

**ZAMAN BÖLMELİ ÇİFTLEME KOD BÖLMELİ ÇOKLU  
ERİŞİM SİSTEMLERİNDE PİLOT TASARIMI**

**PILOT DESIGN IN TIME DIVISION DUPLEXING CODE  
DIVISION MULTIPLE ACCESS SYSTEMS**

**RAŞİT TUTGUN**

Hacettepe Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin  
ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
olarak hazırlanmıştır.

2009

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Başkan :  
Prof. Dr. Mehmet Şafak

Üye (Danışman) :  
Yrd. Doç. Dr. Emre Aktaş

Üye :  
Yrd. Doç. Dr. Mücahit K. Üner

Üye :  
Yrd. Doç. Dr. Cenk Toker

Üye :  
Yrd. Doç. Dr. Ayşe Melda Yüksel

ONAY

Bu tez ....../...../2009 tarihinde Enstitü Yönetim Kurulunca kabul edilmiştir.

...../...../2009

Prof.Dr. Erdem Yazgan  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRÜ

# ZAMAN BÖLMELİ ÇİFTLEME KOD BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERİNDE PİLOT TASARIMI

i

RAŞİT TUTGUN

ÖZ

Son yıllarda değişen ve gelişen iletişim hizmet sektöründe, kullanıcıların değişen ihtiyaçlarına paralel olarak çeşitlenen iletişim hizmetlerini sağlayabilmek için yeni iletişim teknikleri üzerinde çalışılmaktadır. Yüksek veri hızlarını, dar bant hücreli sistemler karşılayamamaktadır. Geniş bant sistemlerden olan kod bölmeli çoklu erişim (KBÇE), özel kodlar vasıtasıyla ayrılan kullanıcılara tüm bant genişliğini sunarak bant genişliğinin verimini artırmaktadır. Ek olarak mevcut iletişim sistemlerinde yaygın çiftleme yöntemi olarak kullanılan frekans bölmeli çiftlemeye (FBC) göre avantajları bulunan zaman bölmeli çiftleme (ZBÇ), KBÇE sistemlerine uyarlanarak, dördüncü nesil (4N) iletişim sistemleri için kullanılacak taban teknolojisi adaylarından biri haline gelmiştir. ZBÇ tekniğinin avantajlarını değerlendirmek üzere geliştirilen önışleme teknikleri, ZBÇ-KBÇE sistemlerinde de uygulanmıştır. Bu teknikler, kanal bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Fakat pratik sistemlerde bu mümkün olamayacağından kanalı kestirme yoluna gidilir. Pilot-tabanlı teknikler kanal kestirimi için sıklıkla başvurulan yollardan biridir. Bu sistemlerin tasarımı için pek çok yaklaşım bulunmaktadır. Bilişim kuramsal yaklaşım, iletişim kapasitesi sınırlarını araştırırken, pilot tasarım kriterlerini belirler. Bu tez çalışmasında, pilot-tabanlı kanal kestirimi yapan ZBÇ-KBÇE sistemlerinin iletişim kapasitesinin sınırları araştırılmıştır. Birden fazla antene sahip baz istasyonu için mobil-baz bağında çok kullanıcılı doğrusal sezim yapan alıcı, baz-mobil bağında en az ortalama karesel hatalı (EOKH) önkodlama yapan verici tasarımı yapılmıştır. Sonuç olarak pilot-tabanlı ZBÇ-KBÇE sistemlerinin tasarımı için bilişim kuramsal temelli bir matematiksel altyapı oluşturulmuştur.

**Anahtar Kelimeler:** zaman bölmeli çiftleme, kod bölmeli çoklu erişim, pilot, kanal kapasitesi, kanal kestirimi, EOKH önkodlayıcı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Emre Aktaş, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

# PILOT DESIGN IN TIME DIVISION DUPLEXING CODE DIVISION <sup>ii</sup> MULTIPLE ACCESS SYSTEMS

RAŞİT TUTGUN

## ABSTRACT

In recent years, new communication techniques have been researched for developing communication techniques to satisfy growing user requirements and varying communication services. Common narrowband cellular systems can not provide high data rates. Wideband systems have ability to satisfy high data rates and multimedia services. Code division multiple access (CDMA) systems, which is a common wideband system, offer all bandwidth to users separated by special codes which improves the utilization of bandwidth. Time division duplexing (TDD), which has many advantages over commonly used frequency division duplexing (FDD), has been adopted to CDMA systems and TDD-CDMA systems have been a candidate as a base technology for fourth generation (4G) systems. Preprocessing techniques, which are developed to utilize the advantages of TDD, have been adapted to TDD-CDMA systems. These techniques require channel state information at the transmitter; but in practical systems this is not possible, so the channel should be estimated. Pilot-assisted techniques are employed for channel estimation. Information-theoretic approaches determine design criterions for pilot-assisted systems while they investigate the fundamental limits of communication channel. In this work, an information-theoretic framework for pilot-assisted TDD-CDMA system is presented. A multiuser detector for the uplink and a minimum mean square error (MMSE) precoder is designed for the downlink of the base station with multiple antennas. In conclusion, an information-theoretic based mathematical model is built for pilot-assisted TDD-CDMA system.

**Keywords:** time division duplexing, code division multiple access, pilot, channel capacity, channel estimation, MMSE precoder

Advisor: Yrd. Doç. Dr. Emre Aktaş, Hacettepe University, Department of Electrical and Electronics Engineering

## TEŞEKKÜR

iii

Bu tezin oluŐmasında beni cesaretlendiren, değerli fikir ve yardımları ile büyük katkıları olan danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Emre Aktaş'a teşekkür ederim.

Bilgi ve deneyimlerini paylaŐan değerli jüri üyelerine teşekkür ederim.

Değerli görüŐ ve önerileri için Sayın Prof. Dr. Mehmet Şafak'a teşekkür ederim.

Her zaman yanımda olan ve beni destekleyen anneme, babama ve kardeŐlerime teşekkür ederim.

Beni teŐvik eden ve her zaman destekleyen eŐime teşekkür ederim.

# İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZ .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ .....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	v
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	vii
SÖZLÜK DİZİNİ .....	viii
1. GİRİŞ .....	1
2. ZBÇ-KBÇE SİSTEM MODELİ .....	5
2.1. Mobil-Baz Bağı Kanalı .....	7
2.2. Baz-Mobil Bağı Kanalı .....	11
3. PİLOT-TABANLI KANAL KESTİRİMİ VE TAHMİNİ .....	13
3.1. Mobil-Baz Bağı Kanalı Kestirimi .....	13
3.2. Baz-Mobil Bağı Kanalı Tahmini .....	16
4. EN KÜÇÜK ORTALAMA KARESEL HATA (EOKH) ÖNKODLAYICI TASARIMI .....	18
5. ZBÇ-KBÇE SİSTEM KAPASİTESİ .....	24
5.1. Mobil-Baz Bağı Kapasitesi .....	24
5.2. Baz-Mobil Bağı Kapasitesi .....	27
6. SAYISAL SONUÇLAR .....	30
6.1. Pilot Oranının Sistem Performansı Üzerine Etkisi .....	31
6.2. Trafik Yükünün Sistem Performansı Üzerine Etkisi .....	32
6.3. Sinyal Gürültü Oranının (SGO) Sistem Performansı Üzerine Etkisi .....	33
7. SONUÇ .....	52
KAYNAKLAR DİZİNİ .....	53
ÖZGEÇMİŞ .....	57

## ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. Mobil-baz bağı ve baz-mobil bağı çerçevelerinden oluşan çerçeve yapısı	7
Şekil 2.2. Mobil-baz bağında Bİ'ye gelen sinyalin pilot ve veri sembollerini içeren kısımlara ayrılması. Çerçeve uzunluğu, $P_U = 8$ , pilot sayısı, $T = 4$ , yayma kazancı, $N = 4$ , yol sayısı, $L = 3$ .	9
Şekil 4.1. Bİ'de önkodlayıcı bulunan ZBÇ-KBÇE sistemi için baz-mobil bağı şeması	18
Şekil 6.1. Pilot oranına göre mobil-baz bağı kapasitesinin değişimi.	34
Şekil 6.2. Pilot oranına göre baz-mobil bağı kapasitesinin değişimi.	35
Şekil 6.3. Pilot oranına göre mobil-baz bağı ortalama karesel kanal kestirim hatasının değişimi.	36
Şekil 6.4. Pilot oranına göre baz-mobil bağı ortalama karesel kanal tahmin hatasının değişimi.	37
Şekil 6.5. Pilot oranına göre mobil-baz bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.	38
Şekil 6.6. Pilot oranına göre baz-mobil bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.	39
Şekil 6.7. Trafik yüküne göre mobil-baz bağı kapasitesinin değişimi.	40
Şekil 6.8. Trafik yüküne göre baz-mobil bağı kapasitesinin değişimi.	41
Şekil 6.9. Trafik yüküne göre mobil-baz bağı ortalama karesel kanal kestirim hatasının değişimi.	42
Şekil 6.10. Trafik yüküne göre baz-mobil bağı ortalama karesel kanal tahmin hatasının değişimi.	43
Şekil 6.11. Trafik yüküne göre mobil-baz bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.	44
Şekil 6.12. Trafik yüküne göre baz-mobil bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.	45
Şekil 6.13. Sinyal gürültü oranına göre mobil-baz bağı kapasitesinin değişimi.	46
Şekil 6.14. Sinyal gürültü oranına göre baz-mobil bağı kapasitesinin değişimi.	47
Şekil 6.15. Sinyal gürültü oranına göre mobil-baz bağı ortalama karesel kanal kestirim hatasının değişimi.	48

Şekil 6.16. Sinyal gürültü oranına göre baz-mobil bağı ortalama karesel kanal tahmin hatasının değişimi.....	49
Şekil 6.17. Sinyal gürültü oranına göre mobil-baz bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi. ....	50
Şekil 6.18. Sinyal gürültü oranına göre baz-mobil bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi. ....	51



## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

3GPP	: Third Generation Partnership Project
EOKH	: En küçük Ortalama Karesel Hata
FBÇ	: Frekans Bölmeli Çiftleme
KBÇE	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim
OKH	: Ortalama Karesel Hata
SGO	: Sinyal Gürültü Oranı
TD-CDMA	: Time Division-Code Division Multiple Access
TD-SCDMA	: Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access
UMTS	: Universal Mobile Telephone System
UTRA	: UMTS Terrestrial Radio Access
ZBÇ	: Zaman Bölmeli Çiftleme
$\mathbf{A}$	: $\mathbf{A}$ matrisi
$\mathbf{A}^T$	: $\mathbf{A}$ matrisinin devriği
$\mathbf{A}^H$	: $\mathbf{A}$ matrisinin karmaşık devriği
$\mathbf{a}$	: $\mathbf{a}$ vektörü
$\mathbf{I}_M$	: $M$ boyutlu birim matris
$\mathbf{1}_{1 \times N}$	: Elemanları 1 olan $1 \times N$ boyutlu vektör
$\mathbf{0}_{1 \times N}$	: Elemanları 0 olan $1 \times N$ boyutlu vektör
$\Sigma(\mathbf{a})$	: $\mathbf{a}$ vektörünün özdeğişinti matrisi
$\Sigma(\mathbf{a}, \mathbf{b})$	: $\mathbf{a}$ ile $\mathbf{b}$ vektörlerinin çapraz değişinti matrisi
$diag(\mathbf{A}, \mathbf{B})$	: $\mathbf{A}$ ve $\mathbf{B}$ matrislerinden oluşan blok köşegen matris
$diag(\mathbf{a})$	: Elemanlarını $\mathbf{a}$ vektörünün oluşturduğu köşegen matris
$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$	: $\mathbf{A}$ ile $\mathbf{B}$ matrislerinin Kronecker çarpımı
$tr(\mathbf{A})$	: $\mathbf{A}$ matrisinin izi

## SÖZLÜK DİZİNİ

Ağ	: Network
Anten Çeşitlemesi	: Antenna Diversity
Art Takı	: Postamble
Ayrık Zaman	: Discrete Time
Bant Genişliği	: Bandwidth
Baz-Mobil Bağ	: Downlink
Bilişim Kuramsal	: Information Theoretic
Çapraz Değişinti	: Cross Covariance
Çerçeve	: Frame
Çoğulortam	: Multimedia
Çok Kullanıcı Sezim	: Multiuser Detection
Çokyolluluk	: Multipath
Çokyolluluk Yayılımı	: Multipath Spread
Çokyolluluk Yeğlilik Profili	: Multipath Intensity Profile
Dallı Gecikme Hattı	: Tapped Delay Line
Dar Bant	: Narrowband
Devamlı Entropi	: Continuous Entropy
Dikgen	: Orthogonal
Dilim	: Slot
Doppler Güç İzgesi	: Doppler Power Spectrum
Doppler Yayılımı	: Doppler Spread
Dürtü Yanıtı	: Impulse Response
Eş Zamanlı	: Synchronized
Eniyileme	: Optimization
Eşlenmiş Filtre	: Matched Filter
Evreuyumlu Bant Genişliği	: Coherence Bandwidth
Evreuyumlu Zaman	: Coherence Time
Evreuyumlu Sezim	: Coherent Detection
Fiziksel Katman	: Physical Layer
Frekans Çeşitlemesi	: Frequency Diversity
Frekans Kayması	: Frequency Offset
Frekans Tekrar Kullanım Oranı	: Frequency Reuse Factor

Gecikme Güç İzgesi	: Delay Power Spectrum
Genel Frekans Kararlılığı	: Universal Frequency Reuse
Geniş Anlamda Durağan	
İlintisiz Saçıcı Modeli	: Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatterer Model
Geniş Anlamda Durağan	
Rasgele Süreç	: Wide Sense Stationary Random Process
Geniş Bant	: Wideband
Girişim	: Interference
Girişimle Sınırlı	: Interference Limited
İlintisiz	: Uncorrelated
İzge	: Spectrum
İzgel Güç Yoğunluğu	: Power Spectral Density
Karşılıklı Bilgi	: Mutual Information
Kestirim	: Estimation
Kıymık	: Chip
Kod Çözücü	: Decoder
Markov Zinciri	: Markov Chain
Matris Evirme Teoremi	: Matrix Inversion Lemma
Mobil-Baz Bağı	: Uplink
Müştereken	: Jointly
Noktadan Noktaya	: Point to Point
Önişleme	: Preprocessing
Önkodlayıcı	: Precoder
Örnekleme Teoremi	: Sampling Theorem
Özdeğişinti	: Autocovariance
Özilinti	: Autocorrelation
Pilot-tabanlı	: Pilot-assisted
Saçıcı Fonksiyonu	: Scatterer Function
Taban Bant	: Baseband
Tahmin	: Prediction
Tek Aşamalı RAKE Kabulü	: One-Finger RAKE Reception
Tekrarlamalı Metotlar	: Iterative Methods
Yavaş Değişen	: Slow-Fading
Yayılmış Kod	: Spreading Code

Yayma Kazancı	: Spreading Gain
Yumuşak Frekans Geçişi	: Soft Handoff
Yüksek Derecede İlişkili	: Highly Correlated
Zaman Çesitlemesi	: Time Diversity
Zaman Çoğullama	: Time Multiplexing
Zamanla Değişen	: Time Varying

## 1. GİRİŞ

Dar bant hücreli sistemlerde, hücre içindeki mobil istasyonlar zaman-frekans dilimlerinde ayrıştırılırken, her bir hücreye farklı frekans bandı tahsis edilerek, birbirine girişme yapmayan noktadan noktaya bağlardan oluşan bir ağ yapısı oluşturulur. Hücredeki her mobil istasyona atanan dikgen dar bant kanalları, diğer istasyonlar için kullanılmadığından, ağ içinde aynı frekansın kullanılma sıklığı anlamına gelen *frekansın tekrar kullanma oranı* düşer. Dolayısıyla tüm bant genişliğinin verimsiz kullanılmasına neden olur. Dar bant sistemlerde, ağlar birbirine girişme yapmayan noktadan noktaya bağlardan oluştuğu için, fiziksel katman tasarımı oldukça basit iken, frekans planlamasının karmaşık olması bu sistemlerin olumsuz tarafıdır. Bununla beraber dar bant sistemler, çoğul ortam iletişim hizmetlerini destekleyecek veri hızlarına ulaşamamaktadır.

Geniş bant sistemlerden olan kod bölme çoklu erişim (KBÇE, code division multiple access (CDMA)) sistemlerinde dar bant sistemlerin aksine, sistemdeki mobil istasyonlar frekans bandının tamamını kullanma özgürlüğüne sahiptir. Buna *genel frekans kararlılığı* denir. Doğru dizi yayılı izge (DDYİ, direct sequence spread spectrum (DSSS)) teknikleri yardımıyla her bir mobil istasyonun sinyali tüm bant genişliğini kapsayacak şekilde yayılarak diğer istasyonlar tarafından gürültü gibi görülmesi sağlanır. KBÇE sistemlerinin dar bant sistemlere kıyasla bir çok avantajı mevcuttur [47]:

- Genel frekans kararlılığı sayesinde sistemde artan kullanıcı sayısı ile başatma imkanı sağlar.
- Dar bant sistemlerdeki gibi zaman ya da frekans dilimlerinin sisteme yeni giren kullanıcılar nedeniyle yeniden düzenlenmesi gibi karmaşık işlemlere gerek duymaz.
- Sistemdeki kullanıcılar tüm bant genişliğini kullandığı için, her bir kullanıcı birden fazla baz istasyonu ile haberleşme suretiyle iletişim kalitesini ve kararlılığını artırabilir. Bu işleme *yumuşak frekans geçişi* denir.
- Dar bant sistemlerde kullanıcı kapasitesi zaman-frekans dilimlerinin sayısı ile sınırlıdır. Esnek olmayan bu sistemde bütün dilimler dolu iken sisteme yeni kullanıcı kabul edilmez. Fakat KBÇE sistemlerinde kullanıcı sayısı üzerinde kesin sınırlar yoktur.

- KBÇE sistemleri tüm frekans bandını kullandığı için frekans çeşitlemesi tekniklerini kullanma imkanı verir.

KBÇE sistemleri girişim-sınırlı yani artan kullanıcı sayısı ile iletişim kalitesi düşen sistemler olduğundan, gerek hücre içindeki mobil istasyonların birbirlerine yaptığı ve gerekse komşu hücrelerdeki mobil istasyonların neden olduğu girişimin göz önünde bulundurulması gerekir.

İletişim sistemlerinde bilginin çift yönlü iletimi için kullanılan pek çok teknik vardır. En yaygın kullanılan yöntem olan frekans bölmeli çiftleme (FBÇ, frequency division duplexing (FDD)) yönteminde bilginin çift yönlü yani mobil-baz bağı ile baz-mobil bağı iletimi için farklı frekans kanalları tahsis edilir. Diğer yöntem olan zaman bölmeli çiftleme (ZBÇ, time division duplexing (TDD)) yönteminde bu iş için zaman dilimleri tahsis edilir. ZBÇ yönteminin FBÇ'ye göre bir çok avantajı mevcuttur [4, 11]:

- FBÇ'nin aksine çift yönlü iletim için aynı frekans kanalını kullandığından, mobil-baz bağı ile baz-mobil bağı kanallarının aynı karakteristiğe sahip olmasını sağlar. Bu sayede gönderme anten çeşitlemesi, ileriye dönük uyarlamalı hata kontrolü gibi metotlar kullanılmasını mümkün kılar.
- Kanallar aynı karakteristiğe sahip olduğu için hem baz hem mobil istasyonları tarafında aynı elektronik donanım seti kullanılır. Dolayısıyla sistemin basitleşmesi ve maliyetinin düşmesi sağlanır.
- Mobil-baz ve baz-mobil bağları için esnek kaynak tahsisine yani ayrılan zaman dilimlerinin kolayca değiştirilebilmesine olanak verir. Bunun sonucu olarak, trafik profili isteğe bağlı olarak asimetric ve simetric olmak üzere değiştirilebilir.
- FBÇ'de iki bağı ayırmak için kullanılan koruma bandı ZBÇ'de olmadığından bant genişliğinin daha verimli kullanılmasını sağlar.

Çiftleme tekniği olarak ZBÇ kullanan ZBÇ-KBÇE sistemlerinin dördüncü nesil (4N) iletişim sistemleri için temel teknolojilerden biri olacağı tahmin edilmektedir [17]. ZBÇ-KBÇE halihazırda kullanılan bazı üçüncü nesil (3N) sistemlerinin temelini oluşturur. Bunlardan ilki, 3GPP standardı olarak belirlenen TD-CDMA temelli UTRA TDD modu [43], diğeri Çin'de kullanılan TD-SCDMA sistemidir [32].

Gelecekteki iletişim sistemlerinin daha yüksek veri hızlarına ihtiyaç duyacağı göz önüne alındığında, değişen kullanıcı ihtiyaçlarıyla şekil değiştiren iletişim hizmetlerini sunabilmek için yeni stratejiler gerekecektir. ZBÇ-KBÇE sistemleri bu ihtiyaçlara karşılık verebilecek potansiyele sahip görünmektedir.

Gelecek vadeden bu sistemler üzerine son yıllarda hız kazanan çalışmalar yapılmaktadır. Önişleme teknikleri, ZBÇ-KBÇE için çalışılan ve uygulanan metotlardan biridir. Önişleme teknikleri, mobil-baz bağından elde ettiği bilgiler ışığında baz istasyonunun baz-mobil bağı kanalı hakkında fikir sahibi olması ve mobil istasyonlara sinyal göndermeden önce ön işleme tabi tutması olarak ifade edilebilir. Burada amaç, mobil istasyonları mümkün olduğunca basit ve düşük maliyetli kılacak şekilde baz istasyonunu tasarlamaktır. Bu tekniklerin etkinliği anten çeşitlemesi ile artırılabilir. Baz istasyona yerleştirilen çoklu anten sistemi vasıtasıyla gönderme çeşitlemesi yapmak mümkün olur [12, 42].

Önişleme tekniklerinden olan pre-RAKE metodu, mobil istasyona uyarlanacak karmaşık RAKE alıcılar yerine baz istasyonlar için geliştirilen sistemlerdir. Bu sistemler mobil istasyonların az maliyetli ve basit olmasını sağlar. ZBÇ-KBÇE sistemleri için pre-RAKE uygulamaları [18]'de gösterilmiştir. Bu çalışmalarda pre-RAKE sistemlerin geleneksel RAKE sistemlerden daha iyi performansa sahip olduğu gözlenmiştir. Bir diğer gönderme önişleme tekniği olan önkodlama, pre-RAKE metoduna göre daha karmaşık olmasına rağmen daha iyi performansa sahiptir. Bu teknikte gönderilecek semboller blok halinde ön işlemeye tabi tutularak gönderilir. ZBÇ-KBÇE sistemleri için her iki tekniğin karşılaştırması [13]'de yapılmıştır. Ayrıca [49]'da GKBÇE ZBÇ (Geniş bant KBÇE, wideband CDMA (WCDMA)) sistemi için önkodlayıcı tasarımı üzerine çalışılmıştır. Ancak her iki çalışmada da kanal bilgisinin hatasız olarak göndericide var olduğu varsayımı yapılmıştır.

Tahmin edileceği gibi, pratik sistemlerde, kanal bilgisinin hatasız olarak elde edilmesi mümkün olmayacağından kanal bilgisini kestirme yoluna gidilir. Gelecek nesil iletişim sistemlerinin artan kullanıcı sayısı ve kullanıcıların hareketliliği ile şehir merkezi gibi nüfusu yoğun bölgelerdeki saçıcıların varlığından dolayı, zamanla değişen çokyollu kanallarda çalışmak durumunda kalacağı aşıkardır. Bu nedenle, önişleme teknikleri için hayati önem taşıyan kanal bilgisinin kestirilmesi oldukça zor hale gelmektedir.

İlk kez [10]'da öne sürülen ve [46]'da genel bir çerçevesi verilen pilot tabanlı kablo-

suz iletişim kavramından, zamanla değişen çokyollu kanalların kestiriminde faydalanılır [5, 20, 39, 45, 51]. Bu tekniklerde, bilinen pilot semboller gönderilecek mesaj dizisine zamanda çoğullanarak karşı tarafın kanal kestirimini yapması sağlanır. Pilot-tabanlı sistemlerin en iyilemesi yapılırken sorulması gereken iki kritik soru: "Pilot yerleşimi nasıl yapılmalıdır?" ve "Ne kadar pilot kullanılmalıdır?" problemleridir [2, 16, 23, 29, 36]. KBÇE sistemleri için bu soruların yanıtı aranırken sistemin ortalama karesel kanal kestirim hatası ya da sembol hatasını asgariye indirmesi istenir. Bilişim kuramsal yaklaşımda ise sistemin kapasitesini artıracak şekilde pilot tasarımı yapılır. Bu sayede sistemin iletişim limitlerini bulmak mümkün olur [6]. Çiftleme tekniği olarak ZBÇ kullanan çok antenli çoklu erişim sistemleri için bilişim kuramsal yaklaşımıyla pilot tasarımı [41]'de yapılmıştır. Bu çalışmada, pilot-tabanlı kanal kestirim hatalarının sistemin kapasitesi üzerine etkisi araştırılmıştır. Ancak ZBÇ-KBÇE sistemleri için literatürde bu tarz bir çalışma mevcut değildir.

Bu tez çalışmasında, birden fazla sayıda antene sahip olan baz istasyonu ile iletişim halinde olan tek antenli mobil istasyonlardan oluşan bir hücreli ZBÇ-KBÇE sisteminde pilot tasarımı bilişim kuramsal yaklaşımıyla yapılmıştır. Baz istasyonunda gönderme anten ve çokyol çeşitlemesi yapan en küçük ortalama karesel hata (EOKH, minimum mean square error (MMSE)) yöntemiyle tasarlanmış önkodlayıcı kullanılırken mobil istasyonlar basit alıcılar olarak tasarlanmıştır. Bu çalışmanın amacı, mobil-baz ve baz-mobil bağları için sistemin kapasite sınırlarını bulmak, pilot tasarımının sistemin kapasitesi, EOKH önkodlayıcı ve kanal kestirimi performansı üzerine etkilerini incelemektir. Tezin metodu şu şekilde açıklanabilir:

- Zamanla değişen çokyollu kanal modeli açıklanacaktır.
- Pilot-tabanlı kanal kestirimi yapan sistemde, mobil-baz bağı ve baz-mobil bağı kanallarının kestirimi yapılacak, kestirim hataları çıkarılacaktır.
- Kanal kestiriminde elde edilen sonuçlar kullanılarak baz istasyonu için EOKH önkodlayıcı tasarlanacaktır.
- Hem kanal kestirimi hem de EOKH önkodlayıcı sonuçlarının yardımıyla, sistemin mobil-baz bağı ve baz-mobil bağı kapasitesi hesaplanacaktır.

Elde edilen sonuçlar, ZBÇ-KBÇE sistemleri için pilot tasarımı hakkında en iyi fikirleri verecektir.



## 2. ZBÇ-KBÇE SİSTEM MODELİ

Çokyollu kanallar için istatistiksel modeller [8, 40]'da verilmiştir. Çokyollu bir sönümlemeli kanal genellikle zamanla değişen doğrusal bir sistem olarak tasarlanır. Dürtü yanıtı  $h(t, \tau)$  ve frekans yanıtı  $H(t, f)$  olarak tanımlanan bu sistemler zamanda ( $t$ ) geniş anlamda durağan rasgele işlemlerdir. Çokyollu kanalların farklı gecikmelere sahip yollarının ilintisiz olduğu varsayımı altında (geniş anlamda durağan ilintisiz saçıcı modeli), kanalın  $\tau$  gecikme ve  $\lambda$  frekans kayması için güç izgesini, ya da saçıcı fonksiyonunu,  $S(\tau; \lambda)$  ile gösterir. Saçıcı fonksiyonunun gecikmeler üzerinden ortalaması kanalın gecikme güç izgesini (çokyolluluk yeğinlik profili) verir:

$$\phi_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; \lambda) d\lambda. \quad (2.1)$$

Saçıcı fonksiyonun frekans kayması üzerinden ortalaması ise kanalın Doppler güç izgesini verir:

$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; \lambda) d\tau. \quad (2.2)$$

Gecikme güç izgesinin sıfırdan farklı olduğu zaman aralığı, çokyolluluk yayılımı,  $T_m$ , Doppler güç izgesinin sıfırdan farklı olduğu frekans aralığı ise Doppler yayılımı,  $B_d$ , olarak tanımlanır. Buradan kanalın değişme hızını gösteren kanal parametresi olan evreyumlu zaman,  $T_c = 1/B_d$ , bulunabilir. Yavaş değişen kanallarda evreyumlu zaman sembol süresine göre büyüktür,  $T_c > T_s$ . Bir diğer önemli kanal parametresi olan evreyumlu bant genişliği,  $B_c = 1/T_m$ , frekans bandındaki frekans ilintilerinin bir ölçüsüdür. Çokyollu (frekans seçici) kanallarda sinyalin bant genişliğinden küçük iken,  $B_c < W = 1/T_s$ , düz sönümlemeli kanallarda daha büyüktür.

Kanal yanıtının ayrılabilir çokyollu bileşenleri  $1/W$  aralıklarla ayrıştırılabilir. Bu da ayrık zamanda  $L$  yolu olan *dallı gecikme hattı modeli* kullanılarak ifade edilebilir. Dallı gecikme hattı modelindeki çokyollu bileşenlerinin sayısı çokyolluluk yayılımı ile sinyal bant genişliğinin bir fonksiyonudur:

$$L = \lceil T_m W \rceil. \quad (2.3)$$

Sembolden sembole değişen ve bir sembol süresince sabit olan iletişim kanalını ayrık-zamanda ifade etmek için sembol süresince örnekleme gerekir:  $h[n] = h(nT_s, LT_s)$ . Kanal katsayıları genel anlamda durağan dağılım gösterdiğinden, kanalın özilinti fonksiyonu aşağıdaki şekilde gösterilir:

$$R_c(t) = E\left\{\frac{1}{2}h^*(t_1, \tau)h(t_1 + t, \tau)\right\}. \quad (2.4)$$

Kanalın izgel güç yoğunluğu farklı frekans bileşenlerindeki güç yoğunluklarını verir ve özilinti fonksiyonunun Fourier dönüşümüyle bulunur:

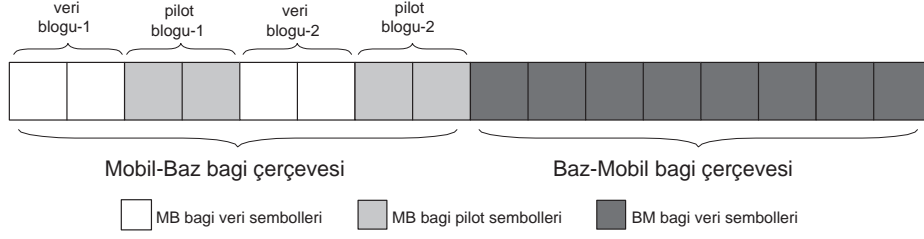
$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} R_c(t) \exp(-j2\pi\lambda t) dt. \quad (2.5)$$

Burada bütün yolların özilinti fonksiyonları eş kabul edilmiştir.

Dallı gecikme hattı olarak modellenen zamanla değişen  $L$  yollu kanalda iletişim yapan hücrenel bir KBÇE sisteminde  $M$  antene sahip bir baz istasyonuna (Bİ) bağlı tek antenli  $K$  tane mobil istasyon (Mİ) bulunmaktadır. Bu sistemde çiftleme modu olarak ZBÇ kullanılmaktadır.  $P_U$  uzunluklu mobil-baz bağı çerçevesini,  $P_D$  uzunluklu baz-mobil bağı çerçevesinin takip ettiği sistemde, mobil-baz bağı çerçevesine  $T$  adet pilot sembolü zamanda çoğullandığında veri ve pilot bloklarından oluşan bir çerçeve yapısı oluşur (Şekil 2.1). Bu pilot sembolleri, kanalların kestirimi için kullanılacaktır. Bütün Mİ'ler eşzamanlı olarak iletişim yapmaktadır. Her bir Mİ'ye özel ve sabit bir  $N$  uzunluklu yayıcı kod tahsis edilmiştir.

Sembolden sembole değişen kanalın katsayılarını tanımlayacak olursak,  $k$ 'nci Mİ ile Bİ'nin  $m$ 'inci anteni arasındaki kanalın  $l$ 'inci yolunda  $n$ 'inci sembole denk düşen kanal katsayısı,  $h_{m,l}^{(k)}[n]$  ile temsil edilir. Farklı anten, farklı yol ve farklı kullanıcılar için tanımlanan kanal katsayılarının ilintisiz olduğu varsayılmıştır:  $m \neq m'$  veya  $l \neq l'$  veya  $k \neq k'$  ise  $E\{h_{m,l}^{(k)}[n]h_{m',l'}^{(k')*}[n']\} = 0$ .

Pilot-tabanlı sistemde, mobil-baz bağı çerçevesine çoğullanan pilot sembolleri kullanarak, mobil-baz bağı ve baz-mobil bağı için pilot-tabanlı kanal kestirimi yapılabilir. Burada mobil-baz bağı kanalı için geriye dönük *kestirim*, baz-mobil bağı kanalı için ileriye dönük *tahmin* söz konusudur. Zira baz-mobil bağında pilot semboller kullanılmadığı için mobil-baz bağındaki yani zamanda geri olan sembollerden yararlanılır.



Şekil 2.1. Mobil-baz bağı ve baz-mobil bağı çerçevelerinden oluşan çerçeve yapısı

Öngörülen sistemde, Mİ'lerin maliyet ve karmaşıklığı asgari düzeyde tutulmak isteneceğinden, pilot-tabanlı kanal tahmini Bİ'de yapılır. Mobil-baz bağı çerçevesindeki zamanda çoğullanmış pilot semboller yardımıyla mobil-baz bağı kanal katsayılarının kestirimi yaparak çokkullanıcı sezim yapan Bİ, yine aynı bilgiler ışığında baz-mobil bağı kanalının tahminini yaparak önkodlama gerçekleştirir. Bu sayede Mİ'ler kanal kestirimine ihtiyaç duymaksızın evreyuymulu sezim yapmaya muktedir olur. Her bir Mİ kendine tahsis edilmiş yayıcı kod bilgisi dışında bilgiye ihtiyaç duymaksızın basit alıcı yapılarıyla çözümleme işlemini yapar.

## 2.1 Mobil-Baz Bağı Kanalı

Mobil-baz bağı için ayrılan süre içinde Mİ'ler eşzamanlı olarak sembollerini Bİ'ye gönderirler. Burada eşzamanlı iletişimden kasıt, belirlenen zaman aralıklarında her Mİ'nin sadece veri ya da pilot sembollerini göndermeleridir. Bunun sonucu olarak, Mİ'lerin gönderdikleri pilot ve veri sembollerini ayrı bloklar halinde toplanmış şekilde Bİ'ye ulaştır. Bİ, tüm Mİ'lerin yayıcı kod ve gönderdikleri pilot sembollerinin bilgisine sahip olduğu için, pilot-tabanlı kanal kestirimi ve çokkullanıcı sezim yapabilir.

Bİ'nin  $m$ 'inci anteninden  $[1, P_U]$  zaman aralığında sistemdeki tüm Mİ'lerden gönderilen kodlanmış mesajların, ilgili anten ile Mİ'ler arasındaki kanalın çıktıları toplamı olarak ayrık-zaman taban bantta ifade edilir:

$$\mathbf{r}_m = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_m^{(k)} \mathbf{C}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)} + \mathbf{n}_m. \quad (2.6)$$

İfadede geçen  $NP_U \times P_U$  boyutlu yayıcı kod matrisi  $\mathbf{C}^{(k)}$ ,  $k$ 'inci kullanıcının  $N$  uzunluklu yayıcı kodundan,  $\mathbf{c}^{(k)}$ 'dan oluşur:

$$\mathbf{C}^{(k)} = \mathbf{I}_{P_U} \otimes \mathbf{c}^{(k)} \quad (2.7)$$

Veri sembollerini içeren  $P_U$  uzunluklu vektör,

$$\mathbf{s}^{(k)} = \left[ s^{(k)}(1) \quad \dots \quad s^{(k)}(P_U) \right]^T \quad (2.8)$$

ve  $NP_U$  uzunluklu sıfır-ortalamalı dairesel simetrik toplanır beyaz Gauss gürültü vektörü,

$$\mathbf{n}_m \sim CN(\mathbf{0}, \sigma_n^2 \mathbf{I}) \quad (2.9)$$

şeklinde tanımlanır. Mobil-baz bağı kanal için tanımlanan  $NP_U \times NP_U$  boyutlu Toeplitz-benzeri  $\mathbf{H}_m^{(k)}$  matrisi,  $k$ 'inci Mİ ile Bİ'nin  $m$ 'inci anteni arasındaki kanal katsayılarından oluşur. Kanal matrisinin ana köşegeni kanalın ilk yoluna denk gelirken  $l = 0$ , köşegenin elemanlarını aşağıdaki vektör oluşturur:

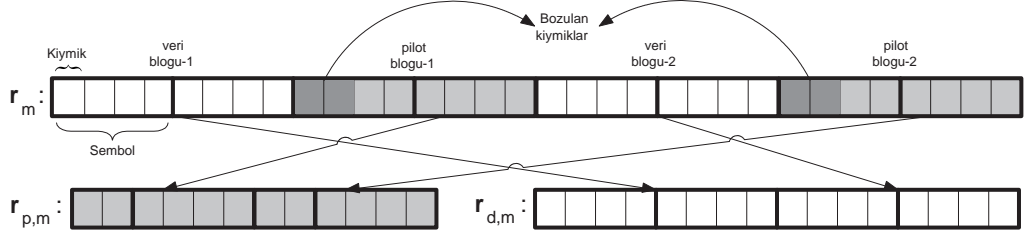
$$[h_{m,0}^{(k)}[1] \quad \dots \quad h_{m,0}^{(k)}[P_U]] \otimes \mathbf{1}_{1 \times N}. \quad (2.10)$$

Kanalın  $l$ 'inci yolu, matrisin  $-l$ 'inci köşegeni ile temsil edilir ve elemanlarını aşağıdaki vektör verir:

$$[[h_{m,l}^{(k)}[1] \quad \dots \quad h_{m,l}^{(k)}[P_U - 1]] \otimes \mathbf{1}_{1 \times N} \quad h_{m,l}^{(k)}[P_U] \cdot \mathbf{1}_{1 \times (N-l)}]. \quad (2.11)$$

Yukarıda değinildiği gibi, eşzamanlı Mİ'lerden gelen sinyallerin toplamından oluşan  $\mathbf{r}_m$  vektörünü, pilot ve veri sembollerini içeren kısımlar olarak ayırmak mümkündür. Ancak bu ayırma işlemi kanalın çokyollu özelliğinden dolayı fazladan işlem gerektirir.  $L$  yolu olan bir çokyollu kanalda her bir sembolün ilk  $L - 1$  kıymığı bir önceki sembol tarafından girişime maruz bırakılacaktır. Kanalın kestirimi için pilot sembolleri içeren sinyale ihtiyaç duyan Bİ'nin veri sembollerinin neden olduğu girişimi pilot sembollerinden temizlemesi gerekir. Dolayısıyla her bir veri sembolünü takip eden pilot sembolünün ilk  $L - 1$  kıymığının atılması gerekmektedir (Şekil 2.2).

Fakat bu atılma işlemi esnasında kayıp meydana geleceğinden, kaybı asgariye indirmek için yayma kazancını yol sayısına göre artırmak,  $N \gg L$ , ya da pilot sembolleri büyük bloklar halinde toplamak iyi bir çözüm olabilir. Bu bilgiler ışığında,  $[1, P_U]$  zaman aralığında gönderilmiş mobil-baz bağı çerçevesinden ayrıştırılmış ve veri sembollerinin



Şekil 2.2. Mobil-baz bağında Bİ'ye gelen sinyalin pilot ve veri sembollerini içeren kısımlara ayrılması. Çerçeve uzunluğu,  $P_U = 8$ , pilot sayısı,  $T = 4$ , yayma kazancı,  $N = 4$ , yol sayısı,  $L = 3$ .

neden olduğu girişimden arındırılmış  $T$  tane pilot sembolü içeren  $NT - N_p(L - 1)$  ayrık-zaman taban bant sinyal vektörü aşağıdaki gibi gösterilir:

$$\mathbf{r}_{p,m} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{p,m}^{(k)} \mathbf{C}_p^{(k)} \mathbf{s}_p^{(k)} + \mathbf{n}_{p,m}. \quad (2.12)$$

Dikkat edilirse, Şekil 2.1'de gösterildiği gibi mobil-baz bağı çerçevesine  $T$  tane pilot sembolü rasgele yerleştiğinde,  $N_p$  tane pilot bloğu oluşur. Her pilot bloğu için  $L - 1$  kıymık atıldığında, toplamda  $N_p(L - 1)$  kıymık atılmış olur. Bunun için yukarıda gösterilen, Bİ'nin  $m$ 'inci antenine ulaşan ve pilot sembolleri içeren sinyal vektörünün uzunluğu  $NT - N_p(L - 1)$  olur. İfadede geçen  $k$ 'inci Mİ'ye ait  $NT \times T$  boyutlu yayıcı kod matrisi blok matrislerden meydana gelir:

$$\mathbf{C}_p^{(k)} = \mathbf{I}_T \otimes \mathbf{c}^{(k)} \quad (2.13)$$

$$= \text{diag} \left( \mathbf{C}_{p,1}^{(k)}, \dots, \mathbf{C}_{p,N_p}^{(k)} \right). \quad (2.14)$$

Her bir matris bloğu yayıcı kod matrisidir,  $\mathbf{C}_{p,1}^{(k)} = \mathbf{I}_{n_j} \otimes \mathbf{c}^{(k)}$ ,  $Nn_j \times n_j$  ve  $n_j$  uzunluklu  $j$ 'inci pilot bloğuyla ilişkilidir. Burada,  $k$ 'inci Mİ'nin  $T$  uzunluklu pilot vektörü pilot bloklarını gösteren vektörlerden oluşur:

$$\mathbf{s}_p^{(k)} = \left[ \mathbf{s}_{p,1}^{(k)T} \quad \dots \quad \mathbf{s}_{p,N_p}^{(k)T} \right]^T. \quad (2.15)$$

Her bir pilot bloğunun elemanlarını  $n_j$  uzunluklu  $\mathbf{s}_{p,j}^{(k)}$  vektörü içerir. Pilot sembollere etki eden kanal katsayılarını içeren Toeplitz-benzeri kanal matrisi, pilot bloklarına etki eden kanal matris bloklarından meydana gelir:

$$\mathbf{H}_{p,m}^{(k)} = \text{diag} \left( \mathbf{H}_{p,m,1}^{(k)}, \dots, \mathbf{H}_{p,m,N_p}^{(k)} \right). \quad (2.16)$$

Her bir blok matris, bir pilot bloğu ile ilişkili olduğu için girişimden arındırılma işlemine maruz kalır. Bu işlem esnasında üstten  $L - 1$  satırı silinir. Dolayısıyla  $\mathbf{H}_{p,m}^{(k)}$  matrisi  $(NT - N_p(L - 1)) \times NT$  boyutlu olur. Blok matrisleri,  $k$ 'ncı Mİ ile Bİ'nin  $m$ 'inci anteni arasındaki kanalı ifade eden  $\mathbf{H}_m^{(k)}$  matrisinden elde etmek mümkündür:

$$\mathbf{H}_{p,m,j}^{(k)} = \mathbf{H}_m^{(k)}((i_p(j, 1) - 1)N + L : i_p(j, n_j)N, (i_p(j, 1) - 1)N + 1 : i_p(j, n_j)N). \quad (2.17)$$

Burada  $i_p(j, n)$ ,  $j$ 'inci pilot bloğunun  $n$ 'inci sembolünün zaman indeksini gösterir. Örnek olarak, Şekil 2.1'de,  $T = 4$ ,  $N_p = 2$ ,  $i_p(1, 1) = 3$ ,  $i_p(1, 2) = 4$ ,  $i_p(2, 1) = 7$ ,  $i_p(2, 2) = 8$  olur.

Pilot sembolleri içeren sinyal kısmının ayrıştırılmasına benzer olarak, veri sembollerini içeren sinyal kısmı da ayrıştırılır. Ancak öncekinden farklı olarak, pilot semboller bilindiğinden, kendilerini takip eden veri sembollerine neden oldukları girişim, buna maruz kalan kısımlar atılmaksızın giderilebilir. Dolayısıyla, Bİ'nin  $m$ 'inci antenine ulaşan ve veri sembollerini içeren  $N(P_U - T)$  uzunluklu sinyal vektörü tüm Mİ'lerin kodlanmış veri sembollerinin kanal çıktıları toplamıdır:

$$\mathbf{r}_{d,m} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{d,m}^{(k)} \mathbf{C}_d^{(k)} \mathbf{s}_d^{(k)} + \mathbf{n}_{d,m}. \quad (2.18)$$

Toeplitz-benzeri  $N(P_U - T) \times N(P_U - T)$  boyutlu  $\mathbf{H}_{d,m}^{(k)}$  matrisi  $k$ 'ncı Mİ ile Bİ'nin  $m$ 'inci anteni arasındaki kanalın veri sembollerine etki eden katsayılarını içerir. Dikkat edilirse, girişim nedeniyle atılma işlemi olmadığından matrislerin boyutu değişmemiştir. Bu kanal matrisi de  $N_d$  tane veri bloğuna etki eden blok kanal matrislerinden oluşur:

$$\mathbf{H}_{d,m}^{(k)} = \text{diag} \left( \mathbf{H}_{d,m,1}^{(k)}, \dots, \mathbf{H}_{d,m,N_d}^{(k)} \right). \quad (2.19)$$

Her bir veri bloğuna etki eden kanal matrisi,  $\mathbf{H}_{d,m,j}^{(k)}$ , genel kanal matrisinden elde edilebilir:

$$\mathbf{H}_{d,m,j}^{(k)} = \mathbf{H}_m^{(k)}((i_d(j, 1) - 1)N + 1 : i_d(j, n_j)N, (i_d(j, 1) - 1)N + 1 : i_d(j, n_j)N). \quad (2.20)$$

Benzer olarak,  $i_d(j, n)$ ,  $j$ 'inci veri bloğunun  $n$ 'inci sembolünün zaman indeksini gösterir. Şekil 2.1'de,  $N_d = 2$ ,  $i_d(1, 1) = 1$ ,  $i_d(1, 2) = 2$ ,  $i_d(2, 1) = 5$ ,  $i_d(2, 2) = 6$  olur.

Yukarıda tanımlanan  $\mathbf{C}_d^{(k)}$ ,  $k$ 'nci Mİ'nin veri sembollerinin  $N(P_U - T) \times N(P_U - T)$  boyutlu yayıcı kod matrisini,  $\mathbf{s}_d^{(k)}$  ise  $k$ 'nci Mİ'nin veri sembol vektörünü gösterir.

Bölüm 5'teki analizlerde kolaylık sağlaması açısından, Bİ'ye gelen veri sembollerini içeren vektörün tanımlanması gerekir:

$$\mathbf{r}_d = [\mathbf{r}_{d,1}^T, \dots, \mathbf{r}_{d,M}^T]^T = \mathbf{H}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d + \mathbf{n}_d \quad (2.21)$$

Mobil-baz bağı kanalının  $[1, P_U]$  zaman aralığında tüm Mİ'lere etki eden kanal katsayılarını içeren Toeplitz-benzeri kanal matrisi, daha önce tanımlanan matris bloklarından meydana gelir:

$$\mathbf{H}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{d,1}^{(1)} & \dots & \mathbf{H}_{d,1}^{(K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{d,M}^{(1)} & \dots & \mathbf{H}_{d,M}^{(K)} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Mobil-baz bağındaki veri sembolleriyle ilişkili yayıcı kod matrisi, her bir Mİ'nin veri sembolleriyle ilişkili yayıcı kod matrislerinden oluşur:

$$\mathbf{C}_d = \text{diag} \left( \mathbf{C}_d^{(1)}, \dots, \mathbf{C}_d^{(K)} \right). \quad (2.23)$$

Mobil-baz bağında gönderilen veri vektörü, tüm Mİ'lere ait veri vektörlerini içerir:

$$\mathbf{s}_d = \left[ \mathbf{s}_d^{(1)}, \dots, \mathbf{s}_d^{(K)} \right]. \quad (2.24)$$

## 2.2 Baz-Mobil Bağı Kanalı

Mobil-baz bağı çerçevesinde gönderilen pilot sembolleri kullanarak elde ettiği bilgiler ışığında baz-mobil bağı kanalın tahminini yapan Bİ, Mİ'lere veri sembollerini göndermeden önce gönderme önışleme gerçekleştirir. Bu şekilde her bir Mİ'ye ulaşan sinyaller kanalın olumsuz etkisinden kurtularak gelir. Mİ tarafındaki alıcılar, kanalın ilk yoluna eşlenmiş tek aşamalı RAKE kabulü yaparlar. Bu işlem için her bir Mİ, kendine tahsis edilmiş yayıcı kod dışında bir kanal bilgisine ihtiyaç duymaz. Kanaldan geçerek  $k$ 'nci Mİ'nin alıcı girişine ulaşan  $N P_D$  uzunluklu vektör, Bİ'nin  $M$  tane anteninde ayrı ayrı

kodlanmış tüm Mİ'lerin sembolleri toplamıdır:

$$\mathbf{r}^{(k)} = \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_m^{(k)} \mathbf{F}_m \mathbf{s} + \mathbf{n}^{(k)}. \quad (2.25)$$

Toeplitz-benzeri  $NP_D \times NP_D$  boyutlu kanal matrisi,  $\mathbf{H}_m^{(k)}$  mobil-baz bağında tanımlanan matrise benzer; zira çiftleme tekniği olarak ZBÇ'nin kullanıldığı sistemlerde mobil-baz bağı ile baz-mobil bağı aynı kanalın birbirini zamanda takip eden durumlarıdır. Kanal matrisi,  $\mathbf{H}_m^{(k)}$ , Bİ'nin  $m$ 'inci anteni ile  $k$ 'inci Mİ arasındaki kanalın katsayılarını içerir ve ana köşegenindeki elemanları kanalın ilk yoluna ait katsayılarından oluşur:

$$[h_{m,0}^{(k)}[P_U + 1] \cdots h_{m,0}^{(k)}[P_U + P_D]] \otimes \mathbf{1}_{1 \times N} \quad (2.26)$$

Kanalın  $l$ 'inci yoluna ait katsayılar matrisin  $-l$ . köşegenindeki elemanlarını oluşturur:

$$[[h_{m,l}^{(k)}[P_U + 1] \cdots h_{m,l}^{(k)}[P_U + P_D - 1]] \otimes \mathbf{1}_{1 \times N} \quad h_{m,l}^{(k)}[P_U + P_D] \cdot \mathbf{1}_{1 \times (N-l)}]. \quad (2.27)$$

Bİ tarafından gönderilen ve tüm Mİ'lere ait veri sembolleri içeren vektör aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\mathbf{s} = [\mathbf{s}^{(1)T} \cdots \mathbf{s}^{(K)T}]^T. \quad (2.28)$$

Bİ'nin her bir antenine has  $NP_D \times KP_D$  boyutlu önkodlayıcı matrisi olarak tanımlanan  $\mathbf{F}_m$ 'nin tasarımı için baz-mobil bağı kanalının tahminlerinden, tahmin hatalarının karelerinin beklenen değerlerinden ve bütün Mİ'lerin yayıcı kodlarından yararlanır. Mİ'lere gönderilecek veri semboller,  $P_D$ 'lik paketler halinde gruplandıktan sonra Bİ'nin her bir antenine ait önkodlayıcı ile kodlanarak gönderilir. Birden fazla anten kullanmanın faydasından yararlanır. Önkodlayıcı matrislerinin,  $\mathbf{F}_m$ , hesaplanması Bölüm 4'te verilmiştir.



### 3. PİLOT-TABANLI KANAL KESTİRİMİ VE TAHMİNİ

Bütün kullanıcılar, antenler ve yollar ile ilişkili kanal katsayılarının kestirimi için Bİ'ye gelen sinyaller gözlemlenir. Pilot-tabanlı kanal kestirimi yapmak için Bİ'nin antenlerine gelen ve sadece pilot sembolleri içeren  $\{\mathbf{r}_{p,1}, \dots, \mathbf{r}_{p,M}\}$  vektör dizisi ile Bİ tarafından bilinen pilot sembolere ihtiyaç duyulur. Kestirimi yapılacak kanalın özilinti fonksiyonunun bilindiği kabul edildiğinde, kanal kestirimi için Bayes yaklaşımı kullanılabilir [27].

Daha önce belirtildiği gibi, mobil-baz bağı çerçevesine herhangi bir sıklıkla yerleştirilen pilot semboller, zamanda çoğullanmış pilot ve veri bloklarını oluşturur (Şekil 2.1). Bu bölümde pilot sembollerin kanal kestirimi üzerine etkileri incelenecektir.

Tahmini yapılacak kanal katsayılarının sıfır-ortalamalı dairesel simetrik karmaşık Gauss dağılımlı olduğu varsayılmıştır.

#### 3.1 Mobil-Baz Bağı Kanalı Kestirimi

Mobil-baz bağı kanalı için  $k$ 'ıncı Mİ ile Bİ'nin  $m$ 'inci anteni arasındaki kanalın  $l$ 'inci yoluna ait katsayılar  $n = [1, P_U]$  zaman aralığı için  $h_{m,l}^{(k)}[n]$  şeklinde tanımlanır. Veri sembollerine etki eden kanal katsayılarının kestirimi yapılmak istendiğinden, mobil-baz bağındaki veri sembollerinin zaman indekslerini gösteren kümenin tanımlanması gerekir:

$$I_U = \{i_d(1, 1), \dots, i_d(1, n_1), \dots, i_d(N_d, 1), \dots, i_d(N_d, n_{N_d})\}.$$

Elemanları  $h_{m,l}^{(k)}[n]$ ,  $n \in I_U$  olan mobil-baz bağı kanal vektörü,  $\mathbf{h}_{MB,m,l}^{(k)}$  için EOKH kestirim, Bİ'nin her bir antenine gelen pilot sembolleri içeren sinyal vektörlerinin gözlemlerinden yararlanarak yapılır:

$$\hat{\mathbf{h}}_{MB,m,l}^{(k)} = E\{\mathbf{h}_{MB,m,l}^{(k)} | \mathbf{r}_{p,1}, \dots, \mathbf{r}_{p,M}\}. \quad (3.1)$$

Bİ'nin farklı antenleriyle ilişkili kanalların ilintisiz olduğu varsayımından kanal kestirimi için sadece ilgili antenden alınan sinyali gözlemlemek yeterli olur:

$$\hat{\mathbf{h}}_{MB,m,l}^{(k)} = E\{\mathbf{h}_{MB,m,l}^{(k)} | \mathbf{r}_{p,m}\}. \quad (3.2)$$

Bu durumda kanal kestirim hatası:

$$\tilde{\mathbf{h}}_{MB,m,l}^{(k)} = \mathbf{h}_{MB,m,l}^{(k)} - \hat{\mathbf{h}}_{MB,m,l}^{(k)}. \quad (3.3)$$

Mobil-baz bağı kanal vektörü,  $\mathbf{h}_{MB,m,l}^{(k)}$  ve Bİ'nin  $m$ 'inci anteninden alınan pilot sembollerini içeren sinyal vektörü,  $\mathbf{r}_{p,m}$  müştereken Gauss dağılımlı olduğu için aşağıdaki EOKH kestirim sonucu kullanılabilir ([27], Teori 10.2):

$$\hat{\mathbf{h}}_{MB,m,l}^{(k)} = \Sigma(\mathbf{h}_{MB,m,l}^{(k)}, \mathbf{r}_{p,m}) \Sigma(\mathbf{r}_{p,m})^{-1} \mathbf{r}_{p,m}. \quad (3.4)$$

Bu durumda, kanal kestirim hata değişinti matrisi (ortalama karesel hata, OKH) de aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\Sigma(\tilde{\mathbf{h}}_{MB,m,l}^{(k)}) = \begin{bmatrix} \sigma_h^2(m,l,k,i_d(1,1),i_d(1,1)) & \cdots & \sigma_h^2(m,l,k,i_d(1,1),i_d(N_d,n_{N_d})) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_h^2(m,l,k,i_d(N_d,n_{N_d}),i_d(1,1)) & \cdots & \sigma_h^2(m,l,k,i_d(N_d,n_{N_d}),i_d(N_d,n_{N_d})) \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

İki sembol arasındaki kestirim hata çapraz değişintisi

$$\sigma_h^2(m,l,k,n,n') = R[n - n'] - \Sigma(h_{m,l}^{(k)}(n), \mathbf{r}_{p,m}) \Sigma(\mathbf{r}_{p,m})^{-1} \Sigma(h_{m,l}^{(k)}(n'), \mathbf{r}_{p,m})^H \quad (3.6)$$

şeklinde ifade edildiğinde  $R[n - n']$ ,  $n$ 'inci ve  $n'$ 'inci sembolleri arasındaki özilintiyi gösterir. Kestirilmiş kanal sıfır-ortalamalı dairesel simetrik karmaşık Gauss dağılımlıdır [27]:

$$\hat{\mathbf{h}}_{MB,m,l}^{(k)} \sim CN(0, \Sigma(\mathbf{h}_{MB,m,l}^{(k)}) - \Sigma(\tilde{\mathbf{h}}_{MB,m,l}^{(k)}))$$

Kanal kestirimi ile ilgili analitik sonuçları elde etmek için kanal katsayısı ile alınan sinyal arasındaki çapraz değişintinin ve alınan sinyalin özdeğişintisinin çıkarılması gerekmektedir. Kestirim hata çapraz değişintisini gösteren (3.6) numaralı eşitlikte, kanal katsayısı ile alınan sinyal vektörü arasındaki çapraz değişinti

$$\Sigma(h_{m,l}^{(k)}[n], \mathbf{r}_{p,m}) = E\{h_{m,l}^{(k)} \mathbf{r}_{p,m}^H\} = \mathbf{s}_p^{(k)H} \mathbf{C}_p^{(k)H} \mathbf{X}_{l,n} \quad (3.7)$$

şeklinde yazıldığında, ifadede geçen  $\mathbf{X}_{l,n}$  matrisi her bir pilot bloğu ile ilişkili blok matrislerden oluşur:

$$\mathbf{X}_{l,n} = \text{diag} \left( \mathbf{X}_{l,n}^{(1)}, \dots, \mathbf{X}_{l,n}^{(N_p)} \right). \quad (3.8)$$

Her bir köşegen matris,  $\mathbf{X}_{l,n}^{(j)}$ , kanal matrisi,  $\mathbf{H}_{p,m,j}^{(k)H}$  ile aynı boyuttadır ve  $-(L-1-l)$ . köşegenindeki elemanları aşağıdaki vektörden oluşur:

$$\begin{aligned} & [R[n - i_p(j, 1)]] \cdot \mathbf{1}_{1 \times (N-L+1+l)} \\ & [R[n - i_p(j, 2)] \cdots R[n - i_p(j, n_j - 1)]] \otimes \mathbf{1}_{1 \times N} \quad R[n - i_p(j, n_j)] \cdot \mathbf{1}_{1 \times (N-l)}. \end{aligned}$$

Bİ'nin  $m$ 'inci anteninde alınan ve sadece pilot sembolleri içeren sinyal vektörünün özdeğişinti matrisi, farklı Mİ'lere ait kanalların ilintisiz olduğu varsayımı altında, aşağıdaki şekilde yazılır:

$$\begin{aligned} \Sigma(\mathbf{r}_{p,m}) &= E\{\mathbf{r}_{p,m} \mathbf{r}_{p,m}^H\} \\ &= \sum_{k=1}^K E\{\mathbf{H}_{p,m}^{(k)} \mathbf{C}_p^{(k)} \mathbf{s}_p^{(k)} \mathbf{s}_p^{(k)H} \mathbf{C}_p^{(k)H} \mathbf{H}_{p,m}^{(k)H}\} + \Sigma(\mathbf{n}_{p,m}). \end{aligned}$$

Yukarıdaki ifade daha açık bir şekilde yazılmak istenirse, Bİ'nin  $m$ 'inci anteni ile  $k$ 'inci Mİ arasındaki kanalın  $j$ 'inci pilot bloğuna etki eden katsayılarını içeren Toeplitz benzeri matrisin, farklı yollara ve farklı pilot sembolere etki eden katsayıların toplamı şeklinde tanımlanmasına ihtiyaç duyulur:

$$\mathbf{H}_{p,m,j}^{(k)} = \sum_{n=1}^{n_j} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l}^{(k)}[i_p(j, n)] \mathbf{B}_{n,l,j}.$$

Daha önce tanımlandığı gibi;  $n_j$ ,  $j$ 'inci pilot bloğunun uzunluğu,  $i_p(j, n)$ ,  $j$ 'inci pilot bloğundaki  $n$ 'inci elemanın zaman indeksini gösterir. Burada  $\mathbf{B}_{n,l,j}$  matrisi,  $\mathbf{H}_{p,m,j}^{(k)}$  matrisi ile aynı boyuttadır ve  $(x, y)$ 'inci elemanı aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$[\mathbf{B}_{n,l,j}]_{xy} = \begin{cases} 1 & , [\mathbf{H}_{p,m,j}^{(k)}]_{xy} = h_{m,l}^{(k)}[i_p(j, n)] \\ 0 & , [\mathbf{H}_{p,m,j}^{(k)}]_{xy} \neq h_{m,l}^{(k)}[i_p(j, n)]. \end{cases}$$

Alınan sinyalin özdeğişinti matrisi blok matrislerden oluşur:

$$\Sigma(\mathbf{r}_{p,m}) = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{1,1} & \cdots & \mathbf{E}_{1,N_p} \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{E}_{N_p,1} & \cdots & \mathbf{E}_{N_p,N_p} \end{bmatrix} + \sigma_n^2 \mathbf{I}. \quad (3.9)$$

Her bir blok matris ise pilot semboller, yayıcı kodlar ve sembollerin özilinti değerlerini içerir:

$$\mathbf{E}_{i,j} = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{x=1}^{n_i} \sum_{y=1}^{n_j} R(i_p(i,x) - i_p(j,y)) \mathbf{B}_{x,l,i} \mathbf{C}_{p,i}^{(k)} \mathbf{s}_{p,i}^{(k)} \mathbf{s}_{p,j}^{(k)H} \mathbf{C}_{p,j}^{(k)H} \mathbf{B}_{y,l,j}^H.$$

Görüldüğü gibi mobil-baz bağı kanalının kestirimi yapılırken, tüm Mİ'lere ait yayıcı kod bilgileri ve pilot sembolleri ile pilot sembollerinin zaman indeksleri dışında bilgiye ihtiyaç duyulmaz.

### 3.2 Baz-Mobil Bağı Kanalı Tahmini

Baz-mobil bağı çerçevesindeki tüm semboller veri sembolü olduğu için indeksleme işleme ihtiyaç duyulmaksızın kanal kestirimi yapılabilir. Baz-mobil bağı çerçevesi, mobil-baz bağı çerçevesini zamanda takip ettiğinden  $P_D$  tane veri sembolü için zaman indekslerini içeren küme kolaylıkla yazılabilir:

$$I_D = \{P_U + 1, \dots, P_U + P_D\}.$$

Mobil-baz bağındakine benzer şekilde, elemanları  $h_{m,l}^{(k)}[n]$ ,  $n \in I_D$  olan baz-mobil bağı kanal vektörü,  $\mathbf{h}_{BM,m,l}^{(k)}$  Bİ'nin  $m$ 'inci anteni ile  $k$ 'ıncı Mİ arasındaki kanalın  $l$ 'inci yoluna ait katsayıları içerir ve EOKH tahmini aşağıdaki şekilde yapılır:

$$\widehat{\mathbf{h}}_{BM,m,l}^{(k)} = \Sigma(\mathbf{h}_{BM,m,l}^{(k)}, \mathbf{r}_{p,m}) \Sigma(\mathbf{r}_{p,m})^{-1} \mathbf{r}_{p,m}. \quad (3.10)$$

Kanal tahmin hata değişinti matrisi (OKH) aşağıda verilir:

$$\Sigma(\widetilde{\mathbf{h}}_{BM,m,l}^{(k)}) = \begin{bmatrix} \sigma_h^2(m,l,k,P_U+1,P_U+1) & \cdots & \sigma_h^2(m,l,k,P_U+1,P_U+P_D) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_h^2(m,l,k,P_U+P_D,P_U+1) & \cdots & \sigma_h^2(m,l,k,P_U+P_D,P_U+P_D) \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

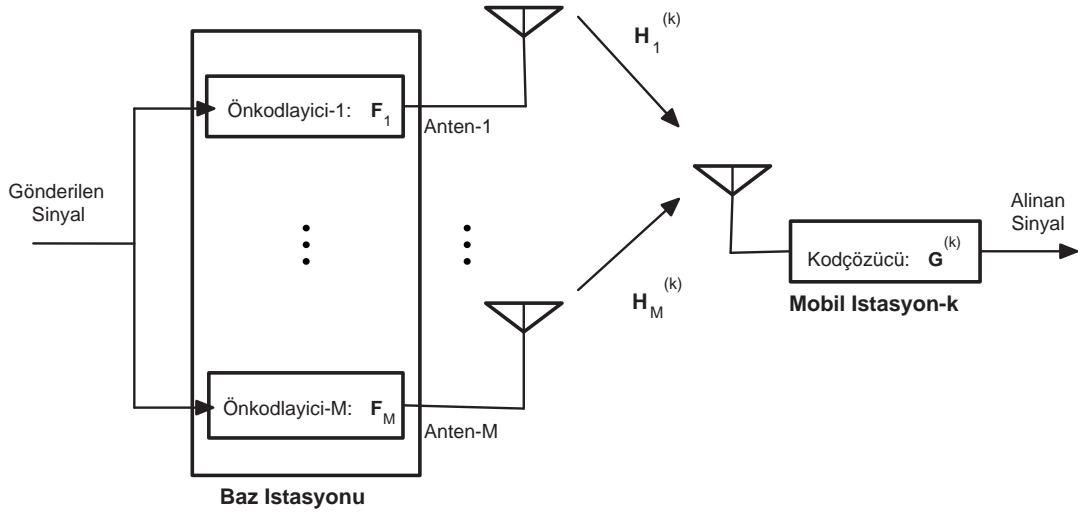
Dikkat edilirse tahmin edilmiş baz-mobil bağı kanal vektörü, mobil-baz bağındakine benzer bir şekilde, sıfır-ortalamalı dairesel simetrik karmaşık Gauss dağılımlıdır:

$$\hat{\mathbf{h}}_{BM,m,l}^{(k)} \sim CN(0, \Sigma(\mathbf{h}_{BM,m,l}^{(k)}) - \Sigma(\tilde{\mathbf{h}}_{BM,m,l}^{(k)})).$$

Görüldüğü gibi gerek mobil-baz bağı ve gerekse baz-mobil bağında elde edilen kestirim ve tahmin sonuçlarında, performansı belirleyen etkenler, kanalın özilinti fonksiyonu, kullanıcı sayısı ve yayıcı kodları, yol sayısı ile pilot sembollerinin sayısı ve yerleşimleridir. Mobil-baz bağı kanalı kestirimi ve baz-mobil bağı tahmini ile ilgili sayısal sonuçlar Bölüm 6'da verilmiştir.

#### 4. EN KÜÇÜK ORTALAMA KARESEL HATA (EOKH) ÖNKODLAYICI TASARIMI

Bu bölümde Bİ’de yer alan önkodlayıcı tasarımı yapılacaktır. Bİ’nin veri sembolleri Mİ’lere göndermeden önce önkodlama işlemi yaptığı bir sistemde önkodlayıcı tasarımı kritik bir öneme sahiptir. En iyi önkodlayıcı tasarımı yapılırken Mİ’nin alıcı tarafındaki kod çözücü ile birlikte düşünülmesi gerekir (Şekil 4.1). Fakat Mİ’leri düşük maliyetli ve basit olmaları tercih edileceğinden, tasarımda en iyileme çalışmaları önkodlayıcı üzerinden yapılır.



Şekil 4.1. Bİ’de önkodlayıcı bulunan ZBÇ-KBÇE sistemi için baz-mobil bağı şeması

Önkodlayıcı için eniyileme kuralı, sistemdeki tüm Mİ’lere ait veri sembollerinin sezim hatalarının karelerinin beklenen değerleri toplamını asgariye indirecek şekilde seçilir. Matematiksel olarak çok değişkenli maliyet fonksiyonunun asgari noktasının aranması problemine denk düşer. EOKH önkodlayıcı, bu problemin çözümüdür.

EOKH önkodlayıcının Bİ’de yer aldığı ve her Mİ’de basit birer eşlenmiş filtrenin bulunduğu bir sistemde, semboller Bİ tarafından gönderilmeden önce, mobil-baz bağından edindiği bilgiler ışığında kodlanarak gönderilir. Mİ’nin alıcısına ulaşan mesaj, kanalın bozucu etkisine asgari düzeyde maruz kalmış olur. Bu durumda Mİ tarafındaki alıcı kanal ile ilgili işlem yapma ihtiyacı hissetmeksizin kodlanmış mesajı çözebilir. Bunu yaparken diğer Mİ’lere ait yayıcı kod bilgilerine ihtiyaç duymaz.

Bİ’de önkodlanarak, k’ncı Mİ’ye ulaşan sinyal vektörü kod matrisi ile çarpılarak ilgili

Mİ'ye ait veri sembollerinin sezimine ulaşılır:

$$\widehat{\mathbf{s}}^{(k)} = \mathbf{G}^{(k)} \mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{G}^{(k)} \left( \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_m^{(k)} \mathbf{F}_m \mathbf{s} + \mathbf{n}^{(k)} \right) \quad (4.1)$$

Burada,  $\mathbf{G}^{(k)} = \mathbf{C}^{(k)T}$ . Problemi daha iyi ifade edebilmek için  $k$ 'ıncı Mİ'ye ait kanal matrisi, Bİ'nin tüm antenleri ile kendisi arasındaki kanal matrislerini içerecek şekilde yeniden düzenlenir:

$$\mathbf{H}^{(k)} = \left[ \mathbf{H}_1^{(k)}, \dots, \mathbf{H}_M^{(k)} \right]. \quad (4.2)$$

Mİ'lere gönderilecek veri sembolleri Bİ'nin her anteni tarafından kodlanmıştır. Problemi basitleştirmek için önkodlanmış veri vektörü  $k$ 'ıncı Mİ'ye ait olan ve olmayan terimlerin toplamı şeklinde ifade edilir:

$$\mathbf{F} \mathbf{s} = \left[ \mathbf{F}^{(k)} \overline{\mathbf{F}}^{(k)} \right] \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(k)} \\ \overline{\mathbf{s}}^{(k)} \end{bmatrix} = \mathbf{F}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)} + \overline{\mathbf{F}}^{(k)} \overline{\mathbf{s}}^{(k)}. \quad (4.3)$$

İfadede geçen,  $\mathbf{F}^{(k)}$  ve  $\mathbf{s}^{(k)}$ , sırasıyla,  $k$ 'ıncı Mİ'ye ait önkodlayıcı ve veri vektörünü gösterirken,  $\overline{\mathbf{F}}^{(k)}$  ve  $\overline{\mathbf{s}}^{(k)}$  ise diğer Mİ'lere ait önkodlayıcı ve veri vektörünü ifade eder. Veri sembollerinin sezimi yeniden yazılırsa

$$\widehat{\mathbf{s}}^{(k)} = \mathbf{G}^{(k)} \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{G}^{(k)} \mathbf{n}^{(k)} \quad (4.4)$$

$$= \mathbf{G}^{(k)} \mathbf{H}^{(k)} (\mathbf{F}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)} + \overline{\mathbf{F}}^{(k)} \overline{\mathbf{s}}^{(k)}) + \mathbf{G}^{(k)} \mathbf{n}^{(k)} \quad (4.5)$$

filtreleme neticesinde oluşan sezim hata vektörü  $\mathbf{e}_d = \mathbf{s}^{(k)} - \widehat{\mathbf{s}}^{(k)}$  için sezim hatalarının özdeğişinti matrisi:

$$\begin{aligned} \Sigma(\mathbf{e}^{(k)}) &= E\{\mathbf{e}^{(k)} \mathbf{e}^{(k)H}\} \\ &= (\mathbf{C}^{(k)T} \widehat{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{F}^{(k)} - \mathbf{I})(\mathbf{C}^{(k)T} \widehat{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{F}^{(k)} - \mathbf{I})^H + \mathbf{C}^{(k)T} \widehat{\mathbf{H}}^{(k)} \overline{\mathbf{F}}^{(k)} (\mathbf{C}^{(k)T} \widehat{\mathbf{H}}^{(k)} \overline{\mathbf{F}}^{(k)})^H \\ &\quad + \mathbf{C}^{(k)T} \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{F} \mathbf{s}) (\mathbf{C}^{(k)T})^H + \sigma_n^2 \mathbf{C}^{(k)T} (\mathbf{C}^{(k)T})^H. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Dikkat edilirse, kanal tahminleri,  $\widehat{\mathbf{H}}^{(k)}$ , ve tahmin hatalarına,  $\widetilde{\mathbf{H}}^{(k)}$ , mobil-baz bağından alınan bilgilerle ulaşılmıştır. Dolayısıyla Mİ'ler kanal kestirimine ihtiyaç duymaz. Bİ'nin

$m$ 'inci anteni ile  $k$ 'inci Mİ arasındaki kanalın tahmin hataları, her bir yol ile ilişkili tahmin hatalarının toplamı olarak yazılabilir:

$$\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)} = \sum_{n=1}^{P_D} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,l}^{(k)}[n] \mathbf{U}_{n,l} \quad (4.7)$$

İfadede geçen  $\mathbf{U}_{n,l}$  matrisi  $\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)}$  matrisi ile aynı boyuttadır ve  $(x, y)$ 'inci elemanı,

$$[\mathbf{U}_{n,l}]_{xy} = \begin{cases} 1 & , [\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)}]_{xy} = \tilde{h}_{m,l}^{(k)}[P_U + n] \\ 0 & , [\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)}]_{xy} \neq \tilde{h}_{m,l}^{(k)}[P_U + n] \end{cases} \quad (4.8)$$

Buna göre, tahmin hataları ve önkodlanmış veri sembollerini içeren özdeğişinti matrisi, Bİ'nin her bir antenine ait önkodlayıcı ile kodlanmış veri sembolleri ile ilgili anten ve  $k$ . Mİ arasındaki kanalın tahmin hatalarını içeren özdeğişinti matrisleri toplamı şeklinde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \Sigma(\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{F} \mathbf{s}) &= \sum_{m=1}^M \Sigma(\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)} \mathbf{F}_m \mathbf{s}) \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n_1=1}^{P_D} \sum_{n_2=1}^{P_D} \sigma_h^2(m, l, k, P_U + n_1, P_U + n_2) \mathbf{U}_{n_1,l} \mathbf{F}_m (\mathbf{U}_{n_2,l} \mathbf{F}_m)^H \end{aligned} \quad (4.9)$$

Önkodlayıcı matrisin çözümüne geçmeden evvel, problemi basitleştirmek için bazı tanımlamalar yapılması gerekir. Tüm Mİ'lerin sezim hatalarını içeren vektör,

$$\mathbf{e} = \left[ \mathbf{e}^{(1)}, \dots, \mathbf{e}^{(K)} \right] \quad (4.11)$$

$$= \mathbf{s} - \mathbf{G} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{s} - \mathbf{G} \mathbf{n} \quad (4.12)$$

Burada kanal matrisi,  $\mathbf{H}$  ve kod matrisi  $\mathbf{G}$  tüm Mİ'lere ait kanal ve kod bilgilerini içerir:

$$\mathbf{H} = \left[ \mathbf{H}^{(1)T}, \dots, \mathbf{H}^{(K)T} \right] \quad (4.13)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag} \left( \mathbf{G}^{(1)}, \dots, \mathbf{G}^{(K)} \right) \quad (4.14)$$



Sezim hatalarının özdeğişinti matrisi yeniden yazılırsa,

$$\Sigma(\mathbf{e}) = (\mathbf{G}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F} - \mathbf{I})(\mathbf{G}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F} - \mathbf{I})^H + \mathbf{G}\Sigma(\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{s})\mathbf{G}^H + \sigma_n^2\mathbf{G}\mathbf{G}^H. \quad (4.15)$$

İfadede geçen, kanal hatalarının önkodlanmış veri sembolüne etkisini gösteren özdeğişinti matrisi, her bir Mİ ile alakalı kanal hatasının etkilerini içeren özdeğişinti matris bloklarından oluşur:

$$\Sigma(\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{s}) = \text{diag} \left( \Sigma(\tilde{\mathbf{H}}^{(1)}\mathbf{F}\mathbf{s}), \dots, \Sigma(\tilde{\mathbf{H}}^{(K)}\mathbf{F}\mathbf{s}) \right) \quad (4.16)$$

Önkodlayıcı matrisi için eniyileme problemi, sezim hatalarının karelerinin beklenen değerleri toplamını ya da sezim hata değişinti matrisinin izini asgariye indirecek şekilde tanımlanır:

$$\min_{\mathbf{F}} f(\mathbf{F}) = E\{\|\mathbf{e}\|^2\} = \text{tr}(\Sigma(\mathbf{e})) \quad (4.17)$$

Fiziksel olarak önkodlayıcı için toplam çıkış gücüne denk gelen problem üzerindeki kısıt

$$\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) \leq P_0 \quad P_0: \text{Bİ'nin toplam çıkış gücü} \quad (4.18)$$

şeklinde tanımlanırsa, ortaya çıkan kısıtlı eniyileme probleminin çözümü için Lagrange metodundan yararlanılır [9, 34]. Bu problem için Lagrangian,  $Lg$  ve Lagrange çarpanı,  $\mu$  tanımlanması gerekir:

$$Lg(\mu, \mathbf{F}) = f(\mathbf{F}) + \mu(\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) - P_0). \quad (4.19)$$

Önkodlayıcı  $\mathbf{F}$ 'in eniyiliği için gerek ve yeter olan Karush-Kuhn-Tucker şartları ise aşağıdaki gibi verilir:

$$\nabla_{\mathbf{F}} Lg(\mu, \mathbf{F}) = 0 \quad (4.20)$$

$$\mu \geq 0, \text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) - P_0 \leq 0 \quad (4.21)$$

$$\mu(\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) - P_0) = 0. \quad (4.22)$$

Yukarıdaki denklem setinin çözümü EOKH önkodlayıcıyı verir. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta türevlerin karmaşık değerli elemanlara sahip  $\mathbf{F}$  matrisine göre alındığıdır. Bunun için bir yöntem  $\mathbf{F}$ 'nin gerçek ve sanal kısımlarına göre ayrı ayrı türev almaktır. Daha rahat bir yöntem ise [3]'de verilen karmaşık türev tanımını kullanmaktır:

$$\nabla_{\mathbf{F}} f(\mathbf{F}) = \nabla_{Re(\mathbf{F})} f(\mathbf{F}) + j \nabla_{Im(\mathbf{F})} f(\mathbf{F}). \quad (4.23)$$

Eğer  $f(\mathbf{F})$  gerçek değere sahip bir fonksiyon ise  $\mathbf{F}$  ve  $\mathbf{F}^H$ 'ye bağlıdır ve (4.23)'deki karmaşık türevi elde etmek için  $\mathbf{F}^H$ 'nin sabit olduğu kabul edilerek  $\mathbf{F}$ 'ye göre türev alınır. Matrislerin izi ile ilgili [35]

$$\nabla_{\mathbf{X}}(tr(\mathbf{A}\mathbf{X}\mathbf{B})) = (\mathbf{B}\mathbf{A})^T$$

$$\nabla_{\mathbf{X}}(tr(\mathbf{A}\mathbf{X}^H\mathbf{B})) = 0$$

$$\nabla_{\mathbf{X}}(tr(\mathbf{X}\mathbf{A}\mathbf{X}^H)) = (\mathbf{X}^H\mathbf{A})^T$$

özelliklerini kullanarak, (4.15) nolu ifade (4.20)'de yerine konursa EOKH önkodlayıcı ifadesi elde edilir:

$$\mathbf{F} = (\mathbf{G}\hat{\mathbf{H}}((\mathbf{G}\hat{\mathbf{H}})^H\mathbf{G}\hat{\mathbf{H}} + \mu\mathbf{I} + \Sigma((\mathbf{G}\tilde{\mathbf{H}})^H))^{-1})^H. \quad (4.24)$$

Yukarıda gösterilen, (4.21)-(4.22) ifadelerinden  $tr(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) - P_0 = 0$  elde edilir ve buradan Lagrange çarpanını,  $\mu$ , tekrarlamalı metotlar yardımıyla bulunabilir [9, 34]. En iyi önkodlayıcıyı gösteren (4.24) nolu eşitlikte, kanal tahmin hataları ve yayıcı kodları içeren özdeğişinti matrisi,

$$\begin{aligned} \Sigma((\mathbf{G}\tilde{\mathbf{H}})^H) &= E\{(\mathbf{G}\tilde{\mathbf{H}})^H\mathbf{G}\tilde{\mathbf{H}}\} \\ &= \sum_{k=1}^K E\{\tilde{\mathbf{H}}^{(k)H}(\mathbf{G}^{(k)H})\mathbf{G}^{(k)}\tilde{\mathbf{H}}^{(k)}\} \\ &= \sum_{k=1}^K \text{diag} \left( \Sigma((\mathbf{G}^{(k)}\tilde{\mathbf{H}}_1^{(k)})^H), \dots, \Sigma((\mathbf{G}^{(k)}\tilde{\mathbf{H}}_M^{(k)})^H) \right) \end{aligned}$$

blok matrisler halinde ifade edilir ve her bir blok matris,  $\Sigma((\mathbf{G}^{(k)}\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)})^H)$  kanal OKH'ler

ve yayıcı kodlar cinsinden yazılabilir:

$$\begin{aligned}\Sigma((\mathbf{G}^{(k)}\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)})^H) &= E\{(\mathbf{G}^{(k)}\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)})^H\mathbf{G}^{(k)}\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)}\} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n_1=1}^{P_D} \sum_{n_2=1}^{P_D} \sigma_e^2(m, l, k, P_U + n_2, P_U + n_1) (\mathbf{G}^{(k)}\mathbf{U}_{n_1, l})^H \mathbf{G}^{(k)}\mathbf{U}_{n_2, l}.\end{aligned}$$

Burada  $\mathbf{U}_{n, l}$  matrisi  $\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)}$  matrisi ile aynı boyuttadır ve  $(x, y)$ . elemanı

$$[\mathbf{U}_{n, l}]_{xy} = \begin{cases} 1 & , [\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)}]_{xy} = \tilde{h}_{m, l}^{(k)}[P_U + n] \\ 0 & , [\tilde{\mathbf{H}}_m^{(k)}]_{xy} \neq \tilde{h}_{m, l}^{(k)}[P_U + n] \end{cases} \quad (4.25)$$

Önkodlayıcı performansı ile ilgili sayısal sonuçlar Bölüm 6'de verilmiştir.

## 5. ZBÇ-KBÇE SİSTEM KAPASİTESİ

Bu bölümde pilot-tabanlı ZBÇ-KBÇE sisteminin mobil-baz bağı ve baz-mobil bağı kapasiteleri bulunacaktır. Burada bulunan kanal kapasiteleri ele alınan verici yapıları kullanıldığında uçtan uca yeni sistemlerin kapasitesini ifade eder ve gerçek kanal kapasitesinin bir alt sınırını oluştururlar. Bölüm 3'te elde edilen kanal kestirimi sonuçları kullanılarak pilot sembol sayısı ve yerleşimi, kullanıcı sayısı, anten sayısı gibi iç değişkenler ile yol sayısı gibi dış değişkenlerin toplam kapasiteye etkileri incelenecektir.

Pilot-tabanlı kanal kestirimi yapan sistemin kapasitesi, gerçek kanal bilgisine sahip sistemin kapasitesi için bir alt sınır teşkil eder [37, 48]. Sistemin bu alt sınıra olan yakınlığı kanalın kestirim performansına ve her iki bağdaki alıcı yapılarına bağlı olacaktır.

### 5.1 Mobil-Baz Bağı Kapasitesi

Pilot-tabanlı kanal kestiriminden elde ettiği bilgiler ışığında,  $\mathbf{r}_d$  ile gösterilen bütün antenlerine gelen sinyalleri gözlemleyerek doğrusal çokkullanıcı sezim yapan Bİ, sistemdeki tüm Mİ'lere ait veri sembollerini birlikte çözerek,  $\hat{\mathbf{s}}_d$  ile gösterilen veri sembollerinin kestirimini oluşturur. Kanal kapasitesinin hesaplanabilmesi için, kanalın girişi,  $\mathbf{s}_d$ , ve çıkışı,  $\mathbf{r}_d$ , arasındaki karşılıklı bilginin bulunması gerekir [14]:

$$I(\mathbf{s}_d; \mathbf{r}_d) = h(\mathbf{s}_d) - h(\mathbf{s}_d | \mathbf{r}_d). \quad (5.1)$$

Burada  $h(\cdot)$  devamlı entropiyi ifade eder. Kanalın girişi,  $\mathbf{s}_d$ , çıkışı,  $\mathbf{r}_d$  ve Bİ tarafındaki alıcı çıkışı,  $\hat{\mathbf{s}}_d$ , bir Markov zinciri oluşturur,  $\mathbf{s}_d \rightarrow \mathbf{r}_d \rightarrow \hat{\mathbf{s}}_d$ . Buna göre istenen karşılıklı bilgi üzerinde bir alt sınır bulunur:

$$\begin{aligned} I(\mathbf{s}_d; \mathbf{r}_d) &\geq I(\mathbf{s}_d; \hat{\mathbf{s}}_d) \\ &= h(\mathbf{s}_d) - h(\mathbf{s}_d | \hat{\mathbf{s}}_d) \\ &= h(\mathbf{s}_d) - h(\mathbf{s}_d - \hat{\mathbf{s}}_d | \hat{\mathbf{s}}_d) \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$= h(\mathbf{s}_d) - h(\mathbf{s}_d - \hat{\mathbf{s}}_d) \quad (5.3)$$

Burada sezim hatası,  $\mathbf{e}_U = \mathbf{s}_d - \hat{\mathbf{s}}_d$  olarak tanımlanır. Sabit eklemekle entropinin değişmediği gerçeğinden dolayı (5.2) nolu eşitliği yazmak mümkün olur. Yukarıda tanımlanan  $\hat{\mathbf{s}}_d$  EOKH kestirimi olduğundan diklik prensibini kullanarak (5.3) numaralı eşitliği

yazmak mümkündür. Bu durumda veri kestirimi EOKH sonucu kullanılarak yazılabilir [27]:

$$\widehat{\mathbf{s}}_d = \Sigma(\mathbf{s}_d, \mathbf{r}_d)\Sigma(\mathbf{r}_d)^{-1}\mathbf{r}_d \quad (5.4)$$

$$\Sigma(\mathbf{e}_U) = \Sigma(\mathbf{s}_d) - \Sigma(\mathbf{s}_d, \mathbf{r}_d)\Sigma(\mathbf{r}_d)^{-1}\Sigma(\mathbf{s}_d, \mathbf{r}_d)^H. \quad (5.5)$$

Kapasite üzerinde elde edilen bu alt sınıra [37]'deki yaklaşımla ulaşmak mümkündür. Kanalin girişi ile çıkışı arasındaki karşılıklı bilgi,  $I(\mathbf{s}_d; \mathbf{r}_d)$ , üzerinde bir alt sınır bulabilmek için kanalın girişinin dağılımı sabit tutularak  $h(\mathbf{s}_d|\mathbf{r}_d)$  üzerinde bir üst sınır aranır:

$$h(\mathbf{s}_d|\mathbf{r}_d) = h(\mathbf{s}_d - \mathbf{A}\mathbf{r}_d|\mathbf{r}_d) \quad (5.6)$$

$$\leq h(\mathbf{s}_d - \mathbf{A}\mathbf{r}_d) \quad (5.7)$$

$$\leq \frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^{K(P_U-T)}|\Sigma(\mathbf{s}_d - \mathbf{A}\mathbf{r}_d)|). \quad (5.8)$$

Sabit eklemekle entropinin değişmediği gerçeğinden (5.6)'i, şartlandırmanın entropiyi düşürdüğü gerçeğinden (5.7)'i, Gauss dağılımın entropi için üst sınır teşkil ettiği gerçeğinden de (5.8)'i yazmak mümkündür. Eğer (5.8) numaralı eşitlik  $\mathbf{A}$  üzerinden asgariye indirilecek olursa,  $h(\mathbf{s}_d|\mathbf{r}_d)$  için elde edilen üst sınır daraltılmış olur. Dolayısıyla,  $I(\mathbf{s}_d; \mathbf{r}_d)$  için en iyi alt sınıra ulaşılır. İfadede geçen  $\mathbf{A}$  matrisi,  $\mathbf{s}_d$ 'nin EOKH sezimini verecek şekilde seçilir çünkü sezim hatası,  $\mathbf{e}_U = \mathbf{s}_d - \mathbf{A}\mathbf{r}_d$ , asgariye indirir. Kanalin girişi Gauss dağılımlı olarak seçilmesi gerekir,  $\mathbf{s}_d \sim CN(\mathbf{0}, \Sigma(\mathbf{s}_d))$ , ki bu durumda sezim hatası da Gauss dağılımlı olacaktır,  $\mathbf{e}_U \sim CN(\mathbf{0}, \Sigma(\mathbf{e}_U))$ . Görüldüğü gibi [37]'deki yaklaşımla ulaşılan alt sınır, EOKH kestirim kullanılıncaya ortaya çıkan alt sınırla aynıdır. Dolayısıyla entropiler aşağıdaki şekilde olur:

$$h(\mathbf{s}_d) = \frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^{K(P_U-T)}|\Sigma(\mathbf{s}_d)|) \quad \text{bit} \quad (5.9)$$

$$h(\mathbf{e}_U) = \frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^{K(P_U-T)}|\Sigma(\mathbf{e}_U)|) \quad \text{bit}. \quad (5.10)$$

Mobil-baz bağı kapasitesi için alt sınır ifadesi:

$$C_{MB} = \frac{1}{2} \log_2(|\Sigma(\mathbf{s}_d)\Sigma(\mathbf{e}_U)^{-1}|). \quad (5.11)$$

Kanal matrisi,  $\mathbf{H}_d$ , Bölüm 3'te elde edilen kanal kestirimlerini içeren rasgele olmayan matris,  $\widehat{\mathbf{H}}_d$  ve kestirim hatalarını içeren rasgele matristen oluşur:  $\mathbf{H}_d = \widehat{\mathbf{H}}_d + \widetilde{\mathbf{H}}_d$  ve  $E\{\mathbf{H}_d\} = \widehat{\mathbf{H}}_d$ ,  $E\{\widetilde{\mathbf{H}}_d\} = 0$ . Bu bilgiyi kullanarak sezim hata değişintisini gösteren (5.5) nolu eşitlikte, veri sembol vektörü  $\mathbf{s}_d$  ile alınan sinyal vektörü  $\mathbf{r}_d$  arasındaki çapraz değişinti matrisi aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\Sigma(\mathbf{s}_d, \mathbf{r}_d) = E\{\mathbf{s}_d \mathbf{r}_d^H\} = \Sigma(\mathbf{s}_d) \mathbf{C}_d^H \widehat{\mathbf{H}}_d^H = \Sigma(\mathbf{r}_d, \mathbf{s}_d)^H \quad (5.12)$$

Alınan sinyal vektörünün özdeğişinti matrisi,

$$\begin{aligned} \Sigma(\mathbf{r}_d) = E\{\mathbf{r}_d \mathbf{r}_d^H\} &= E\{\mathbf{H}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d (\mathbf{H}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d)^H\} + E\{\mathbf{n}_d \mathbf{n}_d^H\} \\ &= \widehat{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \Sigma(\mathbf{s}_d) \mathbf{C}_d^H \widehat{\mathbf{H}}_d^H + \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d) + \Sigma(\mathbf{n}_d) \end{aligned}$$

olarak ifade edildiğinde, eşitlikte kanal kestirimleri ile kanal hatalarını içeren matrisler ayrı ifadeler halinde görülmektedir. Kanal hatalarını içeren değişinti matrisi,  $\Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d)$ , matris blokları halinde gösterilebilir:

$$\begin{aligned} \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d) &= E\{\widetilde{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d (\widetilde{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d)^H\} \\ &= \text{diag} \left( \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}_{d,1} \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d), \dots, \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}_{d,M} \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d) \right) \end{aligned}$$

Her bir matris bloğu, ilgili veri bloklarına etki eden kanal hatalarının değişinti matrisini ifade eder:

$$\begin{aligned} \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}_{d,m} \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d) &= E\{\widetilde{\mathbf{H}}_{d,m} \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d (\widetilde{\mathbf{H}}_{d,m} \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d)^H\} \\ &= \sum_{k=1}^K E\{\widetilde{\mathbf{H}}_{d,m}^{(k)} \mathbf{C}_d^{(k)} \mathbf{s}_d^{(k)} \mathbf{s}_d^{(k)H} \mathbf{C}_d^{(k)H} \widetilde{\mathbf{H}}_{d,m}^{(k)H}\} + \Sigma(\mathbf{n}_{d,m}) \\ &= \sum_{k=1}^K \text{diag} \left( \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}_{d,m,1}^{(k)} \mathbf{C}_{d,1}^{(k)} \mathbf{s}_{d,1}^{(k)}), \dots, \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}_{d,m,N_d}^{(k)} \mathbf{C}_{d,N_d}^{(k)} \mathbf{s}_{d,N_d}^{(k)}) \right) \end{aligned}$$

İlgili veri bloğuna etki eden kanal katsayılarının hatalarını içeren matris,  $\widetilde{\mathbf{H}}_{d,m,j}^{(k)}$  farklı yol ve sembollere etki eden kanal katsayılarının hatalarının toplamı olarak ifade edildiğinde,

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{d,m,j}^{(k)} = \sum_{n=1}^{n_j} \sum_{l=0}^{L-1} \widetilde{h}_{m,l}^{(k)} [i_d(j, n)] \mathbf{D}_{n,l,j}$$

ifadede geçen  $\mathbf{D}_{n,l,j}$ , matrisi  $\tilde{\mathbf{H}}_{d,m,j}^{(k)}$  matrisi ile aynı boyuttadır ve  $(x, y)$ . elemanı:

$$[\mathbf{D}_{n,l,j}]_{xy} = \begin{cases} 1 & , [\tilde{\mathbf{H}}_{d,m,j}^{(k)}]_{xy} = \tilde{h}_{m,l}^{(k)}[i_d(j, n)] \\ 0 & , [\tilde{\mathbf{H}}_{d,m,j}^{(k)}]_{xy} \neq \tilde{h}_{m,l}^{(k)}[i_d(j, n)] \end{cases}$$

Veri sembolleri ilintisiz varsayıldığından,  $\Sigma(\mathbf{s}_{d,j}^{(k)}) = \mathbf{I}$ , istenen değişinti matrisi kanal kestirim hata değişimleri cinsinden yazılır:

$$\Sigma(\tilde{\mathbf{H}}_{d,m,j}^{(k)} \mathbf{C}_{d,j}^{(k)} \mathbf{s}_{d,j}^{(k)}) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{t_1=1}^{n_j} \sum_{t_2=1}^{n_j} \sigma_h^2(m, l, k, i_d(j, t_1), i_d(j, t_2)) \mathbf{D}_{t_1,l,j} \mathbf{C}_{d,j}^{(k)} (\mathbf{D}_{t_2,l,j} \mathbf{C}_{d,j}^{(k)})^H.$$

Sistemin mobil-baz bağı için karşılıklı bilgisini yazmak için (5.5) numaralı ifadenin tersine ihtiyaç vardır. Bunun için Matris Evirme Teoremi kullanılabilir [35]:

$$(\mathbf{A} + \mathbf{UBV})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{U} (\mathbf{B}^{-1} + \mathbf{VA}^{-1} \mathbf{U})^{-1} \mathbf{VA}^{-1} \quad (5.13)$$

Teoremde  $\mathbf{A} = \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{U} = (\hat{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d)^H$ ,  $\mathbf{B} = \Sigma(\tilde{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d) + \sigma_n^2 \mathbf{I}$  ve  $\mathbf{V} = \hat{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d$  yerine konduğunda, (5.5) numaralı ifadenin tersi alınabilir. Sonuç olarak kanalın girişi ile çıkışı arasındaki karşılıklı bilgi aşağıdaki şekilde yazılabilir. Bu ifade aynı zamanda kanal kapasitesi için bir alt sınırı gösterir:

$$C_{MB} = \frac{1}{2} \log_2(|I + (\hat{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d)^H (\Sigma(\tilde{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d) + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d|). \quad (5.14)$$

Yukarıdaki kapasite ifadesinden de görüleceği gibi, kanal hatalarını içeren ifadeler ile gürültü gücü, kapasiteyi düşürücü etki eder. Dolayısıyla, kanal kestirimi ne kadar iyi yapılırsa kapasite de o denli artacaktır. Kanal kestirimin hatasız olduğu durumda,  $\Sigma(\tilde{\mathbf{H}}_d \mathbf{C}_d \mathbf{s}_d) \rightarrow 0$ ,  $\hat{\mathbf{H}}_d \rightarrow \mathbf{H}_d$  olur ve mobil-baz bağı kapasitesi için bir üst sınıra ulaşılır:

$$C_{MB, \text{bilinen-kanal}} = \frac{1}{2} \log_2(|I + \frac{1}{\sigma_n^2} (\mathbf{H}_d \mathbf{C}_d)^H \mathbf{H}_d \mathbf{C}_d|). \quad (5.15)$$

## 5.2 Baz-Mobil Bağı Kapasitesi

Sistemdeki Mİ'ler basit alıcı yapılarıyla, (2.25) numaralı eşitlikte verilen  $\mathbf{r}^{(k)}$  sinyalini kendi veri kestirimlerini,  $\hat{\mathbf{s}}^{(k)}$ , oluşturmak için kullanırlar. Baz-mobil bağı kanal ka-

pasitesini bulabilmek için kanal girişi,  $\mathbf{s}^{(k)}$ , ile çıkışı,  $\mathbf{r}^{(k)}$  arasındaki karşılıklı bilginin bulunması gerekir:

$$I(\mathbf{s}^{(k)}; \mathbf{r}^{(k)}) = h(\mathbf{s}^{(k)}) - h(\mathbf{s}^{(k)} | \mathbf{r}^{(k)}) \quad (5.16)$$

Kanalın girişi,  $\mathbf{s}^{(k)}$ , çıkışı,  $\mathbf{r}^{(k)}$  ve  $k$ . Mİ tarafındaki alıcı çıkışı,  $\widehat{\mathbf{s}}^{(k)}$ , Markov zinciri oluşturur,  $\mathbf{s}^{(k)} \rightarrow \mathbf{r}^{(k)} \rightarrow \widehat{\mathbf{s}}^{(k)}$ . Bu durumda kanalın girişi ve çıkışı arasındaki karşılıklı bilgi üzerinde bir alt sınır tanımlamak mümkün olur:

$$\begin{aligned} I(\mathbf{s}^{(k)}; \mathbf{r}^{(k)}) &\geq I(\mathbf{s}^{(k)}; \widehat{\mathbf{s}}^{(k)}) \\ &= h(\mathbf{s}^{(k)}) - h(\mathbf{s}^{(k)} | \widehat{\mathbf{s}}^{(k)}) \\ &= h(\mathbf{s}^{(k)}) - h(\mathbf{s}^{(k)} - \widehat{\mathbf{s}}^{(k)} | \widehat{\mathbf{s}}^{(k)}) \end{aligned} \quad (5.17)$$

$$\geq h(\mathbf{s}^{(k)}) - h(\mathbf{s}^{(k)} - \widehat{\mathbf{s}}^{(k)}) \quad (5.18)$$

Her bir Mİ'nin sezim hatası,  $\mathbf{e}_D^{(k)} = \mathbf{s}^{(k)} - \widehat{\mathbf{s}}^{(k)}$  olarak tanımlanır. Sabit eklemekle entropinin değişmediği gerçeğinden dolayı (5.17) nolu eşitlik yazılabilir. Şartlandırmanın entropiyi düşürdüğü bilindiğinden (5.18) nolu eşitlik yazılır. Ulaşılan ifade bu alıcı yapısı için sistem kapasitesini ifade ederken, kanal kapasitesi için bir alt sınır teşkil eder. Fakat dikkat edilirse, baz-mobil bağında bulunan alt sınır mobil-baz bağındakine göre daha kötü bir alt sınırı ifade eder. Bunun sebebi, baz-mobil bağındaki alıcı-verici yapısının mobil-baz bağındaki gibi en iyi olmamasıdır. Zira, baz-mobil bağında Mİ'lerin alıcı yapıları sabit tutulurken, en iyileme sadece Bİ'deki verici üzerinden yapılmaktadır. Kanalın girişi Gauss dağılımlı olarak seçildiğinde,  $\mathbf{s}^k \sim CN(\mathbf{0}, \Sigma(\mathbf{s}^k))$ , sezim hatası da Gauss dağılımlı olur,  $\mathbf{e}_D^k \sim CN(\mathbf{0}, \Sigma(\mathbf{e}_D^k))$ , buna bağlı olarak istenen entropi ifadeleri aşağıda verilir:

$$h(\mathbf{s}^k) = \frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^{P_D} |\Sigma(\mathbf{s}^k)|) \quad \text{bit} \quad (5.19)$$

$$h(\mathbf{e}_D^k) = \frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^{P_D} |\Sigma(\mathbf{e}_D^k)|) \quad \text{bit.} \quad (5.20)$$

Burada sistemin  $k$ . Mİ için baz-mobil bağı kapasitesine ulaşılır. Daha evvel değinildiği gibi bu ifade kanal kapasitesi için bir alt sınırdır:

$$C_{BM}^{(k)} = \frac{1}{2} \log_2(|\Sigma(\mathbf{s}^{(k)})\Sigma(\mathbf{e}_D^{(k)})^{(-1)}|) \quad (5.21)$$



Toplam baz-mobil bağı kapasitesi ise tüm Mİ'lerin kapasiteleri toplamı şeklinde tanımlanır:

$$C_{BM} = \sum_{k=1}^K C_{BM}^{(k)}. \quad (5.22)$$

Böylece, baz-mobil bağı kapasitesi aşağıdaki gibi olur:

$$C_{BM} = \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \log_2 (|(\mathbf{C}^{(k)T} \widehat{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{F}^{(k)} - \mathbf{I})(\mathbf{C}^{(k)T} \widehat{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{F}^{(k)} - \mathbf{I})^H + \sigma_n^2 \mathbf{C}^{(k)T} (\mathbf{C}^{(k)T})^H + \mathbf{C}^{(k)T} \widehat{\mathbf{H}}^{(k)} \overline{\mathbf{F}}^{(k)} (\mathbf{C}^{(k)T} \widehat{\mathbf{H}}^{(k)} \overline{\mathbf{F}}^{(k)})^H + \mathbf{C}^{(k)T} \Sigma(\widetilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{F}_s) (\mathbf{C}^{(k)T})^H |^{-1}). \quad (5.23)$$

Kanal tahminin hatasız olduğu durumda,  $\widetilde{\mathbf{H}}_m^{(k)} \rightarrow 0$ ,  $\widehat{\mathbf{H}}_m^{(k)} \rightarrow \mathbf{H}_m^{(k)}$ , sistemin baz-mobil bağı kapasitesi için bir üst sınıra ulaşılır:

$$C_{BM, \text{bilinen-kanal}} = \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \log_2 (|(\mathbf{C}^{(k)T} \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{F}^{(k)} - \mathbf{I})(\mathbf{C}^{(k)T} \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{F}^{(k)} - \mathbf{I})^H + \sigma_n^2 \mathbf{C}^{(k)T} (\mathbf{C}^{(k)T})^H + \mathbf{C}^{(k)T} \mathbf{H}^{(k)} \overline{\mathbf{F}}^{(k)} (\mathbf{C}^{(k)T} \mathbf{H}^{(k)} \overline{\mathbf{F}}^{(k)})^H |^{-1}).$$

## 6. SAYISAL SONUÇLAR

Zamanla değişen çokyollu kanalın, farklı yollarının ilintisiz olduğu ve tüm yollar için izgel güç yoğunluğunun eş olduğu kabul edilmiştir. Bant-sınırlı ve izgel güç yoğunluğu sabit olan kanal modeli benimsenmiştir [24]. Sürekli zaman izgel güç yoğunluğu aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$S_c(\lambda) = \frac{1}{2\lambda_D}, \quad |\lambda| \leq \lambda_D. \quad (6.1)$$

Eşitlikte geçen Doppler kayması,  $\lambda_D = V_m \cdot f_c/c$ . Burada,  $V_m$  mobil istasyonun azami hızını,  $c$  ışık hızını ve  $f_c$  taşıyıcı frekansı gösterir. Tipik olarak, UMTS sistemi için taşıyıcı frekans 2 GHz, azami hız en düşük 3 km/s, en yüksek 250 km/s'dir [1]. Sürekli zaman özilinti fonksiyonu, izgel güç yoğunluğunun ters Fourier dönüşümüdür:

$$\begin{aligned} R_c(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} S_c(\lambda) \exp(j2\pi\lambda t) d\lambda \\ &= \frac{\sin(2\pi\lambda_D t)}{2\pi\lambda_D t}. \end{aligned} \quad (6.2)$$

Ayrık-zamanda özilinti fonksiyonu, örnekleme teoremi yardımıyla bulunur:

$$R(n) = R_c(nT_s) = \frac{\sin(2\pi\lambda_D nT_s)}{2\pi\lambda_D nT_s} = \frac{\sin(w_{ND}n)}{w_{ND}n}. \quad (6.3)$$

Sembol süresi,  $T_s = N/r_k$  ve UMTS sistemi için kıymık oranı,  $r_k = 3.84 \cdot 10^6$  kıymık/sn. Burada,  $w_{ND} = 2\pi\lambda_D N/r_k$ , normalize edilmiş en büyük Doppler kaymasını göstermektedir. Ayrık-zaman özilinti fonksiyonu (6.3)'deki gibi alınmasına rağmen herhangi başka özilinti fonksiyonu da kullanılabilir. Burada kullanılan yöntem özel bir özilinti fonksiyonuna bağlı değildir. Daha önceki çalışmalar [6, 20], kanal kestirimi performansı için özilinti fonksiyonunun şeklinin değil, en büyük Doppler kayması olan  $w_{ND}$ 'nin belirleyici olduğunu göstermiştir. Daha evvel belirtildiği gibi, veri sembollerinin ilintisiz olduğu varsayılmıştır,  $\Sigma(\mathbf{s}) = \mathbf{I}$ . Sistem kapasitesi, kanal ve veri OKH hesaplamaları sabit bir kod seti için rasgele Rayleigh dağılımlı kanallar üzerinden ortalama alınarak yapılmıştır. Bunun için özilintileri (6.3)'de verilen kanal parametre kestirimleri Gauss dağılımlarına göre rasgele oluşturulmuştur ve (3.5) ile (3.11)'de verilen OKH'ler kullanılmıştır. Burada vurgulanması gereken bir nokta sayısal sonuçları elde ederken

kanal kestiriminin gerçekleştirilmediği ve kanal parametreleri ile kestirim hatalarının elde edilmediğidir. Sinyal gürültü oranı,  $SGO = \sigma_c^2/\sigma_n^2$  ve  $\sigma_c^2 = 1$  kanal değişintisi,  $\sigma_n^2$  ise gürültü değişintisidir.

### 6.1 Pilot Oranının Sistem Performansı Üzerine Etkisi

Mobil-baz bağı çerçevesindeki toplam sembol sayısı  $P_U$ , pilot sembol sayısı  $T$  olmak üzere, pilot oranı  $T/P_U$  olarak tanımlanır. Baz-mobil bağında pilot yerleşimi yapılmadığından, kanal tahminini en iyi hale getirmek için pilot semboller mobil-baz bağı çerçevesinin sonuna yerleştirilir (Art takı). Bunu sonucu olarak, her iki bağdaki kanal kestirim performansları birbirine yakın olur. Hesaplamalarda simetrik trafik varsayılmıştır,  $P_U = P_D = 10$ . Sinyal gürültü oranı  $SGO = 15 \text{ dB}$ , mobil istasyon hızı,  $V_m = 250 \text{ km/s}$ , yayma kazancı,  $N = 6$  ve kullanıcı sayısı,  $K = 2$  için pilot oranlarının sistem performansına etkileri araştırılmıştır.

Şekil 6.1'de, pilot oranı artışıyla mobil-baz bağı kapasitesinin önce arttığı daha sonra azaldığı gözlenebilir. Artan pilot oranı kanal kestirim performansını artırarak kapasiteyi artırıcı etki yapmış ancak bilgi taşımayan pilot sembollerin gereksiz kullanımı sonucu belli bir noktadan sonra kapasite düşmektedir. Pilot sembol oranındaki artış, baz-mobil bağı kanal tahminini iyileştireceğinden, sistem kapasitesinin de artışı beklenir. Ayrıca pilot semboller baz-mobil bağı çerçevesinde bulunmadığından veri kaybına da neden olmaz. Şekil 6.2'de görüldüğü gibi pilot sembol oranı artışıyla baz-mobil bağı kapasitesi artış eğilimi göstermiştir. Her iki şekilde de göreceğimiz gibi anten sayısını,  $M$  ve yol sayısının,  $L$  artışı kapasite artışına yol açar. Bunun sebebi, sistemin anten ve çokyol çeşitlemesinden faydalanmasıdır.

Bekleneceği gibi, Şekil 6.3 ve Şekil 6.4'de pilot oranındaki artış kanal kestirim ve tahmin performanslarını iyileştirir. Kanal kestirimi için anten sayısının bir önemi yoktur. Zira her bir antenle ilişkili kanal kestirimi yapılırken sadece ilgili anteni gözlemlemek yeterli olmaktadır. Dolayısıyla, her yol kendi başına kestirilir. Her iki şekilden de görüleceği gibi, yol sayısının artışı performansı düşürmektedir. Bunun sebebi çokyolluluk etkisinin sinyali ayrıştırmayı zorlaştırmasıdır.

Ortalama karesel veri hatası, veri sembolleri için sezim yapmadan önce gönderilen sembolün yumuşak kestiriminin hatasının bir ölçüsüdür. Pilot oranı arttıkça ortalama karesel veri hatası da düşecektir. Şekil 6.5 ve Şekil 6.6'de görüleceği gibi, pilot oranının

artması belli bir seviyeye kadar iyileşme sağlamaktadır. Ancak daha fazla artırmakla performansı değişmemektedir. Bunun sebebi ele alınan durum için belli bir süreden kanal kestirim hatasının etkisinin diğer faktörlere göre azalmasıdır. Bu hatayı etkileyen diğer faktörler çok kullanıcı girişimi ve kanal gürültüsüdür. Çok daha hızlı değişen kanallarda ise pilot artışıyla ortalama karesel veri hatasının düşüşü gözlenecektir. Yine her iki şekilden görüleceği gibi, çokyolluluk ve anten çeşitlemeleri performansta iyilik sağlamıştır. Mobil-baz bağı veri hatasının diğer bağdaki hataya göre daha düşük olduğu görülebilir.

## 6.2 Trafik Yükünün Sistem Performansı Üzerine Etkisi

Trafik yükü, kıymık başına düşen mobil istasyon sayısı olarak tanımlanır,  $K/N$ . Simetrik trafik,  $P_U = P_D = 10$ , sinyal gürültü oranı  $SGO = 15$  dB, mobil istasyon hızı,  $V_m = 250$  km/s, yayma kazancı,  $N = 6$  ve pilot oranı 0.1 için trafik yükünün sistem performansına etkileri araştırılmıştır. KBÇE sistemlerinde kullanıcı sayısı üzerinde kesin sınırlar olmamakla birlikte, sayının aşırı artışı sonucu çok kullanıcı girişimi artmaktadır. Zira sistemdeki kullanıcılara tahsis edilen yayıcı kodların ilintileri artmakta ve kullanıcıların birbirlerinden ayrıştırılmaları zorlaşmaktadır. Bunun sonucu olarak kapasitede düşüş gözlenir. Ancak kullanıcı sayısı çok az olduğunda, bant genişliğinin verimsiz kullanılması söz konusu olur ki, bu da kapasitenin düşmesine yol açar. Bu nedenle trafik yükü için en iyi değer bant genişliğini en verimli kullanan değerdir.

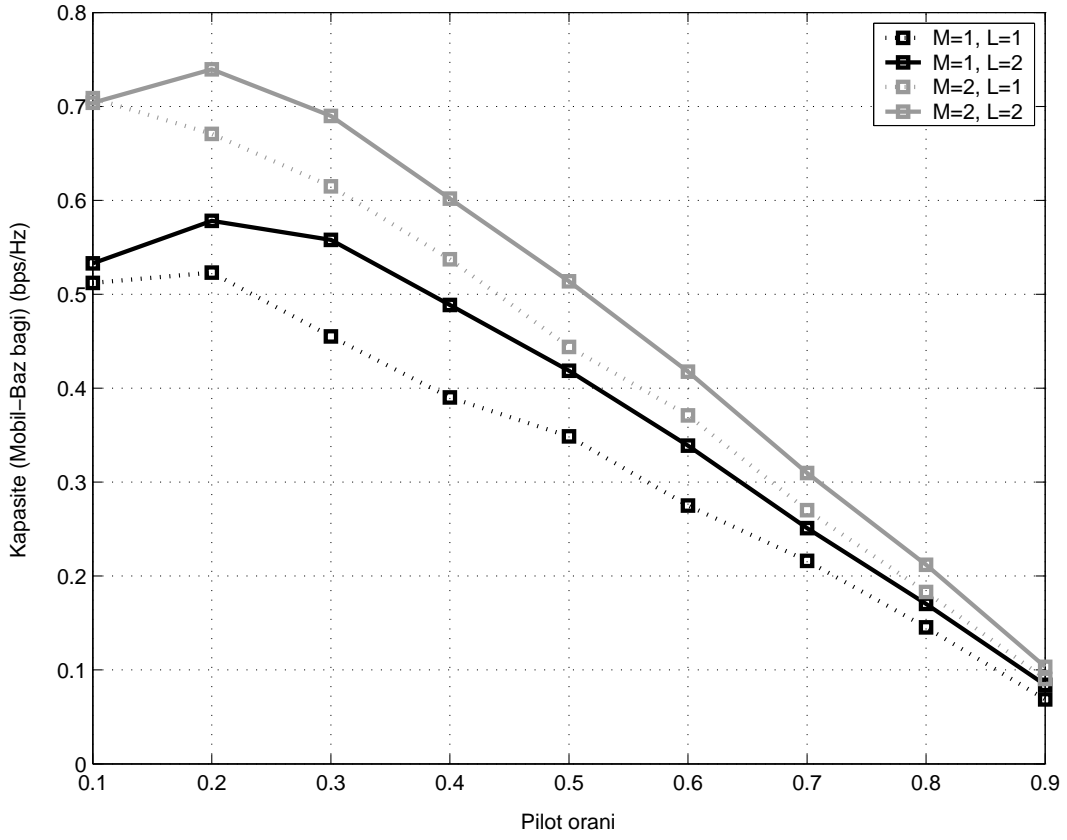
Şekil 6.7'de yol sayısına bağlı olarak trafik yükü arttıkça kapasitenin önce artıp sonra azaldığı görülebilir. Ele alınan örnekte, yol sayısı,  $L = 1$  iken trafik yüküyle kapasitenin sürekli arttığı görülmektedir. Ancak yol sayısı,  $L = 2$  olunca belli bir noktadan sonra azalmıştır. Bunun sebebi, yol sayısının artışıyla birlikte artan kullanıcı sayısından kaynaklanan girişimin etkisinin artarak kapasiteyi düşürmesidir. Yol sayısı,  $L = 2$  için sistem 0.6 – 0.7 civarında en verimli hale gelmiştir. Bu noktadan sonra aşırı yüklü olur. Çokyolluluğun da performansta düşüklüğe yol açabileceği görülmektedir. Ancak sistem belli bir yüke kadar (0.3 – 0.4) çok yolluluk çeşitlemesinin faydasını görmüştür. Benzer olarak, Şekil 6.8'de ise kapasitenin önce artış daha sonra düşüş eğilimi gösterdiğini söylemek mümkündür. Yine belli bir noktaya kadar sistem çokyolluluk çeşitlemesinden fayda sağlamaktadır.

Trafik yükünün ve yol sayısının artışı, çok kullanıcı ve sembolden sembole girişimi artıracığından, kanal kestirim ve tahmin performansını düşürür. Şekil 6.9 ve Şekil 6.10'de

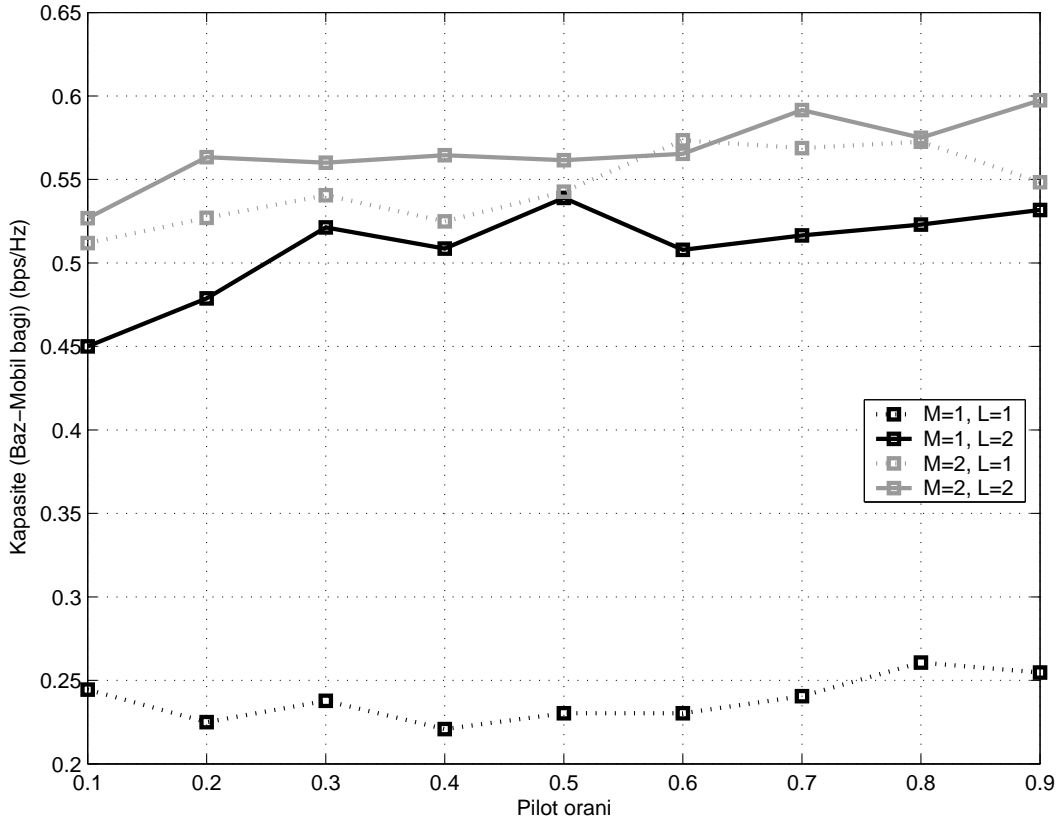
bu etkiler görülebilir. Kapasite sonuçlarına paralel olarak, ortalama karesel veri hatalarının da trafik yüküyle artışı Şekil 6.11 ve Şekil 6.12'de görülebilir. Ancak mobil-baz bağında hatanın yakınsadığı görülürken, baz-mobil bağında bu söz konusu değildir. Baz-mobil bağındaki veri hatasının değişimlerinin kötüleştirici etkenler arttıkça verinin gücünü de geçebileceği görülmektedir. Bu da baz-mobil bağı alıcı-vericiye zorla benimsenilen yapının bir sonucudur. Pratikte sistem bu noktalardan uzak çalıştırılacaktır.

### **6.3 Sinyal Gürültü Oranının (SGO) Sistem Performansı Üzerine Etkisi**

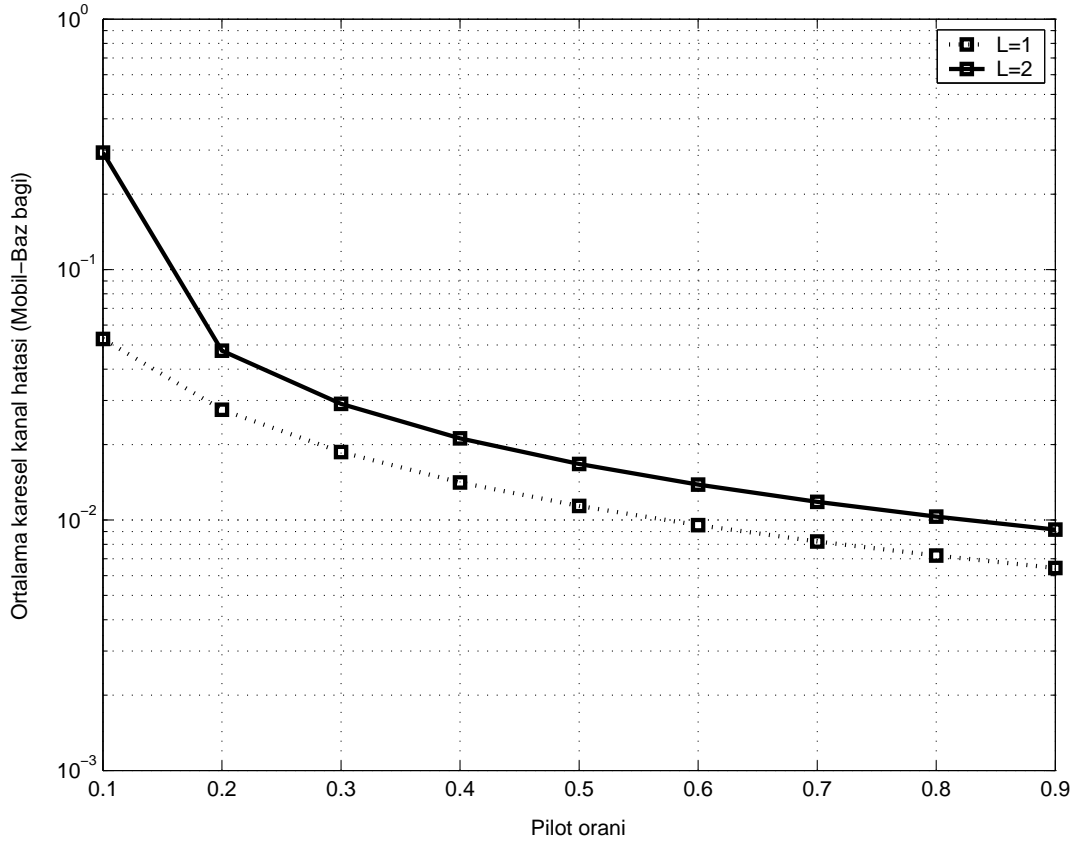
SGO'nun artışı iletişim sistemlerinde kapasiteyi artırıcı etkiye sahiptir. Şekil 6.13 ve Şekil 6.14'de bu etki görülebilir. Fakat SGO mobil-baz kapasitesini sürekli artırırken baz-mobil bağı için belli bir seviyeden itibaren sabit kalmıştır. Benzer şekilde, kanal ve veri hatalarının da SGO ile azaldığı görülür (Şekil 6.15-Şekil 6.18). Ancak kapasite sonuçlarında değinildiği gibi, Şekil 6.18'de SGO'nun daha fazla etkili olamaması yüzünden hatanın daha fazla azalmadığı gözlemlenir.



Şekil 6.1. Pilot oranına göre mobil-baz bağı kapasitesinin değişimi.

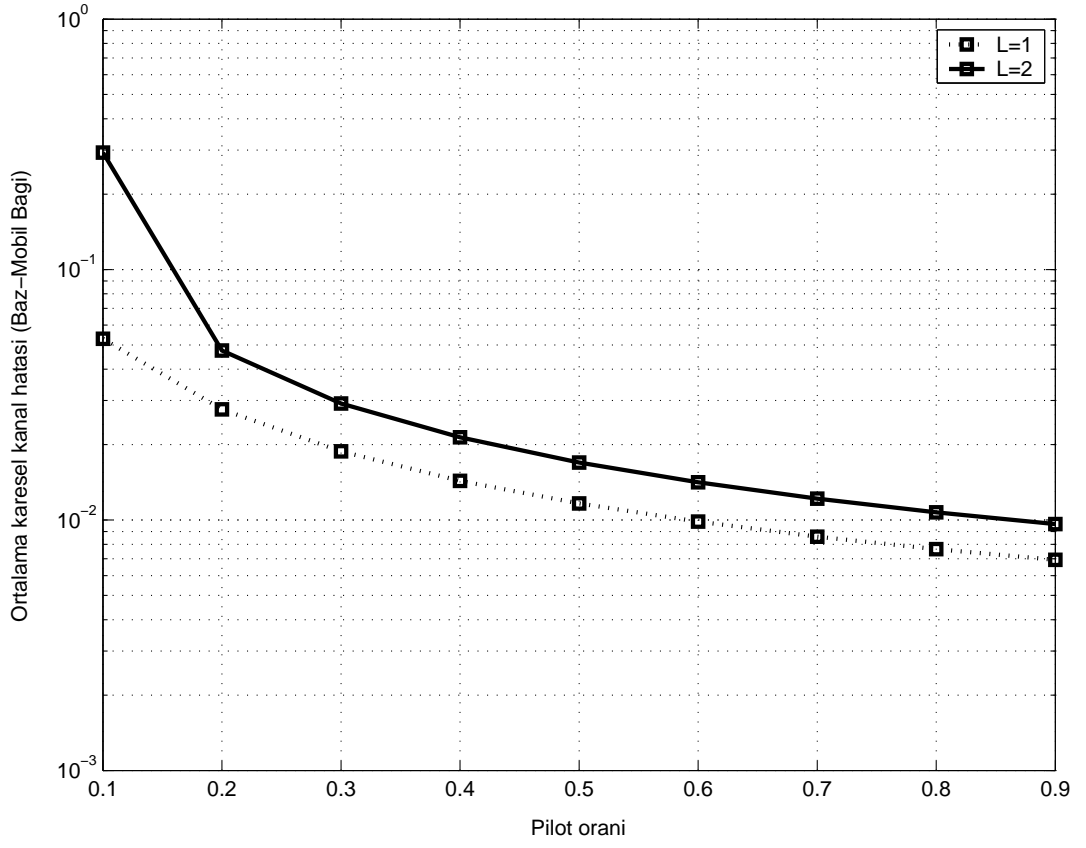


Şekil 6.2. Pilot oranına göre baz-mobil bağı kapasitesinin değişimi.

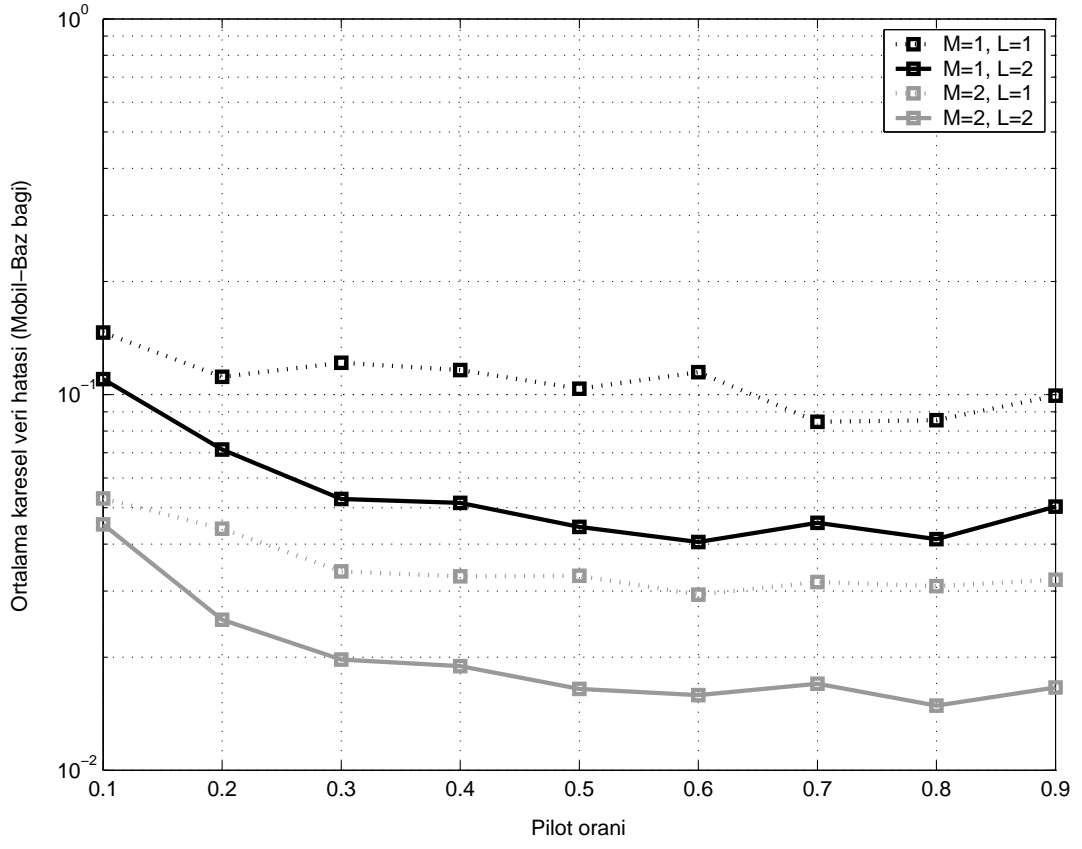


Şekil 6.3. Pilot oranına göre mobil-baz bağı ortalama karesel kanal kestirim hatasının değişimi.

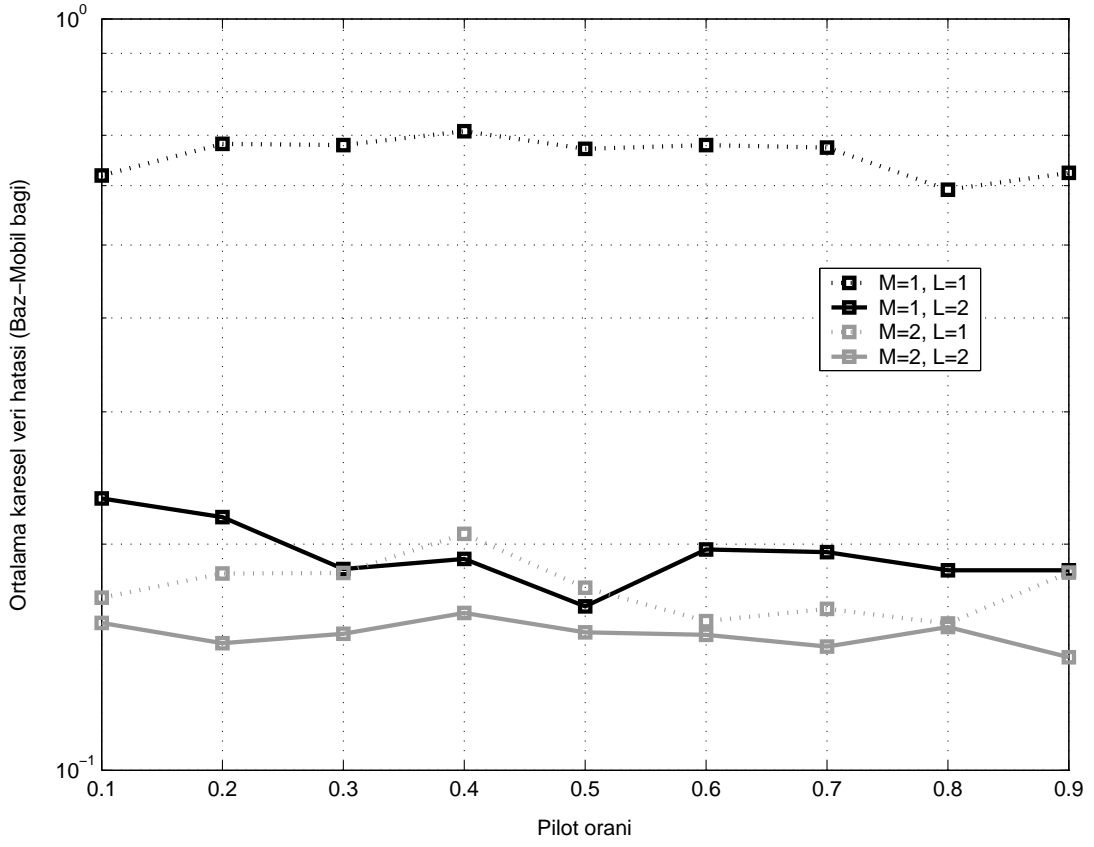




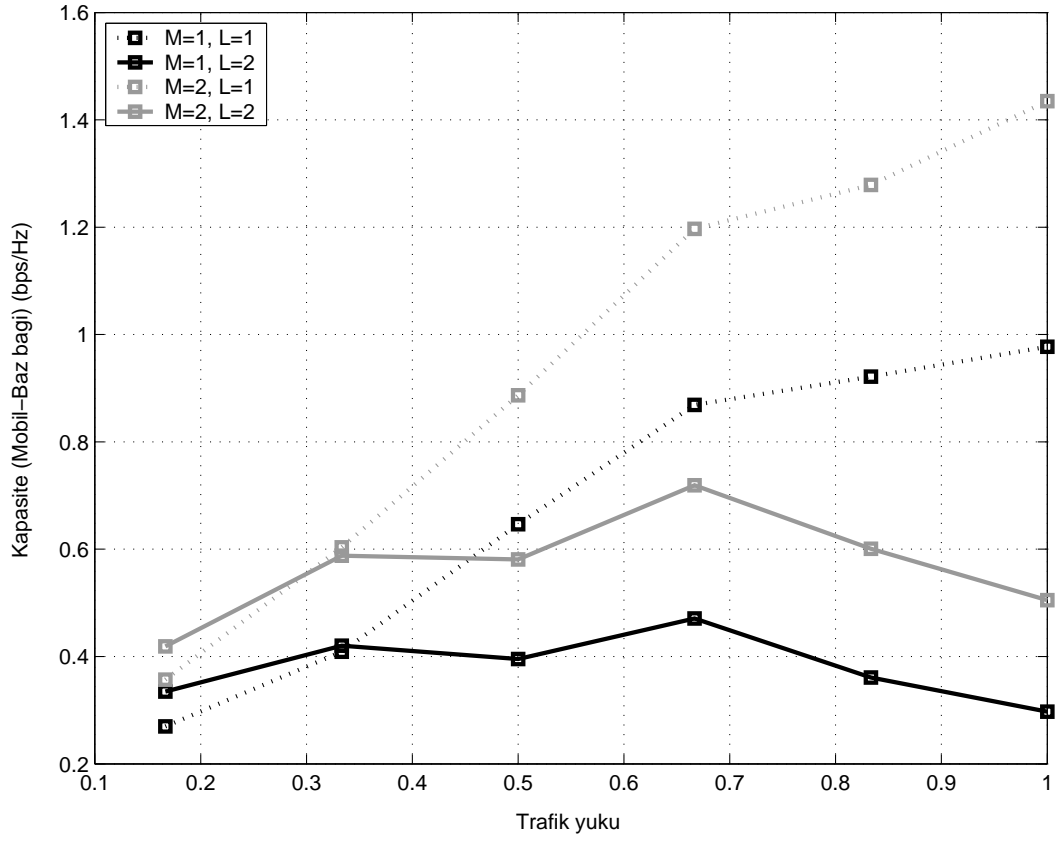
Şekil 6.4. Pilot oranına göre baz-mobil bağı ortalama karesel kanal tahmin hatasının değişimi.



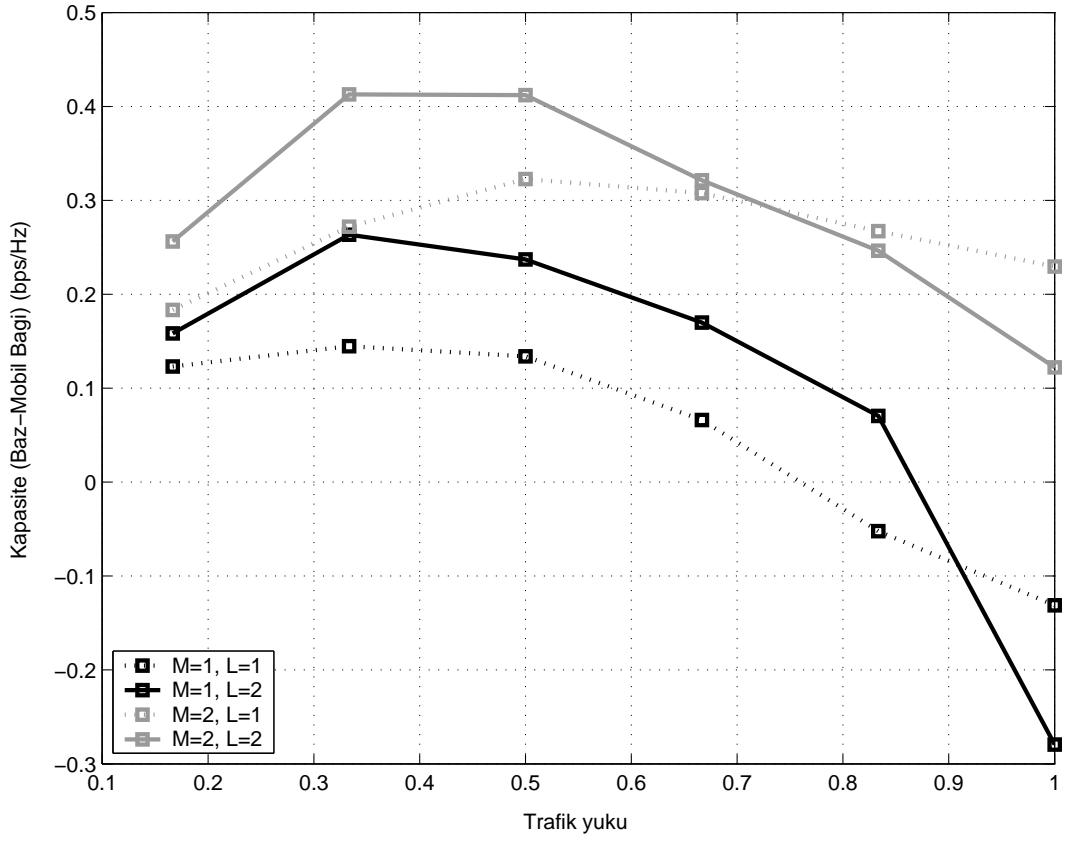
Şekil 6.5. Pilot oranına göre mobil-baz bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.



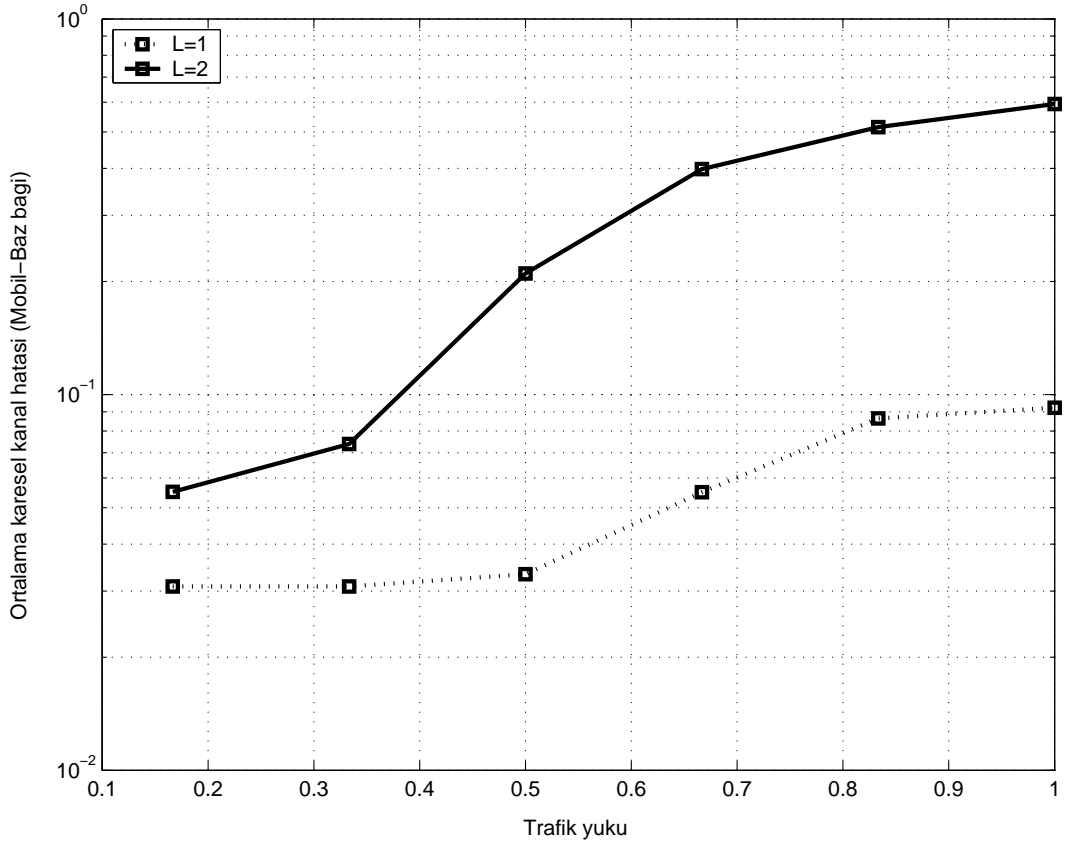
Şekil 6.6. Pilot oranına göre baz-mobil bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.



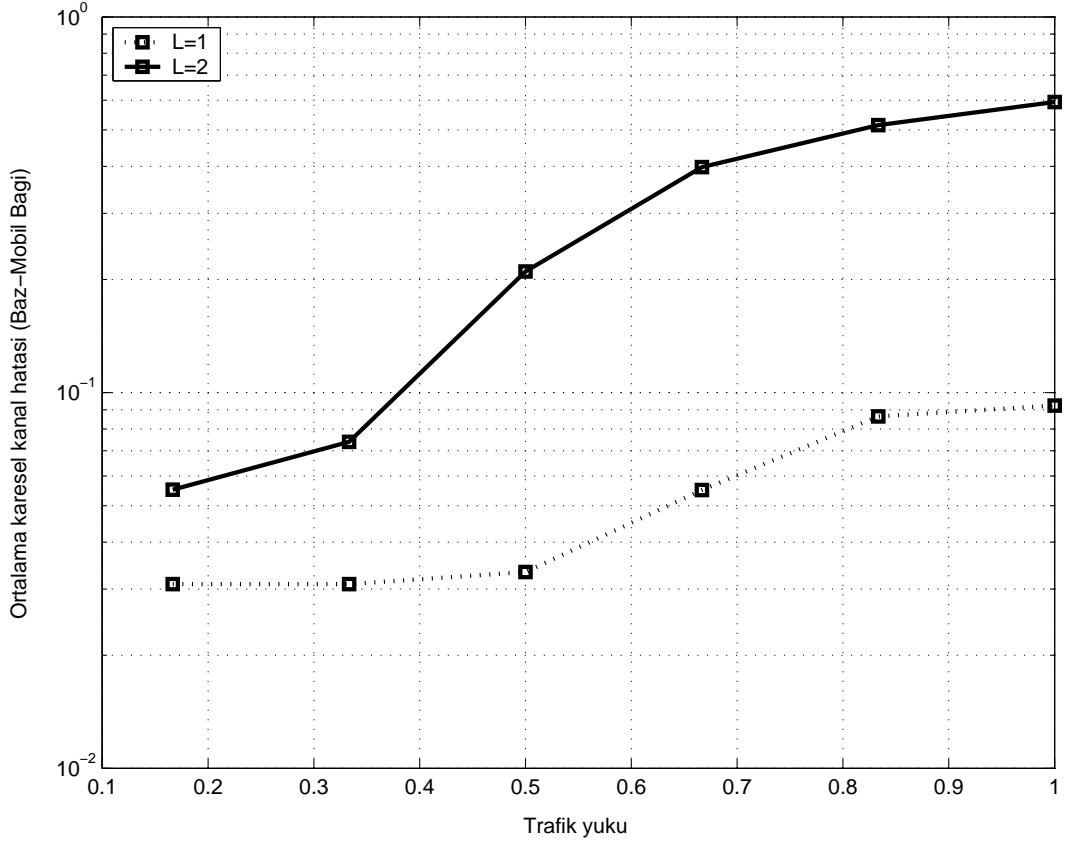
Şekil 6.7. Trafik yüküne göre mobil-baz bağı kapasitesinin değişimi.



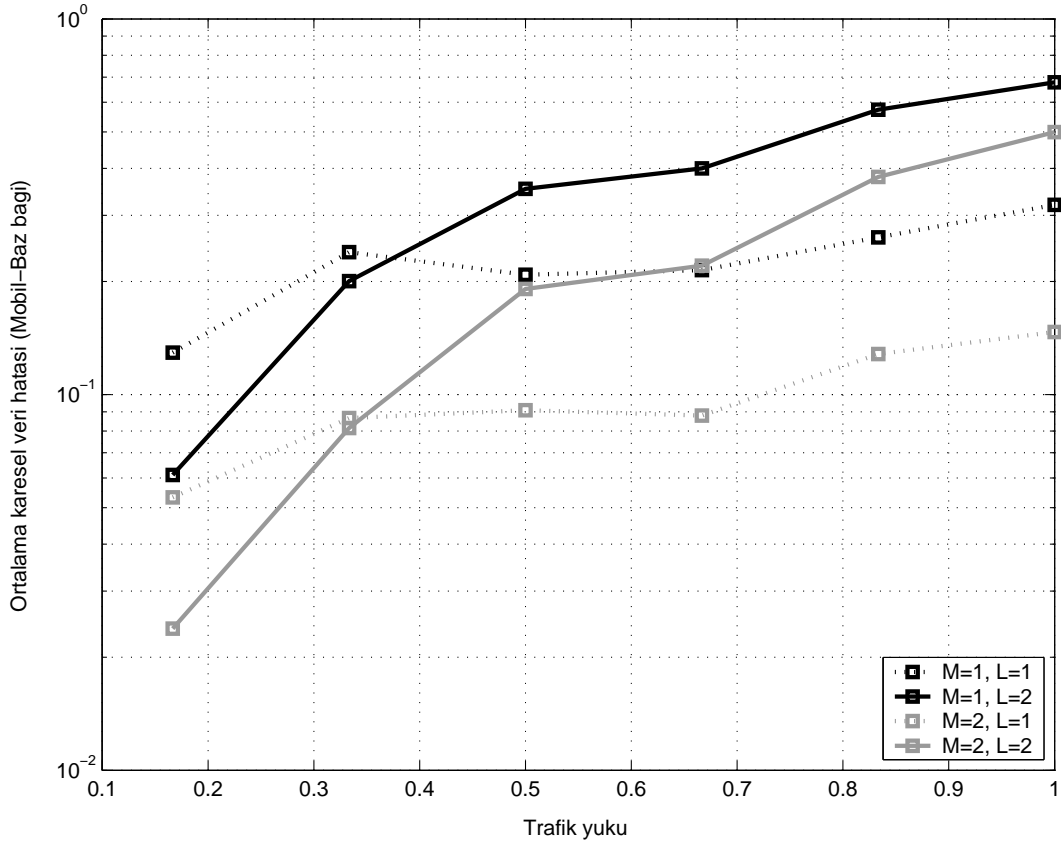
Şekil 6.8. Trafik yüküne göre baz-mobil bağı kapasitesinin değişimi.



Şekil 6.9. Trafik yüküne göre mobil-baz bağı ortalama karesel kanal kestirim hatasının değişimi.

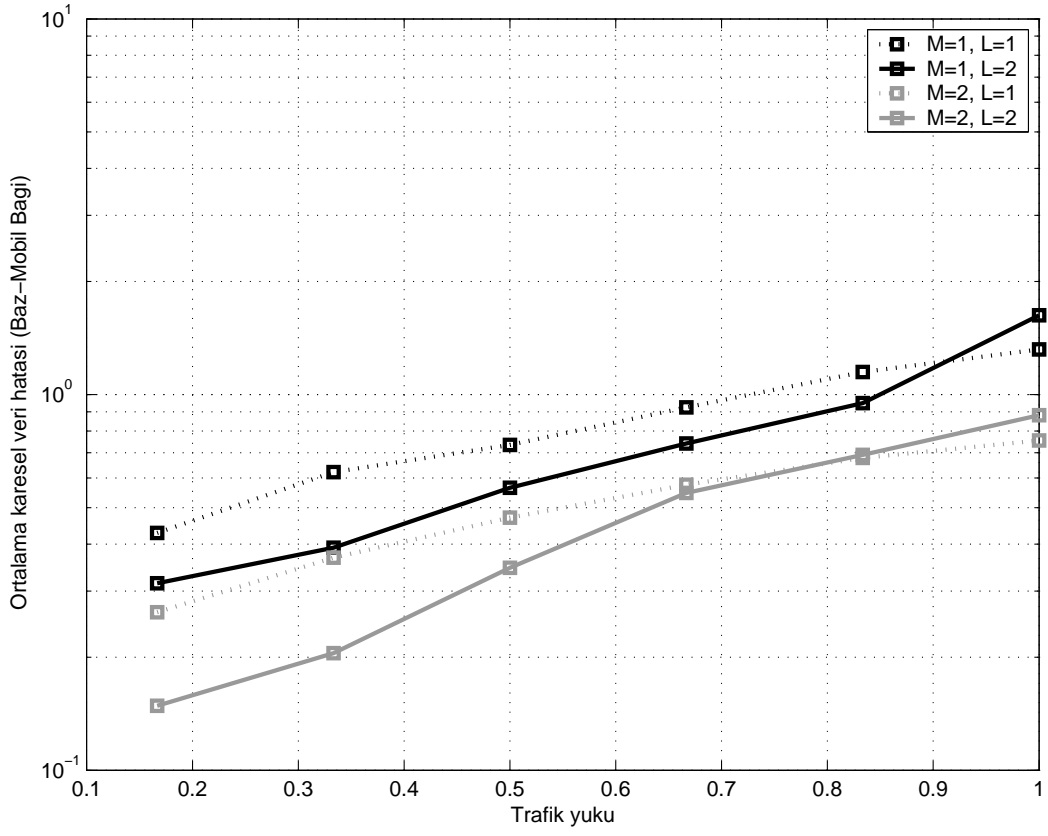


Şekil 6.10. Trafik yüküne göre baz-mobil bağı ortalama karesel kanal tahmin hatasının değişimi.

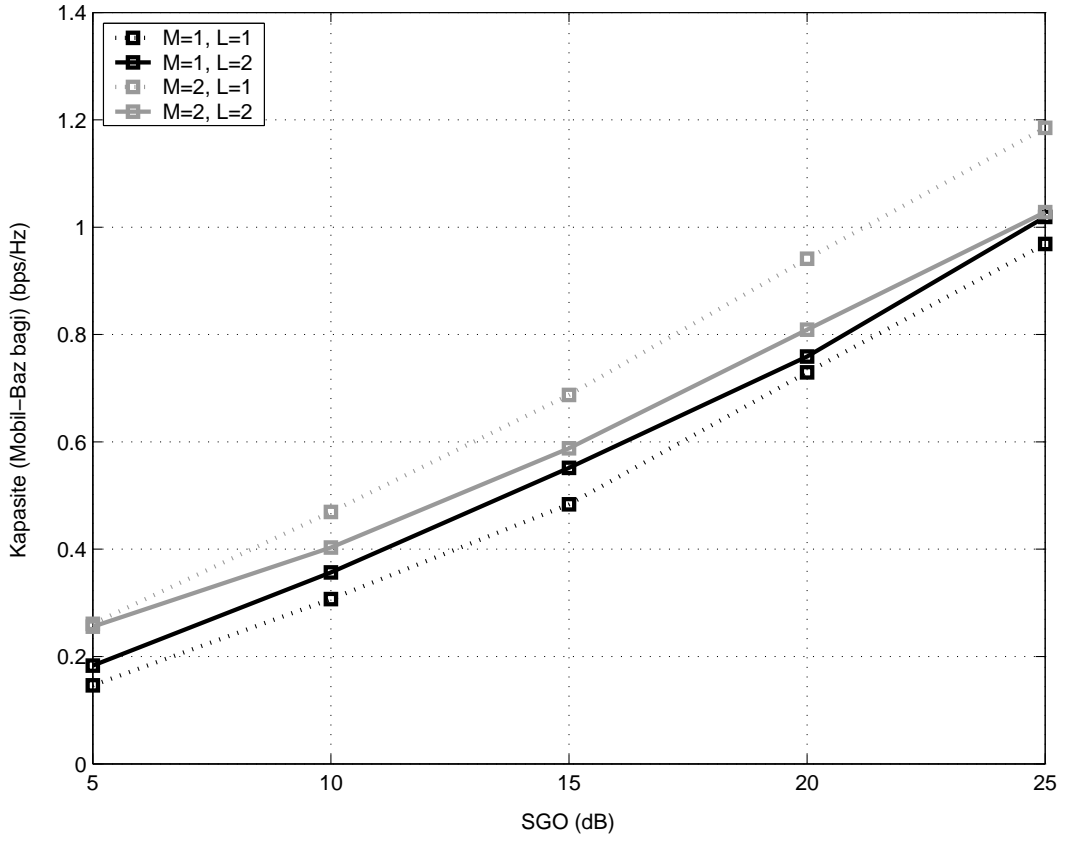


Şekil 6.11. Trafik yüküne göre mobil-baz bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.

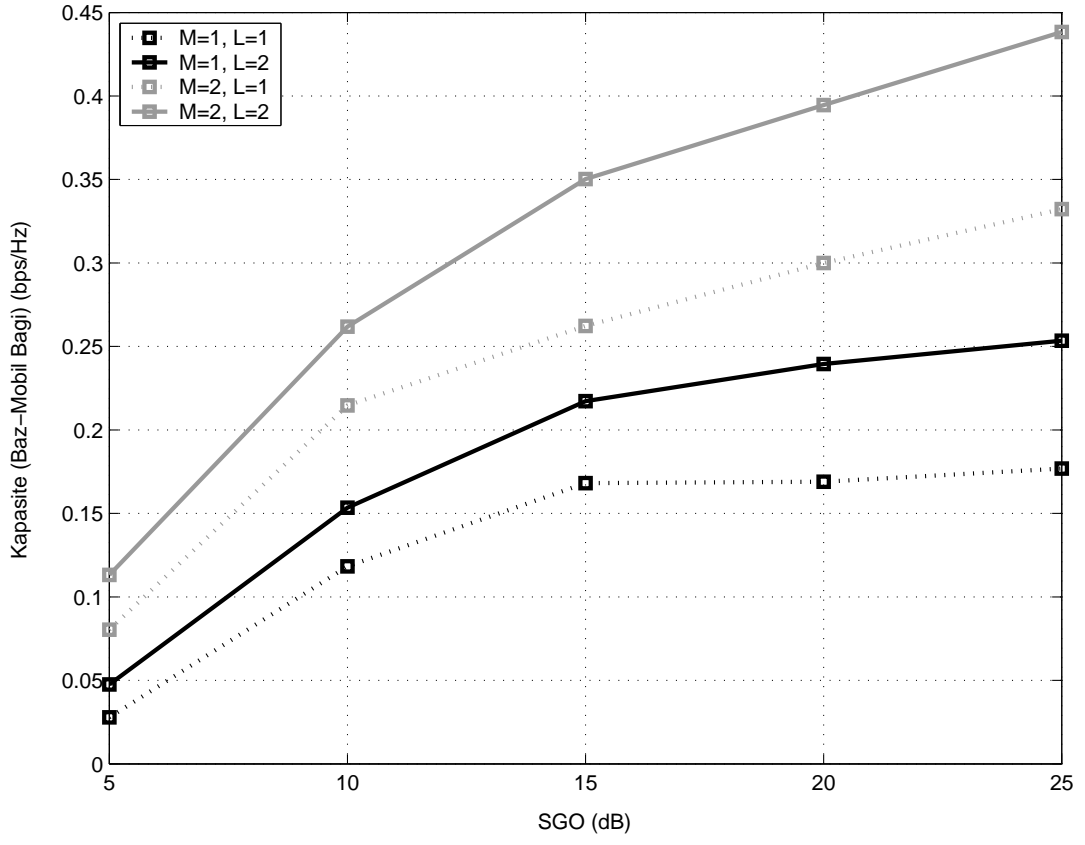




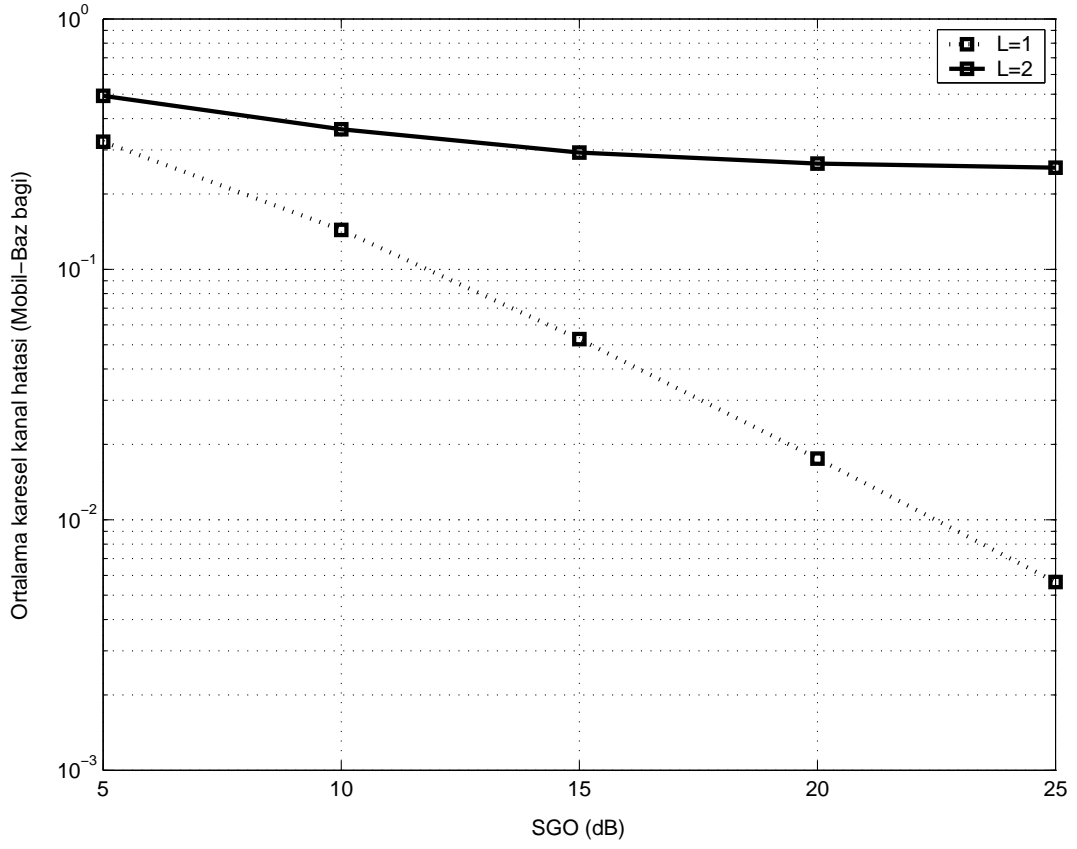
Şekil 6.12. Trafik yüküne göre baz-mobil bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.



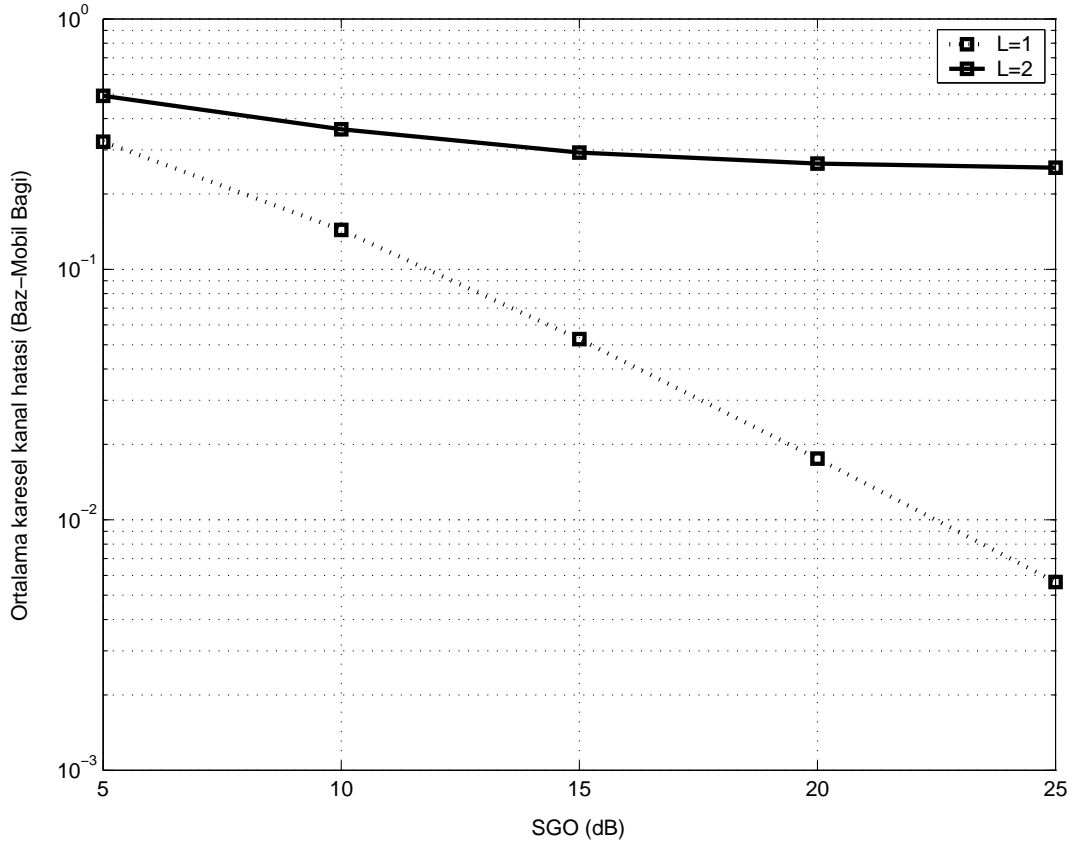
Şekil 6.13. Sinyal gürültü oranına göre göre mobil-baz bağı kapasitesinin değişimi.



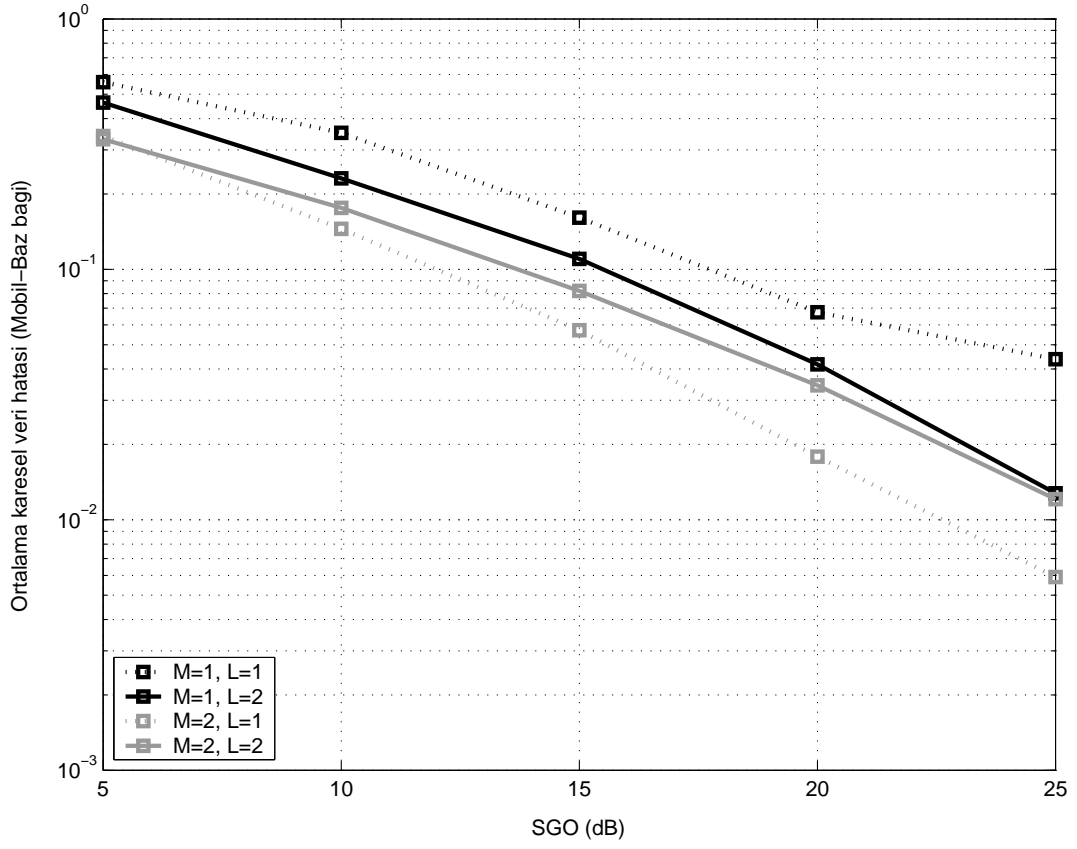
Şekil 6.14. Sinyal gürültü oranına göre baz-mobil bağı kapasitesinin değişimi.



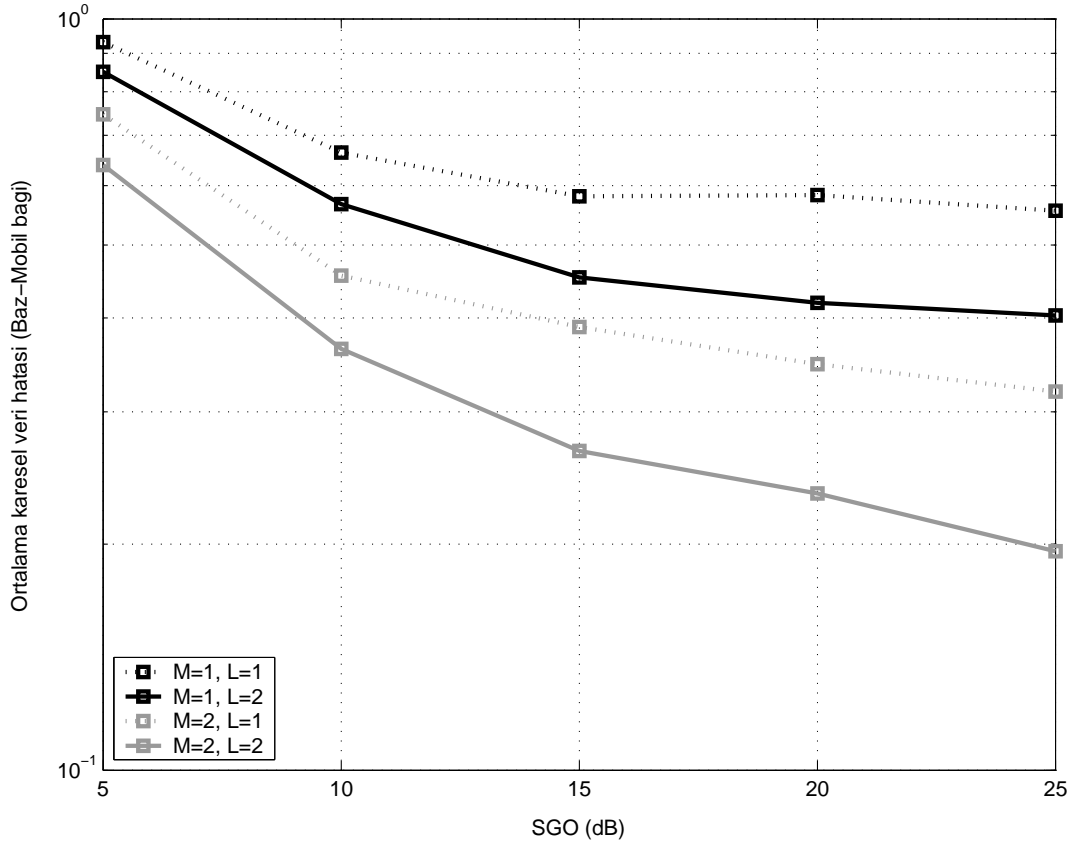
Şekil 6.15. Sinyal gürültü oranına göre mobil-baz bağı ortalama karesel kanal kestirim hatasının değişimi.



Şekil 6.16. Sinyal gürültü oranına göre baz-mobil bağı ortalama karesel kanal tahmin hatasının değişimi.



Şekil 6.17. Sinyal gürültü oranına göre mobil-baz bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.



Şekil 6.18. Sinyal gürültü oranına göre baz-mobil bağı ortalama karesel veri sezim hatasının değişimi.

## 7. SONUÇ

Bu çalışmada pilot-tabanlı hücreli bir ZBÇ-KBÇE sistemindeki baz istasyonu için alıcı ve verici tasarımı yapılmıştır. Alıcı tarafında, mobil-baz bağı kanalı için pilot-tabanlı kanal kestirimi, baz-mobil bağı için pilot-tabanlı kanal tahmini yapan baz istasyonu doğrusal çok kullanıcı sezim yapmaktadır. Verici tarafında ise önkodlayıcı vasıtasıyla işlemden geçirdiği sembolleri basit alıcı-verici yapılarına sahip mobil istasyonlara gönderir.

Her iki bağı için de sistemin toplam kapasitesi üzerinde alt sınırlar, kanal ve veri hataları hesaplanmış, pilot oranı, sinyal gürültü oranı, trafik yükü, anten sayısı, kullanıcı sayısı, yol sayısı gibi parametrelerin hesaplamalar üzerine etkileri incelenmiştir.

En iyi pilot oranının sistem üzerindeki iyileştirici etkisi görülmüştür. Gereğinden az ve ya fazla pilot sembolün mobil-baz bağı kapasitesini düşürdüğü söylenebilir. Bununla beraber, pilot oranının ortalama karesel veri hatası üzerine etkisi kapasite sonuçlarına benzerdir. Ortalama karesel kanal hatası üzerinde ise iyileştirici etkisi olduğu görülür.

Trafik yükü artışının girişimi artırması nedeniyle genel performansa olumsuz etki yaptığı gözlenmiştir. Ancak bant genişliğini verimli kullanacak kadar yüklenmeyen sistemde kapasite de atılacaktır.

Beklenildiği gibi, sinyal gürültü oranı artışının tüm sistem üzerine olumlu etkisi vardır. Sistemin en iyi çalışma koşullarında, anten ve yol sayısındaki artışın kapasiteyi artırdığı görülmüştür. Zira sistem anten ve çokyolluluk çeşitliliğinden faydalanmaktadır. Artan mobil hızlarının da genel performansı olumsuz etkilediği söylenebilir.

ZBÇ-KBÇE sistemleri için pilot tasarımı literatürde yeni bir kavramdır. Bu sistemler için kanal hatalarını hesaba katan alıcı ve verici yapıları tasarımı, pilot-tabanlı kanal kestirimi ve tahmini, sistemin toplam kapasitesinin hesaplanması ve tüm sistem parametrelerinin bunlar üzerine etkisinin araştırılması bu çalışmayı tümüyle yeni kılmaktadır.

Elde edilen sonuçlar hem dördüncü nesil iletişim sistemlerinin geliştirilmesinde hem de genel olarak çok girdili çok çıktılı sistemlerin bilgi kapasitelerinin ölçümünde faydalı olacaktır.



## KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Networks, 2002, Deployment Aspects (Release 4), 3GPP TR 25.943, V4.2.0.
- [2] Adireddy, S., Tong, L., Viswanathan, H., 2002, Optimal Placement of Training for Frequency-Selective Block-Fading Channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 8, 2338-2353.
- [3] Anemüller, J., Sejnowski, T. J., Makeig, S., 2003, Complex independent component analysis of frequency-domain electroencephalographic data, *Neural Networks*, vol. 16, no. 9, 1311-1323.
- [4] Ayanoglu, E., Burgess, M., Pollack, M., Zamanian, A., 2001, Frequency division duplexing and time division duplexing for broadband wireless applications, *Broadband Wireless Internet Forum White Paper*, v. 1.2.
- [5] Baissas, M. R., Sayeed, A. M., 2002, Pilot-based estimation of time varying multipath channels for coherent CDMA receivers, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 8, 2037-2049.
- [6] Baltersee, J., Fock, G., Meyr, H., 2001, An information theoretic foundation of synchronized detection, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 12, 2115-2123.
- [7] Berenguer, I., Host-Madsen, A., Wang, X., 2007, Multiuser TH-precoding for TDD-CDMA over multipath channels, *IET Communications*, 739-750.
- [8] Biglieri, E., Proakis, J., Shamai, S., 1998, Fading channels: Information-theoretic and communications aspects, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 6, 2619-1692.
- [9] Boyd, S., Vandenberghe, L., 2004, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, New York, NY, 716p.
- [10] Cavers, J. K., 1991, An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 4, 686-693.
- [11] Chan, P. W. C., Lo, E. S., Wang, R. R., Au, E. K. S., Lau, V. K. N., Cheng, R. S., Mow, W. H., Murch, R. D., Letaief, K. B., 2006, The evolution path of 4G networks: FDD or TDD?, *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, no. 12, 42-50.
- [12] Choi, R. L., Letaief, B., Murch, R. D., 2001, MISO CDMA transmission with simplified receiver for wireless communication handsets, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 5, 888-898.
- [13] Choi, R. L., Murch, R. D., 2004, Transmit-preprocessing techniques with simplified receivers for the downlink of MISO TDD-CDMA systems, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 2, 285-295.
- [14] Cover, T. M., Thomas, J. A., 2006, *Elements of Information Theory*, Wiley, New York, NY, 776p.

- [15] Cui, T., Tellambura, C., 2006, Analysis and optimization of pilot-symbol assisted RAKE receivers for DS-CDMA systems, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, 1159-1170.
- [16] Dong, M., Tong, L., Sadler, B. M., 2004, Optimal insertion of pilot symbols for transmission over time-varying flat fading channels, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 5, 1403-1418.
- [17] Esmailzadeh, R., Nakagawa, M., 2002, *TDD-CDMA for Wireless Communications*, Artech House, Boston, Massachusetts, 176p.
- [18] Esmailzadeh, R., Sourour, E., Nakagawa, M., 1999, Prerake diversity combining in time-division duplex CDMA mobile communications, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 3, 795-801.
- [19] Evans, J., 2002, Large system analysis of pilot symbol aided channel estimation in Rayleigh faded CDMA channels, *IEEE International Conference on Communications*, 28 April-2 May 2002, New York, USA, vol. 3, pp. 1903-1907.
- [20] Evans, J. S., 2002, Optimal resource allocation of pilot symbol aided multiuser receivers in Rayleigh faded CDMA channels, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, no. 8, 1316-1325.
- [21] Evans, J., Tse, D. N. C., 2000, Large system performance of linear multiuser receivers in multipath fading channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 6, 2059-2078.
- [22] Georgoulis, S. L., Cruickshank, D. G. M., 2002, Transmitter based inverse filters for MAI and ISI mitigation in a TDD/CDMA downlink, *IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, Fall 2002, Vancouver BC, Canada, vol.2, pp. 681-685.
- [23] Hassibi, B., Hochwald, B. M., 2003, How much training is needed in multiple-antenna wireless links, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 4, 951-963.
- [24] Jakes, W. C., 1974, *Microwave Mobile Communications*, Wiley, New York, NY.
- [25] Jeon, W. S., Jeong, D. G., 2000, Comparison of time slot allocation strategies for CDMA/TDD systems, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 7, 1271-1278.
- [26] Jeong, D. G., Jeon, W. S., 1999, CDMA/TDD system for wireless multimedia services with traffic unbalance between uplink and downlink, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 5, 939-946.
- [27] Kay, S. M., 1993, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 595p.
- [28] Kobayashi, Y., Mori, K., Kobayashi, H., 2004, Comparison of time slot allocation strategies for CDMA/TDD systems, *IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, Fall 2004, Los Angeles, California, USA, vol. 2, pp. 939-942.

- [29] Lapidoth, A., Shamai, S., 2002, Fading channels: How perfect need perfect side information be?, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 5, 1118-1134.
- [30] Lee, K., Leung, V. C. M., 2007, Slot-splitting TDD-CDMA for cellular wireless networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 9, 3181-3185.
- [31] Li, J., Farahvash, S., Kavehrad, M., Valenzuela, R., 2000, Dynamic TDD and fixed cellular networks, *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 7, 218-220.
- [32] Liu, G., Zhang, P., Wang, Y., Liu, X., Li, S., 2006, Evolution map from TD-SCDMA to future B3G TDD, *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, no. 3, 54-61.
- [33] Ling, F., 1999, Optimal reception, performance bound, and cut-off rate analysis of references-assisted coherent CDMA communications with applications, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 10, 1583-1592.
- [34] Luenberger, D. G., 2005, *Linear and Nonlinear Programming*, Kluwer Academic Publishers, Boston, Massachusetts, 491p.
- [35] Lutkepohl, H., 1996, *Handbook of Matrices*, Wiley, New York, NY, 304p.
- [36] Ma, X., Yang, L., Giannakis, G. B., 2005, Optimal training for MIMO frequency-selective fading channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No., 2, 453-466.
- [37] Medard, M., 2000, The effect upon channel capacity in wireless communications of perfect and imperfect knowledge of the channel, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 3, 933-946.
- [38] Medard, M., Gallager, R. G., 2002, Bandwidth Scaling for Fading Multipath Channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 4, 840-852.
- [39] Phoel, P. G., Honig, M. L., 2002, Performance of coded DS-CDMA with pilot-assisted channel estimation and linear interference suppression, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 5, 822-832.
- [40] Proakis, J. G., 2001, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, NY, 1032p.
- [41] Samardzija, D., Mandayam, N., 2007, Impact of pilot design on achievable data rates in multiple antenna multiuser TDD systems, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 25, no. 7, 1370-1379.
- [42] Sampath, H., Stoica, P., Paulraj, W., 2001, Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 12, 2198-2206.
- [43] Selection procedure for the choice of transmission technologies of UMTS, 1998, UMTS 30.03 version 3.2.0 ETSI.
- [44] Shannon, C. E., 1948, A mathematical theory of communication, *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, 379-423.

- [45] Takeda, K., Adachi, F., 2005, Pilot-assisted channel estimation based on MMSE criterion for DS-CDMA with frequency-domain equalization, IEEE 61st Vehicular Technology Conference, Spring 2005, Stockholm, Sweden, vol. 1, 447-451.
- [46] Tong, L., Sadler, B. M., Dong, M., 2004, Pilot-assisted wireless transmissions, IEEE Signal Processing Magazine. vol. 21, no. 6, 12-25.
- [47] Tse, D., Viswanath, P., 2005, Fundamentals of Wireless Communications, Cambridge University Press, New York, NY, 564p.
- [48] Tutgun, R., Aktas, E., 2007, On the sum-capacity of pilot-assisted CDMA over fast varying channels, IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, 22-24 August 2007, Victoria BC, Canada, vol. 1, pp. 94-97.
- [49] Wang, H., Bu, Z., Lilleberg, J., 2001, Multiple-input single-output precoder for WCDMA TDD downlink transmission, IEEE 54th Vehicular Technology Conference, Fall 2001, Atlantic City, New Jersey, USA, vol. 2, pp. 581-585.
- [50] Wu, G., Li, Y., 2005, Improved Convolutional Code Design for 3GPP TDD systems, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 13-17 March 2005, New Orleans, Louisiana, USA, vol. 1, pp. 353-358.
- [51] Wu, J., Xiao, C., Letaief, K. B., 2005, Multiuser channel estimation for CDMA systems over frequency-selective fading channels, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 4, no. 4, 1724-1736.
- [52] Yoo, T., Goldsmith, A., 2006, Capacity and power allocation for fading MIMO channels with channel estimation error, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 52, no. 5, 2203-2214.
- [53] Yu, W., Rhee, W., Boyd, S., Cioffi, J. M., 2004, Iterative water-filling for Gaussian vector multiple-access channels, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 50, no. 1, 145-152.

Adı Soyadı : RAŞİT TUTGUN  
Doğum Yeri : Kayseri  
Doğum Yılı : 23.03.1984  
Medeni Hali : Evli

## Eğitim ve Akademik Durumu

Yüksek Lisans 2006-2009 : Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,  
ANKARA

Lisans 2005-2009 : Anadolu Üniversitesi  
İşletme,  
ESKİŞEHİR

Lisans 2002-2006 : Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,  
ANKARA

Lise 1995-2002 : Akşehir Anadolu Lisesi, KONYA

Yabancı Dil : İngilizce

## İş Tecrübesi

2008- : Hacettepe Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği,  
ANKARA  
Araştırma Görevlisi

2006-2008 : Hacettepe Üniversitesi  
Avrupa Birliği Altıncı Çerçeve Programı,  
ANKARA  
Araştırmacı