

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DÜŞÜK KARMAŞIKLIKLI
UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMALI
DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMALI SİSTEMLER**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Sayat ÇINAR**

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

HAZİRAN 2010

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DÜŞÜK KARMAŞIKLIKLI
UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMALI
DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMALI SİSTEMLER**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Sayat ÇINAR
(504071334)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 07 Mayıs 2010

Tezin Savunulduğu Tarih : 09 Haziran 2010

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ (İTÜ)
Yrd. Doç. Dr. Tansal GÜÇLÜOĞLU
(KHÜ)**

HAZİRAN 2010

Aileme,

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, tecrübesi ve bilgi birikimi ile bana yol gösteren, aynı zamanda kişiliği ve sakın duruşu ile mükemmel bir örnek teşkil eden danışmanım Sn. Prof. Dr. M. Ertuğrul Çelebi'ye; zor durumda kaldığımda beni aydınlatan, her zaman yanımda olan ve özellikle çalışmalarımı konferans bildirisi haline getirmemde beni teşvik eden eş danışmanım Sn. Yrd. Doç. Dr. Tansal Güçlüoğlu'na ve MIMO-OFDM konusuyla beni ilk olarak tanıştıran ve bu konuda çalışmam için yönlendiren Sn. Doç. Dr. İbrahim Altunbaş'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca TÜBİTAK'a, yüksek lisans eğitimim boyunca bana maddi destekte bulunduğu için teşekkürü bir borç bilirim.

Mayıs 2010

Sayat Çınar

(Elektronik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xv
SUMMARY	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1 Konuyla İlgili Literatürde Yapılmış Çalışmalar.....	1
1.2 Tezin Literatüre Katkıları	3
2. SİSTEM ÖĞELERİ.....	5
2.1 Giriş.....	5
2.2 Sönümllemeli Kanal Modelleri	5
2.3 Dik Frekans Bölmeli Çoğullama.....	8
2.3.1 Çevrimsel örnek	13
2.3.2 Tepe değer gücün ortalama güce oranı	15
2.4 Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistemler.....	16
2.5 Çok Girişli Çok Çıkışlı, Dik Frekans Bölmeli Çoğullamalı Sistemler	18
2.6 İşbirlikçi Çeşitleme	20
2.6.1 Röle protokolleri	22
2.6.1.1 Çöz ve ilet	22
2.6.1.2 Kuvvetlendir ve ilet	22
2.6.2 Farklı iletim türleri	23
2.6.2.1 Direkt iletim	23
2.6.2.2 Dik direkt iletim	23
2.6.2.3 Dik işbirlikçi çeşitleme	23
3. SİSTEM MODELLERİ.....	25
3.1 Giriş.....	25
3.2 Sistem Parametreleri	25
3.2.1 Kanal modeli	25
3.2.2 Uzak-zaman blok kodu	26
3.3 Anten Seçimli Uzak-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri.....	29
3.3.1 Anten seçimi	31
3.3.1.1 Tüm taşıyıcılar için anten seçimi (all-tone selection)	31
3.3.1.2 Her taşıyıcı için anten seçimi (per-tone selection)	32
3.4 İşbirlikçi Çeşitlemeli Uzak-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri.....	32
3.4.1 Birinci sistem	32
3.4.2 İkinci sistem	34
3.5 Röle Seçimli İşbirlikçi Çeşitlemeli Uzak-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri.....	35

4. BENZETİM ÇALIŞMALARI	37
4.1 Giriş	37
4.2 Anten Seçimli Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri.....	37
4.3 İşbirlikçi Çeşitlemeli Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri	41
4.4 Röle Seçimli İşbirlikçi Çeşitlemeli Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri.....	43
4.4.1 Kaynak-röle arasındaki kanal katsayılarına göre, $r=4$ için.....	43
4.4.2 Kaynak-röle arasındaki kanal katsayılarına göre, $r=8$ için.....	43
4.4.3 Röle-hedef arasındaki kanal katsayılarına göre, $r=4$ için.....	44
4.4.4 Röle-hedef arasındaki kanal katsayılarına göre, $r=8$ için.....	45
4.4.5 Sonuç.....	46
4.5 Röle Seçimi İçin Alternatif Bir Yöntem.....	48
4.6 Gelecek Çalışmalar.....	49
4.6.1 Katlamalı kod seçimi.....	50
5. SONUÇLAR	53
KAYNAKLAR.....	55

KISALTMALAR

ADSL	: Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CSI	: Channel State Information
DAB	: Digital Audio Broadcasting
DFT	: Discrete Fourier Transform
DVB	: Digital Video Broadcasting
FFT	: Fast Fourier Transform
HDPD	: Hamming Distance-Product Distance
ICI	: Inter-carrier Interference
IDFT	: Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
ISI	: Inter-symbol Interference
LTE	: Long Term Evolution
MAP	: Maximum a Posteriori
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
ML	: Maximum Likelihood
MRC	: Maximum Ratio Combining
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	: Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	: Peak to Average Power Ratio
PEP	: Pairwise Error Probability
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
SNR	: Signal to Noise Ratio
STBC	: Space Time Block Codes
STC	: Space Time Coding
STTC	: Space Time Trellis Codes
WiMAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Access

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Kanal sınıflandırması.	8
---	---

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Çok-yollu yayılımda sırasıyla yansıma, saçılma ve kırılma etkileri.	6
Şekil 2.2 : OFDM modülasyonunda taşıyıcıların birbiriyle örtüşen karakteristiği. .	10
Şekil 2.3 : OFDM alıcı ve verici yapısı.	11
Şekil 2.4 : OFDM’de koruma süresi eklenmesi.....	14
Şekil 2.5 : MIMO alıcı ve verici yapısı.	18
Şekil 2.6 : MIMO-OFDM blok diyagramı.	19
Şekil 2.7 : Bir işbirlikçi sistemin basitleştirilmiş gösterimi.....	22
Şekil 3.1 : (2;1) için Alamouti alıcı ve verici yapısı.	27
Şekil 3.2 : (2;2) için Alamouti alıcı ve verici yapısı.	29
Şekil 3.3 : Anten seçimli uzay-zaman blok kodlamalı OFDM yapısı	30
Şekil 3.4 : Tek röleli işbirlikçi çeşitlemeli uzay-zaman blok kodlamalı OFDM yapısı	32
Şekil 3.5 : Çift röleli işbirlikçi çeşitlemeli uzay-zaman blok kodlamalı OFDM yapısı	34
Şekil 3.6 : Röle seçimli sistem yapısı	36
Şekil 4.1 : Tüm taşıyıcılar için tek anten seçimi yapılan STC-OFDM sistemi için bit hata oranı eğrileri.	38
Şekil 4.2 : Her taşıyıcı için anten seçimi yapılan STC-OFDM sistemi için bit hata oranı eğrileri.	39
Şekil 4.3 : $[5,2]_8$ katlamalı kodu kullanan ve tüm taşıyıcılar için aynı antenlerin seçildiği STC-OFDM sistemi hata başarımı..	40
Şekil 4.4 : $[5,2]_8$ katlamalı kodu kullanan ve her taşıyıcı için bağımsız anten seçimi yapılan STC-OFDM sistemi hata başarımı.	40
Şekil 4.5 : Tek röleli işbirlikçi çeşitlemeli sistemin hata başarımı.	42
Şekil 4.6 : Çift röleli işbirlikçi çeşitlemeli sistemin hata başarımı.	42
Şekil 4.7 : Kaynak-röle arasına göre (4:2) röle seçimli sistemin hata başarımı.	43
Şekil 4.8 : Kaynak-röle arasına göre (8:2) röle seçimli sistemin hata başarımı.	44
Şekil 4.9 : Röle-hedef arasına göre (4:2) röle seçimli sistemin hata başarımı.	45
Şekil 4.10 : Röle-hedef arasına göre (8:2) röle seçimli sistemin hata başarımı.	46
Şekil 4.11 : Kaynak-röle arasına göre röle seçimli sistemlerin hata başarımı.	47
Şekil 4.12 : Röle-hedef arasına göre röle seçimli sistemlerin hata başarımı.	47
Şekil 4.13 : Alternatif röle seçimli sistemlerin hata başarımı	48
Şekil 4.14 : (4:2) röle seçimli sistemin, farklı katlamalı kodlar için hata başarımları.	50

DÜŞÜK KARMAŞIKLIKLI UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMALI DİK FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMALI SİSTEMLER

ÖZET

Son yıllarda, birden fazla alıcı ve verici antenin kullanıldığı çok girişli çok çıkışlı sistemlerin, dik frekans bölmeli çoğullama modülasyonu ile birlikte kullanımı popülerlik kazanmıştır. Öyle ki 4. Nesil haberleşmenin temelini çok girişli çok çıkışlı ve dik frekans bölmeli çoğullamalı sistemler oluşturmaktadır. Bunun nedeni iki sistemin birbirini mükemmel olarak tamamlamasıdır. İlk olarak düz sönümlemeli kanal modeli için öne sürülen çok girişli çok çıkışlı sistemler, dik frekans bölmeli çoğullamalı sistemler ile pratikte kullanılabilir hale gelmektedir. Bunun nedeni, gerçek hayatta sıklıkla karşılaşılan ve hata başarımını kötü yönde etkileyen frekans seçici sönümleme için, dik frekans bölmeli çoğullamalı sistemlerin bir çözüm sunmasıdır. Yapılarındaki çok taşıyıcılık ile, bilgi dizisinin paralel dallara bölünmesini ve her alt-taşıyıcı için kanalın düz sönümlemeli özellik göstermesini sağlarlar. Çok girişli çok çıkışlı sistemlerle birlikte kullanıldıklarında ise, yine pratikte çok önemli bir ihtiyaç olan yüksek veri hızlarına ulaşabilmektedirler. Bunun nedeni de çok girişli çok çıkışlı sistemlerin kanal sığası değerini artırmasıdır. Uygun kodlama yöntemleriyle birlikte kullanıldıklarında da, hem yüksek veri hızlarına izin veren, hem frekans seçici sönümleme etkisini azaltan, hem de yüksek hata başarımı gösteren bir sistem tasarlanması mümkün olmaktadır.

Bu tezde, çok girişli çok çıkışlı sistemlerde dik frekans bölmeli çoğullama modülasyonunun kullanımı temel alınarak iki farklı tasarım üzerinde çalışılmıştır. Bunlardan ilkinde, hem alıcı hem verici kısmında birleşik anten seçimi uygulaması önerilmiştir. Farklı anten seçimi teknikleri ve çeşitli kanal kodlamaları ile hata performansının değişimi bilgisayar benzetimleriyle incelenmiştir. Elde edilen sonuçlarla, WiMAX veya LTE gibi dik frekans bölmeli çoğullama tabanlı ve çok anten kullanabilen sistemler için birleşik anten seçimi uygulamasının performansı artırma ve donanım/yazılım karmaşıklığını azaltmada mükemmel bir çözüm olabileceği gösterilmiştir. Yapılan ikinci çalışmada ise, bir anten çeşitlemesi yöntemi olan işbirlikçi çeşitleme kullanılmış ve sistemde kullanılan rölelerden bir seçim yaparak yine hata başarımının artırılması düşünülmüştür. Kullanılan farklı kodlama yöntemleri ile, sistemlerin bit hata oranı eğrileri, benzetim çalışmaları sonucu sunulmuştur.

LOW-COMPLEXITY SPACE-TIME BLOCK CODED OFDM SYSTEMS

SUMMARY

Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems operating with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) modulation has become quite popular recently, where multiple transmit and receive antennas are used. MIMO-OFDM systems provide a basis for 4G communications. That is because MIMO makes a perfect match with OFDM. OFDM makes MIMO systems -which are first considered with flat fading channels- practically implementable, because OFDM provides a solution for frequency selective fading, which affects the system performance negatively and is more realistic for real environment. With the help of multiple carriers, information sequence splits into parallel sub-channels and each sub-channel exhibits flat fading characteristic. When they are used with MIMO systems, they can achieve higher data rates which is practically significant. This is because MIMO systems increase the channel capacity. Thus, when used with the appropriate encoding method, it is possible to design a system which both allows high data rates, and reduces the effects of frequency selective fading, as well as shows a better error performance.

In this thesis, two systems are studied with the use of MIMO systems with OFDM modulation. In the first system, both the transmit and receive antenna selection methods are investigated. The changes in error performances are examined using computer simulations with different antenna selection and coding methods. With the results obtained, it is shown that joint antenna selection is an excellent solution for improving the performance and reducing the hardware/software complexity of in OFDM-based and multiple antenna systems, such as WiMAX or LTE. For the second system, cooperative diversity is used which is a space diversity method and it is planned to increase the error performance by selecting from the relays in the system. The system bit error rate curves are presented via simulation of some examples, with several coding approaches.

1. GİRİŞ

1.1 Konuyla İlgili Literatürde Yapılmış Çalışmalar

Artan kullanıcı sayısı ve multimedya uygulamaları telsiz haberleşme sistemlerinde yüksek veri hızına olan gereksinimi giderek artırmaktadır. Yüksek veri hızına ulaşabilmenin önünde karşılaşılan problemlerden biri çok-yollu sönümlemedir. Çok-yollu sönümlemenin başarıma olumsuz etkisini ortadan kaldırmak için geliştirilen yöntemlerden en önemlisi, birden fazla alıcı ve verici anten kullanılan çok girişli çok çıkışlı (Multiple Input Multiple Output: MIMO) sistemler ve bu sistemler için tasarlanan uzay-zaman kodlarıdır (Space Time Coding: STC) [1,2]. Bu yöntemlerle sönümlemenin etkisi azaltılarak, kanal sığası ve hata performansı artırılabilir [3]. 1998 yılında Tarokh ve diğ. [1] tarafından önerilen verici anten çeşitlemesi ve kullanılan uzay-zaman kod yapısı ile hem tam çeşitleme düzeyine erişilmiş, hem de kodlama kazancı elde edilmiştir. Literatürde ilk olarak burada kullanılan kodlara uzay-zaman kafes kodları (Space-Time Trellis Codes: STTC) adı verilmiştir. Yine 1998'de, bu kez Alamouti [2] tarafından geliştirilen ve diklik koşulunu sağlayan uzay-zaman kodlarının ise en önemli özelliği tam çeşitleme kazancına, çok basit bir alıcı yapısı ile ulaşabilmesidir. Uzay-zaman blok kodları (Space-Time Block Codes: STBC) adını alan bu kodlar ile kodlama kazancı elde edilmez.

Diğer taraftan, STC sistemlerinin yüksek hızlı haberleşmede sıkça rastlanan frekans seçici sönümleme kanallarında pratikte uygulanması, alıcıdaki hesaplama karmaşıklığının çok artması engelini ortaya çıkarmaktadır.

Dik frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM), telsiz kanallardaki frekans seçici sönümlemesi nedeniyle artan karmaşıklığı ortadan kaldıran ve telsiz bandının verimli kullanımına imkan veren çok taşıyıcılı bir modülasyon türüdür [4]. Birbirine dik olan çok taşıyıcılı yapısıyla OFDM, veri dizisinin paralel alt dallara bölünmesine olanak tanır, ve her bir dalda kanalın düz sönümlemeli karakteristik göstermesini sağlar. Bu sayede, sönümleme ile oluşan

simgeler arası girişimin (Intersymbol Interference: ISI) etkisi azaltılır ve hata başarımı artırılmış olur.

OFDM tekniği uzay-zaman kodlanmış sistemlerde de kullanıldığında [5-7] pratikte yüksek veri hızlarına ulaşmak mümkün olabilmektedir. Örneğin: WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) son yıllarda çok popüler olan bir telekomünikasyon teknolojisidir [8,9]. IEEE 802.16 standardıyla belirlenen WiMAX, OFDM bazlı bir fiziksel katman kullanmaktadır ve gezici WiMAX standardı çok antenli MIMO opsiyonunu sunmaktadır. Bu sistemlerin pratikte uygulanmasında en önemli dezavantajlardan biri donanım ve hesaplama karmaşıklığının çok olmasıdır.

STC-OFDM sistemlerinde birden fazla anten kullanıldığı için, birden fazla RF zinciri kullanılması gerekliliği ortaya çıkmakta ve dolayısıyla yazılım/donanım masrafı artmaktadır. Bu durumu ortadan kaldırmak için geliştirilen çözümlerden biri anten seçimi tekniğidir [10]. Bu teknikte alıcı ve/veya verici kısmındaki antenlerden önceden belirlenen sayı ve yöntem ile seçim yapılarak, anten sayısı kadar RF zinciri gerekliliği ortadan kaldırılır, sistem masrafı ve karmaşıklığı azaltılır. Bu tekniğin en önemli avantajlarından biri de aynı özellikteki anten seçimli ve anten seçimi yapılmayan MIMO sistemler karşılaştırıldığında, çeşitlilik kazancının ikisi için de aynı olmasıdır [10]. Yüksek hızlı WiMAX'i pratikte kullanılabilir yapmak için alıcı ve vericide anten seçimi uygulaması çok yardımcı olabilir.

Literatürde anten seçimli STC-OFDM konusunda çalışmalar devam etmektedir. Genellikle sadece alıcı [11-13] veya sadece verici [14,15] kısmında anten seçimi gerçekleştirilmiş, ya da bu durumlarda bit hata oranının ne olacağına dair kuramsal çalışmalar yapılmıştır [16]. Anten seçiminde sinyal gürültü oranını veya sığayı en büyük yapmak, hata olasılığını en aza indirmek gibi farklı kriterler kullanılabilir. Hem alıcı hem de vericide yapılacak birleşik anten seçimi ise, başarımın artmasına ve donanım masrafının azaltılmasına daha da fazla yardımcı olacağından, bu konuda yapılacak çalışmalara ihtiyaç duyulmaktadır [17,18].

Anten seçimi yöntemi ile, MIMO sistemler için hata başarımı artırılabilir. Fakat bu yapılırken birden fazla antenin alıcı ve vericide uygun bir şekilde bulunması zorunluluğu vardır. Özellikle gezici sistemlerde, alıcıda birden fazla anten kullanımı fiziksel olarak çok zordur. Alıcı ve/veya vericide birden fazla anten kullanma zorunluluğunu ortadan kaldırıp, içerisinde bulunan ve röle adını alan elemanlar

sayesinde anten çeşitlemesi imkanını sunan sistemlere işbirlikçi çeşitlemeli sistemler adı verilir [19,20]. Sistemde alıcı, bilgiyi sadece vericiden değil, aynı zamanda rölelerden de alır ve farklı birleştirme yöntemleri ile bilgiyi geri kazanır. Bu şekilde alıcıya giden alternatif yollar oluşmuş olur ve bir uzay çeşitlemesi sağlanır.

MIMO sistemlerde anten seçimi yapılabileceği gibi, işbirlikçi sistemlerde de hata başarımını yükseltmek için röle seçimi yapılabilir. Böylelikle belirli seçim yöntemleriyle, sistemin performansını artıracak röleler seçilmiş olur. Bletsas ve diğ. [21,22] yapmış oldukları çalışmalarda, düz sönmülemeli kanallar için, kanal katsayılarını değerlendirerek bir röle seçimi algoritması oluşturmuşlardır. Buna göre hem kaynak ile röle, hem de röle ile hedef arasındaki kanal katsayıları aynı anda göz önüne alınarak bir röle seçimi gerçekleştirilir.

1.2 Tezin Literatüre Katkıları

Bu tezde yapılan çalışmaların tümü uzay-zaman blok kodlamalı, dik frekans bölmeli çoğullamalı (STC-OFDM) sistemler ile ilgilidir. Bu çalışmalar iki ana başlık altında toplanabilir: Bunlardan ilkinde, STC-OFDM sistemlerde hem alıcı hem de vericide gerçekleştirilen anten seçiminin hata başarımına etkisi incelenmektedir. Frekans seçici telsiz kanal katsayıları kullanılarak sinyal gürültü oranını enbüyükleme yöntemi anten seçim kriteri olarak kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarında özellikle çeşitlilik kazançlarının nasıl etkilendiği gözlemlenmektedir. Alamouti kodu ile birlikte kullanılacak katlamalı kodlayıcı ve rastgele serpiştirici ile başarımın daha da artacağı düşünülmektedir. Ayrıca Alamouti kodunun yapısından dolayı, sistem karmaşıklığı da düşüktür. Bu çalışmada elde edilen sonuçlar gelecek nesil OFDM kullanan WiMAX gibi sistemler için anten seçiminin oldukça faydalı olduğunu göstermektedir. Literatürde hem alıcı hem de verici kısmında anten seçimi yapılan STC-OFDM sistemleri için çeşitlilik sonuçları henüz bulunmamaktadır ve bu tezle genel teorik sonuçlara öncülük edilmektedir. Bu bölümdeki çalışmalarla ilgili olarak aşağıdaki konferans bildirileri yayınlanmıştır:

- **Çınar, S., Güçlüoğlu, T. ve Çelebi, M. E., 2009:** WiMAX gibi OFDM Tabanlı Sistemler için Birleşik Anten Seçimi, *III. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu (HABTEKUS'09)*, İstanbul.

- **Çınar, S., Güçlüoğlu, T. ve Çelebi, M. E.,** 2010: Space Time Coded OFDM System with Transmit and Receive Antenna Selection, *Future Network & Mobile Summit 2010*, Floransa, İtalya.

Çalışmaların ikinci kısmında ise, yine STC-OFDM tabanlı, işbirlikçi çeşitlemeli sistemler incelenmiştir. Burada farklı kod matrisleri önerilmiş, ve Bletsas ve diğ. [21,22] tarafından düz sönümlemeli kanallar için önerilen röle seçimi algoritması, frekans seçici kanallar için uygulanmıştır. Yapılan benzetim çalışmaları sonucunda da sistemlerin hata başarımları, bit hata oranı eğrileri ile sunulmuştur.

Bu tez şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 2, çalışmaların temelini oluşturan öğeler hakkında bilgiler vermektedir. Bölüm 3, anten seçimli ve röle seçimli STC-OFDM yapılarını açıklamaktadır. Bölüm 4, benzetim sonuçlarını sunmakta ve gelecekte yapılabilecek çalışmaları belirtmektedir. Bölüm 5 ise elde edilen sonuçları özetlemektedir.

2. SİSTEM ÖĞELERİ

2.1 Giriş

Bu bölümde, sistemleri oluşturan öğeler hakkında temel bilgiler verilmektedir. Sönümlemeli kanal modelleri açıklandıktan sonra, dik frekans bölmeli çoğullama tekniği hakkında açıklamalar yapılmaktadır. Daha sonra çok girişli çok çıkışlı sistemler ve bu sistemlerin dik frekans bölmeli çoğullama ile birlikte kullanımı sunulmaktadır. Son olarak ise işbirlikçi çeşitleme hakkında kısa bilgiler verilmektedir.

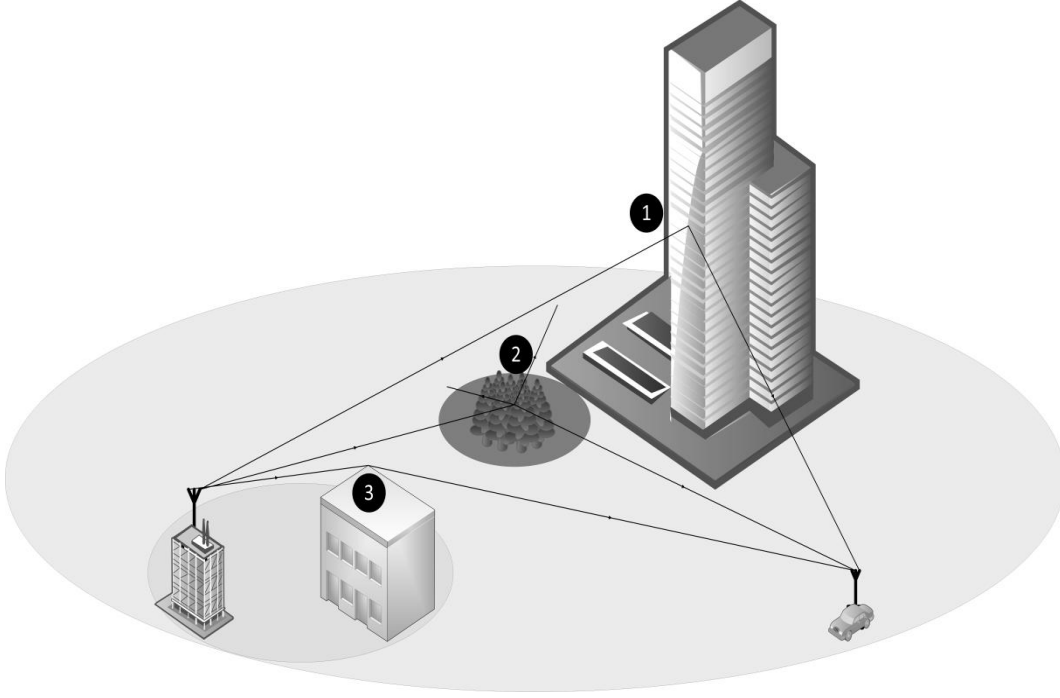
2.2 Sönümlemeli Kanal Modelleri

Telsiz haberleşme sistemlerinde 2 temel bozucu etkiden bahsedebiliriz. Bunlar: toplamsal bir bozucu etkiye sahip olan, toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ve çarpımsal bir etkiye sahip olan sönümlemedir (fading). Sönümlemeye neden olan durum, pratik kullanımda sıkça karşımıza çıkabilecek, çok-yollu yayılımdır (multi-path propagation). Vericiden yönlendirilmiş olan sinyaller, büyük cisimlerden yansiyarak (reflection), pürüzlü cisimlerden saçılarak (scattering), cisimlerin sivri kenarlarından kırılarak (diffraction) veya farklı yoğunluktaki ortamlar arasında kırılarak (refraction) alıcıya ulaşır. Çok-yollu yayılıma bir örnek Şekil 2.1’de sunulmuştur. Bu şekilde alıcıya, aynı sinyalin farklı kopyaları, farklı zamanlarda ulaşmış olur; bu da sinyalin genliğini ve fazını bozan bir etkiye neden olur. Sönümleme, toplamsal gürültüden çok daha bozucu bir etkiye sahiptir ve farklı yöntemlerle etkisinin azaltılması gerekir. Aksi halde güvenilir bir iletişim sisteminden bahsetmek mümkün olmaz.

Çok-yollu yayılım özelliklerine sahip, zamana bağlı haberleşme sistemine ait kanalın dürtü yanıtı şu şekilde yazılabilir:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L c_l e^{j\phi_l(t)} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.1)$$

Burada $l=1,2,...,L$ için c_l , l . dalgaya ait genlik, τ_l , l . dalgaya ait gecikme, $\varphi_l(t)$ ise faz değerini göstermektedir.



Şekil 2.1 : Çok-yollu yayılımda sırasıyla yansıma, saçılma ve kırılma etkileri.

Gecikmeler arası en büyük fark τ_{maks} olmak üzere uyumluluk bant genişliği (coherence bandwidth) şu şekilde tanımlı olsun:

$$\tau_{maks} = maks_{i,j} \{ \tau_i - \tau_j \} \quad (2.2)$$

$$B_c = \frac{1}{\tau_{maks}} \quad (2.3)$$

Uyumluluk bant genişliği B_c , sinyal bant genişliğinin bir ölçütüdür. Bu noktadan sonra bozulmaların geçerli olduğu düşünülebilir [23].

Eğer tüm dalgalar yaklaşık aynı süre gecikiyorsa, τ_{maks} , sembol süresi T_s 'den çok küçük olacaktır. Dolayısıyla uyumluluk bant genişliği, iletilen işaretin bant genişliğinden çok büyük olacaktır. Bu durumda kanal farklı frekanstaki tüm dalgalar için aynı cevabı verecektir. Bu kanal modeline frekans seçici olmayan veya düz sönümlemeli kanal adı verilir.

$B_c \gg B_s$ veya $\tau_{maks} \ll T_s$ ise kanal frekans seçici olmayan veya düz sönümleme özelliği gösterir.

Gecikmelerin farklı olduğu durumlarda τ_{maks} değeri de değişecektir. τ_{maks} değerinin sembol süresine yaklaşık olarak eşit veya büyük olduğu durumlarda kanal farklı frekanstaki sinyaller için farklı davranış gösterecektir. Böylece farklı frekanstaki sinyaller farklı sönümlemelere, farklı bozulmalara uğrayacaktır. Bu kanal modeline de frekans seçici sönümlemeli kanal adı verilir. Bu kanal modeli, düz sönümlemeli kanal ile kıyasla, çok fazla istenmeyen bir modele karşılık gelmektedir. Bu durumda dalgaların zamanda ötelenmiş ve sönümlemeye uğramış kopyaları alıcıya ulaşacak ve semboller arası girişim (Intersymbol Interference: ISI) durumu oluşacaktır. Bu durum sistem performansını olumsuz yönde etkiler ve performansı artıracak şekilde dengelenmesi gerekmektedir.

$B_C < B_S$ veya $\tau_{maks} > T_S$ ise kanal frekans seçici sönümleme özelliği gösterir.

Gezgin iletişim sistemlerinde karşılaşılabilecek bozucu bir diğer etki de Doppler kaymasıdır [24]. Bu etki birimin v hızına bağlı olarak taşıyıcı frekanstaki değişimdir. Doppler kayması f_D ile gösterilir:

$$f_D = \frac{vf_c}{c} \cos \theta \quad (2.4)$$

Burada; v , gezgin birimin hızını, c , ışık hızını, f_c taşıyıcı frekansı, θ ise baz istasyonu ile gezgin birim arasındaki açıyı göstermektedir. Maksimum Doppler kayması da bu açıya bağlı olarak, θ 'nın 0° ve 180° olduğu durumlarda gerçekleşir ve f_m ile gösterilir:

$$f_m = \frac{vf_c}{c} \quad (2.5)$$

Uyumluluk zamanı (coherence time), maksimum Doppler kaymasının çarpıma göre tersi şeklinde tanımlı olsun:

$$T_c = \frac{1}{f_m} \quad (2.6)$$

Uyumluluk zamanı, bozucu etkinin geçerli olmaya başladığı süre olarak tanımlanabilir [23].

Doppler kaymasına göre kanal sınıflandırmasında, uyumluluk zamanı, sembol süresinden çok büyükse (maksimum Doppler kayması sembol bant genişliğinden çok küçükse) yavaş sönümleme; uyumluluk zamanı sembol süresinden daha küçükse

(maksimum Doppler kayması sembol bant genişliğinden daha büyükse) hızlı sönümlenme gerçekleşir.

$T_C \gg T_S$ veya $f_m \ll B_S$ ise kanal yavaş sönümlenme özelliği gösterir.

$T_C < T_S$ veya $f_m > B_S$ ise kanal hızlı sönümlenme özelliği gösterir.

Veri hızı düşünüldüğünde; veri hızının düşük olduğu durumlarda, sembol bant genişliği büyük olacaktır, dolayısıyla kanal sembole göre daha hızlı değişecektir ve hızlı sönümlenme gerçekleşecektir. Veri hızının yüksek olduğu düşünüldüğünde ise, bu kez sembol bant genişliği küçük olacak, dolayısıyla kanal sembole göre daha yavaş değişecektir ve yavaş sönümlenmeye neden olacaktır.

Farklı özelliklerine göre kanal sınıflandırması Çizelge 2.1’de belirtilmiştir.

Çizelge 2.1 : Kanal sınıflandırması.

Çok-Yollu Gecikme Yayılımına Göre		Doppler Yayılımına Göre	
Düz	Frekans Seçici	Yavaş	Hızlı
Sönümlenme	Sönümlenme	Sönümlenme	Sönümlenme
$B_S \ll B_C$	$B_S > B_C$	$f_m \ll B_S$	$f_m > B_S$

2.3 Dik Frekans Bölmeli Çoğullama

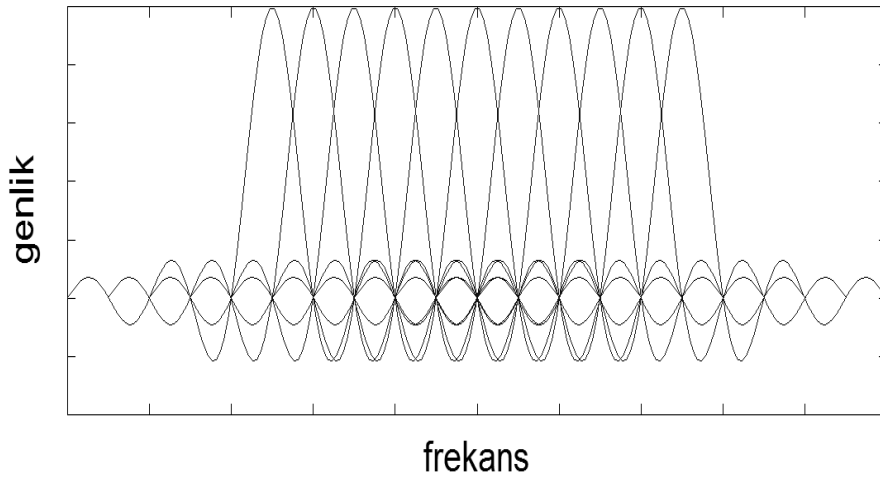
Kanalın frekans seçici özelliğini ortadan kaldırmak için kullanılan yöntemle dengeleme (equalization) adı verilir. Sistemde farklı filtre yapıları kullanılarak, farklı dengeleme yöntemleri oluşturulabilir. İlerleyen teknoloji ile yüksek veri hızlarına ulaşılması, iletilen işaretin bant genişliğini de büyütülmüştür. Dolayısıyla yüksek veri hızlarına sahip sistemler için, teoride çok karmaşık dengeleme sistemleri gerekmektedir. Bu da pratikte dengeleme kullanımını çok zor hale getirmektedir. Sonuç olarak kanalın frekans seçiciliğinden kurtulmak için, işaretleri seri olarak iletmek yerine, veri dizisini paralel kollara bölüp, her birini farklı taşıyıcılar üzerinden iletme mantığı düşünülmüştür. Bu şekilde yüksek hızlı veri dizisi, her biri yavaş olan paralel dallara bölünmüş ve kanalın karakteristiğini düz sönümlenmeli olarak değiştirmiştir. Bu yöntemin birçok avantajı vardır. Çok fazla değişkenlik gösteren kanal yapılarında bile, uygun kodlama yöntemleri kullanılarak güvenli bir

sistem oluşturmak mümkündür. Bunun yanında oluşabilecek derin sönümlemelerde de, bir veya daha çok taşıyıcıya ait bilgiler bozulsan bile, sistem tek taşıyıcılı durumda olduğu kadar kötü etkilenmeyecektir. Fakat tüm bu artılarının yanında sistemin, pratik kullanımı etkileyecek dezavantajları da vardır. Öncelikle bu sistemi oluşturmak çok güçtür, çünkü birden fazla taşıyıcı olduğu için, taşıyıcı sayısı kadar osilatör, demodülatör v.b. gerekmektedir. Bu hem masraflıdır hem de hatasız olarak çalıştırılması çok zor bir sistemdir. Ayrıca çok taşıyıcılı modülasyonun iletişim bandını efektif kullandığı söylenemez. Çok taşıyıcı için gerekli frekans aralığı yanında, alıcıda bu taşıyıcıların ayırt edilebilmesi için gerekli koruma aralıkları sistemin bandının verimsiz kullanılmasına yol açar. Bu yüzden bant verimlilikli bir sistem oluşturulması için taşıyıcıların birbirine dik seçilmesi önerilmiştir.

Yüksek hızlı bilgi dizisinin paralel kollara bölünmesi ve çok taşıyıcılıkla kanalın frekans seçiciliğini ortadan kaldıran, aynı zamanda birbirine dik seçilen taşıyıcıları sayesinde iletişim bandını verimli kullanan modülasyon türüne dik frekans bölmeli çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) denir. OFDM bugün ADSL teknolojisinde, sayısal ses ve görüntü yayınlarında (DAB, DVB) kullanılmasına [25-27], ve 4. Nesil haberleşme sisteminin temelini oluşturmasına rağmen, aslında bu kadar güncel bir konu değildir. OFDM'nin ilk olarak literatürde yer alması 1960'lı yıllara kadar dayanmaktadır [28]. Fakat bu yıllarda, çok taşıyıcılı modülasyonda olduğu gibi OFDM'de de taşıyıcıları oluşturmak önemli bir sorun olmuştur. Birbirine dik taşıyıcıları üretmek, eş zamanlı demodülatörler kullanmak sorunlarının yanında bunların maddi boyutu da OFDM için çok büyük problem idi. İlk olarak 1971 yılında Weinstein ve diğ. [29] tarafından, veri dizisinin alt-taşıyıcıların toplamı şeklinde yazılmasının, bu veri dizisinin ayrık Fourier dönüşümünün (Discrete Fourier Transform: DFT) oluşturulmasıyla kolayca elde edilebileceği önerilmiştir. Günümüzde ise OFDM'de, DFT'nin daha hızlı ve pratik bir çeşidi olan hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform: FFT) kullanılmaktadır. Fourier dönüşümünün OFDM için önerilmesinden sonra bu konudaki çalışmalar hızlanmıştır, çünkü bu şekilde taşıyıcı üretmek için ekstra osilatörler, ve özel demodülatörler kullanımı gerekliliği ortadan kalkmıştır. Ayrıca Fourier dönüşümünü gerçekleştirebilecek hızlı tümleşik devrelerin de gelişmesi, OFDM'yi günümüzdeki en önemli teknolojik gelişmelerin temeline oturtmuştur. Dolayısıyla OFDM'nin bu kadar popüler olmasında, sayısal işaret işleme tekniklerinin gelişmesinin çok önemli bir rolü vardır.

Çok taşıyıcılı modülasyon için geçerli olan tüm avantajlar OFDM için de geçerlidir. OFDM’de de hızlı veri dizisi, K adet dar bantlı paralel dala bölünür [30]. Bu şekilde tek taşıyıcılı sisteme kıyasla, OFDM kullanılan sistemde simge süresi K kat olmuş olur. İletilen sembol bant genişliği B_s , uyumluluk bant genişliğinden küçük hale geleceği için kanal düz sönümlenme özelliği gösterir. Bu şekilde semboller arası girişim de engellenmiş olur. Yine tek taşıyıcılı sistemlerle kıyaslandığında, hata başarımı yüksek ve aynı zamanda yüksek veri hızlarına erişebilen bir sistem tasarlanmış olur.

OFDM’de taşıyıcıların örtüşmesi, yukarıda belirtilen en önemli özelliklerden biridir. Böylece, yine çok taşıyıcılı sistemlere kıyasla, iletişim bandının verimli bir şekilde kullanılması sağlanmış olur. FFT sayesinde de alıcı kısmında, hiçbir zorluk yaşamadan, birbirine dik olarak seçilen alt-taşıyıcılar geri kazanılabilir. Dolayısıyla simgeler arası girişimde olduğu gibi, taşıyıcılar arası girişim (Inter Carrier Interference: ICI) etkisi de azaltılmış olur. OFDM kullanılan sistemlerde, birbirine dik seçilmiş taşıyıcıların spektral karakteristiği Şekil 2.2’de görülmektedir:

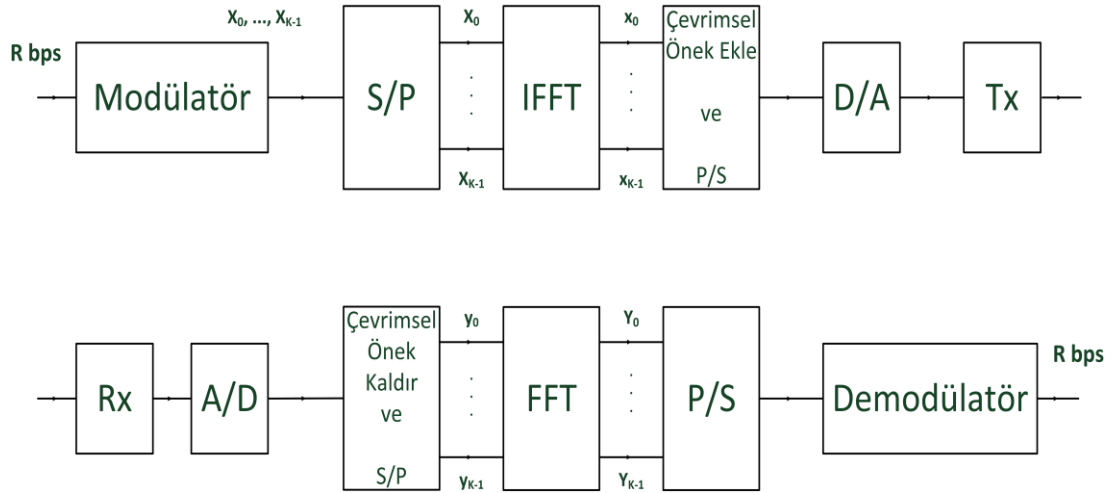


Şekil 2.2 : OFDM modülasyonunda taşıyıcıların birbiriyle örtüşen karakteristiği.

Buradan da görülebileceği gibi, sinc karakteristiği, OFDM özelliklerini karşılamak için çok uygundur. $1/T_s$ aralıklarla yerleşen sinc fonksiyonlarını incelediğimizde, bir eğrinin tepe noktasına ulaştığı noktada, diğer tüm eğriler 0 değerini almaktadırlar. Buradan da taşıyıcıların bu noktalarda örneklediği düşünüldüğünde, taşıyıcıların geri kazanılmasında bir sorunla karşılaşılmayacağı açıktır [31].

Genel bir OFDM yapısı Şekil 2.3’de görülmektedir. Burada modüle edilen bilgi dizileri paralel dallara ayrıldıktan sonra, ters hızlı Fourier dönüşümünden geçirilirler.

Paralelden tekrar seriye çevrilen ve IFFT katsayılarından oluşan vektör alıcıya iletilmeden önce önüne çevrimsel önek (cyclic prefix) dediğimiz bir koruma dizisi eklenir. Bu koruma dizisi, x vektörünün sondan μ elemanının aynen başa yazılması ile oluşturulur. Böylece hem dizinin uzunluğu artırılarak, dizi ISI'ya karşı daha dirençli hale getirilir; hem de dizide bir periyodiklik sağlanarak alınan sinyalin bilgi dizisi ile kanal dürtü yanıtı dizisinin dairesel konvolüsyonundan oluşması sağlanır. Bu da sayısal işaretler için frekans bölgesinde çarpıma denktir. Bu şekilde dengeleme işlemi kolayca gerçekleştirilmiş olur.



Şekil 2.3 : OFDM alıcı ve verici yapısı.

Burada, X_i 'ler veri sembollerini, x_k 'ler OFDM sembollerini, K ise toplam taşıyıcı sayısını göstermektedir. X_i veri sembollerinin birer kompleks sayıya denk olduğu düşünülürse, X_i , dik bileşenleri yardımıyla $a_i + jb_i$ şeklinde ifade edilebilir. IDFT işlemi ile OFDM ve veri sembolleri arasında şöyle bir ilişki vardır:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{K-1} X_i e^{j \frac{2\pi}{K} ki} \quad (2.7)$$

Bazı kaynaklarda buradaki $1/\sqrt{K}$ katsayısı bulunmayabilir. Bu kaynaklarda, alıcıdaki DFT işleminde katsayı olarak $1/K$ gelmektedir. İki işlem arasında simetrinin sağlanması açısından bu tezde $1/\sqrt{K}$ katsayısı kullanılmıştır. Katsayının asıl amacı ölçeklemedir ve güç korunumunu sağlamaktadır [31].

Günümüzde OFDM'de FFT yönteminin kullanılmasındaki en önemli neden FFT'deki basitlik ve hızdır. Klasik DFT yönteminde, K noktalı bir DFT ve IDFT işlemi yapılacağı zaman toplamda K^2 adet çarpım ve toplama ihtiyaç vardır. Fakat

FFT’de bu işlem hızlandırılarak, tüm çıktılar DFT’deki gibi ayrı ayrı değil, bir kereden hesaplanır ve bu yapılırken de $e^{\frac{\pm j2\pi ki}{K}}$ katsayılarındaki çevrimsellikten yararlanılır. Bu sayede toplam hesaplama sayısı $K \log K$ seviyesine düşmüş olur. FFT’nin, DFT’den hızlı olmasının nedeni budur [31].

Veri sembolleri ve OFDM sembolleri arasındaki ilişki matris formunda şu şekilde ifade edilebilir [31]:

$$\bar{x} = \bar{W} \bar{X} \quad (2.8)$$

$$\bar{W} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & 1 \\ \vdots & W & \dots & W^{K-1} \\ \vdots & W^2 & \ddots & W^{2(K-1)} \\ \vdots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & W^{K-1} & \dots & W^{(K-1)(K-1)} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

burada:

$$W = e^{\frac{j2\pi}{K}} \quad (2.10)$$

Verici çıkışında modüle edilmiş OFDM sembolünün temelbant eşdeğeri ise, K adet veri sembolünün f_i taşıyıcı frekans ile modüle edilmiş şekillerinin toplamı olarak yazılabilir [32]:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=1}^{K-1} X_i e^{j2\pi f_i t}, 0 \leq t \leq T_s \quad (2.11)$$

Sistemdeki taşıyıcıların dikliğinden dolayı (2.12)’deki koşulun sağlanması gerekmektedir. Burada $i=0,1,\dots,K-1$ ve f_0 temel frekans olmak üzere f_i ; $f_0 + i/T_s$ ’e eşittir. [32]:

$$g_i(t) = e^{j2\pi f_i t}, 0 \leq t \leq T_s \quad (2.12)$$

$g(t)$, T_s OFDM sembolü aralığında tanımlı olduğundan, diklik şartından aşağıdaki eşitlik elde edilebilir:

$$\frac{1}{T_s} \int_{T_s} g_i(t) g_l^*(t) dt = \delta(i-l) \quad (2.13)$$

Bu işlemin sonucu da $i \neq l$ için 0 olduğu için, $g_i(t)$ ($i=0,1,\dots,K-1$) taşıyıcıları birbirine diktir. Daha önceden de taşıyıcıların $1/T_s$ frekans aralıklarıyla

yerleştirildiğinden bahsedilmişti. Yukarıdaki diklik koşulunun sağlanması için bu gerekli bir durumdur.

$x(t)$ OFDM sinyali, $t=T_s/K$ aralıklarla örneklenirse, aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{K-1} X_i e^{j2\pi f_i \frac{T_s}{K} k} \quad (2.14)$$

Buradan da temel frekans 0 ise:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{K-1} X_i e^{j\frac{2\pi}{K} ki} \quad (2.15)$$

elde edilir.

Görüldüğü gibi bu işlem ters ayrık Fourier dönüşümüne denktir. Dolayısıyla OFDM'nin kolay ve pratik kullanımı için Fourier dönüşümü vazgeçilmezdir.

2.3.1 Çevrimsel önek

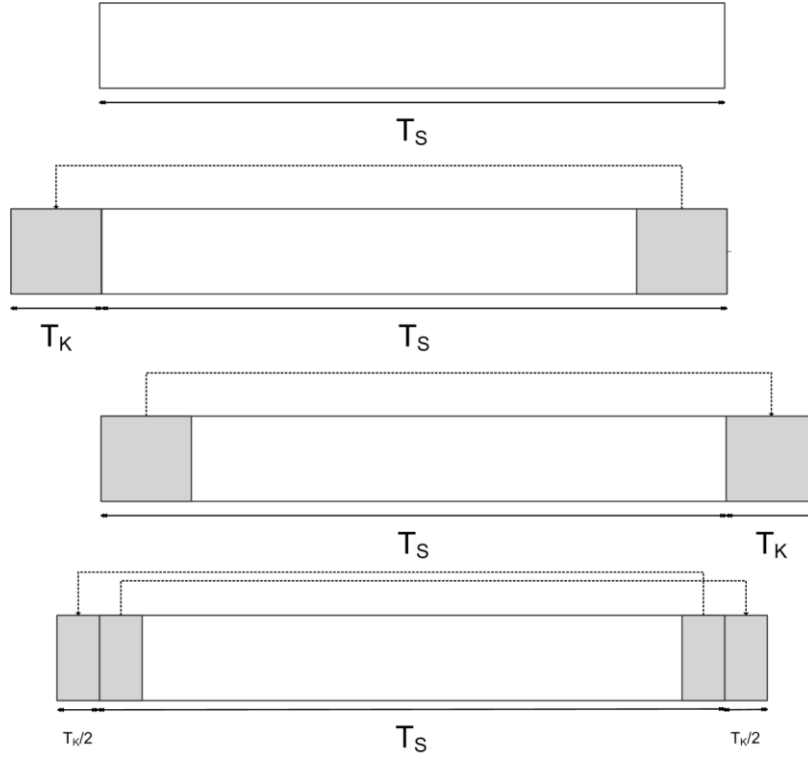
Çevrimsel önek OFDM'deki en önemli unsurlardan biridir. Çevrimsel önek aslında en genel haliyle bir koruma süresi olarak düşünülebilir. Koruma süresi 3 farklı şekilde OFDM sembolüne uygulanabilir; bu uygulamalar: dizinin sondan belirli bir kısmının başa eklenmesi, baştan belirli bir kısmının sona eklenmesi veya ikisinin aynı anda yapılması şeklinde gerçekleştirilebilir. OFDM'de genellikle sadece önek kullanılır ve bu koruma süresi, çevrimsel özelliğinden dolayı, çevrimsel önek adını alır.

Şekil 2.4'de koruma sürelerinin dizinin başına, sonuna, veya hem başına hem sonuna eklenişi gösterilmektedir. Burada T_s , veri sembol süresini, T_K ise koruma süresini göstermektedir. Toplamda OFDM sembol süresi her 3 durum için de $T_s + T_K$ olmaktadır.

Yukarıda da bahsedildiği gibi, çevrimsel öneğin OFDM sembolüne eklenmesinde iki önemli neden vardır. Bunlardan ilki semboller arası girişim için bir koruma sağlamasıdır.

OFDM'nin, çok taşıyıcılı yapısıyla, kanalın frekans seçiciliğinin getirdiği semboller arası girişim için bir çözüm sunduğundan bahsedilmişti. Fakat sistemi daha güvenilir kılmak için bazı ilave uygulamalara da ihtiyaç duyulmaktadır. Bunlardan en önemlisi bir koruma süresi ile dizi uzunluğunun artırılması ve girişime karşı daha dirençli hale

getirilmesidir. Tabii bu işlem gerçekleştirilirken, iletilen verinin sabit kalmasından dolayı, birim zamanda iletilen veride bir düşüş yaşanmaktadır.



Şekil 2.4 : OFDM’de koruma süresi eklenmesi.

Çevrimsel önek eklenirken dikkat edilmesi gereken en önemli noktalardan biri de, dizinin sondan alınıp başa aynen eklendiği kısmın uzunluğunun ne kadar olacağıdır. Dizinin sondan μ kısmının başa eklendiği düşünülürse, bu μ sayısının sisteme göre en uygun seçilmesi çok önemlidir. μ sayısı öyle seçilmelidir ki, hem dizi yeteri kadar uzun olabilsin, dolayısıyla semboller arası girişim için dizi daha güçlü olsun, hem de bant genişliği gerektiğinden fazla verimsiz kullanılsın. Çevrimsel önek uzunluğunun, kanal belleğinden daha küçük olması durumunda, hem yeteri kadar uzun bir dizi elde edilemeyecek, hem de alıcıdaki FFT işlemi sırasında taşıyıcılar arası diklik bozulacağından, taşıyıcılar arası girişim meydana gelecek, bu da sistemin performansını kötü yönde etkileyecektir. Çevrimsel önek uzunluğuna, kanalın karakteristiğine göre karar verilmelidir, fakat genelde veri dizisinin sondan %20’lik kısmı şeklinde seçilebilmektedir.

Çevrimsel öneğin önemli yararlarından biri de dengelemeyi kolaylaştırmasıdır. Sayısal işaretlerde, frekans bölgesinde kanal ve veri dizisinin direkt çarpımından söz edebilmek için, zaman bölgesinde bu iki değer dairesel konvolüsyonunun gerçekleşiyor olması gerekmektedir. Bu da ancak işaretle bir periyodiklik varsa

gerçekleşebilir. Dolayısıyla, verinin sondan μ kısmının başa yazılmasıyla bir periyodiklik oluşturulur ve alınan OFDM işaretinin alıcıda basit yöntemlerle dengelenmesi sağlanır.

2.3.2 Tepe değer gücün ortalama güce oranı

OFDM'nin kullanımında bulunan FFT işlemi alt-taşıyıcıların kolay belirlenmesinde ve alıcıdaki karmaşıklığı azaltması açısından çok önemlidir; fakat OFDM'nin pratik kullanımını güçleştiren bir duruma neden olur. Tepe değer gücün ortalama güce oranı (Peak to Average Power Ratio: PAPR), tek taşıyıcılı sistemlere kıyasla, OFDM için yüksektir. OFDM sembolleri oluşturulurken bir toplama işlemi gerçekleştirilir ve burada OFDM'nin tabanı K sayısına göre, K farklı taşıyıcı ile çarpılan semboller birbirleri ile toplanır. Buradaki taşıyıcıların genlik ve faz değerleri değişmektedir. Dolayısıyla, özellikle yüksek genlik ve fazlı taşıyıcıların etkisiyle, oluşan OFDM sembollerinin tepe güç değeri çok artabilmektedir. Hatta K değeri arttıkça, tepe değer gücünün daha da artabileceğini söylemek yanlış olmaz. Bu nedenle OFDM için PAPR değeri yüksektir.

PAPR değerinin yüksek olması sistem performansını etkileyen, hata başarımını düşüren bir durumdur. Pratik olarak, bir OFDM sistemi gerçekleştirildiğinde yükselticiler kullanılmaktadır. Bu yükselticilerin özellikleri lineer olmaları ve belli bir genlik değeri sınırında çalışmalarıdır [32]. Dolayısıyla belli semboller için genlik değeri yüksek olabileceğinden, yükselticide kırpmalar meydana gelecektir. Bu kırpmalar K sayısı arttıkça, yani PAPR değeri yükseldikçe artacaktır. Bu kırpmaların oluşturabileceği en kötü durum alıcıda taşıyıcılar arası girişimdir. Kırpmaları engellemek için de yükseltici verimsiz çalışmak zorunda kalacaktır. PAPR probleminden kurtulmak için literatürde birçok farklı yöntem üzerinde çalışılmıştır [33,34]. OFDM'nin pratikte kullanılabilir olması için, PAPR değerinin düşürülmesi gerekmektedir.

Genel haliyle iki farklı yöntemle PAPR değeri düşürülebilir [32]. Bu yöntemlerden ilkinde, sistemde veri dizisi farklı tekniklerle kodlanabilir, veya OFDM sembolleri oluşturulurken direkt PAPR değerini düşük tutma metotları kullanılabilir [32]. Bir diğer yöntem de kullanılacak olan yükselticinin, daha yüksek genlik değerlerinde de verimli olarak çalışabilmesini sağlamaktır. Tabii PAPR değeri düşürülürken, bant verimliliğinden ödün verilir ve sistem daha karmaşık bir hale gelmiş olur.

Sistemin performansını daha da artırmak için, bant verimliliğinden biraz ödün vererek, çeşitli kanal kodlama yöntemleriyle kodlamalı OFDM (Coded OFDM) [35] yapısı oluşturulabilir. Zaten OFDM'nin günümüzdeki pratik kullanımı bu şekilde gerçekleşmektedir. Farklı kanal kodlama, ve serpiştirme yöntemleri kullanılarak, sistemin hata başarımı daha da iyileştirilir ve sistem performansı artırılır.

2.4 Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistemler

OFDM ile kanalın frekans seçiciliğinden gelen bozucu etki engellenmişse de, kanalda hala sönmülemenden gelen bir çarpımsal bozucu etki bulunmaktadır. Uygun yöntemler ile bu etki azaltılmadığı sürece sistemin hata başarımı düşük olacaktır. Sönmüleme etkisini azaltmak için gerçekleştirilebilecek en önemli yöntem çeşitlemedir (diversity). Çeşitlemenin amacı iletilecek sinyalin kendisi veya türevlerinin farklı zamanlarda, farklı frekanslarda veya farklı antenlerden alıcıya ulaştırılmasıdır. Böylece alıcıda, alınan işarette sönmülemeler meydana gelmiş olsa da, iletilen sinyalin geri kazanımı için alternatif bilgiler oluşacaktır. Bu şekilde uygun birleştirme yöntemleri ile iletilen sinyale ait en doğru bilgi alıcıda oluşturulacaktır.

Anten çeşitlemesi yöntemiyle verici ve/ya alıcıda birden çok anten kullanarak bir çeşitleme elde etmek mümkündür. Anten çeşitlemesinin en önemli özelliği M verici ve N alıcı anten için $M \times N$ 'lik bir çeşitleme derecesi elde edilmesidir. İlk olarak alıcı kısmında farklı birleştirme (combining) yöntemleriyle alıcı çeşitleme metotları kullanılmıştır. Daha sonra ise 1998 yılında Tarokh ve diğ. [1] tarafından önerilen verici anten çeşitlemesi ile sönmülemenin etkisi azaltılarak hem tam çeşitleme düzeyine erişilmiş, hem de kodlama kazancı elde edilmiştir. Literatürde, bu çalışmada kullanılan kodlara uzay-zaman kafes kodları (Space-Time Trellis Codes: STTC) adı verilmiştir.

Alamouti tarafından geliştirilen ve uzay-zaman blok kodları (Space-Time Block Code) adını alan kodlar ise yine tam çeşitlilik düzeyine ulaşmakla beraber, daha kolay olan alıcı yapısıyla anten çeşitlemesi için farklı bir yol sunmaktadır [2]. Alamouti koduyla tasarlanan verici anten çeşitlemeli sistemler, bir alıcı anten çeşitlemesi olan en büyük oran birleştirmeli (Maximum Ratio Combining: MRC) sistemlerle karşılaştırıldığında, iki sistemin de aynı çeşitlilik derecesine sahip olduğu görülmektedir. Alamouti'nin önerdiği verici anten çeşitlemesi durumunda kodlama

kazancı elde edilmez ve MRC sistemine göre yaklaşık 3 dB'lik daha kötü bir hata başarımı elde edilir.

Shannon [36], haberleşme literatüründe kanal sığası ile ilgili önemli yeniliklere imza atmıştır. Daha önce sabit gürültü için hata olasılığını düşürmenin yöntemlerinin, iletilen sembolün gücünü artırmak, veya veri hızını düşürmek olduğuna inanılıyordu. Fakat Shannon, doğru kodlama yöntemleriyle, belli bir sığa değeri aşılmadığı sürece, SNR değeri arttıkça hata olasılığının 0'a gittiğini kanıtlamıştır.

MIMO sistemlerin getirdiği en önemli gelişmelerden biri de kanal sığası değerini yükseltmeleridir. MIMO kanallar için kanal sığasında, tek alıcı ve verici antenli sistemlere kıyasla, çok belirgin artışlar gözlemlenmiştir. Böylece MIMO, günümüzün gereği olan yüksek veri hızlarına ulaşılmasında en büyük yardımcı olmuştur. MIMO kanal sığası, M ve N sırasıyla verici ve alıcı anten sayılarını göstermek üzere, $\min(M,N)$ mertebesinde, doğrusal olarak bir artış göstermektedir [3].

Şekil 2.5'de çok girişli çok çıkışlı (Multiple Input Multiple Output: MIMO) bir sistem modeli gösterilmiştir. M verici ($m=1,2,...,M$) ve N alıcı ($n=1,2,...,N$) anten arasındaki kanal katsayıları matrisi şu şekilde gösterilebilir:

$$H_t = \begin{bmatrix} h_{1,1}^t & \cdots & h_{1,M}^t \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1}^t & \cdots & h_{N,M}^t \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

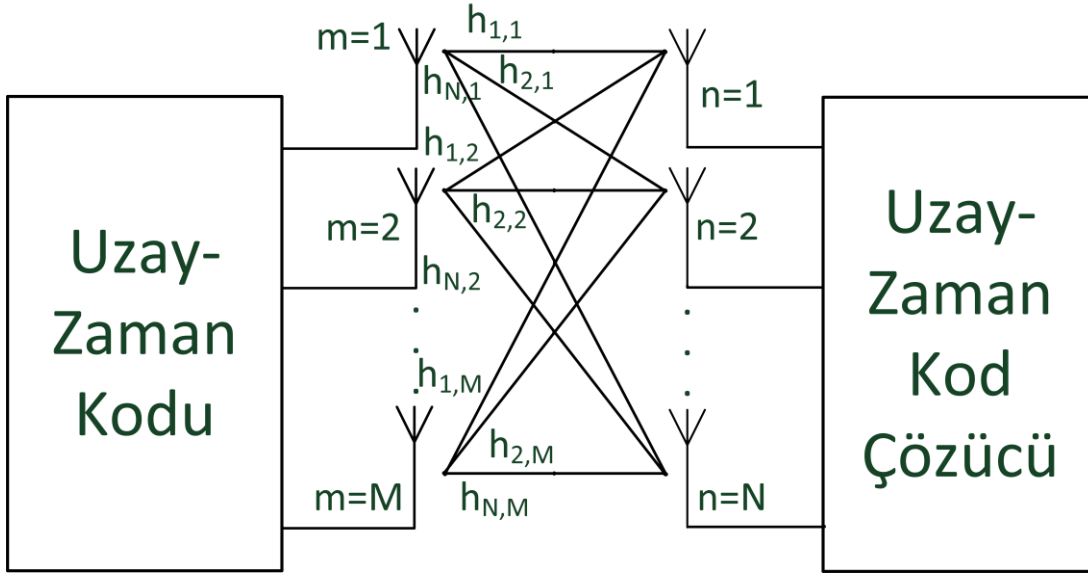
Bu modele göre belirli bir t anında; r^n : n . antenden alınan işaret, $h_{n,m}$: n . alıcı ve m . verici antenler arasındaki kompleks Gauss kanal katsayısı, s^m : m . verici antenden iletilen işaret ve n^n : n . antene ait gürültü işareti olarak tanımlansın. Yine belirli bir t anında alınan sinyal şu şekilde gösterilebilir:

$$\bar{r}_t = H_t \bar{s}_t + \bar{n}_t \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} r_t^1 \\ r_t^2 \\ \vdots \\ r_t^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1}^t & \cdots & h_{1,M}^t \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1}^t & \cdots & h_{N,M}^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_t^1 \\ s_t^2 \\ \vdots \\ s_t^M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_t^1 \\ n_t^2 \\ \vdots \\ n_t^N \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Buna göre alıcının karar vermesi ise, şu karar kuralına dayanır:

$$\min_{\bar{s}_t} \|\bar{r}_t - H_t \bar{s}_t\|^2 \quad (2.19)$$



Şekil 2.5 : MIMO alıcı ve verici yapısı.

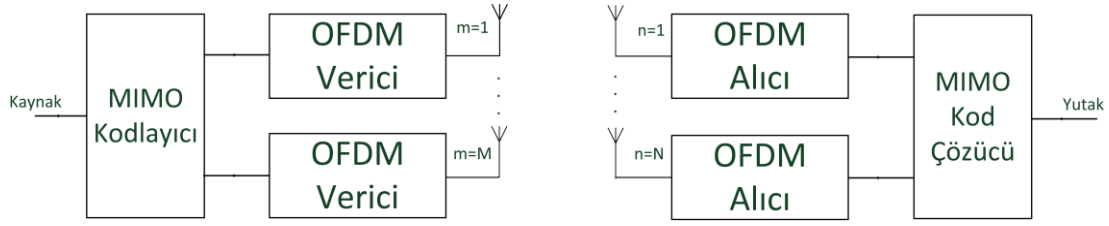
2.5 Çok Girişli Çok Çıkışlı, Dik Frekans Bölmeli Çoğullamalı Sistemler

OFDM tekniğinde yüksek hızlı data, K adet düşük hızlı veri dizisine bölünür. Böylelikle sembol süresi, tek taşıyıcı kullanan bir sisteme kıyasla K kat daha uzun olur (aynı sembol hızıyla). Sembol süresi çevrimsel önek eklenmesiyle daha da uzun olur. OFDM'nin bir başka önemli özelliği de frekans bölgesinde dengelemeye izin vererek alıcı karmaşıklığını ortadan kaldırmasıdır. Hızlı Fourier dönüşümü kullanılan OFDM sistemde, frekans seçici kanaldan etkilenen geniş bandlı sinyal, K tane dar bandlı düz sönümlemeli sinyale dönüştürülür. Böylelikle skaler bir bölme ile frekans bölgesinde dengeleme gerçekleştirilmiş olur.

MIMO-OFDM kombinasyonu ise, OFDM'nin çok antene uygun olması ve bant genişliğine izin vermesi sayesinde birlikte kullanıldığı MIMO tekniğinde de dengelemeyi kolaylaştırır. Bu şekilde, hem MIMO'nun kanal sığasına etkisiyle yüksek veri hızlarına ulaşmak mümkün olur, hem de OFDM'nin çok taşıyıcılık özelliği ile, frekans seçici kanal modelinin frekans seçicilik özelliği ortadan kaldırılır. Bu yüzden MIMO-OFDM, gelecek nesil telsiz haberleşmenin temelini oluşturmaktadır.

MIMO-OFDM blok diyagramı Şekil 2.6'da görülebilmektedir. Sistem M verici ve N alıcı antenden oluşmaktadır. Her anten için OFDM sinyali IFFT kullanılarak

oluşturulmuştur ve alıcıda FFT ile yeniden elde edilir. Böylelikle k . taşıyıcı ve n . alıcı antene ilişkin MIMO-OFDM sinyali şu şekilde yazılabilir [37]:



Şekil 2.6 : MIMO-OFDM blok diyagramı.

$$R_n[k] = \sum_{m=1}^M H_{n,m}[k] A_m[k] + W_n[k] \quad (2.20)$$

Burada $A_m[k]$ k . taşıyıcı ($k=0,1,...,K-1$) ile iletilen veri sembolü, $W_n[k]$ n . antene ait frekans bölgesindeki sembole ilişkin toplamsal gürültü, $H_{n,m}[k]$ k . frekans bölgesinde n . alıcı ($n=1,2,...,N$) ve m . verici ($m=1,2,...,M$) antenler arasındaki kanal katsayılarıdır.

$$H_{n,m}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,m}[l] e^{-j2\pi lk/K} \quad (2.21)$$

h 'ler sıfır ortalamalı bağımsız Gauss rastlantı süreci olarak modellenmiştir. Rayleigh sönmülemeli kanalın dürtü yanıtı ise şu şekilde yazılabilir:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (2.22)$$

Kanal dürtü yanıtının OFDM kanal sembol süresi üzerinde durağan olduğu kabul edilir. $T_{kanal} = T_S + T_K$; T_K çevrimsel önek süresi, T_S sembol süresidir. Bu da yavaş değişen bir kanala karşılık gelmektedir; yani uyumluluk süresi sembol süresinden büyüktür. Bu varsayım sayesinde taşıyıcılar arası girişim (ICI) oluşumunu önler.

H kanal matrisi de $N \times M$ 'lik bir matris olup, N alıcı ($n=1,2,...,N$) ve M verici ($m=1,2,...,M$) anten için (n,m) . bileşenler şeklinde yazılabilir:

$$\bar{H}[k] = \begin{bmatrix} H_{1,1}[k] & \cdots & H_{1,M}[k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N,1}[k] & \cdots & H_{N,M}[k] \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Alınan bilgi, matris formunda şu şekilde gösterilebilir:

$$\bar{R}[k] = \bar{H}[k] \bar{A}[k] + \bar{W}[k] \quad (2.24)$$

Burada;

$$\bar{A}[k] = [A_1[k] \quad A_2[k] \quad \dots \quad A_M[k]]^T \quad (2.25)$$

ve

$$\bar{R}[k] = [R_1[k] \quad R_2[k] \quad \dots \quad R_N[k]]^T \quad (2.26)$$

$M \times 1$ ve $N \times 1$ 'lik vektörler, iletilen ve alınan verilerden oluşur.

MIMO-OFDM için sığa formülü ise şu şekilde hesaplanabilir [38]:

$$C = \frac{1}{B_s} \int_{B_s} \log_2 \det \left(I_N + \frac{\rho}{M} H(f) H^H(f) \right) df \quad [\frac{bits}{s} / Hz] \quad (2.27)$$

Burada, $H(f)$: Kanalin frekans yanıtını, B_s : Sistemin bant genişliğini, K : Ayrık sayıdaki alt-kanal adedini, ρ : Alıcı anten başına SNR değerini, I_N ise $N \times N$ 'lik birim matrisi göstermektedir. $H(i)$: i . alt-kanalı göstermek üzere formül şu şekle dönüşür:

$$C = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \log_2 \det \left(I_N + \frac{\rho}{M} H(i) H^H(i) \right) \quad (2.28)$$

2.6 İşbirlikçi Çeşitleme

Haberleşme kanalındaki sönümleme etkisinin giderilmesinde kullanılan en önemli ve etkin yolun çeşitleme olduğundan bahsedilmişti. Çeşitleme yöntemlerinden en önemlileri; zaman, frekans ve uzay çeşitlemeleridir. Bu yöntemler aşağıdaki gibi özetlenebilir [39,40]:

Bilginin farklı zaman aralıklarında iletilmesi ile zaman çeşitlemesi gerçekleştirilir. Tabii zaman çeşitlemesinden faydalanmak istenirse iletimin, iletim yolunun zamanla değişmesine yetecek kadar zaman aralıklarıyla yapılması gerekmektedir. Aksi takdirde aynı kanaldan iletim yapılır ve herhangi bir çeşitlilik sağlanmamış olur. Zaman çeşitlemesini pratikte uygulaması zor hale getiren en önemli dezavantaj alıcı ve verici kısımların aynı zamanda çalışması zorunluluğudur. Bunun için alıcı ve vericide senkronizasyonu sağlayacak elemanlar kullanılmalıdır.

Verinin farklı taşıyıcı frekanslardan iletilmesi ile frekans çeşitlemesi elde edilir. Bu şekilde kanalın frekans seçici sönümleme etkisi en aza indirgenmiş olur. Farklı alt-taşıyıcılar yardımıyla yapılan iletişimde bilginin, sönümlemeden en az etkilenmesi

sağlanır. Bu yöntemin dezavantajı ise her bir taşıyıcı frekansı oluşturacak osilatörler ve bunların hatasız çalışma gerekliliğidir. Bunun yanında bant genişliğinin verimsiz kullanımı da söz konusudur. Bunun nedeni taşıyıcılar arasında en az B_C kadar fark olma zorunluluğudur. Aksi halde istenen frekans çeşitliliği elde edilemez.

Bilginin, birden fazla anten kullanarak iletilmesi ve/ya birden fazla anten kullanarak alınması ile uzay çeşitlemesi elde edilir. Bu sayede uzayda oluşturulan bu farklı yollar ile veri hakkında alıcıda alternatif bilgiler oluşturulur ve bilgiler birleştirilerek en doğru bilgi elde edilir. Bu sayede de sönümlenme etkisi azaltılmış olur. Bu yöntemin de dezavantajı, birden fazla anten kullanımından kaynaklanan maliyet artışıdır.

Gezgin iletişim sistemleri düşünüldüğünde bu etkin uzay çeşitlemesinin kullanımı güçleşmektedir. Çünkü uzay çeşitlemesinden tam olarak faydalanabilmek için uzayda antenlerin birbirinden belli bir uzaklıkta konumlandırılması gerekmektedir. Fakat günümüzde gezgin cihazların artık iyice küçüldüğü göz önüne alınırsa, birden fazla antenin aynı mobil cihaz üzerine yerleştirilmesi fiziksel olarak çok zordur. Bu durumda, komşu farklı gezgin cihazların birer anten görevi gördüğü ve vericiden alıcıya yapılan haberleşmede vericiye yardımcı olduğu yeni bir çeşitleme türü önerilmiştir. Buna işbirlikçi çeşitleme adı verilir [41].

Bilgi akışının sadece vericiden alıcıya olmadığı, komşu terminallerin de iletme yardımcı olduğu bu çeşitleme yöntemi ile alıcı ve vericide tek anten bulunsa bile, farklı terminallerde bulunan antenlerle bir uzay çeşitlemesi oluşturulur ve uzayda oluşturulan farklı yollarla iletim sağlanır.

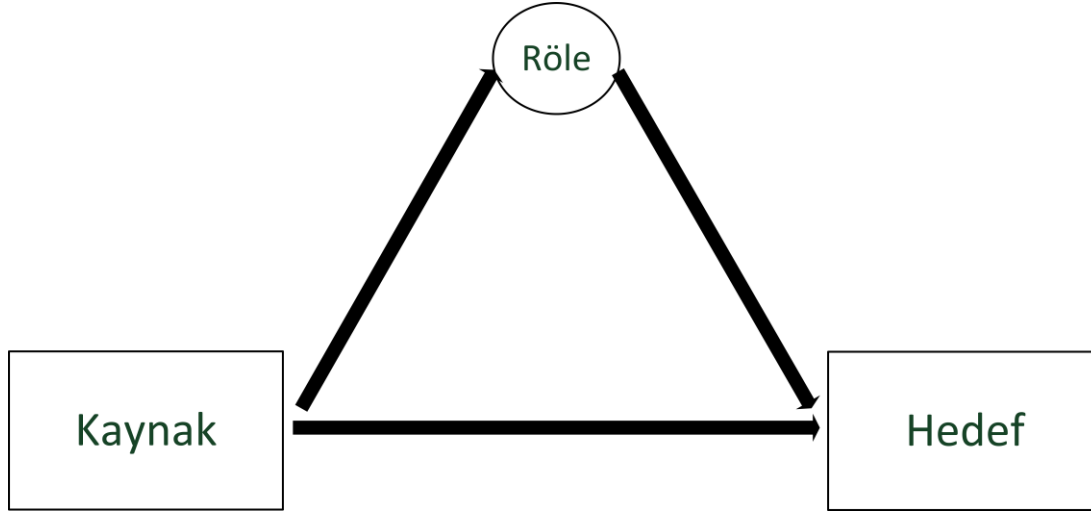
Bir işbirlikçi iletişim sisteminde 3 ana elemandan bahsedilebilir [42]. Bir işbirlikçi sistemin basitleştirilmiş gösterimi Şekil 2.7’de verilmiştir.

Kaynak; verici kısımdır.

Hedef; alıcı kısımdır. Bilginin varyasyonlarını farklı birleştirme yöntemleriyle birleştirir.

Röle; kaynakla işbirliği içinde bulunan elemandır. Kaynaktan aldığı bilgiyi farklı yöntemlerle işledikten sonra hedefe iletir. Rölelerde yarı-dupleks (half-dupleks) bir iletişimden bahsetmek mümkündür. Yani röleler aynı anda hem alıcı hem verici görevi görmezler. Bir zaman aralığında bilgiyi alırlar ve bir diğerinde iletirler. Aksi halde sistem çok karmaşık bir hal alabilir. Sistemde birden fazla röle, kaynak ile

işbirliği içinde bulunabilir. Aynı zamanda yine birden fazla röleden, en iyi haberleşmeyi sağlayacak daha az sayıdaki röleler seçilebilir [43,44].



Şekil 2.7 : Bir işbirlikçi sistemin basitleştirilmiş gösterimi.

2.6.1 Röle protokolleri

Temel olarak, işbirlikçi çeşitleme sistemlerinde görülen ve rölelerde uygulanan 2 iletim protokolünden bahsedilebilir. Bunlar: çöz ve ilet protokolü ile kuvvetlendir ve ilet protokolüdür [20].

2.6.1.1 Çöz ve ilet

Bu protokolde röle kabul ettiği bilgiyi öncelikle çözer. Bir anlamda alıcı gibi davranır. Daha sonra ise çözdüğü bilgi dizisini, kaynak gibi davranarak hedefe iletir. En önemli dezavantajı rölede gerçekleşebilecek çözme hatalarıdır. Bu sayede yanlış olarak çözülmüş bilgi bitleri hedefe iletilir, dolayısıyla alıcının da yanlış karar vermesine neden olunmuş olur. Bunun engellenmesi için farklı kanal kodlama teknikleri kullanılabilir ve röledeki olası kod çözme hatalarının en aza indirgenmesi sağlanır. Rölede yapılacak olan bu çözme işlemi tüm bilgi dizisini kapsayabileceği gibi, bilginin sadece belirli sembolleriyle de sınırlı kalabilir ve son çözme işlemi alıcıya bırakılabilir.

2.6.1.2 Kuvvetlendir ve ilet

Bu protokolde ise, yukarıda bahsedilen çöz ve ilet protokolünde olduğu gibi alınan mesaj üzerinde herhangi bir çözme işlemi uygulanmaz. Sadece sinyal için bir kuvvetlendirme işlemi uygulanır. Dolayısıyla röle sadece bir kuvvetlendirici eleman olarak davranmış olur. Bu sayede yine çöz ve ilet protokolü ile kıyaslanacak olursa,

fazladan çözmeye işlemleri uygulanmadığı için, kuvvetlendir ve ilet protokolü çok daha hızlıdır. En önemli dezavantajı ise, alınan sinyale bir kuvvetlendirme işlemi uygulandığında, kanaldan elde edilen gürültü bileşeninin de bu kuvvetlendirme işlemine dahil olması ve gürültünün de kuvvetlenmiş biçimde alıcıya ulaşmasıdır. Ayrıca yapısında bulunan analog/sayısal dönüştürücüler yüzünden, karmaşık bir sisteme sahip olduğundan bahsedilebilir.

2.6.2 Farklı iletim türleri

İşbirlikçi çeşitleme uygulanarak gerçekleştirilebilecek birkaç temel iletim türü aşağıda incelenmiştir [20].

2.6.2.1 Direkt iletim

Bu iletim türünde tüm kullanıcılar eş zamanlı olarak iletim yaparlar. Dolayısıyla hedefe tüm kullanıcılara ait bilgi eş zamanlı olarak ulaşır. Böyle bir durumda 2 kaynak için kod matrisi, satır zamanı, sütunlar ise farklı kullanıcıları göstermek üzere şu şekilde gösterilebilir:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

2.6.2.2 Dik direkt iletim

İletim türünün dik olduğu durumlarda farklı kullanıcılar bilgilerini farklı zaman dilimlerinde hedefe iletirler. Böyle bir durumda tekrar satırlar farklı zaman dilimlerini, sütunlar da farklı kullanıcıları göstermek üzere, 2 kaynak için kod matrisi şu şekilde yazılabilir:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_2 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

2.6.2.3 Dik işbirlikçi çeşitleme

Son olarak işbirlikçi çeşitlemenin kullanıldığı sistemde, yine 2 kullanıcı düşünülecek olursa zamanın 4 dilime ayrıldığı düşünülebilir. Buradaki birinci zaman diliminde ilk kullanıcı tüm ortama yayın yapar ve bilgi hem hedef hem de diğer kullanıcı tarafından alınır. 2. zaman diliminde 2. kullanıcı röle görevi görerek ilk zaman diliminde 1. kullanıcıdan aldığı bilgiyi hedefe iletir. 3. ve 4. zaman diliminde ise bu kez kaynak ve röle görevleri kullanıcılar arasında değiştirilerek aynı işlem tekrar

edilir. Böylelikle hedefte alınan bilgiler birleştirilerek işbirlikçi çeşitleme elde edilmiş olur. Bu durumda kod matrisi aşağıdaki gibi belirtilebilir:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_1 \\ 0 & s_2 \\ s_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

3. SİSTEM MODELLERİ

3.1 Giriş

Bu bölümde, üzerinde çalışılan sistem modelleri sunulmuş ve sistem parametreleri hakkında detaylı bilgi verilmiştir.

Bu tezdeki çalışmalar iki ana başlık altında toplanabilir. Bunlardan ilki, uzay-zaman blok kodlamalı, alıcı ve verici anten seçimi kullanan bir OFDM sistemi; ikincisi ise dağıtık uzay-zaman blok kodlamalı, işbirlikçi çeşitleme yapısı kullanan bir OFDM sistemidir.

İlk başlığı kendi içinde ikiye ayırabiliriz. Bunlardan ilkinde sadece uzay-zaman blok kodu ve BPSK modülasyonu kullanılmıştır. İkincisinde ise uzay-zaman blok kodlaması ise girişte bir katlamalı kodlayıcı, QPSK modülasyonu ile birlikte kullanılmıştır. Bu sayede bir çeşit seri sıralı kod (serial concatenated) yapısı oluşturulmuştur.

İkinci başlık altında incelenen işbirlikçi çeşitlemeli durumda da iki farklı uzay-zaman kodu ve sistem yapısı için, benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bunlarla ilgili detaylı bilgiler sistemler incelendikçe verilecektir.

3.2 Sistem Parametreleri

3.2.1 Kanal modeli

Düz sönümlemeli kanal modelinde, çok-yollu haberleşmede ele alınan farklı gecikmelerin (gecikmeler arası maksimum fark τ_{maks} sembol süresinden (T_s) çok küçük ise) yaklaşık olarak aynı olduğu varsayılarak, gecikmeler arası maksimum fark her durum için sabit kabul edilir. Böylelikle kanalın frekans yanıtının modülü, impuls yanıtının modülüne eşit olur ver kanal her frekans değeri için aynı yanıtı verir. Bunun sistem analizindeki karşılığında, tek bir çarpımsal h etkisi olduğundan, alıcı kısımda alınan işaret direkt olarak $y = hx + n$ şeklinde yazılabilmektedir (h tek bir sabit karmaşık sayı olarak düşünülebilir).

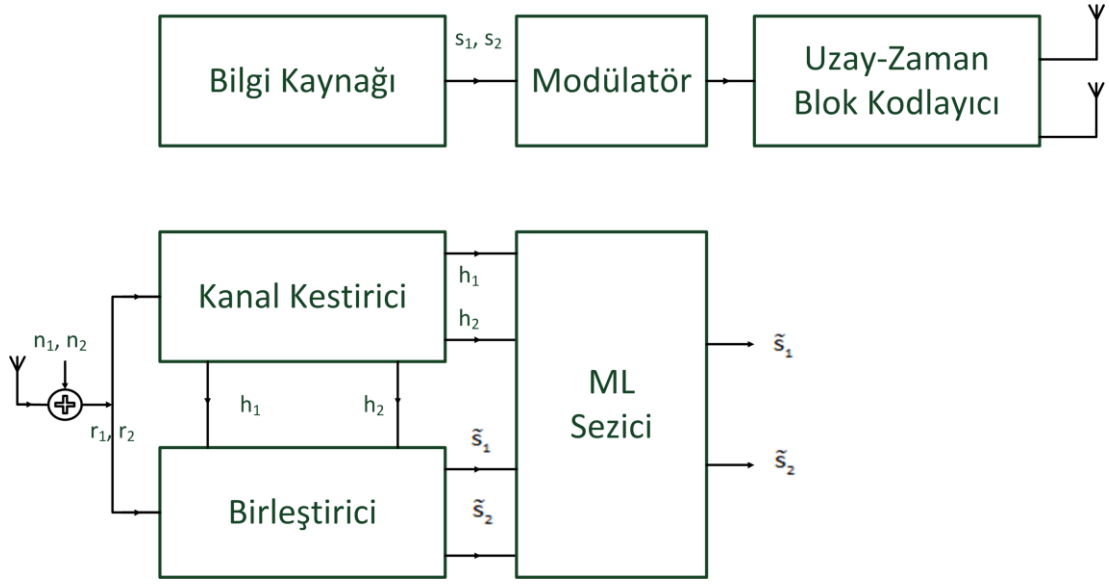
Bu tezde yapılan çalışmalarda ise frekans seçici kanal modeli kullanılmıştır. Fakat, sistem yapısında bulunan OFDM ile, tek bir alt-kanal için düz sönümlemeli kanal varsayımı yapılabilir.

Frekans seçici kanal modelinde birbirinden farklı gecikmeler vardır. Burada τ_{maks} , sembol periyoduna eşit, hatta daha büyük olabilir. Böylelikle bir kanalın frekans yanıtının, frekansa bağlı olarak değiştiği gösterilebilir [23]. Birbirinden farklı gecikmeler olmasının da sistem analizindeki etkisi, tek bir h değeri yerine, birden çok kademeli bir kanal modeli oluşmasıdır. L kademeli kanal modelinde, her bir kademede, hem gerçel hem de sanal kısımlar bağımsız Gauss değişkeni olarak belirlenir. Bu modelde birim güçlü Rayleigh kanal elde etmek için, kanal katsayıları sıfır ortalamalı ve boyut başına $\frac{1}{2}$ varyanslı Gauss dağılımlı seçilmektedir. Aynı zamanda sistemde L kanal kademesi olduğundan, gücü sabit tutmak için, $1/\sqrt{L}$ değerinde bir normalizasyon katsayısı gerekmektedir.

3.2.2 Uzay-zaman blok kodu

Alamouti'nin tasarladığı uzay-zaman blok kodları (Space-Time Block Codes: STBC), aynı anda uzay ve zaman çeşitlemesinden yararlanarak, bir verici anten çeşitlemesi ile tam çeşitlilik değerine ulaşabilen, bunun yanında kodlama kazancı sağlamayan kodlardır. En önemli avantajlarından biri de alıcı yapısının karmaşık olmaması ve lineer işlemlerle sinyallerin kestirilebilmesidir. Alamouti yapısı, 2 alıcı ve 1 verici için Şekil 3.1'de görülebilir.

Modülasyonla üretilen semboller uzay-zaman blok kodlayıcısına ulaşır. Burada 2 verici anten bulunmaktadır. 2 verici antenden, t anında, birinden s_1 iletilirken diğerinden s_2 iletilir. $t+T$ anında ise s_1^* ve s_2^* alıcıya iletilir. Böylece sönümleme etkisi olsa bile verinin geri kazanımı, ileride anlatılacağı şekilde kolaylaştırılmış olur. (3.1)'de Alamouti kod matrisi eşitliği görülebilir. Burada matrisin sütunları farklı antenlerdeki (uzay) işaretlere ait iken, matrisin satırları ise t ve $t+T$ anlarındaki (zaman) işaretlere aittir.



Şekil 3.1 : (2;1) için Alamouti alıcı ve verici yapısı.

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Sistemdeki en kritik varsayımlardan biri de t ve $t+T$ zamanlarında verici ve alıcı antenler arasındaki kanal katsayılarının sabit olmasıdır. Alıcı kısmında bu kanal katsayıları kestirilir, alınan işaretler birleştirilir ve tüm bilgiler kullanılarak en büyük olabilirlikli (Maximum Likelihood: ML) bir sezici yardımıyla karar verilir.

Alıcıda alınan işaretler şu şekilde gösterilir [2]:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= h_1 (-s_2^*) + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Kestirilen kanal katsayıları yardımıyla alınan işaretler aşağıdaki şekilde birleştirilir:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 \end{aligned} \quad (3.3)$$

Yine kanal katsayıları ve yukarıdaki birleştirilmiş bilgiler kullanılarak aşağıda gösterilen şekilde bir karar verilir.

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= \arg \min_{\tilde{s}_1} \{ (|h_1|^2 + |h_2|^2) |\tilde{s}_1|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_1) \} \\ \hat{s}_2 &= \arg \min_{\tilde{s}_2} \{ (|h_1|^2 + |h_2|^2) |\tilde{s}_2|^2 + d^2(\tilde{s}_2, s_2) \} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Burada s_1 ve s_2 'nin eş güçlü olduğu varsayımı altında (bu çalışmada BPSK ve QPSK modülasyon teknikleri kullanılmıştır) $\tilde{s}_1$ ve $\tilde{s}_2$ yalnızca sırasıyla s_1 ve s_2 'ye bağlı olacaktır. Dolayısıyla eşitliklerde görülen karesel uzaklıkları minimum yapan $\tilde{s}_1$ ve $\tilde{s}_2$ değerlerine karar verilecektir.

Alamouti'nin en büyük özelliği, basit alıcı yapısıyla tam çeşitliliğe ulaşmasıdır. 2 verici 1 alıcı anten kullanan Alamouti yapısı, 1 verici 2 alıcı anten kullanan en büyük oran birleştirmesi yapısı ile karşılaştırılacak olursa, bit hata oranı eğrilerinde ikisi için de aynı eğim değeri söz konusudur. Burada Alamouti kodu için kodlama kazancı elde edilememektedir, dolayısıyla Alamouti yapısında en büyük oran birleştirme yapısından daha kötü bir hata başarımı mevcuttur.

Alamouti kodunun bu yapısı kolaylıkla 2 verici ve 2 alıcı antenli bir sistem için geliştirilebilir. Bu sistem modeli Şekil 3.2'de görülmektedir [2].

Bu sistemde yine t anından birinci anten s_1 , ikinci anten s_2 ; $t+T$ anından da birinci anten $-s_2^*$, ikinci anten de s_1^* bilgilerini alıcıya iletir. Fakat bu sefer alıcıda iki anten olduğu için bu bilgileri ikisi de ayrı ayrı almış olur. Burada t anında birinci alıcı antende r_1 ve r_3 , ikinci alıcı antende ise r_2 ve r_4 bilgileri bulunmaktadır. Buna göre alıcıdaki gözlem ifadeleri aşağıdaki gibi yazılır:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \\ r_3 &= h_3 s_1 + h_4 s_2 + n_3 \\ r_4 &= -h_3 s_2^* + h_4 s_1^* + n_4 \end{aligned} \quad (3.5)$$

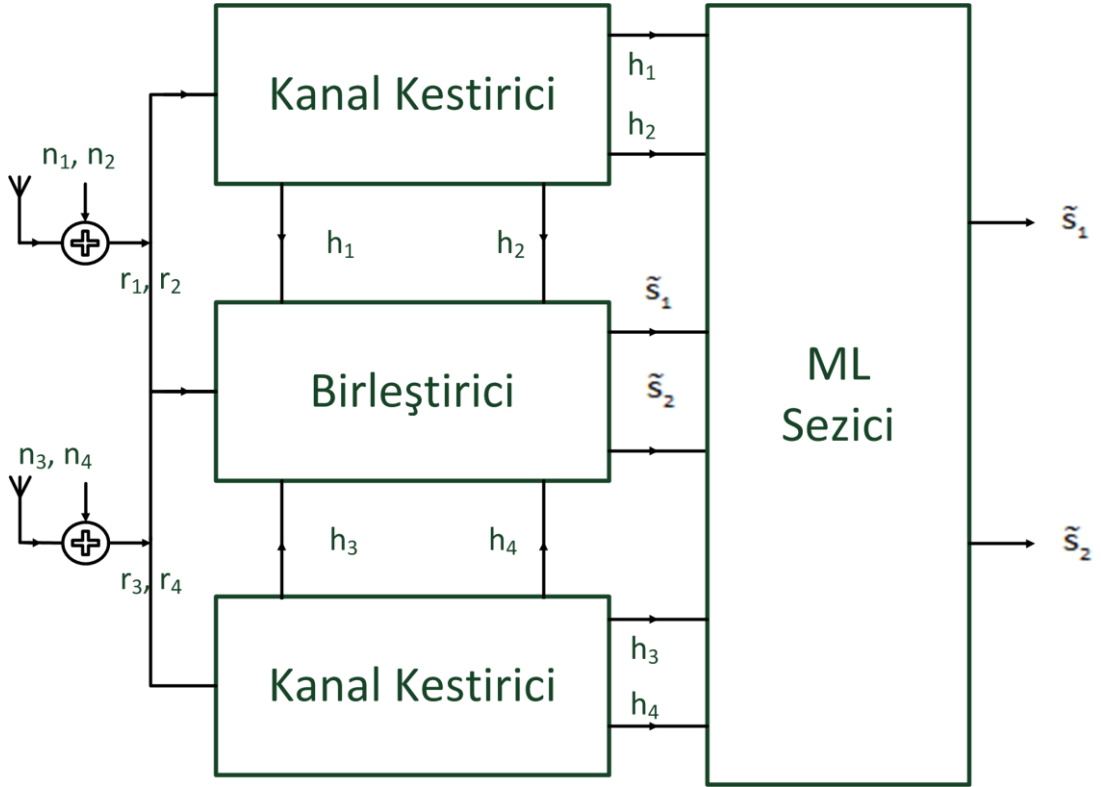
Alıcıda optimum birleştirme aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 + h_4^* r_4 \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1^* r_2 + h_4^* r_3 - h_3^* r_4 \end{aligned} \quad (3.6)$$

Burada da gerekli cebrik işlemler yapıldıktan sonra ifadeler şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 + h_4^* n_4 \\ \tilde{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) s_2 - h_1^* n_2 + h_2^* n_1 - h_3^* n_4 + h_4^* n_3 \end{aligned} \quad (3.7)$$

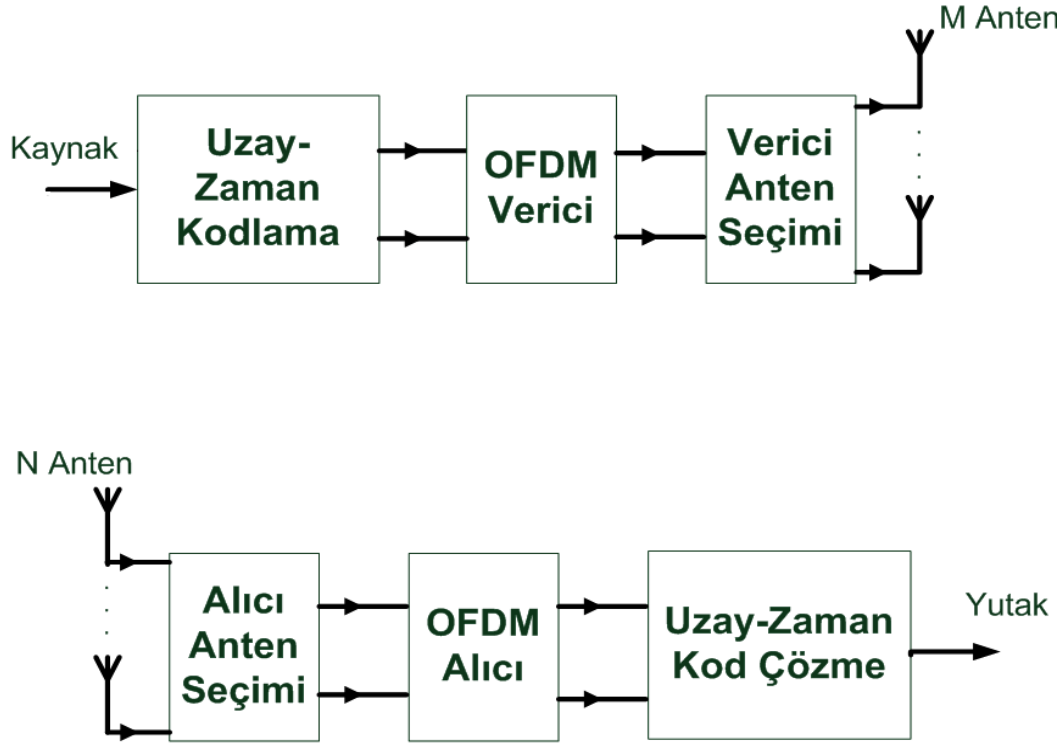
Eşitliklerdeki kazanç terimlerinden de görülebileceği gibi, 2 alıcı ve 2 verici durum için Alamouti yapısında çeşitlilik 4'e çıkmaktadır.



Şekil 3.2 : (2;2) için Alamouti alıcı ve verici yapısı.

3.3 Anten Seçimli Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri

Bu başlık altında incelenen anten seçimli uzay-zaman blok kodlamalı OFDM sistemi, basitleştirilmiş haliyle Şekil 3.3’de gösterilmektedir. Kaynaktan gelen bitler uzay-zaman kodlayıcısından geçirilerek uzay-zaman sembolleri elde edilmektedir. Daha sonra ise bu semboller OFDM verici kısmında ters hızlı Fourier dönüşümü (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) kullanılarak modüle edilmektedir. MIMO sistemi M verici ve N alıcı antenden oluşmaktadır. İletişimde aktif olarak kullanılacak olan $M_s \leq M$ verici anten ve $N_s \leq N$ alıcı anten yalnızca alıcının sahip olduğu varsayılan kanal durum bilgisi (CSI: Channel State Information) kullanılarak yapılan seçimle belirlenmektedir. Alıcıdaki sinyal gürültü oranı enbüyüklenerek şekilde hem alıcı hem vericide kullanılacak antenlerin seçimi gerçekleştirilir ve seçilecek verici anten indisleri, verici kısmına $\log_2 M$ adet bit kullanılarak gönderilir. Verici anten kısmında yalnızca RF anahtarlar seçilen antenlere modüle edilmiş sinyalleri göndermektedir. Frekans seçici kanaldan geçen sinyaller alıcıda seçilmiş antenler üzerinden OFDM alıcısına gönderilir ve FFT işleminden sonra temel banttaki semboller uzay-zaman kod çözücüsünde en büyük olabilirlik (ML: Maximum Likelihood) yöntemiyle kestirilir.



Şekil 3.3 : Anten seçimli uzay-zaman blok kodlamalı OFDM yapısı.

Birçok MIMO-OFDM [37] analizinde kullanıldığı gibi alıcıdaki sinyal şu şekilde yazılabilir:

$$Y_n[k] = \sum_{m=1}^{M_S} H_{n,m}[k]X_m[k] + W_n[k] \quad (3.8)$$

Burada $X_m[k]$ k . taşıyıcı ($k=0,1,...,K-1$) ile iletilen veri sembolü, $W_n[k]$ n . ($n=1,2,...,N_S$) antene ait frekans bölgesindeki sembole ilişkin toplamsal gürültü (sıfır ortalamalı bağımsız Gauss dağılımlı), $H_{n,m}[k]$ frekans bölgesinde n . alıcı ve m . verici antenler ($m=1,2,...,M_S$) arasındaki kanal katsayılarıdır.

$$H_{n,m}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,m}[l] e^{-j \frac{2\pi}{K} lk} \quad (3.9)$$

Burada L ($l=0,1,...,L-1$) kanal kademe sayısını, K ise toplam taşıyıcı sayısını göstermektedir. $h_{n,m}[l]$ sıfır ortalamalı bağımsız Gauss dağılımlıdır. Kanal dürtü yanıtının OFDM sembol süresi boyunca sabit olduğu kabul edilir. Bu nedenle zaman indisi sistem modelinde gösterilmemektedir.

3.3.1 Anten seçimi

$H[k]$ kanal katsayı matrisi $N_s \times M_s$ 'lik bir matris olup, k . taşıyıcı için şu şekilde gösterilmektedir:

$$H[k] = \begin{bmatrix} H_{1,1}[k] & \dots & H_{1,M_s}[k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_s,1}[k] & \dots & H_{N_s,M_s}[k] \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Bu matris, $N \times M$ 'lik $\hat{H}[k]$ matrisinden seçilerek oluşturulan bir alt-kümesidir. $\hat{H}[k]$ matrisi de şu şekilde yazılabilir:

$$\hat{H}[k] = \begin{bmatrix} H_{1,1}[k] & \dots & H_{1,M}[k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N,1}[k] & \dots & H_{N,M}[k] \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Bu çalışmada anten seçimi yapılırken [45]'de belirtilen iki yöntem göz önünde bulundurulmaktadır. Bunlardan birincisi OFDM'deki tüm taşıyıcılar (all-tone selection) için bir anten seçerek, belli bir andaki tüm sembollerin seçili kanal üzerinden iletilmesini sağlarken, ikinci teknikte, her bir taşıyıcı için (per-tone selection) alıcıdaki en yüksek sinyal gürültü oranı (SNR) elde edilecek şekilde anten seçimi yapılmaktadır. Literatürde çok farklı parametrelerle anten seçimi yapılması denenmiştir, ancak hem kanal sığasını artıran hem de hata olasılığını azaltan alıcıdaki SNR daha yaygın olarak kullanılmaktadır.

3.3.1.1 Tüm taşıyıcılar için anten seçimi (all-tone selection)

Tüm taşıyıcılar için aynı antenler seçildiğinde, tüm taşıyıcılar için frekans ekseninde ifade edilen kanal katsayılarının ($H_{n,m}(k)$) oluşturduğu alt-matrislerin, Frobenius normu en büyük olan kanallar, olası tüm anten eşleşmeleri hesaplanarak toplamda en yüksek gücü verecek şekilde seçilir ve iletim, seçilen antenler üzerinden gerçekleşir. OFDM sembol süresi boyunca mevcut tüm antenlerin sadece bir kısmı

kullanıldığından sistem donanım masrafı azalmış olur. Bu teknikte $\binom{M}{M_s} \cdot \binom{N}{N_s}$ adet

seçenek karşılaştırılmaktadır. Bu yöntemde anten seçimi hesaplaması zor görünse de bu durum, alıcıdaki hesaplama karmaşıklığı ve tüm sistem için donanım masrafının azaltılması ile karşılanmış olacaktır.

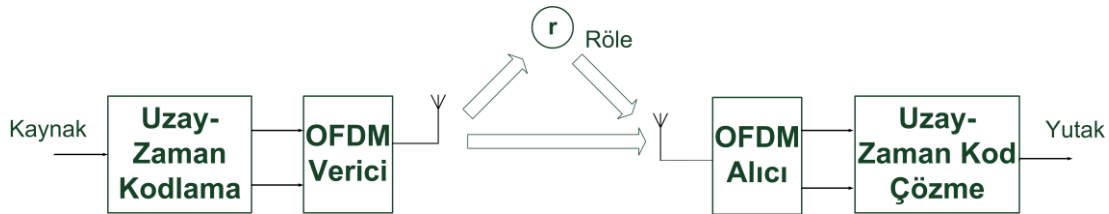
3.3.1.2 Her taşıyıcı için anten seçimi (per-tone selection)

Her taşıyıcı için anten seçimi yapıldığı durumda ise, her bir taşıyıcı için o anki hangi anten alıcıda daha büyük bir sinyal gürültü oranı değeri oluşturuyorsa (hangisinin kanal katsayısının modül karesi daha büyük ise) o antenden iletim yapılır. Alıcı durumunda da yine aynı şekilde bir seçim yapılacaktır ise o anki taşıyıcı ve kanal katsayısı için alıcı ve verici anten çiftleri arasındaki en güçlü yol seçilerek sembolün iletimi sağlanır. Bu durumda performans olarak çok iyi sonuçlar elde edilmiş olsa da, anten seçimi durumu için bunun pek ekonomik bir çözüm olduğu söylenemez. Pratik olarak düşünüldüğünde bu yöntemde tüm antenlerin bir RF modülüne sahip olması ve her antenin aynı anda verici veya alıcı durumda olmaya hazır olması gerekliliği vardır. Bu yüzden sistem karmaşıklığı ve donanım masrafı fazladır. Fakat bu anten seçimi yöntemi, işbirlikçi iletişim sistemlerinde OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) kullanan yapılar için bir fikir verebilmektedir.

3.4 İşbirlikçi Çeşitlemeli Uzak-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri

3.4.1 Birinci sistem

Bu çalışmada kullanılan sistem modeli Şekil 3.4’de gösterilmiştir.



Şekil 3.4 : Tek röleli işbirlikçi çeşitlemeli uzak-zaman blok kodlamalı OFDM yapısı.

Bu sistemde QPSK modülasyonu ve $[5,2]_8$ katlamalı kodu kullanılmıştır. Ayrıca katlamalı kodlayıcı çıkışında bir rastgele serpiştirici ile sistem performansının artırılması hedeflenmiştir. Sistemde bir verici anten ve bir adet röle bulunmaktadır. Burada rölenin verici antene çok yakın olduğu, ve iletimin hatasız olduğu varsayılmıştır. Aynı zamanda yapılan çalışmalarda, kaynak ve rölenin eşit güç harcadığı varsayılmıştır. Sistemde (3.12)’deki kod matrisine göre bir iletim gerçekleşmiştir:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ s_2 & 0 \\ s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Burada birinci sütun verici anteni, ikinci sütun röleyi ve satırlar da zamanı göstermektedir. Buna göre birinci ve ikinci zaman aralıklarında verici anten iletim yapmakta ve sırasıyla s_1 ve s_2 bilgilerini röleye iletmektedir. Tabii bu bilgiyi alıcı da almaktadır. Rölede çöz ve ile protokolü uygulanmaktadır. Yukarıda da belirtildiği gibi, rölenin hatasız olarak s_1 ve s_2 bilgisini alıp çözdüğü varsayılmıştır.

Daha sonra, 3. ve 4. zaman aralıklarında verici anten ve röle birlikte iletim yapmaktadır. Yukarıdaki sisteme göre bu iletimi, 2 verici 1 alıcı antenli Alamouti sistemine benzetebiliriz. Röle ikinci verici anten görevini üstlenerek bir Alamouti kodu iletimi yapmaktadır. Alıcının elde ettiği sinyaller, aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$Y = HS + N$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{sd} & 0 \\ 0 & h_{sd} \\ h_{sd} & h_{rd} \\ h_{rd} & -h_{sd}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Burada h katsayılarının bulunduğu matriste sütunlar, sırasıyla s_1 ve s_2 'ye etki eden katsayıları göstermektedir. Bu matrislerden aşağıdaki eşitlikler elde edilir:

$$\begin{aligned} y_1 &= s_1 h_{sd} + n_1 \\ y_2 &= s_2 h_{sd} + n_2 \\ y_3 &= s_1 h_{sd} + s_2 h_{rd} + n_3 \\ y_4 &= s_1^* h_{rd} - s_2^* h_{sd} + n_4 \end{aligned} \quad (3.14)$$

Burada, birleştiricide $\tilde{s}_1$ ve $\tilde{s}_2$ bilgilerini elde etmek için, (3.13) eşitliğindeki alınan işaretlerden oluşan matris H^H ile çarpılır:

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = H^H Y$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_{sd}^* y_1 + h_{sd}^* y_3 + h_{rd} y_4^* \\ \tilde{s}_2 &= h_{sd}^* y_2 + h_{rd}^* y_3 - h_{sd} y_4^* \end{aligned} \quad (3.15)$$

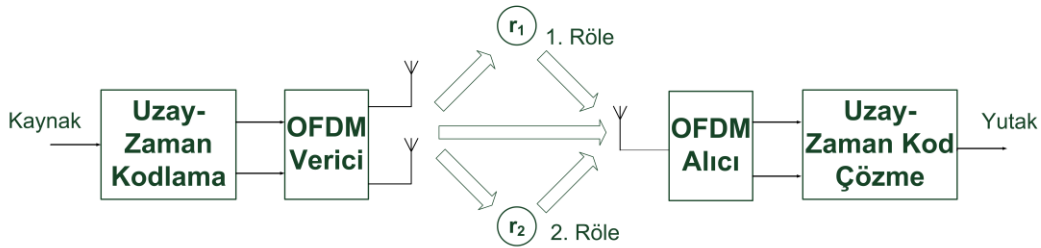
$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= |h_{sd}|^2 s_1 + h_{sd}^* n_1 + h_{sd}^* h_{rd} s_2 + |h_{sd}|^2 s_1 + h_{sd}^* n_3 - h_{sd}^* h_{rd} s_2 + |h_{rd}|^2 s_1 + h_{rd} n_4 \\ \tilde{s}_2 &= |h_{sd}|^2 s_2 + h_{sd}^* n_2 + h_{rd}^* h_{sd} s_1 + |h_{rd}|^2 s_2 + h_{rd}^* n_3 - h_{rd}^* h_{sd} s_1 + |h_{sd}|^2 s_2 - h_{sd} n_4\end{aligned}\quad (3.16)$$

Yapılan cebrik işlemler sonucu, basit haliyle şu ifadelere ulaşılır:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= (2|h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2) s_1 + h_{sd}^* n_1 + h_{sd}^* n_3 + h_{rd} n_4 \\ \tilde{s}_2 &= (2|h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2) s_2 + h_{sd}^* n_2 + h_{rd}^* n_3 - h_{sd} n_4\end{aligned}\quad (3.17)$$

3.4.2 İkinci sistem

Çalışılan ikinci sisteme ait sistem modeli Şekil 3.5’de gösterilmektedir:



Şekil 3.5 : Çift röleli işbirlikçi çeşitlemeli uzay-zaman blok kodlamalı OFDM yapısı.

Sistemde giriş kısmında tekrar $[5,2]_8$ katlamalı kodu, QPSK modülasyonu ile kullanılmıştır; fakat bu kez vericide 2 anten ve sistemde temel olarak 2 röle bulunmaktadır. Bu çalışmada da kaynak ve rölelerin eşit güç harcadığı varsayılmıştır. Sistemde aşağıdaki kod matrisine göre bir iletim gerçekleştirilmektedir.

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & 0 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 & s_2 \\ 0 & 0 & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}\quad (3.18)$$

Matrisin sütunları sırasıyla 1. ve 2. verici anten ile 1. ve 2. röleyle ait simgeleri gösterirken, satırlar yine farklı zamanları göstermektedir.

Matristen de takip edilebileceği gibi sistemde 1. ve 2. zaman aralıklarında verici antenler, bir Alamouti kodu iletimi yapmaktadırlar. Bu iletim sonucunda röleler ve alıcı anten ayrı ayrı bu bilgileri elde etmektedirler.

Daha sonra, 3. ve 4. zaman aralıklarında ise, bu sefer 1. ve 2. röleler, birlikte Alamouti kodu iletimi yapmaktadırlar. Böylece alıcıda bu simgelere ait 4 farklı

alınan sinyal bilgisi bulunmaktadır. Alıcıda bu bilgiler birleştirilerek s_1 ve s_2 'ye ait bilgiler geri kazanılmaktadır.

Alınan sinyaller aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$Y = HS + N$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \\ y_3 \\ y_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{sd}^1 & h_{sd}^2 \\ h_{sd}^{2*} & -h_{sd}^{1*} \\ h_{rd}^1 & h_{rd}^2 \\ h_{rd}^{2*} & -h_{rd}^{1*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Benzer şekilde, h katsayılarının bulunduğu matriste sütunlar, sırasıyla s_1 ve s_2 'ye etki eden katsayıları göstermektedir. Bu matrislerden aşağıdaki eşitlikler elde edilir:

$$\begin{aligned} y_1 &= s_1 h_{sd}^1 + s_2 h_{sd}^2 + n_1 \\ y_2 &= -s_2^* h_{sd}^1 + s_1^* h_{sd}^2 + n_2^* \\ y_3 &= s_1 h_{rd}^1 + s_2 h_{rd}^2 + n_3 \\ y_4 &= -s_2^* h_{rd}^1 + s_1^* h_{rd}^2 + n_4^* \end{aligned} \quad (3.20)$$

Burada, birleştiricide $\tilde{s}_1$ ve $\tilde{s}_2$ bilgilerini elde etmek için, (3.19) eşitliğindeki alınan işaretlerden oluşan matris H^H ile çarpılır:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} &= H^H Y \\ \tilde{s}_1 &= h_{sd}^{1*} y_1 + h_{sd}^2 y_2^* + h_{rd}^{1*} y_3 + h_{rd}^2 y_4^* \\ \tilde{s}_2 &= h_{sd}^{2*} y_1 - h_{sd}^1 y_2^* + h_{rd}^{2*} y_3 - h_{rd}^1 y_4^* \end{aligned} \quad (3.21)$$

Yapılan cebrik işlemler sonucu, basit haliyle şu ifadeler ulaşılır:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (|h_{sd}^1|^2 + |h_{sd}^2|^2 + |h_{rd}^1|^2 + |h_{rd}^2|^2) s_1 + h_{sd}^{1*} n_1 + h_{sd}^2 n_2^* + h_{rd}^{1*} n_3 + h_{rd}^2 n_4^* \\ \tilde{s}_2 &= (|h_{sd}^1|^2 + |h_{sd}^2|^2 + |h_{rd}^1|^2 + |h_{rd}^2|^2) s_2 + h_{sd}^{2*} n_1 - h_{sd}^1 n_2^* + h_{rd}^{2*} n_3 - h_{rd}^1 n_4^* \end{aligned} \quad (3.22)$$

3.5 Röle Seçimli İşbirlikçi Çeşitlemeli Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri

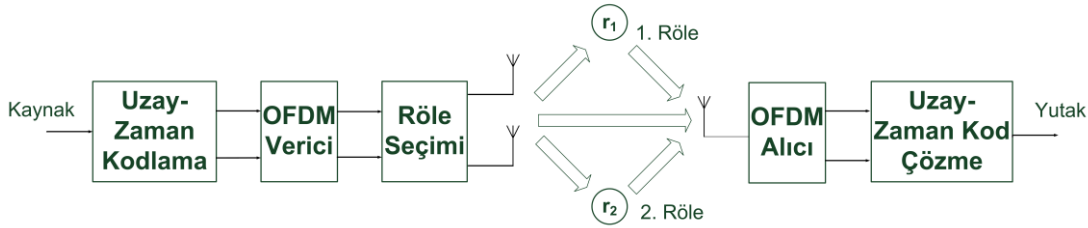
Yapılan bu çalışmada, (3.4.2) başlığı altında incelenen işbirlikçi çeşitlemeli, uzay-zaman blok kodlamalı bir OFDM sistemi temel olarak alınmıştır. Aynı şekilde girişte bir $[5,2]_8$ katlamalı kodlayıcı, rastgele serpiştirici ve katlamalı kodlayıcı kullanılmıştır. Sistemin devamında yine aynı sisteme ait kod matrisi kullanılmıştır.

Sistemdeki en önemli özgünlük, bir röle seçimi algoritmasının kullanılıyor olmasıdır. Daha önceki çalışmalarda nasıl anten seçimi performansı olumlu yönde etkilediyse, burada da röle seçiminin aynı işlemi gerçekleştireceği düşünülmüştür.

Röle seçimi için literatürde farklı çalışmalar yapılmıştır [43,44]. Sistemdeki alınan SNR veya kanal katsayılarına göre farklı röle seçimi protokolleri uygulanabilmektedir. Bu çalışmada, anten seçimli sistem çalışmasında olduğu gibi, kanal katsayılarına göre bir röle seçimi yapılacaktır.

Bu çalışmada, röle seçimi için sistem kaynak-röle ve röle-hedef arası olacak şekilde iki farklı kısım olarak düşünülmüştür. Aynı ayrı, kaynaktaki iki verici anten ile röleler arasındaki kanallara bakılarak, r röle arasından $r_S=2$ olacak şekilde ve yine r röle ile bu kez alıcı anten arasındaki kanal katsayılarına bakılarak $r_S=2$ olacak şekilde röle seçimleri yapılır. Bu röle seçimi yapılırken, anten seçiminde olduğu gibi, katsayılarının toplam Frobenius normu en büyük olan kanallara ait röleler seçilir.

İlgili sistem modeli Şekil 3.6’da gösterilmiştir.



Şekil 3.6 : Röle seçimli sistem yapısı.

Şekilden de görüldüğü gibi sistem, bir önceki sistem ile temel olarak aynıdır. Uzay-zaman kodlama ve OFDM sistemi yine işbirlikçi bir iletişim sistemiyle birlikte kullanılmıştır.

Yapılan röle seçimi çalışmaları iki başlık altında toplanabilir. Bunlar: kaynak-röle arası kanal katsayıları göz önüne alınarak yapılan röle seçimi ile, röle-hedef arasındaki kanal katsayıları göz önüne alınarak yapılmış olan röle seçimidir. İki durumda da, kanal katsayılarının Frobenius normu kriteri göz önüne alınmıştır.

4. BENZETİM ÇALIŞMALARI

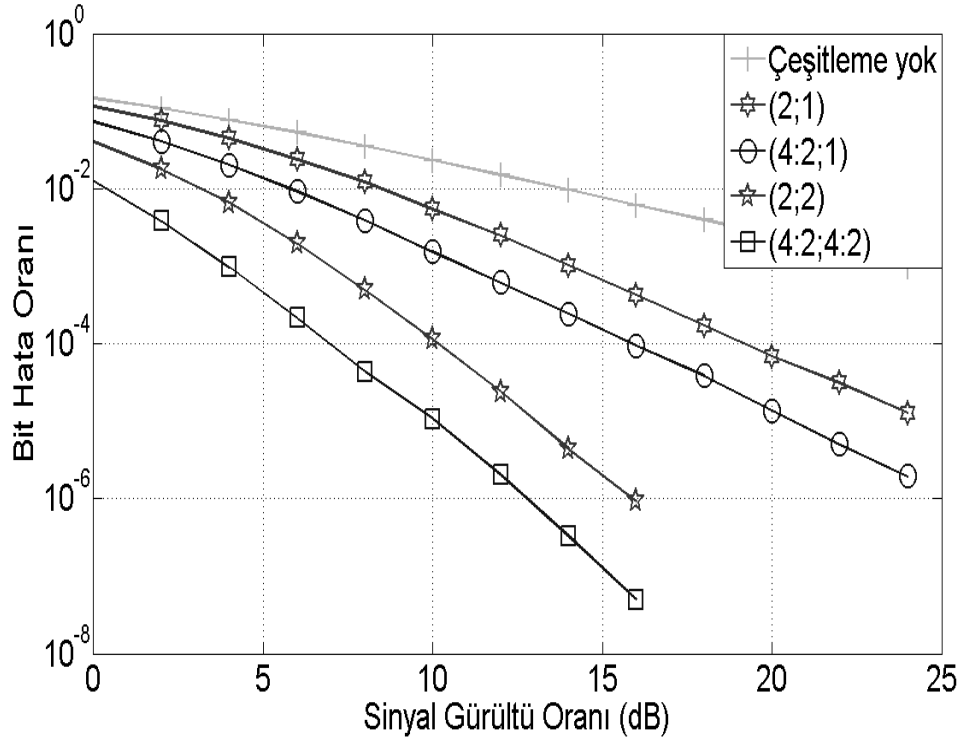
4.1 Giriş

Bu bölümde, 3. bölüm başlığı altında açıklanmış olan sistemlerle ilgili benzetim çalışmaları sonucu, elde edilmiş bir hata oranı eğrileri sunulmaktadır. Bu bölümdeki sonuçlar derlenerek 2 adet konferans bildirisi hazırlanmıştır [47,48].

4.2 Anten Seçimli Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri

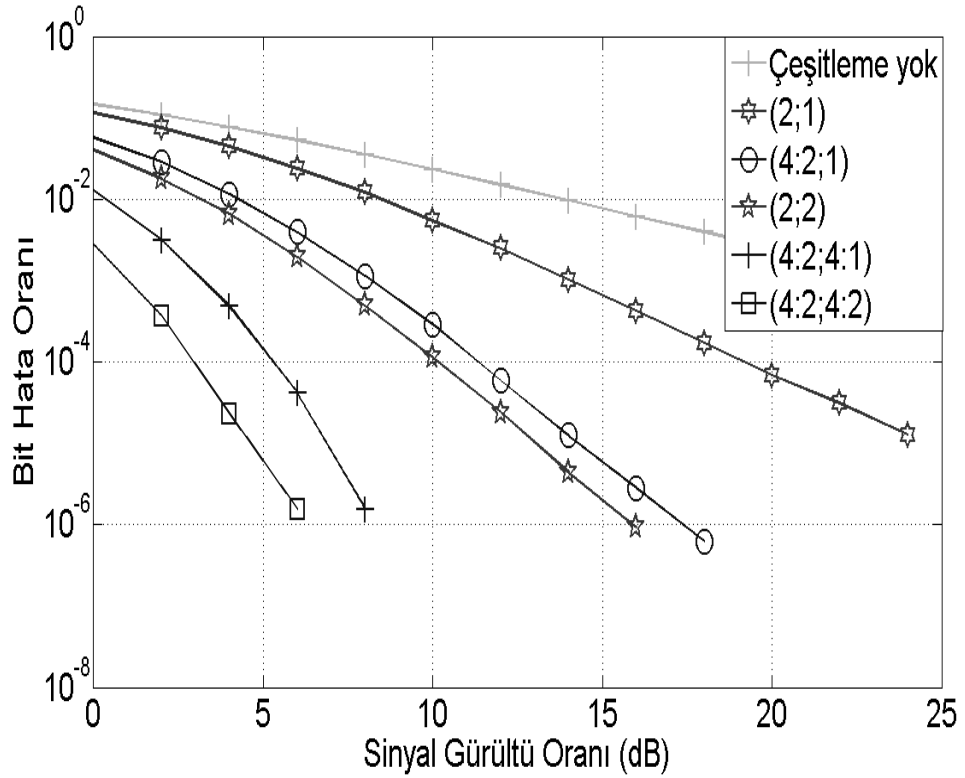
Buradaki açıklamalarda “ $(M;N)$ ” gösterimi M verici anten ve N alıcı anten kullanıldığını (anten seçimi uygulanmamış), “ $(M:M_S;N)$ ” gösterimi M verici antenden M_S anten seçildiğini ve alıcıda N anten kullanıldığını, “ $(M:M_S;N:N_S)$ ” gösterimi M verici antenden M_S , N alıcı antenden ise N_S anten seçimi yapıldığını belirtmektedir.

Tüm taşıyıcılar için tek anten seçimi yapılan ve BPSK sembolleri kullanılan Alamouti yapısı ile kodlanmış MIMO-OFDM sistemi için bit hata olasılığı eğrileri Şekil 4.1’de gösterilmektedir. Eşit güç dağılımlı $L=2$ kademelik frekans seçici sönmülemeli kanal modeli üzerinden yapılan iletimde $K=64$ taşıyıcı kullanılmaktadır. Anten seçimsiz $(2;1)$ ve $(2;2)$ sistemleri sadece vericideki anten seçimi $(4;2;1)$ ve birleşik anten (hem alıcı hem verici) seçimi $(4;2;4;2)$ uygulamaları ile karşılaştırıldığında anten seçiminin çeşitliliği artırmamasına rağmen hata performansını iyileştirdiği gözlemlenmektedir. 10^{-5} hata olasılığına bakacak olursak her iki durum için de yaklaşık 4 dB SNR kazancı elde edilmektedir. Karmaşıklığı azaltan anten seçimli basit kodçözücülü Alamouti yapısı kullanan STC-OFDM sistemi uygulamasıyla elde edilen SNR kazancı gelecek nesil sistemlerde tercih edilebilir. Diğer taraftan Alamouti kodu düz sönmülemeli kanallar için tasarlandığından frekans seçimli kanallarda tam çeşitleme açısından yetersiz kalmaktadır ve başarımın daha da artırılması farklı seçim ve kodlama ile mümkündür.



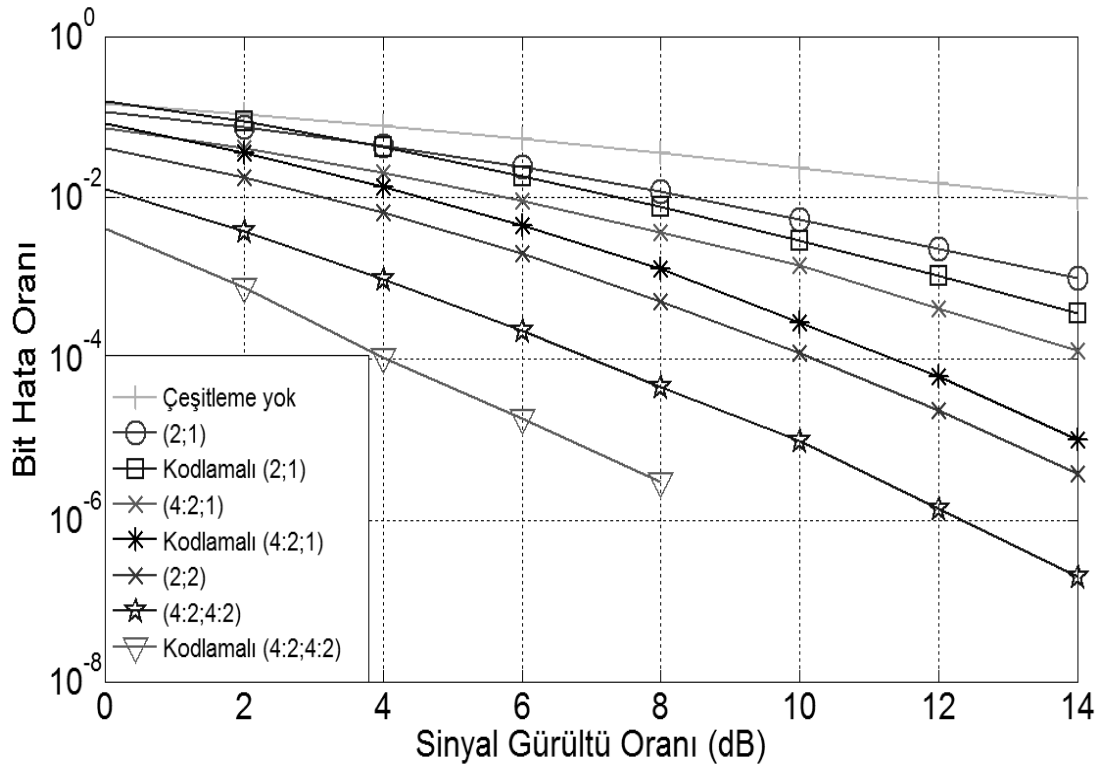
Şekil 4.1 : Tüm taşıyıcılar için tek anten seçimi yapılan STC-OFDM sistemi için bit hata oranı eğrileri.

Taşıyıcı bazında anten seçimi yapıldığında elde edilen başarımlar Şekil 4.2’de yukarıda kullanılan aynı sistem parametreleri için sunulmaktadır. Bir önceki anten seçimi tekniğiyle kıyaslandığında genel olarak donanım masrafı anten seçimsiz duruma göre azalmamasına rağmen hata başarımı çok fazla artmaktadır. (2;1) ile (4;2;4:1) ve (2;2) ile (4;2;4:2) durumları arasında 10^{-4} hata olasılığı için sırasıyla 14 dB ve 7 dB gibi oldukça yüksek SNR kazançları elde edilebileceği görülmektedir. (2;2) ve (4;2;1) durumlarında yaklaşık 4’lük bir çeşitleme derecesi gözlenirken, (4;2;4:1) ve (4;2;4:2) durumlarında çeşitleme kazancının 8’e yakın olduğu görülmektedir. Dolayısıyla genel olarak anten seçimi ile aktif olarak kullanılan anten sayısından daha fazla çeşitlilikten faydalanılabileceği gayet açıktır.

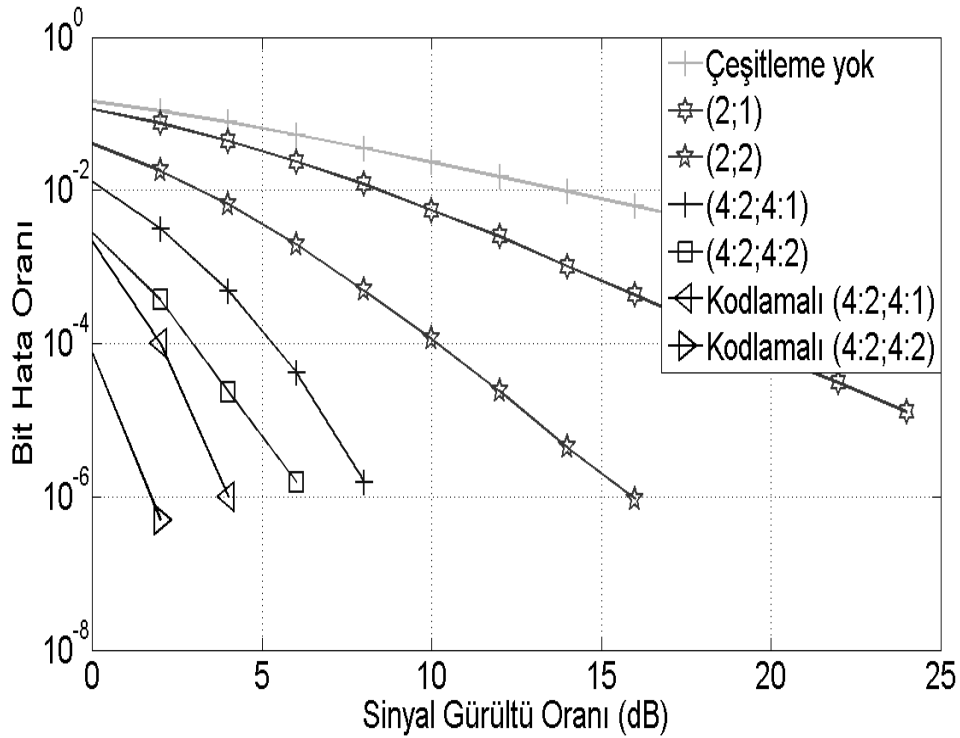


Şekil 4.2 : Her taşıyıcı için anten seçimi yapılan STC-OFDM sistemi için bit hata oranı eğrileri.

Hata performans eğrileri Şekil 4.3 (tüm taşıyıcılar için aynı seçim) ve Şekil 4.4 (her taşıyıcı için bağımsız seçim) ile gösterilen benzetimlerde hata performansını artırabilmek için katlamalı kodlayıcı (convolutional coding) tabanlı bit serpiştirmeli uzay-zaman kodu yumuşak kararlı Viterbi kodçözücüsüyle beraber kullanılmaktadır. Bu benzetimlerde $[5,2]_8$ katlamalı kodlama çıktıları QPSK ile modüle edildikten sonra Alamouti yapısı kullanılarak seri sıralı (serial concatenated) uzay-zaman kod yapısı oluşturulmaktadır. Benzetimlerden de açıkça görülebileceği gibi performansın geliştiği gözlenmektedir. Şekil 4.3’de verici anten seçimli (4;2;1) sisteminin 10^{-4} hata olasılığı değerinde anten seçimsiz (2;1) sistemine göre yaklaşık 8 dB’lik bir kazanç sağladığı görülmektedir. Birleşik anten seçimli (4;2;4;2) sistemi ile anten seçimsiz (2;2) sistemine göre ise 6 dB kadar kazanç elde etmek mümkün olmaktadır.



Şekil 4.3 : $[5,2]_8$ katlamalı kodu kullanan ve tüm taşıyıcılar için aynı antenlerin seçildiği STC-OFDM sistemi hata başarımı.



Şekil 4.4 : $[5,2]_8$ katlamalı kodu kullanan, her taşıyıcı için bağımsız anten seçimi yapılan STC-OFDM sistemi.

Her taşıyıcı için diğer taşıyıcılardan bağımsız seçim elde edilen başarımlar Şekil 4.4’de sunulmaktadır. Birleşik anten seçimli $(4;2;4;2)$ ve $(4;2;4;1)$ sistemleri için (kısaca

kodlamalı olarak gösterilen) seri sıralı STC-OFDM'nin sadece Alamouti kullanan OFDM sistemine göre performansı çok fazla iyileştirdiği ve çeşitleme derecesinin de arttığı görülmektedir. Anten seçimsiz çoklu anten sistemindeki uzay-zaman kodunun çeşitleme kazancı anten seçimi uygulandığındaki başarımını oldukça etkilemektedir. Anten seçimli uzay-zaman kodunun OFDM sisteminde tam olarak başarabileceği çeşitliliği belirleyebilmek için bu konudaki çalışmalar devam etmektedir.

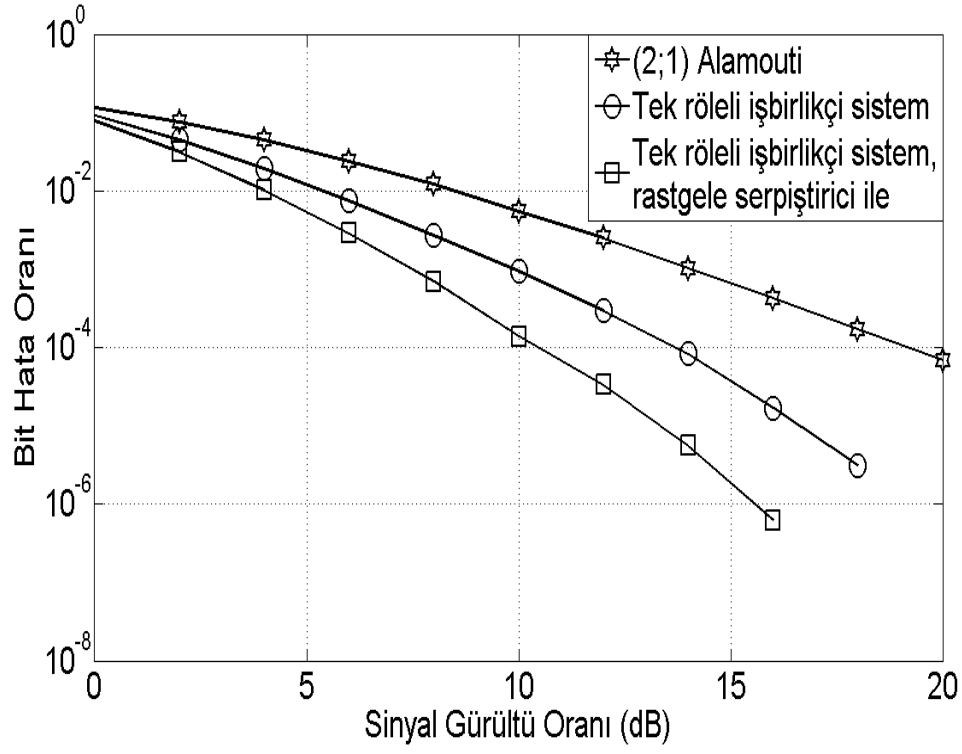
Yapılan tüm benzetimlerde, alıcı kısmın kanal katsayılarını kusursuz olarak bildiği ve seçilen antenlerin indis bilgilerinin verici kısmına iletimi sırasında herhangi bir hatalı iletimin olmadığı varsayılmaktadır. Fakat bu sistemler pratikte uygulandığında kanal katsayıları mükemmel kestirilemeyeceğinden belirli bir seçim ve kod çözüm hatası oluşabilmektedir. Benzetim sonuçlarında gösterilmeyen çalışmalarda, sistemde pratikte rastlanılan miktarlarda kanal kestirim hatası olsa dahi tüm durumlar için, hata başarımında bir düşüş olmasına rağmen, çeşitleme kazancının değişmediği görülmüştür.

4.3 İşbirlikçi Çeşitlemeli Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri

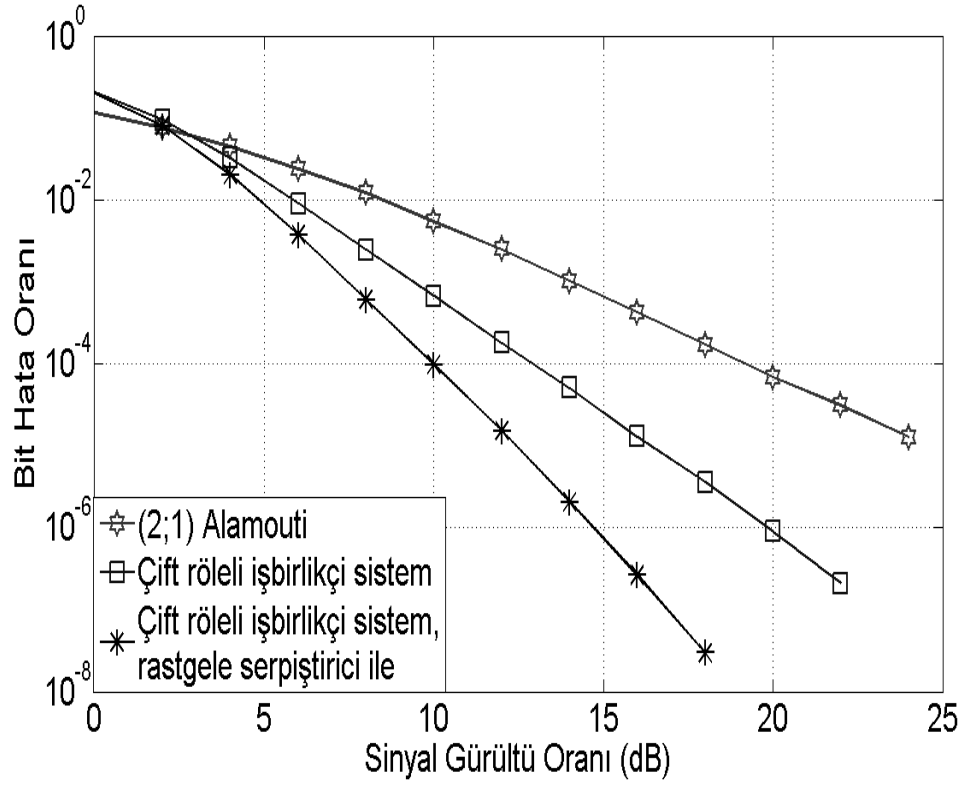
Bu bölümde sırasıyla (3.4.1) ve (3.4.2) başlıkları altında incelenmiş olan sistemlerin, benzetim çalışmaları sonucu hata başarım sonuçları sunulmaktadır.

Şekil 4.5'de, (3.4.1) başlığı altındaki tek röleli sistemin hata başarımı görülmektedir. Eğriler incelendiğinde, 10^{-4} hata olasılığı için, 2 verici 1 alıcı anten kullanan Alamouti kodlu sisteme göre, yeni önerilen bu sistemin yaklaşık 5 dB'lik bir kazanç sağladığı, rastgele serpiştirici kullanıldığında da bu değer 8 dB civarına geldiği görülmektedir. Aynı şekilde rastgele serpiştiricili durum için 3'e yakın bir çeşitlilik kazancı da gözlemlenmektedir.

(3.4.2)'deki çift röleli sistemin hata başarım sonuçları Şekil 4.6'da görülmektedir. Sonuçlar incelendiğinde yaklaşık olarak, bir önceki sistemden 2 dB'lik daha iyi başarım elde edildiği görülmektedir. Burada 10^{-4} hata olasılığı için, 2 verici 1 alıcı anten kullanan Alamouti kodlu sisteme göre, yeni önerilen bu sistemin yaklaşık 7 dB'lik bir kazanç sağladığı, rastgele serpiştirici kullanıldığında da bu değer 10 dB civarına geldiği ve çeşitlilik kazancının da yaklaşık 4 olduğu gözlemlenmektedir.



Şekil 4.5 : Tek röleli işbirlikçi çeşitlemeli sistemin hata başarımı.



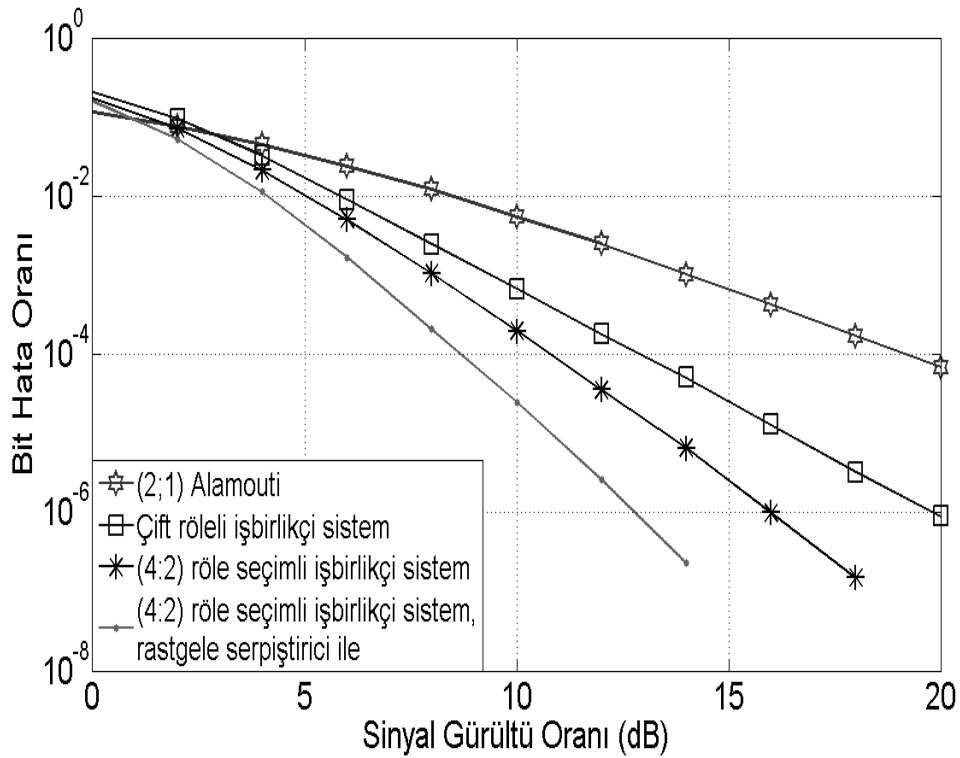
Şekil 4.6 : Çift röleli işbirlikçi çeşitlemeli sistemin hata başarımı.

4.4 Röle Seçimli İşbirlikçi Çeşitlemeli Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM Sistemleri

Bu bölümde, (3.5) başlığı altında anlatılmış olan, röle seçimli sistemlerin hata başarımları incelenmektedir. Buna göre, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanal katsayıları dikkate alınarak yapılan röle seçimlerinde, iki durum için de $r=4$ ve $r=8$ röleli durumlarda bir röle seçimi gerçekleştirilmiştir.

4.4.1 Kaynak-röle arasındaki kanal katsayılarına göre, $r=4$ için

Şekil 4.7’den görülebileceği gibi, öncelikle 2 verici 1 alıcı anten kullanan sisteme göre 10^{-4} seviyesinde yaklaşık 11 dB’lik bir kazanç elde edilmiştir. Aynı şekilde röle seçimi kullanmayan sisteme kıyasla, yaklaşık 4 dB’lik bir fark olduğu gözlemlenmektedir. Ayrıca rastgele serpiştirici kullanılmış duruma baktığımızda da çeşitlilik derecesinin 4’den fazla olduğu görülebilir.



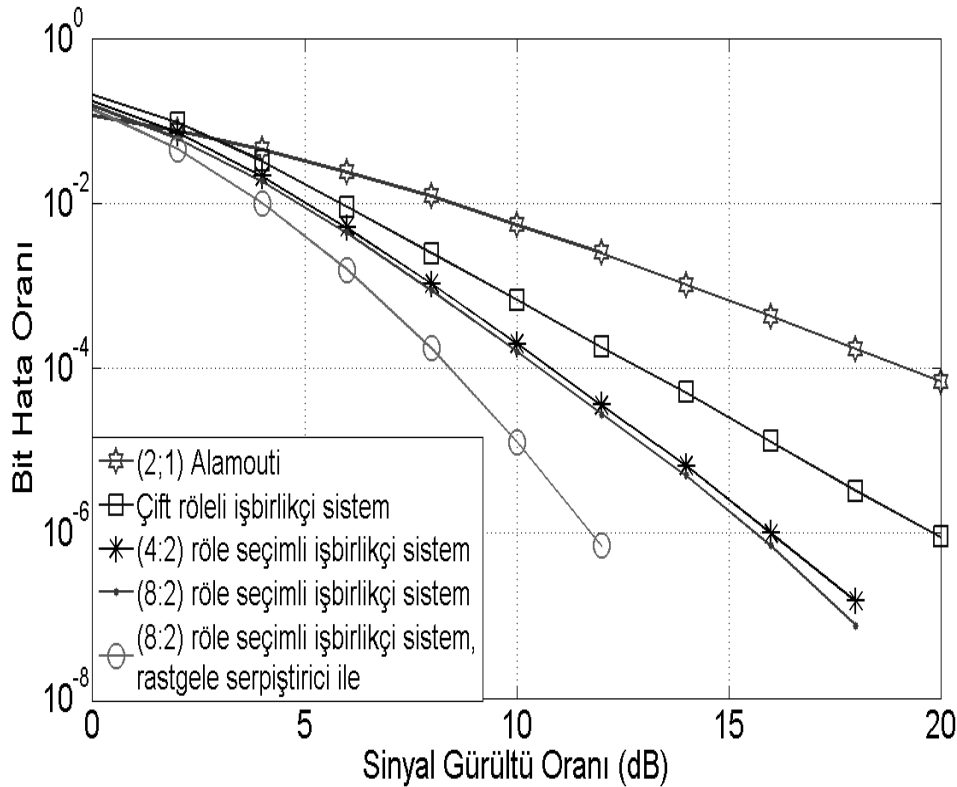
Şekil 4.7 : Kaynak-röle arasına göre (4:2) röle seçimli sistemin hata başarımları.

4.4.2 Kaynak-röle arasındaki kanal katsayılarına göre, $r=8$ için

Sistemdeki diğer tüm özellikler sabit tutularak, buradaki çalışmada 4 yerine 8 röle kullanılmıştır. $r=8$ için, yine kaynak ile röle arasındaki kanal katsayıları göz önüne alınarak bir röle seçimi yapılmıştır.

Şekil 4.8’de görülen sonuçlardaki en önemli özellik, 4 röleli duruma göre, 8 röleli durumda bir çeşitleme kazancının görülememesidir. Bunu daha önceki anten seçimli çalışmalarındaki, sistemin tam çeşitlilik kazancına ulaşamamasıyla benzeştirebiliriz. Burada neden olarak hem uzay-zaman kodunun frekans çeşitliliğinde yararlanamaması hem de röle seçiminde, kanal katsayılarının Frobenius normlarının toplamalarına bakılması gösterilebilir. Kanal katsayılarından biri bile çok iyi olsa ve diğerleri çok kötü olsa, toplama bakıldığı için bu kanala ait röle seçilebilmekte ve dolayısıyla hata başarımı düşebilmektedir.

Buradaki sonuçlar incelenecek olursa, 4 röleli sisteme göre yaklaşık 1 dB’lık bir kodlama kazancı elde edildiğini, ve yüksek SNR’lerde bu farkın daha çok ortaya çıkacağını söylemek mümkündür. Burada rastgele serpiştirici kullanılan ve 8 röleden seçim yapılan durumda, sistemin 10^{-6} mertebesine yaklaşık 12 dB SNR değerinde ulaştığı görülmektedir.



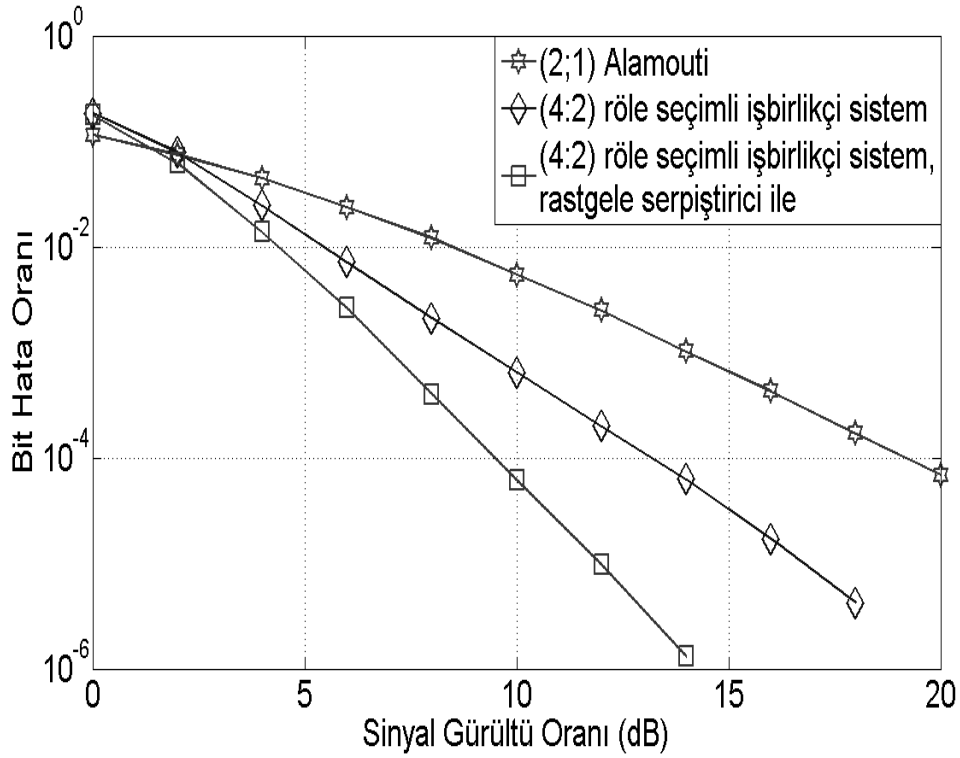
Şekil 4.8 : Kaynak-röle arasına göre (8:2) röle seçimli sistemin hata başarımı.

4.4.3 Röle-hedef arasındaki kanal katsayılarına göre, $r=4$ için

Bu benzetim çalışmasında da yine aynı sistem ve aynı röle seçimi uygulaması yapılmıştır. Fakat bu sefer, kaynak-röle arasındaki kanallar değil, röle-hedef arasındaki kanallar göz önüne alınmıştır. Yapılan röle seçiminden sonra bu bilgi

alıcıya iletilir, ve alıcı seçilen rölelere göre sembollerin iletimine başlar. Dolayısıyla röle-hedef arasındaki kanallara göre bir röle seçimi yapıldıktan sonra, direkt olarak kaynak-röle arası seçim de yapılmış olur. Fakat bu durum çok da tercih edilen bir durum değildir. Çünkü rölede bir çöz ve ilet protokolü uygulanmaktadır. Dolayısıyla bilginin kaynaktan röleye gelmesi durumu, röle-hedef arasındaki yolla karşılaştırılacak olursa, daha önemlidir. Röleye gelen semboller burada yanlış çözülebilir, yanlış üretilebilir ve dolayısıyla sistemin genel hata başarımı düşebilir.

Bununla ilgili benzetim sonuçları Şekil 4.9’da sunulmuştur.



Şekil 4.9 : Röle-hedef arasına göre (4:2) röle seçimli sistemin hata başarımı.

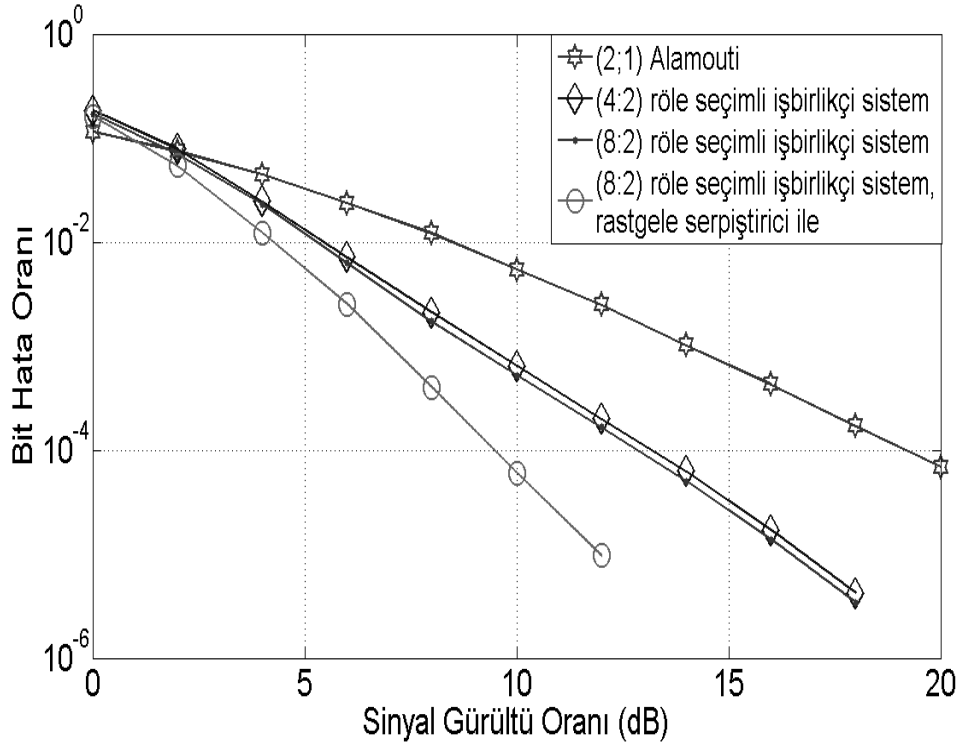
Buradaki sonuçlar, kaynak-röle arası röle seçimi gerçekleştirilen sistem sonuçlarıyla karşılaştırıldığında, röle-hedef arasına göre röle seçimi yapmanın hata başarımını düşürdüğü görülmektedir.

4.4.4 Röle-hedef arasındaki kanal katsayılarına göre, $r=8$ için

Bu çalışmada bir yukarıdaki sistem özellikleri korunmuş, sadece 4 röle yerine 8 röle kullanılmış ve bunlardan bir röle seçimi gerçekleştirilmiştir.

Şekil 4.10'daki sonuçlara bakıldığında, röle hedef arası bir röle seçiminin durumunu daha açık bir şekilde görmemiz mümkündür. Burada yine genel olarak röle seçimsiz

durumla benzer bir hata başarımı elde edilmiştir. Hatta 4 röle ve 8 röleden bir seçim yapıldığı durumlar karşılaştırıldığında, bu ikisi arasında bile neredeyse çok fazla bir kazanç farkı olmadığı gözlemlenmiştir. Yine de sistemin 10^{-4} hata olasılığına 10 dB'nin biraz altında ulaştığı görülmektedir.



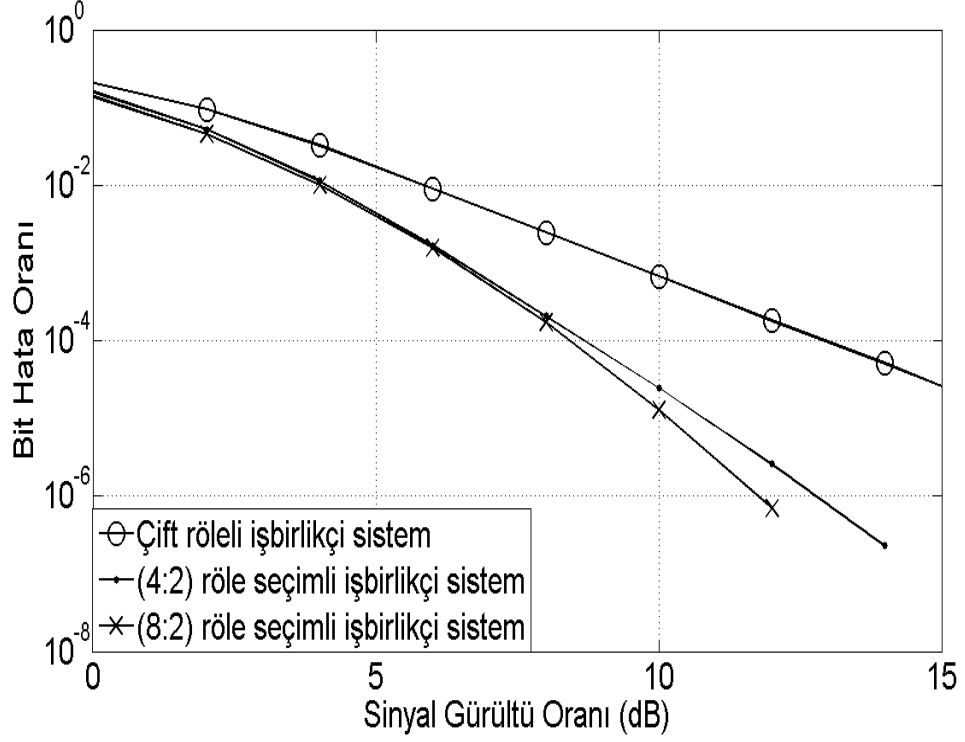
Şekil 4.10 : Röle-hedef arasında göre (8:2) röle seçimli sistemin hata başarımı.

4.4.5 Sonuç

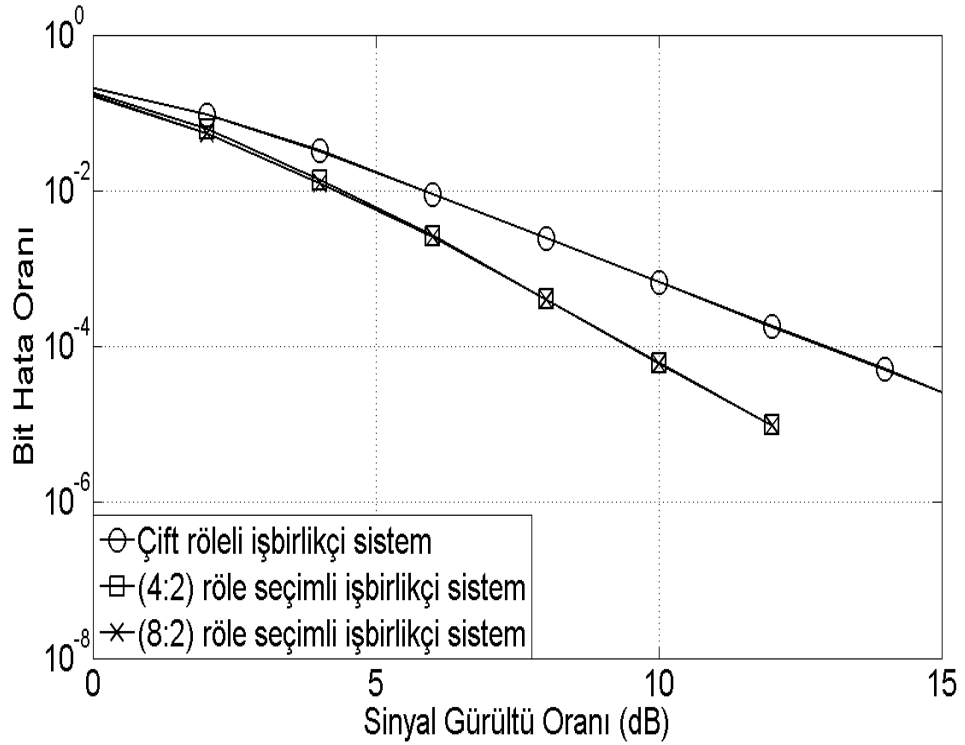
Röle seçimli sistemler genel olarak karşılaştırıldığında, tabii ki kaynak ile röle arasında bir röle seçimi yapmanın çok daha mantıklı olduğu görülmektedir. Yukarıda da belirtildiği gibi, röleye doğru daha az sönümlemeyle ulaşan semboller, çöz ve ilet protokolüyle doğruya en yakın şekilde çözülüp hedefe iletilebilmektedir. Bu yüzden, röle-hedef arasında yapılan röle seçimiyle, sembollerin röleye kadar daha yüksek bir başarımla ulaşması tehlikeye atılmış olur ve sistemin performansında düşüş gözlenir.

Bu şekilde, eğer kaynak-röle ve röle-hedef arası ayrı ayrı düşünülerek ve kanal katsayılarının toplam Frobenius normuna göre bir röle seçimi yapılacaksa, bunun kaynak ile röle arasındaki kanallara göre yapılması önerilmektedir. Aşağıdaki şekillerde, röle seçimiyle ilgili benzetim çalışmaları yapılmış 4 farklı durum için, hepsinde rastgele serpiştirici kullanılmak üzere, bir karşılaştırma yapılmıştır. Kaynak- röle arasında yapılan röle seçimi için (Şekil 4.11), yüksek SNR

değerlerinde, hata başarımındaki farkın daha da açıldığı gözlemlenmektedir. Bunun yanında röle-hedef arasında bir röle seçimi yapmak, hata başarımını düşürdüğü gibi, röle sayısının artması da sisteme çok büyük bir kazanç sağlamamaktadır (Şekil 4.12).



Şekil 4.11 : Kaynak-röle arasında göre röle seçimli sistemlerin hata başarımı.

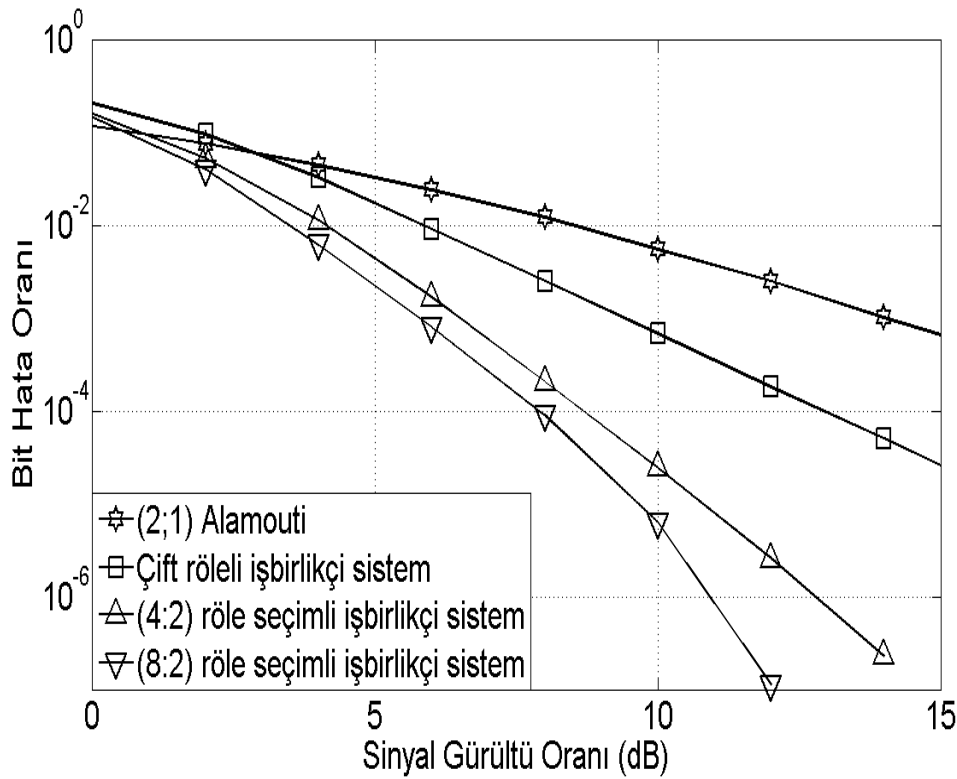


Şekil 4.12 : Röle-hedef arasında göre röle seçimli sistemlerin hata başarımı.

4.5 Röle Seçimi İçin Alternatif Bir Yöntem

Yukarıdaki röle seçimi çalışmalarında, gerçekleştirilen röle seçimi, ya sadece kaynak-röle arasındaki kanal katsayıları, ya da sadece röle-hedef arasındaki kanal katsayılarını göz önüne alarak yapılmıştır. Sadece röle-hedef arasındaki kanal katsayıları dikkate alınarak yapılan röle seçiminin, özellikle röle sayısı arttıkça, hata başarımını çok da fazla artırmadığı görülmüştür.

Bu bölümdeki benzetim çalışmalarında, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanal katsayıları aynı anda değerlendirilerek bir röle seçimi gerçekleştirilmiştir. İlk olarak Bletsas ve diğ. [21,22] tarafından ileri sürülen bu yöntem ile, öncelikle belirli bir röle için, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanal katsayısı en küçük olan kısım seçilir. Her röle için bu işlem gerçekleştirildikten sonra ise, tüm röleler için, en büyük kanal katsayısı değerine sahip olan röleler seçilir. Bu durum düz sönümlemeli kanallar için modellenmiştir. Bu tezde ise frekans seçici kanal modeli olduğu için, kanal katsayısı karşılaştırmalarında, daha önceden yapıldığı gibi, tüm kanal katsayılarının Frobenius normlarının toplamaları kıyaslanmıştır.



Şekil 4.13 : Alternatif röle seçimli sistemlerin hata başarımı.

Şekil 4.13’de bu yöntemle röle seçiminin gerçekleştirildiği bir sistemin benzetim çalışmaları sonucu elde edilen bit hata oranı eğrileri gösterilmektedir. Kullanılan sistem, daha önce röle seçimi yapılmış sistem ile aynıdır. Sistemde 2 verici anten ve 2 röle bulunmaktadır, diğer sistem parametreleri de sabit tutulmuştur.

Sistem sonuçları incelendiğinde, 4 röleden bu yeni yöntemle seçim yapılan durumun, sadece kaynak-röle arası bir röle seçimi yapılan durumla kıyasla neredeyse aynı hata başarımına sahip olduğu görülmektedir. Röle sayısı 8’e çıktığında ise 10 dB’ye kadar yaklaşık 1 dB’lik bir kazanç olduğu görülmektedir.

Yine dikkat çekici olan bir nokta, röle sayısının artmasıyla, çeşitleme kazancı elde edilememesidir. Önerilen alternatif röle seçimi tekniğinde, kaynak-röle ve röle-hedef arası kanallar aynı anda göz önüne alındıysa da, kanalı oluşturan farklı kanal katsayılarının Frobenius normlarının toplamına bakılması, röle seçimi etkisini azaltmaktadır.

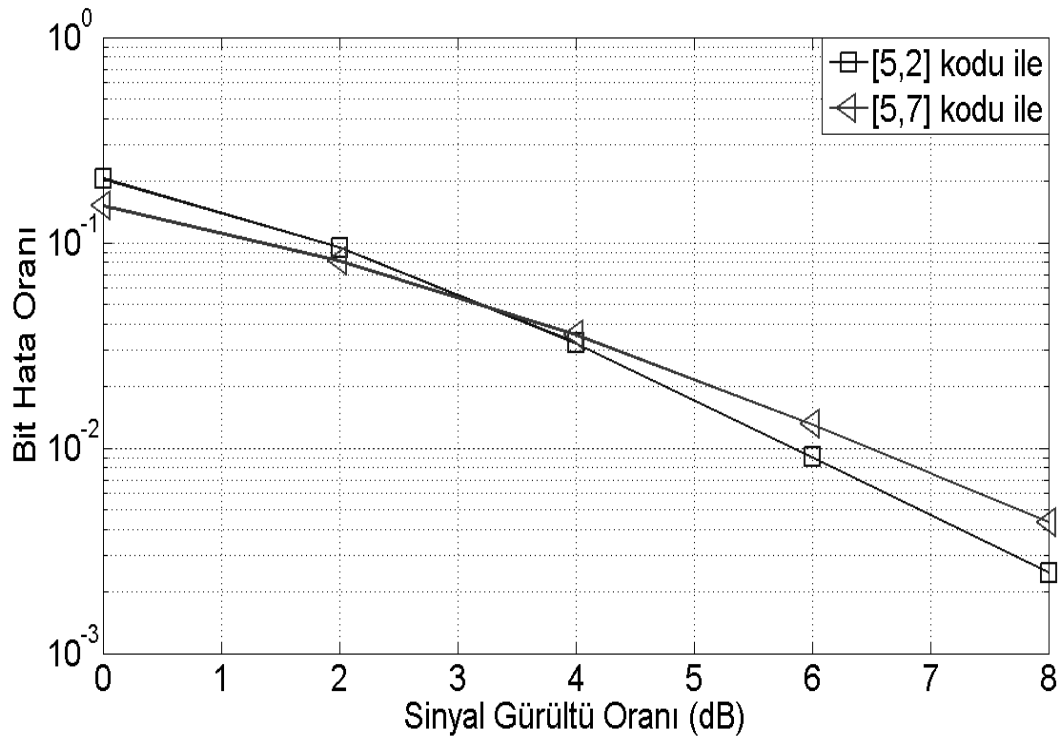
4.6 Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmalar sonunda ileriki dönemlerde ilk önce, sistemin tam çeşitlilik derecesine ulaştırılması planlanmıştır. Yapılan çalışmalar göstermiştir ki [49], uzay-zaman blok kodlamalı OFDM sistemler, frekans seçici sönmülemeli kanallarda tam çeşitlilik için yetersiz kalmaktadır. Bunun en önemli nedeni, uzay-zaman blok kodunun, frekans bölgesini kapsamamasıdır.

Bunun için, yine yapılan çalışmalar göstermiştir ki [50], uzay-zaman blok kodu yerine, uzay-zaman-frekans kodu kullanılması ile, çok-yollu çeşitlilik kazancı elde edilebilmektedir. Çok-yollu çeşitleme kazancı elde etmenin bir başka yolu ise, sistem girişinde bir kafes kodlama uygulanmasıdır [51]. Bu durumlar için, N alıcı anten, M verici anten ve L kanal kademe sayısını göstermek üzere, sistemin $N \times M \times L$ tam çeşitlilik eğimine ulaşması beklenmektedir [16].

Sistemde yalnız katlamalı kodlayıcı kullanarak da tam çeşitlilik eğimine ulaşmak mümkündür [46]. Bu şekilde alıcıda bir MAP algoritması kullanımıyla da sistem performansı artırılabilir. Aynı zamanda, bu tezde yapılan çalışmalara, uzay-zaman turbo kodlama da adapte edilebilirse, sistem performansının çok artacağı öngörülmektedir.

4.6.1 Katlamalı kod seçimi



Şekil 4.14 : (4:2) röle seçimli sistemin, farklı katlamalı kodlar için hata başarımları.

Bu tez çalışmasında, anten seçimli ve işbirlikçi çeşitlemeli sistemler için, $[5,2]_8$ katlamalı kodlayıcı kullanılmıştır. Bu kod seçimi de performansı etkilemektedir. Örnek olarak (4.3) başlığı altında incelenen işbirlikçi çeşitlemeli ve 2 röleli sistem alınmış ve burada $[5,2]_8$ kodu yerine $[5,7]_8$ kodu kullanılmıştır. Benzetim çalışmaları sonucu, diğer tüm sistem parametreleri eşit olmak üzere, Şekil 4.14'deki bit hata oranı eğrileri elde edilmiştir.

Şekil 4.14'de görüldüğü gibi, $[5,7]_8$ katlamalı kodunu kullanan sistem, ilk bir kaç dB'de, daha iyi performans gösterse de, daha sonra $[5,2]_8$ kodunu kullanan sistemin hata başarımının, yüksek SNR değerleri için daha iyi olduğu görülmektedir. Bu durum şu şekilde açıklanabilir.

Yukarıdaki benzetim çalışmalarında, her bir OFDM sembolü için bir kanal katsayısı denk gelmektedir ve FFT'nin özelliğinden dolayı o anki OFDM sembolü için tüm katsayılar ilişkilidir. Fakat bir sonraki OFDM sembolü için yeni kanal katsayıları üretilmektedir. Dolayısıyla kanal Hızlı (Fast) olarak düşünülebilir.

δ_H , uzay-zaman simgeleri arası Hamming uzaklığını ve N alıcı anten sayısını gösterebilir. Buna göre yukarıdaki iki katlamalı kod için de, kafesler incelendiğinde, δ_H değerinin 3 olduğu görülebilir. Aynı şekilde, alıcı anten sayısı da, kullanılan koddan

bağımsız olarak 1'e eşittir. Burada $\delta_H N < 3$ eşitsizliğinden yola çıkarak, sistemin Hamming Distance – Product Distance (HDPD) kriterine uygun performans gösterdiği görülmektedir. Bu kriter yüksek SNR'lerde kendini daha çok belli eder ve hata kriteri olarak S dizisinin, S' dizisine karışma olasılığı olan çiftsel hata olasılığının (Pairwise Error Probability: PEP) üstten sınırı olarak şu şekilde belitilebilir:

$$P(S, S') \leq (d_p^2)^{-N} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-\delta_H N} \quad (4.1)$$

Burada d_p^2 simge uzaklığı adını alır ve Viterbi algoritmasında, 0 düzeyinden çıkıp tekrar aynı düzeye gelene kadar, simgeler arasındaki karesel uzaklıkların çarpımına denk gelmektedir. Bu formülden de görüldüğü gibi d_p^2 ve δ_H değerleri, kod tasarımında her zaman büyük yapılmak istenir. Bu durumda da d_p^2 değeri daha büyük olan $[5,2]_8$ kodu yüksek SNR'larda daha iyi performans gösterir. İleriki çalışmalarda da bu kriter göz önüne alınarak, $[5,2]_8$ kodundan daha iyi performans gösterebilecek bir katlamalı kod kullanılabilir.

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada genel olarak STC-OFDM konusu incelenmiştir. Bu incelemede kullanılan sistemleri 2 ana başlık altında toplayabiliriz. Bu sistemlerden birincisi, alıcı ve verici anten seçimli MIMO-OFDM sistemiyken; ikincisi, işbirlikçi çeşitleme temelli, röle seçimli MIMO-OFDM sistemidir.

Bu birinci sistemde, OFDM tabanlı gelecek nesil telsiz iletişim sistemlerinde kullanılmak üzere hem alıcı hem de verici anten seçimi önerilmiş ve farklı durumlar için hata performansı incelenmiştir. Anten seçimi uygulaması anten seçimsiz sistemlerle karşılaştırıldığında, hem hata oranının olağanüstü düştüğü hem de çeşitleme kazancının elde edildiği görülebilmektedir. Genel olarak birleşik anten seçimiyle sadece verici kısmındaki anten seçimine göre performansın her durumda daha da iyileştiği gözlemlenmiştir. Ayrıca Alamouti kodlaması ile birlikte katlamalı kodlayıcı ve rastgele serpiştirici kullanılan durumda, daha iyi başarımlar elde edilebileceği gözlemlenmiştir.

İkinci sistemde ise, Alamouti kodu işbirlikçi sistemler ile dağıtık şekilde MIMO-OFDM sistemine uyarlanmıştır. Burada özellikle anten seçimli sisteme kıyasla, alıcı kısmında birden fazla anten bulunması zorunluluğu ortadan kalkmış, aynı zamanda sistemdeki toplam anten sayısı azaltılarak, hem sistem karmaşıklığı hem de masraf azaltılmıştır. Ayrıca genel olarak sistemlerde Alamouti kodu kullanıldığı için, sistem basit bir alıcı yapısına sahiptir. Bunun yanında, sistemlerde kullanılacak uzay-zaman kafes kodu ile de sistem performansının çok artacağı öngörülmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Tarokh, V., Naguib, A., Seshadri, N. ve Calderbank, A. R.**, 1998: Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, **44**, 744-765.
- [2] **Alamouti, S. M.**, 1998: A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on. Selected. Areas In Communications*, **16**, 1451-1458.
- [3] **Telatar, İ. E.**, 1999: Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *European Transactions on Telecommunications*, **10**, 585-595.
- [4] **Prasad, R. ve Nee, R. V.**, 2000: OFDM for Wireless Multimedia Communications, *Artech House Publishers*.
- [5] **Agrawal, D., Tarokh, V., Naguib, A. ve Seshadri, N.**, 1998: Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels, *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2232-2236.
- [6] **Lu, B., Wang, X. ve Narayanan, K. R.**, 2002: LDPC-based space-time coded OFDM systems over correlated fading channels: performance analysis and receiver design, *IEEE Transactions on Communications*, **50** (1), 74-88.
- [7] **Molisch, A. F., Win, M. Z. ve Winters, J. H.**, 2002: Space-time-frequency (STF) coding for MIMO-OFDM systems, *IEEE Communications Letters*, **6** (9), 370-372.
- [8] **Alex, S. P. ve Jalloul, L. M. A.**, 2008: Performance evaluation of MIMO in IEEE802.16e/WiMAX, *IEEE Journals of Selected Topics in Signal Processing*, **2** (2), 181-190.
- [9] **Alim, O. A., Abdallah, H. S. ve Elaskary, A. M.**, 2008: Simulation of WiMAX systems, *IEEE Lebanon Communication Workshop*, 11-16.
- [10] **Molisch, A. F.**, 2003: MIMO systems with antenna selection – an overview, *Radio and Wireless Conference*, **37** (20), 167-170.

- [11] **Bahçeci, İ., Duman, T. M. ve Altunbaşak, Y.,** 2003: Antenna selection for multiple-antenna transmission systems: performance analysis and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (10), 2669-2681.
- [12] **Ghrayeb, A. ve Duman, T. M.,** 2003: Performance analysis of MIMO systems with antenna selection over quasi-static fading channels, *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, **52** (2), 281-288.
- [13] **Güçlüoğlu, T., Duman, T. M. ve Ghrayeb, A.,** 2004: Antenna selection for space time coding over frequency-selective fading channels, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, **4** (10), iv709 – iv712.
- [14] **Chen, Z., Vucetic, B. ve Yuan, J.,** 2003: Space-time trellis codes with transmit antenna selection, *Electronic Letters*, **39**, 854-855.
- [15] **Güçlüoğlu, T. ve Duman, T. M.,** 2007: Performance of space-time coded systems with transmit antenna selection, *41st Annual Conference on Information Sciences and Systems*.
- [16] **Bahçeci, İ., Duman, T. M. ve Altunbaşak, Y.,** 2004: Performance of MIMO antenna selection for space-time coded OFDM systems, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, **2**, 987-992.
- [17] **Güçlüoğlu, T. ve Duman, T. M.,** 2007: Space-time coded systems with joint transmit and receive antenna selection, *IEEE International Conference on Communications*.
- [18] **Güçlüoğlu, T. ve Panayırıcı, E.,** 2007: Anten seçimli uzay-zaman kodlanmış sistemlerdeki kanal kestirim hatasının başarımlar üzerindeki etkisi, *IEEE Signal Processing, Communications and Applications Conference*, Eskişehir.
- [19] **Sendoranis, A., Erkip, E. ve Aazhang, B.,** 2003: User Cooperative Diversity – Part 1: System Description, *IEEE Transactions on Communications, IEEE Journal*, **50** (11), 1927-1938.
- [20] **Laneman, J. N., Tse, D. N. C. ve Wornell G. W.,** 2004: Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behaviour, *IEEE Transactions on Information Theory, IEEE Journal*, **50** (12), 3062-3080.

- [21] **Bletsas, A., Lippman, A. ve Reed, D. P.,** 2005: A Simple Distributed Method for Relay Selection in Cooperative Diversity Wireless Networks, based on Reciprocity and Channel Measurements, *IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC-2005 Spring), IEEE Conference Proceedings*, **3**, 1484-1488.
- [22] **Bletsas, A., Khisti, A., Reed, D. P. ve Lippman, A.,** 2006: A Simple Cooperative Diversity Method based on Network Path Selection, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, IEEE Journal*, **24** (3), 659-672.
- [23] **Biglieri, E., Claire, G. ve Taricco, G.,** 1999: Coding for the Fading Channel: a Survey, *Signal Processing for Multimedia*.
- [24] **Rappaport, T. S.,** 1996: *Wireless Communications*, Prentice-Hall, ABD.
- [25] **ETSI,** 1997: Digital Video Broadcasting: Framing structure, channel coding and modulation of digital terrestrial television, EN, 300-744.
- [26] **ETSI,** 1997: Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting to mobile, portable and fixed receivers, ETS.,**2**, 300-401.
- [27] **Bingham, J. A. C.,** 2000: *ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation*, New York-Wiley.
- [28] **Chang, R. W. ve Gibby, R. A.,** 1968: A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme, *IEEE Transactions on Communication Technology*, **COM-16**, 529-540.
- [29] **Weinstein, S. B. ve Ebert, P. M.,** 1971: Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform, *IEEE Transactions on Communication Technology*, **19**, 628-634.
- [30] **Cimini, L. J.,** 1985: Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing, *IEEE Transactions on Communications*, **COM-33** (7), 665-675.
- [31] **Bahai, A. R. S. ve Saltzberg, B. R.,** 1999: *Multi-Carrier Digital Communication: Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic, New York.
- [32] **Li, Y. G. ve Stüber, G. L.,** 2006: *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*, Springer, ABD.

- [33] **Cimini Jr, L. ve Sollenberger, N. R.**, 2000: Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequence, *IEEE Communications Letters*, **4**, 86-87.
- [34] **Armstrong, J.**, 2001: New OFDM peak-to-average power reduction scheme, *IEEE Vehicular Technology Conference*, **1**, 756-760.
- [35] **Le Floch, B., Alard, M. ve Berrou, C.**, 1995: Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex, *Proceedings of the IEEE*, **83**, 982-996.
- [36] **Shannon, C. E.**, 1948. A Mathematical Theory of Communication, *Bell System Technical Journal*, **27**, 379-423, 623-656.
- [37] **Lee, Y. G., Winters, J. H. ve Sollenberger, N. R.**, 2002: MIMO-OFDM for wireless communications: Signal detection with enhanced channel estimation, *IEEE Transactions on Communications*, **50** (9), 1471-1477.
- [38] **van Zelst, A.**, 2004: *MIMO-OFDM for Wireless LANs*, Hollanda.
- [39] **Steiner, B., Klein, A. ve Steil, A.**, 1996: Known and novel diversity approaches as a powerful means to enhance the performance of cellular mobile radio systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **14**, 1784–1795.
- [40] **Jardine, A., McLaughlin, S. ve Thompson, J. S.**, 2005: Comparison of Space-Time Cooperative Diversity Techniques, *IEEE 61st Vehicular Technology Conference, IEEE Conference Proceedings*, **4**, 2374-2378.
- [41] **Sendonaris, A., Erkip, E. ve Aazhang, B.**, 1998: Increasing uplink capacity via user cooperation diversity. *Proceedings of the IEEE Int. Symp. Information Theory*, 156.
- [42] **Jardine, A., Thompson, J. S. ve McLaughlin, S.**, 2006: MIMO Cooperative Diversity Strategies for Frequency Selective Fading Relay Channels, *IEEE 64th Vehicular Technology Conference*, 1-5.
- [43] **Hwang, K. S. ve Ko, Y. C.**, 2007: An Efficient relay Selection Algorithm for Cooperative Networks, *67th Vehicular Technology Conference*, 81-85.
- [44] **Nam, S., Vu, M. ve Tarokh, V.**, 2008: Relay Selection Methods for Wireless Cooperative Communications, *42nd Annual Conference on Information Sciences and Systems*, 859-864.

- [45] **Zhang, H. ve Nabar, R. U.**, 2008: Transmit antenna selection in MIMO-OFDM systems: Bulk versus per-tone selection, *IEEE International Conference on Communications*, 4371-4375.
- [46] **Lee, I., Chan, A. M. ve Sundberg, C. E. W.**, 2004: Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation for OFDM Systems, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **52** (3), 820-825.
- [47] **Çınar, S., Güçlüoğlu, T. ve Çelebi, M. E.**, 2009: WiMAX gibi OFDM Tabanlı Sistemler için Birleşik Anten Seçimi, *III. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu (HABTEKUS'09)*, İstanbul.
- [48] **Çınar, S., Güçlüoğlu, T. ve Çelebi, M. E.**, 2010: Space Time Coded OFDM System with Transmit and Receive Antenna Selection, *Future Network & Mobile Summit 2010*, Floransa, İtalya.
- [49] **Lee, K. F. ve Williams, D. B.**, 2000: A Space-Time Coded Transmitter Diversity Technique for Frequency Selective Fading Channels, *Proceedings of the IEEE, Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, 149-152.
- [50] **Liu, Z., Xin, Y. ve Giannakis, G. B.**, 2002: Space-Time-Frequency Coded OFDM Over Frequency Selective Fading Channels, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **50**, 2465-2476.
- [51] **Gong, Y. ve Letaief, K. B.**, 2003: An Efficient Space-Frequency Coded OFDM System for Broadband Wireless Communications, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **51**, 2019-2029.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Sayat Çınar

Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul / 10.04.1986

Lisans Üniversitesi: Kadir Has Üniversitesi

Yayın Listesi:

- **Çınar, S., Güçlüoğlu, T. ve Çelebi, M. E.,** 2009: WiMAX gibi OFDM Tabanlı Sistemler için Birleşik Anten Seçimi, *III. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu (HABTEKUS'09)*, İstanbul.
- **Çınar, S., Güçlüoğlu, T. ve Çelebi, M. E.,** 2010: Space Time Coded OFDM System with Transmit and Receive Antenna Selection, *Future Network & Mobile Summit 2010*, Floransa, İtalya.