



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**VERİCİ ÇEŞİTLEMELİ OFDM SİSTEMLERİ İÇİN TURBO
ALICI YAPILARI**

**Elektrik Elektronik Yük.Müh. Hakan DOĞAN
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Mühendisliği Programı**

**Danışman
Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN**

Nisan, 2007

İSTANBUL



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**VERİCİ ÇEŞİTLEMELİ OFDM SİSTEMLERİ İÇİN TURBO
ALICI YAPILARI**

**Elektrik Elektronik.Yük.Müh. Hakan DOĞAN
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Mühendisliği Programı**

**Danışman
Prof.Dr. Hakan Ali ÇIRPAN**

Nisan, 2007

İSTANBUL

Bu alışma 10/5/2007 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı Elektrik Elektronik Mühendisliğı programında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI
Kadir Has Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. Sıddık YARMAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ
İstanbul Teknik Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Bu alışma İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin 856/02062006 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Öncelikle, lisans ve yüksek lisans öğrenimim sırasında ve tez çalışmalarım boyunca verdiği her türlü destek ve yardımlarından dolayı çok değerli hocam Prof.Dr.Hakan Ali Çırpan'a sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum. Tezin oluşumu aşamasında çoğu zaman birlikte çalıştığım ve yardımlarını esirgemeyen çok değerli hocam Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI'ya teze yaptığı büyük katkılardan dolayı çok teşekkür ederim.

Ayrıca tez çalışmam boyunca bana hep yardımcı olan çalışma arkadaşlarıma, manevi desteklerini hiç esirgemeyen sevgili eşime, anneme ve babama şükranlarımı sunarım. Son olarak çalışmamın uygulama kısmını destekleyen İstanbul Üniversitesi ve TÜBİTAK'a teşekkürü borç bilirim.

Nisan, 2007

Hakan DOĞAN

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	x
SEMBOL LİSTESİ	xi
KISALTMA LİSTESİ	xiv
ÖZET	xviii
SUMMARY	xx
1 GİRİŞ.....	1
1.1 HABERLEŞME TARİHİ VE KABLOSUZ HABERLEŞME.....	1
1.1.1 Birinci Nesil (1G) İletişim Sistemleri.....	3
1.1.2 İkinci Nesil (2G) İletişim Sistemleri	4
1.1.3 Üçüncü Nesil (3G) İletişim Sistemleri	5
1.1.4 Dördüncü Nesil (4G) İletişim Sistemleri	6
1.2 YENİ NESİL GENİŞ BANTLI KABLOSUZ MOBİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ	6
1.2.1 Kanalda Meydana Gelen Sönümlleme Etkisini Yok Etmek İçin Önerilen Yöntemler	7
1.2.2 Verici ve Alıcı Çeşitleme Yöntemleri	7
1.2.3 Verici Çeşitleme Yöntemlerinin OFDM Sistemleriyle Bütünleştirilmesi	8
1.2.4 Kanal Kodlayıcının Verici Çeşitlemeli OFDM Sistemlerine Dış Kodlayıcı Olarak Eklenmesi.....	9

1.2.5 Kanal Kodlanmış OFDM Sistemlerinde Uzay Zaman Blok / Uzay Frekans Blok Kodlarının Kullanılması	10
1.3 TEZİN AMACI VE ÇALIŞMA PLANI	10
1.3.1 Tezin Çalışma Planı	12
1.3.2 Tezin Bölümleri	13
2. GENEL KISIMLAR	14
2.1 TURBO KODLAMA	14
2.1.1 Turbo Kodlayıcı	15
2.1.2 İteratif Kod Çözümü Prensibi	15
2.1.3 Turbo Kod Çözümü Program İşleyişi	19
2.2 KANAL KODLAYICI TARAFINDAN KODLANMIŞ SFBC-OFDM VE STBC-OFDM SİSTEMLERİ İÇİN BİRLEŞTİRİLMİŞ SİNYAL MODELİ	20
2.3 MOBİL HABERLEŞME KANALLARI VE KARAKTERİSTİKLERİ	24
2.4 İLETİŞİM KANAL MODELİ VE KARHUNEN LOEVE (KL) SERİ AÇILIMININ KULLANIMI	28
2.4.1 Zayıflayan Güç Gecikme Karakterine Sahip Kanal Modeli	29
2.4.2 COST-207 Kanal Modeli	30
3. MALZEME VE YÖNTEM	33
3.1 KANAL KESTİRİMİ/DENKLEŞTİRME	33
3.1.1 SFBC-OFDM Durumu	35
3.1.2 STBC-OFDM Durumu	36
3.1.3 İlkendirme	37
3.2 YİNELEMELİ KANAL DENKLEŞTİRME VE KOD ÇÖZÜMÜ İŞLEMİ	38
3.2.1 SFBC-OFDM Durumu	38
3.2.2 STBC-OFDM Durumu	38
3.3 ALICI YAPISI	40
3.4 LİNEER OLMAYAN İŞLEV	41
3.5 KANAL KESTİRİMCİNİN KARMAŞIKLIĞININ İNCELENMESİ	42

3.6 DEĞİŞTİRİLMİŞ CRAMER-RAO SINIRI (MCRB).....	44
3.7 EN BÜYÜK SONSA OLASILIK ALGORİTMASI (MAXIMUM A POSTERIOR ‘MAP’)	46
3.7.1 Gama’ların Hesaplanması.....	48
3.7.2 Alfa’ların Hesaplanması.....	48
3.7.3 Beta’ların Hesaplanması	50
3.7.4 LOG-MAP Algoritması	51
3.7.5 Kodlayıcılar	52
4. BULGULAR	57
4.1 ZAYIFLAYAN GÜÇ GECİKME KARAKTERİNE SAHİP KANAL MODELİ BENZETİMLERİ.....	57
4.2 COST-207 KANAL MODELİ İÇİN YAPILAN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ	61
4.3 VERİCİ ÇEŞİTLEMELİ TURBO/KONVOLÜSYONEL KODLANMIŞ OFDM SİSTEMLERİNDE EM TEKNİĞİNE DAYALI KANAL KESTİRİM ÇALIŞMALARINA AİT BİLGİSAYAR BENZETİM SONUÇLARI.....	68
4.3.1 Zayıflayan Güç Gecikme Karakterine Sahip Kanal Modeli İçin Yapılan Bilgisayar Benzetimleri	68
4.3.2 COST-207 Kanal Modeli İçin Yapılan Bilgisayar Benzetimleri.....	75
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	82
5.1 TEZİN İÇERİĞİ VE GETİRİLEN YENİLİKLER	82
KAYNAKLAR.....	85
ÖZGEÇMİŞ.....	91

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	: Açık ve kapalı sistemler	8
Şekil 2.1	: İki bellekli turbo kodlayıcı	14
Şekil 2.2	: Yinelemeli kod çözümü.....	16
Şekil 2.3	: Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemleri için verici yapısı.....	20
Şekil 2.4	: OFDM kullanımı sonucu oluşan kanalı yapısı	22
Şekil 2.5	: Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemleri için verici yapısı.....	23
Şekil 3.1	: Turbo kodlanmış-verici çeşitlemeli OFDM sistemleri için önerilen alıcı yapısı	40
Şekil 3.2	: Kafes diyagramında Alfa'ların gösterimi	49
Şekil 3.3	: Kafes diyagramında Beta'ların gösterimi.....	51
Şekil 3.4	: Kodlama oranı $r = 1/2$ Olan $(1,5/7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının yapısı	53
Şekil 3.5	: Kodlama oranı $r = 1/2$ olan $(1,5/7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının durum diyagramı	53
Şekil 3.6	: Kodlama oranı $r = 1/2$ olan $(1,5/7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının kafes diyagramı	53
Şekil 3.7	: Kodlama oranı $r = 1/2$ olan $(5,7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının yapısı	54
Şekil 3.8	: Kodlama oranı $r = 1/2$ Olan $(5,7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının durum diyagramı	55
Şekil 3.9	: Kodlama oranı $r = 1/2$ olan $(5,7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının kafes diyagramı	55
Şekil 4.1	: Zayıflayan güç gecikme karakterine sahip bir OFDM kanalının frekans izgesinin genlik cevabı (A) : Doğrusal (B): Logaritmik	57
Şekil 4.2	: Zayıflayan güç gecikme karakterine sahip bir OFDM kanalının zaman sekmelerinin genlik cevabı $f_{Dm} = 10Hz$	58

Şekil 4.3	: Örnek bir OFDM kanalının frekans cevabının zamanla değişen genlik cevabı $f_{Dm} = 10Hz$	59
Şekil 4.4	: Örnek bir OFDM kanalının frekans cevabının zamanla değişen logaritmik genlik cevabı $f_{Dm} = 10Hz$	59
Şekil 4.5	: Zayıflayan güç gecikme karakterine sahip bir OFDM kanalının zaman sekmelerinin genlik cevabı $f_{Dm} = 100Hz$	60
Şekil 4.6	: Örnek bir OFDM kanalının frekans izgesinin zamanla değişen genlik cevabı $f_{Dm} = 100Hz$	60
Şekil 4.7	: Örnek bir OFDM kanalının frekans cevabının zamanla değişen logaritmik genlik cevabı $f_{Dm} = 100Hz$	61
Şekil 4.8	: COST-207-TU kanalının frekans izgesinin genlik cevabı (A) : Doğrusal (B): Logaritmik	62
Şekil 4.9	: COST-207 - TU kanal modelinin zamana göre kanal sekmelerinin genlik değişimi ($f_{dmax}=10$ Hz, altband sayısı=512)	62
Şekil 4.10	: COST-207 – TU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının doğrusal olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=10$ Hz, altband sayısı=512).....	63
Şekil 4.11	: COST-207 – TU Kanal modelinin zamana göre frekans cevabının logaritmik olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=10$ Hz, altband sayısı=512).....	63
Şekil 4.12	: COST-207 – TU kanal modelinin zamana göre kanal sekmelerinin genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512).....	64
Şekil 4.13	: COST-207 – TU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının doğrusal olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512).....	65
Şekil 4.14	: COST-207 – TU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının logaritmik olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512).....	65
Şekil 4.15	: COST-207 BU kanalının frekans izgesinin genlik cevabı (A) : Doğrusal (B): Logaritmik	66
Şekil 4.16	: COST-207 – BU kanal modelinin zamana göre kanal	

	sekmelerinin genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512).....	66
şekil 4.17	: COST-207 – BU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının doğrusal olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512).....	67
şekil 4.18	: COST-207 – BU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının logaritmik olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512).....	67
şekil 4.19	: Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemleri için çeşitli kanal kestirim algoritmalarının MSE başarımı.....	71
şekil 4.20	: Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımı	71
şekil 4.21	: Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinde EM-MAP kanal kestimi kullanılması durumunda kullanılan KL katsayılarına göre MSE başarımının incelenmesi.....	72
şekil 4.22	: Pilot Koyma Aralığının, Turbo/Katlamalı kodlanmış SFBC-OFDM sistemler için yapılan EM-MAP kanal kestirimine olan etkisinin MSE olarak incelenmesi.....	72
şekil 4.23	: Turbo/Katlamalı kodlanmış SFBC-OFDM sistemleri için yapılan EM-MAP kanal kestiriminin farklı pilot koyma aralıklarına göre ilklendirilmesi durumunda alıcı yapılarının BER başarımı	73
şekil 4.24	: Pilot ton koyma aralığının 8 olması durumunda ($PIR=8$) Turbo/Konvolusyonel kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin yineleme sayısına göre başarımının tüm pilot ($PIR=1$) ve Kanalın bilindiği durumdaki başarımlarına göre incelenmesi	73
şekil 4.25	: Pilot ton koyma aralığının 16 olması durumunda ($PIR=16$) Turbo/Konvolusyonel kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin yineleme sayısına göre başarımının tüm pilot ($PIR=1$) ve kanalın bilindiği durumdaki başarımlarına göre incelenmesi.....	74
şekil 4.26	: Turbo kodlanmış SFBC/STBC-OFDM sistemlerinin çeşitli Doppler frekanslarına göre başarımının BER olarak incelenmesi.....	74

Şekil 4.27	: BPSK modüleli Turbo Kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi (BU , $f_{Dm} = 100Hz$, $PIR = 1:8$).....	77
Şekil 4.28	: QPSK modüleli Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi (BU , $f_{Dm} = 100Hz$, $PIR = 1:8$).....	78
Şekil 4.29	: QPSK modüleli Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi (TU , $f_{Dm} = 100Hz$, $PIR = 1:8$).....	78
Şekil 4.30	: QPSK modüleli Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi (TU , $f_{Dm} = 100Hz$, $PIR = 1:16$).....	79
Şekil 4.31	: QPSK modüleli Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi (BU , $f_{Dm} = 100Hz$, $PIR = 1:16$)	79
Şekil 4.32	: BU kanallar üzerinden iletişim gerçekleştiren Turbo/Katlamalı kodlanmış STBC-OFDM sistemler için yapılan EM-MAP kanal kestiriminin farklı pilot koyma aralıklarına göre ilklendirilmesi durumunda alıcı yapılarının BER başarımı ($f_{Dm} = 100Hz$)	80
Şekil 4.33	: TU kanallar üzerinden iletişim gerçekleştiren Turbo/Katlamalı kodlanmış STBC-OFDM sistemler için yapılan EM-MAP kanal kestiriminin farklı pilot koyma aralıklarına göre ilklendirilmesi durumunda alıcı yapılarının BER başarımı ($f_{Dm} = 100Hz$)	80

Şekil 4.34	: Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde EM-MAP kanal kestimi kullanılması durumunda kullanılan KL katsayılarına göre BER başarımının incelenmesi.....	81
Şekil 4.35	: EM-MAP tabanlı Turbo kodlanmış STBC/SFBC-OFDM sistemlerinin TU ve BU kanallar üzerinden farklı Doppler frekans değerlerine göre BER başarımı	81

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1	: COST-207 kanal modeline göre çeşitli kanallara ait güç gecikmesinin spektrum yoğunlukları $S_h(\tau)$	31
Tablo 2.2	: COST-207 Kanal modeline göre Doppler güç spektrum yoğunlukları $S_h(\lambda)$	32

SEMBOLLER LİSTESİ

$\arg \max_x y(x)$	: $y(x)$ foksyonunu en büyükleyen x değeri
$\mathbf{b}$	: ikili bilgi bitlerinden oluşan gönderilecek bilgi dizisi
$b(n)$	: n anında gönderilecek ikili bilgi biti
$\hat{b}_k$	:turbo kod çözücü sonucunda b_k biti için verilen karar değeri
$\mathbf{C}$	:kanal kodlayıcıdan çıkan kodlanmış sembol dizisi
C_{1k}	:ilk kodlayıcıdan çıkan sistematik bilgi
C_{2k}	:ilk kodlayıcıdan çıkan kodlanmış bilgi
C_{3k}	:serpiştiriciye girdikten sonra ikinci kodlayıcıda kodlanan kodlanmış bilgi
$\mathbf{D}$	: $\mathbf{X}$ vektörünün mmse kestirimi
$E_x \{ \}$	: x 'ler üzerinden ortalama hesaplaması
f_{Dm}	:maksimum Doppler frekansı
$\mathbf{G}^{(q+1)}$	:kanal kestiriminin $q + 1$. adımdaki değeri
$\mathbf{H}_\mu(n)$	: μ . verici anten ile alıcı anten arasında N_c adet altbanda sahip kanalın n zaman aralığındaki frekans cevabı
$\mathbf{H}_{\mu,e}(n)$	: $\mathbf{H}_\mu(n)$ kanal vektörünün çift elemanlarını gösteren $\frac{N_c}{2} \times 1$ boyutlu vektör
$\mathbf{H}_{\mu,o}(n)$	: $\mathbf{H}_\mu(n)$ kanal vektörünün tek elemanlarını gösteren $\frac{N_c}{2} \times 1$ boyutlu vektör
$\mathbf{I}_{N_c \times N_c}$	: $N_c \times N_c$ boyutlu birim matris
$L(b_k)$	: b_k bitine ait LLR değeri
$L_1^{(q)}(b_k)$	:birinci kod çözücüde b_k bitine ait hesaplanan LLR değeri
$L_{1,ap}^{(q)}(b_k)$	:birinci kod çözücüde kullanılacak b_k bitine ait öncül bilgiyi ifade eden LLR değeri
$L_{1,ext}^{(q)}(b_k)$	:birinci kod çözücü sonucunda b_k bitine ait elde edilen dışsal bilgi

$L_2(\tilde{b}_k)$	:ikinci kod çözücü sonucunda b_k bitine ait elde edilen LLR değeri
$L_{2,ap}^{(q)}(\tilde{b}_k)$	:ikinci kod çözücüde kullanılacak b_k bitine ait öncül bilgiyi ifade LLR değeri
$L_{2,ext}(b_k)$	:ikinci kod çözücü sonucunda b_k bitine ait elde edilen dışsal bilgi
L_c	:kanal güvenirliliğini ifade eden sabit
$L_{sys}^{(q)}(b_k)$	:(q). iterasyonda kanal kodlayıcıdan çıkan sistematik bilgiye ait LLR değeri
$L_{sys}(\tilde{b}_k)$	:kanal kodlayıcıdan çıkan serpiştirilmiş sistematik bilgiye ait LLR değeri
N_{PS}	:pilot sembol sayısı
$P(X_k = a)$	: $X_k = a$ 'nın meydana gelme olasılığı
$\mathbf{R}_e(n)$	: N_c adet alt taşıyıcı için n zaman aralığında alıcı antenden alınan sinyalin çift altbanlara karşılık gelen kısmını ifade eden vektör
$\mathbf{R}_o(n)$	: N_c adet alt taşıyıcı için n zaman aralığında alıcı antenden alınan sinyalin tek altbanlara karşılık gelen kısmını ifade eden vektör
$\bar{\mathbf{X}}$	: $\mathbf{X}$ vektörünün ortalaması
$\mathbf{X}(m)$	:kanal kodlayıcıdan çıkan kodlanmış bilgi dizisinin serpiştiriciden çıktıktan sonra oluşturduğu blok
T_s	:iletim süresi
Y_{sys}	: C_{1k} sistematik bilgi dizisinin kanaldan iletilmiş biçimi
Y_1	: C_{2k} kodlanmış sembol dizilerinin kanaldan iletilmiş biçimi
Y_2	: C_{3k} kodlanmış sembol dizisinin kanaldan iletilmiş biçimi
$\mathbf{Z}$	: $\mathbf{D}$ vektörünün serpiştirilmiş biçimi
Υ_j	:kodlanmış sembollere ait LLR değerleri
π	:turbo kodlayıcı yapılarından gelen bit dizisine ait dizilimini belli bir kurala göre veya rastgele değiştiren serpiştirici bloğu
Λ	:özdeğer matrisi
Ψ	:özvektör matrisi
Ψ_r	: Ψ matrisinin $(N_c/2)-r$ sütununu iptal ederek elde edilen $(N_c/2) \times r$ boyutlu vektör

Σ	: $N_c \times N_c$ boyutlu gürültüye ait değişinti miktarını gösteren köşegen matris
Σ_r	: $r \times r$ boyutlu gürültüye ait değişinti miktarını gösteren köşegen matris
$()^T$	:matris devriği
$()^*$	:matris eşleniği
$()^\dagger$	:matrisin eşleniğinin devriği
$()^{-1}$	:matris tersi

KISALTMA LİSTESİ

1G	:Birinci Nesil İletişim Sistemleri
2G	:İkinci Nesil İletişim Sistemleri
3G	:Üçüncü Nesil İletişim Sistemleri
4G	:Dördüncü Nesil İletişim Sistemleri
802.11	:Wi-Fi Teknolojisi İçin IEEE'nin Belirlediği Standart
802.16	:Wi-Max Teknolojisi İçin IEEE'nin Belirlediği Standart
AM	:Genlik Modülasyonu / Amplitude Modulation
AMPS	:İleri Mobil Telefon Sistemi / Advanced Mobile Phone System
AWGN	:Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü / Additive White Gaussian Noise
BER	:Bit Hata Oranı / Bit Error Rate
BPSK	:İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Binary Phase Shift Keying
BU	:Kötü Yayınım Şartlarına Sahip Bölge / Bad Urban
CDMA	:Kod Bölmeli Çoklu Erişim / Code-Division Multiple Access
CDMA2000	:Kod Bölmeli Çoklu Erişim Teknolojisini Barındıran Standart / Code-Division Multiple Access-2000
CGS	:Santimetre Gram Saniye Birim Sistemi / Centimeter Gram Second System Of Units
COST	:Bilimsel ve Teknik Araştırma Alanında Avrupa İşbirliği / European Co-Operation in the Field of Scientific and Technical Research
DCS1800	:1800Mhz'de Çalışan Sayısal Hücreli Sistem Standartı / Digital Cellular System 1800Mhz
DFT	:Ayrık Fourier Dönüşümü / Discrete Fourier Transform
DQPSK	:Diferansiyel Dört Düzeyli Faz Kaydırmalı Anahtarlama / Differential Quadrature Phase-Shift Keying
EDGE	:Geliştirilmiş İletim Hızlı GSM Evrimi / Enhanced Data Rates For GSM Evolution
ELF	:Aşırı Düşük Frekans / Extremely Low Frequency

EM	:Beklenti Enbüyüklenme / Expectation Maximization
FDD	:Frekans Bölmeli Çiftleme / Frequency Division Duplex
FDMA	:Frekans Bölmeli Çoklu Erişim / Frequency-Division Multiple Access
FHSS	:Frekans Atlamalı Geniş Spektrum / Frequency-Hopping Spread Spectrum
FIM	:Fisher Bilgi Matrisi / Fisher Information Matrix
GMSK	:En Az Gauss Kaymalı Anahtarlama / Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	:Genelleştirilmiş Paket Radyo Servisi / Generalized Packet Radio Service
GSM	:Küresel Mobil Haberleşme Sistemi / Global System For Mobile Communication
H	:Manyetik İndüksiyon Birimi
HF	:Yüksek Frekans / High Frequency
HT	:Dağlık Alanlar / Hilly Terrain
IEEE	Elektrik Ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü / Institute Of Electrical And Electronics Engineers
IMT-2000	:Uluslararası Mobil Haberleşme Standartı 2000 / International Mobile Telecommunication 2000
IP	:İnternet Protokolü Adresi / Internet Protocol Address
IS-54-/136	:TDMA Sistemleri İçin Kuzey Amerika Sayısal Hücreli Ara Standartı / North American Digital Cellular Interim Standart For TDMA
IS-95	:Qualcomm Tarafından Önerilen CDMA Tabanlı Standart / CDMA-Based Digital Cellular Standard Pioneered By Qualcomm
ITU	:Uluslararası Haberleşme Birliği / International Telecommunication Union
KLT	:Karhunen-Loeve Dönüşümü / Karhunen-Loeve Transform
LAN	:Yerel Alan Ağları / Local Area Networks
LDPC	:Düşük Yoğunluklu Parite Kontrol Kodu / Low-Density Parity-Check Code
LLR	:Logaritmik Olabilirlik Oranı / Log-Likelihood-Ratio
LMMSE	:En az Karesel Hata Kestirimi / Linear Minimum Mean Square Error

LOS	:Direk Görüşsüz / Line-Of-Sight
MAP	:En Büyük Sonsal Olasılık / Maximum A Posteriori
MF	:Orta Frekans / Medium Frequency
ML	:Maximum Likelihood / En Büyük Olabilirlik
MMSE	:En Küçük Ortalamalı Karesel Hata / Minimum Mean-Square Error
MSE	:Ortalama Karesel Hata / Mean Square Error
NMT	:Kuzey Avrupalı Mobil Telefon / Nordic Mobile Telephone
NSC	:Tekrarlanmayan Sistemik Kod / Nonrecursive Systematic Code
OFDM	:Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama / Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PDC	:Pasifik Japonya Sayısal Hücreli Standartı / Japanese Pasific Digital Cellular
PDF	:Olasılık Yoğunluk Fonksyonu / Probability Density Function
RA	:Kırsal Bölge / Rural Urban
RSC	:Tekrarlamalı Sistemik Kod / Recursive Systematic Code
SAGE	:Aralıklı Değişen Genelleştirilmiş Beklenti Enbüyükleme / Spaced Alternating Generalized Expectation Maximization
SFBC	:Uzay-Frekans Blok Kodlama / Space - Frequency Block Code
SNR	:Sinyal Gürültü Oranı / Signal-To-Noise Ratio
STBC	:Uzay-Zaman Blok Kodlama / Space-Time Block Code
TACS	:Tam Erişim Haberleşme Sistemi / Total Access Communication System
TDD	:Zaman Bölmeli Çiftleme / Time Division Duplex
TDMA	:Zaman Bölmeli Çoklu Erişim / Time-Division Multiple-Access
TD-SCDMA	:Zaman Bölmeli Senkron Kod Bölmeli Çoklu Erişim / Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access
TU	:Tipik Bölge / Typical Urban
UFH	:Oldukça Yüksek Frekans / Ultra High Frequency
VHF	:Çok Yüksek Frekans / Very High Frequency
VLF	:Çok Düşük Frekans / Very Low Frequency
WAN	:Geniş Alan Ağları / Wide Area Networks
W-CDMA	:Geniş Bandlı Kod Bölmeli Çoklu Erişim / Wideband Code Division Multiple Access

WI-FI	:Kablosuz Bağlantı / Wireless Fidelity
WIMAX	:Mikrodalga Erişim İçin Dünya Çapında Birlikte İşlerlik / Worldwide Interoperability For Microwave Access
WSSUS	:Geniş Anlamda Durağan İlişkisiz Saçılma / Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering
WWRF	:Kablosuz Dünya Araştırma Forumu / Wireless World Reseach Forum
ZF	:Sıfır Zorlamalı / Zero Forcing

ÖZET

VERİCİ ÇEŞİTLEMELİ OFDM SİSTEMLERİ İÇİN TURBO ALICI YAPILARI

Bu tezde, frekans seçici kanallarda dış kanal kodlayıcı tarafından kodlanmış verici çeşitlemeli dikgen frekans bölüşümlü çoğullama (OFDM) sistemleri için en büyük sonsal (MAP) kanal kestirim işlemi, “Beklenti-En Büyükleme (EM)” algoritmasıyla gerçekleştirilmiştir. Çalışmayı iki bölüme ayırmak mümkündür. Birinci bölümde kanalda meydana gelen sönümlleme etkisini ortadan kaldırmak için önerilen verici çeşitleme yöntemleri olan Uzay/zaman ve Uzay/frekans blok kodları açıklanarak bu sistemlerin OFDM sistemleriyle bütünleştirilmesi anlatılmıştır. Daha sonra sistemin genel başarımının artması için dış kanal kodlayıcının kullanılması önerilmiş ve önerilen verici yapısında dış kodlayıcı olarak kullanılan turbo ve konvolüsyonel kodlayıcılar kısaca anlatılmıştır. Böylece önerilen verici yapıları Turbo/Katlamalı kodlanmış STBC-OFDM ve Turbo/Katlamalı kodlanmış SFBC-OFDM olarak ifade edilmiş ve bu sistemlerin sinyal modelleri verilmiştir.

Çalışmanın ikinci bölümünde önerilen verici yapıları için yinelemeli kanal kestirimine dayalı alıcı yapısı tasarlanmıştır. Bu kısımda alıcıda MAP kanal kestirimi, EM algoritması yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Bu algoritmanın kullanılabilmesi için ayrık çok yollu kanalın gösterimi Karhunen-Loeve (KL) açılımı ile ifade edilmiştir. Böylece algoritma, EM metodunu kullanarak ilişkisiz karmaşık açılım katsayılarını geleneksel yöntemlerden farklı olarak matris tersi almaksızın gerçekleştirebilmektedir. Ayrıca, algorithmada mevcut olan açılım katsayılarından belli bir kısmının kullanılmasıyla sistemin karmaşıklığının azaltılabildiği gösterilmiştir. Diğer taraftan, önerilen kanal kestiriminin başarımının incelenmesi için Cramer-Rao sınırı analitik olarak türetilmiş ve kullanılan dış kodlayıcı için iletilen sembollere ait Logaritma olasılık oranı (LLR) hesaplama denklemleri verilmiştir.

Son olarak önerilen sistemlerin bilgisayar benzetimleri yapılarak başarımları kanal kestirim hatasını gösteren ortalama karesel hata (MSE) ve bit hata oranı (BER) olarak çeşitli sistem parametreleri için incelenmiştir. Yapılan bilgisayar çalışmalarında önerilen kanal kestirim algoritmasının daha önce önerilen geleneksel kanal kestirim algoritmalarına göre üstünlüğü gösterilmiş ve önerilen alıcı yapısı için turbo kodlanmış sistemlerin kanal kestirim hatalarına duyarlılığının daha fazla olduğu gösterilmiştir. Ayrıca yüksek Doppler değerleri için turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerin turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinden üstün olduğu gösterilmiştir.

SUMMARY

TURBO RECEIVER STRUCTURES FOR TRANSMIT DIVERSITY-OFDM SYSTEMS

We consider the design of turbo receiver structures for transmit diversity OFDM systems in the presence of unknown frequency and time selective fading channels. By using extrinsic information of the transmitted symbols, both the channel estimation and the decoding process can be improved. The turbo structure performs an iterative estimation of the channel according to the MAP criterion, using the EM algorithm employing MPSK modulation scheme. The Turbo receiver structures for transmit diversity-OFDM systems under consideration consists of an iterative MAP Expectation/Maximization (EM) channel estimation algorithm, soft MMSE-SFBC decoder and a soft MAP outer-channel-code decoder. MAP-EM employs iterative channel estimation and it improves receiver performance by estimating of the channel after each decoder iteration. Moreover, the MAP-EM approach considers the channel variations as random processes and applies the Karhunen-Loeve (KL) orthogonal series expansion. The optimal truncation property of the KL expansion can reduce computational load on the iterative estimation approach.

The performance merits of our channel estimation algorithm are confirmed by corroborating computer simulations in terms of mean square error and bit-error rate. It is observed that the proposed EM-MAP significantly outperforms the EM-ML as well as PSAM techniques. Through computer simulations, the effect of a pilot spacing on the channel estimator performance and sensitivity to channel estimation errors of turbo receivers are investigated for turbo/convolutionally coded transmit diversity-OFDM systems. Simulation results illustrate that turbo codes are more sensitive to channel parameter estimation errors than the convolutional coded systems. It has been shown that receiver with turbo codes performs well over the convolutional receiver structure

when the quality of the channel estimation performance is high. Moreover, superiority of the turbo coded SFBC-OFDM systems over the turbo coded STBC-OFDM systems is observed especially for high Doppler frequencies.

1 GİRİŞ

1.1 HABERLEŞME TARİHİ VE KABLOSUZ HABERLEŞME

İnsanların ilk çağlardan itibaren en önemli ihtiyaçlarından biri haberleşme olmuştur. Bu açıdan haberleşmenin tarihi de insanlık tarihi kadar eski olmakla birlikte küreselleşerek küçük bir köy haline gelen dünyamızda artık haberleşme ihtiyacı daha önemli bir konuma gelmiştir. İnsanların kendi görme ve duyma sınırlarının ötesinde iletişim isteği eski dönemlerden itibaren ötelere görülmesi mümkün olan duman, bayrak vs. gibi vasıtalarla sağlanırken daha uzak iletişimler güvercin veya postacılarla sağlanmaktaydı. Enerjinin elektriksel olarak uzak mesafelere gönderilmesi ise 1837 yılında Amerikalı bilim adamı Samuel Morse'un elektrik telgrafını icat etmesiyle başlamıştır. Samuel Morse'un bu icatı sayesinde Mayıs 1844'te Washington ile Baltimore arasındaki haberleşme Morse alfabesi yardımıyla gerçekleştirilmiştir. İngiliz alfabesinin çeşitli uzunluktaki ikili kodlarla gönderilmesini öngören Morse alfabesinde kullanım aralığı yoğun olan sözcükler kısa kod sözcükleriyle ifade edilirken, kullanım aralığı seyrek olan sözcükler, daha uzun kodlarla ifade edilmiştir. 1875 tarihinde Fransız bilim adamı Emile Baudot her harfin eşit uzunlukta kodlarla gönderilmesi için beş uzunlukluğa sahip kodlar geliştirdi. Daha sonraları sayısal haberleşmedeki sembol hızını (saniyede giden sembol sayısı) ifade eden "baud" kelimesi Emile Baudot'un isminden alındı. Uzun mesafeli olarak telgrafın ilk kullanımı ise 1858 tarihinde, Amerika ile Avrupa arasındaki Atlantik okyanusunun altından kablo döşenerek gerçekleştirildi. Yaklaşık bir ay çalışabilen bu sistem, 1866 yılında yeni bir ikinci hat çekilmesiyle tekrar kullanıma girdi[1].

Sesin elektrik kabloları ile gönderimi üzerindeki çalışmalar ise Alman bilim adamı Johann Philipp Reis, İtalyan araştırmacı Antonio Meucci ve İskoç bilim adamı Alexander Graham Bell tarafından araştırıldı. Daha sonra Amerikan vatandaşı olan Bell, 1876 yılında sesin elektrik kabloları üzerinden iletimini sağlayan telefon isimli cihazın patentini aldı ve 1877 yılında Bell Telefon şirketini kurdu[2]. 1906 yılında Amerikalı

mucit Lee Deforest ses kuvvetlendirici olarak triode kuvvetlendiriciyi buldu. Sinyallerin kuvvetlendirilebilmesini sağlayan bu buluş uzun mesafeli telefon konuşmalarının yapılabilmesini sağladı. Ayrıca bu kuvvetlendiriciler radyo sinyallerinin sezilebilmesini sağlayarak daha sonra kablosuz haberleşmenin de temellerini oluşturdu. Haberleşme sistemlerinin gelişmesinde diğer bir yapı taşı olan otomatik anahtarlama sistemleri ise elektromekanik tabanlı olarak amerikalı Almon Brown Strowger tarafından 1897 tarihinde geliştirildi. Bu sistem daha sonraları transistörün icadıyla daha az maliyetli biçimde elektronik anahtarlama olarak kullanıma girdi. Kablolulu sistemlerin gelişimi 1980’li yıllarda fiber optik haberleşme sistemleriyle daha da geliştirildi.

1820 yılında, Danimarkalı fizikçi ve aynı zamanda kimyager Hans Christian Orsted üniversitede yapacağı derse hazırlanırken elektrik pilinin sağladığı akımın açılıp kapanması sonucunda pusula iğnesinde meydana gelen sapmayı fark ederek, elektrik akımının manyetik alan oluşturduğunu buldu. Daha sonra bu buluşunu matematiksel temellere oturttu. Hans Christian Orsted’in yaptığı bu çalışmalardan ötürü CGS sisteminde manyetik indüksiyon birimi “Oersted (H)” olarak verildi. Bu buluşun ışığında İngiliz kimyager ve fizikçi Michael Faraday değişen manyetik alanın elektrik alan oluşturduğunu buldu. Elektromanyetizmi bulan Fransız fizikçi André-Marie Ampère ve Faraday’ın buluşları İngiliz bilimadamı James C. Maxwell tarafından genişletildi ve matematiksel olarak formüle edildi[4]. 1887 yılında ise Alman fizikçi ve mekanikçi H. Rudolf Hertz, Maxwell denklemlerinde ifade edilen elektromanyetik yayılımı oldukça yüksek frekanslı yayılım (UHF) yapan cihazıyla deneysel olarak gerçekleştirdi[5].

1894’te, İngiliz fizikçi ve yazar O. Joseph Lodge “coherer” isimli buluşuyla pratik kablosuz haberleşme sistemlerinde radyo sinyallerinin sezinimini sağladı. 1893’te Nikola Tesla ilk olarak kablosuz haberleşme sistemini gerçekleştirdi. 1895 yılında ise İtalyan araştırmacı Guglielmo Marconi, kablosuz telgrafi 2 kilometrelik mesafe için gerçekleştirdi. Aslında kablosuz telgraf yeni bir fikir değildi bu konuda yukarıda bahsedilen araştırmacıların çalışmaları oldu ancak ticari olarak gerçekleşmesi Marconi tarafından sağlanabildi. Marconi 1897’de yaptığı bu çalışmanın patentini alarak “Wireless Telegraph and Signal” isimli şirketi kurdu. Ancak daha sonra Amerikan Yüksek Mahkemesi, Tesla’nın patentini Marconi’nin patentinden önceliğe sahip

olduğuna karar vererek kablosuz haberleşmenin ilk mucitinin Tesla olduğuna karar verdi[6]. Ancak kablosuz haberleşme üzerindeki çalışmalar Markoni tarafından geliştirildi. 1901 yılında Marconi, 122 metrelik uçurtma şeklinde yapılan antenle 3.5 kilometrelik mesafe için iletişim sağlayabildi. Bu çalışmalarında gece yapılan iletişimde sinyallerin daha uzun mesafelere gidebildiğini buldu. O dönemde bazı bilim adamları ise yayın mesafesinin görüş uzunluğundan daha ileri gidemeyeceğini düşünüyordlardı. Marconi daha uzun mesafeli iletişim için çalışmalarına devam etti ve bu çalışmalar sonucunda, atlantik okyanusu üzerinden kablosuz iletişimi 1902 yılında gerçekleştirilebildi. 1920 yılında Marconi bu başarılarından dolayı IEEE'nin onur madalyasını aldı.

Kanada'lı bilim adamı Aubrey Fessenden'nin iki veya daha fazla sinyalin çarpımını sağlayarak yeni frekansları oluşturabilmesi, genlik modülasyonun (AM) temellerini oluşturmuş ve 1900 yılında radyo üzerinden ilk defa ses iletişiminin yapılmasını sağlamıştır. 1906 yılında ise ilk defa okyanus üzerinden ses iletişiminin gerçekleştirilebilmesini sağlamıştır. AM modülasyonu E. Howard Armstrong'un superheterodyne tipi AM alıcı yapısıyla geliştirilmiştir. Armstrong ayrıca genlik modülasyonundan daha temiz ses iletimi sağlayabilen frekans modülasyonunu (FM) bulmuş ve 1933 yılında ilk FM haberleşme sistemini gerçekleştirmiştir. 1943 yılında Bell laboratuvar'ında çalışan Walter Houser Brattain ve arkadaşları John Bardeen ve William Shockley'in transistörü bulmasından sonra 1958'de Jack Kilby ve Robert Noyce ise entegre devreleri buldu. Bu gelişmeler sayesinde haberleşme sistemlerinde daha hafif, küçük, az elektrik tüketimi yapan, hızlı ve az maliyetli elektrik devrelerinin yapılmasına imkan verdi. Radyo teknolojisindeki bu gelişmeler birinci nesil iletişim sistemleriyle devam etti.

1.1.1 Birinci Nesil (1G) İletişim Sistemleri

Birinci nesil iletişim sistemleri, analog FM teknolojisi tabanlı olarak ilk defa 1981'de İskandinavya'da hücresel iletişimi sağlayacak şekilde NMT (Nordic Mobile Telephone) sistemleri adı altında gerçekleştirilmiştir. Bu sistemlerin gelişimi, AMPS (Advanced Mobile Phone System) ve TACS (Total Access Communication System) adı altında sırasıyla Amerika ve İngiltere'de sağlanmıştır[7]. Ayrıca bu gelişmelerden ayrı olarak, Almanya'da sırasıyla Anet, Bnet ve Cnet olarak birinci nesil iletişim sistemleri

geliştirilmiştir[8]. Birinci nesil olarak adlandırılan bu sistemlerde her bir kullanıcı için baz istasyonundan mobil kullanıcıya iletişimi ifade eden aşağı link (downlink), mobil kullanıcıdan baz istasyonuna iletişimi ifade eden yukarı link (uplink) iletişim kanalları olmak üzere iki ayrı frekans bandı içermekteydi. Koruma bandı ile iki ayrı yöndeki iletişimin karışmasını engelleyen bu sistemler frekans bölmeli çiftleme (FDD-frequency-division duplex) olarak adlandırılmıştı. Bu sistemlerde, mevcut her bir kullanıcı, bir alıcı ve verici anten üzerinden belirlenmiş belli frekans aralığında FDD yapmaktaydı. Böylece farklı frekanslarda iletişim yapan her bir kullanıcının iletişimi çoklu olarak sağlanabilmişti. Her bir kullanıcının farklı bir frekans bölgesinde bu şekilde iletişim yapmasını sağlayan bu sisteme frekans bölümlmeli çoklu erişim (FDMA) olarak ifade edilmiştir. Analog haberleşmeye göre bir çok avantaj sağlayan sayısal haberleşme metotlarının çıkışıyla, 1980’li yıllarda kullanılan birinci nesil iletişim sistemleri yerini ikinci nesil (2G) iletişim sistemlerine bıraktı.

1.1.2 İkinci Nesil (2G) İletişim Sistemleri

Sayısal haberleşme tabanlı ikinci nesil iletişim sistemleri, Avrupada GSM (Groupe Special Mobile, Global System for Mobile Communication) standartı adı altında sağlandı. Avrupada GSM standartını kullanan 900 Mhz’de çalışan Dnet sistemleri, 1994 yılından itibaren GSM’e paralel olarak DCS1800 adı altında 1800Mhz’de çalışan Enet sistemleri ile devam etti. Avrupadaki 2G sistemleriyle paralel olarak Amerika’da IS-54-/136 (North American Interim Standart), Japonya’da ise PDC (Japanese Pasific Digital Cellular) standartları geliştirildi. Kullanılan bu standartlar zaman bölümlmeli çoğullama tekniğini (TDMA, Time-Division Multiple-Access) kullanmaktaydı. Farklı kullanıcılara farklı zaman aralıklarını vererek çoğullama yapan bu sistemlerden farklı olarak aynı frekans bandında her bir kullanıcıya farklı kodlar vererek çoğullama yapan kod bölümlmeli çoklu erişim (CDMA, Code-division Multiple Access) sistemleride Kuzey Amerika ve Güney Kore’de IS-95 standartının oluşmasını sağladı[11].

İkinci nesil iletişim sistemleri birinci nesil sistemleri gibi FDD yöntemini kullanmakla birlikte modülasyon yöntemleri farklılık göstermekteydi. GSM sistemleri GMSK (Gaussian minumum shift keying), IS-54/IS-136 ve PDC sistemleri $\pi/4$ DQPSK (Differential quadrature phase-shift keying), IS-95 sistemleri ise BPSK (Binary Phase Shift Keying) modülasyon yöntemlerini kullanmaktaydı. İkinci nesil iletişim sistemleri

ile analog haberleşmeden sayısal haberleşmeye dönen iletişim sistemleri maalesef hizmet kalitesi düşük ve sadece ses iletişimi sağlamaktaydı. Devre anahtarlama ile iletişim yerine paket tabanlı iletişimi öngören ve veri iletişimini sağlayan GPRS (Generalized Packet Radio Service) standardı GSM ve IS-136 sistemlerinin geliştirilmesiyle ortaya çıktı. 2.5 G iletişim sistemleri olarak adlandırılan GPRS sistemleri 115 kbit/s hızında iletişim sağlamaktaydı. 2.5 G sistemlerinin bir başka versiyonu olan EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) ise 384 kbit/s hızında iletişimi mümkün kılarak pahalı yeni nesil 3G iletişim sistemleri için alternatif oluşturmuştu. Bu dönemde IS-95 standardı ise 115 kbit/s iletişim hızını sağlayacak şekilde IS-95b adı altında geliştirilmiştir.

1.1.3 Üçüncü Nesil (3G) İletişim Sistemleri

Geniş bantlı servislerdeki artış (yüksek hızlı internet erişimi, yüksek kaliteli video ve görüntü iletimi), yarı iletken ve görüntü teknolojilerindeki gelişmeler 3G ve >3G sistemlerinin çıkışını oluşturmaktadır. İlk olarak Japonya'da kullanıma giren 3G sistemlerin kullanımı daha sonraları standartlaştı. 3G olarak adlandırılan bu sistemlerin gereksinimleri ITU (international Telecommunication Union) tarafından IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000) standardı olarak tanımlanmıştır. IMT-2000 standardı kapsamında Avrupa ve Japonya'da W-CDMA, Amerikada CDMA2000 ve Çin'de TD-SCDMA olarak tanımlandı. W-CDMA sistemleri CDMA2000 sistemlerine alternatif olmak için daha fazla bant genişliği kullanan sistemler olarak NTT DoCoMo tarafından geliştirildi. Çin ise batıdan farklı teknoloji geliştirebilmek ve patent ücreti ödememek için 2006'da 3G standardı olarak TD-SCDMA sistemlerini geliştirdi. Bu sistemler W-CDMA ve CDMA2000'de kullanılan FDD teknolojisinden farklı olarak TDD teknolojisini kullanmaktadır. Yukarı ve aşağı link iletişimde farklı hızların gereksinimi TDD sistemlerinde FDD sistemlerine göre daha kolay gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca aşağı ve yukarı linklere ayrı frekans bantları vermediğinden frekans spektrumunda istenilen değişiklikleri kolay sağlanabilmektedir. İki yöndeki iletişimin aynı frekans üzerinden gerçekleşmesi de kanal kestirim işlemlerinde de kolaylıklar sağlamaktadır. Bu sistemlerin başlıca dezavantajı ise sistemde senkronizasyonun sağlanamamasıdır[9].

1.1.4 Dördüncü Nesil (4G) İletişim Sistemleri

Dördüncü nesil (4G) iletişim sistemleri üzerine yapılan çalışmalar, WWRF (Wireless World Research Forum) tarafından tamamen IP tabanlı olmak üzere Wi-Fi ve WiMAX teknolojilerini içinde barındırmasını önermektedir. Bu çerçevede geniş alanlı hücresel telefon ağlarında mobil kullanıcılar için 100 Mbit/s hızında (WiMAX), dar alanlı hücresel telefon ağlarında ise 1 Gbit/s hızında (Wi-Fi) iletişimi sağlaması öngörülmektedir. Wi-Fi IEEE'nin 802.11, WiMAX ise IEEE'nin 802.16 standardıyla tanımlanmıştır. IEEE 802.16e-2005 genelde 802.16e veya WiMAX olarak bilinen standart çeşitli teknolojileri içermektedir[10]. Bu çerçevede tanımlanan IEEE 802.16e standardında; Turbo ve LDPC gibi yüksek başarıma sahip kanal kodlama tekniklerinin kullanılması, çoklu anten kullanımıyla sistem başarımının artırılması, OFDM tekniğini kullanılmasıyla çoklu yola karşı başarımın artırılması gibi bir çok yenilik öngörülmüştür. Yeni nesil iletişim sistemlerinin ana hedefi herhangi bir yerde herhangi bir zamanda istenilen iletişimin sağlanması olarak özetlenebilir[8].

1.2 YENİ NESİL GENİŞ BANTLI KABLOSUZ MOBİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ

Yeni nesil geniş bantlı kablosuz mobil iletişim sistemleri üzerinde çalışan araştırmacıların hedefi; kablolu iletişim sistemleriyle rekabet edecek yüksek hızda ve kalitede iletişim sağlayabilen teknolojiler geliştirmektir. Mümkün olabilecek en iyi sistem verimliliğini sağlayacak teknikler üzerindeki çalışmalar yoğun olarak sürdürülmektedir. Kablosuz iletişimde güvenilir bir iletişimin yapılmasını önleyen ve kablolu sistemlerle rekabetini zorlaştıran en önemli neden, çok yollu yayınımlarından kaynaklanan sönmlemelerdir. Bu kanallarda hata oranının azaltılması bir başka deyişle iletişim kalitesinin artırılması oldukça zordur. Örneğin, toplamsal Gauss gürültülü bir kanalda efektif bit hata oranını (BER) tipik modülasyon ve kodlama teknikleri 10^{-2} den 10^{-3} düzeyine indirebilmek için Sinyal Gürültü Oranında (SGO) 1-2 dB'lik bir arttırım yeterliyken bu başarımın sönmlemeli bir kanalda sağlanabilmesi için SGO'nun 10 dB'le kadar yükseltilmesi gerekmektedir [15]. SGO oranının yükseltilmesi mobil cihazın kullanım süresinin azalmasına sebep olacak ve maliyeti yüksek olan

güçlendiriciler kullanılmasını gerektirecektir. İletim gücünü artırarak bu başarımla sağlanabilse de yeni nesil haberleşme sistemleri için uygun bir çözüm değildir.

1.2.1 Kanalda Meydana Gelen Sönümlleme Etkisini Yok Etmek İçin Önerilen Yöntemler

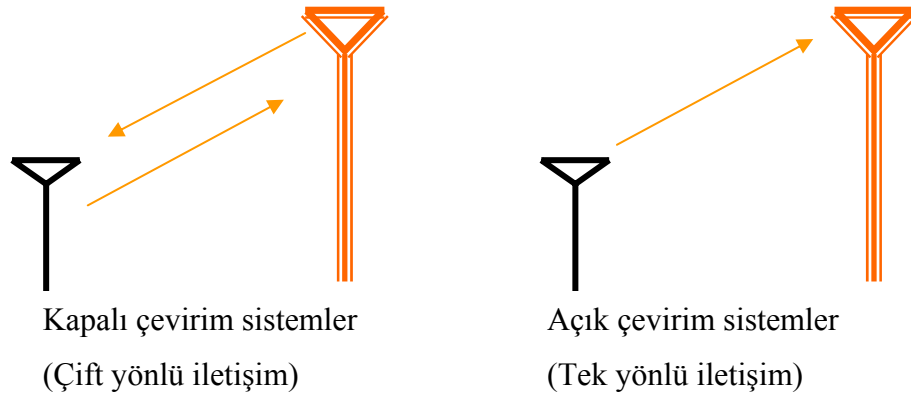
Çok yollu yayılım etkisini azaltmak için kullanılan geleneksel yöntem, verici güç kontrolüdür. Vericinin alıcıyla iletişim kurarak kanal durumunu belirlemesi halinde göndereceği sinyalin gücünü ayarlayarak yapılan iletişimin kanaldan en az biçimde etkilenmesi sağlanabilir. Ancak bu yaklaşımda iki temel tasarım problemi ile karşılaşmaktadır. Birinci problem, vericinin kanala değişik düzeylerde sinyal gücü vermesi sebebiyle, vericinin güç dinamik aralığının büyük ölçekte artmasıdır. Diğer bir problem ise vericinin kanal bilgisine sahip olması için çift yönlü bir iletişimin kurulması gerektiğidir. Verici ve alıcı arasında çift yönlü (kapalı) iletişim kurulabilse de, bu sistemin karmaşıklığını ve maliyetini artırması nedeniyle pek arzu edilen bir çözüm değildir[8].

1.2.2 Verici ve Alıcı Çeşitleme Yöntemleri

Son dönemde önerilen diğer etkili bir çözüm ise zaman, frekans ya da uzayda çeşitlilik sağlayan teknik ve yöntemlerdir. Kablosuz iletişimde hata başarımını iyileştirmek için birçok alıcı ve verici anten kullanımını benimseyen bu kodlama teknikleri, farklı antenlerden iletilen sinyallere zaman ve uzaya ilişkin geçici ilintiler eklenmesiyle gerçekleştirilmektedir. Böylece alıcıda çeşitlilik sağlanarak bant genişliğinden ödün vermeksizin sistemin kodlama kazancı artırılmış olur. Uygulama açısından gerçekleştirilmesi kolay ve etkili bu uzay ve zamanda çeşitleme teknikleri basit bir alıcı yapısıyla kablosuz iletişim sisteminin kapasitesini büyük ölçüde artıracaktır[15].

Çok anten kullanımı, alıcıda ve vericide kullanıldığı durumlara göre ise *alıcı çeşitlemesi* ve *verici çeşitlemesi* olarak adlandırılırlar. Alıcı çeşitlemesi, alıcı anten çıkışlarından elde edilen sinyallerin kanaldaki sönümllemeyi yok edecek şekilde uygun bir biçimde birleştirilmesine dayanmaktadır. Bu yöntem, GSM ve IS-136 sistemlerinde mobil cihazdan baz istasyonu yönündeki iletişim (uplink) için kullanılmaktadır. Ancak alıcı çeşitleme yöntemi, mobil cihazdaki güç ve büyüklük kısıtlamalarından dolayı baz istasyonundan mobil cihaz yönündeki iletişim (downlink) için kullanılması pek

uygun değildir. Baz istasyonunda büyüklük ve güç sıkıntısının olmaması nedeniyle genel olarak ‘downlink’ iletişimde verici anten çeşitlemesi kavramı ortaya çıkmış ve geliştirilmiştir. Diğer taraftan verici anten çeşitlemesinin kullanılması durumunda iki temel problem ortaya çıkmaktadır. İlk problem, alıcının sönümlemeli kanalın anlık bilgisine sahip olmaması ve iletilen sinyallerin alıcıya gelmeden kanalda karışmasıdır. Bu problem, verici çeşitleme yöntemlerinde diğer yönteme kıyasla bir takım ek işlemlerin yapılması gerektiğini göstermektedir. Verici çeşitleme teknikleri açık ve kapalı çevirim olarak sınıflandırılmaktadır.



Şekil 1.1: Açık ve kapalı sistemler

Kapalı sistemler; verici ile alıcı arasında bir geri dönüşümün olduğu ve bu geri dönüşüm yardımıyla vericinin kanal bilgisine sahip olduğu sistemlerdir. Bir çok kablosuz sistem (güç kontrol amaçlı) geri dönüşüm yoluna sahip kapalı sistemler olmasına karşın, mobil cihazların hareketliliğinin kanaldaki değişim hızını artırdığı ve mobil cihazın baz istasyonundan uzak mesafede olabileceği de göz önüne alındığında açık çevirim sistemlerin yeni nesil kablosuz iletişim sistemler için daha uygun olduğu görülmektedir.

1.2.3 Verici Çeşitleme Yöntemlerinin OFDM Sistemleriyle Bütünleştirilmesi

Son zamanlarda düz sönümlemeli kanallar için yüksek başarılı uzay-zaman/frekans kodlayıcılar ve ML (en büyük olabilirlikli) kod çözümleri içeren verici çeşitleme yöntemleri üzerinde yoğun çalışmalar yapılmıştır[15,16,17]. Ancak gerçek uygulamalarda, düz sönümlemeli kanallar için tasarlanan bu kodlayıcıların özellikle frekans-seçici kanallarda çalışması durumunda, kanal parametrelerinin kestirilmesi ve denkleştirme/kod çözme işlemlerinin alıcılarda işlemsel olarak oldukça büyük yük

getirdiği görülmektedir. Geniş bantlı kanallarda ise uzun süreli gecikme yayılımından dolayı kestirilmesi gerekli kanal parametreleri ve kod çözümünde kullanılacak durum sayısı büyük oranda artmaktadır. Bu durumda karmaşık sinyal işleme algoritmalarına gereksinim duyulmaktadır.

Birbirine dik birçok alttaşıyıcı üzerinden sinyalleri paralel olarak göndererek uzun kanal birim basamak yanıtının etkisinden kurtulmayı sağlayan Dikgen Frekans Bölüşümlü Çoğullama (OFDM) sistemleri üzerinde son yıllarda yoğun araştırma ve geliştirme çalışmaları yapılmaktadır. Özellikle, OFDM'in verici çeşitleme yöntemleriyle birleştirilmesi durumunda, verici çeşitleme işlemlerinin frekans seçici kanallarda daha düşük karmaşıklıkla gerçekleştirilebilmesine olanak sağladığı ortaya konulmuştur [18].

1.2.4 Kanal Kodlayıcının Verici Çeşitlemeli OFDM Sistemlerine Dış Kodlayıcı Olarak Eklenmesi

İletişim sistemlerinde kullanılan servislerin artmasıyla birlikte, bilgi iletim hızında ve kalitesindeki artış talebi, kablosuz iletişimde sistemleri verimli bir şekilde kullanan kanal kodlama yöntemlerinin kullanılmasını gerekli hale getirmiştir. Genel olarak kodlama kazancı sağlamayan verici çeşitleme yöntemleri için dış-kanal kodlayıcılarının eklenmesiyle gerekli hata başarımına erişmek mümkün olmaktadır. Son dönemde kanal kodlama alanında yönelim, sağladıkları yüksek başarımdan dolayı vericide paralel ve/veya seri bağlı kodlayıcıların, alıcıda ise yumuşak-kararlı, tekrarlı-kod çözücülerin kullanıldığı, turbo kodlamalı sistemlerdir. Bu sistemlerin Shannon-limitine yakın başarımlarda çalışırken bile, kabul edilebilir bir karmaşıklıkla gerçekleştirilebilecekleri anlaşılmaktadır[14]. Verici çeşitleme sistemlerinin turbo yapısı ile birleştirilmeleri durumunda, paralel ve/veya seri bağlı kodlayıcılar vericilere dış kodlayıcı olarak eklenmektedir[24].

Turbo kodlar genel olarak serpiştirici tarafından ayrılmış paralel ve seri bağlı kodların birleştirilmesiyle oluşturulmuştur ve genellikle yüksek hızda iletişim için gerekli olan bant genişliğini arttıran düşük iletim hızlı kodlardır. Turbo kodlama kullanımıyla düşen iletim hızını arttırmak için iletim hızı birden büyük olan verici çeşitleme yöntemleri kullanılabilir. Ancak literatürden bilineceği üzere Alamouti verici anten çeşitleme tasarımı [15] karmaşık değerli bilgi için diklik ve tam hızı sağlayan tek yöntemdir.

Diklik özelliğinin ise, ileriki bölümlerde açıklanacağı gibi, kanal kestiriminde çok önemli bir yeri vardır. Ayrıca Alamouti'nin diklik yapısı iletim kanallarının ayrımını sağlayarak denkleştiricinin karmaşıklığını azaltmaktadır. Bunun sonucu olarak, Alamouti tekniği WCDMA, CDMA2000 gibi kablosuz haberleşme standartlarına girmiş bulunmaktadır. Bu nedenle, turbo kodlanmış verici çeşitlemeli sistemlerin OFDM sistemleriyle bütünleşmesi ile oluşacak yeni yapıların gelecek kuşak iletişim sistemleri için mükemmel bir çözüm olacağı anlaşılmaktadır. İletilen simgeleri uzay ve zamanda dik hale getiren Alamouti yöntemi tam uzamsal çeşitlemeyi sağlamaktadır[15]. Uzamsal yapıya ek olarak, frekans seçici kanallar üzerinden çok yollu çeşitleme yapmak için Alamouti blok kodlama yöntemi frekans spektrumunda da gerçekleştirilebilir. Bu sebeple verici çeşitleme sistemleriyle OFDM sistemlerinin kullanılması durumunda uzay-frekans kodlamalı sistemler de önerilmiştir.

1.2.5 Kanal Kodlanmış OFDM Sistemlerinde Uzay Zaman Blok / Uzay Frekans Blok Kodlarının Kullanılması

OFDM sistemlerinde verici çeşitliliğinin kullanılması uzay-zaman blok kodlama (STBC) yanında uzay-frekans blok kodlama (SFBC) tekniğinin de kullanılmasına imkan vermektedir. Kanal bilgisinin alıcıda bilindiği veya kestirildiği varsayımı altında, yavaş sönmülemeli kanallar için SFBC-OFDM sistemlerinin STBC-OFDM sistemleriyle aynı başarıyı sağladığı, hızlı sönmülemeli kanallarda ise daha iyi bir başarıya sahip olduğu gösterilmiştir[19]. Ayrıca SFBC-OFDM tekniği işlem sürecini bir blok üzerinde tamamladığı için STBC-OFDM sistemlerine kıyasla gerekli belleğin yarısını kullanmaktadır. Benzer şekilde, kod çözme işleminde gecikme süresi STBC-OFDM'de oluşan gecikmenin yarısı kadardır. SFBC-OFDM tekniğinde tüm alt kanallar altbandlardan oluşan gruplara ayrılır. Altband gruplama işlemi uygun sistem parametreleri yardımıyla kod yapısı ve çözümünü basitleştirerek çeşitleme kazancı sağlamaktadır.

1.3 TEZİN AMACI VE ÇALIŞMA PLANI

Verici çeşitlemeli OFDM sistemleri için kanal kestirimi Li'nin [20,21] çalışmalarıyla yoğunluk kazanmıştır. Ancak verici çeşitlemeli OFDM yapılarına yönelik ilk çalışmalar kanal kodlamasının kullanılmadığı sistemlerdir. Özellikle OFDM tekniğinin mutlaka bir

kanal kodlayıcısı ile birlikte kullanılması gerekliliği, son zamanlarda yapılan çalışmaların kodlu sistemler üzerinde yoğunlaşmasına neden olmuştur. Bunun doğal bir sonucu olarak da, bir takım etkili ve hızlı istatistiksel sinyal işleme algoritmalarının özellikle karmaşık yapıda iletişim sistemlerinin kanal, taşıyıcı frekans ve faz kayma parametrelerinin kestirimlerinde geniş bir uygulama alanı bulduğu gözlenmektedir.

Beklenti en büyükleme (EM) algoritması, uzay zaman blok kodları için önerilmiş [22],[23] daha sonra OFDM sistemleri ile bütünleştirilmiş dış kodlayıcıların kullanıldığı ve kullanılmadığı sistemler için genelleştirilmiştir[24],[25],[26]. Bu kapsamda, [24]'de, dış kodlayıcı olarak turbo kodlamanın kullanıldığı, uzay-zaman blok kodlamalı OFDM sistemleri için EM tabanlı bir en büyük sonsal (MAP) kestirimci önerilmiştir. Anılan çalışmada, iletilen simgelerin kanal kestiriminde direkt olarak (pilot simgeleri) kullanıldığı ve kanalın birkaç OFDM simgesi boyunca değişmediği varsayılarak kanal parametreleri zaman alanında kestirilmiştir.

Ayrıca karıştırılmış sinyallerin genel kestirimi için teklif edilen EM algoritmasının [28] değişik bir versiyonu konvolüsyonel kodlayıcıların kullanıldığı iletim çeşitlemeli OFDM sistemlerine uygulanmış ve elde edilen sonuçlar, EM algoritmasının hızlandırılmış bir versiyonu olan, SAGE algoritması ile karşılaştırılmıştır [25]. Bu çalışmada verici ve alıcı antenler arasındaki kanalların zaman alanındaki cevabına ait en büyük olabirlikli (ML) kestirimcinin hesaplanması, EM ve SAGE algoritmaları yardımıyla iteratif bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, [25]'deki çalışmalar STBC-OFDM ve SFBC-OFDM sistemleri için genişletilmiştir [26].

Verici çeşitlemeli kanal kodlanmış OFDM sistemleri için literatürde yapılmış bu çalışmalar, iletilen veri dizisinin alıcıda bilindiğini varsayan *eğitim dizili* (training sequence) yaklaşımlardan oluşmaktadır. Yapılmış çalışmalardan farklı olarak, bu çalışmada *bilgi-desteksiz* (non-data-aided) çalışan EM tabanlı yeni bir kanal kestirim algoritması önerilecektir. EM algoritması, birleşik bilgi sezimi ve kanal kestirimi için uygulamada çekici gözüktü de, yakınsamasının oldukça yavaş olduğu bilinmektedir. Ayrıca algoritma ilklendirme işlemine de duyarlıdır. Bu açıdan algoritmanın ilklendirilmesi için az sayıda pilot simgelerin kullanımı yeterlidir. Bilgi-desteksiz kestirim işlemi, eniyileme işleminden önce bilginin istatistiksel ortalamasının alınması

nedeniyle çekici bir yöntemdir. Genel olarak, uygulamalarda parametre kestirimlerini analitik olarak elde etmek pek mümkün değildir. Ancak, iletim çeşitlemeli STBC ve SFBC sistemlerinin dikgen kodlama özelliği, kanal parametrelerinin kestirimlerinin tam ve basit bir şekilde ifadesini mümkün kılmaktadır.

Ayrıca daha önce teklif edilen çalışmalar, zaman alanındaki parametrelerin kestirimine dayalı Ayırık frekans dönüşümü (DFT) tabanlı oluşmaktadır. Bu kestirimciler ise örneklenmeyen uzaylı kanallar için izge sızıntısına sebep olduğu ve hata düzlemi oluşturduğu bilinmektedir[37,38]. Diğer taraftan alıcı yapısındaki denkleştirme işlemleri frekans alanında olduğundan yapılacak kestirimin frekans alanında yapılması daha cazip görülmektedir. Bu açıdan literatürdeki ML çözümlerinden farklı olarak geliştirilen MAP (Maximum a posteriori) kanal kestirimi algoritmasının iteratif olarak frekans alanında gerçekleştirilmesi düşünülmektedir. Ancak frekans alanında yapılacak bu kestirim işlemi hesaplama yönünden oldukça karmaşıklık getirmektedir. Bu yüzden önerilecek algorithmada karmaşık Gauss rastlantısal değişkenler biçiminde modellenen kanal katsayıları, Karhunen-Loeve (KL) birim-dik seri açılımı yardımıyla ilitisiz rastlantısal değişkenlere dönüştürülerek hesaplama kolaylığı elde edilmesi düşünülmektedir.

1.3.1 Tezin Çalışma Planı

Yukarıdaki tez çalışmasını yapabilmek için izlenecek çalışma planı aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

1. Tez çalışması için kullanılacak kaynakların tespit edilip literatür araştırması yapılması ve yazılı hale getirilmesi.
2. Dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM) sistemlerinin ve bu sistemler için kanal modelinin araştırılması.
3. Verici çeşitlemeli sistemlerle OFDM sistemlerinin bütünleştirilmesi ve sinyal modelinin çıkartılması.
4. İteratif alıcı yapılarının incelenmesi ve bu yapıların verici çeşitlemeli OFDM sistemlerine uyarlanması.

5. Performans artırımı için kanal kodlayıcıların incelenmesi katlamalı ve turbo kodlayıcıların sisteme uyarlanması.
6. Verici çeşitlemeli OFDM sistemlerinde iteratif alıcı yapıları için EM-MAP tabanlı alıcı yapısının geliştirilmesi.
7. Yeni yöntemin mevcut yöntemlerle karşılaştırılması, avantaj ve dezavantajlarının belirlenmesi.

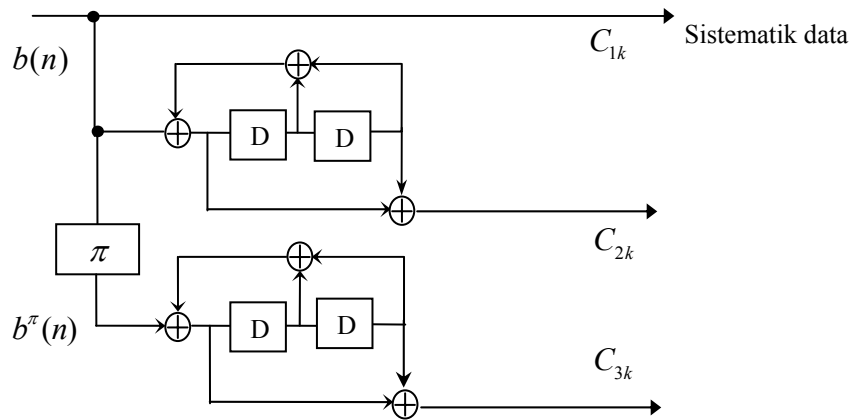
1.3.2 Tezin Bölümleri

Çalışma planı doğrultusunda yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlar neticesinde tez; Giriş, Genel kısımlar, Malzeme ve Yöntem, Bulgular, Tartışma ve Sonuç, Kaynaklar olmak üzere toplam altı bölümden oluşmaktadır. Bölüm 1’de kablosuz haberleşmenin gelişimiyle birlikte son dönemde karşılaşılan ana problemler ve bu problemler için önerilen sistemler kısaca açıklanmıştır. Ayrıca bu bölümde tezin konusu, önemi ve tez konusu ile ilgili bugüne kadar yapılmış çalışmalar açıklanarak tezde önerilecek alıcı yapısı anlatılmıştır. Bölüm 2’de tez çalışmasının yapılacağı verici modelini oluşturan bölümler açıklanmış ve sinyal modeli ortaya konulmuştur. Bölüm 3’de tezin metodolojisi anlatılmış, bu kapsamda ilk olarak kanal kodlamalı verici çeşitlemeli OFDM sistemleri için EM-MAP tabanlı alıcı yapısı önerilerek detayları verilmiştir. Daha sonra EM-MAP algoritmasının karmaşıklık hesabı yapılmış ve MCRLB sınırı elde edilmiştir. Ayrıca bu bölümde alıcı yapısında mevcut MAP kod çözücüye ait LLR hesaplamaları verilmiştir. Bölüm 4’te önerilen EM-MAP tabanlı alıcı yapısı literatürde daha önce önerilen alıcı yapılarıyla karşılaştırılarak başarımların yorumlarıyla birlikte verilmiştir. Bölüm 5’te tez çalışma bulgularının değerlendirilerek varılan sonuçlar mevcut literatür bilgisi ile birlikte yorumlanmış ve sonuçlar belirtilmiştir. Son olarak çalışmanın geliştirilmesi için ileride yapılacak araştırmalara yönelik önerilerde bulunulmuştur.

2. GENEL KISIMLAR

2.1 TURBO KODLAMA

Güvenli bir iletişimin sağlanması için önerilen güçlü hata düzeltme kodları olan Turbo kodlama ilk olarak 1993 yılında Berrou, Glavieux ve Thitimajshima tarafından tanımlanmıştır[41]. Önerilen Turbo kodlayıcı yapısı aralarında serpiştirici olan paralel iki basit kodlayıcıdan oluşan sistemdir. Turbo kodlar, paralel olarak iki adet konvolüsyonel kodlar olarak önerilmesine rağmen diğer kodlayıcı bağlama metotları olan seri ve hibrit şekilleri de daha sonradan önerilmiştir. Turbo kodlar derin uzay haberleşmesi, kablosuz haberleşme ve manyetik kayıt cihazları gibi bir çok konuda uygulama bulmuştur. Turbo kodlar, Shannon sınırına yakın elde edilen sonuçlar doğrultusunda ve bu konuda yapılan birçok çalışmalar sonucunda 3. nesil (3G) iletişim sistemlerinde de yerini almıştır[39]. Örneğin Berrou çalışmasında $\frac{1}{2}$ kodlama oranına sahip 4 bellekli RCS (Recursive Systematic Code) iki kodlayıcıyı aralarındaki serpiştiricinin uzunluğu 65536 olarak Sinyal Gürültü oranı 0.7 dB de 10^{-5} bit hata oranı'nı(BER) elde etmiştir. Bu iletim hızında (1/2 bit/sn) Shannon sınırının 0 dB olduğu için bu çalışmada 0.7 dB teorik sınıra yaklaşılmıştır[14].



Şekil 2.1: İki bellekli turbo kodlayıcı

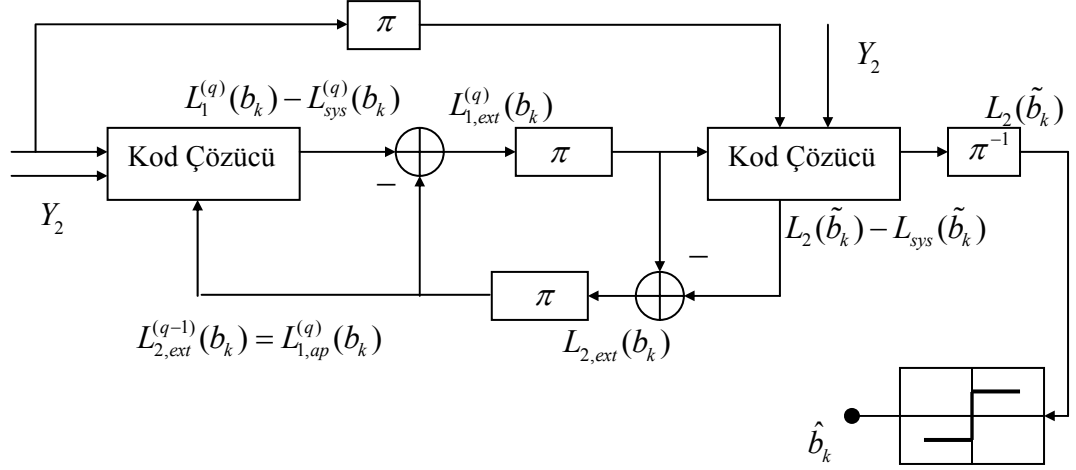
2.1.1 Turbo Kodlayıcı

Aynı Hamming uzaklığına sahip geri beslemeli sistematik konvolüsyonel kodlayıcının (RSC) düşük SNR değerleri için Sistematik olmayan (NSC) kodlayıcıdan başarımı deliklenmiş ve deliklenmemiş yapı için daha iyidir[39]. Düşük SNR değerleri için önerilen Turbo kodlar Şekil 2.1’de gösterildiği üzere iki adet geri beslemeli paralel bağlanmış konvolüsyonel kodlayıcıdan oluşmaktadır. Burada bilgi dizisi birinci geri beslemeli sistematik konvolüsyonel (RSC) kodlayıcı tarafından direkt kodlanır. Diğer RSC kodlayıcı ise serpiştirici tarafından sırası değiştirilmiş diziyi kodlamaktadır. Ancak RSC kodlayıcının düşük ağırlıklı çıkış oluşturması durumunda diğer kodlayıcının girişi serpiştiriciden dolayı farklı olacağından düşük ağırlıklı çıkış oluşturması olasılığı çok düşüktür. Turbo kodlamanın başarımının sebeplerinden biri de budur. Diğer taraftan Shannon Teoreminden bilindiği üzere blok uzunluğu büyük rasgele kodların başarımı zaten oldukça iyidir. Ancak bu kodların çözülmesi karmaşıklığından dolayı neredeyse imkansızdır. Bu açıdan, turbo kodlama makalesinde ortaya konan bilime katkı, kod çözümünün iteratif olarak düşük karmaşıklıkla çözülmesidir[41].

Şekil 2.1’de gösterildiği gibi bilgi bit dizisi $b(n)$ turbo kodlayıcıya girince sistematik bilgi gösteren C_{1k} , birinci kodlayıcı çıkışı C_{2k} ve serpiştiriciden çıkmış $b^\pi(n)$ dizisine karşılık gelen kodlayıcının çıkışı C_{3k} elde edilir.

2.1.2 İteratif Kod Çözümü Prensibi

İki adet kod çözücünden oluşan turbo alıcı yapısı iteratif bir şekilde çalışmaktadır. Şekil 2.2’de görüldüğü gibi Turbo kod çözücü yapısı, iki adet kod çözücünden oluşmakta ve her bir kod çözücü 3 adet girişten oluşmaktadır. Bu girişler; sistematik olarak kodlanmış kanal çıkış bitleri, ilgili kodlayıcılar tarafından kodlanmış ve kanaldan iletilmiş parite bitleri ve ilgili bitlerin olabilecek değerlerini gösteren öncül bilgi olarak adlandırdığımız, diğer kodlayıcıdan elde edilen logaritma olasılık oranı (LLR) değerleridir. Buna göre her bir kod çözücü kanaldan gelen gözlem dizisini, öncül bilgiyi ve kod çözümü gerçekleşmiş bitlere ait LLR değerlerini kullanarak kod çözümü işlemini gerçekleştirmektedir. Burada LLR değerleri her bir bitin bir önceki kod çözücü tarafından çözümünün doğru olarak gerçekleşmiş olma olasılıklarını göstermektedir. Bu bilgi diğer kod için öncül bilgi olarak kullanılacaktır.



Şekil 2.2: Yinelemeli kod çözümü

Kod çözücünden çıkan logaritma olasılık oranının (LLR) büyüklüğü bitin işaretini, genliği ise doğru kararın verilme olasılığını göstermektedir. Örnek olarak b_k 'nın 1 gelme olasılığı $P(b_k = 1)$ ile, b_k 'nın -1 gelme olasılığı $P(b_k = -1)$ ile gösterilmesi durumunda kod çözümü gerçekleşmiş b_k dizisi için $LLR(b_k)$ değeri

$$L(b_k) = \ln \left(\frac{P(b_k = 1)}{P(b_k = -1)} \right) \quad (2.1)$$

şeklinde yazılabilir.

Şekil 2.2'de gösterildiği üzere ilk iterasyon için birinci kodlayıcı sadece kanaldan gelen işareti alarak kod çözümünü gerçekleştirerek kod çözümü gerçekleşmiş bitlere ait LLR değerini hesaplar. Bu LLR değerleri serpiştiriciden geçirilerek ikinci kodlayıcı için öncül bilgi oluşturmaktadır. Benzer şekilde ikinci kod çözücü, kanaldan gelen sinyal dizilerini ve öncül bilgiyi kullanarak serpiştirilmiş bitlere ait LLR değerlerini hesaplar. Karıştırılmış bitlere ait LLR değerleri ters serpiştiriciden geçerek birinci kodlayıcı için öncül bilgiyi oluşturur. Hesaplanan öncül bilgi sayesinde ilk iterasyondaki kod çözümü işlemine göre daha iyi bir kod çözümünün gerçekleşmesi sağlanır. Her iterasyonda başarımlar daha artar ancak başarımdaki düzelme oranı her iterasyonda azalır bu yüzden işlemsel karmaşıklık göz önüne alınarak genelde 8 iterasyon yeterli görülmektedir. Bir sonraki bölümde iteratif işlem daha açıklamalı olarak verilecektir.

Şekil 2.2’de gösterildiği gibi kodlanan bilgi dizisi C_{1k}, C_{2k}, C_{3k} , toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN- Additive white Gaussian noise) kanaldan sırasıyla Y_{sys}, Y_1, Y_2 olarak iletilmektedir. Turbo kodlamayı anlamak için turbo kodlayıcı tarafından alınan sistematik bilgiye göre gönderilen sembol dizisine ait (kod çözümü işleminden önce) LLR değeri

$$\begin{aligned}
 L(b_k | Y_{sys}) &= \ln \frac{P(b_k = 0 | Y_{sys})}{P(b_k = 1 | Y_{sys})} \\
 &= \ln \frac{P(Y_{sys} | b_k = 0) * P(b_k = 0)}{P(Y_{sys} | b_k = 1) * P(b_k = 1)} \\
 &= \ln \frac{P(Y_{sys} | b_k = 0)}{P(Y_{sys} | b_k = 1)} + \ln \frac{P(b_k = 0)}{P(b_k = 1)}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

şeklinde yazılabilir. Turbo kodlayıcıdan gönderilen işaretin BPSK modüleli olduğu göz önüne alınırsa; $b_k = 0$ için kanaldan sistematik $C_{1k} = -1$ sembolü, $b_k = 1$ için kanaldan sistematik $C_{1k} = 1$ sembolü gönderilmektedir. Böylece koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonları yardımıyla (2.2) denklemi

$$L(b_k | Y_{sys}) = \log_e \left(\frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{C_{1k} + 1}{\sigma} \right)^2 \right]}{\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{C_{1k} - 1}{\sigma} \right)^2 \right]} \right) + \ln \frac{P(b_k = 0)}{P(b_k = 1)} \tag{2.3}$$

$$L(b_k | Y_{sys}) = -\frac{1}{2} \left(\frac{C_{1k} + 1}{\sigma} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{C_{1k} - 1}{\sigma} \right)^2 + \ln \frac{P(b_k = 0)}{P(b_k = 1)} \tag{2.4}$$

$$L(b_k | Y_{sys}) = -\frac{2}{\sigma^2} C_{1k} + \ln \frac{P(b_k = 0)}{P(b_k = 1)} \tag{2.5}$$

şeklinde yazılabilir. L_c kanal güvenilirliğini, $L_p(b_k)$ ise b_k bitine ait öncül LLR değerini göstermek üzere

$$L(b_k | Y_{sys}) = L_c C_{1k} + L_p(b_k) \tag{2.6}$$

şeklinde ifade edilebilir. $L_c C_{1k}$ ifadesi, genel olarak sistematik bilgiye ait olan LLR değerini gösterdiği için L_{sys} ile gösterilerek,

$$L(b_k | Y_{sys}) = L_{sys} + L_p(b_k) \quad (2.7)$$

daha genel formda yazılabilir. Böylece 1. kod çözücü, gönderilen bilgi dizisine ait öncül bilgiyi (ikinci kod çözücünden elde edilecek) ve kanaldan gözlenen diziye göz önüne alarak MAP kod çözümü işlemini gerçekleştirir. Kod çözümü sonucunda elde edilen LLR değerini, ikinci kod çözücünden bir önceki iterasyonda elde edilen LLR değerini $L_{2,ext}^{q-1}(a_k)$ göstermek üzere

$$L_1^q(b_k) = \frac{P(b_k = 0 | Y_{sk}, Y_{1k}, L_{2,ext}^{q-1}(b_k))}{P(b_k = 1 | Y_{sk}, Y_{1k}, L_{2,ext}^{q-1}(b_k))} \quad (2.8)$$

şeklinde yazılabilir. Burada q değeri iterasyon sayısını ifade etmektedir. (2.5) denkleminde ifade edildiği gibi kod çözümünden elde edilen LLR bilgisinden ($L_1^q(b_k)$) kodlanmamış bilgi dizisine ait LLR değeri L_{sys} ve önceden girilen öncül bilgi çıkartılırsa, birinci kod çözümü sonucunda elde edilen ve ikinci kodlayıcı için öncül bilgiyi oluşturacak dışsal LLR değeri $L_{ext}^q(b_k)$ bulunabilir.

$$L_{1,ext}^q(b_k) = L_1(b_k) - (L_{sys} + L_p(b_k)) \quad (2.9)$$

Birinci yineleme işleminde gönderilen sembol dizine ait öncül bilgi elimizde olmadığından, eşit olasılıklı olduğu kabul edilerek LLR değerlerini sıfır olarak alırız. Ancak diğer iterasyonlarda bu bilgi ikinci kod çözücünden gelmektedir. İkinci kod çözücü ise serpiştirilmiş işarete göre kod çözümünü gerçekleştirdiği için, sistematik bilginin serpiştirilmiş hali ($\tilde{Y}_{sk}$), ikinci kodlayıcıdan çıkarak kanaldan iletilmiş olan (Y_2) dizisi ve birinci kodlayıcıdan elde edilen dışsal bilginin serpiştirilmiş halini ($L_{1,ext}(\tilde{b}_k)$), ikinci kodlayıcıya ait öncül bilgiyi ($L_{2,ap}(\tilde{b}_k)$) alması sonucunda kod çözümü işlemini gerçekleştirir ve serpiştirilmiş diziye ait LLR değerlerini hesaplar. İkinci kodlayıcıdan elde edilen dışsal bilgi ilk kodlayıcıya benzer şekilde

$$L_{2,ext}^q(\tilde{b}_k) = L_1(\tilde{b}_k) - (L_{sys}(\tilde{b}_k) + L_{1,ext}(\tilde{b}_k)) \quad (2.10)$$

denkleminde elde edilir. Bir sonraki yineleme işleminde; ikinci kodlayıcıdan elde edilen dışsal bilgi, birinci kodlayıcı için öncül bilgi olarak alınmasıyla kodlayıcı, kod çözümünü tekrar gerçekleştirir. Programın işleyişi aşağıda özetlenmiştir.

2.1.3 Turbo Kod Çözümü Program İşleyişi

1.) $L_{sys}(b_k) = -\frac{2}{\sigma^2} Y_{sk}$ 'yı hesapla. (ilk iterasyon için $L_{1,ap}^{(q)}(b_k) = 0$ yap)

2.) q . iterasyon için birinci kod çözücünden $L_1^{(q)}(b_k)$ 'yı hesapla ($q=1,2,\dots,Q$)

İkinci kod çözücü için öncül bilgiyi oluşturacak $L_{1,ext}^{(q)}(b_k)$ 'yi

$L_{1,ext}^{(q)}(b_k) = L_1^{(q)}(b_k) - L_{sys}(b_k) - L_{1,ap}^{(q)}(b_k)$ olarak hesapla.

3.) $L_{sys}(b_k)$ ve $L_{1,ext}^{(q)}(b_k)$ 'yı serpiştiriciden geçirerek

$L_{sys}(\tilde{b}_k)$ ve $L_{1,ext}^{(q)}(\tilde{b}_k)$ 'yı elde et.

İkinci kodlayıcının öncül bilgisini ifade eden $L_{2,ap}^{(q)}(\tilde{b}_k)$

$L_{2,ap}^{(q)}(\tilde{b}_k) = L_{1,ext}^{(q)}(\tilde{b}_k)$ olarak seç ve ikinci kod çözücü yardımıyla $L_2^{(q)}(\tilde{b}_k)$ 'yı hesapla.

Birinci kod çözücü için öncül bilgiyi oluşturacak $L_{2,ext}^{(q)}(\tilde{b}_k) = L_2^{(q)}(\tilde{b}_k) - L_{sys}(\tilde{b}_k) - L_{2,ap}^{(q)}(\tilde{b}_k)$ ifadesini hesapla.

4.) $L_{2,ext}^{(q)}(\tilde{b}_k)$ 'yı ters serpiştir ve $L_{2,ext}^{(q)}(\tilde{b}_k)$ 'yı elde et.

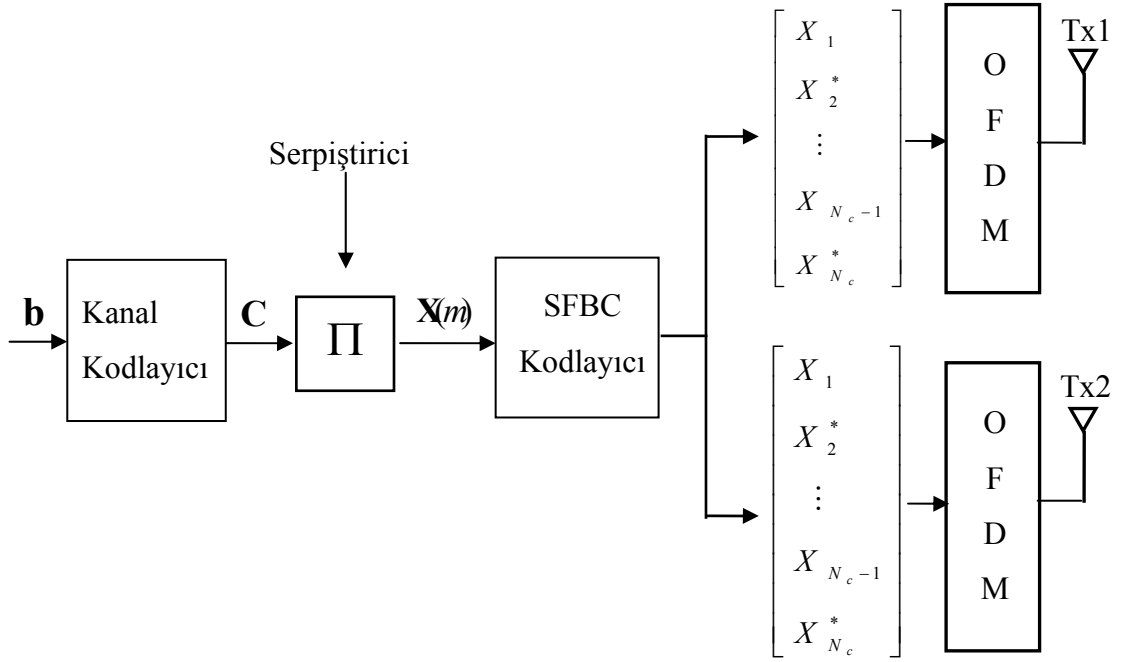
$L_{1,ap}^{(q+1)}(b_k) = L_{2,ext}^{(q)}(b_k)$ seç.

$q < Q$ ise 2. adıma dön, değilse

5.) $L_2^{(Q)}(\tilde{b}_k)$ 'yı ters serpiştir ve $L_2^{(Q)}(b_k)$ 'yı bul.

2.2 KANAL KODLAYICI TARAFINDAN KODLANMIŞ SFBC-OFDM VE STBC-OFDM SİSTEMLERİ İÇİN BİRLEŞTİRİLMİŞ SİNYAL MODELİ

Şekil 2.3’de gösterildiği gibi ikili bilgi bitlerinden oluşan $\mathbf{b}$ vektörü, dış kanal kodlayıcı tarafından kodlanmaktadır. Kodlanmış bilgi dizisi, serpiştirici tarafından rasgele serpiştirilen N_c uzunluğundaki m . Blok $\mathbf{X}(m) = [X_1(m), X_2(m), \dots, X_{N_c}(m)]^T$ şeklinde gösterilmektedir. Şekil 2.3’deki serpiştiricinin temel fonksiyonu, uzun süreli (burst) oluşabilecek hataların olasılığının azaltılması ve kodlanmış bitler arasındaki ilişkinin ortadan kaldırılmasıdır. Bu durum, kullanılacak kanal kestirim algoritmasının çalışması için büyük önem taşımaktadır. Son olarak, modüle edilmiş sinyal SFBC kodlayıcı tarafından 2 anten ile OFDM altbantlarından alıcıya iletilmektedir.



Şekil 2.3: Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemleri için verici yapısı

Verici çeşitlemeyi sağlayacak kodlayıcı, alt kanal gruplandırma işlemiyle $\mathbf{X}(m)$ dizisini, tek ve çift elemanları $\mathbf{X}_e(m)$ ve $\mathbf{X}_o(m)$ olmak üzere ikiye ayırır.

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_e(m) &= [X_2(m), X_4(m), \dots, X_{N_c-2}(m), X_{N_c}(m)]^T \\ \mathbf{X}_o(m) &= [X_1(m), X_3(m), \dots, X_{N_c-3}(m), X_{N_c-1}(m)]^T\end{aligned}\tag{2.11}$$

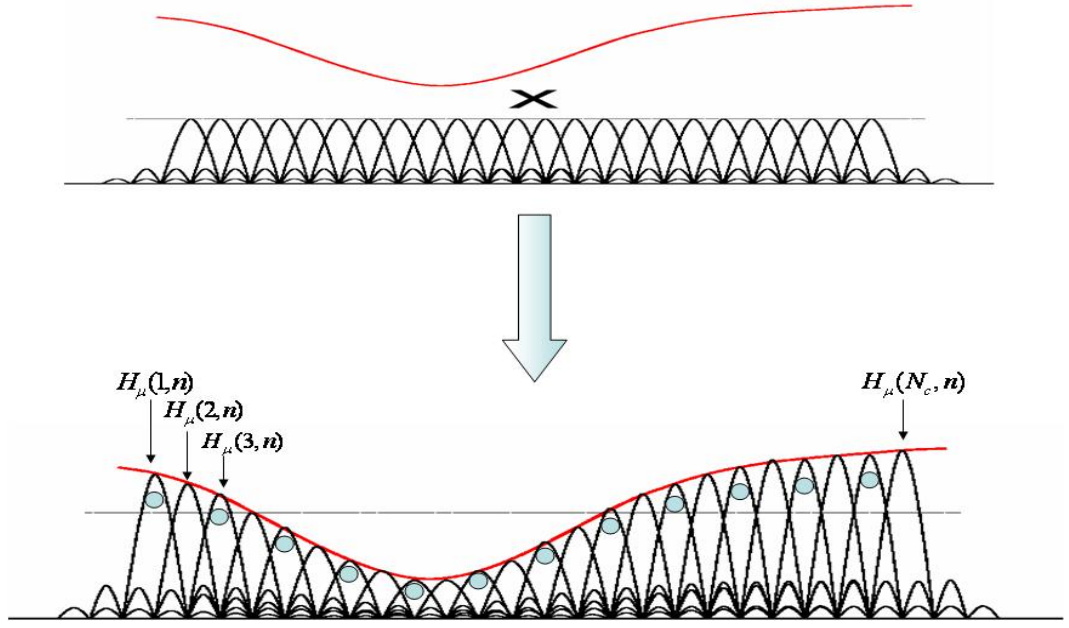
Eşitlik yazımlarını basitleştirerek m indisini atarsak, tasarlanacak verici çeşitlemesinin SFBC olması durumunda; kodlayıcı 1. antenin çift numaralı altbantlarından $\mathbf{X}_e$ dizisini, tek numaralı altbantlarından $-\mathbf{X}_o^*$ dizisini göndermektedir. Benzer şekilde, $\mathbf{X}_o$ dizisi 2. antenin çift numaralı altbantlarından, $\mathbf{X}_e^*$ dizisi ise tek numaralı altbantlarından gönderilmektedir. Buna göre 1. antenden giden bilgi dizisi $\mathbf{X}_1$ ve 2. antenden giden bilgi dizisi $\mathbf{X}_2$ olmak üzere

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_1 &= [X_2, -X_1^*, \dots, X_{N_c}, -X_{N_c-1}^*]^T \\ \mathbf{X}_2 &= [X_1, X_2^*, \dots, X_{N_c-1}, X_{N_c}^*]^T\end{aligned}\quad (2.12)$$

şeklinde gösterilebilir. μ . verici anten ile alıcı anten arasında N_c adet altbanda sahip kanalın n zaman aralığındaki frekans cevabı $N_c \times 1$ boyutlu $\mathbf{H}_\mu(n) = [H_\mu(1, n), H_\mu(2, n), \dots, H_\mu(N_c, n)]^T$ vektörü şeklinde gösterilirse, $\mathbf{H}_\mu(n)$ vektörü $N_c / 2 \times 1$ boyutlu

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_{\mu,e}(n) &= [H_{\mu,2}(n), H_{\mu,4}(n), \dots, H_{\mu,N_c}(n)]^T \\ \mathbf{H}_{\mu,o}(n) &= [H_{\mu,1}(n), H_{\mu,3}(n), \dots, H_{\mu,N_c-1}(n)]^T\end{aligned}\quad (2.13)$$

tek ve çift elemanlarına ayrılabilir. Şekil 2.4'de frekans seçici bir kanalda OFDM modülasyonu kullanılması durumunda N_c adet altbanda ayrıştığı ve her bir altbant için kanalın yaklaşık düz sönmülemeli hale geldiği görülmektedir. Şekil 2.4'de tek numaralı altbantların gösterimi için küçük toplar kullanılmıştır.



Şekil 2.4: OFDM kullanımı sonucu oluşan kanalı yapısı

Benzer şekilde, N_c adet alt taşıyıcı için n zaman aralığında alıcı antenden alınan sinyal tek ve çift altbantlardan gelen sinyalleri $\mathbf{R}_e(n) = [R(2,n), R(4,n), \dots, R(N_c,n)]^T$ ve $\mathbf{R}_o(n) = [R(1,n), R(3,n), \dots, R(N_c,n)]^T$ göstermek üzere alıcıdaki sinyal modeli

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_e(n) &= X_e \mathbf{H}_{1,e}(n) + X_o \mathbf{H}_{2,e}(n) + \mathbf{W}_e(n) \\ \mathbf{R}_o(n) &= -X_o^* \mathbf{H}_{1,o}(n) + X_e^* \mathbf{H}_{2,o}(n) + \mathbf{W}_o(n) \end{aligned} \quad (2.14)$$

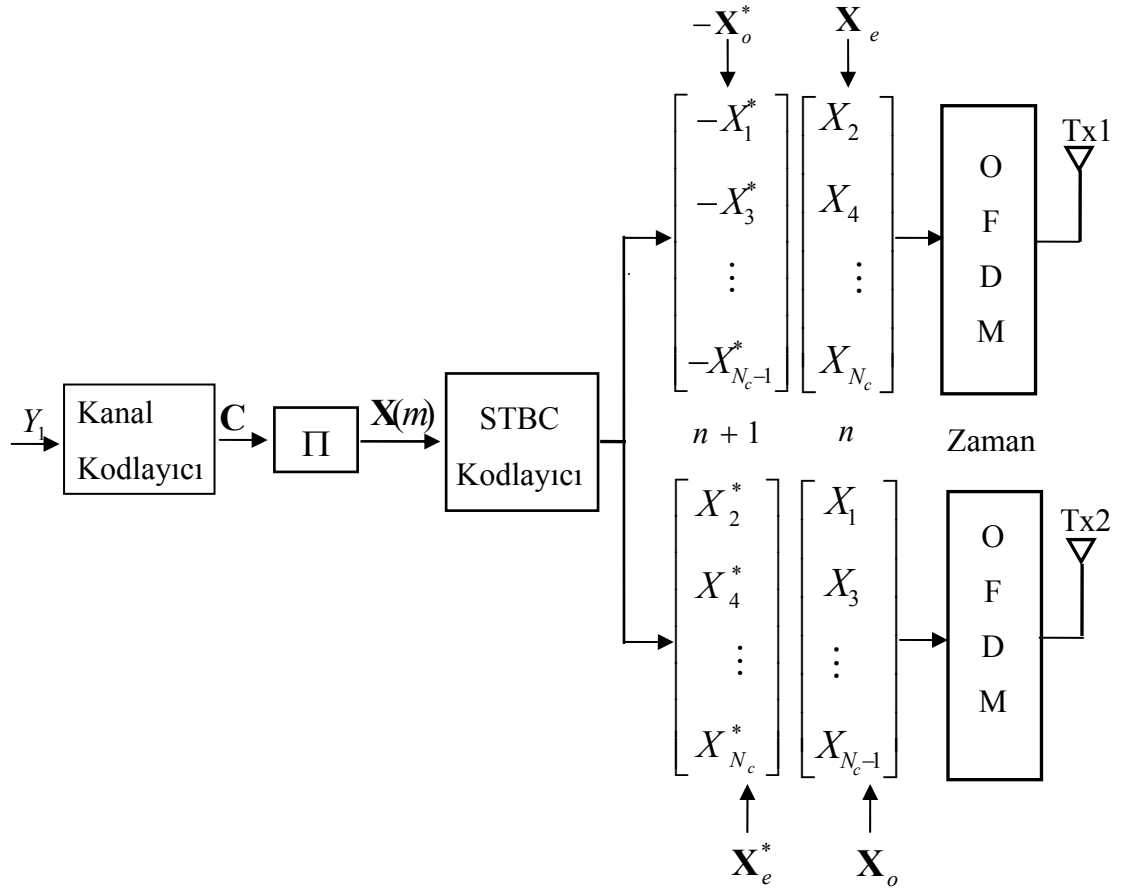
şeklinde ifade edilebilir. Burada X_e ve X_o köşegen elemanları sırasıyla $\mathbf{X}_e$ ve $\mathbf{X}_o$ vektörünün elemanları olmak üzere $(N_c/2) \times (N_c/2)$ boyutunda köşegen matrisler, $\mathbf{W}_e(n)$ ve $\mathbf{W}_o(n)$ vektörleri ise OFDM altbantları için $(N_c/2) \times 1$ boyutunda sıfır ortalamalı σ^2 değişimtiye sahip istatistiksel olarak bağımsız dağılıma sahip Gauss tanımlanmış gürültü vektörleridir. (2.14) eşitliği, bilgi sembolleri $\mathbf{X}_e$ ve $\mathbf{X}_o$ 'ların farklı kanalların bitişik altbant gruplarından iletildiğini göstermektedir. Kanal parametrelerinin kestirimi ve bilgi dizisinin çözümü için bitişik altbantlar için karmaşık kanal kazançlarının yaklaşık olarak eşit olduğu kabul edilirse $\mathbf{H}_{1,e}(n) \approx \mathbf{H}_{1,o}(n)$

$$\mathbf{H}_{2,e}(n) \approx \mathbf{H}_{2,o}(n), \quad (2.14) \quad \text{eşitliği} \quad \mathbf{R} \triangleq [\mathbf{R}_e^T(n) \mathbf{R}_o^T(n)]^T, \quad \mathbf{H} \triangleq [\mathbf{H}_{1,e}^T(n) \mathbf{H}_{2,e}^T(n)]^T,$$

$$\mathbf{W} \triangleq [\mathbf{W}_e^T(n) \mathbf{W}_o^T(n)]^T \text{ ve } X \triangleq \begin{bmatrix} X_e & X_o \\ -X_o^* & X_e^* \end{bmatrix} \text{ olmak üzere}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_e(n) \\ \mathbf{R}_o(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}} = \underbrace{\begin{bmatrix} X_e & X_o \\ -X_o^* & X_e^* \end{bmatrix}}_X \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,e}(n) \\ \mathbf{H}_{2,e}(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}_e(n) \\ \mathbf{W}_o(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{W}} \quad (2.15)$$

şeklinde yazılabilir.



Şekil 2.5: Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemleri için verici yapısı

Benzer şekilde Şekil 2.5'te STBC-OFDM sistemleri için kodlayıcı, X_e ve X_o bilgi vektörlerini “ n ” ve “ $n+1$ ” olmak üzere iki ayrı zaman aralığında gönderilmesi durumunda, STBC-OFDM sistemi için alınan sinyaller $\mathbf{R}(n) = [R(1, n), R(2, n), \dots, R(N_c, n)]$, $\mathbf{R}(n+1) = [R(1, n+1), R(2, n+1), \dots, R(N_c, n+1)]$ olmak üzere

$$\begin{aligned}\mathbf{R}(n) &= X_e \mathbf{H}_1(n) + X_o \mathbf{H}_2(n) + \mathbf{W}(n) \\ \mathbf{R}(n+1) &= -X_o^* \mathbf{H}_1(n+1) + X_e^* \mathbf{H}_2(n+1) + \mathbf{W}(n+1)\end{aligned}\quad (2.16)$$

şeklinde ifade edilebilir. Buna göre “ n ” anında X_e 1. antenden X_o ise 2. antenden iletilmektedir. Benzer şekilde “ $n+1$ ”anında $-X_o^*$ 1. antenden, X_e^* ise ikinci antenden iletilmektedir. SFBC’de yapılan varsayımdan farklı olarak, kanalın n ve $n+1$ anında değişmediği kabul edilerek $\mathbf{R} \triangleq [\mathbf{R}^T(n) \mathbf{R}^T(n+1)]^T$, $\mathbf{H} \triangleq [\mathbf{H}_1^T(n) \mathbf{H}_2^T(n)]^T$, $\mathbf{W} \triangleq [\mathbf{W}^T(n) \mathbf{W}^T(n+1)]^T$ olmak üzere;

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}(n) \\ \mathbf{R}(n+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}} = \underbrace{\begin{bmatrix} X_e & X_o \\ -X_o^* & X_e^* \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(n) \\ \mathbf{H}_2(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}(n) \\ \mathbf{W}(n+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{W}} \quad (2.17)$$

şeklinde yazabiliriz. Burada gönderilen bilgi dizilerinin boyutu $(N_c/2) \times (N_c/2)$ olduğu için kullanılan kanalların altbant sayısının $(N_c/2)$ boyutunda olduğu unutulmamalıdır. Sırasıyla SFBC-OFDM ve STBC-OFDM için alınan sinyal modelini ifade eden (2.15) ve (2.17) eşitlikleri genel olarak

$$\mathbf{R} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{W} \quad (2.18)$$

şeklinde ifade edilebilir.

2.3 MOBİL HABERLEŞME KANALLARI VE KARAKTERİSTİKLERİ

Kablosuz haberleşme sistemlerinde antenler, elektromanyetik enerjinin yayılım ortamına geçişini sağlayarak radyo haberleşme sistemlerinde elektromanyetik dalga yayıcı olarak işlem görmektedir. Antenlerin fiziksel boyutu ve şekli temel olarak çalışma frekansına bağlı olmakla birlikte, antenin verimli bir şekilde elektromanyetik enerjiyi yayması için boyunun yayılım yapılacak dalga boyunun en az 1/10 katında olması gerekmektedir. Örneğin 1 MHz’de yayın yapan bir *AM* modülatörüne ait antenin boyu en az 30 metre olmalıdır. Gerekli olan anten boyunun kısaltılabilmesi içinse daha yüksek frekanslara çıkmak gerekmektedir.

Elektromanyetik dalgaların atmosferde veya boş uzayda yayınımları üçe ayrılabilir. Bunlar; yüzey-dalga yayınımları, gök-dalga yayınımları ve direk görüş yayınımlarıdır. İyonosfer dalga boyu 10 Km'yi geçen, çok düşük frekanslı (*VL**F* - Very Low Frequency) ve oldukça düşük frekanslı (*EL**F* - Extremely low frequency) frekans bantlarında, elektromanyetik dalganın yayınımları için dalga kılavuzu görevi görmektedir. Bu düşük frekanslarda, haberleşme sinyalleri pratik olarak dünya yüzeyinden hareket etmektedirler. Yüzeyden dünyayı dolaşan bu sinyaller, yardım ve acil durumlar için kıyı ile gemilerin irtibatlarının sağlanmasında genel olarak kullanılmaktadırlar. Ancak bu frekanslardaki mevcut bant genişliğinin az olmasından dolayı iletim hızı oldukça azdır. Bu frekanslardaki en önemli gürültü kaynağı ise özellikle tropikal alanlarda meydana gelen şimşek çakmaları ve yıldırım düşmeleridir. Ayrıca bu bandı kullanan diğer kullanıcılar da sinyaller arasında karışma sebep olmaktadır.

Orta frekans (*MF*) olarak adlandırdığımız (0.3-3 MHz) frekans bölgesinde sinyaller yüzey dalgası olarak hareket etmektedir. Bu frekans bölgesi, *AM* ve deniz radyo yayınımları için kullanılmaktadır. *AM* yayınımlarında yayın yapan yüzey dalgaları, mevcut en kuvvetli vericilerle yaklaşık 100 mil'lik bir mesafede iletim yapmaktadır. Bu frekanslarda, elektronik parçalardan kaynaklanan ısı gürültü, insanlar tarafından oluşturulan gürültü ve atmosferik gürültüden etkilenmektedir.

Gök-dalga yayınımları ise antenden gönderilen sinyallerin yeryüzü üzerindeki iyonosferin çeşitli tabakalarından yansıyarak iletilmesidir. Bu tabakalar yeryüzünden 30 – 250 mil yüksekte olup farklı özellikte yüklü parçacıklardan oluşmaktadır. Gündüz vakti atmosferin güneş sebebiyle ısınmasından dolayı, 75 mil altında bazı tabakalar oluşmaktadır. Özellikle oluşan bu tabakalardan D tabakası, 2 MHz altındaki sinyallerin emilmesine sebep olmaktadır. Bu sebeple gök-dalga yayınımları yaklaşık 2 MHz ile sınırlanmıştır. Ancak geceleyin bu tabakadaki elektron yoğunluğunun hızlı düşüşü ile birlikte gündüz meydana gelen emilme kısmen yok olur. Böylece güçlü *AM* istasyonları gök-dalga yayınımları ile iyonosferin F tabakası üzerinden geceleyin 90-250 millik bir yayın alanı oluşturabilmektedirler.

Yüksek frekanslarda (*HF*) gerçekleşen gök-dalga yayınımlarında karşılaşılan genel problem ise antenden gönderilen sinyallerin bir çok yoldan alıcıya ulaşmasıdır. Farklı

gecikmelerle farklı yoldan gelen sinyaller alıcıda toplanır. Bu etki, sayısal haberleşmede sinyallerin karışmasına sebep olmaktadır. Diğer taraftan farklı yollardan gelen sinyaller, alıcıda birbirlerini yok edecek şekilde toplanabilirler. Sinyal sönümlenmesi olarak adlandırılan bu problem genel bir haberleşme problemidir. Özellikle geceleyin gök-dalgası üzerinden yayın yapan uzak mesafeli radyo istasyonlarını dinlerken bu etki görülebilir. *HF* frekans aralığındaki toplamsal gürültü atmosferik ve ısı gürültünün toplamından oluşmaktadır.

30 Mhz üzerine çıktığımızda ise gök-dalga yayını artık pek mümkün değildir. Yine de 30-60 Mhz frekans aralığı için iyonosferin saçıcı yayını ve 40-300 Mhz frekans aralığı için ise truposfer saçıcı yayını ile iletim kurmak mümkün olmaktadır. Ancak bu yayınımlarda sinyalde meydana gelen iletim güç kaybının oldukça fazla olması sebebiyle yüksek seviyede ileti gücüne ve oldukça büyük antenlere ihtiyaç duyulmaktadır.

İyonosferin 30 MHz üzerinde sinyallerin iletiminde oldukça az kayıp yaşanmakta ve böylece uydu ve uzun mesafeli iletişimleri mümkün kılmaktadır. Bu yüzden çok yüksek frekanslı iletişimde (*VHF*) ve daha yüksek frekanslı iletişimde etkin mod, direk görüş yayınıdır. Bu frekanslarda antenlerin herhangi bir engel olmadan direk birbirini gördüğü veya oldukça az bir engelin olduğu ve ancak direkt görüş baskın olduğu iletim ortamlarından iletişim sağlanmaktadır. Bu yüzden *VHF* ve *UHF* frekanslarında yayın yapan televizyon istasyonları, geniş bir kapsama alanı için yüksek direklerden yayın yapmaktadırlar.

Genel olarak LOS yayını, dünya yüzeyinin eğiminden dolayı sınırlanmaktadır. Eğer ortamda dağ gibi bir engel yoksa H fit yüksekliğinde bir direk yardımıyla yaklaşık $d = \sqrt{2h}$ mil'lik bir mesafede iletişim kurulabilir. *VHF* ve *UHF* frekanslarında haberleşme sistemini etkileyen etkin gürültüler sırasıyla anten tarafından ortamdan alınan kozmik gürültü ve alıcının ön kısmında oluşmuş ısı gürültüdür. 10 GHz üstünde süper yüksek frekanslarda (*SHF*) atmosfer koşulları sinyalin ortamda yayınına oldukça etkilemektedir[1].

Mobil haberleşme sistemlerinde genellikle alıcı ve verici antenler haberleşme kanalındaki mevcut engellerden dolayı birbirlerini direk olarak göremezler ve vericiden çıkan elektromanyetik dalga, alıcıya birden fazla yol üzerinden gelmektedir. Çoklu yol üzerinden alıcıya gelen sinyaller, farklı gecikmelere maruz kalarak fazında ve genliğinde rasgele değişimlere uğramaktadırlar. Alıcıya gelen bu sinyallerin toplamı, elektromanyetik dalgaların fazlarına bağlı olarak yapıcı veya bozucu olabilir. Bu sebeple gelen sinyallerin toplamı, alınan sinyalin gücünde dalgalanmalara sebep olmaktadır. Böylece HF frekansında iyonosfer üzerinden yapılan Gök-dalga yayınında meydana gelen sönümleme etkisi burada da görülmektedir. Benzer durum mobilden baz istasyonu yönünde yapılan iletişimde de geçerlidir[8].

Diğer taraftan sinyallerin kanalda çeşitli gecikmelere maruz kalarak alıcıya gelmesi, gecikme yayını olarak adlandırılır. Sembol zamanıyla gecikme yayını arasındaki ilişki, kanalın frekans cevabını etkilemektedir. Bu ifade açılacak olursa; çoklu yol gecikmesi sembol süresinden küçükse kanal frekans seçici olmayan (düz sönümlemeli), değilse frekans seçici olarak adlandırılır. Çoklu yol yayınının yanında ek olarak Doppler etkisi de mobil haberleşme kanalından iletimi olumsuz etkilemektedir. Alıcıya gelen sinyalin geliş açısı, mobil birimlerin hareketine göre değişmekte ve bu değişim Doppler etkisi olarak isimlendirilmektedir. Alınan sinyalin frekansında kaymaya sebep olan bu etki kanalları zaman seçici olan ve olmayan şeklinde iki gruba ayırmaktadır. Sembol süresinin kanaldaki ilişkili zaman aralığından oldukça düşük olduğu durumda, kanal zamanda seçici olmayan yani düz olarak, diğer durumda ise zaman seçici kanal olarak adlandırılır[11].

Frekans seçicilik ve zaman seçicilik, sönümlemeli kanalın iki ayrı özelliğidir. Bu iki kavram, kanallar için ayrı ayrı ele alınırsa, mobil haberleşme kanalları dört çeşide ayrılarak incelenebilir.

Düz sönümlemeli kanallar: Zamanda ve frekansta değişime sahip olmayan kanallardır.

Frekans-seçici kanallar: Kanalın frekansta seçici, zamanda ise düz olduğu kanallardır.

Zaman-seçici sönümlmeli kanallar: Kanalin zamanla değiştiği yani seçici olduğu, frekansta ise düz sönümlmeli olduğu durumlardır.

Çift-seçici sönümlmeli kanallar: Kanalların zamanda ve frekansta seçici olduğu durumlardır.

2.4 İLETİŞİM KANAL MODELİ VE KARHUNEN LOEVE (KL) SERİ AÇILIMININ KULLANIMI

Çift seçici sönümlmeli kanallar genellikle duruğumsu sönümlmeli kanallar olarak modellenmektedir[29]. Bu modele göre, kanalın bir sembol uzunluğu için değişmediği ve art arda gelen semboller arasında ilişkili veya bağımsız olabileceği varsayılmaktadır. Bu yaklaşım zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA), frekans atlamalı geniş spektrum (FHSS) ve OFDM gibi sistemlere uygulanabilmektedir. Verici ve alıcı anten arasındaki kanalın, duruğumsu sönümlmeli bir kanal olduğu, bir OFDM simgesi boyunca frekans seçici ve art arda gelen OFDM simgesi için Doppler frekansına göre zamanla değiştiği varsayılmıştır. Kanalın ayrık zamanlı temel bant eşdeğer birim basamak yanıtı $\mathbf{h}_\mu = [h_{\mu,0}(n), \dots, h_{\mu,L}(n)]^T$ olarak tanımlanmaktadır. Burada “ L ” kanalın uzunluğunu göstermektedir. Buna göre “ μ .” verici anten ile alıcı anten arasındaki kanalın frekans yanıtı “ n .” ayrık zamanı için $\mathbf{H}_\mu(n)$ olarak gösterelim.

Kablosuz iletişimde, kanaldaki değişimler temel işlevlerine açılım yaklaşımıyla modellenebilir[30]. Fourier ve Taylor seri açılımları, polinom açılımı belirgin modellemede kullanılan bilinen önemli açılımlardır. Bundan farklı olarak rastlantısal süreçlerin temel açılımı için bilinen diğer bir etkili yöntem ise Karhunen-Loeve (KL) açılımıdır[12]. Ayrıca KL açılımının çok yollu sönümlmeli kanalların benzetimlerinde de kullanılabileceği gösterilmiştir [31]. KL açılım yöntemiyle $\mathbf{H}_\mu(n)$ ifadesini temel birim dik işlevlerin doğrusal kombinasyonları olarak

$$\mathbf{H}_\mu(n) = \mathbf{\Psi} \mathbf{G}_\mu(n) \quad (2.19)$$

yazılabilir. Burada $\Psi = [\psi_0, \psi_1, \dots, \psi_{N_c-1}]$ 'ler dik temel vektörlerini ve $\mathbf{G}_\mu(n) = [G_\mu(1, n), \dots, G_\mu(N_c, n)]^T$ 'ler açılım ağırlık kat sayılarını göstermektedir. Bu yöntemle aynı istatistiksel özelliklere sahip sonsuz sayıda $\mathbf{H}_\mu(n)$ 'ler üretilebilir. Ayrıca farklı temel işlevleri kullanarak türlü özelliklere sahip başka kanallar da üretilebilmektedir. Kanal ilişki matrisinin $\mathbf{C}_{\mathbf{H}_\mu} = E[\mathbf{H}_\mu \mathbf{H}_\mu^\dagger]$ özdeğer açılımı[45]

$$\mathbf{C}_{\mathbf{H}_\mu} = \Psi \Lambda \Psi^\dagger \quad (2.20)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, Λ kanal ilişki matrisinin özdeğerlerinin oluşturduğu köşegen matrisi, Ψ ise öz işlev vektörlerinin oluşturduğu matrisi göstermektedir. Ayrıca özdeğer açılımında elde edilen özdeğerler de ağırlık kat sayılarının değışintilerini “ $\Lambda = E\{\mathbf{G}_\mu \mathbf{G}_\mu^\dagger\}$ ” oluşturmaktadır.

Burada özdeğer matrisi Λ 'nın köşegen matris biçimde çıkması, karmaşık Gauss rastlantısal değışkenler biçiminde modellenen kanal kat sayılarının KL dönüşümü sonucunda birbirinden bağımsız hale dönüştüklerini göstermektedir. Böylece kanal kestiriminde, KL dönüşümü sonucu elde edilen bağımsız $\mathbf{G}_\mu$ açılım kat sayıları kullanılabilir.

2.4.1 Zayıflayan Güç Gecikme Karakterine Sahip Kanal Modeli

Verici ve alıcı anten arasındaki OFDM kanalın frekans cevabı olan $\mathbf{H}_\mu(k)$ 'nin katlanarak zayıflayan güç gecikme karakterine sahip olduğu $\theta(\tau_\mu) = C \exp(-\tau_\mu / \tau_{rms})$ ve kanalda meydana gelen gecikmeleri ifade eden τ_μ 'ların çevrimsel önek üzerinde tekdüze ve bağımsız olarak dağıldığı varsayılmıştır. C ise normalizasyon katsayısı olmak üzere OFDM kanalı için sırasıyla farklı altbantlara ait normalize edilmiş ayrık kanal ilişkileri (k, k') farklı altbantları ifade etmek üzere[32]

$$C_\mu(k, k') = \frac{1 - e^{-L(\tau_{rms} + j2\pi(k-k')/N_c)}}{\tau_{rms}(1 - e^{-L/\tau_{rms}})(1/\tau_{rms} + 2\pi(k-k')/N_c)} \quad (2.21)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Burada “ N_c ” kullanılan altbant sayısını, “ L ” kanalın derecesini, “ τ_{rms} ” ise güç gecikme profilinin ortalama azalmasını göstermektedir. Bir OFDM sembolü boyunca sabit kanal parametreleri, gelecek diğer OFDM sembolü için Doppler frekansına göre değişime uğrayacaktır. Farklı OFDM sembolleri için ayrık ilişki ifadesi Jake modeline göre

$$J_0(2\pi(n - n^1)f_d T_s) \quad (2.22)$$

şeklinde verilmiştir. Burada “ J_0 ” sıfırıncı dereceden birinci çeşit Bessel işlevini, “ f_d ” Doppler frekansını, T_s ise bir OFDM sembolünün gitmesi için gerekli süreyi ifade etmektedir.

2.4.2 COST-207 Kanal Modeli

Bilimsel araştırma ve kalkınma konularında ülkelerin ulusal düzeyde gerçekleştirdikleri projeler arasında koordinasyonun sağlanması amacıyla Ekim 1971'de oluşturulan COST (Bilimsel ve Teknik Araştırma Alanında Avrupa İşbirliği) birimi çeşitli projelere imza atmıştır. Bu projelerin en önemlilerinden biri elektromanyetik dalga yayılımı hakkında yapılmış, sayısal yerel mobil radyo haberleşmesi isimli COST-207 projesidir[33]. COST-207 projesi dahilinde çoklu yola sahip mobil haberleşme kanalları, uygulamadaki kanal modellerinin geniş anlamda durağan (WSSUS) oldukları varsayımına dayanarak modellenmiştir. COST-207 kapsamında elektromanyetik dalgaların yayılımını etkileyen ortamlar tipik olarak

- i) Kırsal bölgeler (RA),
- ii) Orta ölçekli şehirler (TU),
- iii) Kötü yayılım koşullarına sahip bölgeler (BU),
- iv) Dağlık alanlar (HT)

olmak üzere 4 farklı gruba ayrılmıştır. Önerilen mobil iletişim kanal grupları için Doppler ve gecikme güç spektrumları Tablo.2.1 ve Tablo2.2’de verilmiştir.

Tablo 2.1: COST-207 kanal modeline göre çeşitli kanallara ait güç gecikmesinin spektrum yoğunlukları $S_h(\tau)$

Yayılm Ortamı	$S_h(\tau)$	Gecikme Yayılmı, T_m
RA	$c_{RA}e^{-9.2\tau/\mu s}, 0 \leq \tau \leq 0.7\mu sn$ $0, diğer durumlar$	$0.7\mu sn$
TU	$c_{TU}e^{-\tau/\mu s}, 0 \leq \tau \leq 7\mu sn$ $0, diğer durumlar$	$7\mu sn$
BU	$c_{BU}e^{-\tau/\mu s}, 0 \leq \tau \leq 5\mu sn$ $c_{BU}e^{5-\tau/\mu s}, 5 \leq \tau \leq 10\mu sn$ $0, diğer durumlar$	$10\mu sn$
HT	$c_{HT}e^{-3.5\tau/\mu s}, 0 \leq \tau \leq 2\mu sn$ $0.1c_{HT}e^{15-\tau/\mu s}, 15 \leq \tau \leq 20\mu sn$ $0, diğer durumlar$	$20\mu sn$

Tablo 2.1’de verilen $c_{RA}, c_{TU}, c_{BU}, c_{HT}$ katsayıları $\int_0^\infty S_h(\tau)d\tau=1$ olacak şekilde hesaplanıp bu proje dahilinde

$$c_{RA} = \frac{9.2}{1-e^{-6.44}} \quad (2.23)$$

$$c_{TU} = \frac{1}{1-e^{-7}} \quad (2.24)$$

$$c_{BU} = \frac{2}{3(1-e^{-5})} \quad (2.25)$$

$$c_{HT} = \frac{1}{(1-e^{-7})/3.5 + (1-e^{-5})/10} \quad (2.26)$$

olarak verilmiştir. GSM sistemleri için simge süresinin $3.7\mu sn$ olduğu düşünülürse Tablo 2.1’e göre kırsal bölge (RA) kanal modeli, sinyal üzerine düz sönümlemeli kanal olarak etki ederken, diğer kanal modelleri ise frekans seçici kanal olarak etki etmektedir. COST-207 çalışmasında Doppler güç spektrum yoğunlukları Tablo 2.2’de verilmiştir.

Tablo 2.2: COST-207 Kanal modeline göre Doppler güç spektrum yoğunlukları $S_h(\lambda)$

Çeşiti	$S_h(\lambda)$	Yayılım Gecikmesi	Doppler Yayınımı
Jakes	$\frac{1}{\pi f_{\max}} \sqrt{1 - (f / f_{\max})^2}$	$0 \leq \tau \leq 0.5 \mu sn$	$f_{\max} / \sqrt{2}$
Gauss-I	$A_1 \exp(-\frac{(f + 0.8 f_{\max})^2}{2(0.05 f_{\max})^2}) + 0.1 A_1 \exp(-\frac{(f - 0.4 f_{\max})^2}{2(0.1 f_{\max})^2})$	$0.5 \leq \tau \leq 2 \mu sn$	$0.45 f_{\max}$
Gauss-II	$A_2 \exp(-\frac{(f - 0.7 f_{\max})^2}{2(0.1 f_{\max})^2}) + 10^{-1.5}$ $A_2 \exp(-\frac{(f + 0.4 f_{\max})^2}{2(0.15 f_{\max})^2})$	$\tau \geq 2 \mu sn$	$0.25 f_{\max}$
Rice	$\frac{0.41^2}{\pi f_{\max}} \sqrt{1 - (f / f_{\max})^2} + 0.91^2 \delta(f - 0.7 f_{\max})$	$\tau = 0 \mu sn$	$0.39 f_{\max}$

Tablo 2.2’de verilen A_1, A_2 katsayıları $\int_0^\infty S_h(\lambda) d\lambda = 1$ olacak şekilde hesaplanıp COST 207 projesi dahilinde

$$A_1 = \frac{50}{\sqrt{18\pi} f_{\max}}, \quad A_2 = \frac{10^{1.5}}{\sqrt{2\pi}(\sqrt{10} + 0.15) f_{\max}} \quad (2.27)$$

olarak verilmiştir.

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1 KANAL KESTİRİMİ/DENKLEŞTİRME

Turbo kodlamanın gelişimiyle, literatürde yeni sinyal sezimi, yinelemeli kanal kestirimi ve kod çözümü teknikleri önerilmiş ve yapılan araştırmalar, yinelemeli yöntemlerin yinelemesiz yöntemlere göre bit hata başarımlarının daha iyi olduklarını göstermiştir. Bu nedenle, bu tezde turbo kodlanmış verici çeşitlemeli-OFDM sistemleri için beklenti en büyükleme (EM) tabanlı MAP kanal kestirim yöntemi önerilmektedir. Ayırık frekans dönüşümü (DFT) tabanlı zaman izgesinde yapılan kanal kestirimcilerin örneklenmeyen uzaylı kanallar için izge sızıntısına sebep olduğu ve hata düzlemi oluşturduğu için önerilen algoritma frekans izgesinde çalışmaktadır [22][23]. İletilen simgelerin kanal serpiştirici yardımıyla ilişkisiz hale dönüştürülmesi, algoritmanın uygulamada kullanılmasını mümkün kılmaktadır.

Sezim ve kestirim işlemlerini birleştirmenin en genel yolu, gönderilen bilgi dizisi ve kanal katsayılarının birleşik olasılığını en büyükleme işlemidir. Bilinmeyen belirgin kanal modeli genel olarak, iletim ortamının modellenmesinde kullanılmaktadır. Bu çalışmada ise, kanala ait istatistiksel bilginin (Kanalın altbandları arasındaki ilişki) alıcıda bilindiği, *Bayesian* temelli bir yaklaşım benimsenmiştir. Yapılacak kestirim işleminde $\mathbf{H}$ 'nin öncül PDF'i verilmiş rasgele bir değişken olduğu varsayılır ve böylece kanala ait var olan öncül bilgi, kestirimcinin *Bayesian* yaklaşımıyla daha doğru işlem yapmasını sağlamaktadır. Bulunacak MAP kestirimci ifadesi, gözlemlenen $\mathbf{R}$ vektörüne göre

$$\hat{\mathbf{H}}_{MAP} = \arg \max_{\mathbf{H}} [p(\mathbf{H}|\mathbf{R})] \quad (3.1)$$

şeklinde yazılabilir. KL seri açılımı yardımıyla kanala ait rasgele değişkenin ilişkisiz taban işlevleri bulunabilir. Bu sebeple, KL açılımı ilişkili olan çok yollu kanala ait olan

parametreleri kestirme problemini, ilişkisiz katsayıların kestirimi problemine dönüştürmektedir. Buna göre MAP kanal kestirimci ifadesi, sonsal (posterior) PDF’i en büyükleyecek şekilde

$$\tilde{\mathbf{G}}_{MAP} = \arg \max_{\mathbf{G}} [p(\mathbf{G}|\mathbf{R})] \quad (3.2)$$

yazılabilir. (3.2) eşitliğinden MAP kestirimini bulmak karmaşık en iyileme problemidir ve kapalı biçimde bir çözümü yoktur. Sayısal yöntemlerle elde edilecek çözümlerin ise karmaşıklığının oldukça fazla olması uygulamada pek gerçekçi değildir. Ancak, çözüm işlemi, EM algoritmasıyla düşük karmaşıklık bir şekilde elde edilebilir. Bu algoritma, sonsal olasılık dağılım fonksiyonunun tekdüze artışını garanti altına alarak tümevarımsal bir yöntemle $\mathbf{G}$ değerlerini yinelemeli olarak bulmaktadır. $\mathbf{G}$ ’nin q . iterasyondaki değeri $\mathbf{G}^{(q)}$ olmak üzere, yardımcı işlev olan

$$Q(\mathbf{G}|\mathbf{G}^{(q)}) = \sum_X p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}^{(q)}) \log p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}^{(q)}) \quad (3.3)$$

ifadesinin en büyüklenmesiyle tekdüze artış gerçekleştirilebilecektir. İletilen kodlanmış simgelerin kanal serpiştirici sayesinde ilişkisiz hale getirildiği ve aynı dağılıma sahip olarak $\mathbf{G}$ ’den bağımsız olduğu göz önüne alınırsa $p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G})$ ifadesi

$$\log p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}) = \log(X|\mathbf{G}) + \log p(\mathbf{R}|X, \mathbf{G}) + \log p(\mathbf{G}) \quad (3.4)$$

şeklinde yazılabilir. Bu denklemdeki ilk terim, bilgi simgeleri eşit olasılıkta $\mathbf{G}$ ’den bağımsız olduğu için sabittir ve sonuçta kanal kestirim ifadesini etkilememektedir. Ayrıca gürültü bileşenlerinin bunlardan bağımsız olduğu göz önüne alınırsa, alınan $\mathbf{R}$ sinyali için logaritması alınmış şartlı olasılık fonksiyonu, Σ gürültüye ait değişinti miktarını gösteren $N_c \times N_c$ boyutlu ve elemanları $\Sigma[k, k] = \sigma^2$ olan köşegen matris olmak üzere $\tilde{\Sigma} = \text{diag}(\Sigma \Sigma)$ şeklinde tanımlanırsa

$$\log p(\mathbf{R}|X, \mathbf{G}) \sim \left[-(\mathbf{R} - X\tilde{\Psi}\mathbf{G})^\dagger \tilde{\Sigma}^{-1} (\mathbf{R} - X\tilde{\Psi}\mathbf{G}) \right] \quad (3.5)$$

şeklinde yazılabilir. Burada (3.3), (3.4) ve (3.5) eşitliklerini göz önüne alarak uzay zaman blok kodlanmış sistemler için “ n ” anındaki kanalların bütün altbantlarını ifade

eden $\mathbf{H}$ vektörü $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1^T \mathbf{G}_2^T]^T$, $\tilde{\Psi} = \text{diag}(\Psi \Psi)$ olmak üzere ifade edilirken, uzay frekans blok kodlanmış sistemler için ise kanalların çift altbantlarının frekans cevabını ifade eden $\mathbf{H}$ vektörü, $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_{1,e}^T \mathbf{G}_{2,e}^T]^T$, $\tilde{\Psi} = \text{diag}(\Psi_e \Psi_e)$ şeklinde ifade edilmiştir. (3.3) eşitliğinin çözümünü; kanallara ait öncül olasılık yoğunluk işlevini, SFBC-OFDM ve STBC-OFDM sistemleri için tanımlayarak gerçekleştirebiliriz.

3.1.1 SFBC-OFDM Durumu

Sönümlemeli kanalın öncül olasılık yoğunluk işlevi $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_{1,e}^T \mathbf{G}_{2,e}^T]^T$, $\tilde{\Lambda} = \text{diag}(\Lambda_e \Lambda_e)$ göstermek üzere

$$p(\mathbf{G}) \sim e^{-\mathbf{G} \tilde{\Lambda}^{-1} \mathbf{G}} \quad (3.6)$$

olarak ifade edilebilir. Ayrıca $\tilde{\Psi} = \text{diag}(\tilde{\Psi}_e \tilde{\Psi}_e)$ ifadesi SFBC için yazılırsa, alınan sinyal modeli (2.14), koşullu olasılık dağılım işlevini (3.5) ve öncül olasılığı gösteren (3.6) eşitlikleri göz önüne alınarak

$$p(\mathbf{R}|\mathbf{X}, \mathbf{G}) \approx -[\mathbf{R}_e(n) - X_e \mathbf{H}_{1,e}(n) - X_o \mathbf{H}_{2,e}(n)]^T \Sigma [\mathbf{R}_e(n) - X_e \mathbf{H}_{1,e}(n) - X_o(n) \mathbf{H}_{2,e}(n)] \\ - [\mathbf{R}_o(n) + X_o^\dagger \mathbf{H}_{1,e}(n) - X_e^\dagger \mathbf{H}_{2,e}(n)]^T \Sigma [\mathbf{R}_o(n) + X_o^\dagger \mathbf{H}_{1,e}(n) - X_e^\dagger \mathbf{H}_{2,e}(n)] \quad (3.7)$$

$$p(\mathbf{G}) \approx -\mathbf{G}_{1,e}^\dagger \Lambda_e \mathbf{G}_{1,e} - \mathbf{G}_{2,e}^\dagger \Lambda_e \mathbf{G}_{2,e} \quad (3.8)$$

ilişkileri yazılabilir. (3.3) eşitliği (3.7), (3.8) ve $\|X_e(n)\|^2 = \|X_o(n)\|^2 = \frac{1}{2} \mathbf{I}$ eşitlikleri kullanılarak yazıldıktan sonra $\mathbf{G}_{1,e}$ ve $\mathbf{G}_{2,e}$ 'ye göre türev alınıp sıfıra eşitlenirse

$$\frac{\partial Q}{\partial \mathbf{G}_{1,e}} = \sum_X p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}^{(q)}) [\Sigma^{-1} \Psi_e (X_e^\dagger \mathbf{R}_e(n) - X_o \mathbf{R}_o(n) - \mathbf{H}_{1,e}) - \Lambda_e^{-1} \mathbf{G}_{1,e}] = 0 \\ \frac{\partial Q}{\partial \mathbf{G}_{2,e}} = \sum_X p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}^{(q)}) [\Sigma^{-1} \Psi_e (X_o^\dagger \mathbf{R}_e(n) + X_e \mathbf{R}_o(n) - \mathbf{H}_{2,e}) - \Lambda_e^{-1} \mathbf{G}_{2,e}] = 0 \quad (3.9)$$

eşitlikleri elde edilir. Burada $p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}^{(q)})$ ifadesi $p(\mathbf{R}|\mathbf{X}, \mathbf{G}^{(q)})$ ifadesi ile yer değiştirilerek X 'ler üzerinden ortalaması alınır (3.9) eşitliği

$$\begin{aligned}\Sigma^{-1}\Psi_e\left(\hat{X}_e^\dagger\mathbf{R}_e(n)-\hat{X}_o\mathbf{R}_o(n)-\mathbf{H}_{1,e}\right)&=\Lambda_e^{-1}\mathbf{G}_{1,e} \\ \Sigma^{-1}\Psi_e\left(\hat{X}_o^\dagger\mathbf{R}_e(n)+\hat{X}_e\mathbf{R}_o(n)-\mathbf{H}_{2,e}\right)&=\Lambda_e^{-1}\mathbf{G}_{2,e}\end{aligned}\quad (3.10)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\hat{X}_o$ ve $\hat{X}_e$ gönderilen sembollere ait sonsal olasılıkları göstermek üzere q . yinelemede MAP kod çözümü tarafından hesaplanacaktır. (3.10) denkleminde $\mathbf{G}_1$ ve $\mathbf{G}_2$ ifadeleri çekilerek ve KL taban açılımı yardımıyla verici antenler ve alıcı anten arasındaki kanalların kestirimini ifade eden $\hat{\mathbf{H}}_{1,e}^{(q+1)}$ ve $\hat{\mathbf{H}}_{2,e}^{(q+1)}$,

$$(\mathbf{I}+\Sigma\Lambda_e^{-1})^{-1}=\text{diag}\left(\frac{\lambda_2}{\sigma^2+\lambda_2},\frac{\lambda_4}{\sigma^2+\lambda_4},\dots,\frac{\lambda_{N_c}}{\sigma^2+\lambda_{N_c}}\right)\text{ olmak üzere}$$

$$\mathbf{H}_{1,e}^{(i+1)}=\Psi_e(\mathbf{I}+\Sigma\Lambda_e^{-1})^{-1}\Psi_e^\dagger\left[\hat{X}_e^{\dagger(q)}\mathbf{R}_e(n)-\hat{X}_o^{(q)}\mathbf{R}_o(n)\right]\quad (3.11)$$

$$\mathbf{H}_{2,e}^{(i+1)}=\Psi_e(\mathbf{I}+\Sigma\Lambda_e^{-1})^{-1}\Psi_e^{-1}\left[\hat{X}_o^{\dagger(q)}\mathbf{R}_e(n)+\hat{X}_e^{(q)}\mathbf{R}_o(n)\right]\quad (3.12)$$

şeklinde bulunabilir.

3.1.2 STBC-OFDM Durumu

Sönümlemeli kanalın öncül olasılık yoğunluk işlevi $\mathbf{G}=\left[\mathbf{G}_1^T\mathbf{G}_2^T\right]^T$, $\tilde{\Lambda}=\text{diag}(\Lambda\Lambda)$ olmak üzere

$$p(\mathbf{G})\sim e^{-\mathbf{G}\tilde{\Lambda}^{-1}\mathbf{G}}\quad (3.13)$$

olarak ifade edilebilir. Ayrıca $\tilde{\Psi}=\text{diag}(\tilde{\Psi}\tilde{\Psi})$ ve $\Sigma=\text{diag}(\Sigma\Sigma)$ ifadeleri, STBC için yazılırsa, alınan sinyal modeli (2.17), koşullu olasılık dağılım işlevini (3.5) ve öncül olasılığı gösteren (3.13) eşitliklerini göz önüne alarak

$$\begin{aligned}p(\mathbf{R}|X,\mathbf{G})&\approx -\left[\mathbf{R}(n)-X_e\mathbf{H}_1(n)-X_o\mathbf{H}_2(n)\right]^\dagger\Sigma\left[\mathbf{R}(n)-X_e\mathbf{H}_1(n)-X_o\mathbf{H}_2(n)\right] \\ &\quad -\left[\mathbf{R}(n+1)+X_o^\dagger\mathbf{H}_1(n)-X_e^\dagger\mathbf{H}_2(n)\right]^\dagger\Sigma\left[\mathbf{R}(n+1)+X_o^\dagger\mathbf{H}_1(n)-X_e^\dagger\mathbf{H}_2(n)\right]\end{aligned}\quad (3.14)$$

$$p(\mathbf{G})\approx -\mathbf{G}_1^\dagger\Lambda\mathbf{G}_1-\mathbf{G}_2^\dagger\Lambda\mathbf{G}_2\quad (3.15)$$

ilişkileri yazılabilir. (3.3) eşitliğini, (3.14), (3.15) ve $\|X_e(n)\|^2 = \|X_o(n)\|^2 = \frac{1}{2}\mathbf{I}$ eşitlikleri kullanılarak yazıldıktan sonra $\mathbf{G}_{1,e}$ ve $\mathbf{G}_{2,e}$ 'ye göre türev alınıp sıfıra eşitlenirse

$$\begin{aligned}\frac{\partial Q}{\partial \mathbf{G}_1} &= \sum_X p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}^{(q)}) \left[\Sigma^{-1} \Psi \left(X_e^\dagger \mathbf{R}(n) - X_o \mathbf{R}(n) - \mathbf{H}_1 \right) - \Lambda^{-1} \mathbf{G}_1 \right] = 0 \\ \frac{\partial Q}{\partial \mathbf{G}_2} &= \sum_X p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}^{(q)}) \left[\Sigma^{-1} \Psi \left(X_o^\dagger \mathbf{R}(n+1) + X_e \mathbf{R}(n+1) - \mathbf{H}_2 \right) - \Lambda^{-1} \mathbf{G}_2 \right] = 0\end{aligned}\quad (3.16)$$

ifadeleri elde edilir. Burada $p(\mathbf{R}, X, \mathbf{G}^{(q)})$ ifadesi, $p(\mathbf{R}|X, \mathbf{G}^{(q)})$ ile yer değiştirilip X 'ler üzerinden ortalaması alınırsa (3.16) eşitliği

$$\begin{aligned}\Sigma^{-1} \Psi \left(\hat{X}_e^\dagger \mathbf{R}(n) - \hat{X}_o \mathbf{R}(n) - \mathbf{H}_1 \right) &= \Lambda^{-1} \mathbf{G}_1 \\ \Sigma^{-1} \Psi \left(\hat{X}_o^\dagger \mathbf{R}(n+1) + \hat{X}_e \mathbf{R}(n+1) - \mathbf{H}_2 \right) &= \Lambda^{-1} \mathbf{G}_2\end{aligned}\quad (3.17)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $\hat{X}_o(n)$ ve $\hat{X}_e(n)$ gönderilen sembollere ait sonsal olasılıkları göstermek üzere, q . yineleme adımında MAP kod çözücü tarafından hesaplanacaktır. (3.17) eşitliğinden $\mathbf{G}_1$ ve $\mathbf{G}_2$ ifadeleri çekilerek ve KL taban açılımı yardımıyla verici antenler ve alıcı anten arasındaki kanalların kestirimini ifade eden

$\hat{\mathbf{H}}_{1,e}^{(q+1)}$ ve $\hat{\mathbf{H}}_{2,e}^{(q+1)}$ 'ler, $(\mathbf{I} + \Sigma \Lambda_e^{-1})^{-1} = \text{diag} \left(\frac{\lambda_1}{\sigma^2 + \lambda_1}, \frac{\lambda_2}{\sigma^2 + \lambda_2}, \dots, \frac{\lambda_{N_c/2}}{\sigma^2 + \lambda_{N_c/2}} \right)$ olmak üzere

$$\hat{\mathbf{H}}_1^{(i+1)} = \Psi(\mathbf{I} + \Sigma \Lambda^{-1})^{-1} \Psi^H \left[\hat{X}_e^{\dagger(q)} \mathbf{R}(n) - \hat{X}_o^{(q)} \mathbf{R}(n+1) \right] \quad (3.18)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_2^{(i+1)} = \Psi(\mathbf{I} + \Sigma \Lambda^{-1})^{-1} \Psi^H \left[\hat{X}_o^{\dagger(q)} \mathbf{R}(n) + \hat{X}_e^{(q)} \mathbf{R}(n+1) \right] \quad (3.19)$$

şeklinde bulunabilir.

3.1.3 İlkendirme

Algoritmanın çalışmasında gerekli olan başlangıç değerlerinin belirlenmesi için vericide OFDM simgesi içine N_{ps} adet pilot simge yerleştirilir. Vericiden iletilen pilot simgeler

yardımla alt-örnekleilmiş bir sinyal modeli elde edilir ve $\hat{\mathbf{H}}_i^{(0)}$ 'ler için doğrusal en az karesel hata kestirimi (LMMSE) yapılır. Kanala ait bütün kazancın elde edilmesi için ara değerlendirme işlemi Lagrange interpolasyon tekniği ile yapılır. Sonuç olarak elde edilen başlangıç değerleri, EM algoritmasının yakınsaması için kullanılır. Alınan $\mathbf{R}$ sinyaline göre EM algoritması, kanal kestirimi ve veri kestirimini sırasıyla yinelemeli olarak gerçekleştirmektedir. Buna göre kanal kestiriminin başlangıç değeri $\mathbf{G}^{(0)}$ şeklinde pilot tonlarından elde edilmektedir. İteratif olarak en büyükleme işlemi, $(q+1)$ iterasyon sayısını göstermek üzere $\mathbf{G}^{(q+1)}$ şeklinde ifade edilmektedir ve $\mathbf{G}^{(q+1)} = \arg \max_{\mathbf{G}} Q(\mathbf{G} | \mathbf{G}^{(q)})$ olarak hesaplanmaktadır.

3.2 YİNELEMELİ KANAL DENKLEŞTİRME VE KOD ÇÖZÜMÜ İŞLEMİ

EM algoritmasından elde edilen kanal katsayıları yardımıyla, alınan $\mathbf{R}$ sinyalinden iletilen mesaj dizisi, basit matris çarpımlarıyla bulunabilir. Bu bölümde, önceden verilen kanal kodlanmış STBC-OFDM ve SFBC-OFDM sistemlerine ilişkin sinyal modelleri, kanal denkleştirme işlemleri için tekrardan aşağıdaki gibi yazılsın.

3.2.1 SFBC-OFDM Durumu

$H_{1,e}(n) = \text{diag}(\mathbf{H}_{1,e}(n))$, $H_{1,o}(n) = \text{diag}(\mathbf{H}_{1,o}(n))$ olmak üzere, $N_c \times N_c$ boyutlu kanal matrisi

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{1,e}(n) & H_{2,e}(n) \\ H_{2,o}^\dagger(n) & -H_{1,o}^\dagger(n) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

ve $\mathbf{R} = [\mathbf{R}_e^T(n), \mathbf{R}_o^\dagger(n)]^T$, $\tilde{\mathbf{X}} = [\mathbf{X}_e^T, \mathbf{X}_o^\dagger]^T$, $\tilde{\mathbf{W}} = [\mathbf{W}_e^T(n), \mathbf{W}_o^\dagger(n)]^T$ şeklinde tanımlanırsa (2.14) eşitliği kanal denkleştirme için

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{W}} \quad (3.21)$$

şeklinde tekrar düzenlenebilir.

3.2.2 STBC-OFDM Durumu

$H_1(n) = \text{diag}(\mathbf{H}_1(n))$, $H_1(n) = \text{diag}(\mathbf{H}_1(n))$ olmak üzere, $N_c \times N_c$ boyutlu kanal matrisi

$$H = \begin{bmatrix} H_1(n) & H_2(n) \\ H_2^\dagger(n+1) & -H_1^\dagger(n+1) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

olarak ve $\mathbf{R} = [\mathbf{R}^T(n), \mathbf{R}^\dagger(n+1)]^T$, $\tilde{\mathbf{X}} = [\mathbf{X}_e^T, \mathbf{X}_o^\dagger]^T$, $\tilde{\mathbf{W}} = [\mathbf{W}_e^T(n), \mathbf{W}_o^\dagger(n)]^T$ şeklinde tanımlanırsa, (2.16) eşitliği SFBC modeline benzer şekilde kanal denkleştirme için

$$\tilde{\mathbf{R}} = H\tilde{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{W}} \quad (3.23)$$

şeklinde yazılabilir. Kanal frekans yanıtının bilinmesi durumunda (3.18), (3.19) ve (3.23) eşitliklerinden $\tilde{\mathbf{X}}$ ifadesini elde etmek için birçok doğrusal denkleştirici önerilebilir. Bu çalışmada, en küçük ortalamalı karesel hataya sahip (MMSE) kestirimciye yola çıkılarak, basitleştirmeler yardımıyla sıfır zorlamalı denkleştirici (ZF) elde edilecektir. Burada $\tilde{\mathbf{X}}$ vektörünün ortalamasını $\bar{\tilde{\mathbf{X}}}$, ortak değişinti matrisini $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{X}}}$ ve gürültünün ortak değişinti matrisini Σ göstermek üzere, $\tilde{\mathbf{X}}$ ifadesi için MMSE kestirimciyi ifade eden $\mathbf{D}$ vektörü

$$\mathbf{D} = \bar{\tilde{\mathbf{X}}} + \mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{X}}} H^\dagger (H^\dagger \mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{X}}} H + \Sigma)^{-1} (\tilde{\mathbf{R}} - H\bar{\tilde{\mathbf{X}}}) \quad (3.24)$$

şeklinde hesaplanabilir. Kanal matrisi $H(n)$ 'nin ölçeklenmiş birim matris olduğunu, böylece SFBC kodlama durumunda altbantlara ait kanal kat sayıları için $H_{1,e,k}^2 + H_{2,e,k}^2 \approx 1$, STBC kodlama durumunda ise $H_{1,k}^2 + H_{2,k}^2 \approx 1$ yaklaşımı yapılırsa, MMSE kestirimci ifadesini basitleştirmek için “ $H^\dagger H$ ” ifadesi

$$H^\dagger H \approx \mathbf{I}_{N_c \times N_c} \quad (3.25)$$

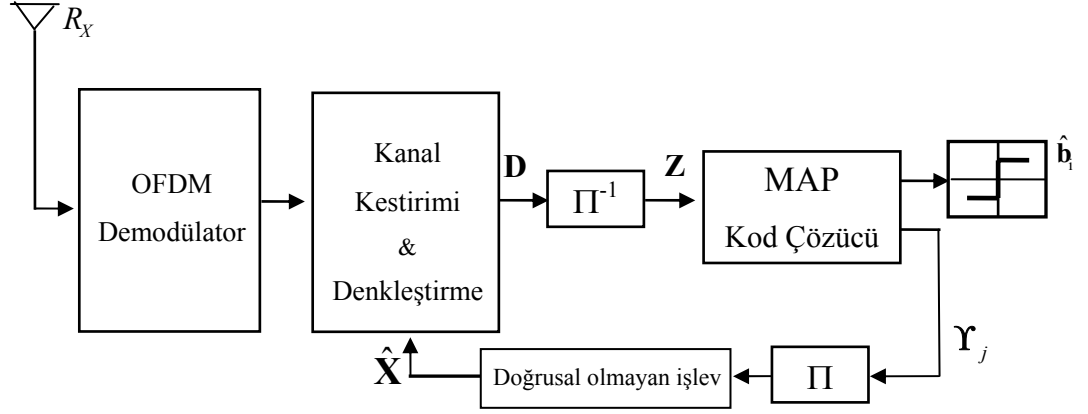
olarak yazılabilir. Ayrıca Tücker'in [20] makalesindeki $\bar{\tilde{\mathbf{X}}} = 0, \mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{X}}} = \frac{1}{2} \mathbf{I}$ varsayımları yapılırsa (3.24) eşitliği

$$\mathbf{D} = (\mathbf{I} + 2\sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} H^\dagger \tilde{\mathbf{R}} \quad (3.26)$$

şekline dönüştürülebilir. Burada gürültüye ait ortak değişinti matrisini de $\Sigma = 0$ olarak alırsak doğrusal denkleştiricimiz, sıfır zorlamalı denkleştirici haline gelir ki $\boldsymbol{\eta}(n) = H^\dagger \tilde{\mathbf{W}}$ olmak üzere

$$\mathbf{D} = H^\dagger \tilde{\mathbf{R}} = H^\dagger H \tilde{\mathbf{X}} + \boldsymbol{\eta} \quad (3.27)$$

olacaktır.



Şekil 3.1: Turbo kodlanmış-verici çeşitlemeli OFDM sistemleri için önerilen alıcı yapısı

3.3 ALICI YAPISI

Verici çeşitlemeli kanal kodlanmış OFDM sistemleri için önerilen alıcı yapısı Şekil 3.1’de verilmiştir. Alıcıya gelen sinyal, OFDM demodülatöründen çıktıktan sonra pilot singeler yardımıyla kanal kestirimi ve denkleştirme işlemi yapılır. Denkleştirilmiş sinyal $\{\mathbf{D}\}$ ters serpiştiriciden geçirilir ve $\{\mathbf{Z}\}$ sinyali elde edilir. MAP kod çözücüyeye giren $\{\mathbf{Z}\}$ sinyali için, burada kanaldan iletilen kodlanmış sembollere ve bilgi bitlerine ait Logaritma olasılık oranı (Log Likelihood Ratio, “LLR”) değerleri hesaplanır. Bilgi bitlerine ait LLR değerlerinden $\{\hat{\mathbf{b}}_i\}$ bilgi bitleri bulunur. Kodlanmış sembollere ait LLR değerleri $\{\mathbf{Y}_j\}$ ise serpiştiriciden geçirilerek Doğrusal olmayan işleve girer. Doğrusal olmayan işlev bloğu $\{\mathbf{Y}_j\}$ dizisine ait yumuşak değerleri hesaplayarak $\{\hat{\mathbf{X}}\}$ dizisini bulur. Gönderilen işarete ait olan kestirimi gösteren $\{\hat{\mathbf{X}}\}$ dizisi, önceden yapılan kestirim işlemini iyileştirmek için kanal kestirimi işleminde, MAP kod çözücü

yardımla bulunan $\hat{X}_e^{(q)}$ ve $\hat{X}_o^{(q)}$ değerleri kullanılır. İyileştirilen kanal kestirim değerleri ile tekrar denkleştirme işlemi yapılır. Önerilen yineleme işlemi belirlenen döngü sayısı kadar devam eder. MAP kod çözücü, bulunacak kodlanmış sembollere ve bilgi bitlerine ait LLR değerlerinin hesaplanması işlemini yapmaktadır.

3.4 LİNEER OLMAYAN İŞLEV

Turbo alıcı yapısında MAP kod çözümünün hesapladığı kodlanmış sembollere ait LLR değerlerinin yumuşak değerleri doğrusal olmayan işlev yardımıyla hesaplanmaktadır. Buna göre $a = 1/\sqrt{2}$ için $P(X_k = a)$ ve $P(X_k = -a)$ değerlerini LLR cinsinden bulalım. Kodlanmış sembole ait LLR değeri

$$L(X_k) = \log_e \left[\frac{P(X_k = -a)}{P(X_k = +a)} \right] = \log_e \left[\frac{P(X_k = -a)}{1 - P(X_k = +a)} \right] \quad (3.28)$$

şeklinde ifade edilebilir. Buradan (3.28) eşitliği $P(X_k = -a)$ bulacak şekilde tekrardan yazılırsa

$$P(X_k = -a) = \frac{e^{L(X_k)}}{1 + e^{L(X_k)}} \quad (3.29)$$

ifadesi bulunabilir. $P(X_k = -a)$ ifadesi ise

$$P(X_k = a) = 1 - P(X_k = -a) = 1 - \frac{e^{L(X_k)}}{1 + e^{L(X_k)}} = \frac{1}{1 + e^{L(X_k)}} \quad (3.30)$$

olarak yazılabilir. BPSK modülasyonlu sinyaller için X_k ifadesinin beklenen değeri (istatistiksel-ortalaması)

$$\bar{X}_k = \sum_{x_b \in \{+a, -a\}} x_b \cdot P(X_k = x_b) = a(P(X_k = +a) - P(X_k = -a)) \quad (3.31)$$

şeklinde hesaplanabilmektedir. Bu denklemde $P(X_k = +a)$ ve $P(X_k = -a)$ değerleri denklemde yerlerine konulursa, X_k ifadesinin ortalaması

$$\bar{X}_k = a \left(\frac{e^{L(X_k)}}{1 + e^{L(X_k)}} - \frac{1}{1 + e^{L(X_k)}} \right) = \frac{e^{L(X_k)} - 1}{e^{L(X_k)} + 1} = a \tanh(L(X_k)/2) \quad (3.32)$$

olarak bulunur.

3.5 KANAL KESTİRİMCİNİN KARMAŞIKLIĞININ İNCELENMESİ

Frekans izgesinde kanal kestirimi için klasik doğrusal en küçük ortalama karasel kestirimci ifadesi, SFBC sistemleri için $\mathbf{P}_1 = X_e^{\dagger(q)} \mathbf{R}_e(n) - X_o^{(q)} \mathbf{R}_o(n)$, $\mathbf{P}_2 = X_o^{\dagger(q)} \mathbf{R}_e(n) + X_e^{(q)} \mathbf{R}_o(n)$ olmak üzere aşağıdaki formda verilmiştir[19].

$$\mathbf{H}_{\mu,e} = \underbrace{\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\mu,e}} (\boldsymbol{\Sigma} + \mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\mu,e}})^{-1}}_{\text{Önden hesaplama}} \mathbf{P}_{\mu} \quad (3.33)$$

Benzer ifade STBC sistemleri için $\mathbf{P}_1 = \hat{X}_e^{\dagger(q)} \mathbf{R}(n) - \hat{X}_o^{(q)} \mathbf{R}_o(n+1)$, $\mathbf{P}_2 = \hat{X}_o^{\dagger(q)} \mathbf{R}(n) - \hat{X}_e^{(q)} \mathbf{R}(n+1)$ olmak üzere

$$\mathbf{H}_{\mu} = \underbrace{\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\mu}} (\boldsymbol{\Sigma} + \mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\mu}})^{-1}}_{\text{Önden hesaplama}} \mathbf{P}_{\mu} \quad (3.34)$$

şeklinde yazılabilir. (3.33) ve (3.34) eşitliklerindeki $\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\mu}} (\boldsymbol{\Sigma} + \mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\mu}})^{-1}$ ve $\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\mu,e}} (\boldsymbol{\Sigma}_e + \mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\mu,e}})^{-1}$ ifadeleri gönderilen bilgi sembollerinden bağımsız olduğu için matris tersi alınarak, önceden hesaplanıp kayıt edilerek yapılan her bir kestirim ifadesi için kullanılabilir. OFDM Kanalına ait altbandlara ait ilişki işlevi ve kanaldaki gürültünün gücünün bilindiği varsayılırsa, SFBC ve STBC sistemleri için önceden hesaplanmış kısım, $N_c/2 \times N_c/2$ boyutunda bir matris olmaktadır. Bu matrisin $N_c/2 \times 1$ 'lik $\mathbf{P}_{\mu}$ vektörü ile çarpımı işlemi $N_c^2/4$ adet karmaşık çarpma işlemi gerektirmektedir. Ancak ön hesaplama işlemi büyük boyutlu matris tersi alma işlemi gerektirdiğinden işlem karmaşıklığı oldukça fazladır. Ayrıca OFDM Kanalına ait altbantlara ait ilişki işlevi ve kanaldaki gürültünün gücünün hakkındaki bilgide yapılan ufak hatalar matris tersi alma işleminde katlamalı olarak artmaktadır[21]. Diğer taraftan, ters alınan matrisin boyutunun artmasıyla yapılan hata artmaktadır. Bu yüzden, matris tersi alma işleminden

kurtulmak için KL tabanlı yaklaşım önerilmiştir. Buna göre $\mathbf{H}$ 'ye ait yinelemeli kanal kestirim ifadesi STBC sistemleri için

$$\hat{\mathbf{H}}_{\mu} = \mathbf{\Psi}(\mathbf{I} + \mathbf{\Sigma}\mathbf{\Lambda}^{-1})^{-1}\mathbf{\Psi}^{\dagger}\mathbf{P}_{\mu} \quad (3.35)$$

şeklinde yazılabilir. Oluşan işlem karmaşıklığını daha da azaltmak için, $\mathbf{\Lambda}$ köşegen matrisinin en büyük r elemanına karşılık gelen $\mathbf{\Psi}$ matrisinin sadece r sütununu alarak düşük rank yaklaşımı gerçekleştirilebilir. $\mathbf{\Psi}$ matrisinin $(N_c/2) - r$ sütununu iptal ederek $(N_c/2) \times r$ boyutlu $\mathbf{\Psi}_r$ matrisini ve $r \times r$ boyutlu $\mathbf{\Sigma}_r$ matrisi kullanılarak kestirimcinin ifadesi

$$\hat{\mathbf{H}}_{\mu} = \mathbf{\Psi}_r \underbrace{(\mathbf{I} + \mathbf{\Sigma}_r \mathbf{\Lambda}_r^{-1})^{-1} \mathbf{\Psi}_r^{\dagger}}_{\text{Önden hesaplama}} \mathbf{P}_{\mu} \quad (3.36)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $(\mathbf{I} + \mathbf{\Sigma}_r \mathbf{\Lambda}_r^{-1})^{-1} = \left\{ \frac{\lambda_o}{\lambda_o + \sigma^2}, \dots, \frac{\lambda_{r-1}}{\lambda_{r-1} + \sigma^2} \right\}$ olarak ifade edilmektedir. Ön hesaplama işlemi yapılması durumunda, düşük ranklı kestirimci ilk olarak ön hesaplanmış $r \times (N_c/2)$ matrisi ile $(N_c/2) \times 1$ boyutlu $\mathbf{P}_{\mu}$ vektörünü çarpar. Daha sonra ise $(N_c/2) \times r$ boyutlu $\mathbf{\Psi}_r$ matrisi ile ilk işlemde hesaplanan $r \times 1$ matrisini çarpmaktadır. Sonuçta, yapılan toplam karmaşık çarpma işlemi $N_c r$ 'lidir. Ton başına düşen karmaşıklık olarak ifade edersek, önceden belirttiğimiz ters alma işleminde meydana gelen olumsuzlardan kurtulmanın yanında, ton başına düşen karmaşık çarpma işlemi $N_c/4$ 'ten r 'ye indirilmiştir. Benzer şekilde, SFBC sistemleri için de KL dönüşümü yapıp rank düşürme işlemi uygulandığında, $\mathbf{\Psi}_e$ matrisinin sadece " r " sütununu alarak elde edilen $\mathbf{\Psi}_{e,r}$ matrisi yardımıyla

$$\hat{\mathbf{H}}_{\mu} = \mathbf{\Psi}_{e,r} \underbrace{(\mathbf{I} + \mathbf{\Sigma} \mathbf{\Lambda}_{e,r}^{-1})^{-1} \mathbf{\Psi}_{e,r}^{\dagger}}_{\text{Önden hesaplama}} \mathbf{P}_{\mu} \quad (3.37)$$

yazılabilir. Burada $\mathbf{\Lambda}_{e,r}, \mathbf{\Lambda}_e$ köşegen matrisinin en büyük r elemanını içeren $r \times r$ 'lik köşegen matristir.

3.6 DEĞİŞTİRİLMİŞ CRAMER-RAO SINIRI (MCRB)

Bir parametre kestirim algoritmasının erişebileceği en iyi başarımlar, Cramer-Rao alt sınırı (CRLB) ile belirlenir. CRLB'nin hesaplanması, Fisher bilgi matrisinin (FIM) tersinin alınmasıyla gerçekleştirilebilir. Elde edilen kestirim ifadesinde öncül (*a priori*) olasılığının kullanılması durumunda değiştirilmiş FIM ifadesi, $\mathbf{J}_p(\mathbf{G})$ öncül bilgiyi göstermek üzere,

$$\mathbf{J}_M(\mathbf{G}) \triangleq -E \underbrace{\left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G} * \partial \mathbf{G}^T} \right]}_{\mathbf{J}(\mathbf{G})} - E \underbrace{\left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G} * \partial \mathbf{G}^T} \right]}_{\mathbf{J}_p(\mathbf{G})} \quad (3.38)$$

şeklinde ifade edilebilir[24]. (3.38) eşitliğinde ifade edildiği gibi $\mathbf{R}$ 'nin alınması durumunda $\mathbf{G}$ 'ye ait koşullu olasılık işlevinin doğal logaritması, $\ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})$ hesaplama işlemi için gerekmektedir. Ancak, $\ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})$ hesaplaması oldukça karmaşık olduğundan bu hesaplama, $E_X \{ \ln p(\mathbf{R}|X, \mathbf{G}) \}$ yardımıyla çözülebilir. Çünkü logaritmik fonksiyon konkav olduğundan

$$\ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G}) \leq E_X \{ \ln p(\mathbf{R}|X, \mathbf{G}) \} \quad (3.39)$$

Jensen eşitsizliği sağlamaktadır. Bu durumda, kanal taban işlevlerinin kat sayılarını ifade eden “ $\mathbf{G}$ ” ve iletim anında sisteme eklenen gürültüyü ifade eden “ $\mathbf{W}$ ”nin birbirinden bağımsız olduğunu, gürültünün sıfır ortalamalı ve iletilen sembollerin kanal serpiştirici tarafından birbirinden ilişkisiz olduğu göz önüne alınırsa, $\mathbf{R}$ 'nin alınması durumunda $\mathbf{G}$ 'ye ait şartlı olasılık işlevi

$$p(\mathbf{R}|\mathbf{G}) = E_X \{ p(\mathbf{R}|X, \mathbf{G}) \} \sim \frac{1}{\sigma^2} E_X \{ (\mathbf{R} - X\tilde{\Psi}\mathbf{G})^\dagger (\mathbf{R} - X\tilde{\Psi}\mathbf{G}) \} \quad (3.40)$$

şeklinde yazılabilir. Uzay-zaman blok kodlanmış sistemler $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1^T \mathbf{G}_2^T]^T$,

$\tilde{\Psi} = \text{diag}(\Psi \Psi)$ biçiminde ifade edilirken, Uzay-frekans blok kodlanmış sistemler için

ise $\mathbf{G}$ vektörü, $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_{1,e}^T \mathbf{G}_{2,e}^T]^T$, $\tilde{\Psi} = \text{diag}(\Psi_e \Psi_e)$ şeklinde ifade edilmektedir. Genel

ifadeden ayrılmaksızın (3.38) eşitliğindeki $\mathbf{J}(\mathbf{G})$ 'ye ait türevleme işlemleri (3.40) eşitliğine göre yapılırsa

$$\frac{\partial \ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G}^T} = -\frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{R} - \mathbf{X}\tilde{\Psi}\mathbf{G})^\dagger \mathbf{X}\tilde{\Psi} \quad (3.41)$$

$$\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G}^* \partial \mathbf{G}^T} = -\frac{1}{\sigma^2} \tilde{\Psi}^\dagger \mathbf{X}^\dagger \mathbf{X} \tilde{\Psi} \quad (3.42)$$

eşitlikleri bulunabilir. Ayrıca verici çeşitleme yöntemleri olarak kullandığımız STBC ve SFBC kodlarının $(\mathbf{X}^\dagger \mathbf{X} = \mathbf{I})$ ve kanalın taban işlevlerinin $(\tilde{\Psi}^\dagger \tilde{\Psi} = \mathbf{I})$ diklik özelliği sayesinde $\mathbf{J}(\mathbf{G})$ ifadesini basitleştirilmiş olarak

$$\mathbf{J}(\mathbf{G}) = -\frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} \quad (3.43)$$

olarak yazabiliriz. (3.38) eşitliğindeki ikinci terim olan $\mathbf{J}_p(\mathbf{G})$ ifadesinin türevleri ise $\mathbf{G}$ 'ye ait öncül olasılık işlevi $p(\mathbf{G}) \sim \exp(-\mathbf{G}^\dagger \tilde{\Lambda} \mathbf{G})$ yardımıyla

$$\frac{\partial \ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G}^T} = -\mathbf{G}^\dagger \tilde{\Lambda}^{-1}, \quad (3.44)$$

$$\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{R}|\mathbf{G})}{\partial \mathbf{G}^* \partial \mathbf{G}^T} = -\tilde{\Lambda}^{-1} \quad (3.45)$$

olarak bulunabilir. Değiştirilmiş FIM'ye ait hesaplamayı ifade eden (3.38) eşitliğine göre bulunan (3.43) ve (3.45) eşitliklerinin negatif beklenti ifadeleri alınarak toplanırsa, değiştirilmiş FIM

$$\mathbf{J}_M(\mathbf{G}) = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} + \tilde{\Lambda}^{-1} \quad (3.46)$$

şeklinde bulunur. $\mathbf{J}_M(\mathbf{G})$ matrisinin tersi $\mathbf{G}$ 'ye ait MCRB ifadesini vermektedir.

$$\text{MCRB}(\hat{\mathbf{G}}) = \mathbf{J}_M^{-1}(\mathbf{G}). \quad (3.47)$$

Buna göre elde edilen $MCRB(\hat{\mathbf{G}})$ ifadesi elemanları $\mathbf{J}_M(\mathbf{G})$ matrisinin elemanlarının tersine eşit olan köşegen matris olarak bulunur.

3.7 EN BÜYÜK SONSAK OLASILIK ALGORİTMASI (MAXIMUM A POSTERIOR ‘MAP’)

MAP kod çözücü, denkleştirilmiş ve ters serpiştirilmiş sembol dizisi ve bu diziye ait kanal genlik cevaplarını alarak birlikte kodlanmış ve kodlanmamış bitlere ait LLR değerlerini hesaplar. Alınan $\mathbf{Z}(n)$ dizisinin $1 \times N_c$ boyutlu olmak üzere $\mathbf{Z}_0^{N_c-1} = [Z_0, \dots, Z_k, \dots, Z_{N_c-1}]^T$ olarak gösterilirse, kodlanmış diziye ait k. sembol olan $\{C_k\}$ ’nın $-a$ veya $+a$ değerini alma olasılığını gösteren LLR değeri

$$L(C_k) = \log \frac{P(C_k = -a | \mathbf{Z}_0^{N_c-1})}{P(C_k = a | \mathbf{Z}_0^{N_c-1})} \quad (3.48)$$

şekilde tanımlanmıştır [4][5]. S_{k-1} kodlayıcının k. adımıdaki başlangıç durumunu, S_k ise k. adım sonunda bulunduğu durumu göstermek üzere, kafes üzerinde S_{k-1} ve S_k ifadelerini m' ve m ile gösterelim. Kafes üzerinde m' ’den m ’ye ilerlerken, $b_k = 0$ geçişine sahip olasılıkların toplamı ve $b_k = 1$ geçişine sahip olasılıkların toplamı LLR hesaplaması aşağıdaki şekilde yazılır.

$$L(C_k) = \log \frac{\sum_{m'} \sum_{m'} P(S_{k-1=m'}, S_{k=m} | \mathbf{Z}_0^{N_c-1})}{\sum_{m'} \sum_{m'} P(S_{k-1=m'}, S_{k=m} | \mathbf{Z}_0^{N_c-1})} \quad (3.49)$$

(3.49) ifadesi Bayesian kuralına göre

$$(C_k) = \log \frac{\sum_{m'} \sum_{m'} P(S_{k-1=m'}, S_{k=m}, \mathbf{Z}_0^{N_c-1})}{\sum_{m'} \sum_{m'} P(S_{k-1=m'}, S_{k=m}, \mathbf{Z}_0^{N_c-1})} \quad (3.50)$$

şeklinde tekrar yazılabilir. Kanalin hafızasız olması durumunda, (3.50) eşitliğinde ifade edilen birleşik olasılık $P(S_{k-1=m'}, S_{k=m}, \mathbf{Z}_0^{N_c-1})$ üç bağımsız olasılık olarak yazılabilir.

$\mathbf{Z}_0^{N_c-1}$ dizisini 0. elemanından $k-1$. elemana $\mathbf{Z}_0^{k-1}$, k . elemanını $\mathbf{Z}_k$, ve $k+1$. elemanından N_c-1 elemanına kadar olan kısmı $\mathbf{Z}_{k+1}^{N_c-1}$ olarak yazılırsa birleşik olasılık

$$P(S_{k-1=m'}, S_{k=m}, \mathbf{Z}_0^{N-1}) = P(S_{k-1=m'}, S_{k=m}, \mathbf{Z}_0^{k-1}, \mathbf{Z}_k, \mathbf{Z}_{k+1}^{N_c-1}) \quad (3.51)$$

şeklinde ifade edilebilir. (3.51) eşitliğindeki birleşik olasılığı Bayesian kuralı ile ayrıştırılabilmek için A, B, C 'yi aşağıdaki şekilde tanımlayarak

$$A = \{\mathbf{Z}_{k+1}^{N-1}\} \quad B = \{S_{k=m}, \mathbf{Z}_k\} \quad C = \{S_{k-1} = m', \mathbf{Z}_0^{k-1}\} \quad (3.52)$$

$$P(A, B, C) = P(A|BC)P(B|C)P(C) \quad (3.53)$$

Kuralı uygulanırsa üç parçaya ayrılmış birleşik olasılık ifadesi

$$\begin{aligned} P(S_{k-1=m'}, S_{k=m}, \mathbf{Z}_0^{N_c-1}) &= \underbrace{P(\mathbf{Z}_{k+1}^{N_c-1} | S_k = m, \mathbf{Z}_k, S_{k-1} = m', \mathbf{Z}_0^{k-1})}_{P(\mathbf{Z}_{k+1}^{N_c-1} | S_k = m)} \\ &\quad \times \underbrace{P(S_k = m, \mathbf{Z}_k | S_{k-1} = m', \mathbf{Z}_0^{k-1})}_{P(S_k = m, \mathbf{Z}_k | S_{k-1} = m')} \\ &\quad \times P(S_{k-1} = m', \mathbf{Z}_0^{k-1}) \end{aligned} \quad (3.54)$$

şeklinde yazılabilir. (3.54) eşitliğinde $\mathbf{Z}_{k+1}^{N_c-1}$ dizisine bağlı koşullu olasılık sadece bir önceki duruma bağlı olacağı için ilk ifade daha basit olarak $P(\mathbf{Z}_{k+1}^{N_c-1} | S_k = m)$ şeklinde yazılmıştır. Benzer şekilde koşullu olasılığın birleşik ifadesi $(S_k = m, \mathbf{Z}_k)$, sadece bir önceki duruma bağlı olduğundan, $S_{k-1} = m'$ 'ye bağlı olarak yazılmıştır. Özet olarak, Markov özelliği kullanılarak (3.54) eşitliği daha basit formda

$$P(S_{k-1=m'}, S_{k=m}, \mathbf{Z}_0^{N_c-1}) = P(\mathbf{Z}_{k+1}^{N_c-1} | S_k = m) P(S_k = m, \mathbf{Z}_k | S_{k-1} = m') P(S_{k-1} = m', \mathbf{Z}_0^{k-1}) \quad (3.55)$$

hesaplanabilir. Birleşik olasılıklı (3.55) eşitliğinin iteratif olarak hesaplanması için ileri değerler $\alpha_k(m)$, geri değerler $\beta_k(m)$ ve geçiş olasılıkları $\gamma_k(m', m)$ 'lar

$$\begin{aligned}
\alpha_k(m) &\triangleq P(S_k = m, \mathbf{Z}_0^k) \\
\beta_k(m) &\triangleq P(\mathbf{Z}_{k+1}^{N_c-1} | S_k = m) \\
\gamma_k(m', m) &\triangleq P(S_k = m, Z_k | S_{k-1} = m')
\end{aligned} \tag{3.56}$$

şeklinde tanımlanarak (3.55) ve (3.56) eşitlikleri yardımıyla (3.48) eşitliği

$$L(C_k) = \log \frac{\sum_{m'} \sum_{m''} \alpha_{k-1}(m') \gamma(m', m) \beta_k(m)}{\sum_{m'} \sum_{m''} \alpha_{k-1}(m') \gamma(m', m) \beta_k(m)} \tag{3.57}$$

şeklinde hesaplanabilir.

3.7.1 Gama'ların Hesaplanması

Bir önceki bölümde tanımlanan Gama ifadesi, kafes üzerinde m' den m 'ye geçiş olasılıklarını ifade etmektedir. (3.56) eşitliğinde tanımlanan Gama ifadesi, Bayesian kuralı kullanımıyla, alınan dizi ve gönderilen diziye ait öncül bilgi sayesinde

$$\gamma_k(m', m) = P(Z_k | S_{k=m}, S_{k-1=m'}) P(S_{k=m} | S_{k-1=m'}) \tag{3.58}$$

şeklinde yazılabileceği gösterilebilir. Burada $P(Z_k | S_{k=m}, S_{k-1=m'})$ ifadesi, kanaldan gönderilen işaretin Z_k olarak alınma olasılığını, $P(S_{k=m} | S_{k-1=m'})$ ise bu iletim sırasında gönderilen işarete ait öncül bilgiyi ifade etmektedir. $P(Z_k | S_{k=m}, S_{k-1=m'})$ ifadesi, kanalın hafızasız olduğu varsayılarak, X_k ve Z_k sırasıyla k. adımda gönderilen ve alınan işareti göstermek üzere

$$P(Z_k | S_{k=m}, S_{k-1=m'}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-[Z_k - H^* X_k(m', m)]^2 / 2\sigma^2} \tag{3.59}$$

hesaplanmaktadır.

3.7.2 Alfa'ların Hesaplanması

Alfa'ların hesaplanmasını öngören birleşik olasılık, m' önceki durumu göstermek üzere, alfa hesaplanması $\mathbf{Z}_1^k$ dizisinin $\mathbf{Z}_1^{k-1}$ ve Z_k olarak ikiye ayrılmasıyla

$$\alpha_k(m) \triangleq P(S_{k=m}, \mathbf{Z}_1^k) = \sum_{m'} P(S_{k-1=m'}, S_{k=m}, \mathbf{Z}_1^{k-1}, Z_k) \quad (3.60)$$

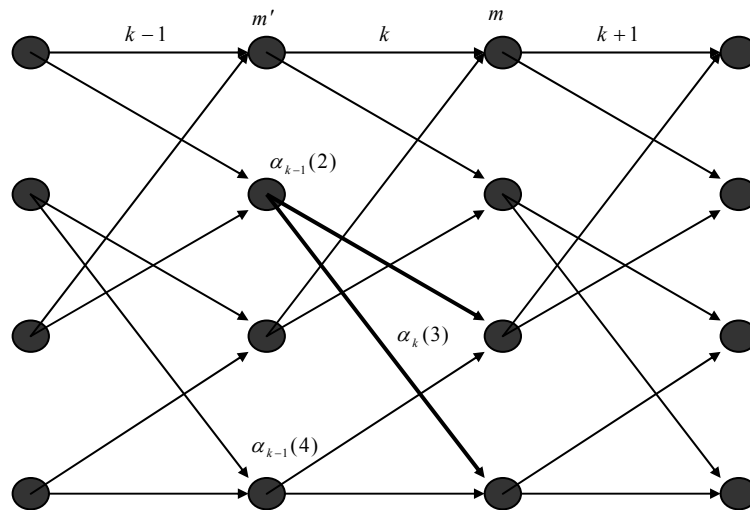
olarak yazılabilir. Bayes kuralı ve Markov özelliğinin kullanılmasıyla (3.60) eşitliği

$$\alpha_k(m) = \sum_{m'} \underbrace{P(S_{k-1}=m', \mathbf{Z}_1^{k-1})}_{\alpha_{k-1}(m')} \underbrace{P(S_{k=m}, Z_k / S_{k-1}=m', \mathbf{Z}_1^{k-1})}_{P(S_{k=m}, Y_k / S_{k-1}=m')} \quad (3.61)$$

şeklinde ifade edilebilir. Sonuç olarak; $\alpha_k(m)$ 'in kafes üzerinde hesaplanan alfalar ve geçiş olasılıkları yardımıyla hesaplanabileceği

$$\alpha_k(m) = \sum_{m'} \alpha_{k-1}(m') \gamma_k(m', m) \quad k=0, 2, \dots, N_c-1 \quad (3.62)$$

olarak gösterilebilir.



Şekil 3.2: Kafes diyagramında Alfa'ların gösterimi

Şekil 3.2’de 4 durumlu bir kafes verilmiştir. Bu kafes diyagramında 3. duruma ait Alfa’nın hesaplanması, 2. ve 4. durumlardaki alfa değerlerinin ve bu durumlardan 3. duruma geçişi ifade eden gama değerleri yardımıyla

$$\alpha_k(3) = \alpha_{k-1}(2)\gamma_k(2,3) + \alpha_{k-1}(4)\gamma_k(4,3) \quad (3.63)$$

olarak hesaplanabilir. Hesaplama işleminin başlangıcında kafesin ilk olarak 1. durumdan başladığı kabul edilirse, $\alpha_0(1)$ olasılığı 1, diğer durumların olasılığı ise 0 olarak alınacaktır.

$$\alpha_0(1) = 1 \quad \alpha_0(m) = 0 \quad m \neq 0 \quad (3.64)$$

3.7.3 Beta'ların Hesaplanması

Betaların hesaplanması işleminde, m' sonraki durumu göstermek üzere, kafesin sonundan başına gelme olasılıkları hesaplanacaktır. Kafesin sonlandırılması durumunda ise, betaların başlangıç değeri $\beta_N(1) = 1$, $\beta_N(m) = 0 \quad m \neq 0$ olarak alınır. Ancak sonlandırma işlemi yapılmamışsa bu değerler hesaplanan Alfaların son değerleri $\beta_N(m) = \alpha_N(m)$, $\forall m$ olarak alınabilir. Alfa değerlerinin hesaplanmasına benzer şekilde, betaların hesaplanmasını öngören eşitlik

$$\beta_k(m) = P(Y_{k+1}^N / S_{k=m}) = \sum_{m'} P(S_{k+1=m'}, Y_{k+1}^N / S_{k=m}) = \sum_{m'} P(S_{k+1=m'}, Y_{k+1}, Y_{k+2}^N / S_{k=m}) \quad (3.65)$$

şeklinde ifade edilebilir.

$$P(AB/C) = P(B/AC) P(A/C) \quad (3.66)$$

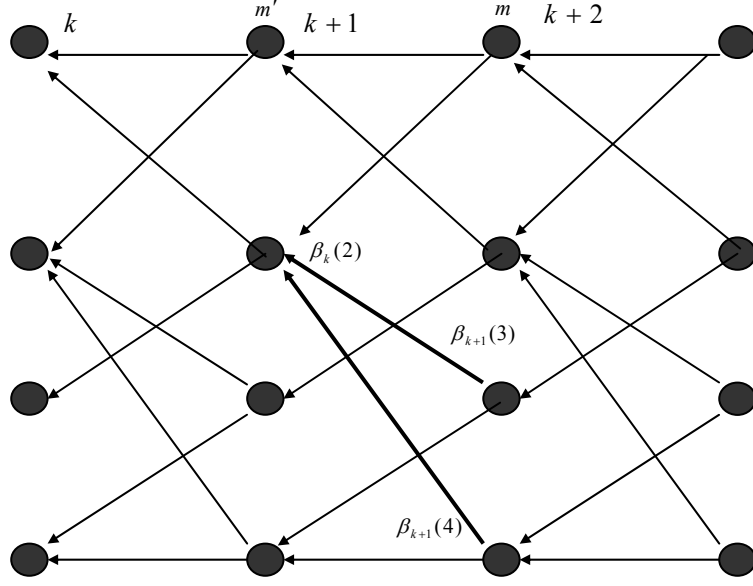
Bayesian kuralı yardımıyla (3.65) eşitliği

$$P(Y_{k+1}^N / S_{k=m}) = \sum_{m'} \underbrace{P(Y_{k+2}^N / S_{k+1=m'}, Y_{k+1}, S_{k=m})}_{P(Y_{k+2}^N / S_{k+1=m'})} \underbrace{P(S_{k+1=m'}, Y_{k+1} / S_{k=m})}_{\gamma_{k+1}(m, m')} \quad (3.67)$$

olarak yazılabilir. Böylece Beta ifadesi, kafes üzerinde bir önceki geçişte hesaplanan Beta ve geçiş olasılıkları yardımıyla

$$\beta_k(m) = \sum_{m'} \beta_{k+1}(m') \gamma_{k+1}(m, m') \quad k = N_c - 1, N_c - 2, \dots, 0 \quad (3.68)$$

hesaplanabilir.



Şekil 3.3: Kafes diyagramında Beta'ların gösterimi

3.7.4 LOG-MAP Algoritması

Alfa, Beta ve Gama ifadelerinin logaritması alınarak

$$A_k(m) = \log \alpha_k(m)$$

$$B_k(m) = \log \beta_k(m) \quad (3.69)$$

$$\Gamma_i(m', m) = \log \gamma_i(m', m) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{l=1}^{LL} (Y_{kl} - H * X_{kl}(i, m'))^2$$

şeklinde yazılırsa, hesaplanacak olasılıkların karmaşık çarpım ve toplam işlemleri daha kolay yapılabilir ve sayısal gösterimi daha kolay ifade edilebilir[3]. (3.69) eşitliğindeki

$A_k(m)$, $B_k(m)$, $\Gamma_k(m', m)$ ifadeleri daha açık olarak

$$A_k(m) = \log \sum_{m'} e^{A_{k-1}(m') + G_k(m', m)} - \log \sum_{m'} \sum_m e^{A_{k-1}(m') + G_k(m', m)} \quad (3.70)$$

$$B_k(m) = \log \sum_{m'} e^{B_{k+1}(m') + G_{k+1}(m', m)} - \log \sum_{m'} \sum_m e^{A_k(m') + G_{k+1}(m', m)} \quad (3.71)$$

$$\Gamma_k(m', m) = \log \gamma_k(m', m) = \log \left[e^{\Gamma_1(m', m)} + e^{\Gamma_0(m', m)} \right] \quad (3.72)$$

şeklinde yazabiliriz. Sonuçta hesaplanacak birleşik olasılık ifadesi ise

$$L(C_k) = \log \sum_{m'} \sum_m e^{\Gamma_k(m',m) + A_{k-1}(m') + B_k(m)} - \log \sum_{m'} \sum_m e^{\Gamma_k(m',m) + A_{k-1}(m') + B_k(m)} \quad (3.73)$$

$C_k = -1$ $C_k = 1$

eşitliğiyle bulunabilir. Logaritması alınan Alfa ve Betaların başlangıç değerleri

$$\begin{aligned} A_0(1) &= B_N(1) = 0, \\ A_0(m) &= B_N(m) = -\infty \quad m \neq 0 \end{aligned} \quad (3.74)$$

olarak tanımlanmaktadır. (3.70), (3.71), (3.72), (3.73) eşitliklerini daha kolay ifade edebilmek için, E şeklinde bir operatörü aşağıdaki şekilde tanımlarsak

$$x E y \triangleq \log(e^x + e^y) \quad (3.75)$$

bu eşitlikler sırasıyla

$$A_k(m) = E_{m'} [A_{k-1}(m') + G_k(m', m)] - E_{m', m} [A_{k-1}(m') + G_k(m', m)] \quad (3.76)$$

$$B_k(m) = E_{m'} [B_{k+1}(m') + G_{k+1}(m', m)] - E_{m', m} [A_k(m') + G_{k+1}(m', m)] \quad (3.77)$$

$$L(a_k) = E_{\substack{m', m \\ a_k=0}} [\Gamma_k(m', m) + A_{k-1}(m') + B_k(m)] - E_{\substack{m', m \\ a_k=1}} [\Gamma_k(m', m) + A_{k-1}(m') + B_k(m)] \quad (3.78)$$

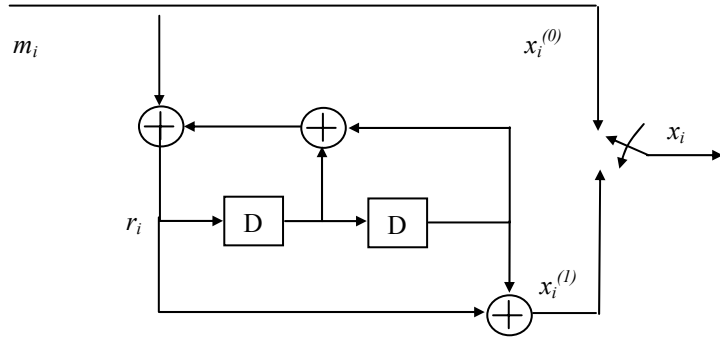
şeklinde ifade edilebilir.

3.7.5 Kodlayıcılar

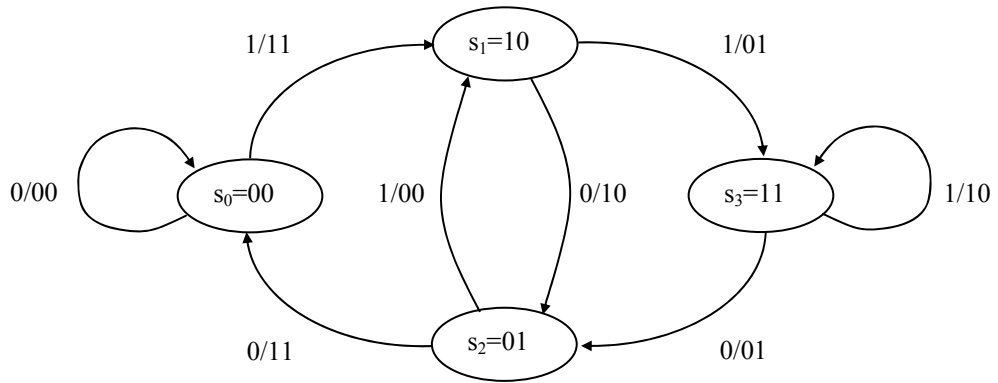
Bu bölümde MAP kod çözümü işleminde hesaplanan birleşik olasılık denklemi ifadesinin açık halini yazabilmek için kullanılan kodlayıcıların yapısı, durum ve kafes diyagramları verilmiştir.

3.7.5.1 $(1,5/7)_8$ Üreteç Matrisli $1/2$ Kodlama Oranlı Kodlayıcı

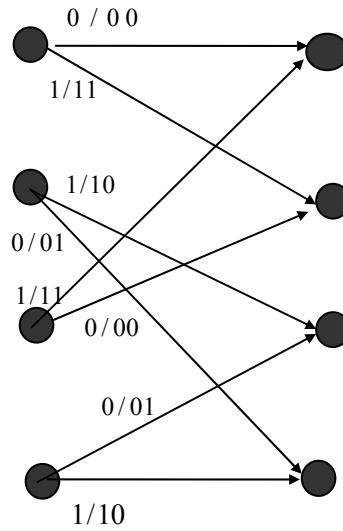
Üreteç matrisi $(1,5/7)_8$ olan kodlayıcı için sırasıyla; şeması, durum diyagramı ve kafes diyagramı verilmiştir:



Şekil 3.4: Kodlama oranı $r = 1/2$ Olan $(1,5/7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının yapısı



Şekil 3.5: Kodlama oranı $r = 1/2$ olan $(1,5/7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının durum diyagramı



Şekil 3.6: Kodlama oranı $r = 1/2$ olan $(1,5/7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının kafes diyagramı

Şekil 3.6’da verilen kafes diyagramına göre (3.78) eşitliğinin giriş ve kodlanmış bitler için hesaplanması aşağıda verilmiştir.

3.7.5.2 $(1,5/7)_8$ Üreteç Matrisli Kodlayıcı İçin Giriş Bitlerine Göre LLR Hesabı

$$\begin{aligned}
L(b_k) &= \frac{\mathbb{E}[A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)]}{b_k=0} - \frac{\mathbb{E}[A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)]}{b_k=1} \\
&= \mathbb{E}[(A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 1) + B_k(1)), [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 4) + B_k(4)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 3) + B_k(3)]] \\
&\quad - \mathbb{E}[(A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 2) + B_k(2)), [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 3) + B_k(3)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 4) + B_k(4)]]
\end{aligned} \tag{3.79}$$

3.7.5.3 $(1,5/7)_8$ Üreteç Matrisli Kodlayıcı İçin Kodlanmış Sembollere Ait LLR Hesabı

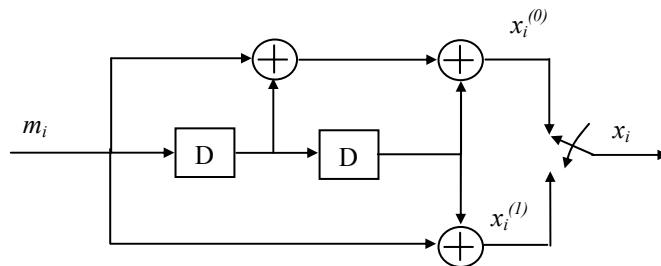
$$\begin{aligned}
L(C_{e,k}) &= \mathbb{E}_{\substack{m,m' \\ C_{e,k}=a}} [A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)] - \mathbb{E}_{\substack{m,m' \\ C_{e,k}=+a}} [A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)] \\
&= \mathbb{E} \left[[A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 4) + B_k(4)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 3) + B_k(3)] \right] \\
&\quad - \mathbb{E} \left[[A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 3) + B_k(3)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 4) + B_k(4)] \right]
\end{aligned} \tag{3.80}$$

Diğer kodlanmış sembole ait LLR hesabı

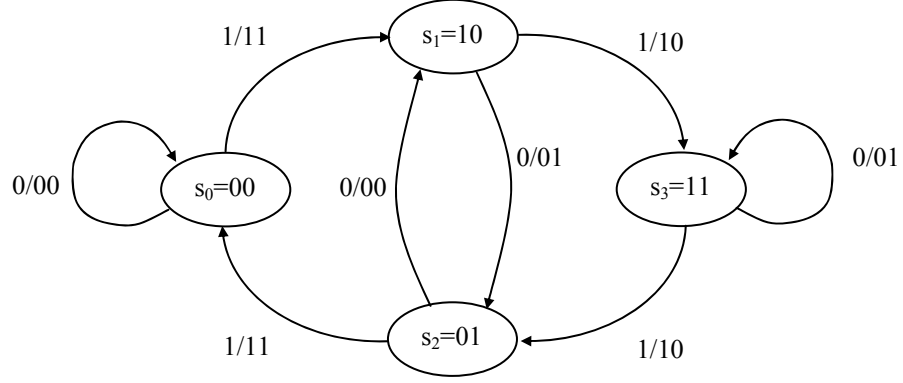
$$\begin{aligned}
L(C_{o,k}) &= \underset{C_{o,k}=-a}{\text{E}}_{m,m'} [\text{A}_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + \text{B}_k(m)] - \underset{C_{o,k}=+a}{\text{E}}_{m,m'} [\text{A}_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + \text{B}_k(m)] \\
&= \text{E} \left([\text{A}_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 1) + \text{B}_k(1)], [\text{A}_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 3) + \text{B}_k(3)], [\text{A}_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 2) + \text{B}_k(2)], [\text{A}_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 4) + \text{B}_k(4)] \right) \\
&\quad - \text{E} \left([\text{A}_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 2) + \text{B}_k(2)], [\text{A}_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 4) + \text{B}_k(4)], [\text{A}_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 1) + \text{B}_k(1)], [\text{A}_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 3) + \text{B}_k(3)] \right)
\end{aligned} \tag{3.81}$$

şeklinde hesaplanabilir.

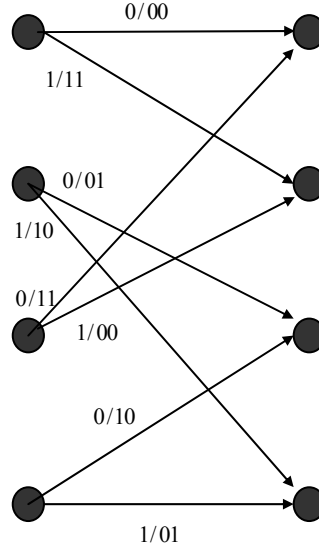
3.7.5.4 $(5,7)_8$ Üreteç Matrisli $\frac{1}{2}$ Kodlama Oranlı Kodlayıcı



Şekil 3.7: Kodlama oranı $r=1/2$ olan $(5,7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının yapısı



Şekil 3.8: Kodlama oranı $r = 1/2$ Olan $(5,7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının durum diyagramı



Şekil 3.9: Kodlama oranı $r = 1/2$ olan $(5,7)_8$ üreteç matrisli katlamalı kodlayıcının kafes diyagramı

3.7.5.5 $(5,7)_8$ Üreteç Matrisli Kodlayıcı İçin Giriş Bitlerine Göre LLR Hesabı:

$$\begin{aligned}
 L(b_k) &= E_{\substack{m, m' \\ b_k=0}} [A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)] - E_{\substack{m, m' \\ b_k=1}} [A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)] \\
 &= E \left([A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 3) + B_k(3)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 3) + B_k(3)] \right) \\
 &\quad - E \left([A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 4) + B_k(4)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 4) + B_k(4)] \right)
 \end{aligned} \tag{3.82}$$

3.7.5.6 (5,7)₈ Üreteç Matrisli Kodlayıcı İçin Kodlanmış Sembollere Ait LLR Hesabı

$$\begin{aligned}
L(C_{e,k}) &= \sum_{\substack{m,m' \\ C_{e,k} = -a}} [A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)] - \sum_{\substack{m,m' \\ C_{e,k} = +a}} [A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)] \\
&= E\left([A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 3) + B_k(3)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 4) + B_k(4)]\right) \\
&\quad - E\left([A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 4) + B_k(4)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 3) + B_k(3)]\right)
\end{aligned} \tag{3.83}$$

Diğer kodlanmış sembole ait LLR hesabı

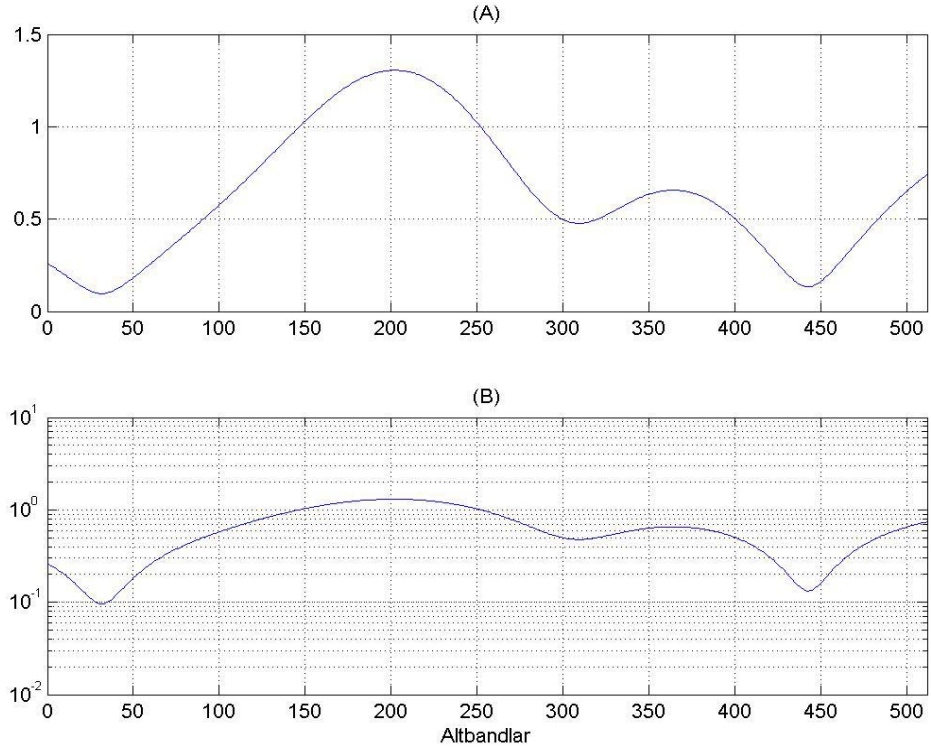
$$\begin{aligned}
L(C_{o,k}) &= \sum_{\substack{m,m' \\ C_{o,k} = -a}} [A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)] - \sum_{\substack{m,m' \\ C_{o,k} = +a}} [A_{k-1}(m') + \Gamma_k(m', m) + B_k(m)] \\
&= E\left([A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 4) + B_k(4)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 3) + B_k(3)]\right) \\
&\quad - E\left([A_{k-1}(1) + \Gamma_k(1, 2) + B_k(2)], [A_{k-1}(2) + \Gamma_k(2, 3) + B_k(3)], [A_{k-1}(3) + \Gamma_k(3, 1) + B_k(1)], [A_{k-1}(4) + \Gamma_k(4, 4) + B_k(4)]\right)
\end{aligned} \tag{3.84}$$

şeklinde hesaplanabilir.

4. BULGULAR

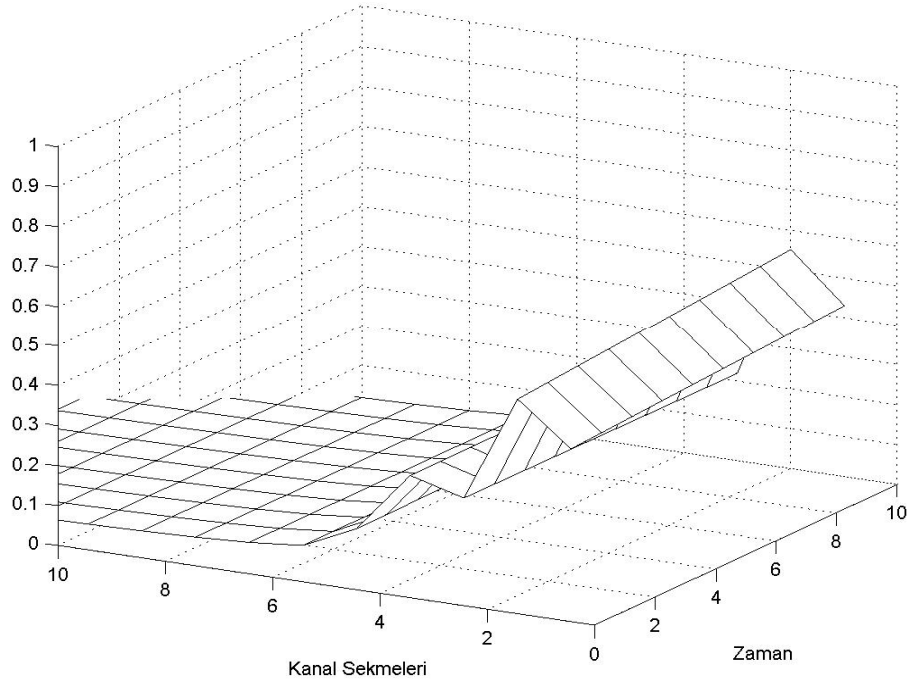
4.1 ZAYIFLAYAN GÜÇ GECİKME KARAKTERİNE SAHİP KANAL MODELİ BENZETİMLERİ

Verici antenden sinyallerin düşüş katsayıları ($\delta = 0.2$) olan yükseltilmiş kosinüs biçimindeki verici süzgeçleri ile biçimlendirilerek, 2.28 MHz'lik bant genişliğinden BPSK modülasyon tekniği ile iletildikleri varsayılmaktadır. Toplam iletim bandı 512 altbanta bölünerek iletim süresi T_s , $1.052 \mu\text{sn}$ 'lik bölümü çevirimli önek olmak üzere toplam $136 \mu\text{sn}$ 'dir. Kanalin ortalama gecikme süresi ise $\tau_{rms} = 0.263 \mu\text{sn}$ 'dir. OFDM kanalın frekans izgesinde karakteristiğini daha iyi anlamak için aşağıda örnek bir OFDM kanalının frekans ve zaman izgesinin genlik cevapları incelenmiştir.

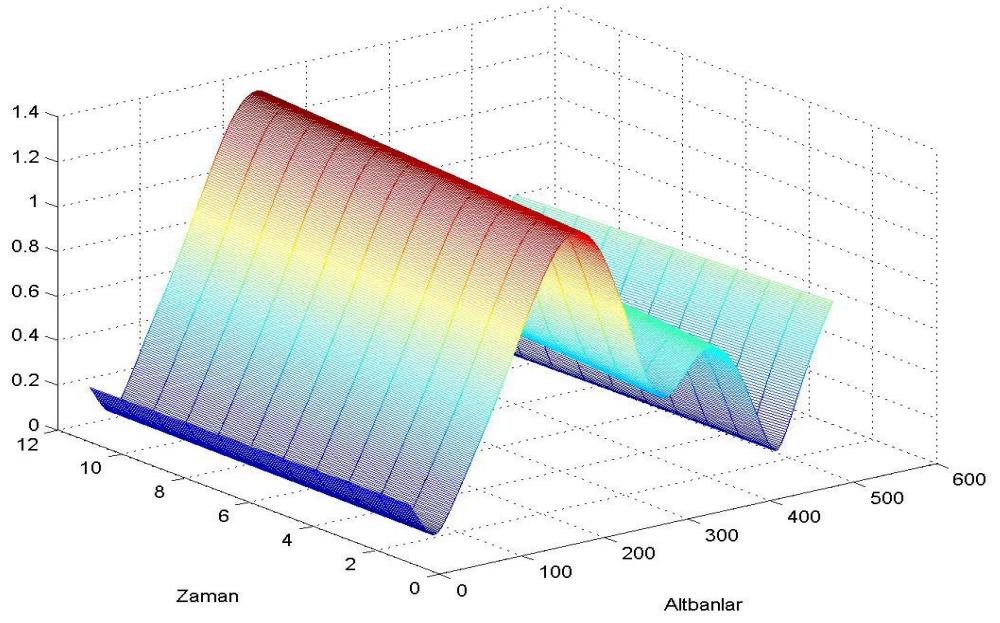


Şekil 4.1: Zayıflayan güç gecikme karakterine sahip bir OFDM kanalının frekans izgesinin genlik cevabı (A) : Doğrusal (B): Logaritmik

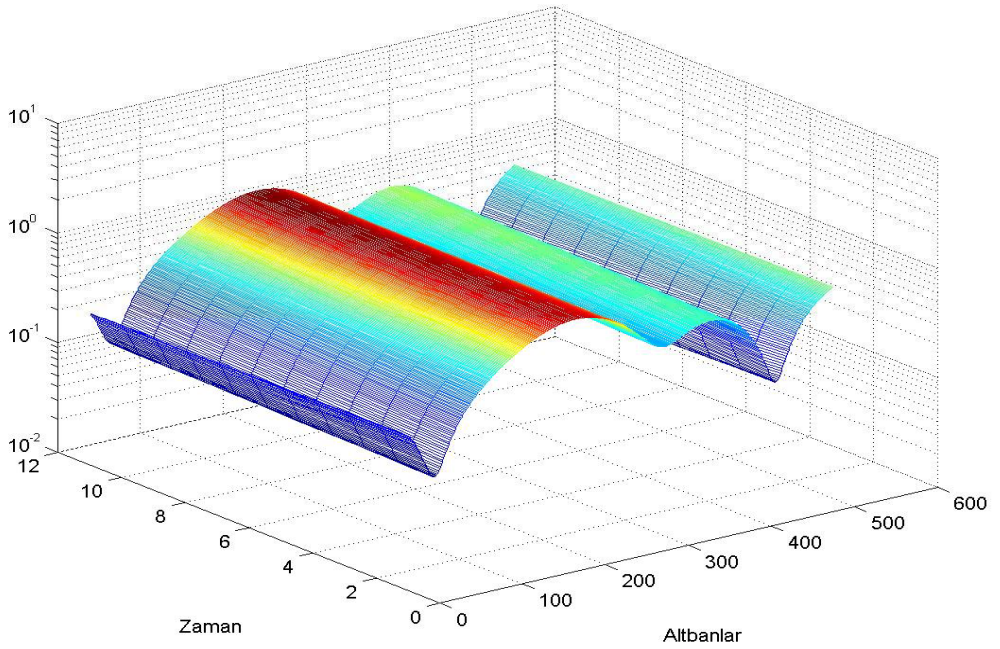
Şekil 4.1’de görüleceği üzere kanal frekans seçici bir özellik taşımaktadır. Şekil 4.2’de kanala ait sekmelerin değişimi zamana göre incelenmiş ve kanalın yaklaşık 8 sekmeden oluştuğu görülmüştür. Maksimum Doppler frekansının $f_{Dm} = 10Hz$ olmasından dolayı, bu benzetimde kanal sekmelerinin zamanla değişiminin oldukça az olduğu gözlemlenmiştir. Kanalın frekans cevabının zamanla değişimi ise, doğrusal ve logaritmik olarak sırasıyla Şekil 4.3 ve Şekil 4.4’te gösterilmiştir. Kanalın zamanla değişimi, bir sonraki OFDM sembolü için (2.22) denkleminde ifade edildiği üzere Doppler frekansına ve iletilen OFDM sembolünün süresine bağlı olarak değiştiği bilinmektedir. Artan maksimum Doppler frekans değerlerine göre kanalın değişiminin gözlenmesi için benzer bilgisayar benzetimleri 100Hz için Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7’de verilmiştir.



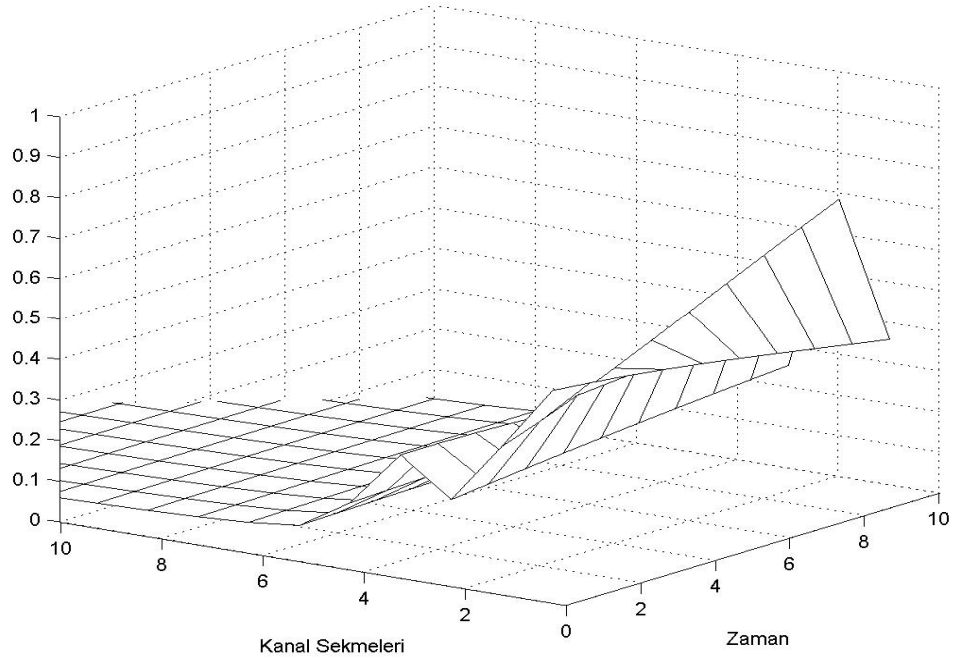
Şekil 4.2: Zayıflayan güç gecikme karakterine sahip bir OFDM kanalının zaman sekmelerinin genlik cevabı $f_{Dm} = 10Hz$



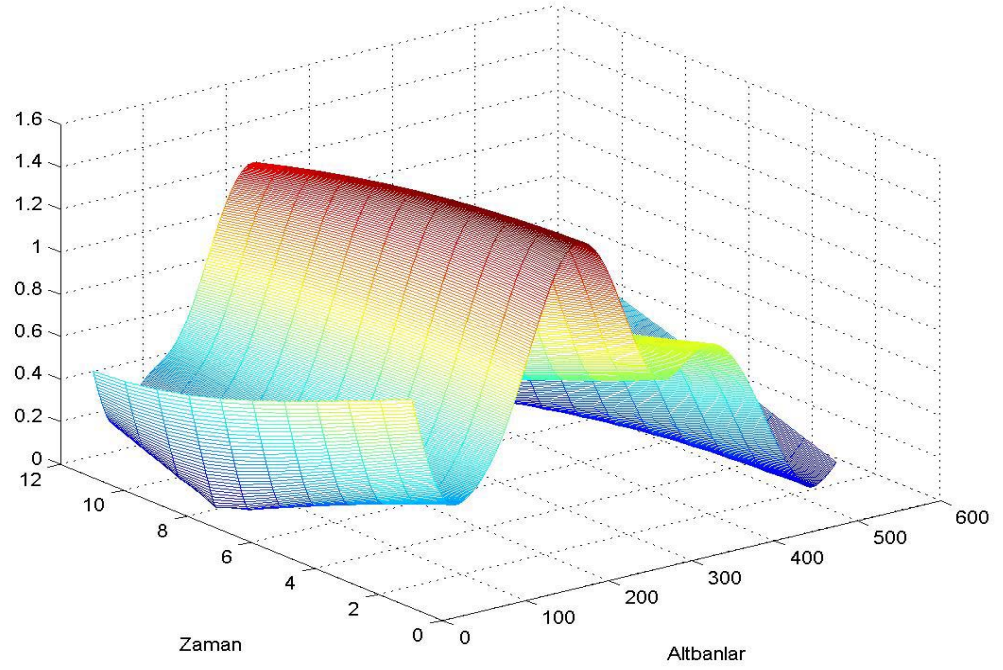
Şekil 4.3: Örnek bir OFDM kanalının frekans cevabının zamanla değişen genlik cevabı
 $f_{Dm} = 10Hz$



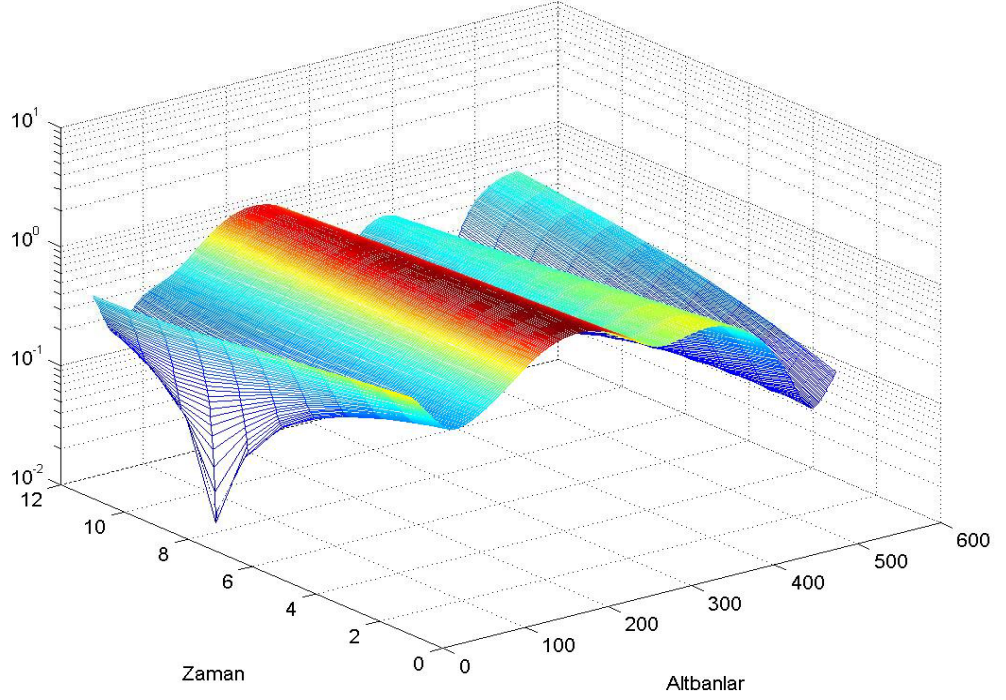
Şekil 4.4: Örnek bir OFDM kanalının frekans cevabının zamanla değişen logaritmik genlik cevabı $f_{Dm} = 10Hz$



Şekil 4.5: Zayıflayan güç gecikme karakterine sahip bir OFDM kanalının zaman sekmelerinin genlik cevabı $f_{Dm} = 100Hz$



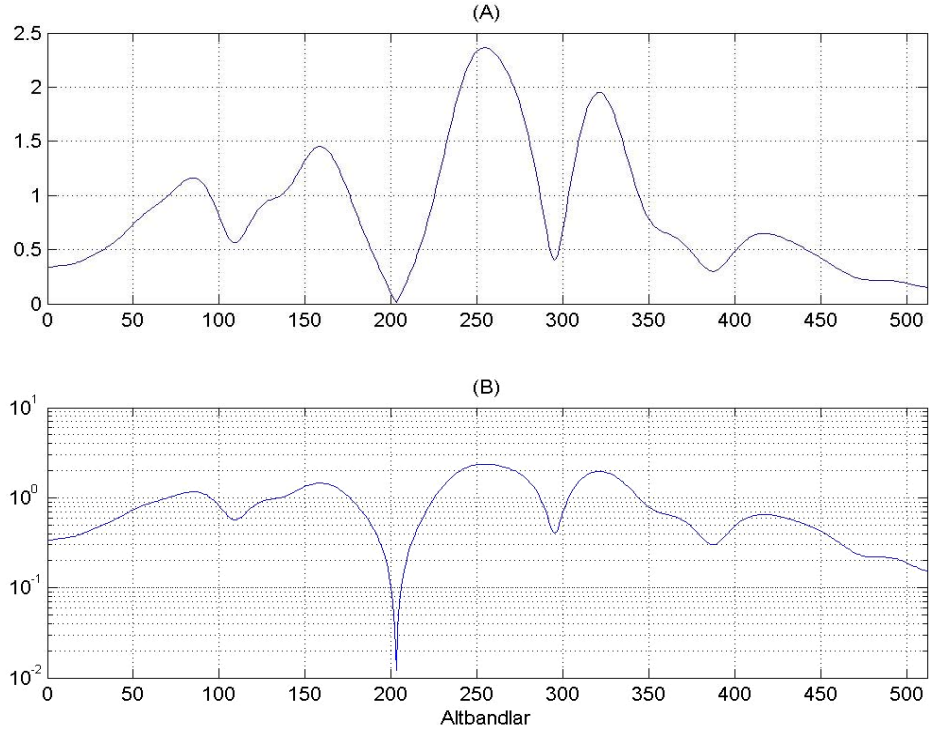
Şekil 4.6: Örnek bir OFDM kanalının frekans izgesinin zamanla değişen genlik cevabı $f_{Dm} = 100Hz$



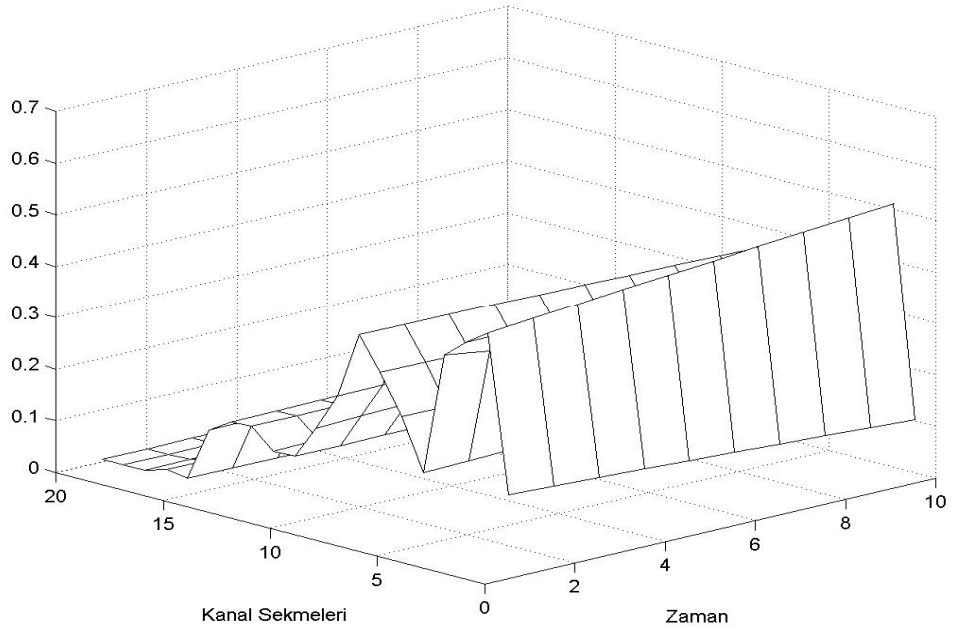
Şekil 4.7: Örnek bir OFDM kanalının frekans cevabının zamanla değişen logaritmik genlik cevabı $f_{Dm} = 100Hz$

4.2 COST-207 KANAL MODELİ İÇİN YAPILAN BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ

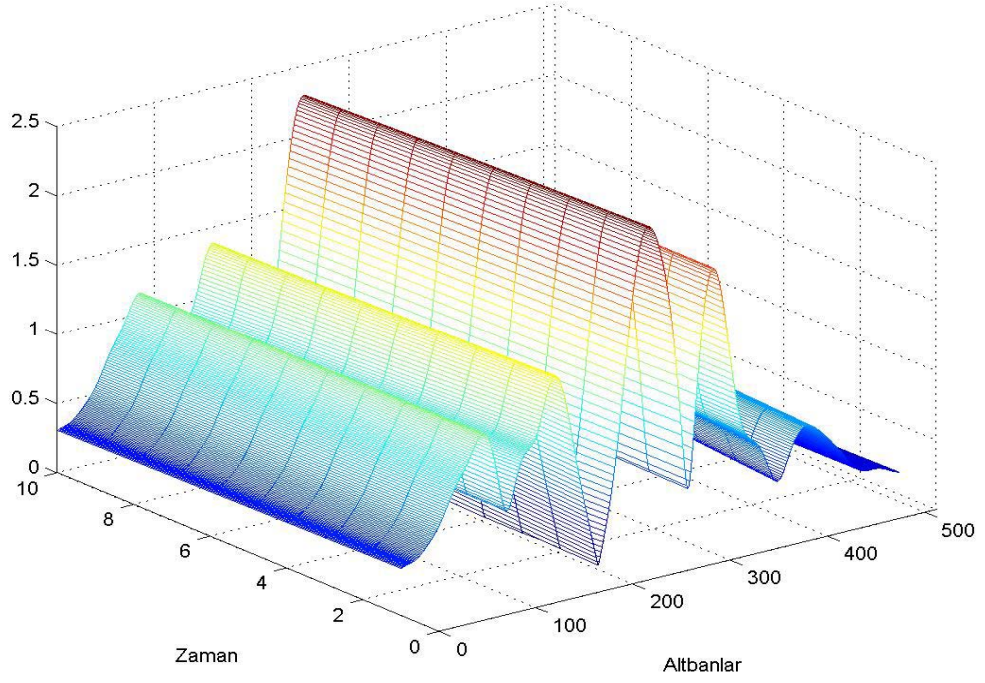
Verici antenden çıkan sinyal, darbe azaltma çarpanı ($\beta = 0.2$) olan yükseltilmiş kosinüs biçimindeki verici süzgeçleri ile biçimlendirilmiştir. Toplam iletişim bandı, 512 altbanda bölünerek iletim süresi T_s , $40 \mu sn$ 'lik kısmı çevirimli önek olmak üzere, toplam $328 \mu sn$ 'dir. Benzetimlerde kullanılan TU ve BU kanalların karakteristikleri bölüm 2.4.2'de verilmiştir. Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da, sırasıyla kanalın frekans cevabının ve zamandaki sekmelerinin değişimleri TU kanallar için incelenmiştir. Yapılan bu benzetimlerde, kanalın *Beek* kanal modeline göre frekans seçiciliğinin daha fazla olduğu gözlenmiştir. Şekil 4.9'da kanala ait sekmelerin çiziminde TU kanalların zamanda yaklaşık 10-15 katsayıya sahip olduğu görülmüştür. Ayrıca, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11'de yavaş sönmülemeli olarak modellenen kanalın frekans cevabı, sırasıyla doğrusal ve logaritmik olarak incelenmiştir.



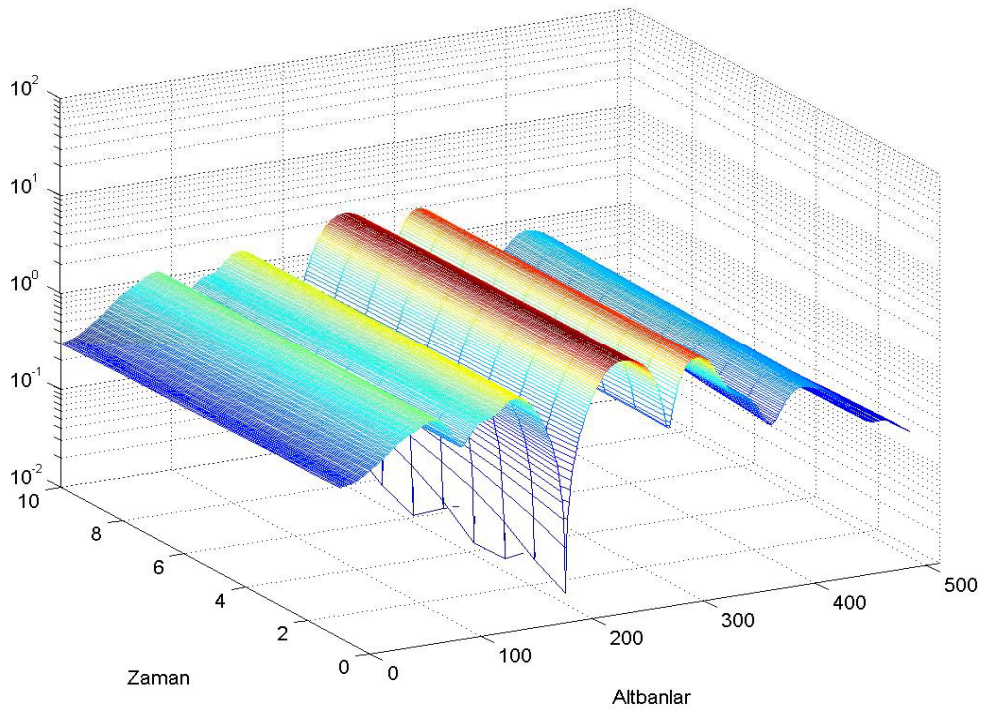
Şekil 4.8: COST-207-TU kanalının frekans izgesinin genlik cevabı (A) : Doğrusal (B): Logaritmik



Şekil 4.9: COST-207 - TU kanal modelinin zamana göre kanal sekmelerinin genlik değişimi (fdmax=10 Hz, altband sayısı=512)



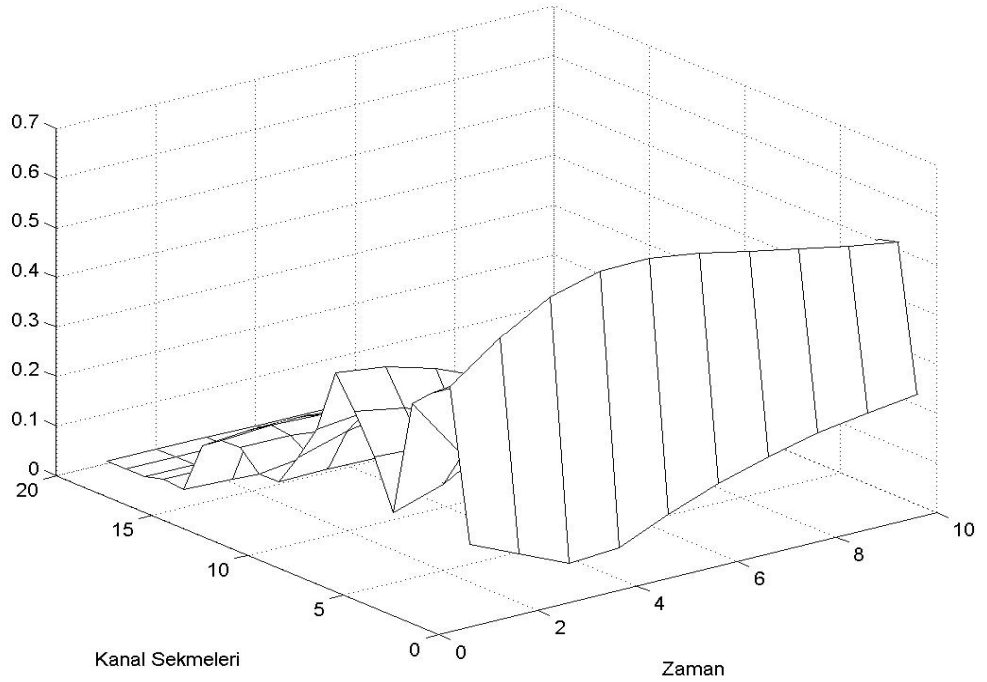
Şekil 4.10: COST-207 – TU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının doğrusal olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=10$ Hz, altband sayısı=512)



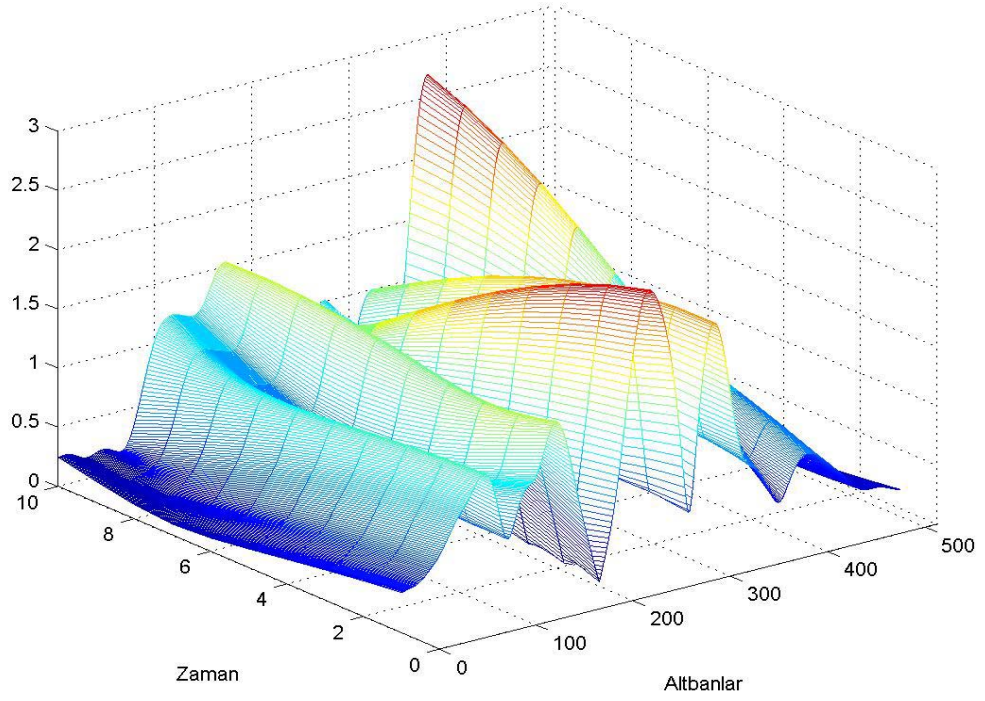
Şekil 4.11: COST-207 – TU Kanal modelinin zamana göre frekans cevabının logaritmik olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=10$ Hz, altband sayısı=512)

TU kanal modeli için artan maksimum Doppler frekans değerlerine göre, kanalın frekans cevabının ve zamandaki sekmelerin değişimlerinin artması beklenmektedir. Şekil 4.12’de TU kanal modelinin zamandaki sekmelerinin değişimi incelenmiş ve Şekil 4.9’a göre değişimin oldukça hızlı olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, artan maksimum Doppler frekans etkisinin, kanalın frekans cevabına olan etkisi, sırasıyla doğrusal ve logaritmik olarak Şekil 4.13 ve Şekil 4.14’te incelenmiştir.

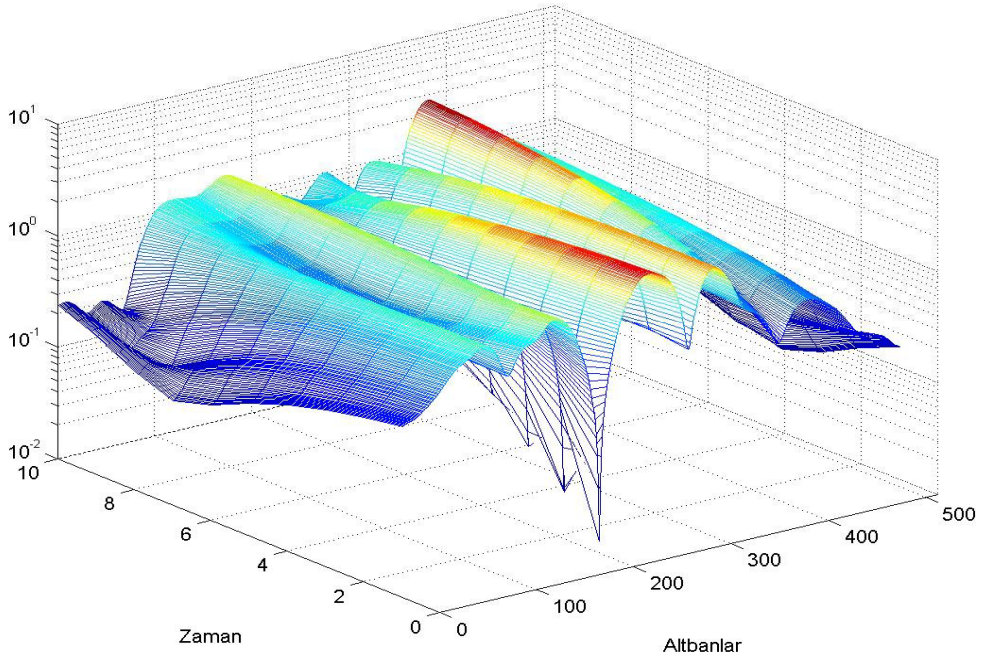
BU kanallarda, iletişimin TU kanallara göre daha zor olduğunu, yani kanalın daha frekans seçici olduğunu göstermek için Şekil 4.15 ve Şekil 4.16’da, sırasıyla kanalın frekans yanıtının ve zamandaki sekmelerinin değişimleri incelenmiştir. Frekans seçiciliği fazla olan bu kanalların zamandaki sekme sayısının yaklaşık 20-25 olduğu görülmüştür. Benzer şekilde, BU kanalların zamana göre kanal frekans cevabının değişimi doğrusal ve logaritmik olarak Şekil 4.17 ve Şekil 4.18’de verilmiştir.



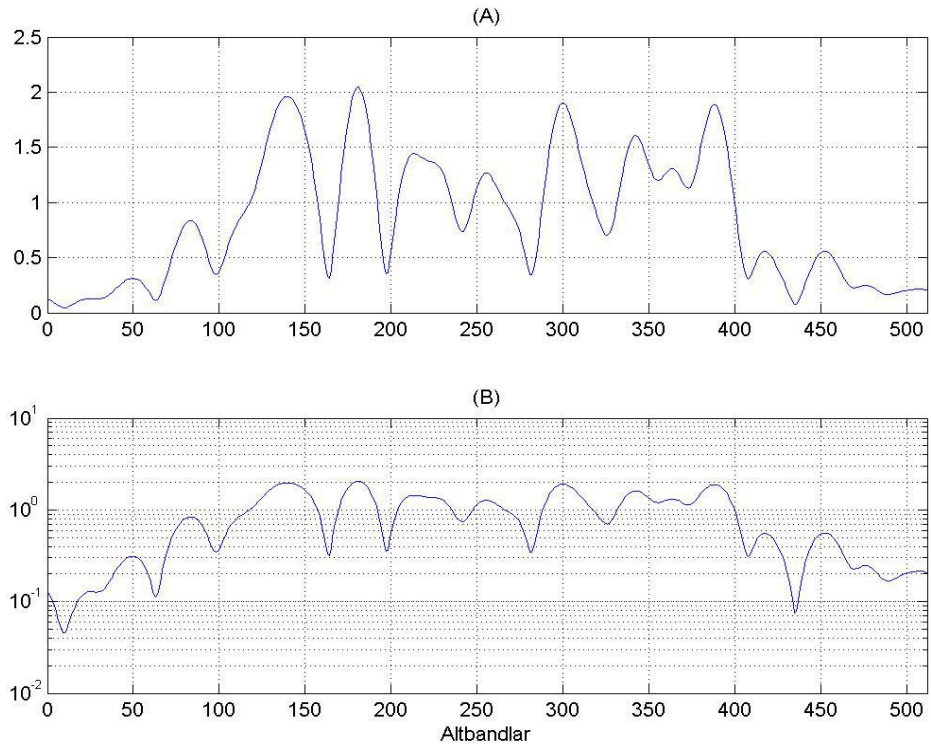
Şekil 4.12: COST-207 – TU kanal modelinin zamana göre kanal sekmelerinin genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512)



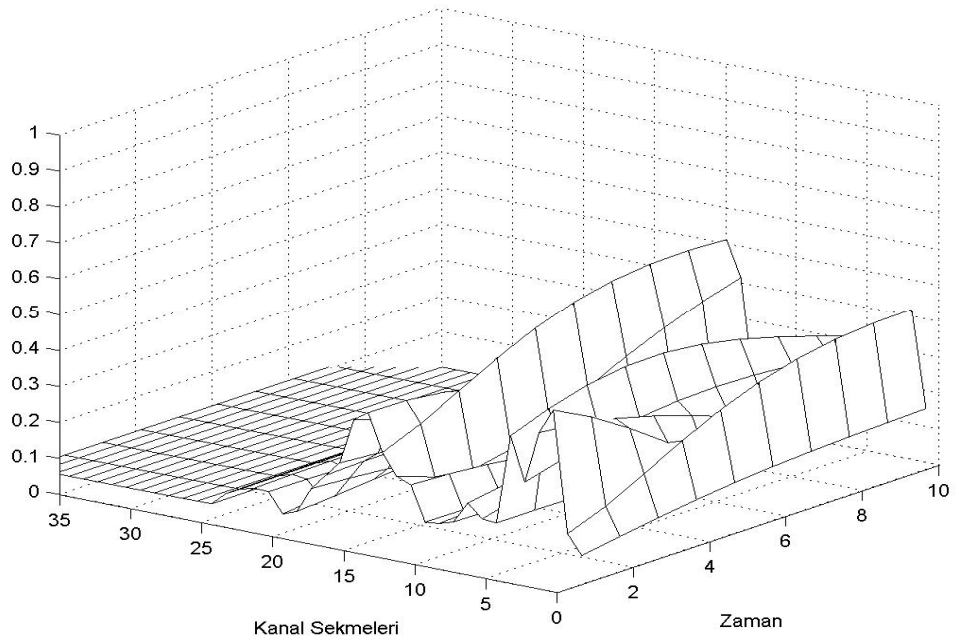
Şekil 4.13: COST-207 – TU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının doğrusal olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512)



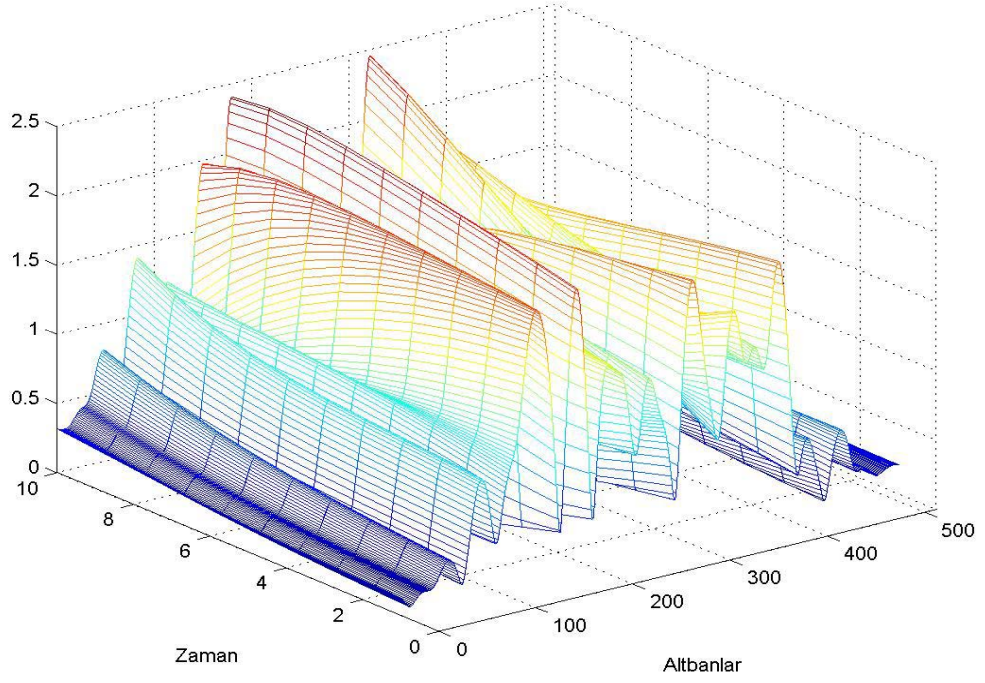
Şekil 4.14: COST-207 – TU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının logaritmik olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512)



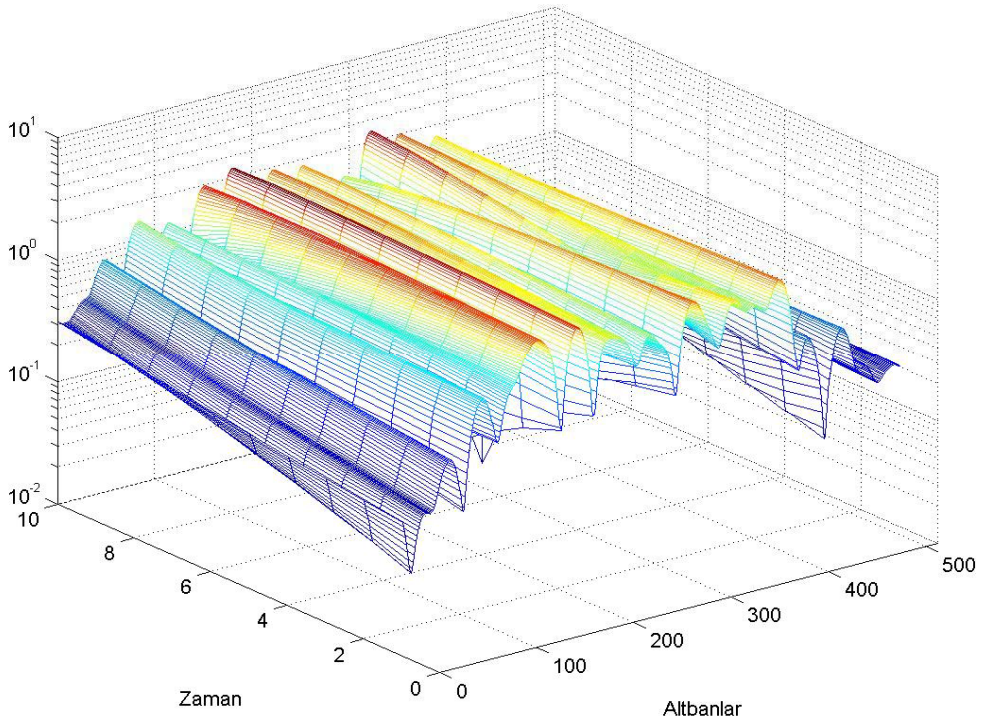
Şekil 4.15: COST-207 BU kanalının frekans izgesinin genlik cevabı (A) : Doğrusal (B): Logaritmik



Şekil 4.16: COST-207 – BU kanal modelinin zamana göre kanal sekmelerinin genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512)



Şekil 4.17: COST-207 – BU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının doğrusal olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512)



Şekil 4.18: COST-207 – BU kanal modelinin zamana göre frekans cevabının logaritmik olarak genlik değişimi ($f_{dmax}=100$ Hz, altband sayısı=512)

4.3 VERİCİ ÇEŞİTLEMELİ TURBO/KONVOLÜSYONEL KODLANMIŞ OFDM SİSTEMLERİNDE EM TEKNİĞİNE DAYALI KANAL KESTİRİM ÇALIŞMALARINA AİT BİLGİSAYAR BENZETİM SONUÇLARI

Önerilen alıcı yapılarının başarımları, çeşitli senaryolar için bilgisayar benzetimi yardımıyla MSE ve BER olarak verilmiştir. Benzetimde, SFBC/STBC-OFDM sistemlerinin 1/2 kodlama oranına sahip turbo veya konvolüsyonel olarak kodlandığı durumlar düşünülmüştür. Turbo kodlama durumunda, $(1,5/7)_8$ üreteç matrisine sahip iki özdeş özyinelemeli sistematik konvolüsyonel kodlayıcının, arada rasgele serpiştirici olacak şekilde paralel bağlandığı durum seçilmiştir [25]. Katlamalı kodlayıcı kullanıldığı durumda ise $(5,7)_8$ üreteç matrisi kullanılmıştır. Haberleşme kanalı olarak, iki ayrı kanal modeli incelenmiştir. İlk olarak zayıflayan güç gecikme karakterine sahip kanal modelinde, EM-MAP algoritmasının başarımları özellikle turbo/katlamalı kodlanmış SFBC-OFDM sistemleri için incelenmiştir. Ardından, COST-207 projesi dahilinde önerilen TU ve BU kanal için sistemlerin başarımları incelenmiştir.

4.3.1 Zayıflayan Güç Gecikme Karakterine Sahip Kanal Modeli İçin Yapılan Bilgisayar Benzetimleri

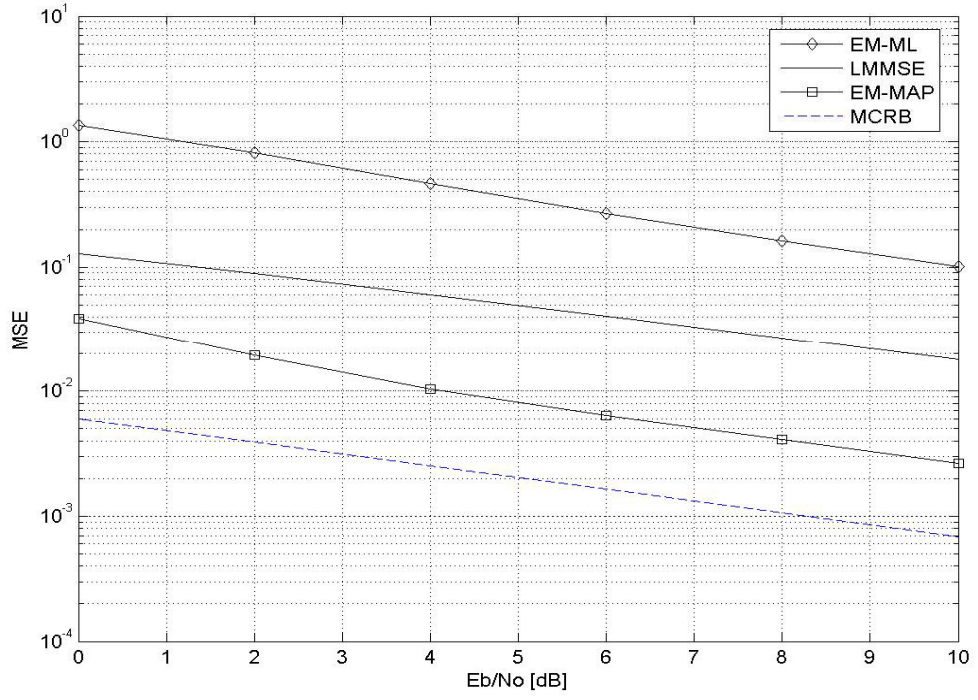
Şekil 4.19’da Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemleri için EM-MAP kanal kestirimci kullanılması durumunda oluşacak ortalama karesel hata (MSE) başarımları, kanal kestiriminde yapılabilecek en az hatayı gösteren MCRLB alt sınırı, EM-ML ve doğrusal MMSE algoritmalarıyla karşılaştırılmıştır. Bilgisayar benzetim çalışmalarında 8 bilgi sembolüne karşılık bir adet pilot ton koyulmasıyla algoritmanın başlangıç değerleri saptanmıştır. (PIR=1:8). Şekil 4.19’da EM-MAP algoritmasının EM-ML ve LMMSE algoritmalarından üstün başarıma sahip olduğu ve MCRLB sınırına, artan SNR değerleri için yaklaştığı gözlemlenmiştir. Şekil 4.20’de ise, Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinde, EM-MAP kanal kestirimcinin kullanılması durumunda, sistemin BER başarımları, EM-ML ve LMMSE kanal kestirimci kullanılması durumundaki BER başarımlarıyla karşılaştırmıştır. Ayrıca, bu şekilde kanalın tamamı ile bilinmesi (K_{nl} Bil.) ve kanal kestirimi yapılarak elde edilebilecek en iyi başarımları gösteren (gönderilen bilginin tamamen pilotlardan oluştuğu durum) "Tüm pilot" durumundaki başarımları da gösterilmiştir. Şekil 4.20’de EM-MAP algoritmasının bu iki eğriye yaklaştığı görülmektedir.

KL açılımının optimum kısaltma özelliği, istatistiksel olarak bağımlı bilgiyi ifade etmek için gerekli olan bilgi miktarının en küçüklenmesini sağlamaktadır. Bu özellik sayesinde kanal kestiriminde yapılan işlem karmaşıklığı azaltılabilir. Örneğin KL açılımında en büyük değerlere sahip özdeğerler ve bu özdeğerlere karşılık gelen öz vektörler sayesinde gerekli olan karmaşık çarpma işlemi azaltılabilmektedir. KL açılımının optimum kısaltma özelliği, algoritmada kullanılan toplam KL açılım katsayısına göre Şekil 4.21’de verilmiştir. Bu şekilde algoritmada kullanılacak 8 adet KL açılım katsayısının, algoritmanın çalışmasında yeterli olduğu görülmüştür. Bir başka deyişle, kullanılacak 8 adet katsayı ve bu katsayılarla karşılık gelen özvektörler, kanalı mükemmel bir biçimde karakterize edebilmektedir. Bu şekilde, kanal kestirimindeki karmaşık çarpma işlemleri de en aza indirilebilmektedir.

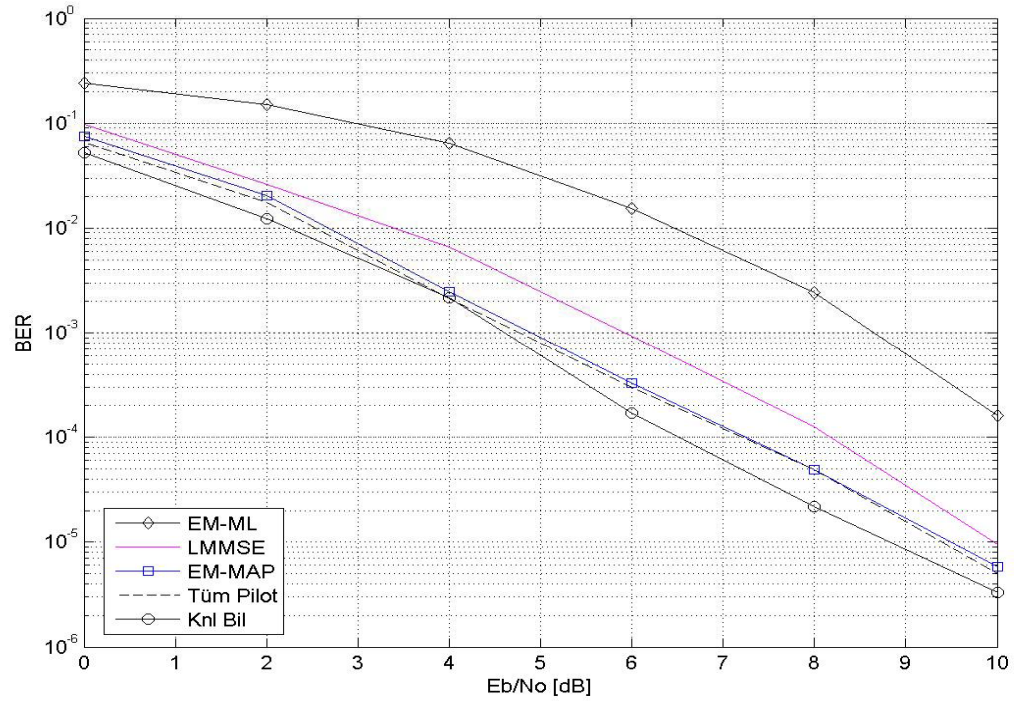
Yüksek başarılı kanal kodlayıcıların kanal kestirim hatalarına duyarlılığı daha fazladır. Kodlanmış semboller arasındaki ilişkinin fazla olması, kanal kodlayıcıyı kanal kestirimindeki hatalara duyarlı hale getirmekte ve böylece kod çözümü sırasında ciddi hata yayınımalarına sebep olmaktadır. Bu yüzden, Şekil 4.22’de turbo ve katlamalı kodlanmış sistemlerin başarımları değişik pilot aralıklarına göre 3 yinleme sonucunda, kanal kestiriminde yapılan hataya göre (MSE) incelenmiş, azalan pilot-simgeler yerleştirme oranlarıyla, turbo ve konvolüsyonel kodlayıcıların başarımlarının azaldığı ve bu başarımların düşüşünün, turbo kodlayıcılarda yukarıda belirtilen sebepten dolayı daha çok olduğu görülmüştür. Düşük SNR değerlerinde, katlamalı kodlayıcı kullanıldığı durumda, MSE başarımının biraz daha iyi olması turbo kodun deliklenmiş yapısından kaynaklanmaktadır. Ancak, yapılan benzetimlerde, bu başarımın artan SNR değerleriyle kaybolduğu sonucuna varılmıştır. Diğer taraftan, MSE başarım kriterinin benimsenmesi, sistemin genel başarımı hakkında yanıltıcı olabilmektedir. Örneğin, aynı senaryo için, artan SNR değerlerinde, MSE’de başarımı farkının pek farkedilemesine karşın, BER grafiğinde bu farkın daha net bir şekilde gözlemlendiği Şekil 4.23’te görülmektedir. Şekil 4.23’den görüleceği üzere, PIR=(1:32) için katlamalı kodlayıcının başarımı, turbo kodlanmış sistemin başarımından fazladır. Ancak, ilkendirme işleminde yeterli pilot-simgeler kullanıldığında, turbo kodlamalı sistemlerin başarımının katlamalı kodlanmış sistemlerden daha üstün olduğu gözlemlenmiştir.

Yineleme sayesinde sistemin başarımındaki artışı göstermek için Şekil 4.24 ve Şekil 4.25’de turbo ve katlamalı kodlanmış sistemlerin başarım eğrileri sırasıyla $PIR=1:8$ ve $PIR=1:16$ için yineleme sayısına göre, tüm pilot ve kanal bilindiği durumda elde edilen başarımlarla birlikte verilmiştir. Turbo kodlamasının yapısal üstünlüğünden dolayı, yinelemeli yapıda hesaplanan bilgi bitlerinin güvenilirliği, katlamalı kodlayıcıya göre daha fazladır. Bu sebeple, Şekil 4.24’de $P_e=10^{-4}$ için turbo kodlayıcıda BER başarımının başlangıç değerine göre düzeltimi 1.3 dB iken, konvolüsyonel kodlayıcıda bu değerin sadece 0.3 dB olduğu gözlenmiştir. Sonuçta, turbo kodlamalı yapının başarımının, tüm pilot ton kullanımdaki başarıma ulaştığı görülmüştür. Şekil 4.25’de ise yineleme ile başarım, $PIR=1:16$ için yeniden incelenmiş ve $P_e=10^{-4}$ için yineleme ile başarım artışının, turbo ve katlamalı kodlar için sırasıyla 2.3 dB ve 1 dB olduğu görülmüştür. Turbo kodlanmış sistem başarımının katlamalı kodlayıcıya göre fazla olmamasına rağmen, bu başarımları Şekil 4.25’de verilenlere göre değerlendirecek olursak, turbo kodlama kullanılması durumunda; yineleme kazancındaki fark 1.3dB’den 2.3 dB’ye çıkmışken, katlamalı kodlayıcılarda bu fark 0.3 dB’den 1 dB’ye çıktığı anlaşılmaktadır. Bu sonuçlardan, turbo kodlama durumunda PIR değerinden etkilenme duyarlılığının, yineleme ile elde edilen başarım kazancında da kendisini gösterdiği açık olarak görülmektedir.

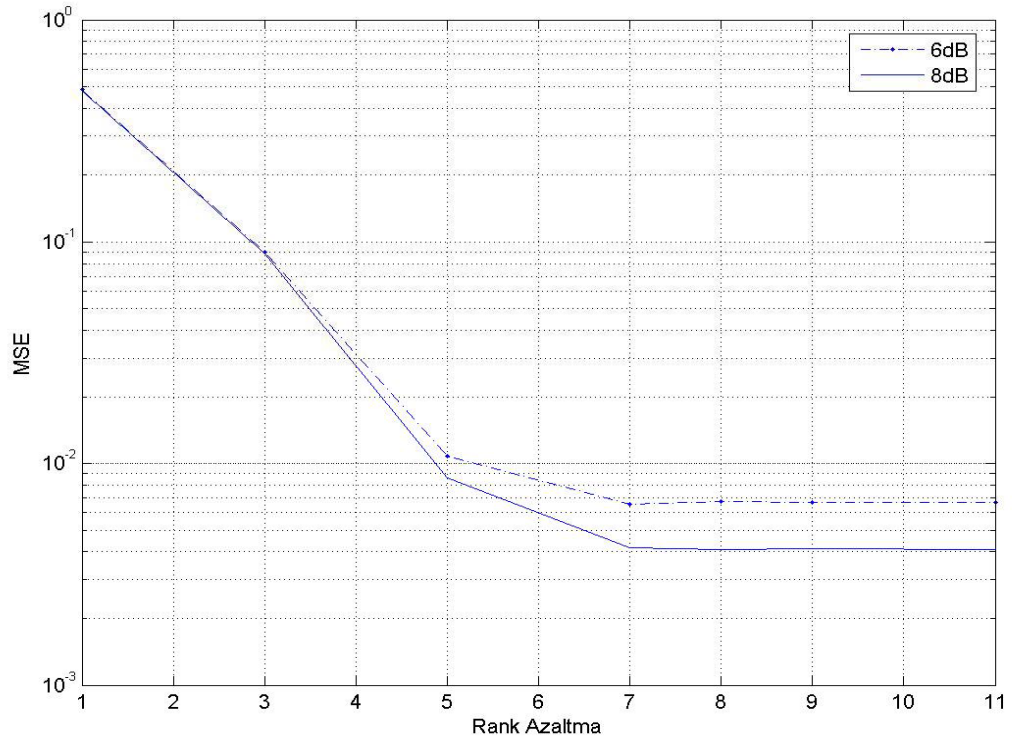
Duruğumsu sönmülemeli kanal modelinde, kanalın frekans cevabını oluşturan katsayıların bir OFDM simgesi boyunca değişmediği ancak bir OFDM simgesinden diğerine Doppler frekansına bağlı olarak değiştiği varsayılmaktadır. Bu durumda; bir OFDM sembolü için kanalın frekans yanıtı, kanalın altbantlarındaki ilişki işlevinden görüleceği üzere, Doppler değerinden bağımsızdır. Bu açıdan yapılan bilgisayar benzetimlerinden farklı olarak, Şekil 4.26’da Turbo kodlanmış STBC-OFDM ve Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin başarımları, EM-MAP kanal kestirimci kullanılması durumunda, farklı Doppler değerleri için incelenmiştir. SFBC kodlamalı sistemin, yüksek Doppler değerleri için başarımının, STBC kodlamalı sisteminden üstün olduğu gösterilmiştir.



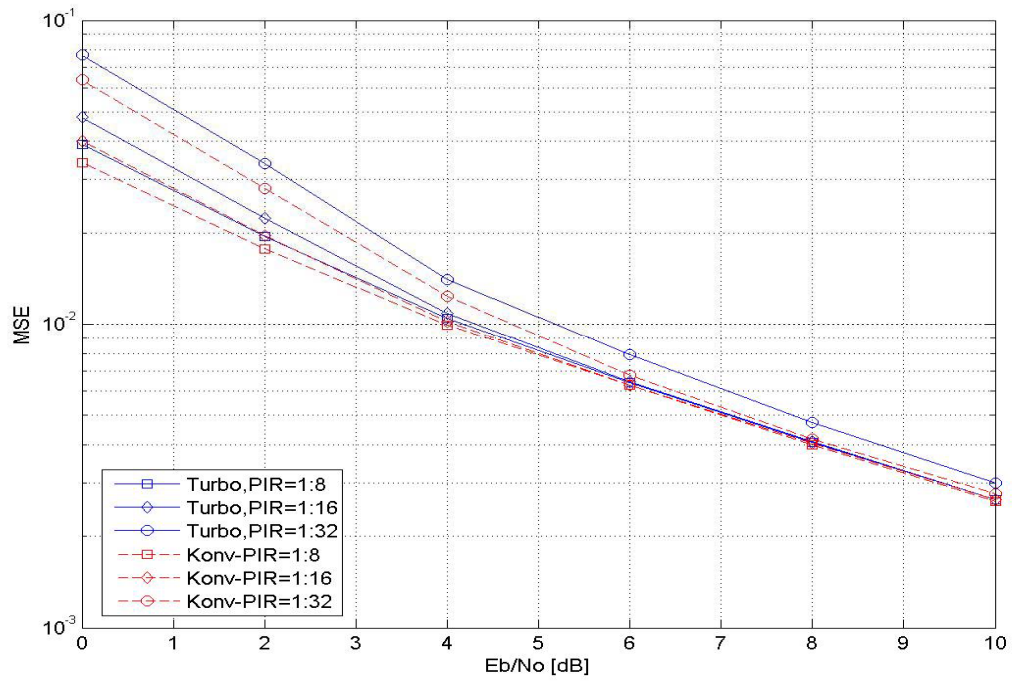
Şekil 4.19: Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemleri için çeşitli kanal kestirim algoritmalarının MSE başarımları



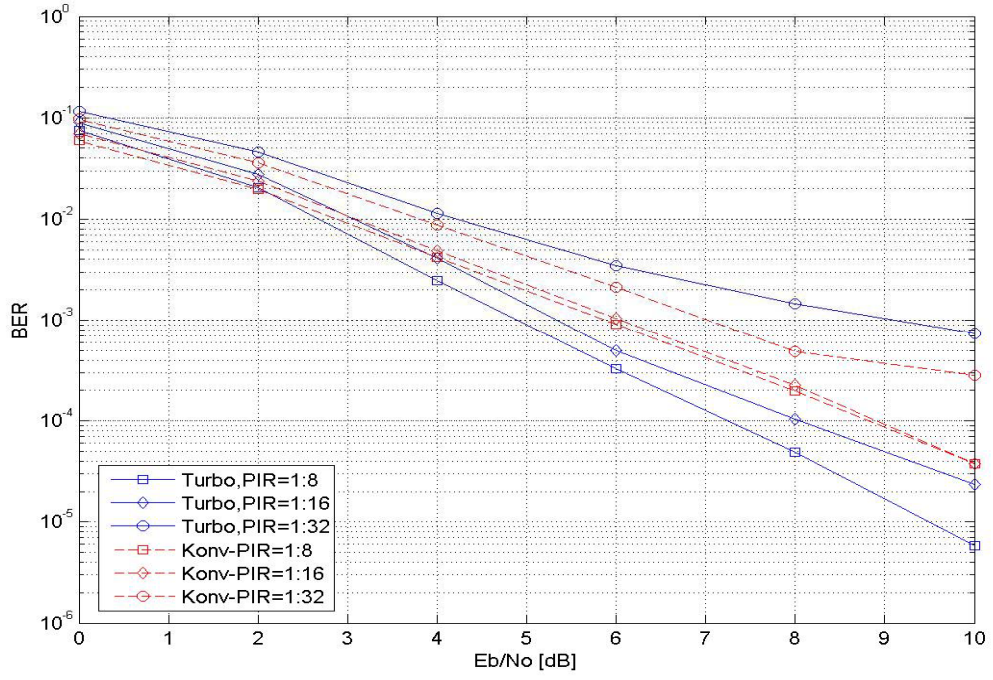
Şekil 4.20: Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımları



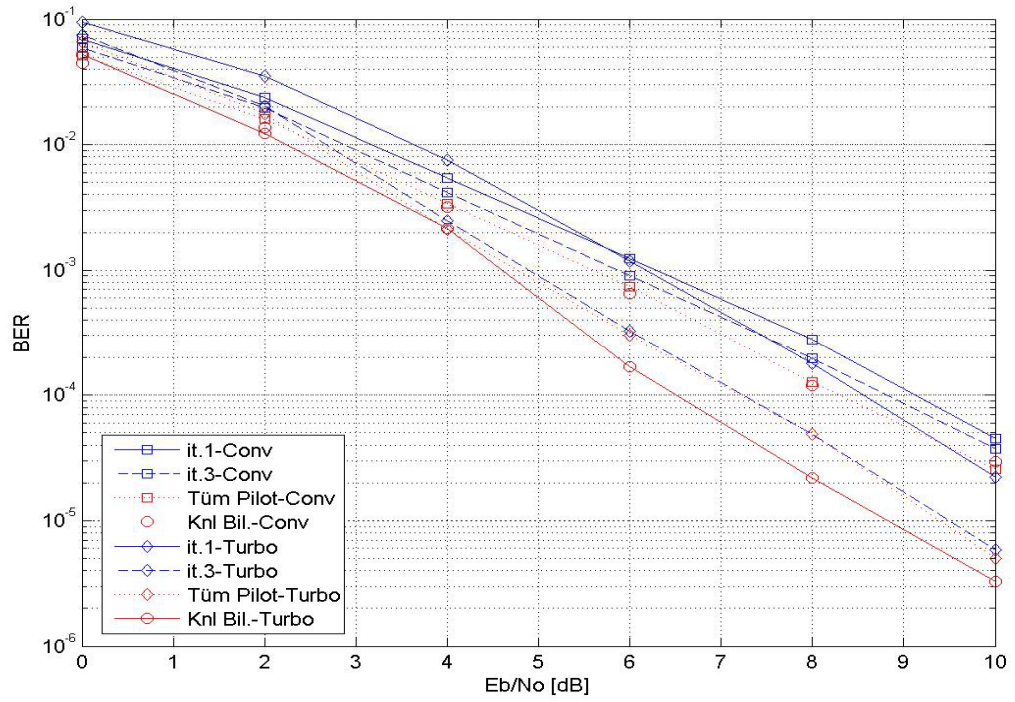
Şekil 4.21: Turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinde EM-MAP kanal kestirimi kullanılması durumunda kullanılan KL katsayılarına göre MSE başarımının incelenmesi



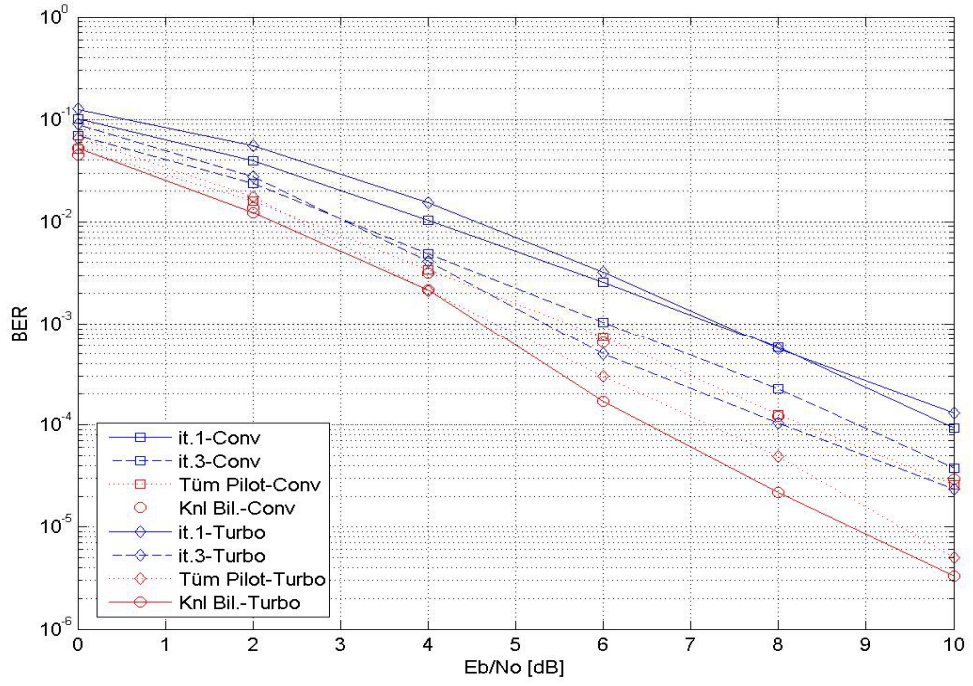
Şekil 4.22: Pilot Koyma Aralığının, Turbo/Katlamalı kodlanmış SFBC-OFDM sistemler için yapılan EM-MAP kanal kestirimine olan etkisinin MSE olarak incelenmesi



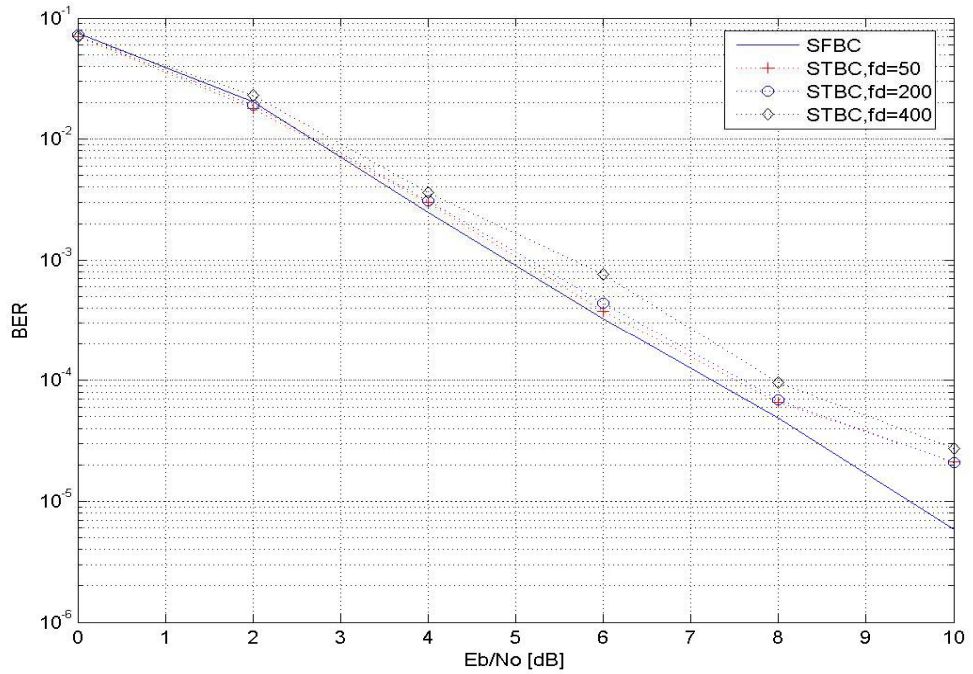
Şekil 4.23: Turbo/Katlamalı kodlanmış SFBC-OFDM sistemleri için yapılan EM-MAP kanal kestiriminin farklı pilot koyma aralıklarına göre ilklendirilmesi durumunda alıcı yapılarının BER başarımı



Şekil 4.24: Pilot ton koyma aralığının 8 olması durumunda (PIR=8) Turbo/Konvolüsyonel kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin yineleme sayısına göre başarımının tüm pilot (PIR=1) ve Kanalı bilindiği durumdaki başarımlarına göre incelenmesi.



Şekil 4.25: Pilot ton koyma aralığının 16 olması durumunda (PIR=16) Turbo/Konvolüsyonel kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin yineleme sayısına göre başarımının tüm pilot (PIR=1) ve kanalın bilindiği durumdaki başarımlarına göre incelenmesi.



Şekil 4.26: Turbo kodlanmış SFBC/STBC-OFDM sistemlerinin çeşitli Doppler frekanslarına göre başarımının BER olarak incelenmesi

4.3.2 COST-207 Kanal Modeli İçin Yapılan Bilgisayar Benzetimleri

Bu bölümde; COST-207 modeli üzerinden iletişim yapan turbo/katlamalı STBC/SFBC OFDM sistemleri için yapılan bilgisayar benzetimleri verilecektir. Şekil 4.27’de BU kanallar üzerinde BPSK modülasyon tekniği ile iletim yapan Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemleri için önerilen EM-MAP kanal kestirimcinin başarımı, literatürde daha önce önerilmiş EM-ML ve LMMSE algoritmalarıyla karşılaştırılmıştır. EM-MAP algoritmasının, EM-ML ve LMMSE algoritmalarından üstün başarıma sahip olduğu ve kanalın tamamen bilinmesi durumundaki başarıma, artan SNR değerleri için yaklaştığı gözlemlenmiştir. Ayrıca, bu şekilde algoritmaların yapılan yineleme işlemine göre başarımları verilmiş ve EM-ML algoritmasının kanal kestirim başarımının iyi sonuç vermemesinden dolayı yapılan yineleme işlemiyle, başarımların düzeltilmesinin olmadığı görülmüştür. EM-MAP algoritmasının, LMMSE algoritmasına göre, özellikle 2. iterasyondan sonra üstünlük sağladığı görülmüştür. Ayrıca, EM-MAP ve LMMSE arasındaki başarımların farkının, daha yüksek SNR değerleri için arttığı gözlemlenmiştir.

Şekil 4.27’de incelenen başarımlar, Şekil 4.28’de QPSK modüleli Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemleri için tekrar incelenmiştir. QPSK modülasyon tekniği sayesinde iletim hızı 1.6 Mbit/sn ’ye çıkarılmıştır. İletim hızının artmasıyla birlikte, yapılan bilgisayar benzetimlerinde, sistemlerin BER başarımlarının azaldığı gösterilmiştir. Diğer taraftan, QPSK modülasyonu kullanılması durumunda gönderilen OFDM sembolü üzerinden iletilen kodlanmış dizinin uzunluğunun iki katına çıkması sonucu, sistemde kullanılan turbo kodlama yapısının, kanalda iletim sonucu oluşan hatalara karşı başarımların artmış, böylece EM-MAP ve LMMSE kanal kestirimcileri sonucunda elde edilen sistem başarımlarının farkı azalmıştır. Yapılan bu benzetim sonucunda; daha uzun turbo kodlanmış diziler için, EM-MAP algoritmasının LMMSE algoritmasına göre öneminin azaldığı görülmüştür. Ancak, bir OFDM sembolü üzerinden gönderilebilecek kod uzunluğunun, kullanılan altbant ve modülasyon tekniği ile sınırlı olduğu bilinmektedir. Birkaç OFDM sembolü üzerinden yapılacak iletişim ise, daha fazla hafıza elemanı gereksinimi, sistem gerçekleşmesi ve hesaplama karmaşıklığı açısından pratik olarak mümkün değildir. Düşük PIR değerleri için, EM-MAP algoritmasının başarımların üstünlüğü, daha sonraki bilgisayar benzetimlerinde gösterilecektir.

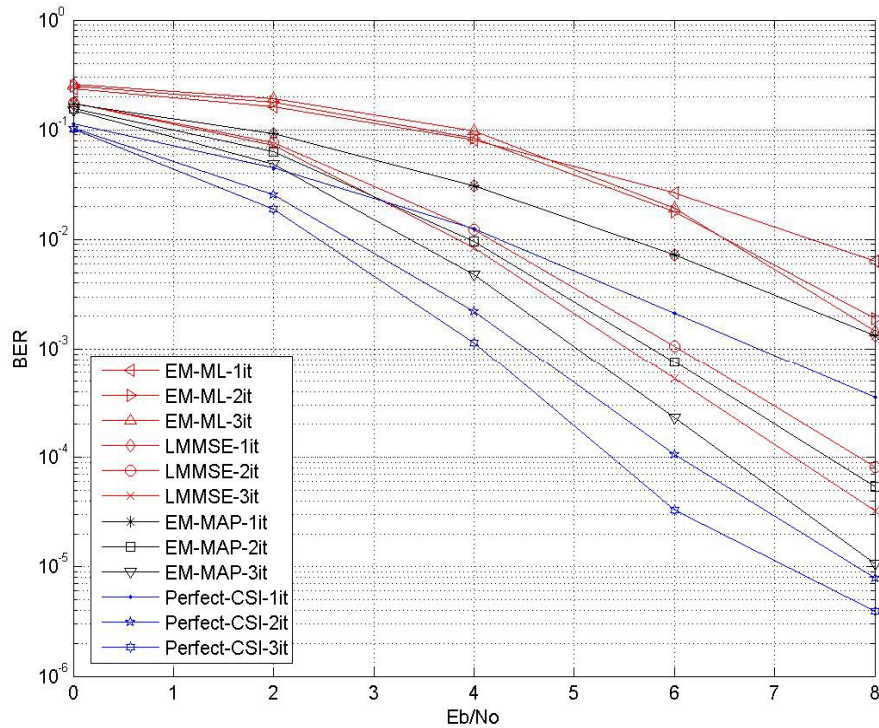
Şekil 4.29’da, Şekil 4.28’de BU kanallar için yapılan benzetimler, TU kanal için yapılmıştır. Şekil 4.28’de $Pe = 10^{-4}$ için EM-MAP ile kanalın tamamen bilindiği durum arasındaki fark 1 dB iken, bu fark; Şekil 4.29’da 0.5 dB’ye düşmüştür. Diğer taraftan, LMMSE ve EM-MAP ile yapılan kanal kestirim işlemlerinin yeterince iyi olmasından dolayı, başarımları yaklaşık aynı çıkmıştır. Ancak, Şekil 4.30 ve Şekil 4.31’de, sırasıyla TU ve BU kanallarda daha düşük PIR değerleri için yapılan benzetimlerde, EM-MAP algoritmasının başarımının, LMMSE ve EM-ML’e göre olan üstünlüğü, daha açık olarak ortaya çıkmıştır. Sonuç olarak, EM-MAP algoritmasının diğer kestirimcilerle göre üstünlüğü bant genişliğinin daha verimli kullanılması (düşük PIR değerleri) ve kötü kanal koşulları durumunda gösterilmiştir.

Bölüm 4.3.1’de, turbo kodların, kanalda yapılan hataya olan duyarlılığının, katlamalı kodlara göre daha fazla olduğu, SFBC-OFDM sistemleri için zamanla azalan güç gecikme profiline sahip kanallar için gösterilmişti. Benzer çalışma, Şekil 4.32 ve Şekil 4.33’de, sırasıyla TU ve BU kanallar üzerinden STBC-OFDM sistemleri için yapılmıştır. Şekil 4.32’de, TU kanallar için turbo kodlamalı yapının PIR=1:8 ve PIR=1:16 için benzer sonuçlar vermesine karşın, PIR=1:32 değeri için başarımların kayının oldukça fazla olduğu gözlemlenmiştir. Katlamalı kodlanmış yapının, PIR değerlerinden etkilenme miktarının, Turbo kodlanmış yapıya göre oldukça az olduğu gözlemlenmiştir. Ancak, bu benzetimde, turbo kodlamalı yapının üstünlüğünün, özellikle 6 dB’lik SNR değerinden sonra öne çıktığı görülmüştür. Şekil 4.33’de, BU kanal için yapılan benzetimde, PIR=1:8, PIR=1:16 ve PIR=1:32 değerleri; başarımların farkının TU kanallara göre daha belirgin olduğu, özellikle PIR=1:32 değeri için sistemin başarımının oldukça düştüğü gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, turbo kodlanmış verici çeşitlenmeli sistemlerin, kanal kestirim hatalarına duyarlı olduğu ve belli bir hata oranı geçildiği zaman sistemin başarımının oldukça düştüğü gözlemlenmiştir.

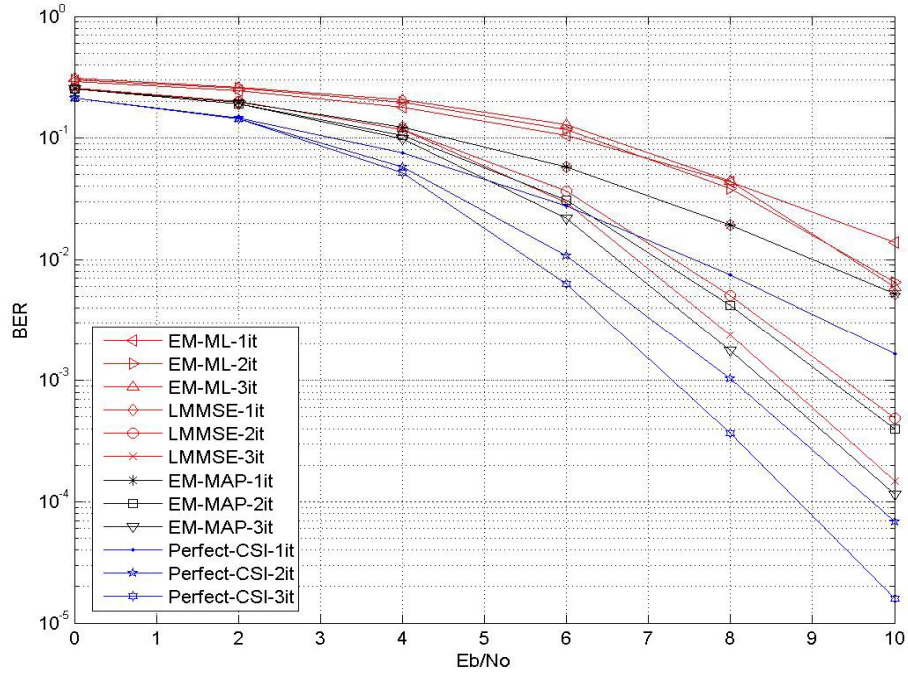
KL açılım tabanlı EM-MAP algoritmasının başarımı, algoritmada kullanılan KL açılımının katsayısına göre Şekil 4.34’de, TU ve BU kanallar için incelenmiştir. Kullanılması gerekli olan katsayı miktarı; TU kanallar için yaklaşık 15 iken, BU kanallar için yaklaşık 25 olmaktadır. BU kanalların frekans seçiciliği daha fazla olduğu için, kullanılması gerekli olan KL katsayısının daha fazla olduğu gözlemlenmiştir. Ancak, algoritmanın ton başına düşen karmaşık çarpma işleminin, $N_c/4$ ’den r ’ye

düştüğü göz önüne alınırsa, TU kanallar için, 128'den 15'e düşerken, BU kanallarda, 25'e düşmektedir.

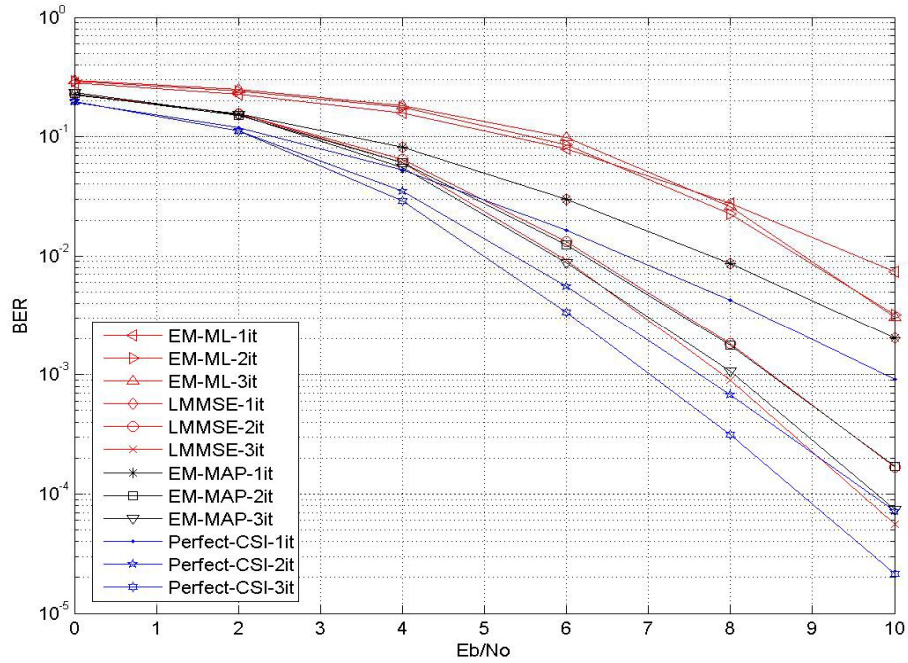
Şekil 4.35'de, EM-MAP tabanlı turbo kodlanmış STBC/SFBC-OFDM sistemlerinin başarımı, TU ve BU kanallar için farklı Doppler frekanslarına göre incelenmiştir. Şekil 4.35'de, sistemin STBC-OFDM için başarımı, 10 Hz ile 100 Hz Doppler değerleri için yaklaşık aynı iken, 200 Hz değerinde, başarımları farklı görülmüştür. STBC-OFDM sistemlerinin başarımının, genel olarak, SFBC-OFDM sistemlerinin başarımına göre daha iyi olduğu görülmüştür. Ancak, TU kanallarda, Doppler 200 Hz değeri için, SFBC-OFDM sistemlerinin başarımının, STBC-OFDM sistemlerinin başarımından daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Yapılan benzetim çalışmalarından görüleceği üzere, artan Doppler frekansları için STBC-OFDM sistemlerinin başarımı düşmektedir. SFBC-OFDM sistemlerinin başarımı ise, kanalın frekans seçiciliğine göre değişmektedir. Şekil 4.35'te görüleceği üzere, BU kanallar için SFBC-OFDM sistemlerinin başarımının oldukça düştüğü gözlemlenmiştir.



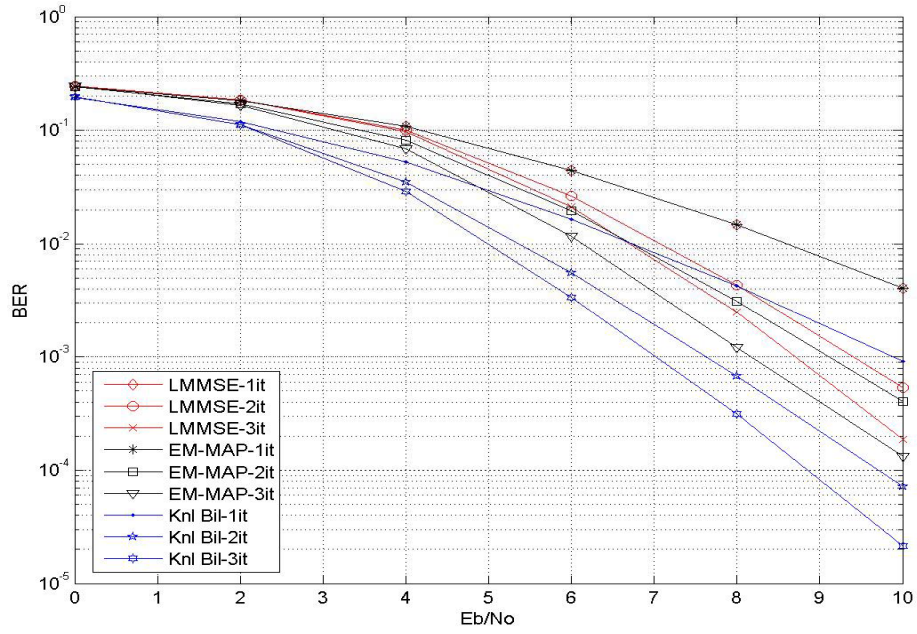
Şekil 4.27: BPSK modüli Turbo Kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi(BU , $f_{Dm} = 100Hz$, $PIR = 1:8$)



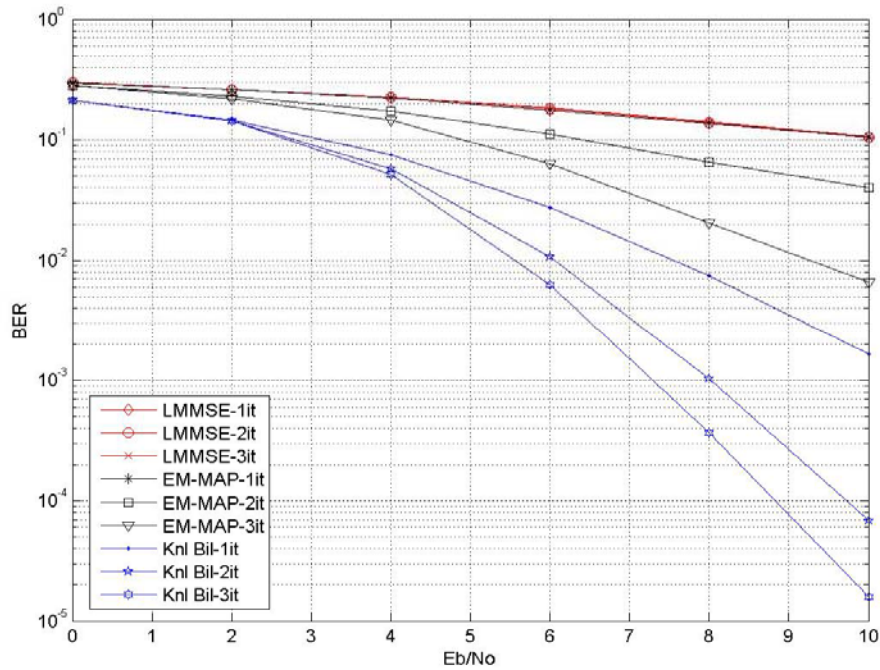
Şekil 4.28: QPSK modüleli Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi ($BU, f_{Dm} = 100Hz, PIR = 1:8$)



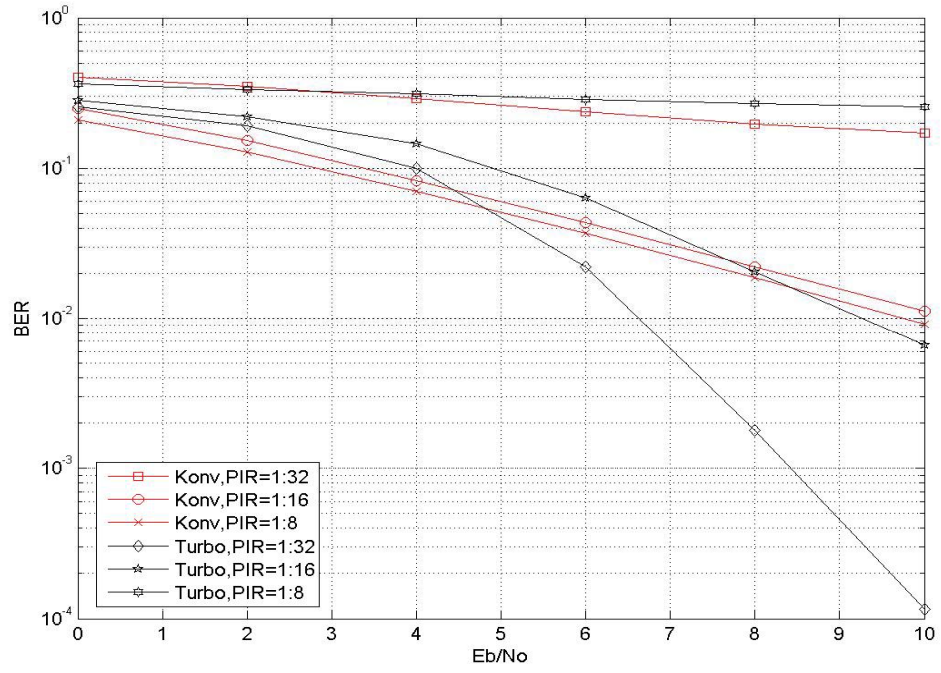
Şekil 4.29: QPSK modüleli Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi ($TU, f_{Dm} = 100Hz, PIR = 1:8$)



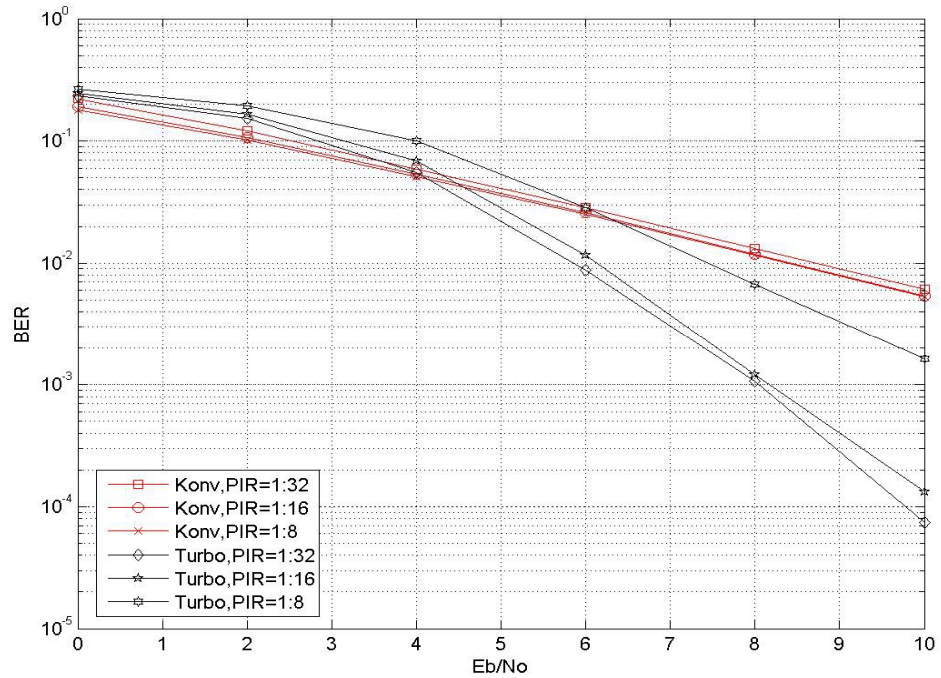
Şekil 4.30: QPSK modüledi Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi(TU , $f_{Dm} = 100\text{Hz}$, $PIR = 1:16$)



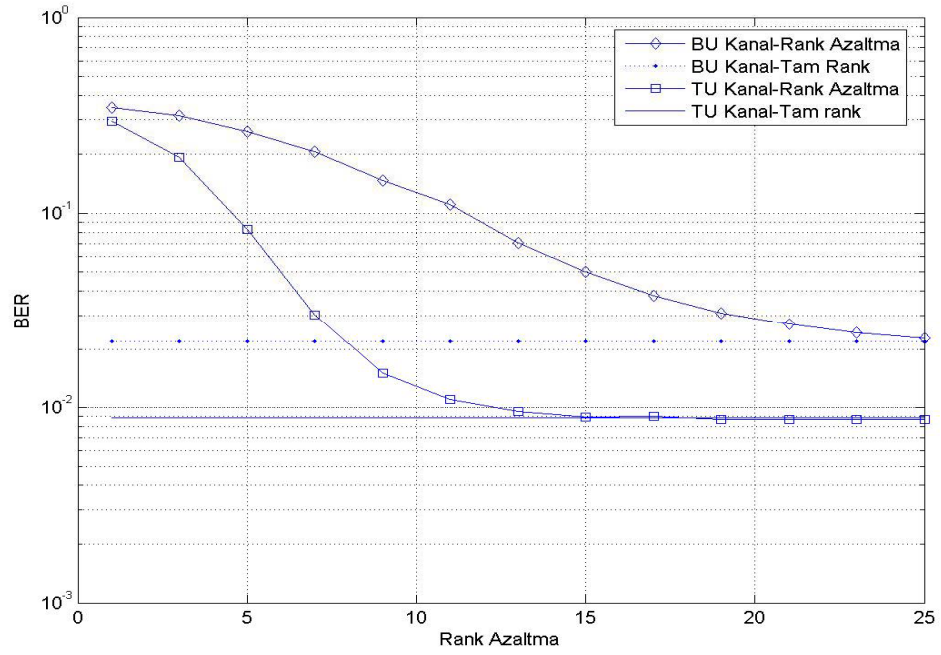
Şekil 4.31: QPSK modüledi Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde çeşitli kanal kestirim algoritmalarının uygulanması sonucu sistemin BER başarımının yapılan iterasyon sayısına göre incelenmesi(BU , $f_{Dm} = 100\text{Hz}$, $PIR = 1:16$)



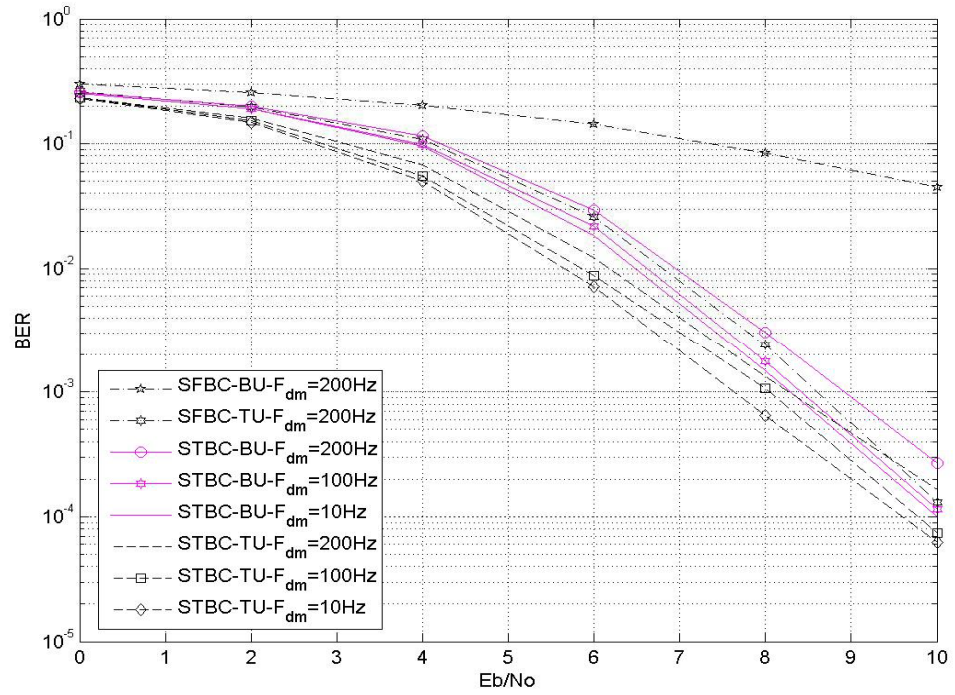
Şekil 4.32: BU kanallar üzerinden iletişim gerçekleştiren Turbo/Katlamalı kodlanmış STBC-OFDM sistemler için yapılan EM-MAP kanal kestiriminin farklı pilot koyma aralıklarına göre ilklendirilmesi durumunda alıcı yapılarının BER başarımı ($f_{Dm} = 100Hz$)



Şekil 4.33: TU kanallar üzerinden iletişim gerçekleştiren Turbo/Katlamalı kodlanmış STBC-OFDM sistemler için yapılan EM-MAP kanal kestiriminin farklı pilot koyma aralıklarına göre ilklendirilmesi durumunda alıcı yapılarının BER başarımı ($f_{Dm} = 100Hz$)



Şekil 4.34: Turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinde EM-MAP kanal kestirimi kullanılması durumunda kullanılan KL katsayılarına göre BER başarımının incelenmesi



Şekil 4.35: EM-MAP tabanlı Turbo kodlanmış STBC/SFBC-OFDM sistemlerinin TU ve BU kanallar üzerinden farklı Doppler frekans değerlerine göre BER başarımı

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

5.1 TEZİN İÇERİĞİ VE GETİRİLEN YENİLİKLER

Bu çalışma sonucunda, literatürde önerilen EM algoritmalarından farklı olarak, dış kodlayıcılı STBC/SFBC-OFDM sistemleri için MAP-EM kanal kestirim tabanlı turbo alıcı yapısı önerilmiştir. Daha önce teklif edilen, iletilen veri dizisinin alıcıda bilindiğini varsayan *eğitim dizili* (training sequence) yaklaşımlardan farklı olarak, bu çalışmada, *bilgi-desteksiz* (non-data-aided) çalışan EM tabanlı yeni bir kanal kestirim algoritması önerilmiştir. EM algoritması, birleşik bilgi sezimi ve kanal kestirimi için uygulamada çekici gözükse de, yakınsamasının oldukça yavaş olduğu bilinmektedir. Ayrıca, algoritma ilklendirme işlemine de duyarlıdır. Bu açıdan, algoritmanın ilklendirilmesi için az sayıda pilot simgelerin kullanımı yeterlidir. Bilgi-desteksiz kestirim işlemi, eniyileme işleminden önce bilginin istatistiksel ortalamasının alınması nedeniyle, çekici bir yöntemdir. Genel olarak uygulamalarda parametre kestirimlerini analitik olarak elde etmek pek mümkün değildir. Ancak, iletim çeşitlemeli STBC ve SFBC sistemlerinin dikgen kodlama özelliği, kanal parametrelerinin kestirimlerinin tam ve basit bir şekilde ifadesini mümkün kılmaktadır.

Ayrıca, daha önce teklif edilen çalışmalarda, zaman alanındaki parametrelerin kestirimine dayalı ayrık Fourier dönüşümü (DFT) tabanlı kestirimciler önerilmiştir. Bu kestirimcilerin, örneklenmeyen uzaylı kanallar için, izge sızıntısına sebep olduğu ve hata düzlemi oluşturduğu bilinmektedir[37,38]. Diğer taraftan, alıcı yapısındaki denkleştirme işlemleri, frekans alanında olduğundan yapılacak kestirimin frekans alanında yapılması daha cazip görülmektedir. Literatürdeki ML çözümlerinden farklı olarak, bu çalışmada MAP kanal kestirimi algoritması yinelemeli olarak frekans alanında gerçekleştirilmiştir.

Diğer taraftan, frekans alanında yapılan bu kestirim işlemi, hesaplama yönünden oldukça karmaşıklık getirmektedir. Bu açıdan, tez çalışmasında karmaşık Gauss rastlantısal değişkenler biçiminde modellenen kanal katsayıları, Karhunen-Loeve (KL) birim-dik seri açılımı yardımıyla, ilintisiz rastlantısal değişkenlere dönüştürülerek hesaplama kolaylığı elde edilmiştir. Bu kapsamda, KL açılımıyla birlikte kullanılan Alamouti dikgen kanal kestirim işleminin matris tersi alınmaksızın gerçekleştirilebilmesini sağlamıştır. Ayrıca, bu açılimdan hesaplanan özdeğerlerden sadece en önemlilerinin kanal kestirimde kullanılmasıyla, kestirim ifadesindeki karmaşıklığın daha çok azaltılabileceği gösterilmiştir.

EM-MAP tabanlı alıcı yapısında, gönderilen sembollere ait öncül olasılıkların hesaplanması için çıkış bitlerine ait LLR hesaplamaları açık şekilde verilmiş ve kanal kestiriminde yapılabilecek en az hata sınırını veren MCRLB çıkarımı elde edilmiştir. Bulgular bölümünde, önerilen kanal kestirimcinin bilgisayar benzetimleri yapılarak başarımları, kanal kestirim ortalama karesel hata (MSE) ve bit hata oranı (BER) olarak çeşitli sistem parametreleri için detaylı bir şekilde incelenmiştir. Yapılan bilgisayar benzetim çalışmalarında, EM-MAP algoritmasının daha önce önerilen geleneksel kanal kestirim algortimalarından üstünlüğü gösterilmiştir.

Literatürde, kanal kodlayıcılı verici çeşitlemeli STBC/SFBC OFDM sistemleri için kanalın tamamen bilinmesi halinde, kanal kodlayıcı olarak turbo kodlamanın kullanılması durumunda sistemin başarımının, katlamalı kodlar kullanılması durumundaki başarımdan daha iyi olduğu bilinmekteydi. Ancak, kanal kodlanmış STBC/SFBC-OFDM sistemlerinde, kanalın alıcıda bilinmemesi durumunda oluşacak başarımlar incelenmemiştir. Bu açıdan, bilgisayar benzetimlerinde, turbo kodlanmış sistemlerin katlamalı kodlara göre kanal kestirim hatalarına olan duyarlılığı, kullanılan PIR değerlerine göre incelenmiş ve turbo kodların kanal kestirim hatalarına daha duyarlı olduğu gözlemlenmiştir.

Yapılan benzetim çalışmalarında iki farklı kanal modeli incelenmiştir. İlk olarak, Beek kanal modelinde bilgisayar benzetimleri yapılmış ve frekans seçiciliği yüksek olmayan bu kanallarda, turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin başarımının turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinden üstün olduğu gösterilmiştir. Ancak, COST-207

kanal modelinde yapılan çalışmalarda (frekans seçiciliğin artması durumunda), turbo kodlanmış SFBC-OFDM sistemlerinin başarımının, turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinin başarımından düşük olduğu gözlemlenmiştir. Her iki kanal modelinde de, artan Doppler frekansları için turbo kodlanmış STBC-OFDM sistemlerinin başarımının azaldığı gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, kullanılacak sistemde, STBC veya SFBC yöntemlerinin kullanılması, iletişim yapılacak kanal modelinin karakteristiğine oldukça bağlı olduğu gözlemlenmiştir. Ancak, daha önce yapılan kanal kodlamasız STBC ve SFBC sistemleri arasındaki başarımların farkının, kanal kodlamanın sisteme eklenmesiyle azaldığı görülmüştür.

KAYNAKLAR

1. PROAKIS G. JOHN, MASOUD SALEHI, 2005, *Fundamentals of Communication Systems*, Prentice Hall, New Jersey, 013-147135-X.
2. BRUCE R. V., 1990, *Bell: Alexander Bell and the Conquest of Solitude*, Cornell University Press, New York, ISBN 0-80149691-8.
3. Massachusetts Institute of Technology, Inventor of the Week Archive, Aralık 1998, MIT School of Engineering, <http://web.mit.edu/invent/iow/deforest.html> [Ziyaret Tarihi: 5 Mart 2007].
4. MAHON B., 2003, *The Man Who Changed Everything: The Life of James Clerk Maxwell*. John Wiley & Sons, Chichester, West Sussex, 0-470-86088-X.
5. O'HARA J.G. PRICHA D.W., 1987, Hertz and Maxwellians: A Study and Documentation of the Discovery of Electromagnetic Wave Radiation, 1873-1894 *Institution of Electrical Engineers (IEE), IEE History of Technology*, 8., 0863411010.
6. ANDERSON L., 1980, Priority in the invention of Radio-Tesla vs. Marconi Antique, Wireless Association Monograph, No. 4.
7. PADGETT J.E., GÜNTHER C.G., HATTORI T., Ocak 1995, Overview of Wireless Personel Communications, *IEEE Communication Magazine*, Vol. 33, pp. 28-41.
8. GORDON L. STÜBER, 2001, *Principles of Mobile Communication Second Edition*, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 0-7923-7998-5

9. HARADA H. PRASAD R., 2002, *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*, Universal Personal Communications, Artech House, Boston, 1-58053-044-3.
10. KIM Y.K., PRASAD R., 2006, *4G Roadmap and Emerging Communication Technologies*, Universal Personal Communications, Artech House, Boston, 1-58053-931-9.
11. RAPPAPORT T. S., 2002, *Wireless Communications, Principles and Practice*, Prentice Hall, New Jersey, 0-13-375536-3.
12. STEPHEN G. WILSON, 1996, *Digital Modulation and Coding*, Prentice Hall, New Jersey, 0-13-210071-1.
13. GARCIA A. L., 1996, *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*, Addison-Wesley Publishing Company, USA, 0-201-50037-X .
14. VUCETIC B., YUAN J., 2000, *Turbo Codes, Principles and Applications*, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 0-7923-7868-7.
15. ALAMOUTI M.S., Ekim 1998, A simple transmitter diversity scheme for wireless communications, *IEEE J. Selected Areas Commun.*, Vol. 16, pp. 1451-1458.
16. TAROKH V., SESHADRI N., and CALDERBANK A. R., Mart 1998, Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance analysis and code construction, *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 44, pp. 744-765.
17. TAROKH V., JAFARKHANI HAMID, and CALDERBANK A. R., Temmuz 1999, Space-time block Codes from orthogonal designs, *IEEE Trans. Inform. Theory* , Vol. 45, No.5 pp. 1456-1467.
18. VAN NEE R. and PRASAD R., 2000, *OFDM Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, Boston USA, 0890065306.

19. LEE KF, WILLIAMS DB., Kasım 2000, A Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM Systems, *In Proceedings of IEEE Globecom*, 27 Kasım – 1 Aralık 2000, San Francisco, CA, pp. 1473–1477.
20. LI Y. (G.), CIMINI L. J., SESHADRI N. and ARIYAVISTAKUL S., Temmuz 1999, Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels, *IEEE Journal Selected Areas on Communications*, Vol. 17, No.3, pp. 461-471.
21. LI Y. (G.), Ocak 2002, Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 1, No. 1, pp. 67-75,.
22. LI Y., GEORGHIADES C.N., and HUANG G., Haziran 2001, Iterative maximum likelihood sequence estimation for space-time coded systems, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, No. 6, pp. 948-951.
23. COZZO C. and HUGHES B.L., Ağustos 2003, Joint channel estimation and data detection in space-time communications, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, No. 8, pp 1266-1270.
24. LU B., WANG X. and LI Y. (G), Nisan 2002, Iterative receivers for Space-Time Block-Coded OFDM systems in dispersive fading channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 1, No. 2, pp. 213-225,.
25. YONGZHE X. and GEORGHIADES C.N., Ocak 2003, Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity, *IEEE Transactions on communications*, Vol. 51, No. 1, pp. 106-115.
26. MA X., KOYABASHI H. and SCHWARTS S. C., 2003, An EM-based channel estimation for Space-Time and Space-Frequency Block Coded OFDM, Nisan 6-10 2003 Hong Kong, *In proceedings of ICASSP '03* , Vol.4 , pp. 389 -392.

27. ANDREW P. SAGE, JAMES L. MELSA, *Estimation Theory with Applications to communication and control*, McGraw-Hill Book Company, New York, 75-109253-54429.
28. FEDER M. and WEINSTEIN E., Nisan 1988, Parameter Estimation of superimposed signals using the EM algorithm,” *IEEE Tran. On Acoustic, Speech and Signal Processing*, Vol. 36, pp. 477-489.
29. MCELIECE R. J. AND STARK W. E., Ocak 1984, Channels with block interference, *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 30, No. 1, pp. 44-53.
30. GIANNAKIS G. B. AND TEPEDELENLIOGLU C., Ekim 1998, Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of timevarying channels, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 86, pp. 1969-1986.
31. YIP K. and NG T., Mayıs 1997, Karhunen-Loeve Expansion of the WSSUS Channel Output and its Application to Efficient Simulation, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.15, no 4, pp.640-646.
32. BEEK J.-J. VAN DE, EDFORS O., BRJESSON PER O., WAHLQVIST M., ÖSTBERG C., 1996, A Conceptual Study of OFDM-based Multiple Access Schemes:Part 2-Channel Estimation in the Uplink Technical Report Tdoc 116/96, Mayıs, Helsinki, Finland, *ETSI STC SMG2 Meeting*, No 18.
33. COST (European Cooperation In The Field Of Scientific And Technical Research), 1989, *Digital Land Mobile Radio Communications- COST 207*, Commission of the European Communities, Luxembourg, EUR 12160.
34. BEEK J.-J. VAN DE, EDFORS O., SANDELL M., WILSON S.K., and BRJESSON PER O., Eylül 1996 , OFDM channel estimation by singular value decomposition, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 46, No.7, pp. 931-936.

35. TUCHLER M., KOETTER R., AND SINGER A. C., Mayıs 2002, Turbo Equalization: Principles and New results,” *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 50, pp. 754-767.
36. ZHU JIE, LEE WOOKWON, 2004, A low-complexity channel estimator for OFDM systems in multipath fading channels, *In proceedings of IEEE-PIMRC 2004*, 5-8 Eylül 2004, Barcelona, Spain, Vol.3, pp. 1978 – 1982.
37. BAOGUO Y., ZHIGANG C., and LETAIEF K., Kasım 2001, Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 49, no. 11, pp. 1977-1987.
38. EDFORS O., SANDELL M., BEEK J. J. VAN DE, WILSON S. K. and BORJESSON P. O., Ocak 2000, Analysis of DFT-based channel estimation for OFDM, *Wireless Personal Commun.*, Vol. 12, No. 1, pp. 5570.
39. WOODARD J.P., HANZO L., Kasım 2000, Comparative study of turbo decoding techniques: an overview, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol. 49, No. 6, pp. 2208 – 2233.
40. ÇIRPAN H.A , PANAYIRCI E., DOĞAN H., Mart 2006, Nondata-aided Channel Estimation for OFDM Systems with Space-Frequency Transmit Diversity, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 55, Issue 2, pp. 449 - 457.
41. BERROU C., GLAVIEUX A., AND THITIMAJSHIMA P., 1993, Near Shannon limit error correcting coding: Turbo codes, *in Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, 23-26 May 1993, Geneva, Switzerland, pp. 1064 1070.
42. ÇIRPAN HA, PANAYIRCI E, DOĞAN H, Haziran 2004, “Iterative channel estimation approach for space-time/frequency coded OFDM systems with transmitter diversity,” *Eur. Trans. Telecommun.*, 15 (3): 235-248.

43. VALENTI, M.C.; WOERNER, B.D., Eylül 2001, Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted turbo codes over flat-fading channels, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 19, No. 9, pp. 1697 - 1705.

44. ROBERTSON P., VILLEBRUN E., HOEHER P., 1995, A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain, *IEEE- ICC 95* 18-22 Haziran 1995, Seattle USA, Vol.2, pp. 1009 – 1013.

45. KAY S., 1993, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs NJ. 0-13-345711-7.

46. DEMPSTER A.P., LAIRD N.M. and RUBIN D. B., 1977, Maximum Likelihood from Incomplete data via the EM algorithm, *J. Roy. Statist. Soc.*, Vol.39, pp. 1-17.

47. KALEH G.K. AND VALET R., Temmuz 1994, Joint parameter estimation and symbol detection for linear or nonlinear unknown channels,” *IEEE Trans. Commun.* vol. 42, No. 7, pp. 2406-2413.

48. PANAYIRCI E. and ÇIRPAN H. A., 2002, Channel estimation for Space-Time Block Coded OFDM systems in the presence of multipath fading, *IEEE Globecom 2002*, Kasım. 17-21 2002, Taiwan, Vol.2 1157- 1161.

ÖZGEÇMİŞ

Hakan Doğan, Aralık 1979’da İstanbul’da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini İstanbul’da tamamladıktan sonra, 1996 yılında İstanbul Üniversitesi Elektronik Mühendisliği (İngilizce) Bölümünü kazandı. 1996-1997 akademik yılında İngilizce hazırlık öğrenimi gördü ve 1997 yılında lisans öğrenimine başladı. Sırasıyla Bimtes, Alcatel-Teletaş ve Telsim’de stajlarını yapan Hakan Doğan, bu bölümden 2001 yılında, bölüm birincisi olarak mezun oldu. Aynı yıl, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik&Elektronik Mühendisliği Programında Yüksek Lisans eğitime başladı ve “Uzay Frekans Kodlamalı OFDM Sistemleri İçin Kanal Kestirimi” başlıklı yüksek lisans tezini tamamlayarak Ekim 2003’de “Yüksek Mühendis” ünvanı aldı. 2001 yılında İstanbul Üniversitesi Elektrik&Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başlayan Hakan Doğan, “Kablosuz İletişim Sistemlerinde Sinyal İşleme Algoritmaları” üzerinde çalışmalarına devam etmektedir. Ayrıca “IEEE Transactions on Vehicular Technology” ve “EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking (EURASIP JWCN)” dergilerinde çeşitli makaleler için hakemlik görevinde bulunmuştur. 2001’den itibaren Institute of Electrical and Electronics Engineering (IEEE) üyesidir.