültü seviyesine yaklaşacaktır. Şekil 2.6’da bilgi sinyalinin spektrumu ve sinyalin yayıcı kod ile yayıldıktan sonraki durumu görülmektedir.



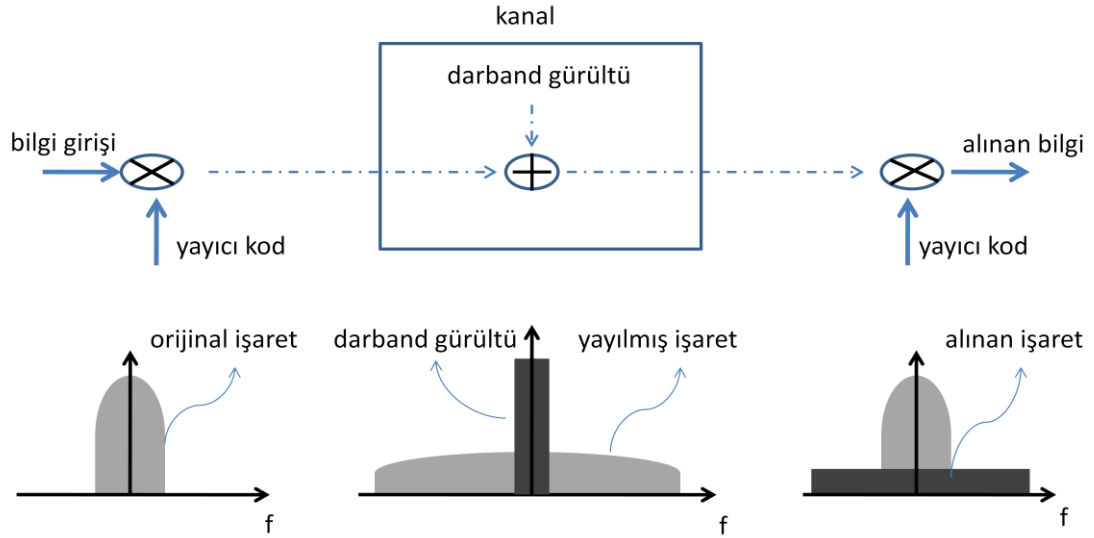
Şekil 2.6: Veri sinyalinin ve yayılmış sinyalin güç yoğunluğu

Frekans domendeki yayılım sayesinde CDMA sistemleri darbant gürültüye karşı olan sağlamlığı artmaktadır. Darbant gürültü kanalda CDMA işareti ile birleştikten sonra demodülasyon kısmında etkisi yok edilmektedir. Şekil 2.7 ve Şekil 2.8’de AWGN ve

darbant gürültünün CDMA sinyali üzerindeki etkisini daha net bir şekilde görebiliriz. Burada darbant gürültünün etkisinin alıcıda azaldığı gösterilmiştir.



Şekil 2.7: AWGN gürültünün etkisi

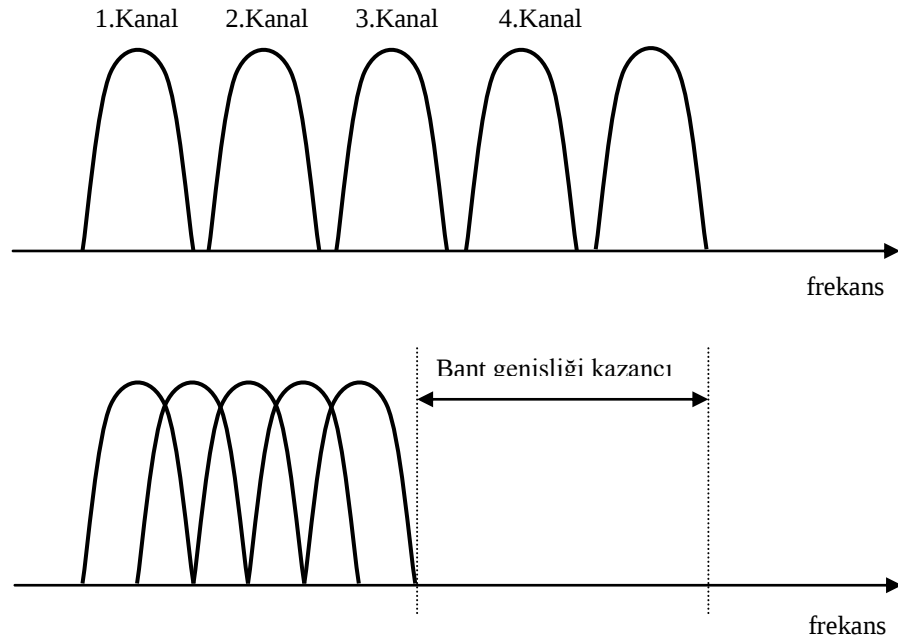


Şekil 2.8: Darband gürültünün etkisi

2.2. DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA (OFDM)

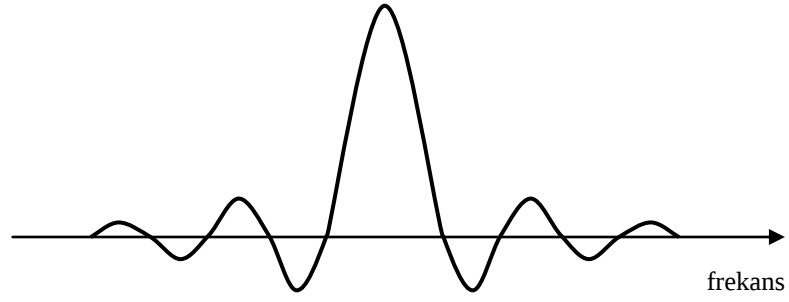
Günümüz haberleşme sistemlerinde veri hızlarının artması ile birlikte çok taşıyıcılı iletişim sistemlerinde büyük gelişmeler meydana gelmiştir. Bu tür sistemler seri ve yüksek oranlı bit dizisini paralel ve düşük oranlı alt dizilere bölmeyi amaçlar [5-6]. Bu

sayede aynı kanaldan daha fazla verinin iletimi sağlanarak hem bant genişliği daha verimli kullanılacak hem de daha hızlı veri iletimi mümkün olacaktır [7-8]. Frekans Bölmeli Çoğullama (FDM) tekniğinde görüldü ki mevcut spektrum verimsiz bir şekilde kullanılmaktaydı. Bu olumsuz durumu önlemek için OFDM yapısı ortaya çıkmıştır. Böylelikle FDM de örtüşmeyen alt kanallar OFDM deki alt-taşıyıcıların dikliği sayesinde örtüşmektedir. Şekil 2.9'a baktığımızda %50 ye varan bant verimli elde edildiğini görüyoruz.

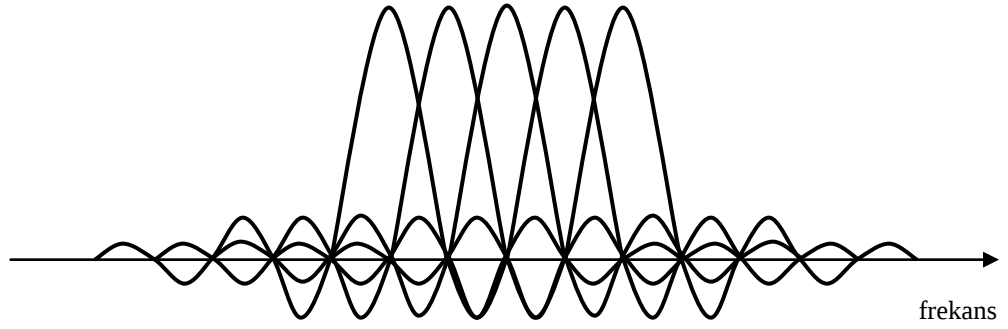


Şekil 2.9: Frekans bölmeli çoğullama tekniği (FDM) Dik frekans bölmeli çoğullama tekniği (OFDM)

OFDM hem çoğullama tekniği hem de modülasyon türü olarak kabul edilir ve birçok standartta da yer almaktadır ayrıca kablosuz haberleşme sistemlerinde çok büyük öneme sahiptir. Tek taşıyıcılı bir yapıyı göz önüne alalım. Bu yapı sönmlemeye maruz kaldığında tüm verinin bozulmasına neden olabilir. Ancak çok taşıyıcılı sistemde alt-taşıyıcıların sadece küçük bir bölümü etkilenecektir. Tek taşıyıcılı ve çok taşıyıcılı iki farklı sistem için frekans spektrumları Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Alt-taşıyıcılar arasındaki diklikten dolayı taşıyıcılar spektral olarak üst üste binme olmasına rağmen herhangi bir girişim meydana gelmeyecektir [8]. OFDM'in bu özelliğinden dolayı verimli spektrum kullanımı, frekans seçici sönmlemeyi ve semboller arası girişimi (ISI) engellemesi gibi özelliklerinin olduğunu söyleyebiliriz [9].

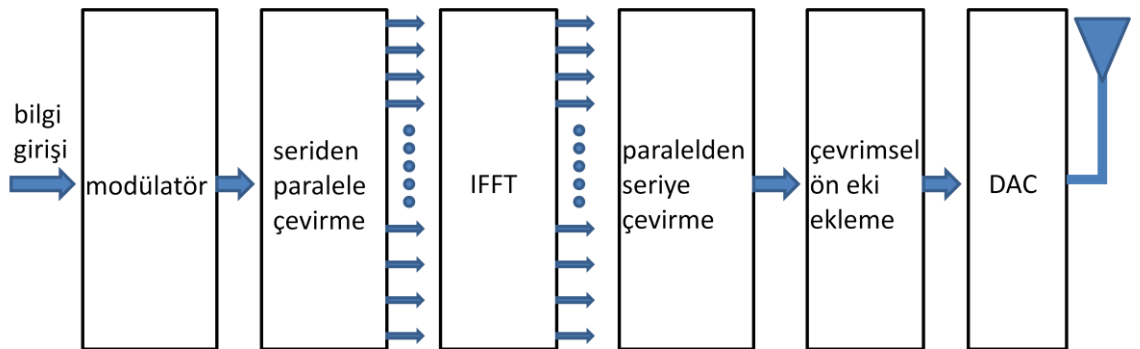


Şekil 2.10: (a) Tek taşıyıcının spektrumu



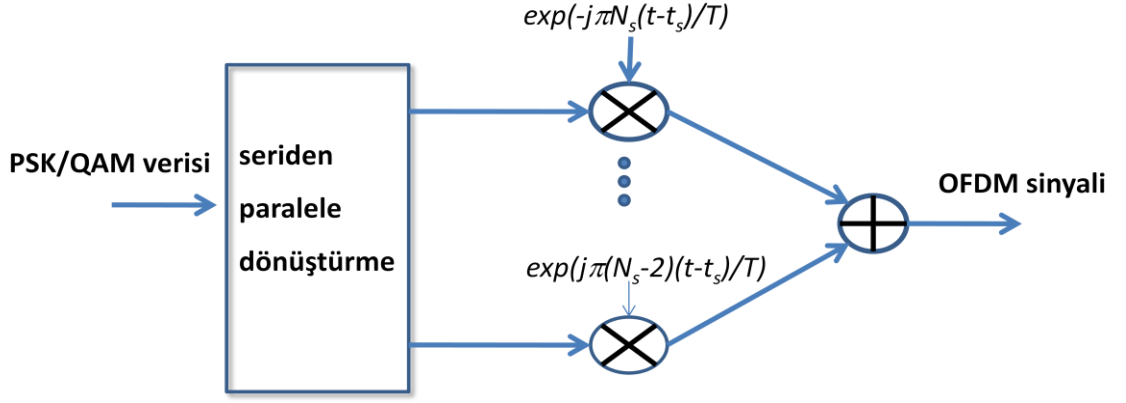
(b) Bir OFDM sinyalinin spektrumu

OFDM’de alt kanallar düz sönümlü kanallar gibi davranır böylece kanallar arası girişim (ICI) azalmış olur. Tabi ki bu avantajı elde etmek için alt-taşıyıcılar aralarında dik olması gerektiği görülmektedir. Şekil 2.11’de OFDM sisteminin verici yapısını temel bloğu gösterilmiştir.



Şekil 2.11: OFDM ’in verici yapısı

Bu sistemde ilk olarak seri halde olan giriş veri dizisi paralel diziler haline dönüştürülür. Daha sonra her paralel dizi ters hızlı fourier dönüşümüne (IFFT) tabi tutulur. Şekil 2.12'deki yapı burada yapılan işlemin aynısıdır.



Şekil 2.12: OFDM modülatörü

OFDM yapısında her bir alt-taşıyıcının bir biri ile dik olması, sistemdeki taşıyıcılar arasında tam bir matematiksel ilişki olduğunu gösterir. Sistemin matematiksel ifadesine baktığımızda; d_i kompleks bir sembol, N_s alt-taşıyıcı sayısı, T sembol süresi, ve f_c taşıyıcı frekansı olmak üzere $t = t_s$ anında başlayan bir OFDM sinyali şu şekilde yazılır:

$$z(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t-t_s)) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1)$$

$$z(t) = 0, \quad t < t_s \quad \wedge \quad t > t_s + T$$

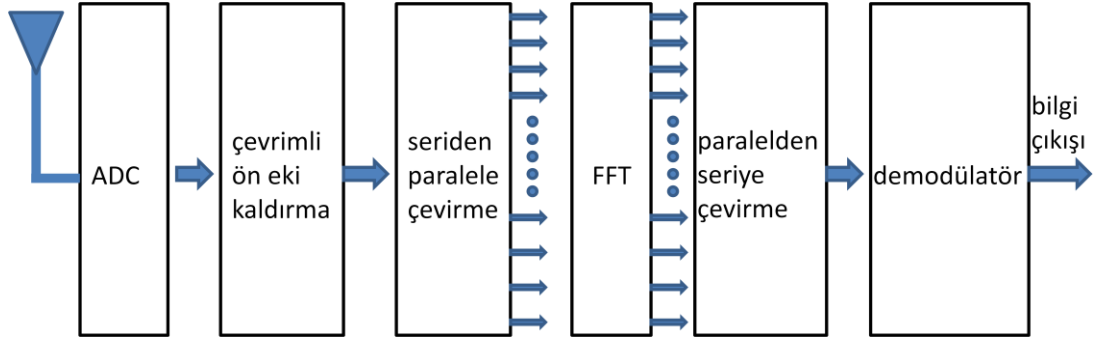
Burada sürekli t zamanını ayrık zamanlı n ile değiştirerek OFDM sinyalinin ayrık zamandaki eşdeğer ifadesi (2.2)'deki gibi yazılabilir. Bu da ters ayrık Fourier dönüşümüdür (IDFT). Hem alıcı hem de vericide ters ayrık fourier dönüşümü (IDFT) yerine ters hızlı fourier dönüşümü (IFFT) kullanmak, işlem sayısını N^2 den $M \log N$ 'e indirmektedir. Buda IFFT'nin, IDFT'den daha az işlem içerdiğini göstermektedir.

$$z(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi \frac{in}{N}) \quad (2.2)$$

Şekil 2.12'deki blok diyagramında görüldüğü gibi IFFT işleminden sonra paralel dizi seri hale dönüştürülür. Çok yollu kanalın neden olduğu semboller arası girişim ve

taşıyıcılar arası girişimi azaltmak için en az çok yollu kanalın boyu kadar çevrimsel ön ek eklenir. Yani çevrimsel ön ek kanalın maksimum gecikme yayılımına eşit veya daha uzun olmalıdır.

Şekil 2.13’de OFDM alıcı yapısının temel blok diyagramı gösterilmiştir. Alıcı kısmında ilk olarak alınan sinyal analog sinyalden dijital sinyale çevrilir. Bu sinyale daha önce eklenmiş olan ön ek kaldırılır sonra seri dizi paralel diziye çevrilir. Her bir paralel blok hızlı fourier dönüşümüne (FFT) tabi tutulur. Son olarak paralel veri seri hale dönüştürülüp sinyal ede edilir.



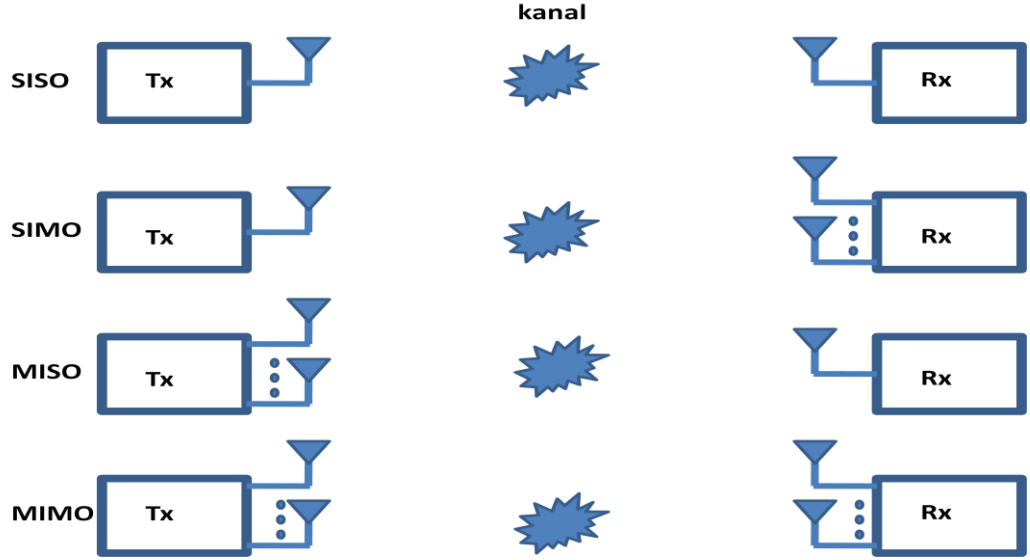
Şekil 2.13: OFDM alıcı yapısı

2.3. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLER (MIMO)

Kablosuz haberleşme sistemlerinin en büyük sorunlardan biri ise sönmleme etkisidir. Bu etkiyi yok etmek için çeşitli teknolojiler geliştirilmiştir. Bu teknolojilerden biri olan çeşitleme, çok yollu sönmlemeye iyi bir çözümdür. Çeşitleme yapıların temel mantığı sinyalleri bölüp ilişkisiz yollardan alıcıya göndermektir. Daha sonra alınan sinyal çeşitli işaret işleme yöntemleri ile tekrar oluşturulup sönmleme etkisi azaltılır. Çeşitleme yapısı uzay çeşitlemesi, frekans çeşitlemesi, zaman çeşitlemesi, açığı çeşitlemesi, çok yol çeşitlemesi ve işbirlikçi çeşitlemesi olarak sınıflandırılabilir.

Çeşitleme teknolojilerinden biri olan uzay çeşitlemesi, verici ve alıcıda birden fazla antenin kullanılması ile gerçekleştirilir. Bu teknik Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) sistemler olarak adlandırılmaktadır. MIMO teknolojisi bant genişliği korunumu ve güç verimliliği ile önem kazanmıştır. MIMO yapısı kullanılarak sönmleme etkisi önemli ölçüde azaltılmaktadır. Bu yönteme anten çeşitlemesi de denilmektedir. MIMO’nun

türevleri içerisinde, alıcıda ve vericide birer antenin olduğu Tek Girişli Tek Çıkışlı (SISO), alıcıda birden fazla anten vericide tek bir antenin bulunduğu Tek Girişli Çok Çıkışlı (SIMO) ve alıcıda tek bir anten vericide birden fazla antenin bulunduğu Çok Girişli Tek Çıkışlı (MISO) yapıları bulunmaktadır. Şekil 2.14’de alıcı ve verici çeşitleme yöntemleri özetlenmiştir.



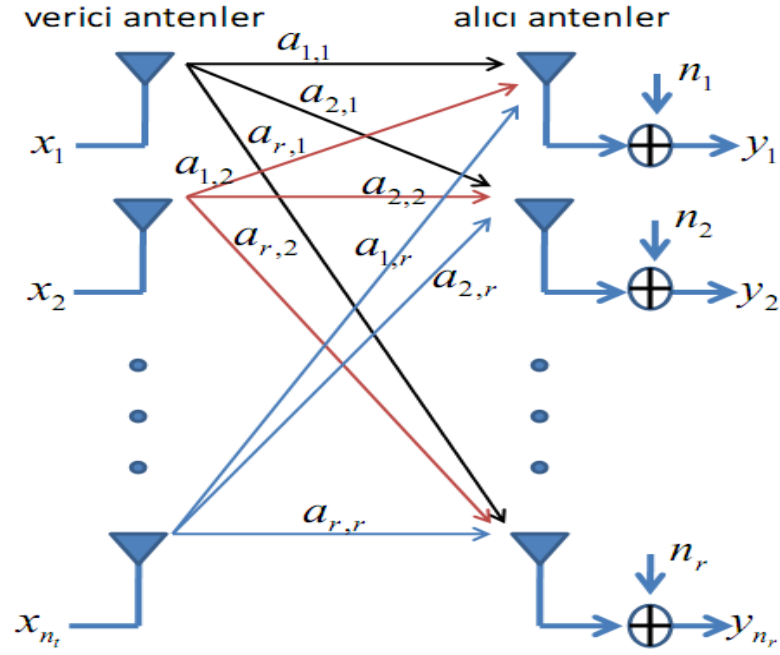
Şekil 2.14: MIMO yapısı ve türevleri (SISO/SIMO/MISO)

2.4. MIMO SİSTEMLERİN ÇALIŞMA İLKESİ

Çok Girişli Çok Çıkışlı sistemleri, sinyalleri paralel göndermek için çoklu anten teknolojisini kullanan bir yapı olarak düşünebiliriz. Çoklu yollar farklı sinyallerin alıcıya çeşitli zamanlarda varmasıyla oluşur. MIMO sistemlerde bir verici veya çoklu verici antenler sayesinde çoklu veri gönderilir. İletilen veriler farklı kanallardan alıcıya ulaşırlar ve bu sayede MIMO kanalı çoklu yollardan oluşmuş olur. Bu çoklu yollar ise vericideki çoklu iletim antenleri ile alıcıdaki çoklu antenler arasında oluşan yollar olarak tanımlanabilir. Alıcı, alınan sinyali vektör haline getirir ve alınan sinyallerini içerisinde gönderilen bilgiyi çözer. MIMO sistemi şu şekilde modellenilebilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.3)$$

Burada $\mathbf{y}$ ve $\mathbf{x}$ sırasıyla alınan ve iletilen bilgi vektörleridir. $\mathbf{A}$ ve $\mathbf{n}$ ise sırasıyla kanal matrisi ve gürültü vektörüdür. Eğer vericide n_t tane verici anten ve alıcıda n_r tane alıcı anten olduğunu varsayarsak $\mathbf{A}$ matrisini Şekil 2.15’den de anlaşıldığı gibi;



Şekil 2.15: MIMO kanal modeli

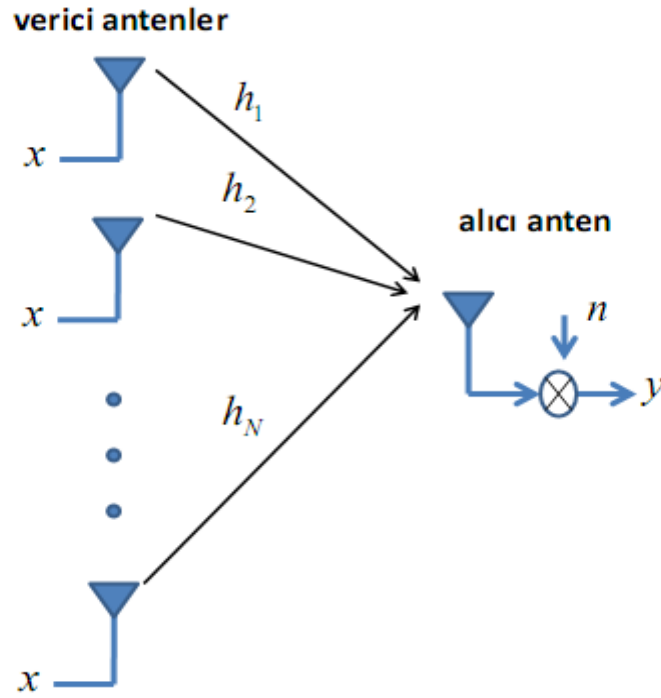
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{2,1} & \cdots & a_{1,n_t} \\ a_{2,1} & a_{2,1} & \cdots & a_{2,n_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n_r,1} & a_{n_r,1} & a_{n_r,1} & a_{n_r,n_t} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

(2.4)'deki gibi yazabilir. Burada $a_{i,j}$, j . verici antenle i . alıcı anten arasındaki kanalı ifade etmektedir. Ayrıca, MIMO'nun sağladığı ek kapasitenin ortaya çıkarılması için kodlama teknikleri araştırılmıştır. Uzay-zaman kafes kodları [10] ve uzay-zaman blok kodları [11] bu konuda yapılan ilk çalışmalardır.

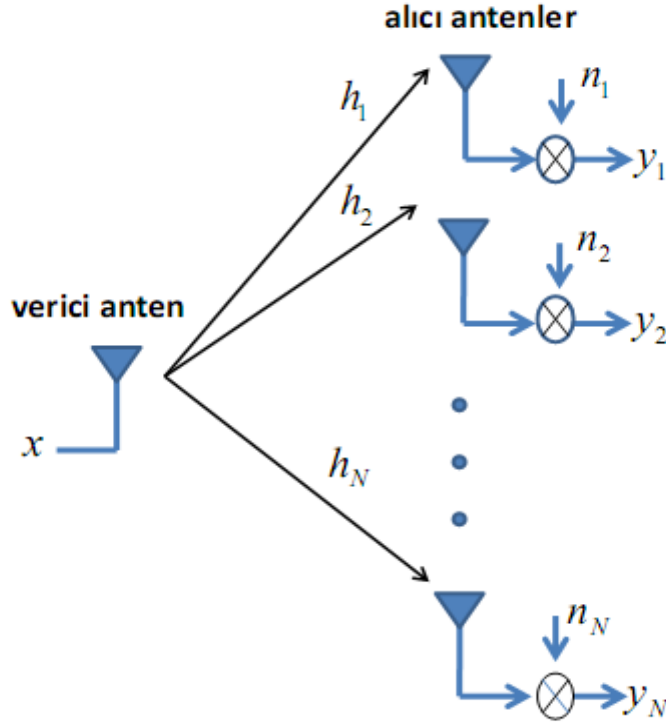
2.5. ÇEŞİTLEME

Kablosuz haberleşme sistemlerinde sönümlenmenin olumsuz etkilerinden kurtulmak için çeşitli çeşitleme teknikleri kullanılmaktadır. Çeşitlemenin temeli, iletilen sinyalin birçok versiyonunun alıcıda elde edilmesine dayanmaktadır. Bu yöntemde fazladan bant genişliği gerekmemesi oldukça önemlidir. Çeşitleme yönteminde gönderilen sinyaller bağımsız kanallardan birinde büyük bir sönümlenmeye maruz kalsa bile diğer kanallardan alıcıya ulaşan sinyaller sistem başarımını arttıracaktır. Çeşitleme türünden

biri olan uzay çeşitlemesinde verici ve alıcının her ikisinde yada sadece birinde birden fazla antenin mevcut olduğu durumdur. Böylece birbirinden bağımsız sönümlmeli kanallar oluşturulmaktadır. Alıcı ve vericideki antenlerin bir birlerine olan uzaklıkları bağımsız sönümlleme için önemlidir ve antenler arası uzaklık en az dalga boyunun yarısı kadar olmalıdır [12]. Uzay çeşitlemesi, alıcı çeşitlemesi ve verici çeşitlemesi olmak üzere Şekil 2.16 ve Şekil 2.17'deki gibi iki farklı yapıya sahiptir.



Şekil 2.16: Verici çeşitlemesi



Şekil 2.17: Alıcı çeşitlemesi

2.5.1. Alıcı Çeşitlemesi

Uzay çeşitlemesinin bir türü olan alıcı çeşitlemesinde Şekil 2.16'deki gibi alıcıda birden fazla antenin bulunduğu durum söz konusudur. Alıcı çeşitlemesi kapsamında çeşitli birleştirme yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemlerde gönderilen sinyallerin farklı kopyaları farklı yaklaşımlarla birleştirilerek alıcıda yeni bir sinyal oluşturulur. Birleştirme sonucunda tek bir sinyalle elde edilen sinyallerden daha güçlü bir sinyal elde edilir ve gönderilen sinyale karar verilir. Böylelikle sistem başarımı artırılmış olur. Birleştirme yöntemlerinde alıcıda N adet antenin olduğu, kanalın düz sönümlemeli kanal olduğu ve gürültünün AWGN gürültü olduğu varsayılmıştır. Ayrıca her bir antenden alınan sinyal modeli;

$$y_i = xh_i + n_i \quad (2.5)$$

olarak yazılır. Burada x gönderilen sembol, h kanal, n gürültü ve y alınan sinyali ifade eder. Burada i . alıcı antendeki anlık sinyal gürültü oranı (h_i varlığında)

$$\gamma_i = \frac{|h_i|^2 E_b}{N_0} \quad (2.6)$$

olarak yazılır. (2.6)'da E_b bit enerjisini N_0 ise gürültünün enerjisini ifade eder. Bu tanımlardan sonra birleştirme yöntemlerine geçilecektir.

2.5.1.1. Seçmeli Birleştirme (Selection Combining(SC))

Seçmeli birleştirme yönteminde alıcıya gelen N tane sinyalin teker teker gücüne bakılır ve gücü en fazla olan işaret seçilerek diğer işaretler ihmal edilir [13].

$$\hat{y} = \max(\gamma_i) \quad (2.7)$$

2.5.1.2. Eşit Kazanç Birleştirme (Equal Gain Combining (EGC))

Eşit kazanç birleştirme yönteminde alınan sinyallerin fazları düzeltilerek aynı fazlı işaretler elde edilir. Aynı fazlı işaretler toplanarak alınan işarete karar verilir [13]. Kanal h_i 'yi kutupsal formda $|h_i|e^{j\theta_i}$ şeklinde gösterirsek;

$$\begin{aligned} \hat{y} &= \sum_i \frac{y_i}{e^{j\theta_i}} \\ \hat{y} &= \sum_i \frac{|h_i|e^{j\theta_i}x + n_i}{e^{j\theta_i}} \\ \hat{y} &= \sum_i |h_i|x + \tilde{n}_i \end{aligned} \quad (2.8)$$

olup burada $\tilde{n}_i = \frac{n_i}{e^{j\theta_i}}$ kanal katsayısının fazıyla ölçeklenmiş toplanır AWGN gürültüsünü ifade eder. Daha sonra $\hat{y} > 0 \rightarrow 1$ e $\hat{y} \leq 0 \rightarrow 0$ şeklinde karar verilir.

2.5.1.3. EnBüyük Oran Birleştirme (Maximal Ratio Combining (MRC))

Enbüyük oran birleştirme yönteminde alınan işaretlerin fazları düzeltildikten sonra işaretlerin güçleri ile orantılı olarak genlikleri belirlenir daha sonra alınan işarete karar verilir [13]. Alınan sinyali matris formatında yazarsak;

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$$

$$\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$$

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$$

$$\hat{\mathbf{Y}} = \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{y}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} = \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{h} \mathbf{x}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} + \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{n}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} = \mathbf{x} + \frac{\mathbf{h}^T \mathbf{n}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} \quad (2.10)$$

Burada $\frac{\mathbf{h}^T \mathbf{n}}{\mathbf{h}^T \mathbf{h}} = \sum_{i=1}^N |h_i|^2$ tüm antenlere ait kanal güçlerinin toplamıdır.

Bu üç birleştirme yönteminde en iyi başarıımı enbüyük oran birleştiricisi sergilemektedir. MRC’de amaç çıkıştaki SNR değerini maksimize etmektir. Eşit kazanç birleştirme enbüyük oran birleştirmeye göre kötü, seçmeli birleştiriciye göre daha iyi başarımlar göstermektedir. Bu üç yöntemi karmaşıklık açısından karşılaştırsak, MRC’de tam kanal durum bilgisi gerektirdiğinden karmaşıklığı en fazla olan yöntemdir. EGC’de ise kanalın sadece faz bilgisi gerektiği için MRC’den daha az karmaşıklığa sahiptir. SC’de ise herhangi bir bilgi gerekmediği için karmaşıklığı en az olan yöntemdir.

2.5.2. Verici Çeşitlemesi

Verici çeşitleme yöntemi, vericide birden fazla antenin bulunması ile gerçekleştirilir. Bu antenler ile aynı sinyalin birden fazla kopyası iletim ortamına gönderilir. Verici çeşitlemesi ile alıcı çeşitlemesi aynı çeşitleme kazancı sağlamaktadır. Fakat günlük hayata baktığımızda mobil kullanıcıda birden fazla antenin bulunması demek alıcıda daha fazla yer, daha fazla karmaşıklık ve daha fazla maliyet anlamına gelmektedir. Bu bakımdan verici çeşitlemesi daha avantajlı gözükmemektedir. Verici çeşitlemesinin karmaşıklığı ise kanal durum bilgisinin vericide elde edilmesinden kaynaklanmaktadır. Kanal durum bilgisi ise pilot sembollerinin kullanılması ile elde edilebilir. Verici çeşitlemesinin bir biçimi olan uzay zaman kodu olan Alamouti’in önerdiği Uzay Zaman Blok Kodu (STBC) oldukça basit ve etkili bir yöntemdir [11]. Bu yöntem ile 2 kollu MRC ile aynı çeşitleme kazancı elde edilir.

2.6. ALAMOUTİ İLETİM ÇEŞİTLEME TEKNİĞİ

Kafes kod kullanmayan ve diklik koşuluna dayalı olan uzay zaman blok kodları ilk defa Alamouti [11] tarafından ortaya konmuştur. STBC’ler toplama ve çarpma gibi basit doğrusal işlemlerle çözülebilir. Bu kodlar MIMO kanallarda tam uzaysal çeşitleme kazancı sağlamaktadır [11]. Bu tezde vericide 2 anten, alıcıda 1 veya 2 antenin olması durumunu incelenmiştir. Bu yapı vericide 2 anten ve alıcıda M tane anten şeklinde

genişletilebilir byylelikle çeşitleme düzeyi $2M$ 'ye çıkartılabilir. Bu yöntemin diğeri bir avantajı ise fazladan bant genişliğı gerektirmemesidir [11].

2.6.1. Bir Alıcı ile İki Vericili İletim eşitlemesi

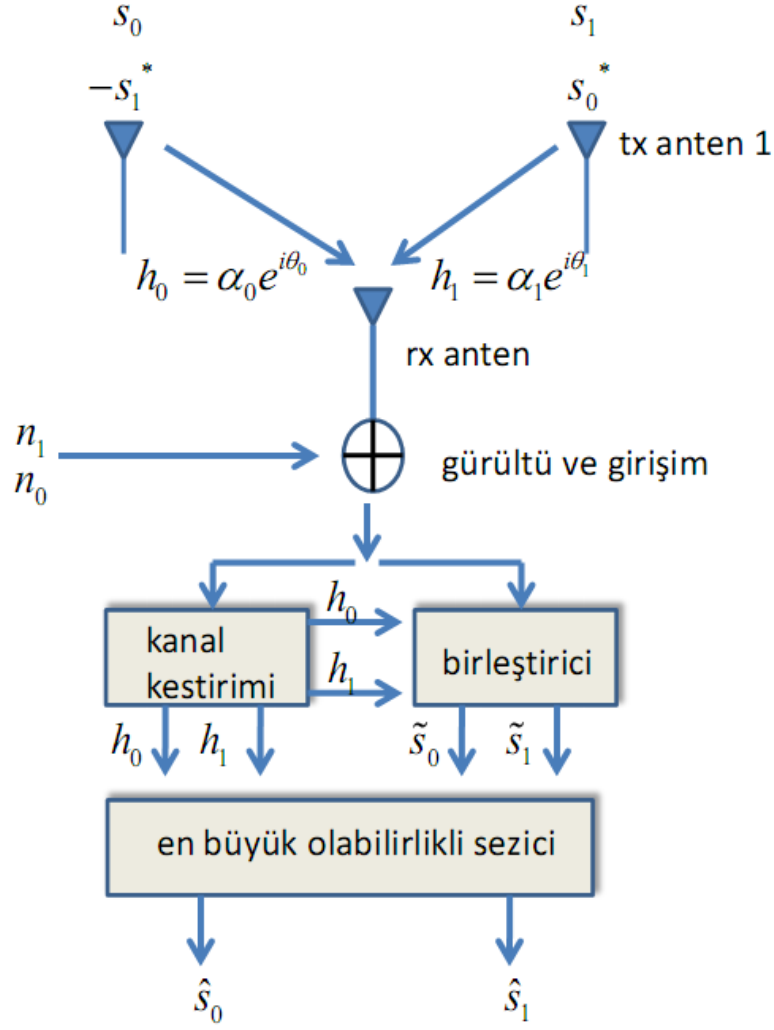
şekil 2.18'de vericide 2 tane anten ve alıcıda 1 tane antenin bulunduğı durum söz konusudur. Bu yapıya Alamouti'nin nerdiğı iki kollu iletim çeşitleme yapısı denilmektedir. şekil 2.18'de görüldüğü gibi bu yapıda kodlama, alıcı birleştirme, ML sezme işlevlerini gerçekleştirilir.

Kodlama ve iletim dizileri:

Birinci zaman periyodunda aynı anda iki işaret gönderilir. Sıfır numaralı verici antenden s_0 işareti ve bir numaralı verici antenden s_1 işaret gönderilir. İkinci zaman diliminde ise sıfır numaralı antenden $-s_1^*$ ve bir numaralı antenden s_0^* gönderilir [11]. şekil 2.18'de iki verici bir alıcı yapısı verilmiştir.

Tablo 2.2: Uzay zaman blok kodunun yapısı

	anten 0	anten 1
t anı	s_0	s_1
$t+T$ anı	$-s_1^*$	s_0^*



Şekil 2.18: Alamouti yapısı; bir alıcılı iki vericili iletim çeşitlemesi (Tx: 2, Rx: 1)

Tablo 2.2’de yapılan kodlama uzay ve zamanda yapılan bir kodlamadır bunun yerine kodlamayı uzay ve frekansta da yapabiliriz. Bu yöntemde ise iki tane simge periyodu yerine iki tane ayrı taşıyıcı kullanılmaktadır [11]. Bu kodlamaya yapısına ise uzay-frekans kodlama denir. Kullanılan kanalın karmaşık sönümlenme katsayısına sahip olduğunu ve sönümlenmenin ardarda iki simge periyodu boyunca değişmediğini varsayarsak sistemdeki kanallar;

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

$$h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} . \quad (2.11)$$

şeklinde ifade edilir. Burada T simge periyodu, h_0 sıfır numaralı anten ile alıcı anten arasındaki kanal ve h_1 bir numaralı anten ile alıcı anten arasındaki kanaldır. Alıcıda elde edilen işaretleri şöyle yazılabilir:

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

$$r_1 = r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \quad (2.12)$$

burada r_0 ve r_1 , sırasıyla t ve $t+T$ anlarında alıcıda elde edilen işaretlerdir. Daha sonra alınan bu işaretler birleştiricide aşağıdaki gibi birleştirilir ve en büyük olabilirlikli seziciye gönderir:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* . \end{aligned} \quad (2.13)$$

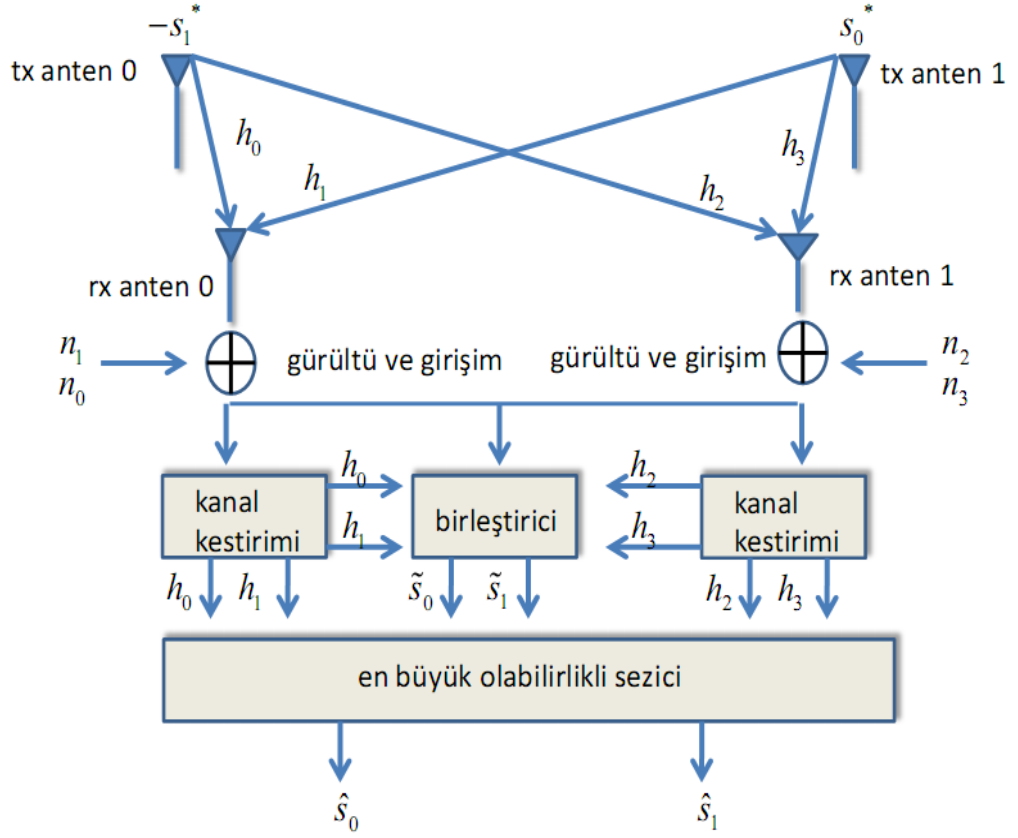
(2.11) ve (2.12)'yi yardımıyla (2.14)'ü şöyle yazılabilir,

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

En son olarak elde edilen $\tilde{s}_0$ ve $\tilde{s}_1$ işaretleri ML seziciye gönderilir ve alınan işarete karar verilir. Burada elde edilen başarımlar 2 kollu MRC ile aynı olduğu görülür.

2.6.2. İki Alıcı İki Vericili İletim Çeşitlemesi

Bu çeşitleme yapısında vericide 2 anten alıcıda ise 2 anten bulunmaktadır. Böylelikle $2 \times 2 = 4$ çeşitleme düzeyi elde edilmiş olur. Şekil 2.19'da 2 vericili 2 alıcılı durumda verici ve alıcı yapısı gösterilmiştir. Bu yapı yardımıyla alıcıda M tane antenin kullanıldığı yapıya geçmek oldukça kolay olacaktır.



Şekil 2.19: Alamouti yapısı; iki alıcılı iki vericili iletim çeşitlemesi (Tx: 2, Rx: 2)

İki alıcılı iki vericili yapıda bir önceki bir alıcılı iki vericili yapıdaki kodlama ve iletim dizisi ile tamamen aynıdır. Tablo 2.3’de verici ile alıcı antenler arasındaki kanallar, Tablo 2.4’de alıcıdaki işaretlerin gösterimleri verilmiştir.

Tablo 2.3: Verici ve alıcı antenler arası kanallar

	r_x anten 0	r_t anten 1
t_x anten 0	h_0	h_2
t_x anten 1	h_1	h_3

Tablo 2.4: Alıcı işaret yapıları

	r_x anten 0	r_t anten 1
t anı	r_0	r_2
$t+T$ anı	r_1	r_3

Alıcıdaki işaretler şu şekilde elde edilirler;

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Birleştiriciye gelen bu işaretlerden (2.16)'daki işareti elde edilir ve ML seziciye gönderilir;

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^* .
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

(2.15) ve (2.16)'i kullanarak;

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2 \tag{2.17}
 \end{aligned}$$

yazılır. Bu işaretler ML seziciye gönderilir. s_0 ve s_1 için karar ölçütleri kullanılarak alınan işarete karar verilir.

2.7. PARAMETRE KESTİRİMİ İÇİN YENİLEMELİ YAKLAŞIMLAR

Sayısal haberleşme sistemlerinde, gönderilen sinyaller iletim kanalının bozucu etkilerinden dolayı alıcıda bozulmuş halleri elde edilir. İletilen verilerin doğru bir şekilde elde edilebilmesi için alıcıda kanal durum bilgisinin (CSI) doğru bir şekilde bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle bozulmuş olan sinyallerden orijinal sinyalleri elde etmek için kanalın fiziksel parametrelerinin alıcı tarafından kestirilmesi gerekmektedir.

MC-CDMA sistemlerinde ayrık sezim ve kestirim, birleşik sezim ve kestirim yöntemleri önerilmiş ve kanal kestirimi için gerekli olan kestirimcilerin büyük matris tersi gerektirdiği görülmüştür. Enbüyük Olabilirlikli (ML) kestirimcide gerekli olan matris ters alma işleminin aktif kullanıcı sayısı, pilot sembollerinin sayısı ve kanal uzunluğu ile artacağı oldukça açıktır. MC-CDMA sistemleri MIMO sistemlerle

birleştirilmesiyle alıcı ve vericide kullanılan anten sayısı artacaktır ve bu durumda gerekli olan matris ters alma işlemi dahada zorlaşacaktır. Bu sebeple bu tezde önce ML çözümü verilmiştir daha sonra işlemsel karmaşıklığı düşük ve ML çözümüne yakınsayan Uzak Alternatif Genelleştirilmiş Beklenen En Büyükleme (SAGE) algoritması kullanılmıştır.

2.7.1. En Büyük Olabilirlik Algoritması (ML)

ML algoritması bir istatistik modelin parametrelerini kestirerek eldeki veriye benzetme yöntemidir. Veri kümesinin $x_1, x_2, \dots, x_N$ tane birbirinden bağımsız gözlemden oluştuğunu varsayalım. Gözlemlenen $\mathbf{x}$ değeri, θ ile parametrelenmiş ve olasılık yoğunluk işlevi $f(\mathbf{x}/\theta)$ şeklindedir. Aslında en büyükleme algoritması gözlemlenen $x_1, x_2, \dots, x_N$ dizisinin olasılığını en büyük yapan θ parametresini bulmaya çalışır. Gözlemler birbirlerinden bağımsız olduklarından birleşik yoğunluk fonksiyonu (2.18)'deki gibi yazılabilir.

$$f(x_1, x_2, \dots, x_N / \theta) = f(x_1 / \theta) f(x_2 / \theta), \dots, f(x_N / \theta) \quad (2.18)$$

(2.18)'deki fonksiyon x_i örnekleriyle θ parametresinden oluşmaktadır. Basit bir şekilde bu fonksiyonu $L(\theta)$ biçiminde ifade edilir. ML olasılık işlevinin en büyükleyen parametre değeri ise aşağıdaki gibi bulunur:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} L(\theta) \quad (2.19)$$

ML bulunurken en büyükleme işleminde sabitler göz önüne alınmaz ve bundan dolayı kolaylık sağlaması açısından olasılık fonksiyonun logaritması ile işlem yapılır.

$$L(\theta) = \log L(\theta) \quad (2.20)$$

Logaritmik işlevi tekdüze olarak arttığı için olasılık işlevinin logaritmasını en büyükleme olasılık işlevini büyükmeye eşittir [14]. SAGE algoritmasına geçmeden önce bu algoritmanın temelini teşkil eden Beklenti En Büyükleme (EM) algoritması üzerinde durulacak.

2.7.2. Beklenti En Büyükleme Algoritması (EM)

Birçok sinyal işleme uygulamalarında direk olarak ML parametre kestirimi oldukça zordur. Bunun nedenlerinden biri ise bu yöntemlerde olabilirlik fonksiyonunun karmaşıklığının çok olmasıdır [15]. EM algoritması istatistiksel kestirim probleminden ortaya çıkan olabilirlik fonksiyonu maksimize etme işlemini kolaylaştıran yenilemeli bir yöntemdir [16]. Klasik EM algoritmasının formülünde gözlemlenen ölçümler yada tam olmayan bilgiye ilaveten kestirimi kolaylaştıran tam bilgi uzayı mevcuttur. Genel olarak EM algoritmasını aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz.

Y örnek uzay gözlemlerini göstermek üzere y bu uzaydan alınan gözlemleri gösterebilir. θ parametre vektörü ile indekslenmiş olan $f_Y(y; \theta)$ fonksiyonu Y 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonudur. X tam bilgiyi göstermek üzere $H(X) = Y$ cinsinden ifade edilerek çoktan tek eşlem yapılır. Bu özellikten hareketle;

$$f_X(x; \theta) = f_{X/Y=y}(x; \theta) f_Y(y; \theta) \quad \forall H(x) = y \quad (2.21)$$

Eşitliği elde edilir. Burada $f_X(x; \theta)$ fonksiyonu X 'in olasılık yoğunluk fonksiyonudur. $f_{X/Y=y}(x; \theta)$ fonksiyonu ise $Y = y$ değerinde X 'in koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonudur. Her iki tarafın logaritması alınır

$$\log f_Y(y; \theta) = \log f_X(x; \theta) - \log f_{X/Y=y}(x; \theta) \quad (2.22)$$

olur ve verilen $Y = y$ değerinde parametre θ' üzerinden beklenen değer;

$$\log f_Y(y; \theta) = E \{ \log f_X(x; \theta) / Y = y; \theta' \} - E \{ \log f_{X/Y=y}(x; \theta) / Y = y; \theta' \}. \quad (2.23)$$

Kolaylık sağlaması açısından

$$L(\theta) = \log f_Y(y; \theta)$$

$$U(\theta, \theta') = E \{ \log f_X(x; \theta) / Y = y; \theta' \}$$

$$V(\theta, \theta') = E \{ \log f_{X/Y=y}(x; \theta) / Y = y; \theta' \} \quad (2.24)$$

eşitliklerini kullanacağız. Bu tanımlardan sonra

$$L(\theta) = U(\theta, \theta') - V(\theta, \theta') \quad (2.25)$$

şeklinde yazılır. Böylelikle gözlemlenen bilginin logaritmik olabilirlik fonksiyonu olan $L(\theta)$ en büyükleme yapılmak istenen fonksiyonu oluşturur. Jensen eşitsizliğinden yararlanarak;

$$\begin{aligned} V(\theta, \theta') &\leq V(\theta', \theta') \\ U(\theta, \theta') &> U(\theta', \theta') \end{aligned} \quad (2.26)$$

buradan

$$L(\theta) > L(\theta') \quad (2.27)$$

elde edilir. Bu ilişki aslında EM algoritmasının temelini teşkil etmektedir. Algoritma rasgele başlangıç değeri olan $\hat{\theta}^{(0)}$ ile başlar ve n . tekrarlama da ise $\hat{\theta}^{(n)}$ şeklinde ifade edilir. Algoritmayı iki adımda ele alırsak ilk adım da beklentinin hesaplanması yapılır. İkinci adım ise rasgele seçilen parametrenin olabilirlik fonksiyonunun en büyükleme işlemi yapılır.

E adımı:

$$U(\theta', \hat{\theta}^{(n)}) = E \{ \log f_X(\mathbf{x}; \theta) / Y = \mathbf{y}; \theta' \} \quad (2.28)$$

M adımı:

$$\text{Max}_{\theta} U(\theta', \hat{\theta}^{(n)}) \rightarrow \hat{\theta}^{(n+1)} \quad (2.29)$$

Algoritma ilk tekrarlama yaptıktan sonra ikinci tekrarlama geçer. Tekrarlama sayısı yakınsama işlemi gerçekleşene kadar devam eder, yeterli tekrarlama sonucunda ML çözümü elde edilir [17].

2.7.3. Uzak Değişimli Genelleştirilmiş En Büyükleme (SAGE) Algoritması

Klasik EM algoritması ölçülen yada eksik bilgi için olabilirlik fonksiyonunu en büyükleme yerine, gözlemlenmemiş tam bilgi uzayının koşullu logaritmik olabilirlik fonksiyonunu yenilemeli bir şekilde maksimize etmektedir. EM algoritması tüm parametreleri aynı anda güncellemek için çok fazla tam bilgi uzayına ihtiyaç duymaktadır. Bundan dolayı EM algoritması yavaş yakınsamakta ve en büyükleme adımı zorlaşmaktadır. EM algoritmasını hızlandırmak için birçok method önerilmiştir.

Bu methodlar çoğu kez etkili olmalarına rağmen istenilen monoton artışı sağlayamamaktadırlar. Bu olumsuzlukları yok etmek için Uzak Değişimli Genelleştirilmiş En Büyükleme (SAGE) algoritması önerilmiştir.

SAGE algoritmasında gizli bilgi uzayları belirlenir ve parametre vektörünün elemanlarını küçük gruplar halinde sırayla günceller [15]. Gizli bilgi uzayı tam bilgi uzayına göre daha az bilgi içermektedir. Böylece daha hızlı yakınsama elde edilmektedir. Ayrıca EM algoritmasındaki bazı kısıtlamalar en büyükleme adımını daha da zorlaştırmaktadır fakat SAGE de bu durum söz konusu değildir [18]. SAGE yöntemi en büyükleme işlemini kolaylaştırmakla kalmamakta aynı zamanda yakınsama hızını da iyileştirmektedir.

Gözlemlenen Y 'nın olasılık yoğunluk fonksiyonun $f_Y(y; \theta_{gerçek})$ olduğunu varsayıyoruz. $\theta_{gerçek}$ değeri p boyutlu Θ alt uzayına ait parametre vektörüdür. Yapılmak istenen şey $\theta_{gerçek}$ değerinin kestirimi olan $\hat{\theta}$ 'yı bulmak için enbüyük cezalı olabilirlik fonksiyonunu hesaplamaktır. $\hat{\theta}$ 'yı aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz;

$$\hat{\theta} \triangleq \arg \max_{\theta \in \Theta} \Phi(\theta) \quad (2.30)$$

burada;

$$\Phi(\theta) \triangleq \log f(y; \theta) - P(\theta) \quad (2.31)$$

olarak tanımlanır. Maalesef f 'in karmaşıklığından dolayı Φ 'yı direk maksimize etmek oldukça zordur. Bu sebeple yenilemeli yöntemlere başvurulmuştur. SAGE algoritmasına geçmeden önce aşağıdaki tanımların yapılmasında fayda var.

Elemanları $\{1, 2, \dots, p\}$ kümesinden olan ve boş küme olmayan bir S kümemiz olsun. $\tilde{S}$ kümesi ise S 'in tamamlayan ve $\{1, 2, \dots, p\}$ kümesi ile kesişen bir küme olarak göstereceğiz. S kümesinin boyutu m olsun böylelikle θ_s , p boyutlu θ parametre vektörünün m elemanından oluşacaktır. Benzer şekilde $\theta_{\tilde{s}}$, elemanları θ vektöründen kalan $p - m$ boyutlu vektörü ifade eder. Örneğin eğer $p = 5$ ve $S = \{1, 3, 4\}$ ise $\tilde{S} = \{2, 5\}$, $\theta_s = [\theta_1, \theta_3, \theta_4]^T$ ve $\theta_{\tilde{s}} = [\theta_2, \theta_5]^T$ olacaktır. Burada T işareti vektörün

devriğini gösterir. $\mathcal{S}$ 'i ϕ^S 'deki gibi üst indis olarak kullandığımızda fonksiyon yada matrislerin seçilen $\mathcal{S}$ 'e bağlı olduğunu gösterir. $\Phi(\theta)$ fonksiyonu ise p boyutlu bir vektörü tanımlamaktadır. Fakat θ vektörü yukarıda tanımlanan θ_S ve $\theta_{\bar{S}}$ vektörlerinden oluştuğu için $\Phi(\theta_S, \theta_{\bar{S}}) = \Phi(\theta)$ biçiminde kullanacağız.

SAGE algoritması, θ_S için olabilirlik fonksiyonunun istatistiksel yapısına dayalı olan gizli bilgi uzayı X^S 'i oluşturarak; $\Phi(\theta_S, \theta_{\bar{S}}^i)$ fonksiyonunu θ_S üzerinden maksimize etmek yerine başka bir fonksiyon olan $\phi^S(\theta_S; \theta^i)$ 'i maksimize etmektedir. Eğer gizli bilgi uzayı doğru bir şekilde seçilirse $\phi^S(., \theta^i)$ fonksiyonu analitik olarak maksimize edilebilir. Hatta ϕ^S analitik olarak maksimize olmasa bile $\phi^S(., \theta^i) - \phi^S(\theta_S^i; \theta^i)$ 'yi hesaplamak $\Phi^S(., \theta_{\bar{S}}^i) - \Phi^S(\theta_S^i; \theta_{\bar{S}}^i)$ 'yi hesaplamaktan daha kolaydır.

Her $\mathcal{S}$ kümesi ile ilgili olan ϕ^S fonksiyonunu üretebilmek için kabul edilebilir gizli bilgi uzayı oluşturulmalıdır. Olasılık yoğunluk fonksiyonu $f(x; \theta)$ olan rasgele X^S vektörü, θ_S 'in kabul edilebilir gizli bilgi uzayı olsun. $f(y; \theta)$ ile X^S ve Y nın birleşik yoğunluk fonksiyonu (2.32) koşulu sağlamalıdır;

$$f(y, x; \theta) = f(y/x; \theta_{\bar{S}})f(x; \theta) \quad (2.32)$$

(2.32)'deki koşullu dağılım fonksiyonu $f(y/x; \theta_{\bar{S}})$, θ_S parametresinden bağımsız olmalıdır. Bir başka deyişle $\theta_{\bar{S}}$ bilindiğinde verilen θ_S için X^S tam bilgi uzayı olmalıdır.

Algoritma

SAGE algoritmasının temel bileşeni aşağıdaki X^S 'in logaritmik olabilirlik işlevinin koşullu beklentisinden oluşmaktadır.

$$\begin{aligned} \Psi^S(\theta_S; \bar{\theta}) &= \Psi^S(\theta_S; \bar{\theta}_S, \bar{\theta}_{\bar{S}}) \\ &\triangleq E\{\log f(X^S; \theta_S, \bar{\theta}_{\bar{S}}) / Y = y; \bar{\theta}\} \\ &= \int f(x/Y = y; \bar{\theta}) \log f(x; \theta_S, \bar{\theta}_{\bar{S}}) dx \end{aligned} \quad (2.34)$$

Beklenti değerini ceza fonksiyonu ile birleştirilirse;

$$\phi^S(\theta_S; \bar{\theta}) \triangleq \Psi^S(\theta_S; \bar{\theta}) - P(\theta_S; \bar{\theta}_{\bar{S}}) \quad (2.35)$$

olur. $\theta^0 \in \Theta$ başlangıç parametre kestirimimiz olsun. SAGE algoritması $\{\theta^i\}_{i=0}^{\infty}$ dizisindeki değerlerin kestirimini aşağıdaki yenileme yöntemi ile gerçekleştirmektedir;

$i = 0, 1, \dots$ için

1) $\mathcal{S} = S^i$ kümesinden $\mathcal{S}$ 'leri seç

2) θ_{S^i} için kabul edilebilir gizli bilgi uzayı X^{S^i} 'i seç

3) **E-Adımı:** $\phi^{S^i}(\theta_{S^i}; \theta^i)$ yi hesapla:

$$\phi^S(\theta_S; \bar{\theta}) \triangleq \Psi^S(\theta_S; \bar{\theta}) - P(\theta_S; \bar{\theta}_{\bar{S}})$$

4) **M-Adımı:**

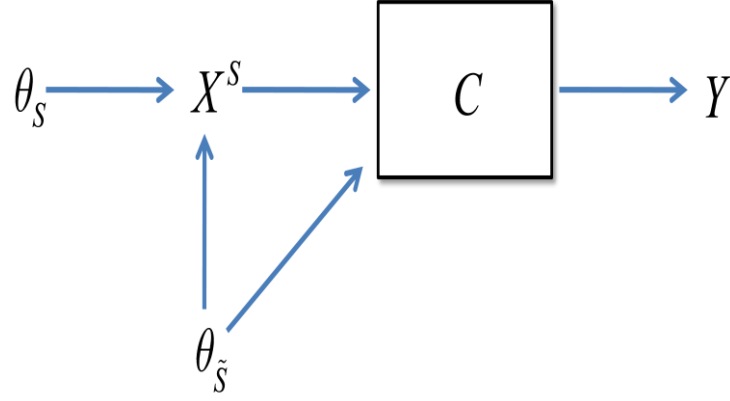
$$\theta_{S^i}^{i+1} = \arg \max_{\theta_{S^i}} \phi^{S^i}(\theta_{S^i}; \theta^i) \quad (2.36)$$

$$\theta_{\bar{S}^i}^{i+1} = \theta_{\bar{S}^i}^i \quad (2.37)$$

5) 3. ve 4. adımı tekrarla

}

(2.36) deki enbüyüklenme işlemi $\Theta^S(\theta^i) = \{\theta_{S^i} : (\theta_{S^i}, \theta_{\bar{S}^i}^i) \in \Theta\}$ kümesi üzerinden yapılır.



Şekil 2.20: SAGE blok diyagramı

Şekil 2.20’de SAGE algoritmasının blok diyagramı gösterilmiştir. SAGE algoritması parametreleri aynı anda güncellemek yerine sıralı sırayla güncellediği ve EM algoritmasından daha hızlı yakınsama sağladığı bilinmektedir. Ayrıca SAGE algoritması kanal parametre kestirimi için kullanılabilecek yüksek çözünürlüklü bir yöntemdir. Özellikle çok girişli çok çıkışlı antenlerin kullanıldığı sistemlerde kanal kestirimi için yaygın olarak kullanılmaktadır.

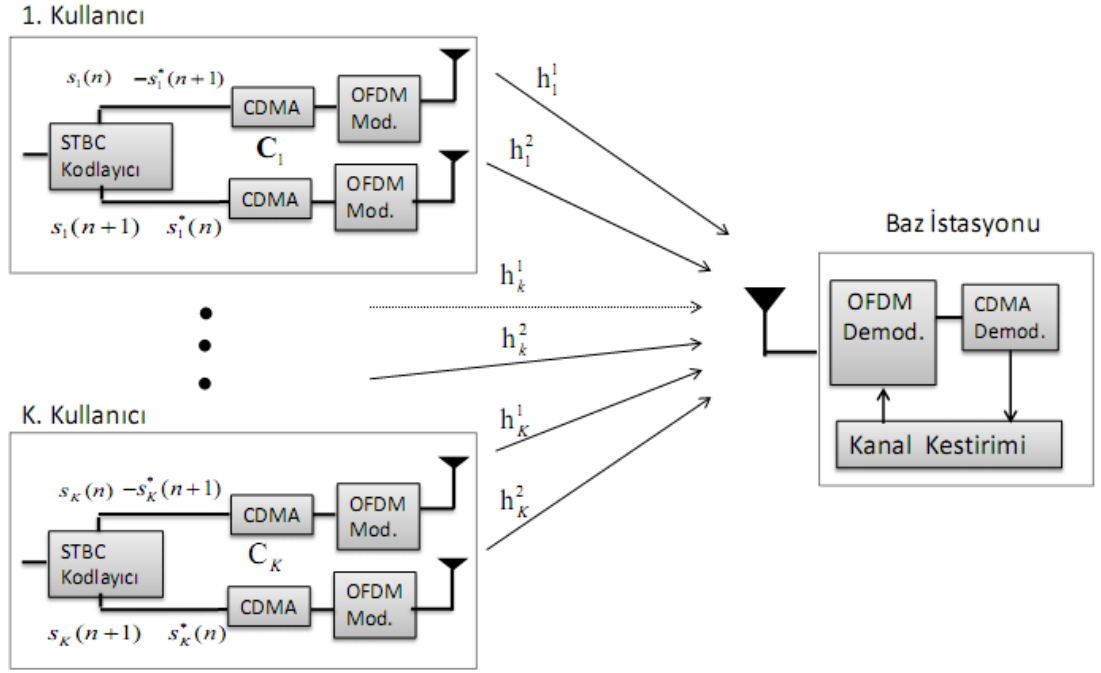
3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI ÇOK TAŞIYICILI KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (MIMO MC-CDMA) YAPISI

Günümüz haberleşme sistemlerinde kullanılan Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) ve Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) tekniklerinin birleşiminden oluşan Çok Taşıyıcılı Kod Bölmeli Çoklu Erişim (MC-CDMA) teknolojisi son dönemde yeni nesil haberleşme sistemleri için oldukça dikkat çekmiştir [19]. Bu teknolojiye, her bir kullanıcı için farklı kodlar üretilmekte böylece kullanıcılara ait farklı kanallar oluşturulmaktadır [20]. Tekniğin içinde bulunan OFDM yapısı sayesinde teknolojinin frekans seçici kanallarda başarımı oldukça iyi olduğu görülmüştür. Diğer taraftan sistemin bant genişliği verimliliğini arttırmak için MC-CDMA sistemleri ile verici ve alıcıda birden fazla antenin kullanılmasını öngören Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) sistemleri ile birleştirilmiştir [21].

3.2. MIMO MC-CDMA SİNYAL MODELİ

Uzay zaman kodları, MIMO sistemlerin başarımını iyileştirmektedir. Bu tezde ise uzay zaman kodu olan STBC için sinyal modeli çıkartılmıştır. Temel bantta çalışan P adet taşıyıcıya sahip yukarı hat STBC MC-CDMA sistemleri için K adet aktif kullanıcının olduğu her kullanıcıda 2 tane verici anten ve alıcıda ise 1 alıcı antenin olduğu varsayılmıştır. Sistemdeki k . kullanıcının ileteceği sembol Alamouti'nin önerdiği STBC kod ile kodlandıktan sonra frekans domeninde $P \times 1$ boyutlu yayıcı dizi olan $\mathbf{c}_k$ ile yayılmaktadır. Yayıcı kodla yayılan iletilecek sembol P noktalı IDFT işleminden sonra paralelden seriye çevrilir ve yayılmış diziye kanalda meydana gelebilecek gecikmeden daha fazla olacak şekilde çevrimli önek eklenir. Şekil 3.1'de K adet kullanıcı için STBC MC-CDMA sisteminin blok şeması gösterilmiştir. Burada her bir kullanıcının alıcı kısmında bir anteni ve verici kısmında 2 anten olduğu görülmektedir.



Şekil 3.1: STBC MC-CDMA blok şeması (Tx=2,Rx=1)

Bu tezde, notasyon ve sinyal modelini basitleştirmek için her bir kullanıcının yayıcı kod uzunluklarının aynı ve sistemde kullanılan alt bant sayısına eşit olduğu varsayılmıştır. Sonuç olarak sinyal aşağıdaki birim basamak cevabına göre çok yollu kanaldan iletilir.

$$g_k(t) = \sum_{l=1}^L g_{k,l} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (3.1)$$

Burada L kanalın yol sayısını, k ise kaçınıcı kullanıcıya ait olduğunu göstermektedir. $g_{k,l}$ ve $\tau_{k,l}$ sırasıyla kompleks sönümlleme katsayısı ve l . yolun gecikmesidir. Sönümlleme işleminin beyaz olduğu farzedilir. Burada L boyutlu ayrık kanal darbe yanıtı vektörü $\mathbf{g}_k = [g_{k,1}, g_{k,2}, \dots, g_{k,L}]^T$ dir ve iletim gücü P_k ile $\mathbf{h}_k = \sqrt{P_k} \mathbf{g}_k$ biçiminde birleştirilebilir, böylelikle birbirlerinden ayrılamazlar. Kanal katsayılarının bir sembol boyunca değişmediği ancak sembolden sembole değişmekte olduğu varsayılmaktadır. Alıcıdan alınan sinyal ilk olarak seriden paralele çevrilir ve çevrimli örnek kaldırılarak DFT işlemi uygulanır. (2.3)'teki sinyal modelinde $s_k(n)$, k . kullanıcıya ait n . sembolü ifade eder. $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{P \times L}$ olmak üzere (k, l) . elamanı $e^{-j2\pi kl/P}$ ifadesine göre değer alan DFT matrisini göstermektedir. Sinyal modelini $n = 1, 3, 5, \dots, (N-1)$ için;

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{k=1}^K [s_k(n) \mathbf{C}_k \mathbf{F} \mathbf{h}_k^1 + s_k(n+1) \mathbf{C}_k \mathbf{F} \mathbf{h}_k^2] + \mathbf{w}(n)$$

$$\mathbf{y}(n+1) = \sum_{k=1}^K [-s_k^*(n) \mathbf{C}_k \mathbf{F} \mathbf{h}_k^1 + s_k^*(n+1) \mathbf{C}_k \mathbf{F} \mathbf{h}_k^2] + \mathbf{w}(n+1) \quad (3.2)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\mathbf{w}(n)$, $P \times 1$ boyutlu sıfır ortalamalı ve boyut başına $\sigma^2 / 2$ değişintiye sahip gauss dağılımlı kanalda eklenen toplamsal gürültüyü ifade eden vektörü; $\mathbf{C}_k$, her bir kullanıcıya ait birimlik yayıcı kodu olan $\mathbf{c}_k$, elemanlarından oluşan köşegen matrisi gösterir. $\mathbf{c}_k$, ise elemanları $\{-\frac{1}{\sqrt{p}}, \frac{1}{\sqrt{p}}\}$ değerlerini alan $\mathbf{c}_k = [c_{k1}, c_{k2}, \dots, c_{kP}]^T$ biçiminde tanımlanan vektörü ifade eder. Toplamda K adet kullanıcı N adet sembolü göndermek üzere gözlemlenen $\mathbf{y}(n)$ sinyalini vektör formunda $\mathbf{y} = [\mathbf{y}^T(1), \dots, \mathbf{y}^T(N)]^T$ olarak yazılabilir.

(3.2)'deki denklemlere baktığımızda aslında 1. verici antenden ve 2. verici antenlerden giden işaretlerin alıcıda sırasıyla aşağıdaki gibi elde edildiğini görüyoruz;

$$\mathbf{y}_k^1 = \begin{bmatrix} s_k(1) \mathbf{C}_k & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_k(3) \mathbf{C}_k & 0 & \dots & 0 \\ & 0 & \ddots & & \\ & & & s_k(N-1) \mathbf{C}_k & \\ \vdots & \vdots & & -s_k^*(2) \mathbf{C}_k & \\ & & & & -s_k^*(4) \mathbf{C}_k \\ & & & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -s_k^*(N) \mathbf{C}_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \vdots \\ \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k^1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_k(1) \\ \vdots \\ w_k(N) \end{bmatrix}$$

$$y_k^2 = \begin{bmatrix} s_k(2)C_k & 0 & & \cdots & & 0 \\ 0 & s_k(4)C_k & 0 & & \cdots & 0 \\ & 0 & \ddots & & & \\ & & & s_k(N)C_k & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & s_k^*(1)C_k & \\ & & & & s_k^*(3)C_k & \\ & & & & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & & \cdots & & 0 & s_k^*(N-1)C_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \vdots \\ \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_k(1) \\ \vdots \\ w_k(N) \end{bmatrix}$$

Alınan sinyal modelinde sinyalleri aşağıdaki gibi tek ve çift sinyal eşitlikleri yapılarak;

$$\mathbf{s}_t = \begin{bmatrix} s_1(1)C_1\mathbf{F} & s_2(1)C_2\mathbf{F} & \cdots & s_K(1)C_K\mathbf{F} \\ s_1(3)C_1\mathbf{F} & s_2(3)C_2\mathbf{F} & \cdots & s_K(3)C_K\mathbf{F} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1(N-1)C_1\mathbf{F} & s_2(N-1)C_2\mathbf{F} & \cdots & s_K(N-1)C_K\mathbf{F} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{s}_\zeta = \begin{bmatrix} s_1(2)C_1\mathbf{F} & s_2(2)C_2\mathbf{F} & \cdots & s_K(2)C_K\mathbf{F} \\ s_1(4)C_1\mathbf{F} & s_2(4)C_2\mathbf{F} & \cdots & s_K(4)C_K\mathbf{F} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1(N)C_1\mathbf{F} & s_2(N)C_2\mathbf{F} & \cdots & s_K(N)C_K\mathbf{F} \end{bmatrix}$$

ve $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^1, \mathbf{h}_2^1, \dots, \mathbf{h}_K^1, \mathbf{h}_1^2, \mathbf{h}_2^2, \dots, \mathbf{h}_K^2]^T$ olmak üzere;

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_t & \mathbf{s}_\zeta \\ -\mathbf{s}_\zeta^* & \mathbf{s}_t^* \end{bmatrix} [\mathbf{h}] + \begin{bmatrix} \mathbf{w}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{w}(N) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\mathbf{h}_k^m$, k . kullanıcının m . verici anteni ile alıcı anten arasındaki kanalı göstermektedir. Bu denklemi daha basit formda;

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}\mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3.4)$$

olarak yazılabilir. Burada $\mathbf{y}$, $\mathbf{S}$ ve $\mathbf{h}$ sırasıyla $NP \times 1$, $NP \times 2KL$ ve $2KL \times 1$ boyutunda matrislerdir. Bundan sonraki adımlarda anlaşılabilirliği arttırmak için $\mathbf{h}$ vektörünü $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{2K}]$ şeklinde tanımlayacağız.

Yukarıda matematiksel işlemler alıcıda bir antenin vericide 2 antenin bulunduğu durum için çıkarılmıştır. Bu yapı iki verici ve iki alıcı antenin için genelleştirilebilir.

3.2.1 Sinyal Modelinin 2 Verici 2 Alıcı Anten için Genelleştirilmesi

Bu sistemde K adet aktif kullanıcının olduğu, her kullanıcıda iki verici ve iki alıcı antenin olduğu varsayalım. Bu yapının blok şeması Şekil 3.2’de K adet kullanıcı için gösterilmiştir. Bu yapı aslında alıcıda 1 anten olması durumunun benzeridir. Alıcılarda 2 anten olması durumunda 1. alıcı anten ve 2. alıcı antenlerde elde edilen sinyal modeli (3.4)’teki gibidir. Bu sinyalleri sırasıyla aşağıdaki yazılabilir;

$\mathbf{h}^1 = [\mathbf{h}_1^{1,1}, \mathbf{h}_2^{1,1}, \dots, \mathbf{h}_K^{1,1}, \mathbf{h}_1^{2,1}, \mathbf{h}_2^{2,1}, \dots, \mathbf{h}_K^{2,1}]^T$ ve $\mathbf{h}^2 = [\mathbf{h}_1^{1,2}, \mathbf{h}_2^{1,2}, \dots, \mathbf{h}_K^{1,2}, \mathbf{h}_1^{2,2}, \mathbf{h}_2^{2,2}, \dots, \mathbf{h}_K^{2,2}]^T$ olmak üzere;

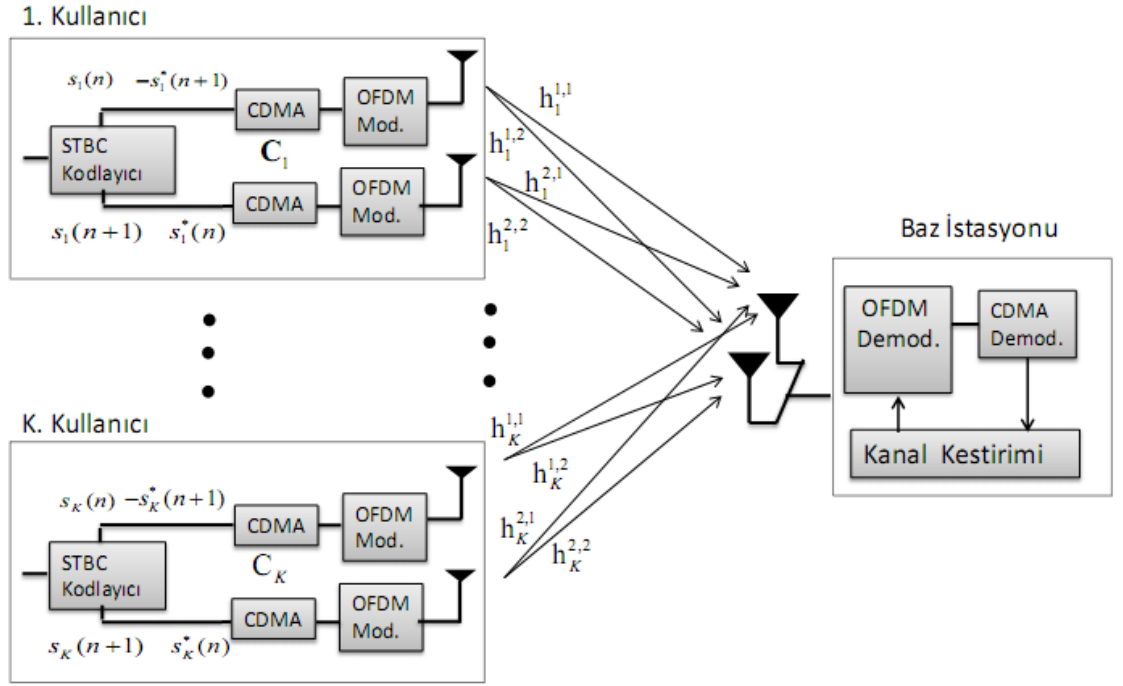
$$\begin{aligned} \mathbf{y}^1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{s}_t & \mathbf{s}_\zeta \\ -\mathbf{s}_\zeta^* & \mathbf{s}_t^* \end{bmatrix} [\mathbf{h}^1] + \begin{bmatrix} \mathbf{w}^1(1) \\ \vdots \\ \mathbf{w}^1(N) \end{bmatrix} \\ \mathbf{y}^2 &= \begin{bmatrix} \mathbf{s}_t & \mathbf{s}_\zeta \\ -\mathbf{s}_\zeta^* & \mathbf{s}_t^* \end{bmatrix} [\mathbf{h}^2] + \begin{bmatrix} \mathbf{w}^2(1) \\ \vdots \\ \mathbf{w}^2(N) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.5)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\mathbf{h}_k^{m,n}$ k . kullanıcının m . verici anteni ile n . alıcı anten arasındaki kanalı, $\mathbf{y}^1$ 1. alıcı antendeki işareti ve $\mathbf{y}^2$ ise 2. alıcı antendeki işareti göstermektedir. Bu işaretleri daha basit formda;

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^1 &= \mathbf{S}\mathbf{h}^1 + \mathbf{w}^1 \\ \mathbf{y}^2 &= \mathbf{S}\mathbf{h}^2 + \mathbf{w}^2 \end{aligned} \quad (3.6)$$

olarak yazabiliriz. Burada $\mathbf{y}^1$, $\mathbf{y}^2$, $\mathbf{S}$, $\mathbf{h}^1$ ve $\mathbf{h}^2$ sırasıyla $NP \times 1$, $NP \times 1$, $NP \times 2KL$, $2KL \times 1$ ve $2KL \times 1$ boyutunda matrislerdir. Bundan sonraki adımlarda anlaşılabilirliği arttırmak için $\mathbf{h}^1$ vektörümüzü $\mathbf{h}^1 = [\mathbf{h}_1^1, \mathbf{h}_2^1, \dots, \mathbf{h}_{2K}^1]$ ve $\mathbf{h}^2$ vektörümüzü

$\mathbf{h}^2 = [\mathbf{h}_1^2, \mathbf{h}_2^2, \dots, \mathbf{h}_{2K}^2]$ biçiminde tanımlayacağız.



Şekil 3.2: STBC MC-CDMA blok şeması (Tx=2,Rx=2)

3.3. MIMO MC-CDMA SİSTEMLERİ İÇİN KANAL KESTİRİMİ

MC-CDMA sistemlerinde ayrık sezim ve kestirim, birleşik sezim ve kestirim yöntemleri önerilmiş ve kanal değişiminin kestirimi için gerekli olan kestirimcilerin büyük matris tersi gerektirdiği görülmüştür [23]. Gerekli olan matris ters alma işleminin aktif kullanıcı sayısı, kanal uzunluğu ve alıcı ve vericide kullanılan anten sayısı ile artacağı oldukça açıktır.

3.3.1. En Büyük Olabilirlikli (ML) Kanal Kestirimi

İki verici bir alıcı yapısında aşağıdaki maliyet fonksiyonunu doğrudan minimize ederek kanal dürtü yanıtı vektörü kestirimi elde edilir.

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg_{\mathbf{h}} \min \left\{ \|\mathbf{y} - \mathbf{S}\mathbf{h}\|^2 \right\} \quad (3.7)$$

(3.4)'teki sinyal modelini ele alırsak, iletilen sembollerin bilindiğini varsayarak enbüyük olabilirlikli (ML) kanal kestirimcisi;

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{ML}} = (\mathbf{S}^{\dagger} \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^{\dagger} \mathbf{y} \quad (3.8)$$

gibi yazılabilir. Burada;

$$\mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} \triangleq \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{1,1} & \mathbf{Q}_{1,2} & \cdots & \mathbf{Q}_{1,2K} \\ \mathbf{Q}_{2,1} & \mathbf{Q}_{2,2} & \cdots & \mathbf{Q}_{2,2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{Q}_{2K,1} & \cdots & \cdots & \mathbf{Q}_{2K,2K} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

tanımını yaparsak, $\mathbf{Q}$ matrisinin elemanı olan $\mathbf{Q}_{i,j}$, $s_k^*(n)s_k(n)=1$, $\mathbf{F}^\dagger \mathbf{F} = \mathbf{P}\mathbf{I}_L$ ve $\mathbf{C}_k^T \mathbf{C}_k = \frac{1}{P} \mathbf{I}_P$ denklemlerinin özelliklerini kullanarak, $i = j$ durumunda $\mathbf{Q}_{i,j} = N \times \mathbf{I}_L$ olmaktadır, diğer durumda ($i \neq j$) $\mathbf{Q}_{i,j}$ birim matris olmadığından $\mathbf{Q}$ 'nun tersinin alınması gerekmektedir.

3.3.2. Yinelemeli Kanal Kestirimi

ML kestirimde çözülmesi gereken problem (3.9)'deki $2KL \times 2KL$ kare matrisin tersinin hesaplanmasıdır. $\mathbf{Q}$ 'nun tersinin hesaplama karmaşıklığı $O((KL)^3)$ 'dur. Bu nedenle, (3.7)'yi doğrudan minimize etmek yerine, ML sonucuna yakınsayan Uzay Değişimli Genelleştirilmiş Beklenti En büyükleme (Space-Alternating Generalized Expectation Maximization, (SAGE)) algoritması önerilmiştir.

3.3.2.1. İki Verici Bir Alıcı Durumunda SAGE Algoritmasının Uygulanması

SAGE algoritması en büyük olabilirlikli çözüme yaklaşan yenilemeli bir yöntemdir. Literatürde alıcıda gönderilen bilginin tamamının bilinmediği durumlar için SAGE tabanlı yenilemeli kanal kestirimi yöntemleri uygulanmıştır [22]. Ayrıca SAGE tabanlı algoritmalar, birleşik sezim ve kestirim (JDE) işlemi için DS-CDMA gibi sistemlerde de kullanılmıştır [23]. Son zamanlarda Kocian ve Fleury [23] yaptığı çalışma, frekans seçici kanal varlığında MC-CDMA sistemlerine uyarlanmıştır [24]. Bahsedilen bu çalışmalarda ihtiyaç olan kanal kestirim işlemi genellikle matris tersi işlemleri gerektirmektedir. SAGE algoritması gerekli olan matris tersi işleminin daha az karmaşıklıkla yapabilmektedir. Bu sebeple, verici çeşitlemeli OFDM için matris ters alma problemi SAGE için incelenmiştir [25]. Benzer şekilde, DS-CDMA sistemlerinde karşılaşılan problemde bu yöntemle kullanılmıştır [26].

SAGE algoritmasını uygulayabilmemiz için alınan sinyalleri;

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^{2K} \mathbf{y}_k \quad (3.10)$$

gibi toplamalar biçiminde yazılmalıdır. Buradaki $\mathbf{y}_k$, k . Kullanıcıya ait gönderilen sinyalin, kanallardan geçerek alıcıda oluşturduğu işareti gösterir. Çalışacak olan SAGE algoritmasında $\mathbf{y}$ ve $\mathbf{y}_k$ sırasıyla tam ve tam olmayan bilgi olarak tanımlanır. Bu durumda $\mathbf{y}_k$ 'yı;

$$\mathbf{x}_t = \begin{bmatrix} s_k(1)\mathbf{C}_k & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_k(3)\mathbf{C}_k & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & s_k(N-1)\mathbf{C}_k \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x}_\varsigma = \begin{bmatrix} s_k(2)\mathbf{C}_k & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_k(4)\mathbf{C}_k & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & s_k(N)\mathbf{C}_k \end{bmatrix}$$

olmak üzere

$$\mathbf{X}_k = \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_t & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{x}_\varsigma^* \end{bmatrix} & 1 \leq k \leq K \\ \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\varsigma & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{x}_t^* \end{bmatrix} & (K+1) \leq k \leq 2K \end{cases} \quad (3.11)$$

(3.11)'de verilen $\mathbf{X}_k$ 'nın yardımıyla $\mathbf{y}_k$ denklem (3.12)'deki gibi yazılabilir;

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{X}_k \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h}_k + \mathbf{w}_k \quad 1 \leq k \leq 2K \quad (3.12)$$

burada $\tilde{\mathbf{F}}$ 'de $NP \times L$ boyutunda $\tilde{\mathbf{F}} = [\mathbf{F} \dots \mathbf{F}]^T$ şeklinde tanımlanan matristir. (3.12)'de ki denklemde bulunan gauss gürültü vektörü $\mathbf{w}_k$ 'yı $\mathbf{w}$ 'nin parçaları olarak düşünersek $\mathbf{w}$ 'yi şu şekilde tanımlayabiliriz; $\mathbf{w} = \sum_{k=1}^{2K} \mathbf{w}_k$, burada varyansımız $\sigma^2 \beta_k$ 'dir. SAGE algoritması aşağıdaki adımları sırası ile gerçekleştirir.

Başlangıç için: $k=1, 2, \dots, 2K$ için hesaplanır;

$$\hat{\mathbf{z}}_k^{(0)} = \mathbf{X}_k \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h}_k^{(0)} \quad (3.13)$$

q. tekrarlama (q=0,1,2,...): $k=1+[q \bmod 2K]$ için hesaplanır;

$$\hat{\mathbf{y}}_k^{(q)} = \hat{\mathbf{z}}_k^{(q)} + \left[\mathbf{y} - \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{z}}_k^{(q)} \right] \quad (3.14)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_k^{(q+1)} = \tilde{\mathbf{F}}^\dagger \mathbf{X}_k^{-1} \hat{\mathbf{y}}_k^{(q)} \quad (3.15)$$

$$\hat{\mathbf{z}}_k^{(q+1)} = \mathbf{X}_k \tilde{\mathbf{F}} \hat{\mathbf{h}}_k^{(q+1)} \quad (3.16)$$

$1 \leq j \leq 2K$ ve $j \neq K$ için

$$\hat{\mathbf{z}}_k^{(q+1)} = \hat{\mathbf{z}}_k^{(q)} \quad (3.17)$$

olarak güncellenir. $\mathbf{X}_k$ diyagonal bir matris olduğu için SAGE algoritması matris tersi gerektirmez.

3.3.2.2. Başlangıç Değerinin Hesaplanması

SAGE algoritması için başlangıç değerinin seçimi önemli bir konudur çünkü başlangıç değeri algoritmanın yakınsama hızını belirler. Biz SAGE için kanalın başlangıç kestirimini aşağıdaki gibi elde edebiliriz:

$$\hat{\mathbf{h}}_k^{(0)} = \tilde{\mathbf{F}}^\dagger \mathbf{X}_k^{-1} \mathbf{y} \quad (3.18)$$

(3.18)'daki denklemden görüleceği gibi aktif kullanıcı sayısının artması algoritmanın başlangıç değerinin bozulmasına neden olacaktır. Bu davranış yakınsama için gerekli olan tekrarlama sayısını artırır. Bu durum benzetim kısmında gösterilecektir.

3.3.2.3. Karmaşıklık Hesabı

Denkleminde (3.8)'de verilen ML çözümü $4K^2L^2NP + 8K^3L^3 + 2KLNP + 4K^2L^2$ adet karmaşık çarpma işlemi gerektirmektedir. SAGE algoritması ise toplamda $4KNPL + 2KNP + q(2NLP + 2NP)$ karmaşık çarpma işlemi gerektirmektedir. ML ve SAGE algoritmaları için gereken toplam çarpım sayıları MLK ve $SAGEK$ ile gösterilmek üzere karmaşık oranı Tablo 3.1'de özetlenmiştir. Tablo 3.1'de L ve K'nin artan değerleri için SAGE algoritması karmaşıklık hesabı açısından avantajlı

gözükmektedir. N ve P değerleri ise ML ve SAGE'de aynı derecede olduğu için $MLK \setminus SAGEK$ oranını etkilememektedir.

Tablo 3.1: 2 alıcı 1 verici anten durumu için işlemsel karmaşıklık hesabı

L	K	N	P	q	$MLK \setminus SAGEK$
4	16	60	16	80	17.2
8	256	1000	512	80	1667.5
16	256	1000	512	80	3467.3
16	512	1000	512	80	7587.7
16	512	500	512	80	7823.2
16	512	2000	512	80	7470.1

3.3.2.4. İki Verici İki Alıcı Durumunda SAGE Algoritmasının Uygulanması

İki verici iki alıcı yapısında, yukarıda yapılan kestirim işlemlerin aynısı denklem (3.6)'daki sinyallere için yapılır. Bu işlemlerden sonra (3.6)'daki $\mathbf{h}^1$ ve $\mathbf{h}^2$ kanal parametreleri $\hat{\mathbf{h}}^1$ ve $\hat{\mathbf{h}}^2$ olarak kestirilir. Başlangıç değerleri ise (3.18)'deki gibi elde edilir. Bu yapının ML çözümünde $8K^2L^2NP + 16K^3L^3 + 4KLNP + 8K^2L^2$ adet karmaşık çarpma işlemi SAGE algoritmasında ise toplamda $8KNPL + 4KNP + q(4NLP + 4NP)$ karmaşık çarpma işlemi gerektirmektedir. Tablo 3.2'de 2 alıcı 2 verici anten durumu için karmaşıklık hesabı verilmiştir. ML ve SAGE çözümlerinin karmaşıklıkları 2 katına çıktığı için 2 alıcı 2 verici anten durumunda karmaşıklık hesabı 1 alıcı 2 verici anten durumu ile aynı olmaktadır.

Tablo 3.2: 2 alıcı 2 verici anten durumu için işlemsel karmaşıklık hesabı

L	K	N	P	q	$MLK \setminus SAGEK$
4	16	60	16	80	17.2
8	256	1000	512	80	1667.5
16	256	1000	512	80	3467.3
16	512	1000	512	80	7587.7
16	512	500	512	80	7823.2
16	512	2000	512	80	7470.1

4. BULGULAR

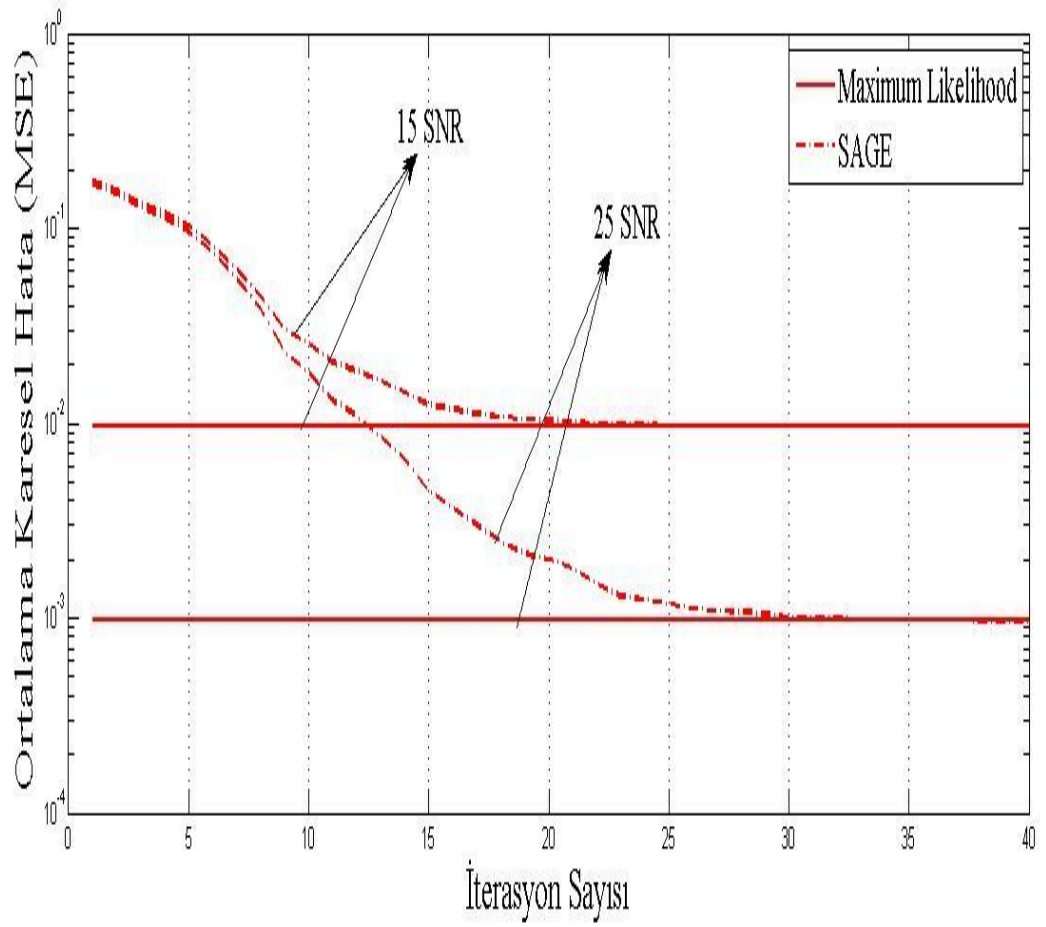
Bu bölümde, frekans seçici kanallar üzerinden çalışan yukarı hat STBC MC-CDMA için önerilen kanal kestirimcilerinin başarımları bilgisayar ortamında incelenmiştir. Yapılan benzetimlerin sonuçları grafiksel olarak bu bölümde değerlendirilmiştir. Elde edilen veriler sınıflandırılıp ve karşılaştırmalı olarak ele alınmıştır. Sonuçların daha iyi anlaşılabilmesi için yapılan benzetimlerde kullanılan parametreler ve varsayımlar aşağıdaki gibidir.

Benzetimlerde her bir kullanıcının aynı seviyede güç miktarı ($P_k = 1$) aldığı varsayılmıştır. Her bir kullanıcı için, kodları arasında diklik özelliği bulunan Walsh dizisinin boyutu kanalda kullanılan altbant sayısına eşit olacak şekilde tanımlanmıştır. COST-207 şehir içi kanal modelinde $L = 4$ durumu seçilmiştir [24]. Modülasyon olarak bantgenişliği 1.228 MHz olan QPSK sinyal modeli kullanılmıştır (Qual Comm-CDMA). Alıcıda, ML için başlangıç kanal kestirimi N adet pilot sembol kullanılarak elde edilmiştir. Pilot sembolleri M harfi ile gösterilmektedir. Genel olarak 4, 8, 12 ve 16 kullanıcıli durumlar için sonuçlar elde edilmiştir.

4.1. İKİ VERİCİ ANTEN VE BİR ALICI ANTEN DURUMU İÇİN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ

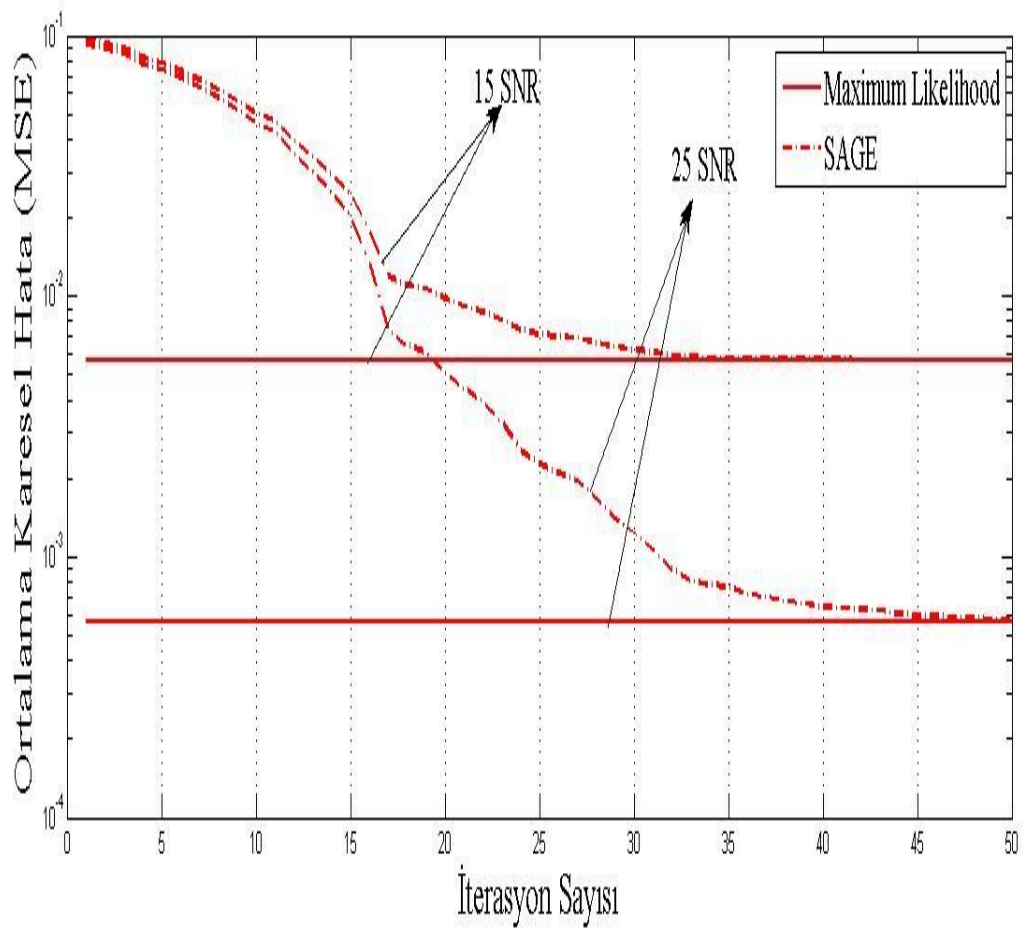
4.1.1. Kullanıcı Sayısının Sabit Olması Durumunda Sinyal Gürültü Oranının (SNR) MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi

Şekil 4.1'deki benzetimde 4 kullanıcı ve 32 adet pilot sembolü kullanılmıştır ve farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin Ortalama Karesel Hata (MSE) başarımı verilmiştir. Şekil 4.1'de artan SNR değerleri için gerekli olan tekrarlar sayısının arttığı gözlemlenmiştir. SNR=15dB için 20 tekrarlar sonunda ML sonucuna yakınsanırken SNR=25dB için 30 tekrarlama ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.1: Dört kullanıcı 32 adet pilot sembolünün kullanılması durumunda farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı

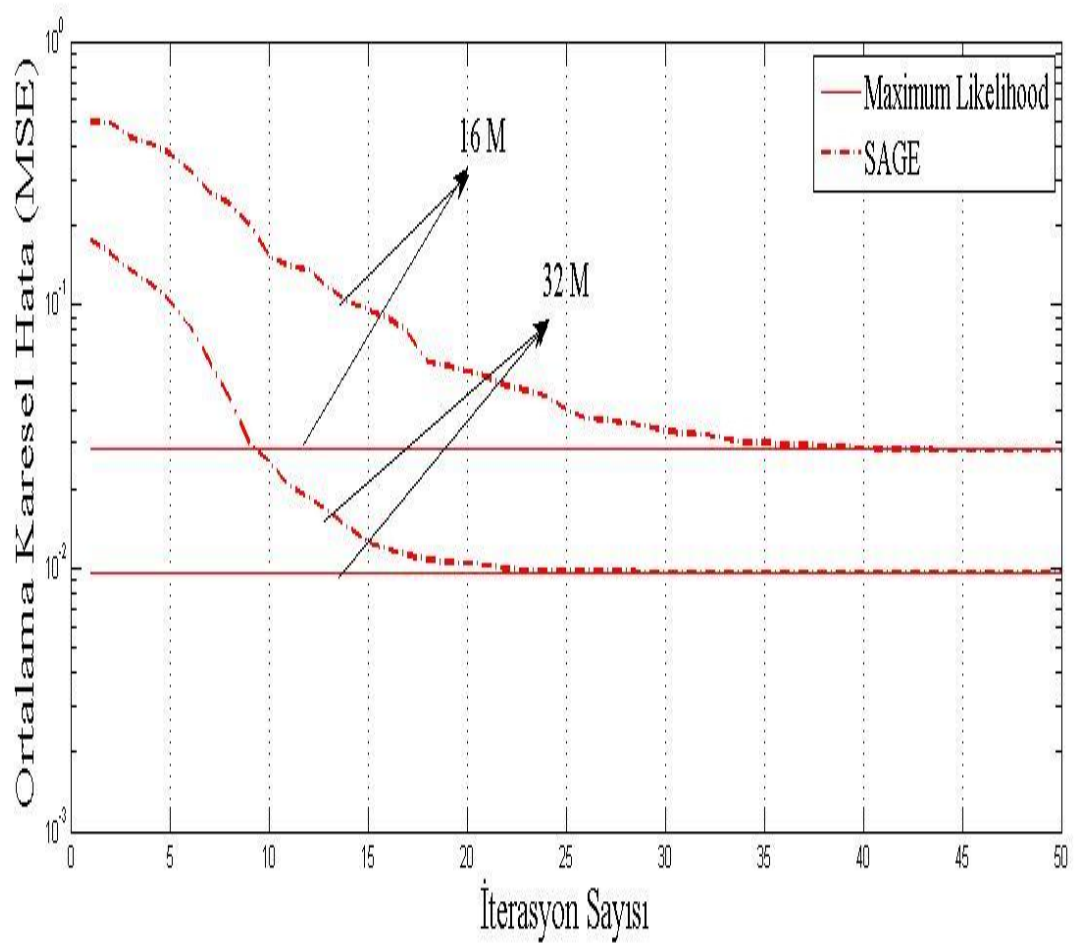
Şekil 4.2’de kullanıcı sayısı 8’e çıkartılmış ve toplamda 48 pilot sembolü kullanılması durumunda MSE başarımı incelenmiştir. Bu durumda da SAGE algoritması ML çözümüne yakınsadığı görülmüştür. Şekil 4.2’de SNR=15dB için 33 tekrarlamada ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.2: Sekiz kullanıcı 48 adet pilot sembolünün kullanılması durumunda farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı

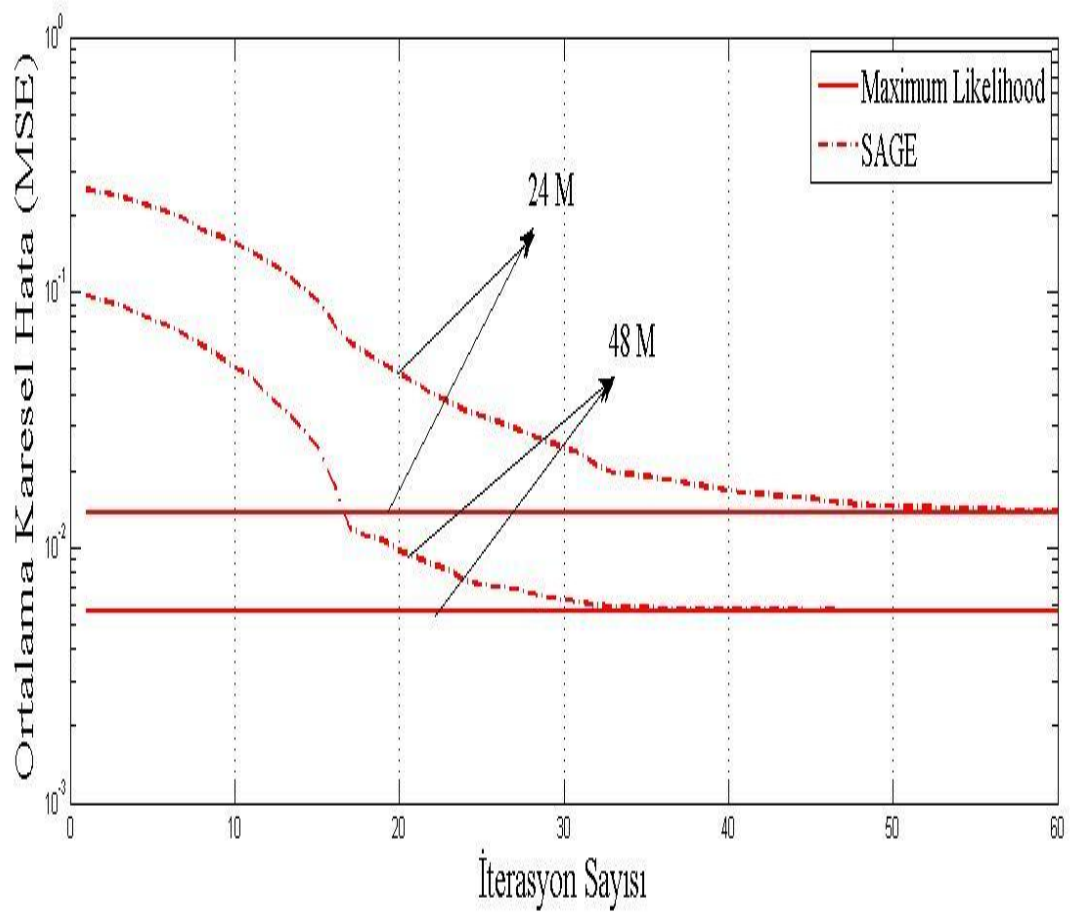
4.1.2. Kullanıcı Sayısının Sabit Olması Durumunda Toplam Kullanılan Pilot Sembol Sayısının MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi

Şekil 4.3'deki benzetimde SNR=15dB ve kullanıcı sayısı 4 olarak seçilmiştir. Burada farklı pilot sembol sayıları için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı verilmiştir. Şekil 4.3'de pilot sembollerinin artması durumunda gerekli olan tekrarlar sayısının azaldığı gözlemlenmiştir. SAGE algoritması 16 pilot sembolü kullanılması durumunda 35 tekrarlama 32 pilot sembolü kullanılması durumunda 23 tekrarlama ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.3: Dört kullanıcı ve SNR=15dB olması durumunda farklı pilot sembolleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımları

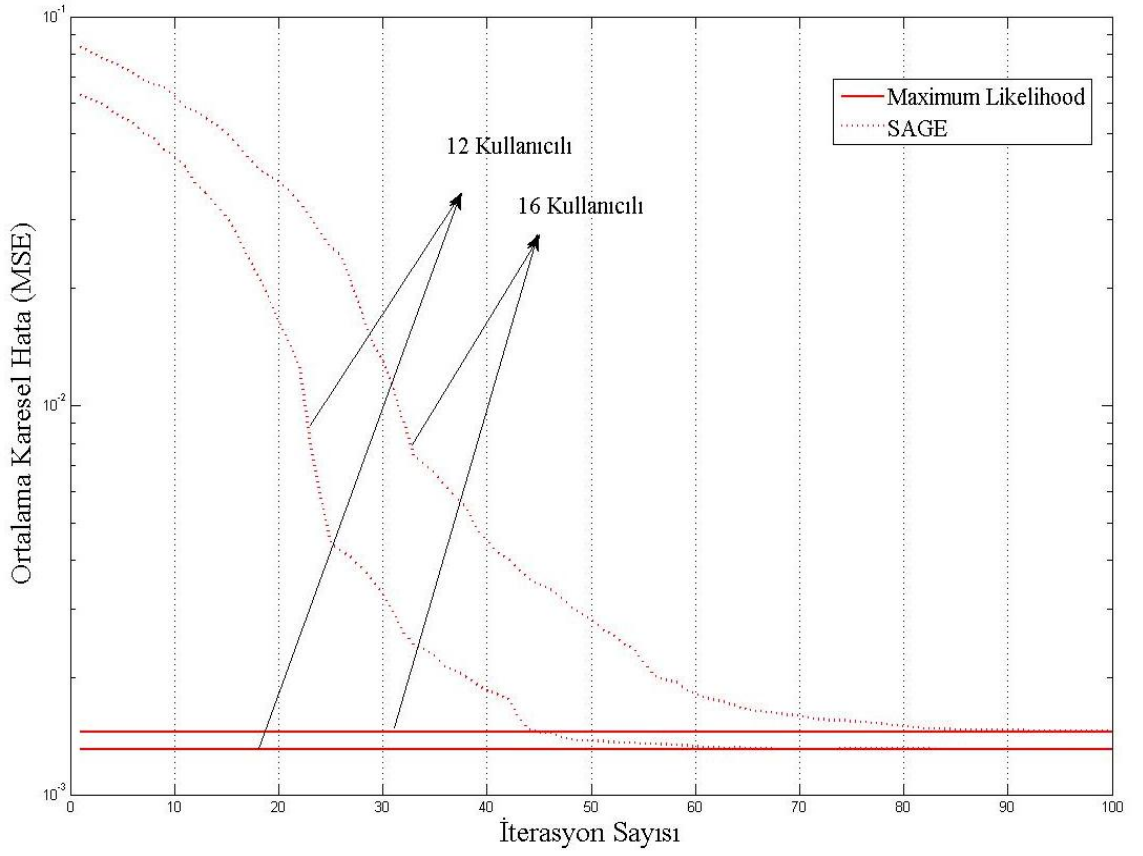
Şekil 4.4’de kullanıcı sayısı 8’e çıkartılmış ve SNR=15dB için farklı pilot sembol sayısı kullanılarak MSE başarımları incelenmiştir. Bu durumda da SAGE algoritması ML çözümüne yakınsadığı görülmüştür. Şekil 4.4’de 24 pilot sembolü kullanılması sonucu SAGE algoritması 50 tekrarlama, 48 pilot sembolü kullanılması durumunda 32 tekrarlama ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.4: Sekiz kullanıcı ve SNR=15dB olması durumunda farklı pilot sembolleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımları

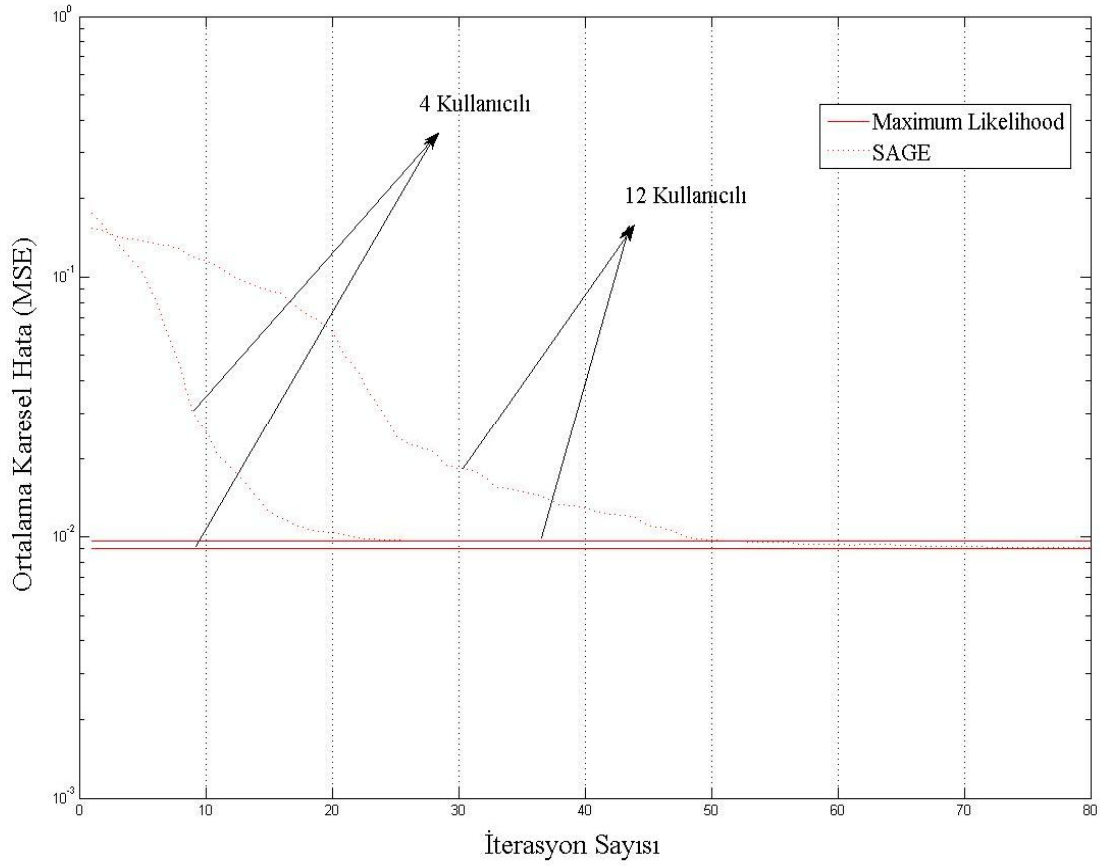
4.1.3. Eşit Sayıda Pilot Sembolünün Kullanılması Durumunda Sistemdeki Aktif Kullanıcı Sayısının MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi

Şekil 4.5’deki benzetimde SNR=20dB ve pilot sembol sayısı 60 olarak seçilmiştir. Bu benzetimde farklı kullanıcı sayıları için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımları verilmiştir. Şekil 4.5’de kullanıcı sayısının artması durumunda gerekli olan tekrarlaması sayısının arttığı gözlemlenmiştir. SAGE algoritması 16 kullanıcı olması durumunda 80 tekrarlamada 12 kullanıcı olması durumunda 55 tekrarlamada ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.5: Altmış pilot sembolü ve SNR=20dB durumunda farklı kullanıcılar için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı

Şekil 4.6'daki benzetimde SNR=15dB'ye ve pilot sembol sayısı 32'ye düşürülmesi durumunda MSE başarımı incelenmiştir. Bu durumda da SAGE algoritması ML çözümüne yakınsadığı görülmüştür. Şekil 4.6'da 4 kullanıcı olması durumunda 25 tekrarlama sonunda, 12 kullanıcı olması durumunda 50 tekrarlama ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.

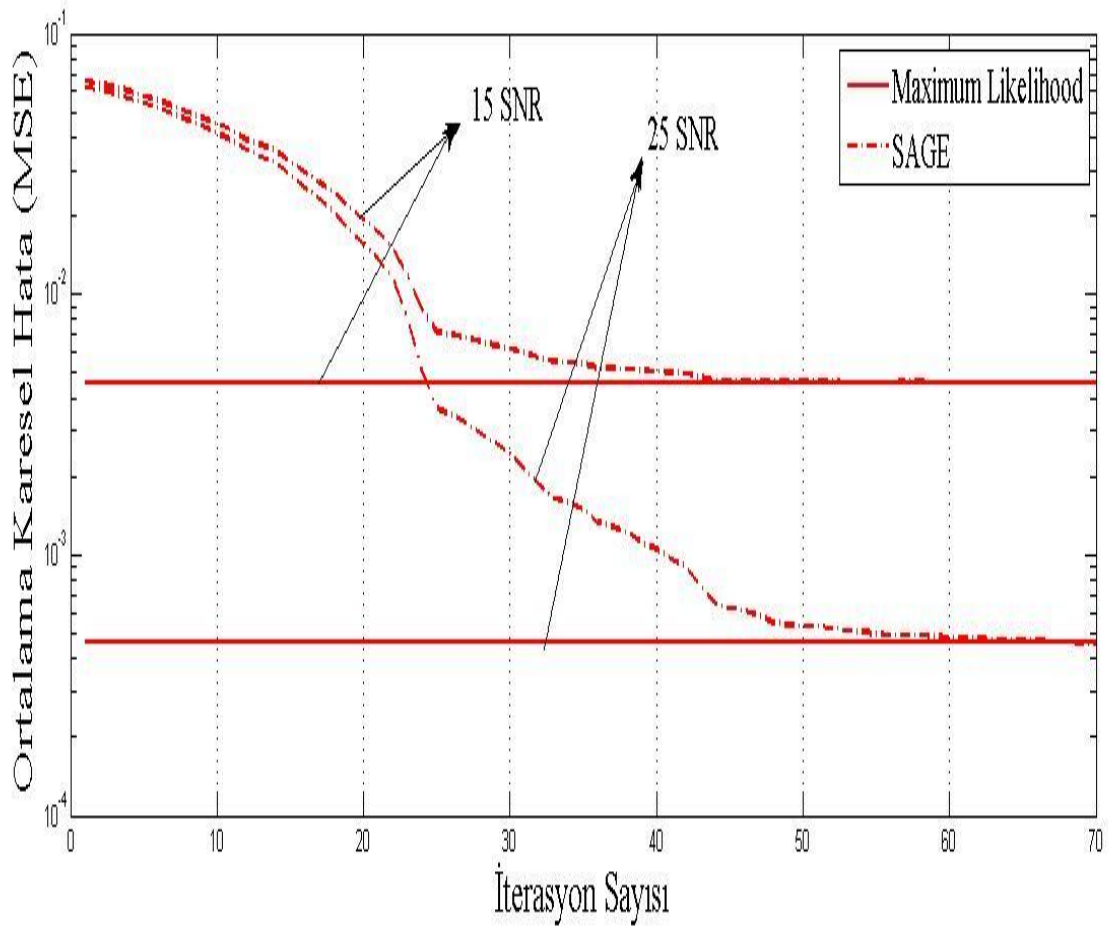


Şekil 4.6: Otuziki pilot sembolü ve SNR=15dB durumunda farklı kullanıcılar için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı

4.2. İKİ VERİCİ ANTEN VE İKİ ALICI ANTEN DURUMU İÇİN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ

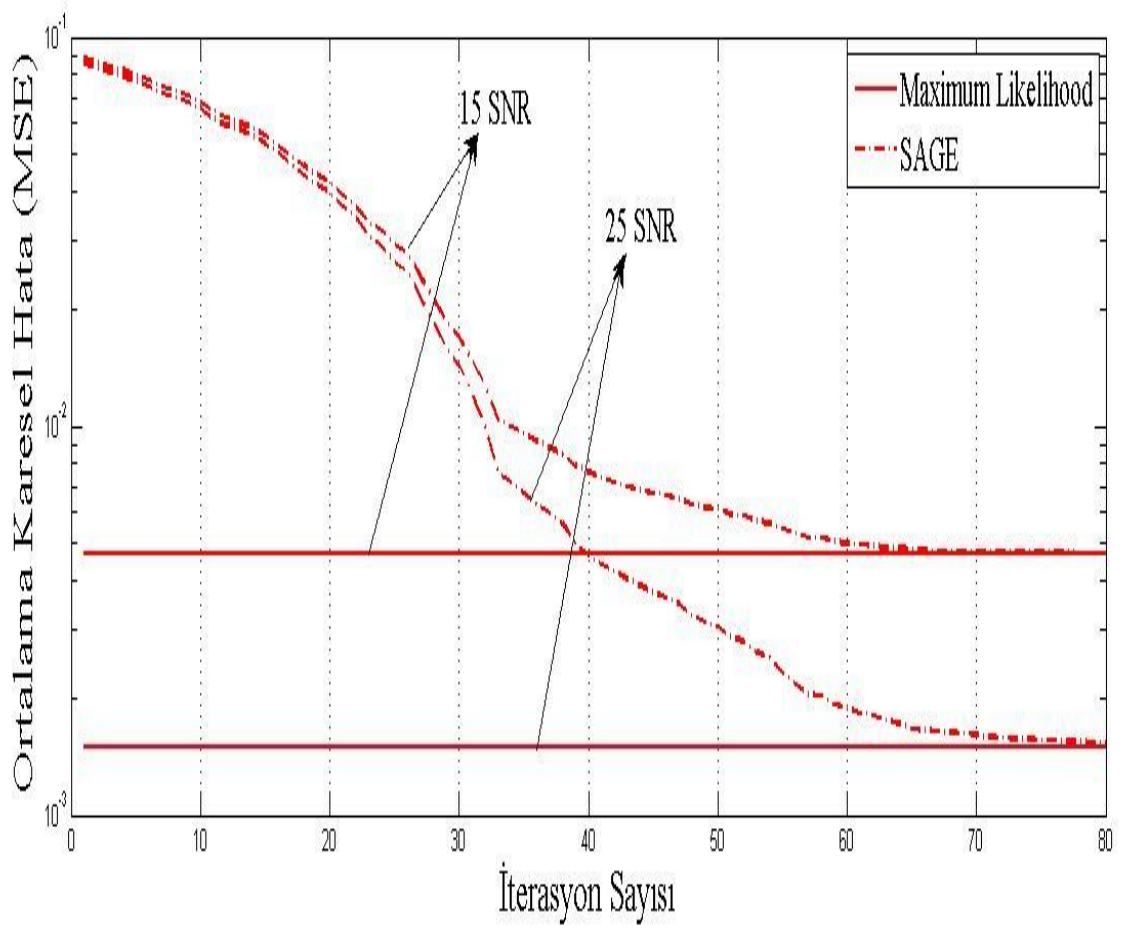
4.2.1. Kullanıcı Sayısının Sabit Olması Durumunda Sinyal Gürültü Oranının(SNR) MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi

Şekil 4.7'deki benzetimde 12 kullanıcı ve 60 adet pilot sembolü kullanılmıştır ve farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin Ortalama Kareseel Hata (MSE) başarımı verilmiştir. Şekil 4.7'de artan SNR değerleri için gerekli olan tekrarlar sayısının arttığı gözlemlenmiştir. SNR=15dB için 45 tekrarlar sonunda ML sonucuna yakınsanırken SNR=25dB için 60 tekrarlarda ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.7: Oniki kullanıcı 60 adet pilot sembolünün kullanılması durumunda farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı

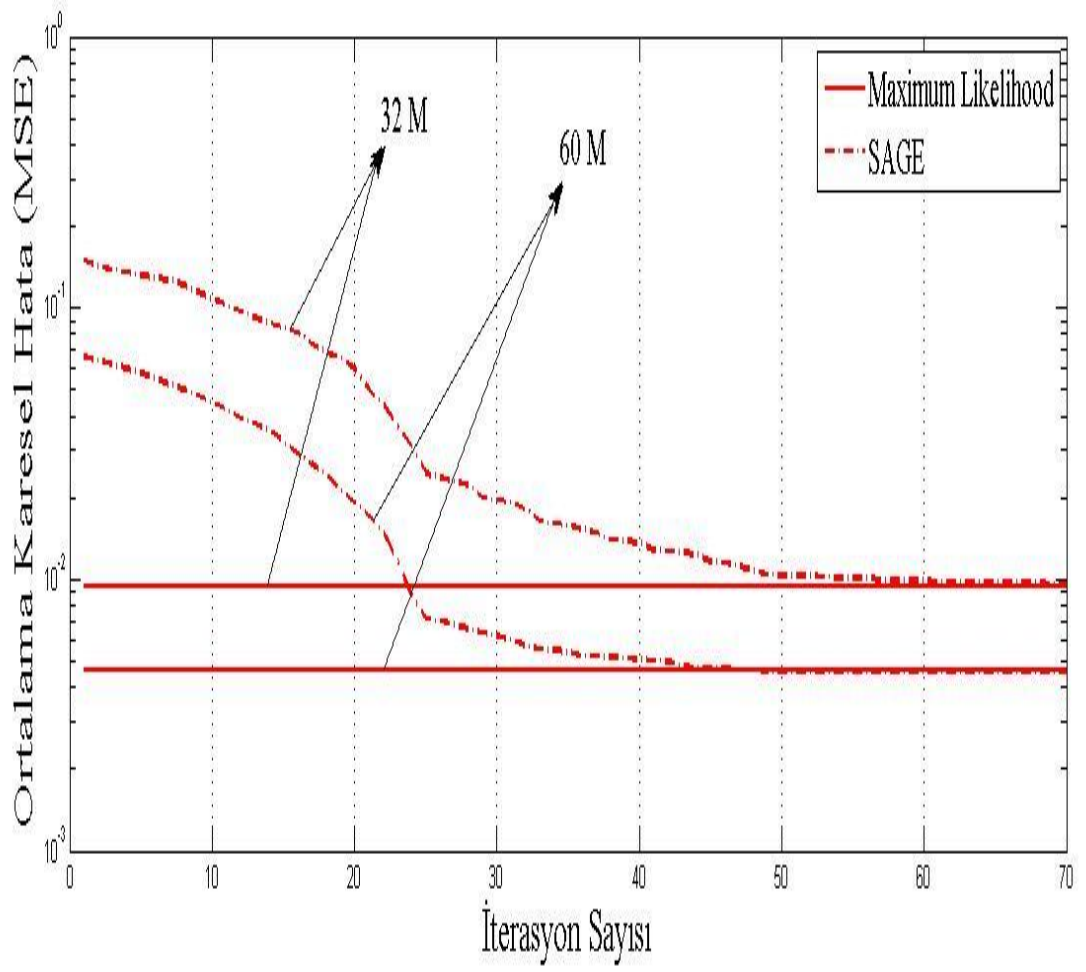
Şekil 4.8’de kullanıcı sayısı 16’ya çıkartılmış ve toplamda 60 pilot sembolü kullanılması durumunda MSE başarımı incelenmiştir. Bu durumda da SAGE algoritması ML çözümüne yakınsadığı görülmüştür. Şekil 4.2’de SNR=15dB için 65 tekrarlamada sonunda, SNR=25dB için 80 tekrarlamada ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.8: Onaltı kullanıcı 60 adet pilot sembolünün kullanılması durumunda farklı SNR değerleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı

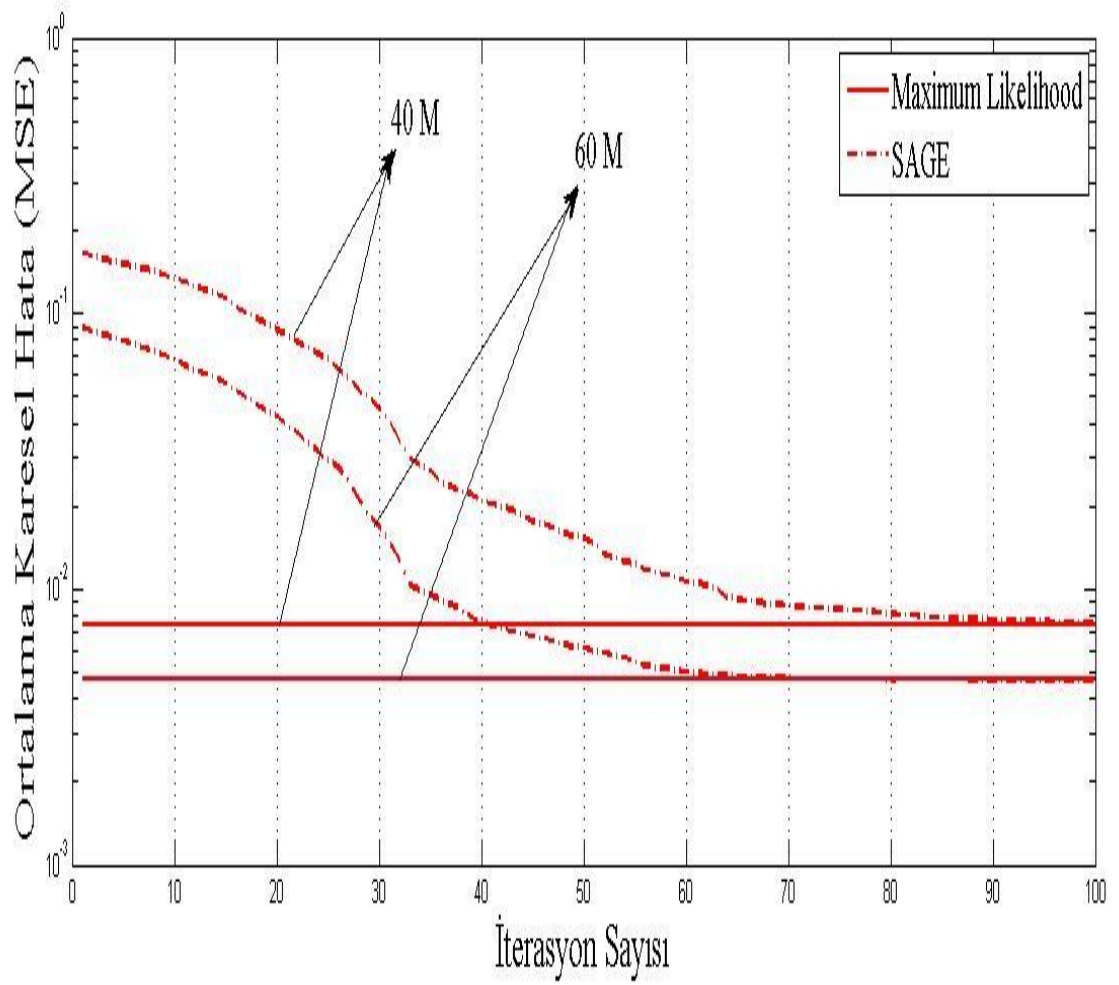
4.2.2. Kullanıcı Sayısının Sabit Olması Durumunda Toplam Kullanılan Pilot Sembol Sayısının MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi

Şekil 4.9'deki benzetimde SNR=15dB ve kullanıcı sayısı 12 olarak seçilmiştir. Burada farklı pilot sembol sayıları için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı verilmiştir. Şekil 4.9'da pilot sembollerinin artması durumunda gerekli olan tekrarlar sayısının azaldığı gözlemlenmiştir. SAGE algoritması 32 pilot sembolü kullanılması durumunda 60 tekrarlama 60 pilot sembolü kullanması durumunda 45 tekrarlama ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.9: Oniki kullanıcı ve SNR=15dB olması durumunda farklı pilot sembolleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımları

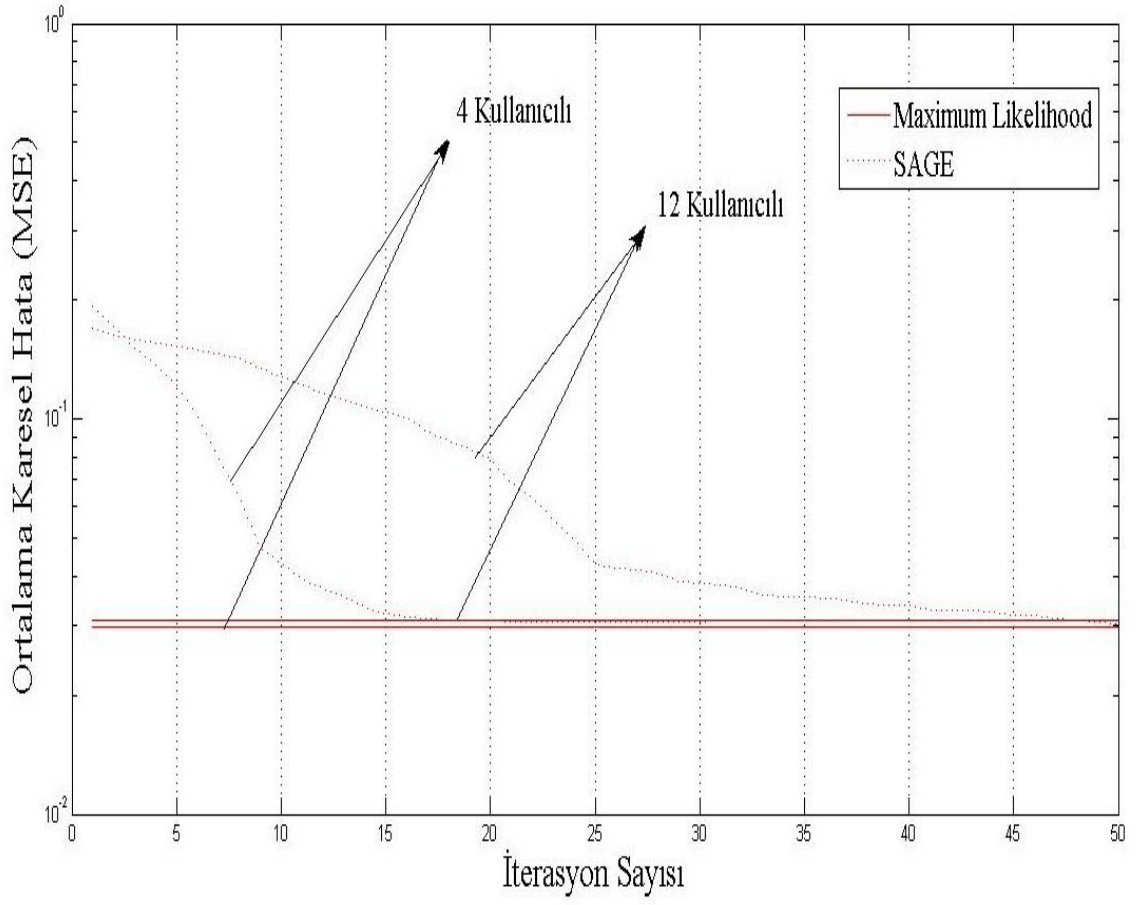
Şekil 4.10'de kullanıcı sayısı 4'e düşürülerek ve SNR=15dB için farklı pilot sembol sayısı kullanılarak MSE başarımları incelenmiştir. Bu durumda da SAGE algoritması ML çözümüne yakınsadığı görülmüştür. Şekil 4.10'da 40 pilot sembolü kullanılması sonucu SAGE algoritması 90 tekrarlama, 60 pilot sembolü kullanılması durumunda 60 tekrarlama ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.10: Dört kullanıcı ve SNR=15dB olması durumunda farklı pilot sembolleri için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımları

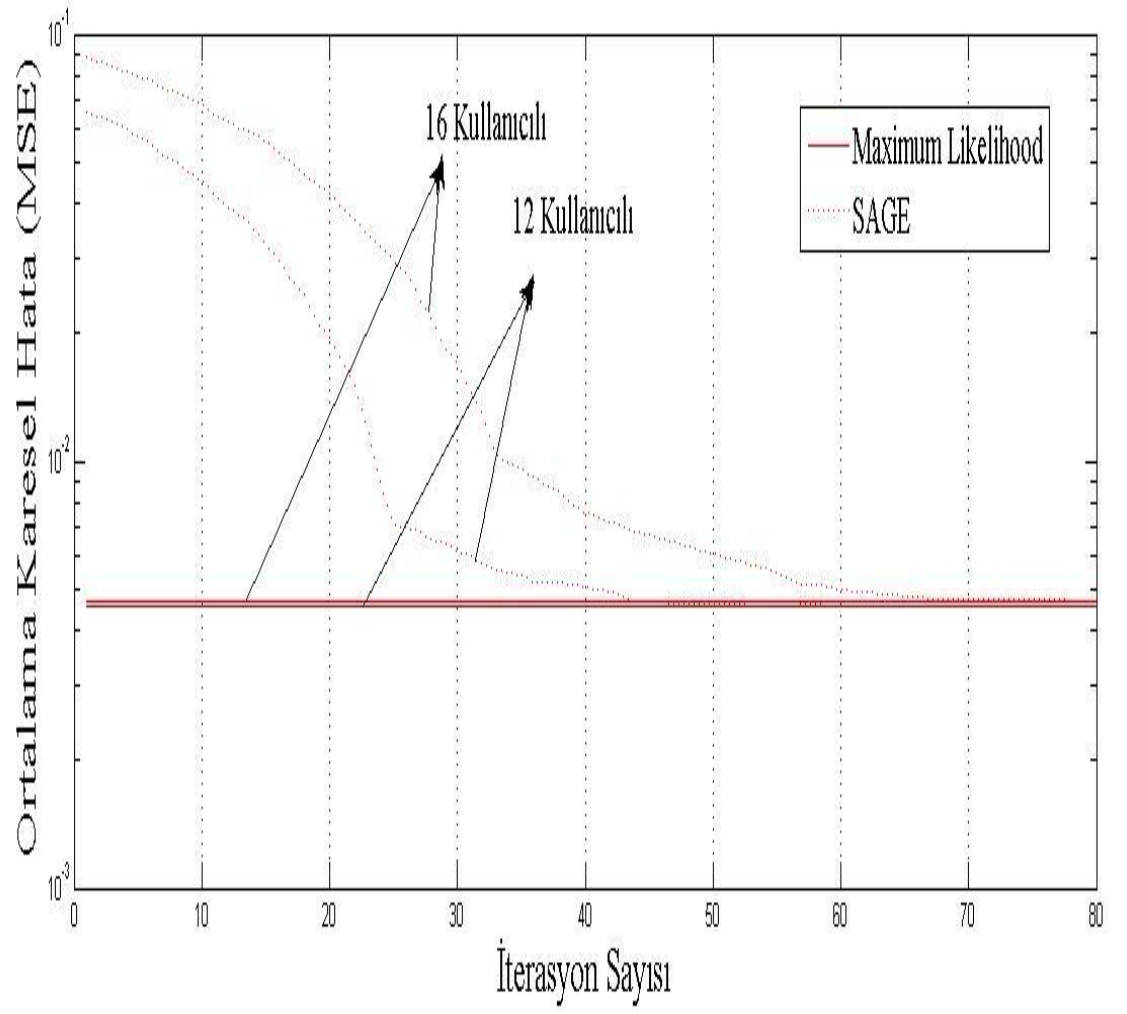
4.2.3. Eşit Sayıda Pilot Sembolünün Kullanılması Durumunda Sistemdeki Aktif Kullanıcı Sayısının MSE Başarımına Etkisinin İncelenmesi

Şekil 4.11'deki benzetimde SNR=10dB ve pilot sembol sayısı 32 olarak seçilmiştir. Bu benzetimde farklı kullanıcı sayıları için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımları verilmiştir. Şekil 4.11'de kullanıcı sayısının artması durumunda gerekli olan tekrarlamaya sayısının arttığı gözlemlenmiştir. SAGE algoritması 12 kullanıcı olması durumunda 17 tekrarlama 16 kullanıcı olması durumunda 45 tekrarlama ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür



Şekil 4.11: Otuziki pilot sembolü ve SNR=10dB durumunda farklı kullanıcılar için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımı

Şekil 4.12'deki benzetimde SNR=15dB'ye ve pilot sembol sayısı 60'ye çıkarılması durumunda MSE başarımı incelenmiştir. Bu durumda da SAGE algoritması ML çözümüne yakınsadığı görülmüştür. Şekil 4.12'de 16 kullanıcı olması durumunda 67 tekrarlama sonunda, 12 kullanıcı olması durumunda 45 tekrarlama ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür.



Şekil 4.12: Altmış pilot sembolü ve SNR=15dB durumunda farklı kullanıcılar için ML ve SAGE kestirimcilerin MSE başarımları

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde yüksek hızlarda ve kaliteli iletişim yapılmak istenmektedir. Bu sistemlerde çok yollu sönümleme, semboller arası girişim, frekans secici kanallar gibi birçok bozucu etki bulunmaktadır. Kanalda sinyal üzerinde meydana gelen bu olumsuz etkilerin azaltılması ve mevcut bant genişliğini olabildiğince verimli bir şekilde kullanması gerekmektedir. Bu tür olumsuz etkiler MIMO MC-CDMA sistemleri kullanılarak azaltılabilmektedir. MIMO MC-CDMA içerisinde bulunan OFDM yapısı, çok yollu yayılım etkilerine karşı sağlamlığı, sistem karmaşıklığını azaltması, spektral verimliliği arttırması ve yüksek veri hızı gibi avantajlara sahiptir. Sistem içerisindeki CDMA yapısında ise aynı anda aynı bantgenişliğini birden fazla kullanıcının kullanmasına izin vermesi, güç kontrol algoritmaların kullanarak kullanıcıların sinyal gücünün azaltılabilmesi, etkili güç kontrolünden dolayı batarya ömrünü uzatması ve koruma bandı yada koruma zamanının olmaması gibi avantajları bulunmaktadır. Ayrıca sistemdeki MIMO yapısı, bant genişliği verimliliğini ve sönümlemeye karşı sağlamlığı arttırmaktadır.

Bu sistemlerde alıcıda sinyalin tekrar elde edilebilmesi için kanal parametrelerine ihtiyaç duyulduğundan, kanal kestirim işlemi alıcıda oldukça önemli bir yere sahiptir ve çözümlenmesi gerekmektedir. Bu tezde frekans seçici kanallar üzerinde çalışan MIMO MC-CDMA sistemleri için sinyal modeli oluşturulmuştur ve ML kanal kestirimi işlemi yapılmıştır. Ancak hesaplanan ML kestirimcinin işlemsel karmaşıklığı oldukça fazla olduğu görülmüştür. Bu sebeple MIMO MC-CDMA sisteminde kanal kestirimi için işlemsel karmaşıklığı düşük ve yenilemeli bir kestirimci olan SAGE algoritması uygulanmıştır. Sonuçta önerilen teknikliğin daha az işlemsel karmaşıklıkla ML kanal kestirimine yakınsadığı görülmüştür.

ML ve SAGE için işlemsel karmaşıklık hesabı yapılmıştır. Kullanıcı sayısı, pilot sembol sayısı, kanalın yol sayısı, yayıcı kod uzunluğu ve sistemdeki anten sayısının artması ile ML ve SAGE yöntemlerinin işlemsel karmaşıklıkları artmıştır. Kullanıcı ve kanal yol

sayısının artması durumunda SAGE yönteminin karmaşıklık açısından daha avantajlı olduğu görülmüştür.

Yapılan benzetimlerde aynı sayıda kullanıcı için artan SNR değeri ile birlikte ML kestirimcinin MSE başarımının iyileştiği ve SAGE algoritmasının her bir grafikte ML çözümüne yakınsadığı görülmüştür. Ayrıca kullanıcı sayısı sabit tutulup pilot semboller artırılmıştır. Pilot sembollerinin artırılması ile ML kestirimcinin MSE başarımı iyileştiği ve SAGE kestirimcisi ML sonucuna yakınsadığı görülmüştür. Dahası bu durumda gerekli olan tekrarlama sayısında azaldığı gözlemlenmiştir. Kullanıcı sayısının MSE başarımı üzerindeki etkileri de incelenmiştir. Sabit pilot sembolüne karşılık kullanıcı sayısının artması ile birlikte ML kestirimcinin MSE performansı kötüleşmiş ve SAGE algoritması ML çözümüne yakınsadığı görülmüş fakat gerekli olan tekrarlama sayısının arttığı gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

1. SELIAN, A., 2001. From GSM to IMT-2000 Comparative Analysis.[online], France, <http://www.itu.int/osg/spu/ni/3g/casestudies>, [Ziyaret tarihi: 20 Mart 2011] .
2. HARA, S. and PRASAD, R., 1997, Overview of multicarrier CDMA, *IEEE Commun. Mag.*, 35 (12), 126-133.
3. PRASAD, R. and HARA, S., 1996, An Overview of multi-carrier CDMA, *Proc. IEEE 4th Int. Symposium of Spread Spectrum Techniques and Applications*. 1996, Mainz, Germany, 107-114.
4. FOSCHINI, G. and GANS, M., 1998, On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications*, 6, 311-335
5. YANG L.L., 2009, *Multicarrier Communications*, Wiley, UK, 0470722002.
6. FAZEL, K. and KAISER, S., 2003, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems* , Wiley, England, 0470848995.
7. CHUNLONG, H. and LI, H., 2009, Pilot-Aided Channel Estimation Techniques in OFDM System, *International Conference on Communication Software and Networks*. iccsn'09, USA: IEEE Computer Society Washington, 143-146.
8. CIMINI L. J., 1994, Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing, *IEEE Transactions on Communications*, 42 (2), 2908-2914.
9. HARA S. and PRASAD R., 2003, *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*, Boston, MA, USA: Artech House, 1-58053-482-1.
10. TAROKH, V., SESHADRI, N., VE CALDERBANK, A. R., 1998, Space-time codes for high bilgi rate wireless communication: Performance criterion and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, 44 (2), 744–765.
11. ALAMOUTI, S. M., 1998, A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16 (8), 1451–1458.
12. PROAKIS, J. G. and SALEHI , M., 1994, *Communications Systems Engineering*, Prentice Hall, New Jersey, 0-13-061793-8.

13. PILLAI, K. S. M., 2007 , Signal Processing for Communication [online], India, <http://www.dsplog.com/category/diversity/> [Ziyaret tarihi: 01 Mart 2011]
14. DOGAN, H., 2003, *SF-OFDM Sistemlerde Kanal Kestirimi*, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
15. FESSLER, J. A. and HERO, A. O., 1994, Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm, *IEEE Trans. on Signal Processing*, 42 (10), 2664-2677.
16. DEMPSTER, A. P., LAIRD, N. M. and RUBIN, D. B., 1977, Maximum Likelihood from Incomplete Data via the EM Algorithm, *Journal of the Royal Statistical Society*, 39 (1), 1-38.
17. FEDER, M. and WEINSTEIN, E., 1988, Parameter-Estimation of Superimposed Signals Using the EM Algorithm, *Ieee Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, 36 (4), 477-489.
18. GREEN, P. J., 1990, On use of the EM algorithm for penalized likelihood estimation, *J. Royal Stat. Soc. Series B*, 52 (3), 443-452.
19. YEE, N., LINNARZ, J.-P. AND FETTWEIS, G., 1993, Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks, in *Proc. IEEE Int. Symp. on Personal Indoor and Mobile Radio Commun.(PIMRC 93)*. September 8-11, Yokohama, Japan, 109-113.
20. IRAJI, S., SIPILA, T. and LILLEBERG, J., 1993, Channel Estimation and Signal Detection for MC-CDMA in Multipath Fading Channels, in *Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun(PIMRC 93)*. September 8-11, Yokohama, Japan, 1104-1108.
21. JUNTITI, M. et al., 2005, MIMO MC-CDMA Communications for Future Cellular Systems, *IEEE Commun. Mag.*, 43 (2), 118-124.
22. DOGAN, H., CIRPAN, H. A. AND PANAYIRCI, E., 2007, Iterative Channel Estimation and Decoding of Turbo Coded SFBC-OFDM Systems, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 6 (7), 3090-3101.
23. KOCIAN, A. AND FLEURY, B. H., 2003, EM-based joint data detection and channel estimation of DS-SS signals, *IEEE Trans. Commun.*, 51 (10), 1709-1720.
24. PANAYIRCI, E., DOGAN, H., CIRPAN, H. A., KOCIAN, A., and FLEURY, B. H., 2010, Iterative Joint Data Detection and Channel Estimation for Uplink MC-CDMA Systems in the Presence of Frequency Selective Channels, *Physical Communication Elsevier*, 3 (2), 87-96.

25. YONGZHE, X. and GEORGHIADES, C.N., 2003, Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity, *IEEE Trans. on Commun.*, 51 (1), 106-115.
26. DOGAN, H., 2008, EM/SAGE Based ML Channel Estimation for Uplink DS-CDMA Systems over Time-Varying Fading Channels, *IEEE Communication Letters*, 12 (10), 740-74.

ÖZGEÇMİŞ

Yusuf ACAR, 1986 yılında Ağrı' da doğdu. Burdur da İlköğretimi birincilikle, liseyi ikincilikle tamamladıktan sonra, İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans eğitimine başladı. Haziran 2008 tarihinde bu bölümden üçüncülükle mezun oldu. 2008 Eylül de İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başladı.

Eylül 2009'de İstanbul Kültür Üniversitesi Mimarlık-Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği'de çalışmaya başladı, halen aynı bölümde görevine devam etmektedir.

ADRES:

İstanbul Kültür Üniversitesi, Mimarlık-Mühendislik Fakültesi,
Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ataköy Kampüsü, 2. Kat C09
34156, Bakırköy/İSTANBUL.

Tel: 0 (212) 498 40 12

E-mail: y.acar@iku.edu.tr