



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**ZAMANLA DEĞİŞEN KABLOSUZ İLETİŞİM
KANALLARININ MODELLENMESİ VE KESTİRİMİ**

**Elektronik Yük.Müh. Erol ÖNEN
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Danışman
Prof.Dr. Aydın AKAN**

Kasım, 2007

İSTANBUL



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA TEZİ

**ZAMANLA DEĞİŞEN KABLOSUZ İLETİŞİM
KANALLARININ MODELLENMESİ VE KESTİRİMİ**

**Elektronik Yük.Müh. Erol ÖNEN
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Danışman
Prof.Dr. Aydın AKAN**

Kasım, 2007

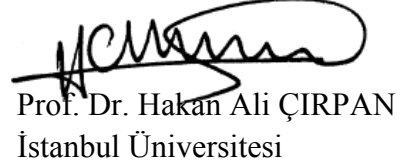
İSTANBUL

Bu çalışma 26/11/2007 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Elektronik Mühendisliği programında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi



Prof. Dr. Aydın AKAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi



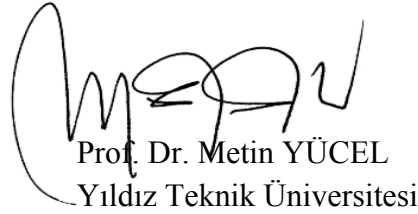
Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
İstanbul Üniversitesi



Prof. Dr. Osman Nuri UÇAN
İstanbul Üniversitesi



Prof. Dr. Ahmet Hamdi KAYRAN
İstanbul Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Metin YÜCEL
Yıldız Teknik Üniversitesi

Bu alışma, T.C. İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından,
T-994/06102006 nolu proje ile desteklenmiřtir.

ÖNSÖZ

Öncelikle, lisans, yüksek lisans ve doktora öğrenimim boyunca bana her zaman yol gösteren, desteğini ve yardımlarını hiç esirgemeyen çok değerli hocam Sayın Prof. Dr. Aydın AKAN'a sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum. Tez çalışmam boyunca bana destek olan, mesai arkadaşlarım, Sayın Bahattin KARAKAYA'ya ve Sayın Mahmut YALÇIN'na teşekkürü bir borç biliyorum. Son olarak, sevgilerini ve desteklerini hep yanımda hissettiğim aileme, sevgili eşime ve aramıza yeni katılan minik oğlum Kayra'ya şükranlarımı sunarım.

İstanbul, Kasım 2007

Erol ÖNEN

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	I
İÇİNDEKİLER	II
ŞEKİL LİSTESİ.....	IV
TABLO LİSTESİ	VI
ÖZET.....	VII
ZAMANLA DEĞİŞEN KABLOSUZ İLETİŞİM KANALLARININ MODELLENMESİ VE KESTİRİMİ	VII
SUMMARY	IX
MODELING AND ESTIMATION OF TIME-VARYING WIRELESS COMMUNICATIONS CHANNELS.....	IX
1. GİRİŞ	1
1.1. GEÇMİŞTE KABLOSUZ HABERLEŞME	1
1.2. GELECEKTE KABLOSUZ HABERLEŞME.....	5
1.3. TEKNİK ZORLUKLAR.....	6
1.4. KABLOSUZ İZGE	8
1.4.1. İzge Tahsis Yöntemleri	8
1.4.2. Mevcut Sistemler İçin İzge Tahsisleri	9
1.6. STANDARTLAR.....	11
1.7. TEZİN GENEL HATLARI VE ARAŞTIRMA HEDEFLERİ.....	12
1.8. TEZ KONUSU ÜZERİNDE MEVCUT ÇALIŞMALAR	15
1.9. TEZİN BÖLÜMLERİ.....	16
2. GENEL KISIMLAR	17
2.1. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA: OFDM.....	17
2.1.1. IFFT Kullanarak Alt Taşıyıcıların Üretilmesi	20
2.1.2. Koruma Zamamı Ve Döngüsel Uzatma	23
2.3. GENİŞ BANTLI MIMO-OFDM HABERLEŞME SİSTEMLERİ.....	24

2.3.1. Giriş	24
2.3.2. MIMO-OFDM Sistem Modeli.....	25
2.3.3. MIMO-OFDM sistemler için eşzamanlama öneki tasarımı	28
2.3.4. MIMO-OFDM Sistemlerde Kanal Kestirimi.....	34
2.3.5. MIMO-OFDM Sistemler için Uzay-Zaman Kodlama Teknikleri	44
2.3.6. Çok Taşıyıcılı Geçikme Çeşitliliği Modülasyonu.....	46
2.3.7. Kapalı-Çevrim MIMO-OFDM	47
3. MALZEME VE YÖNTEM	53
3.1. ZAMAN-FREKANS ANALİZ YÖNTEMLERİ.....	53
3.1.1. Evrimsel İzge Analizi	55
4. BULGULAR.....	62
4.1. OFDM SİSTEMLER İÇİN ZAMANLA DEĞİŞEN KANAL KESTİRİMİ.....	62
4.1.1. Kablosuz İletişim Kanal Modeli.....	63
4.1.2. OFDM Sistem Modeli	68
4.1.3. Zamanla Değişen Kanal Kestirimi.....	70
4.1.4. Zaman-Frekans Alıcısı.....	75
4.1. 5. Benzetim Sonuçları	76
4.2. MIMO-OFDM SİSTEMLER İÇİN ZAMANLA DEĞİŞEN KANAL KESTİRİMİ	78
4.2.1. Kablosuz İletişim Kanal Modeli.....	80
4.2.2. MIMO-OFDM Sistem Modeli.....	81
4.2.3. MIMO-OFDM için Zamanla Değişen Kanal Kestirimi.....	83
4.2.5. Zaman-Frekans Alıcısı.....	87
4.2.6. Benzetim Sonuçları	88
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	93
KAYNAKLAR	96
ÖZGEÇMİŞ	115

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1.:	(a) geleneksel çok-taşıyıcı tekniği (b) dik çok-taşıyıcı modülasyon tekniği.....	18
Şekil 2.2.:	(a) bir OFDM alt-kanalının spektrumu (b) bir OFDM sinyalinin spektrumu.....	19
Şekil 2.3.:	OFDM modülatörü.....	20
Şekil 2.4.:	Dört alt taşıyıcılı bir OFDM sembol örneği.....	22
Şekil 2.5.:	OFDM alt taşıyıcılarının izgesi.....	22
Şekil 2.6.:	Koruma süresi boyunca hiç bir sinyal olmamasının çok-yollu ortamlardaki etkisi.....	23
Şekil 2.7.:	Döngüsel uzatma ile birlikte OFDM sembolü.....	24
Şekil 2.8.:	Q tane verici ve L tane alıcı antenden oluşan bir MIMO-OFDM telsiz iletişim sistemi.....	26
Şekil 2.9.:	Tipik bir $Q \times L$ MIMO-OFDM sistemin çerçeve yapısı.....	27
Şekil 2.10.:	IEEE 802.16a standardında kullanılan pilot dizisi üretme yöntemi.....	29
Şekil 2.11.:	4×4 MIMO-OFDM sistemi için kaba ve hassas eşzamanlama başarımları. $N_I=128$, $I=2$ ve $SNR=10$ dB.....	33
Şekil 2.12.:	2×2 MIMO-OFDM sistem için toplam bit hata oranı (BER).....	34
Şekil 2.13.:	İki tane verici anteni olan bir MIMO-OFDM sistemi için temel kanal kestirimcisinin blok çizeneğini.....	37
Şekil 2.14a.:	İki-ışın(two-ray) ile COS207 HT kanallarının başarımları. (geçikme profil $f_d = 40$ Hz).....	38
Şekil 2.14b.:	İki-ışın(two-ray) ile COS207 HT kanallarının MSE'si. ($f_d=40$ Hz).....	39
Şekil 2.15:	Bir 4×4 MIMO-OFDM sistem için, temel ve geliştirilmiş kanal kestirimlerini MSE'leri.....	45
Şekil 2.16.:	Q verici antenden oluşan temel band MDDM alıcısı.....	47

Şekil 2.17.:	(a) öz ışın şekillendirme kullanılan 2×2 MIMO-OFDM sistem. (b) Sayıl kanal öbeği.	49
Şekil 2.18.:	Düz-frekans kısıtının getirdiği SNR maliyeti.	51
Şekil 2.19.:	Düz-frekans kısıtının olduğu ve olmadığı durumlar için uyarlama stratejisinin başarımı.	52
Şekil 4.1a.:	Zamanla değişen 3 yollu bir kanalın frekans cevabı genliği.....	64
Şekil 4.1b.:	Şekil 4.1a'daki frekans cevabının frekans ekseninden alınmış bir kesiti	65
Şekil 4.1c.:	Şekil 4.1a'daki frekans cevabının zaman ekseninden alınmış bir kesiti.....	65
Şekil 4.2a.:	Şekil 4.1a'da frekans cevabı verilen kanalın ikili frekans fonksiyonu.....	66
Şekil 4.2b.:	Şekil 4.2a'de yer alan ikili frekans fonksiyonun Z-Y ekseninden görünüşü. Tepelerin yerleşim yerleri, kanala etki eden Doppler frekanslarını göstermektedir.	66
Şekil 4.3a.:	Şekil 4.1a'da frekans cevabı verilen kanalın birim dürtü cevabı genliği.	67
Şekil 4.3b.:	Şekil 4.3a'da yer alan birim dürtü cevabının Z-X ekseninden görünüşü. Tepelerin yerleşim yerleri, her bir yola ait gecikmeleri göstermektedir.	67
Şekil 4.4.:	Şekil 4.1a'da frekans cevabı verilen kanalın yayma fonksiyonu. (Dürtülerin X-Y eksen koordinatları her bir yola ait gecikmeleri ve Doppler frekanslarını, Z ekseninde aldıkları tepe değerleri de bağlı zayıflatma oranlarını göstermektedir).	68
Şekil 4.5.:	Bir OFDM çerçevesinde 16 pilot sembol kullanılarak kestirilen yayma fonksiyonu.	77
Şekil 4.6.:	Önerilen kestirim yöntemin bit hata oranı başarımı.....	77
Şekil 4.7.:	Önerilen kestirim yöntemin bit hata oranı başarımının Doppler frekansı ile değişimi.	78
Şekil 4.8.:	MIMO-OFDM Verici-Alıcı yapısı.....	81
Şekil 4.9.:	4-PSK modülasyonu kullanılan bir 2×2 MIMO-OFDM sistem için STC'siz BER başarımı.....	89
Şekil 4.10.:	2×2 MIMO-OFDM kanalın kestirilen frekan cevabı.	90

Şekil 4.11.:	2×2 MIMO-OFDM kanalın kestirilen birim dürtü cevabı.	90
Şekil 4.12.:	2×2 MIMO-OFDM kanalın kestirilen ikili frekans cevabı.	91
Şekil 4.13.:	2×2 MIMO-OFDM kanalın kestirilen yayma fonksiyonu.	92

TABLO LİSTESİ

Tablo 1.1.:	Amerika'daki büyük ticari kablosuz sistemler lisanslı izge tahsisi.....	10
Tablo 1.2.:	Amerika'daki lisanssız izge tahsisi.	11
Tablo 2.5.:	SUI Kanal Modeli.....	33

ÖZET

ZAMANLA DEĞİŞEN KABLOSUZ İLETİŞİM KANALLARININ MODELLENMESİ VE KESTİRİMİ

Kablosuz Haberleşme, her yönüyle, haberleşme endüstrisinin en hızlı gelişen alanını oluşturmaktadır. Cep telefonları, son 10 yılda üstel bir şekilde artış göstermiş olup şu anda, dünya genelinde iki milyardan fazla cep telefonu kullanıcısına ulaşılmış durumdadır. Günümüzde cep telefonları çok kritik bir iş aracı olmuştur. Çok gelişmiş ülkelerde günlük yaşamın bir parçası haline gelmiştir ve birçok ülkede kablolu sistemlerin yerini hızla almaktadır. Buna ek olarak, kablosuz yerel alan ağları da bir çok evde, işyerinde ve kampüste kablolu ağların yerine kullanılmaya başlanmıştır. Kablosuz algılayıcı ağları, otomatik otoyollar ve fabrikalar, akıllı evler ve ev aletleri, uzaktan tıbbi teşhis-tedavi gibi uygulamalar, fikir aşamasından çıkıp, çalışır somut sistemler haline gelmeye başlamışlardır. Diz üstü ve avuç içi bilgisayarların hızla yaygınlaşması ve beraberinde kablosuz sistemlerde görülen çok hızlı gelişme, gerek tek başına gerekse geniş bir ağ yapısının parçası olarak çalışan kablosuz ağların daha da yaygın olarak kullanılacağını göstermektedir. Ancak, gelişmekte olan uygulamaların ihtiyaç duyduğu başarıyı sağlayabilecek gürbüz kablosuz ağların tasarımında aşılması gereken bir çok teknik zorluklar bulunmaktadır.

Geleceğin kablosuz haberleşme sistemleriyle ilgili en önemli uğraşlardan biri izgesel verimliliği ve link güvenilirliğini artırmak yönünde olacaktır. Kablosuz kanallar, çok yollu sönümlenme, frekans kayması ve diğer kullanıcıların getirdiği girişim gibi sebeplerle son derece bozucu bir yapı göstermektedir. Bu bağlamda, çeşitlilik (diversity), alıcıya gönderilen işaretin çeşitli versiyonlarını sunarak sönümlenme ve girişim etkisi ile mücadelede böylelikle de link güvenilirliği artırmada güçlü bir araç olarak kullanılmaktadır. Son yıllarda, çoğunlukla izgesel verimlilik kaybına sebep olmadan uygulanabilmesi nedeniyle, uzlamsal (anten) çeşitlilik yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Yine, alıcıda birden çok antenin kullanılması demek olan

alıcı çeşitliği ile ilgili çalışmalar, özellikle telefon ahizelerine çok sayıda antenin yerleştirilmesi güç olan gezgin kablosuz uygulamaların öncülüğünde devam etmektedir. Kablosuz linkin her iki tarafında da çoklu antenin kullanıldığı çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemler, yüksek oranlarda veri hızı ve izgesel verimlilik vadetmektedir.

MIMO sistemler, geleceğin kablosuz iletişim sistemlerinde, link güvenilirliğini ve izgesel verimliliği etkili bir şekilde artırma potansiyeli taşımaktadır. Söz konusu potansiyeli kullanma bağlamında, hem sabit hem de gezgin gelecek nesil kablosuz iletişim sistemlerinde, dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) ile MIMO tekniklerinin birlikte kullanıldığı teknolojiler en güçlü aday olarak görünmektedir. OFDM'nin, tek taşıyıcılı modülasyonun kullanıldığı sistemlere göre sağladığı avantajlar sebebiyle, çok yollu frekans seçici kanallarda kullanımı standart hale gelmiştir. Ancak, Dopler kaymaları, faz kayması, yerel osilatör frekans kayması, çoklu anten kullanımı gibi nedenlerle taşıyıcılar arası girişim (ICI) ve çok yollu sönümlenme, OFDM sistemlerin başarımını ciddi oranda düşürmektedir. Başarımı yükseltmek için kanal parametrelerinin kestirimi ve alıcıda kullanımı gerekmektedir. Çoğu kanal kestirim yöntemleri, zamanla değişmeyen doğrusal kanal modellerini temel almaktadır. Ancak hızlı değişimin olduğu ortamlarda bu varsayım çok gerçekçi olmamaktadır. Bu çalışmada, zaman-frekans kuramı kullanılarak, zamanla değişen OFDM ve MIMO-OFDM sistemler için, kanal kestirim yöntemleri sunulmaktadır. Alıcıya gelen işaretin zaman-frekans gösteriminin, çok yollu, sönümlenmeli ve frekans seçici kanalın yayılma fonsiyonu üzerinden Ayrık Evrimsel izge (DET) yardımıyla elde edilerek geliştirilen söz konusu kestirim yöntemlerinin başarımı, farklı seviyedeki kanal gürültüleriyle ve Dopler frekans öteleme değerleriyle test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemlerin, zamanla değişmeyen kanal kestirim yöntemlerine göre daha başarılı olduğunun göstermiştir.

SUMMARY

MODELING AND ESTIMATION OF TIME-VARYING WIRELESS COMMUNICATIONS CHANNELS

Wireless communications is, by any measure, the fastest growing segment of the communications industry. Cellular systems have experienced exponential growth over the last decade and there are currently around two billion users worldwide. Indeed, cellular phones have become a critical business tool and part of everyday life in most developed countries, and are rapidly supplanting antiquated wireline systems in many developing countries. In addition, wireless local area networks currently supplement or replace wired networks in many homes, businesses, and campuses. Many new applications, including wireless sensor networks, automated highways and factories, smart homes and appliances, and remote telemedicine, are emerging from research ideas to concrete systems. The explosive growth of wireless systems coupled with the proliferation of laptop and palmtop computers indicate a bright future for wireless networks, both as stand-alone systems and as part of the larger networking infrastructure. However, many technical challenges remain in designing robust wireless networks that deliver the performance necessary to support emerging applications.

The major challenges in future wireless communications systems are increased spectral efficiency and improved link reliability. The wireless channel constitutes a hostile propagation medium, which suffers from fading (caused by destructive addition of multipath components) and interference from other users. Diversity provides the receiver with several (ideally independent) replicas of the transmitted signal and is therefore a powerful means to combat fading and interference and thereby improve link reliability. In recent years the use of spatial (or antenna) diversity has become very popular, which is mostly due to the fact that it can be provided without loss in spectral efficiency. Driven by mobile wireless applications, where it is difficult to deploy multiple antennas in the handset, receiver diversity, that is, the use of multiple antennas on the

receiver side of a wireless link, is a well-studied subject. The use of multiple antennas at both ends of a wireless link (multiple-input multiple-output (MIMO) technology) has been demonstrated to have the potential of achieving extraordinary data rates. Multiple input-multiple output (MIMO) systems hold the potential to drastically improve the spectral efficiency and link reliability in future wireless communications systems. A particularly promising candidate for next-generation fixed and mobile wireless systems is the combination of MIMO technology with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). OFDM has become the standard method because of its advantages over single carrier modulation schemes on multi-path, frequency selective fading channels. However, inter-carrier interference (ICI) due to Doppler shifts, phase offset, local oscillator frequency shifts, and multi-path fading severely degrades the performance of OFDM systems. In the receiver, channel estimation and the use of channel parameters are required to improve the performance. Most of the channel estimation methods assume a linear time-invariant model for the channel, which is not valid for fast varying environments. A time-varying model of the channel can be obtained by employing time-frequency representation methods. Here we present channel estimation methods for both of time-varying OFDM and MIMO-OFDM channels, based on the discrete evolutionary representation of channel output. The Discrete Evolutionary Transform (DET) provides a time-frequency representation of the received signal by means of which the spreading function of the multi-path, fading and frequency selective channel can be modeled and estimated. Performance of the proposed method is evaluated and compared on different levels of channel noise, and Doppler frequency shifts. Simulation results show that the proposed methods give better performance than time-invariant estimation methods.

1. GİRİŞ

Günümüzde kablosuz iletişim, iletişim endüstrisinin en hızlı gelişen dalı haline gelmiştir. Örneğin, cep telefonu kullanıcıları sayısı, son 10 yılda karesel bir şekilde artış göstermiş ve dünyanın her yerinde azalmadan devam bu hızlı büyüme sonucu, şu anda, 2 milyardan fazla cep telefonu kullanıcısına ulaşılmış durumdadır. Günümüzde, cep telefonları çok kritik bir iş aracı olmuştur. Çok gelişmiş ülkelerde, günlük yaşamın bir parçası haline gelmiştir ve birçok ülkede kablolu sistemlerin yerini hızla almaktadır. Buna ek olarak, kablosuz yerel alan ağları da bir çok evde, işyerinde ve kampüste kablolu ağların yerine kullanılmaya başlanmıştır.

1.1. GEÇMİŞTE KABLOSUZ HABERLEŞME

İlk kablosuz ağlar, endüstri çağından önce geliştirilmiştir. Bunlar, insanların direk görme mesafesiyle sınırlı olan duman işaretleri, meşale işaretleri, aynaların parlaması, semafor bayrakları gibi şeylerle verinin iletiildiği sistemlerdi. Bu temel işaretler üzerinden karmaşık mesajları iletebilmek için detaylı işaret kombinasyonları geliştirildi. Tepelere gözetleme istasyonları kurulmuştu ve yollar üzerinden bu mesajlar uzak noktalara ulaştırılıyordu. Bu ilk haberleşme ağlarının yerini ilk olarak telgraf (Samuel Morse tarafından 1838'de icat edilmiştir), daha sonra da telefon aldı. 1895'te, telefonun icadından birkaç on yıl sonra, Marconi, ilk radyo iletişimini, Wight Adasından 18 mil uzağa yaparak, radyo haberleşmesinin doğmasını sağlamıştır. Radyo Teknolojisi hızla gelişerek daha iyi kalitede, daha az enerji ile küçük, ucuz araçlar vasıtasıyla uzak mesafelere ulaşılmış, bununla birlikte ulusal ve özel radyo haberleşmesi, televizyon ve kablosuz ağların önü açılmıştır.

İlk radyo sistemleri, analog işaretleri iletliyordu. Bugün, birçok radyo sistemi, analog işaretin sayısallaştırılmasıyla oluşan bitlerin meydana getirdiği sayısal işaretleri iletmektedir. Sayısal radyo, sürekli bit dizisi iletebilir veya bitleri paketler halinde gruplandırabilir. Bahsedilen son radyo tipi, paket radyo diye adlandırılmaktadır ve patlamalı iletimle karakterize edilmektedir ki radyo, paket iletimi haricinde boştur. Paket radyo üzerine kurulan ilk radyo olan ALOHANET, Hawaii Üniversitesi

tarafından 1971’de geliştirildi. Bu ağ, 4 ada üzerindeki 7 kampüsün, merkezi bilgisayarla radyo yayını yardımıyla haberleşmesini sağlıyordu. ağ mimarisi, merkez bilgisayara bağlı yıldız topolojisi idi. Herhangi iki bilgisayar, merkez hub(kablo göbeği) üzerinden, çift yönlü olarak bağlantı kurabiliyordu. ALOHANET, kanal erişimi ve paket radyo sistemlerindeki yönlendirmeler için kullanılan ilk protokolleri içermektedir ve bu protokollerdeki prensipler günümüzde dahi hala kullanılmaya devam etmektedir. 1970’li ve 80’li yılların başında, DARPA (Gelişmiş Savunma Araştırma Projeleri Ajansı), savaş alanlarındaki taktiksel haberleşme ihtiyacından dolayı, paket radyoları kullanan ağların geliştirilmesine ciddi yatırımlar yapmıştır. Bu plansız kablosuz ağların içindeki düğümler, ağ içindeki altyapıda herhangi bir değişiklik yapmadan, kendi kendilerini yeniden yapılandırabiliyorlardı. Askeri uygulamalar için bu ağlar üzerindeki çalışmalar devam etti. Paket radyo ağları, geniş alan kablosuz servisleri destekleyerek ticari uygulamaların önünü açtı. Bu servisler, 1990ların başında, elektronik posta, dosya transferi ve web taramaları gibi kablosuz uygulamaları, 20 Kbps seviyelerindeki düşük hızlarda sunmaya başladı. Bu geniş alan kablosuz veri servisleri, düşük veri hızı, yüksek fiyat ve kayda değer bir uygulamasının olmaması gibi nedenlerle güçlü bir pazar oluşturamadı. Bu servislerin çoğu, yerlerini, kablosuz veri kapasitesi yüksek cep telefonlarının ve kablosuz alan ağlarının almasıyla, 1990’larda ortadan kayboldu.

Kablolu Ethernet teknolojisine, 1970lerin içinde, birçok ticari şirketin radyo tabanlı ağları kullanmasıyla girildi. 1985’te Federal Haberleşme Komisyonun(FCC)’nun, kablosuz LAN ürünleri için, Endüstriyel, Bilimsel ve Medikal (ISM) frekans bantlarını umumi kullanıma izin vermesiyle, kablosuz LAN’ların ticari gelişimi mümkün hale geldi. ISM bandı, kablosuz LAN satıcıları açısından, bu frekans bantlarını kullanmak için FCC izni gerekmediğinden, çok popülerdi. Bununla birlikte, önceki ISM bandındaki kullanıcının kanalına etki etmemek için düşük güçlü ve yetersiz sinyal gönderilmek zorunda kalınıyordu. Bu gibi nedenlerle ilk LAN sistemleri, veri hızı ve kapsama alanı anlamında çok düşük performansa sahiptiler. Şu anki IEEE 802.11b ve 802.11a standartlarını kullanan kablosuz LANlar, veri hızlarının henüz yeterince yüksek olmamasına (802.11b, 2 Mbps, 802.11a için 10 Mbps seviyesinde) ve kapsama alanlarının hala istenen seviyeye ulaşmamasına rağmen daha iyi performans göstermektedirler. Kablolu Ethernet sisteminin 100 Mbps seviyelerinde veri hızı sunduğu düşünülecek olursa, kablosuz sistemlerle arasındaki performans farkının ne

kadar büyük olduğu daha rahat anlaşılabilir. Bu veri hızlarındaki büyük farka rağmen, kablosuz internet erişimi, bir çok evde, ofiste ve kampüste rahatlığı ve kablosuz bir yaşam sunduğu için tercih edilmektedir. Bununla birlikte, kablosuz LAN'lar, çok fazla bant genişliğine ihtiyaç duymayan elektronik posta, dosya transferi, web taraması gibi uygulamalar için kullanılmaktadır. Daha geniş bant genişliği hizmeti verecek kablosuz LAN'ların varlığı, buna ihtiyaç duyan kullanıcı sayısının artmasıyla bu ağları da şu anki tahtından edecektir.

Şu ana kadarki en başarılı kablosuz ağ uygulaması, hücreli telefon sistemidir (Goldsmith, 2005). Bu sistemin kökleri, New York ile San Francisco arasında ilk kablosuz ses iletiminin yapıldığı 1915 yılına dayanır. 1946 yılında, Amerika'da 25 şehir arasında mobil telefon servisi başladı. Bu ilk sistemler, tüm şehri kapsayan merkezi vericiler kullanıyordu. Bu etkisiz radyo izgesi, radyo teknolojisinin de kullanılmasıyla çok kısıtlı bir sistem kapasitesiyle hizmet veriyordu. 30 yıl sonra, New York'taki mobil telefon sistemi, yalnızca 543 kullanıcıyı destekleyebiliyordu.

Bu kapasite problemi, 1950'li, 60'lı yıllarda AT&T Bell laboratuvarlarındaki araştırmacıların hücreli konsepti geliştirmesiyle çözüldü (McDonald, 1979). Hücreli sistemler, iletilen işaretin gücünün mesafeyle azalması gerçeğine göre kullanılıyordu. Böylece, farklı yerlerde bulunan 2 kullanıcı aynı frekans, birbirleriyle çok az karışım yaparak kullanabilmekteydi. Bu, hücreli izgenin çok verimli bir şekilde kullanımına izin verdiği için, daha çok sayıda kullanıcıyı barındırabilmekteydi. 1947'de AT&T, FCC'den hücreli servisler için izge isteğinde bulundu. Bu tasarım 1960'ların sonlarında tamamlanabildi ve ilk test 1978de yapıldı. FCC'nin 1982de izin verdiği servisi kullanan birçok teknoloji, günümüzde kalmamıştır. İlk analog hücreli sistemin 1983'te kurulduğu Chicago'da, 1984 yılına kadar çoktan doygunluğa erişilmişti, bu aşamada FCC hücreli izge tahsisini 40 MHz'den 50 MHz'e çıkardı. Bu hücreli endüstrinin gelişimdeki patlama herkesi şaşırttı. Gerçekte, AT&T tarafından yapılan pazarlama çalışmalarına göre, bu yalnızca doktorların ve çok zengin kimselerin kullanımıyla sınırlı kalacaktı. AT&T 1980'lerde hücreli işi ihmal edip fiber optik ağlar üzerine odaklanmıştı, buradaki potansiyel açıkça görüldükten sonra tekrar bu işe geri döndü. 1980'li yılların sonlarında birçok şehirde, sayısal hücreli teknolojinin gelişmesi sonucu kapasitenin artması ve daha iyi performans göstermesi sebebiyle, hücreli servis talebinde patlama yaşandı.

Hücresel sistemlerin sayısal haberleşme üzerine kurulu ikinci nesli, 1990'ların başında yerleşmeye başladı. Analogtan sayısala kayma, sayısal donanımın fiyatı, hızı, yüksek kapasitesi ve güç verimliliği nedeniyle, devam etti. İlk sistemlerin ses hizmetleri için tasarlanmış olmasına karşın, bu sistemler yavaş yavaş geliştirilerek elektronik posta, internet erişimi ve kısa mesaj gönderme gibi veri servislerini de sağlar hale geldi. Maalesef bu hücresel telefonlardaki büyük pazar potansiyeli, ikinci nesil standartlarının hızla çoğalmasına neden oldu: Birbirine uymayan sadece Amerika'da üç ayrı standart ortaya çıktı, diğer standartlar Avrupa ve Japonya'daki standartlardı. Farklı şehirlerdeki birbirine uymayan standartlar Amerika ve dünyanın her yerinde tek bir hücresel telefon standardı kullanmayı imkansız hale getirdi. Üstelik, bazı ülkeler, üçüncü nesil için birbirine uymayan yeni standartlar geliştirmeye başladı. Standartların artması, günümüzde, ülke içinde ve dünyada dolaşımı kolaylaştırmak amacıyla, bir çok telefonun, çoklu modu destekler halde üretilmesi sonucunu doğurmuştur.

Uydu sistemleri, dünyaya çok yakın yörünge (LEO) (2000 Km yükseklikte), orta yörünge (MEO) (9000 Km civarı yükseklikte) ve yere eşzamanlı yörünge (GEO) (40000 Km yükseklikte) diye yüksekliklerine göre sınıflandırılmaktadır. Yere eşzamanlı yörüngedeki uydular, dünyadan bağımsız olmalarına karşılık, diğer uyduların kapsama alanı zamanla değişmektedir. Bu yere eşzamanlı yörüngedeki uyduları kullanma fikri ilk olarak bilim-kurgu yazarı Arthur C. Clarke tarafından 1945'te önerildi. Bununla birlikte ilk konuşlandırılan uydular, Sovyetler Birliği'nin 1957 yılındaki Sputnik ve 1960 yılındaki NASA/Bell Laboratuvarlarının Echo-1 uydularıdır. Bu uydular, o kadar yükseğe çıkarmanın zorluğundan dolayı yere eşzamanlı yörünge uyduları değillerdi. İlk GEO uydusu 1963 yılında Hughes ve NASA tarafından fırlatılan uydudur. GEO'lar hem ticari hem de devlet uydu sistemleri olarak birkaç on yıl içinde hakim duruma geldiler.

Yere eşzamanlı yörüngeli uydular, geniş kapsama alanına sahip oldukları için az sayıda uyduyla (parayla), geniş alanları veya dünyayı kapsam mümkündür. Bununla birlikte, bu uydulara ulaşım için büyük enerji gereksinimi olmakta ve yayılım gecikmesi, ses gibi gecikmeye duyarlı uygulamalar için problem teşkil etmektedir. Bu dezavantajlardan dolayı, ilgi 1990'larda, dünyaya yakın yörüngedeki uydu sistemlerine doğru kayma başladı (Abrishamkar ve Siveski,1996, Ananasso ve Priscoli, 1995). Buradaki amaç, hücresel sistemlerle ses ve veri servisleri konusunda rekabet

edebilmekti. Bununla birlikte, uydu mobil ünitelerinin çok büyük olması, çok enerji harcamaları ve kendi çağdaşları olan hücreli telefonlara göre çok pahalı olmaları, çekiciliklerini sınırlandırdı. Bu sistemlerin en zorlayıcı özelliği, dünyanın her yerini kapsama alanına almaları, özellikle kablolu hattı ve hücreli sistem altyapısı olmayan uzak alanlara veya üçüncü dünya ülkelerine hizmet götürebilecek olmalarıydı. Maalesef, bu tür yerler çok talepte bulunmadılar veya bu servise ödeyebilecek yeterli kaynakları yoktu. Hücreli sistemler daha yaygın hale geldi ve bu yere yakın uydu sistemlerinden daha çok gelir getirdiler. Pazarın olmaması nedeniyle, birçok yere yakın uydu sistemi işini yapan şirket faaliyetine son verdi.

Uydu sistemlerinin doğal kullanım alanı eğlence yayınlarıdır. Direk yayın uyduları 12 GHz frekans bandında çalışırlar. Bu sistemler, büyük rakipleri olan kablolu yayına göre yüzlerce TV kanalı sunmaktadırlar. Uydu-dağıtımlı sayısal radyo da çok popüler durumdadır ve Avrupa ve Amerika'da CD kalitesine yakın sayısal ses iletimi yapmaktadırlar.

1.2. GELECEKTE KABLOSUZ HABERLEŞME

Kablosuz haberleşmenin vizyonu, şu an bazı formları gerçekleştirilmiş olan insanlar veya cihazlar arasında veri alışverişine imkan verecek gelişmelere birkaç on yıl içinde ulaşmaktır. Bu vizyon, dünyanın neresinde olursa olsun, el bilgisayarı veya dizüstü bilgisayarlar aracılığı ile çoklu ortam iletişimine izin verecektir. Evlerdeki kablosuz ağlar, akıllı elektronik cihazların kullanımını sağlayacak, bunlar birbirleriyle iletişim halinde olacaklar ve internet üzerinden bilgisayarlar, telefonlar ve güvenlik/gözetleme sistemlerine bağlantı kurulabilecektir. Akıllı evler, oldukça yaşlı ve birilerinin yardımıyla yaşayan özürlü insanlara yardımcı olacak, bunları gözetleme ve acil durumları bildirme gibi özelliklere sahip olacaktır. Video telekonferans sistemleri binalar veya kıtalar arasında rahatlıkla yapılabilir hale gelecek, hatta uçuş bilgisini unutan satış elemanı, Karayipler'de gemi ile yolculuk yapan şirket müdürüyle bile konferans yapar hale gelecektir. Kablosuz video, uzaktan eğitimi sınıfları, uzaktan hastaneleri, dünyanın neresinde olursa olsun ulaşılabilir hale getirecektir. Kablosuz sensörler yardımıyla, herhangi bir tehlike durumunda, anında merkezi kontrol sistemine veri aktarılacaktır. Bunlara, askeri uygulamalardaki düşman hedeflerinin kimliğini

tanıma ve izleme, kimyasal ve biyolojik saldırıları tespit etme, insansız robotlu araçların kullanımını da dahil edebilir.

Kablosuz uygulamalar, ses, internet erişimi, web tarama, sayfalama ve kısa mesaj, abone veri sistemleri, dosya transferi, video telekonferans, eğlence, algılama gibi şeyleri içermektedir. Bu sistemler hücresel telefon sistemlerini, kablosuz LANları, geniş alan kablosuz veri sistemlerini, uydu sistemlerini ve plansız kablosuz ağları da içermektedir. Kapsama alanları, bina içleri, yerleşkeler, şehirler, bölgeler ve tüm dünyayı içermektedir. Bütün bu kadar değişik uygulama için birçok değişik kablosuz ürün ve standart ortaya çıkmıştır. Ses sistemleri, düşük veri hızlarında (20 Kbps civarı) hizmet verebilirken, veri sistemleri için daha yüksek hızlı (1-100 Mbps) ağlarda hizmet verebilmektedir. Bütün uygulamalarda ihtiyaç duyulan veri hızı ve işaretin hatalı olma olasılığı gibi değerler çok farklıdır. Bu nedenlerden dolayı, kablosuz sistemlerin sınıflandırılmasına, farklı uygulamaları destekleyecek farklı protokollerin yapılmasına devam edilecektir.

Hücresel Telefon kullanımı ve kablosuz internet erişimindeki karesel büyüme, genel olarak kablosuz teknoloji hakkında büyük iyimserliklere neden olmaktadır. Bütün kablosuz uygulamaların bu şekilde gelişmeyeceği de açıktır. Kablosuz sistemlerin başarısı bu işe yatırım yapan şirketleri, memnun ederken, bu yolda birçok hata da yapılmaktadır ki bunlara birinci nesil kablosuz LANlar, Iridium uydu sistemi, Metricom gibi geniş alan veri servisi ve eve sabit kablosuz erişim verilebilir. Gerçekten, bu ufukta ne tür başarı ve başarısızlıkların olacağını tahmin etmek mümkün değildir.

1.3. TEKNİK ZORLUKLAR

Gelecekteki kablosuz uygulamalar için başa çıkılması gereken bir çok önemli sorun bulunmaktadır. Bu sorunlar, sistem tasarımının bütün yönleri üzerinden sürmektedir. Kablosuz terminallerin birçok özelliği içermesi, birçok uygulama ve ortamı desteklemesi gerekmektedir. Tüketiciler iletim ve sinyal işleme yapan bu cihazların küçük ve devamlı şarj gerektirmemesini istemektedir. Altyapı gerektirmeyen plansız kablosuz ağlar, esnekliği ve dayanıklılığıyla çok çekicidirler. Bu ağlardaki bütün işlem ve kontrol, dağılmış tarzdaki ağ düğümleri üzerinden yapılmaktadır. Ağ tasarımındaki uygulamalarda enerji şartlarını sağlama zorunluluğu, en büyük teknik engel olarak

ortaya çıkmaktadır. Sınırlı bant genişliği ve kablosuz kanallardaki rasgele değişimler, aę performansını düşürmeyecek sağlam uygulamalar gerektirmektedir.

Kablosuz ağları, kablolu ağdan ayıran temel husus kablosuz kanal yapısıdır. Bu kanal ön görülemez çok zor bir haberleşme ortamıdır. İlk olarak, radyo izgesi, birçok uygulama ve sistemi için tahsis edilmektedir. Bunun için izge, yerel ve global düzenleyici yapılar tarafından kontrol edilmektedir. İzge aynı zamanda çok pahalıdır ve birçok ülkede en yüksek fiyatı verenlere ihaleyle satılmaktadır. Amerika'da şirketler, 2. nesil hücreli lisanslar için 9 milyar dolar, Avrupa'da ise 3. nesil hücreli izge için 100 milyar dolar ödemişlerdir. Bütün bu yatırımların geri dönebilmesi için, bu kanalların çok verimli (yüksek kapasite ve iyi performans) kullanılması gerekmektedir. Bu birkaç GHz seviyesindeki kablosuz radyo elamanları makul seviyede boyuta, enerji tüketimine ve fiyata sahiptir, fakat bu banttaki frekans yoğunluğu çok fazladır. Bunun için aynı fiyat ve performansta hizmet verecek yüksek frekanslı sistemlerin bulunması izge kıtlığını azaltabilir. Bununla birlikte, yönlü antenler kullanılmazsa, yüksek frekanslardaki yol kayıpları artacak ve bu da kapsama alanını azaltacaktır.

İşaret kablosuz kanal boyunca giderken, eğer alıcı, verici veya çevredeki cisimler hareket ediyorsa yansıma ve zayıflamadan dolayı, zaman içinde rasgele değişimlere uğramaktadır. Bu nedenle kanalın karakteristiği zamanla değişmekte, ve istenen performansta sistemin tasarımını zorlaştırmaktadır. Kablosuz sistemlerde, dalgaların, çevrede bulunan herhangi bir RF anteni tarafından dinlenilmesini önlemek için çözülmesi gereken zor bir problemde güvenlidir. Analog hücreli sistemler güvenliğe sahip değildir, analog frekans bandını tarayan herhangi bir kimse rahatlıkla konuşmaları dinleyebilir. Bütün sayısal sistemler değişik seviyelerde şifreleme yapmaktadır. Buna rağmen, yeterli veri, zaman ve kararlı olmayla bu şifreler kırılabilir. Elektronik ticaret ve kredi kartı transferleri gibi uygulamaları desteklemek için kablosuz ağlarda bu dinleyicilere karşı güvenlik sağlanmalıdır.

Kablosuz ağlar da yine ayrı bir sorundur. Dünyanın her yanına yayılmış milyarlarca mobil terminal arasından verilen kullanıcının bulunması gerekmektedir. Fakat bunlar, kablolu sistemlerin telefon sistemi, internet, fiber optik kablolar gibi altyapılarını da kullanarak global ağa ulaşmaktadırlar. Bununla birlikte, kablosuz sistemdeki mobil

kullanıcılar, veri hızı ve güvenilirliği konusunda kablolu sistemlerle rekabet edebilecek gibi görünmemektedir.

1.4. KABLOSUZ İZGE

1.4.1. İzge Tahsis Yöntemleri

Birçok ülkede, radyo izgesinin kontrolü ve tahsisinden devlet birimleri sorumludur. Amerika’da, ticari kullanımlar için FCC, askeri kullanımlar için ise İzgesel Yönetim Ofisi (OFS) tarafından tahsis işlemi yapılmaktadır. Avrupa’da ticari kullanım için Avrupa Telehaberleşme Standartları Enstitüsü (ETSI) ve dünya genelinde de ITU tarafından bu işlem yapılmaktadır. Hükümetler, kendi ihtiyaçlarına göre ne kadarlık bandın askeri, ne kadarlık bandın da ticari uygulamalar için kullanılacağına karar verirler. Ülkelerde özel amaçla kullanılacak ticari bantların kullanımı, açık artırmayla en yüksek fiyatı veren şirketlere verilmektedir. Bazıları bunu eleştirse de, limitli bir bandın tahsis edilmesinde en adaetli yol bu olarak görülmektedir. Bunun, devletlere önemli bir gelir getirmesi de söz konusudur, karşıt görüştekiler ise, bu şekilde yüksek fiyatlara satılan bantların, yeni teknolojilerin gelişmesine ve rekabete engel olduğunu, teknoloji uyumuna zarar verdiğini savunmaktadırlar. Bunların yanında, bu bandı alan firmaların bir de büyük altyapı yatırımları yaptığı düşünülürse, yeni ürün pazara ilk girdiğinde son kullanıcıya çok yüksek fiyatlardan ulaşmaktadır. Nitekim, Avrupa’da, 3G frekans tahsisinde, birkaç firmanın taahhüdünü yerine getiremeyerek batması da buna karşı savaşanların elini güçlendirmiştir.

İzge açık artımlarına ek olarak, bazı etik kuralları olan özel uygulamalar için, bunun yanında ücretsiz bir frekans bandı da kullanılmaktadır. Bunlar, özel haberleşme standartları, enerji seviyeleri gibi kurallardır. Bu lisanssız bantların amacı, yenilikleri ve düşük maliyetli tasarımları teşvik etmektir. Birçok lisanssız kablosuz sistemler, kablosuz LAN’lar, Bluetooth ve kablosuz telefon gibi, bu bantta başarıyla çalışmaktadır. Lisanssız bantların en büyük zorluğu ise, birçok lisanssız cihazın aynı bandı çok yakın dilimlerde kullanması nedeniyle birbirlerini etkilemeleri ve bu bandı kullanışsız hale getirmeleridir.

Uydu sistemleri, birçok ülkeyi ve bazen bütün dünyayı kapsayabilmektedir. Çoklu ülkeleri kaplayan kablosuz sistemler için frekans tahsisini Uluslar arası Telehaberleşme Birliği Radyo Haberleşmesi Grubu (ITU-R) yapmaktadır. Bu yapının kolları olan standartlar, ITU-T, bu sistemlerin, sınırları aşsa bile, her ülkede, birlikte çalışabilmesine imkan verecek şekilde tasarlanmıştır.

Dünya genelinde, izge tahsisinin yolunu değiştirmek için bazı çalışmalar yapılmaktadır. Gerçekten, izge tahsisi için temel mekanizmaların, izgesel açık artırmaların ve destekleyici sistemlerin son derece yeni olmasına rağmen, düzenleyici yapıların ortaya çıktığı 1900'lerin ortasından beri çok değişmemiştir. İzge tahsisi politikasının değişmesinin amacı radyo yayınlarında teknolojik ilerlemeler sağlayarak izge tahsisini daha etkili ve esnek yapmaktır. Bu konuda bir fikir, akıllı ve kavrayıcı radyodur. Bu tip radyo, kendisinin bulunduğu çevreyi algılayarak, zamanda, uzayda ve frekansta diğer kullanıcıları etkilemeyecek şekilde güç seviyesine karar verebilecektir. Eğer bu radyolar çok geniş frekans bantları üzerinde faaliyet gösterebilirlerse, yeni kablosuz sistemler ve uygulamaları için muazzam fırsatlar oluşacak ve büyük miktarlarda yeni bant genişlikleri açılacaktır.

1.4.2. Mevcut Sistemler İçin İzge Tahsisleri

Birçok kablosuz uygulama, 30 MHz ile 30 GHz arasındaki radyo izgesinde çalışmaktadır. Bu frekanslar, kablosuz sistemler için, yerkürenin yüzeyinden etkilenmemeleri, yalnızca kısmi ölçekli antenler gerektirmeleri ve iyonosfere girmeleri gibi nedenlerle doğal ortam oluşturmaktadırlar. İyi bir radyo yayını için gerekli olan anten boyutu, işaretinin frekansının karesi ile ters orantılıdır, dolayısıyla yüksek frekanslı sistemler için, az yer kaplayan antenler yeterli olmaktadır. Bununla birlikte yönsüz antenle alınan işaretin gücü, frekansın karesi ile ters orantılıdır, bu da yüksek frekanslarla geniş alanları kapsam alanına almayı güçleştirmektedir.

Tablo 1.1: Amerika'daki büyük ticari kablosuz sistemler lisanslı izge tahsisi.

AM Radyo	535-1605 KHz
FM Radyo	88-108 MHz
TV Yayını (2-6 Kanalları)	54-88 MHz
TV Yayını (7-13 Kanalları)	174-216 MHz
TV Yayını (UHF)	470-806 MHz
3G Genişbantlı Kablosuz	746-764 MHz, 776-794 MHz
3G Genişbantlı Kablosuz	1.7-1.85 MHz, 2.5-2.69 MHz
1G ve 2G Sayısal Hücreli Telefonlar	806-902 MHz
Kişisel Haberleşme Hizmeti (2G Cep telefonları)	1.85-1.99 GHz
Kablosuz Haberleşme Hizmeti	2.305-2.32 GHz, 2.345-2.36 GHz
Sayısal Uydu Radyosu	2.32-2.325 GHz
Çok-kanallı çok-noktalı Dağıtım Hizmeti (MMDS)	2.15-2.68 GHz
Sayısal Uydu Yayını (Satellite TV)	12.2-12.7 GHz
Yerel Çok-noktalı Dağıtım Hizmeti (LMDS)	27.5-29.5 GHz, 31-31.3 GHz
Sabit Kablosuz Hizmetler	38.6-40 GHz

Daha önceki konularda da değinildiği gibi, izge, ya lisanslı ya da lisanssız banda tahsis edilmiştir. Tablo 1.1'de, Amerika'daki büyük ticari kablosuz sistemler için tahsis edilen lisanslı izgeyi göstermektedir. Benzer tahsis işlemleri Avrupa ve Asya'da da vardır.

Lisanssız izge tahsisini, ilgili ülke kendine göre yapmaktadır. Çoğu kez, ülkeler, o izgede geliştirilen teknolojinin dünya çapında rekabet etmesini sağlayacak şekilde

lisanssız frekans tahsisini yapmaya çalışmaktadırlar. Aşağıdaki tablo 1.2, Amerika'daki lisanssız izge tahsisini göstermektedir.

Tablo 1.2: Amerika'daki lisanssız izge tahsisi.

ISM Bandı I (Kablosuz Telefonlar, 1G WLANlar)	902-928 MHz
ISM Bandı II (Bluetooth, 802.11b WLANlar)	2.4-2.4835 GHz
ISM Bandı III (Kablosuz PBX)	5.725-5.85 GHz
NII Bandı I (Bina içi Sistemler, 802.11a WLANlar)	5.15-5.25 GHz
NII Bandı II (kısa bina dışı ve kampus uygulamaları)	5.25-5.35 GHz
NII Bandı III (Uzun bina dışı ve noktadan-noktaya bağlantılar)	

ISM Bandı I'deki lisanslı kullanıcılar, ilettikleri yüksek güç nedeniyle, lisanssız kullanıcılarda girişime sebep olmaktadır. Bu nedenle, bu bandı kullanan lisanssız kullanıcıların gereklilikleri son derece kısıtlayıcı olmakta ve çok kötü bir performans sağlamaktadır. U-NII bantları toplam 300 MHz izgeye sahip 3 adet 100 MHzlik bantlardan oluşmakta olup her bandın farklı kısıtlamaları vardır. Birçok lisanssız sistem bu bantta çalışmaktadır.

1.6. STANDARTLAR

Haberleşme sistemlerinin, birbiriyle uyumlu çalışabilmesi için standardizasyon gereklidir. Standartlara, tipik olarak ulusal ve uluslararası komiteler karar verir. Bu komiteler, diğer kuruluşların geliştirdiklerini, standartlara uyarlarlar. IEEE, standartları geliştirmede Amerika büyük rol oynarken, Avrupa'da bu rolü ETSI üstlenmiştir. Bu gruplar, standart geliştirmede çok uzun bir süreç izlerler. Firmaların veya ilgili grupların standart gelişimi için yaptığı katkılar, uzun ve detaylı bir gözden geçirmeye tabi tutulduktan sonra geliştirme işlemi tamamlanır. Standart geliştirme işlemi çok uzun zaman almasına rağmen, kuruluşlar, kendi fikirlerini standardın oluşmasına katabilme ve sonuçta ortaya çıkacak sistemin geliştirilmesinde kendilerine büyük avantaj sağlama ihtimaline binaen bu işe ilgi gösterirler.

Standardizasyonun ana amacı, aynı standardı kullanan sistemlerin birlikte çalışabilmesini sağlamaktır.

Standartlaşmış ürünler birlikte çalışabilmenin yanında, fiyatların düşmesinde de etkili olurlar. Elbette, standardizasyonunda dezavantajları da vardır. Standart mükemmel değilse, buna katılan firmaların ürettiği ürünler, en iyi teknoloji ve tüketicilerin en çok ilgi duyduğu şeylerle uyuşmayabilir. Buna ek olarak, standardizasyon işlemi bir noktada tamamlanmalıdır, bundan sonraki zamanda var olan standarda yeni gelişmeleri eklemek çok zor olmaktadır. Sonuçta, standartizasyon işlemi çok politikleştirilebilir. Bu olay, Amerika’da ikinci nesil cep telefonlarında yaşanmış, sonunda sistem iki farklı standarda uyumlu hale getirilmiştir. Bu gecikme ve teknoloji bölünmesi, Amerika’yı, 2. nesil hücreli sistemlerde, Avrupa’nın gerisine itmiştir. Bütün bu kusurlarına rağmen, açıkça görülmektedir ki, standardizasyon kablosuz sistemlerin dizayn ve çalışmasında zorunlu ve çok faydalı bir bileşendir.

1.7. TEZİN GENEL HATLARI VE ARAŞTIRMA HEDEFLERİ

Çok Tasıyıcı Modülasyon (ÇTM) teknikleri mevcut bant genişliğini etkin biçimde kullanmaları nedeni ile yeni nesil kablosuz geniş bantlı iletişim sistemlerinde kullanılmak üzere yoğun ilgi toplamaktadır. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) ve Çok Tasıyıcı Yayılı İzge (Multi-Carrier Spread Spectrum: MCSS) gibi modülasyon teknikleri, zamanla hızlı değişen çok yönlü, sönmülemeli kablosuz iletişim kanallarında, semboller arası girişimlere (inter-symbol interference: ISI) ve kasıtlı bozucu girişlere karşı tek taşıyıcı iletişim sistemlerine göre çok daha dayanımlı olmaktadır. OFDM yeni nesil geniş bantlı iletişim sistemlerinde etkin bir modülasyon yöntemi olarak düşünülmekte olup çeşitli uygulamalar için standart olarak kabul edilmiştir. Örneğin Avrupa sayısal radyo yayın sistemi (DAB), sayısal televizyon sistemi (DVB-T), kablosuz yerel bilgisayar ağları standardı; IEEE 802.11a, ve kablosuz metropolitan bilgisayar ağları standardı; IEEE 802.16a.

ÇTM sistemlerinde yüksek bit hızına sahip veri, çok daha düşük hızlı paralel alt kollara ayrılmak ve birbirine dik taşıyıcılarla modüle edilmek sureti ile mevcut kanal esit genişlikte paralel alt kanallara ayrılmaktadır. Böylece herbir alt band düz frekans

sönümlemesine maruz kalmaktadır. Ayrıca kanaldan iletilen sembol uzunluğu alt kanallardaki düşük veri hızı nedeni ile tek taşıyıcılı sistemlere göre çok daha uzundur. Bu nedenle hızlı sönümlemeli kanallara ve dürtü gürültülere dayanıklıdır. Tüm bu üstünlükleri nedeniyle ÇTM Yöntemleri kablosuz ses ve görüntü iletişimde ve bilgisayar ağlarında standart iletişim tekniği haline gelmektedir.

Geleceğin kablosuz haberleşme sistemleriyle ilgili en önemli uğraşlardan biri izgesel verimliliği ve link güvenilirliğini artırmak yönünde olacaktır. Telsiz kanallar, çok yönlü sönümleme, frekans kayması ve diğer kullanıcıların getirdiği girişim gibi sebeplerle son derece yıkıcı bir yapı göstermektedir. Bu bağlamda, çeşitlilik (diversity), alıcıya, gönderilen işaretin çeşitli versiyonlarını sunması ile sönümleme ve girişim etkisi ile mücadelede böylelikle de link güvenilirliği artırmada güçlü bir araç olarak kullanılmaktadır.

En bilinen çeşitlilik yöntemleri zaman ve frekans çeşitliliğidir. Son yıllarda, çoğunlukla izgesel verimlilik kaybına sebep olmadan uygulanabilmesi nedeniyle, uzlamsal (veya anten) çeşitlilik yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Yine, alıcıda birden çok antenin kullanılması demek olan alıcı çeşitliliği ile ilgili çalışmalar, özellikle telefon ahizelerine çok sayıda antenin yerleştirilmesindeki güçlük sebebiyle gezgin telsiz uygulamaların öncülüğünde devam etmektedir (Jakes, 1994). Verici tarafında birden çok antenin çeşitli işaret işleme ve kodlama işlemleriyle birlikte kullanılması uzay-zaman kodlaması (STC) olarak bilinmekte olup günümüzdeki aktif çalışma alanlarından birini oluşturmaktadır (Alamouti, 1998). Telsiz linkin her iki tarafında da çoklu antenin kullanıldığı Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) sistemler, yüksek oranlarda veri hızı ve izgesel verimlilik vadetmektedir (Paulraj ve Kailath, 1994, Bolcskei ve diğ., 2002, Foschini ve Gans 1998). MIMO sistemlerle ilgili ilk çalışmaların çoğu darbantlı kanallar temelinde yapılmıştır. Ancak, geniş bantlı MIMO kanallar, uzlamsal çeşitlilik yanında yüksek kapasite kullanımına ve frekans çeşitliliğine imkan vermektedir. OFDM'in (Peled, A. And ve Ruiz, 1980), geniş bantlı telsiz sistemlerde alıcı karmaşıklığını kayda değer oranda düşürdüğü dikkate alındığında, MIMO teknolojisinin OFDM ile birlikte kullanımı (Bolcskei ve diğ., 2002) gelecek nesil geniş bantlı telsiz haberleşme sistemleri için oldukça ilgi çekiçi bir çözüm olarak görülmektedir.

İster tek girişli tek çıkışlı (SISO) ister Çok Girişli Çok Çıkışlı (MIMO) olsun, ÇTM sistemlerinin tasarımında (kanal bilgisinin kestirimi ve alıcıda kullanılması önemli bir

gereksinim olarak ortaya çıkmaktadır. Kanal parametrelerinin kullanılmadığı alıcılarda sistem başarımı büyük oranda azalmaktadır. Dolayısı ile bu çalışmada ÇTM yöntemlerinde kablosuz iletişim kanalının modellenmesi ve kestirimi problemine zaman-frekans teorisi yaklaşımı kullanılarak bir çözüm getirilmektedir. Özellikle, kablosuz iletişim kanalının zamanla değişen ve iletişim sürecinin duragan olmayan yapısı, birleşik zaman frekans yaklaşımını gerekli kılmaktadır. Dolayısı ile, önerilen tez çalışmasının hedefleri, çok taşıyıcılı kablosuz iletişim sistemlerinde zamanla değişen rasgele kanal parametrelerinin kestirimi ve izlenmesi, iletişim sürecindeki duragan olmayan işaretlerin ve kanalın zaman frekans evrimsel izge teorisi uygulanarak gösterimi, bozucu girişlerin zaman frekans Wiener maskeleye kullanılarak giderilmesi ve sonuç olarak bu bilgileri kullanabilen akıllı bir alıcı algoritması tasarlamaktır. Zaman frekans teorisinin bu problemin çözümüne uygulanmasının, zamanla değişen kanallarda kablosuz iletişim sürecinde yer alan işaret ve sistemlerin daha iyi modellenmesi ve gösterimi, kanal kestirimi, gürültü temizleme ve alıcı tasarımı anlamında çok önemli, yenilikçi ve özgün sonuçlar vereceği düşünülmektedir. Evrimsel izge teorisi zaman frekans işaret analizi konusunda önemli bir çalışma alanıdır. Priestley (1981, 1988) tarafından ilk olarak ortaya konmuş olan konuda daha sonra, Melard(1989) ve birçok araştırmacı geçtiğimiz 20 yılda büyük katkılar ortaya koymuştur. Evrimsel izge teorisi,

- duragan olmayan süreçlerin gösterimi,
- bunlara ait zamana bağlı izgesel ve anlık büyüklüklerin tanımı ve hesaplanması, ve
- sistemlerle arasındaki ilişkinin ortaya konması ve modellenmesi

üzerinde yoğunlaştığı için, kablosuz ÇTM iletişim sinyal ve sistemlerinin analiz ve modellenmesi

için çok uygun olacaktır.

Bu çalışmada, zamanla değişen iletişim kanallarının modellenmesi ve parametre kestirimi problemine, zaman frekans işaret analiz teorisi yaklaşımının uygulanması ve böylece çok yönlü sönümlenme ve Doppler etkileri ile bozulmuş alıcı işaretlerinde, başarımın yükseltilmesi hedeflenmiş, bu hedef doğrultusunda yürütülen araştırmalar sonucunda çok yönlü, sönümlenmeli ve Doppler frekans kaymalarının yer aldığı, OFDM

ve MIMO-OFDM iletişim kanalları için ayrık evrimsel dönüşüm kullanılarak modelleme yöntemi sunulmuştur.

1.8. TEZ KONUSU ÜZERİNDE MEVCUT ÇALIŞMALAR

Zaman frekans analizi alanında son yıllarda büyük gelişmeler olmasına rağmen, kablosuz kanalların modellenmesi, kestirimi ve alıcı geliştirilmesi üzerine çok fazla uygulama yapılmamıştır. Buna rağmen, zaman frekans analizi kullanarak bozucu girişleri azaltmak konusuna büyük bir ilgi vardır. Kablosuz haberleşme teorisi konusunda çok iyi kitaplar yayınlanmıştır (Simon ve diğ., 1994, Proakis, 1983, Proakis ve Salehi, 1994, Rappaport, 1996). Bu kitaplardaki kanal modelleme temellerinin ötesinde, Skalar (1997a, 1997b) ve Turin'in (1980) derleme makaleleri, mobil haberleşme sistemleri için sönümlenmeli kanal ve çok yönlü yayılma problemi üzerinde ek bilgiler sağlar. Bello (1963) tarafında sunulan zamanla değişen, lineer kanal modelinden Giannakis ve arkadaşları (Tsatsanis ve Giannakis, 1997a,1997b, Giannakis ve Halford, 1997, Giannakis ve diğ., 1997, Giannakis ve Tepedelenlioğlu, 1998) tarafından ortaya konan modelleme çalışmalarına kadar geniş bir araştırma yelpizesi mevcuttur. Ancak bulabildiğimiz kadarıyla, Sayeed ve diğerlerinin (Sayeed ve diğ. 1998, Bhashyam ve diğ., 2000, Feng ve diğ., 2002) kısa zamanlı Fourier dönüşümü kullanarak yaptığı çalışmalar, alıcı yapılarının zaman-frekansa analizi ile tasarlandığı tek çalışmadır.

Bu çalışmada, zamanla değişen iletişim kanallarının modellenmesi ve parametre kestirimi problemine, zaman frekans işaret analiz teorisi yaklaşımının uygulanması ve böylece çok yönlü sönümlenme ve Doppler etkileri ile bozulmuş alıcı işaretlerinde, başarımın yükseltilmesi hedeflenmiş, bu hedef doğrultusunda yürütülen araştırmalar sonucunda çok yönlü, sönümlenmeli ve Doppler frekans kaymalarının yer aldığı, OFDM ve MIMO-OFDM iletişim kanalları için ayrık evrimsel dönüşüm kullanılarak modelleme yöntemi sunulmuştur.

1.9. TEZİN BÖLÜMLERİ

Tez; Giriş, Genel kısımlar, Malzeme ve Yöntem, Bulgular, Tartışma ve Sonuç, Kaynaklar olmak üzere toplam altı bölümden oluşmaktadır. 1.bölümde, kablosuz haberleşmenin gelişimiyle birlikte son dönemde karşılaşılan ana problemler ve bu problemler için önerilen sistemler kısaca açıklanmıştır. Ayrıca bu bölümde tezin konusu, önemi ve tez konusu ile ilgili bugüne kadar yapılmış çalışmalar açıklanarak tezde önerilecek alıcı yapısı anlatılmıştır. 2. bölümde, tez çalışmasının yapılacağı kanal ve sinyal modeli ortaya konulmuştur. 3. Bölümde, tezin hedeflerini gerçekleştirmekte kullanılacak zaman-frekans araçları hakkında bilgi verilmiştir. 4. bölümde, önerilen evrimsel izge tabanlı kestirimci ve alıcı yapısı ile ilgili teorik çıkarımlar ve benzetim sonuçları verilmiştir. 5. bölümde tez çalışma bulgularının değerlendirilerek varılan sonuçlar mevcut literatür bilgisi ile birlikte yorumlanmış ve sonuçlar belirtilmiştir. Son olarak çalışmanın geliştirilmesi için ileride yapılacak araştırmalara yönelik önerilerde bulunulmuştur.

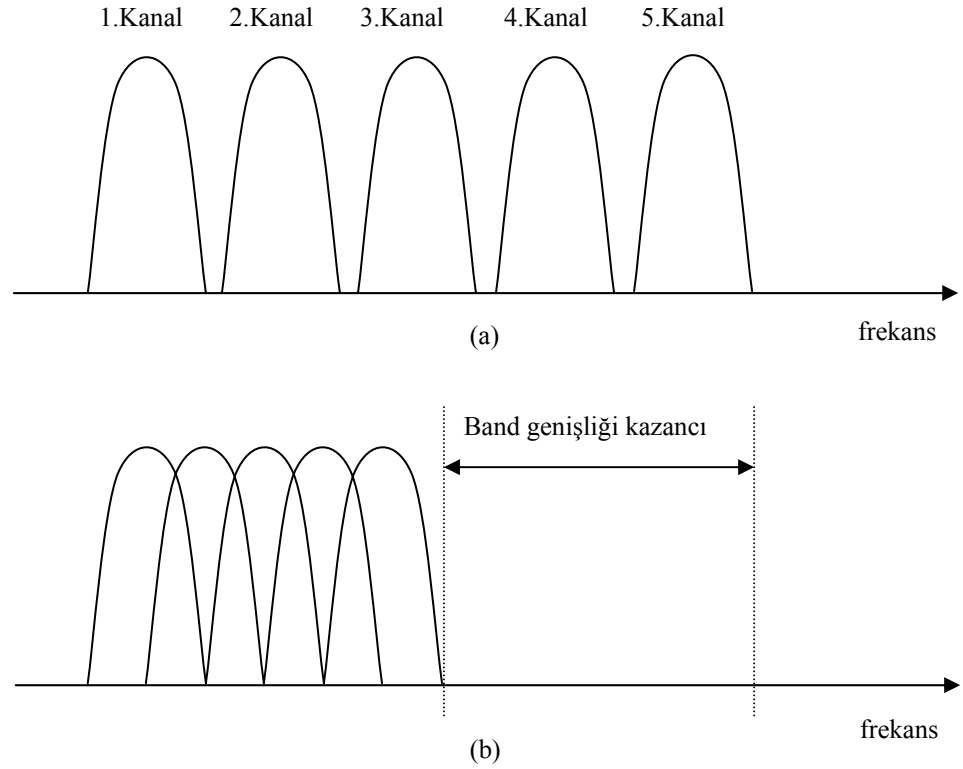
2. GENEL KISIMLAR

2.1. DİKGEN FREKANS BÖLMELİ ÇOĞULLAMA: OFDM

OFDM tek bir data dizisinin belli bir sayıdaki alt-taşıyıcılarla iletiildiği çok-taşıyıcıli iletişimin özel bir halidir. OFDM bir modülasyon çeşidi gibi görülebileceği gibi aynı zamanda bir çoklayıcı tekniği olarak da görülebilir. OFDM'in başlıca kullanılma sebeplerinden birisi, frekans seçici, sönümlmeli kanallara ve dar-band bozulmasına karşı sağlamlığıdır. Tek-taşıyıcıli sistemlerde, bir sönümleme ya da bozucu etki tüm iletim hattının etkileyerek iletişimi bozmakta, çok-taşıyıcıli sistemlerde ise sadece alt-taşıyıcıların çok az bir bölümü etkilenmektedir. Daha sonra, hata düzeltici kodlama yöntemleri ile bu çok az hata da kolaylıkla ortadan kaldırılabilir.

Klasik paralel veri sistemlerinde, toplam frekans bandı, N adet üst üste gelmeyen frekans alt-kanalına bölünür. Her alt-kanal, ayrı sembol için modüle edilir ve daha sonra N alt-kanalın frekansları çoğullanır. Kanallar arası bozulmayı önlemek için frekans spektrumunun üst üste gelmesini önlemek iyi bir fikir gibi görünse de bu yöntem, kanalın frekans spektrumunun verimli bir biçimde kullanılamamasına neden olmaktadır. Bu verimsizliği ortadan kaldırmak için 1960'ların ortasında paralel veri girişinin olduğu ve alt-kanalların üst üste bindiği frekans bölümlmeli çoğullama (FDM) yöntemi önerilmiştir

Şekil 2.1 geleneksel üst üste gelmeyen çok-taşıyıcıli sistemle frekansların üst üste geldiği modülasyon tekniği arasındaki farkı göstermektedir. Frekansları üst üste gelen yöntemin kullanılması band genişliğinde %50 lik bir kazanca sağlanmaktadır. Üst üste gelme yöntemini gerçeklemek için modüle edilmiş farklı taşıyıcılar arasında bir dikliğe gerek vardır, bu da kanallar arasındaki girişimin ihmal edilmesi anlamına gelmektedir.

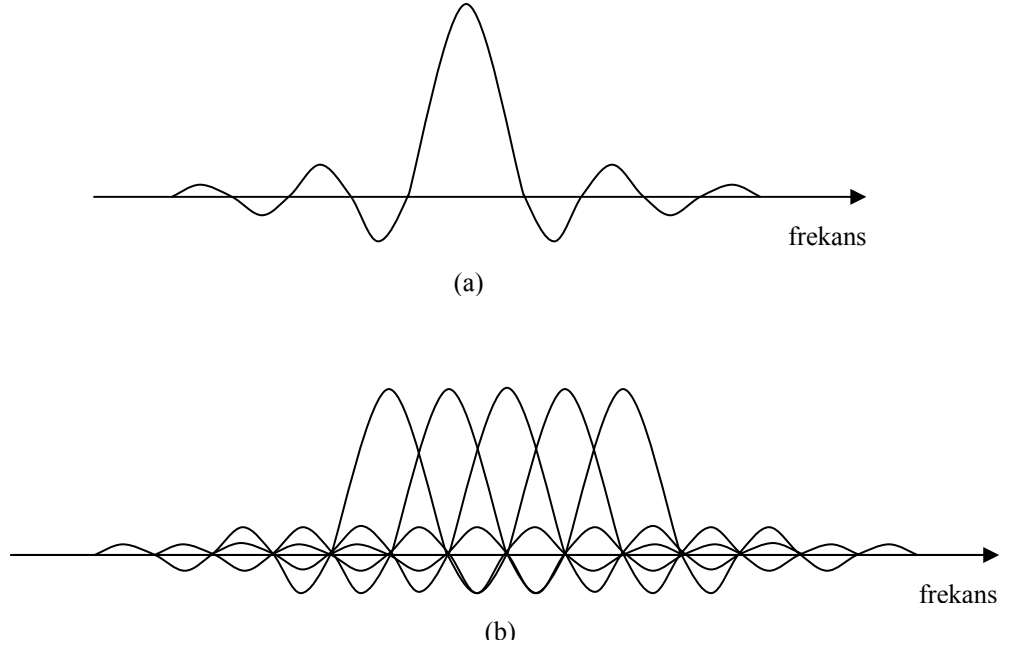


Şekil 2.1: (a) geleneksel çok-taşıyıcı tekniği (b) dik çok-taşıyıcı modülasyon tekniği

Diklik kelimesi, sistemdeki taşıyıcılar arasında tam bir matematiksel ilişki olduğunu gösterir. Normal bir FDM sisteminde, bir çok taşıyıcı, sinyallerin geleneksel filtre ve demodülatör yoluyla alınmasından dolayı boşa ayrılırlar. Bu tür alıcılarda taşıyıcılar arasına koruma bandı sokulur ve bu, frekans domeninde verimliliğin düşmesine sebep olur. Bir OFDM sinyalinde, her taşıyıcının kenar bandlarını üst üste getirecek ve sinyali hala bir bozulma olmadan alabilecek şekilde taşıyıcıları düzenlemek mümkündür. Bunu yapabilmek için taşıyıcıların bir birine dik olması gerekir. Alıcı bir demodülatörler kümesi gibidir, her sembol, taşıyıcı frekansları ile çarpılıp bir sembol periyodu süresince integre edilir. Farklı taşıyıcı frekansları ile çarpılanlar diklikten dolayı integralleri alındıktan sonra sıfır olurlar.

Bir çok araştırmacı yüksek verimlilikli dik frekanslı çok taşıyıcı sistemler üzerine çalışmışlardır. 1971 yılında Weinstein ve Ebert ayrık Fourier dönüşümünü (DFT) paralel data iletiminde modülasyon ve demodülasyonun bir parçası olarak kullanmışlardır. Şekil 2.2 (a) tek bir alt-kanalın frekans spektrumunu göstermektedir. Frekansları çoğullanmış OFDM sinyallerinin frekans spektrumu da Şekil 2.2 (b) de gösterilmektedir. Şekil 2.2 de tam orta frekanslarda herhangi bir girişim olmadığı

görülür. Bu yüzden, eğer alıcıda DFT kullanılır ve her alt-taşıyıcının orta frekansı ile korelasyonu hesaplanırsa, iletilen veri girişim olmadan elde edilebilir. Frekans bölümlenmeli çoğullamanın içerdiği alt-taşıyıcı osilatörlerin kümelerini ve demodülatörlerini ortadan kaldırmak için DFT'nin iyi bir uygulaması olan hızlı Fourier dönüşümü (FFT) tamamen dijital bir donanım olarak kullanılabilir.



Şekil 2.2: (a) bir OFDM alt-kanalının spektrumu (b) bir OFDM sinyalinin spektrumu

Günümüzde çok-geniş-ölçülü bütünleşme (VLSI) teknolojisindeki gelişmeler yüksek hızlı ve geniş boyutlu FFT çiplerinin ticari olarak alınmasını sağlamıştır. Hem alıcı hem de vericide FFT tekniğini kullanmak, işlem sayısını N^2 den $N \log N$ 'e indirmiştir.

1960'larda OFDM birçok askeri sistemlerde, 1980'lerde de yüksek hızlı modemlerde, dijital mobil haberleşmede ve yüksek yoğunluklu kayıtlarda kullanılmıştır. 1990'larda ise mobil radyo FM kanalları üzerinden geniş bantlı veri haberleşmesinde, yüksek bit oranlı sayısal alt-taşıyıcılı hatlarda (HDSL) asimetrik sayısal alt-taşıyıcılı hatlarda (ADSL), çok-yüksek-hızlı dijital alt-taşıyıcılı hatlarda (VLSI), sayısal ses yayıncılığında (DAB) ve yüksek tanımlı televizyon (HDT) yayıncılığında kullanılmıştır.

2.1.1. IFFT Kullanarak Alt Taşıyıcıların Üretilmesi

Bir OFDM işareti, faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) veya dördün genlik kiplenimi (QAM) kullanılarak module edilen alt taşıyıcıların toplamından oluşur. d_i karmaşık QAM sembolleri, N_s alttaşıyıcıların sayısı, T sembol süresi, ve f_c taşıyıcı frekansı olmak üzere $t = t_s$ 'de başlayan bir OFDM sembolü şöyle yazılabilir.

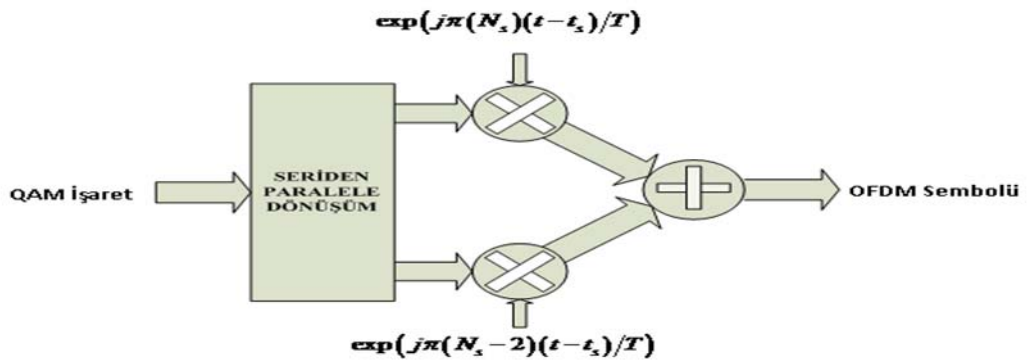
$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1)$$

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

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right), \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.2)$$

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

Literatürde, genelde (2.2)'de verildiği gibi, eşdeğer karmaşık temelbant gösterilimi kullanılır, ve burada gerçel ve sanal kısımlar, en son OFDM işaretini üretmek için istenilen taşıyıcı frekansının, sinüs ve cosinüsleriyle çarpılan OFDM sembolünün, eş evreli ve dik evreli kısımlarına denk gelmektedir. Şekil 2.1, OFDM modulatörünün çalışmasını bir blok çiziminde göstermektedir.



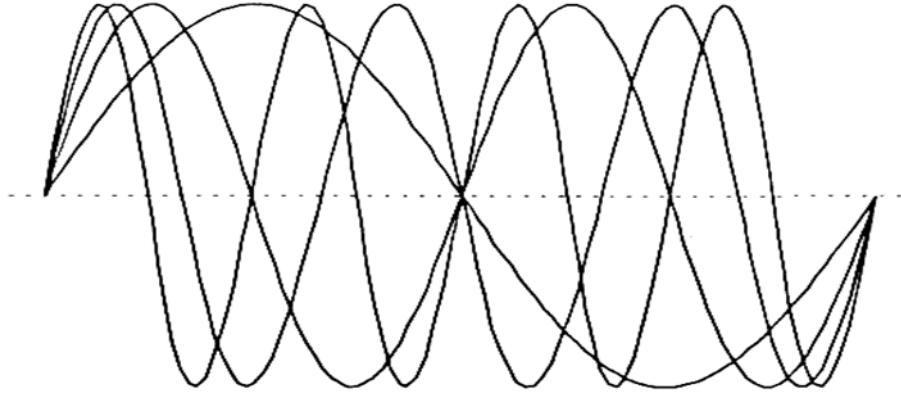
Şekil 2.3: OFDM modulatörü

Örnek olarak Şekil 2.4'te bir OFDM işaretinin dört alt taşıyıcısı görülmektedir. Bu örnekte bütün alt taşıyıcılar aynı faz ve aynı genliğe sahiptir. Fakat gerçekte, herbir alt taşıyıcı için genlikler ve fazlar farklı module edilebilir. Her bir alt taşıyıcının T aralığı içindeki periyotlarının sayısı tam sayı olduğu ve komşu alt taşıyıcılar arasındaki periyot farkının bir olduğu görülmektedir. Bu özellik, alt taşıyıcılar arasındaki dikliğe karşılık gelmektedir.

Örneğin, (2.2) ifadesindeki j . alt taşıyıcı işareti, j/T frekansıyla aşağı kaydırılarak demodüle edilip daha sonra işaret T saniye integre edilirse sonuç (2.3)'teki gibi yazılabilir. Ara sonuca bakarak karmaşık taşıyıcının T saniye üzerinden integre edildiği görülebilir. Demodüle edilmiş alt taşıyıcı j için bu integrasyon istenilen $d_{j+N/2}$ çıkışını verir.(sabit faktör T ile çarpılmıştır), Bu da özel alt taşıyıcı için QAM değeridir. Bütün diğer alt taşıyıcılar için integrasyon sıfırdır, çünkü $(i-j)/T$ frekans farkı integrasyon aralığı T içinde tam sayıda periyotlar üretir, böylece integrasyon sonucu sıfır olur.

$$\begin{aligned} & \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt \\ &= \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)\right) dt = d_{j+N_s/2} T \end{aligned} \quad (2.3)$$

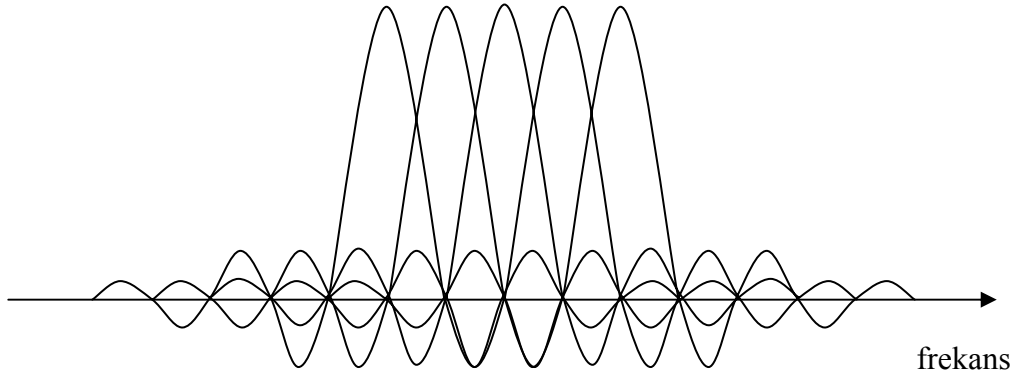
Farklı OFDM alt taşıyıcıların dikliği, başka bir yollada gösterilebilir. (2.1)'e göre, her bir OFDM sembolü, T saniye aralığı üzerinde sıfır olmayan alt taşıyıcılar bulundurur. Böylece, tek bir sembol izgesi, alt taşıyıcı frekanslarında bulunan Dirac darbeleri grubuyla, T saniye süresince 1, aksi halde 0 olan bir kare darbesinin izgesinin konvolüsyonuna eşit olmaktadır. Kare darbenin genlik izgesi, $\text{sinc}(\pi fT)$ 'ye eşittir, bu da $1/T$ 'nin tam sayı çarpımları olan bütün f frekansları için sıfırlara sahiptir. Bu etki şekil 2.4'te gösterilmiştir. Bu, herbir alt taşıyıcının sinc izgesinin, üst üste geçtiğini gösterir. Her bir alt taşıyıcı izgesinin en büyük değerinde, bütün diğer alt taşıyıcı izgeleri sıfırdır.



Şekil

2.4: Dört alt taşıyıcılı bir OFDM sembol örneği

Çünkü bir OFDM alıcısı, özellikle her bir alt taşıyıcının en büyük değerine karşı gelen izge değerlerini hesaplar ve böylece her bir alt taşıyıcıyı, diğer alt taşıyıcılardan hiçbir şekilde etkilenmeyerek demodule edebilir.



Şekil 2.5: OFDM alt taşıyıcılarının izgesi

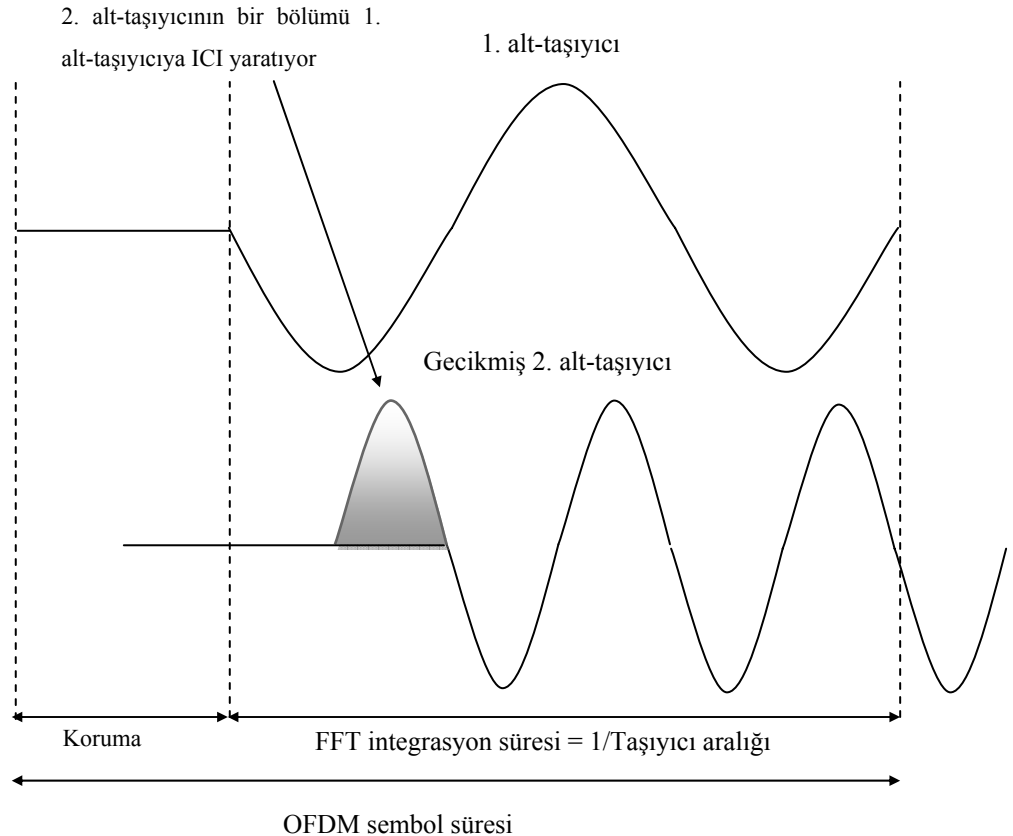
Şekil 2.5, semboller arası girişim olmayan bir darbe şekli için OFDM izgesinin Nyquist kriterini yerine getirdiğini göstermektedir. Dikkat edilirse, darbe şekli zaman alanında değil, Nyquist kriterinin genelde uygulandığı frekans alanındadır. Bu nedenle, burada karşılaşılan, semboller arası girişim (ISI) değil, bütün diğerlerinin sıfır geçişlerinde sadece bir alt taşıyıcının izgesinin en büyük değerini alması ile kaçınılan taşıyıcılar arası girişimdir (ICI).

2.1.2. Koruma Zamanı Ve Döngüsel Uzatma

OFDM'nin tercih edilmesinin en önemli sebeplerinden birisi de çoklu yol yayılma gecikmesinin üstesinden gelen en verimli yöntem olmasıdır. Giriş veri akışını N_s alt taşıyıcıya bölmekle sembol süresini, göreceli çoklu yol gecikme yayılımını, göreceli sembol zamanını N_s kat azaltmış olmaktadır. Semboller arası girişimi tamamen kaldırmak için her bir OFDM sembolü için koruma zamanı tanımlanmıştır.

Koruma zamanı beklenen yayılım gecikmesinden daha büyük seçilir, böylece bir sembole ait çoklu yol parçaları, diğer sembole girişim yapamaz. Koruma zamanı, sinyal hiç bozulmadan meydana getirilebilir. Ancak bu boş bölge, taşıyıcılar arası girişim (ICI) problemini ortaya çıkabilir. ICI farklı taşıyıcılar arası, artık dik kalamayacakları manasına gelen, çapraz karışmadır. Bu etki Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Bu örnek için "alt taşıyıcı 1" ve geciken "alt taşıyıcı 2" gösterilmiştir.

OFDM alıcısı , ilk alt taşıyıcıyı demodule etmeye çalıştığında ikinci alt taşıyıcıdan dolayı



Şekil 2.6: Koruma süresi boyunca hiç bir sinyal olmamasının çok-yollu ortamlardaki etkisi

kapasite kazancı sağlamak gibi amaçlarla çeşitli şekillerde gerçekleştirilmektedir. Genel olarak MIMO yöntemleri üç grupta toplanabilir. Birinci gruptaki yöntemler, uzlamsal çeşitliliği enbüyükleyerek güç verimliliğini amaçlamaktadır. Bu teknikte gecikme çeşitlemesi, uzay-zaman blok kodlaması (STBC) (Alamouti, 1998, Tarokh ve diğ., 1999b) ve uzay-zaman kafes kodlaması (STTC) (Tarokh ve diğ., 1998) kullanılmaktadır. İkinci gruptakiler, kanal kapasitesini artırmayı hedeflemekte ve bunun için katmanlı bir yaklaşım sergilemektedirler. Bu tür sistemlerin en bilinen örneklerinden biri Foschini (Wolniansky ve diğ., 1998) tarafından önerilen, uzlamsak çeşitlemenin çoğu zaman tam olarak sağlanamadığı V-BLAST (Dikey -Bell Laboratuvarları Katmanlı Uzay Zaman)'dır. Son grup ise kanal katsayılarının vericide biliniyor olmasını gerekli kılmaktadır. Bu yöntemde, kanal katsayı matrisi, tekil değer ayrışımı (SVD) kullanılarak ayrıştırılmakta, ayrışım sonucu elde edilen birimcil(unitary) matrisler alıcıda ve vericide ön ve son-süzgeçler olarak kullanılarak yakın kapasite(near capacity) elde edilebilmektedir (Ha ve diğ., 2002)

Bu bölümde, Son gelişmelerle birlikte OFDM sistemlerin başarımında ciddi bir artış sağlayan geniş bantlı MIMO-OFDM iletişim sistemleri, sistem modeli, eşzamanlama, sıklık kayması kestirimi, kanal kestirimi, uzay-zaman kodlama teknikleri konuları çerçevesinde ele alınacaktır.

2.3.2. MIMO-OFDM Sistem Modeli

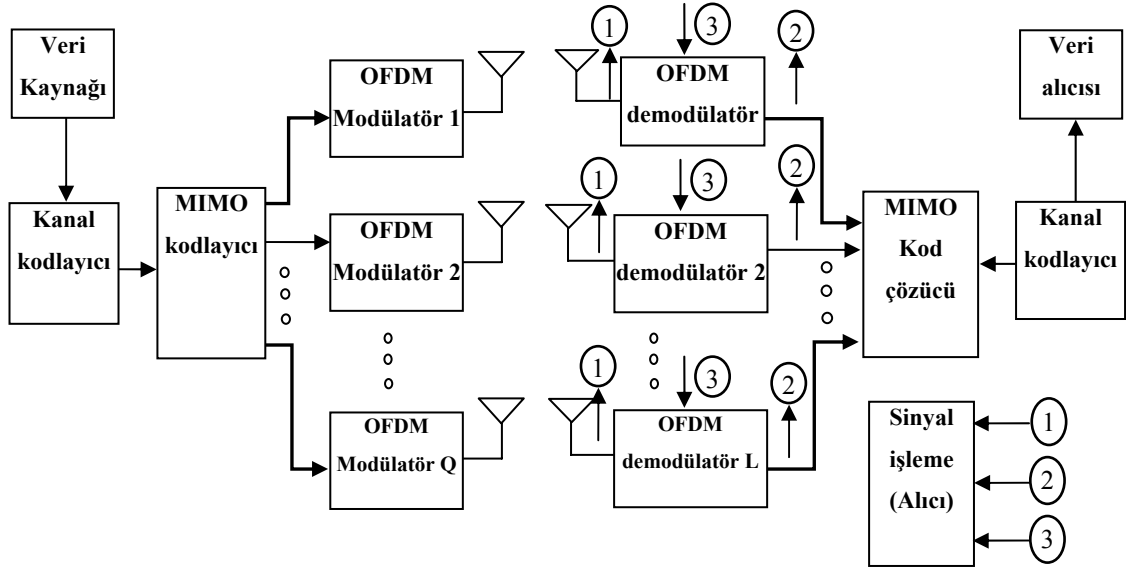
Çok taşıyıcılı bir iletişim sistemi, modülatör olarak ters hızlı Fourier Dönüşümü (IFFT), demodülatör olarak da hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) kullanılarak verimli bir şekilde gerçekleştirilebilir. Bu durumda, iletilen veri, frekans bölgesindeki katsayılardan; alıcıda IFFT sonrası elde edilen örnekler ise, iletilen dalganın zaman bölgesindeki örneklerinden oluşmaktadır. Şekil 2.8 tipik bir MIMO-OFDM sisteminin gerçekleşmesini göstermektedir.

N uzunluğunda veri sembol bloğu $X = \{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$ şeklinde gösterilsin. Bu durumda X bloğu, IFFT sonrası $x = \{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ şeklinde bir zaman dizisine dönüşecektir, yani,

$$x_n = \text{IFFT}_N \{X_k\}(n) \quad (2.4)$$

Kanalın yayılma gecikmesinden kaynaklanacak girişleri engellemek amacıyla döngüsel önek(CP) veya sonekden oluşacan bir koruma aralığı, X veri bloğuna eklenir. CP eklenmesi durumunda iletim dizisi şu şekilde olacaktır:

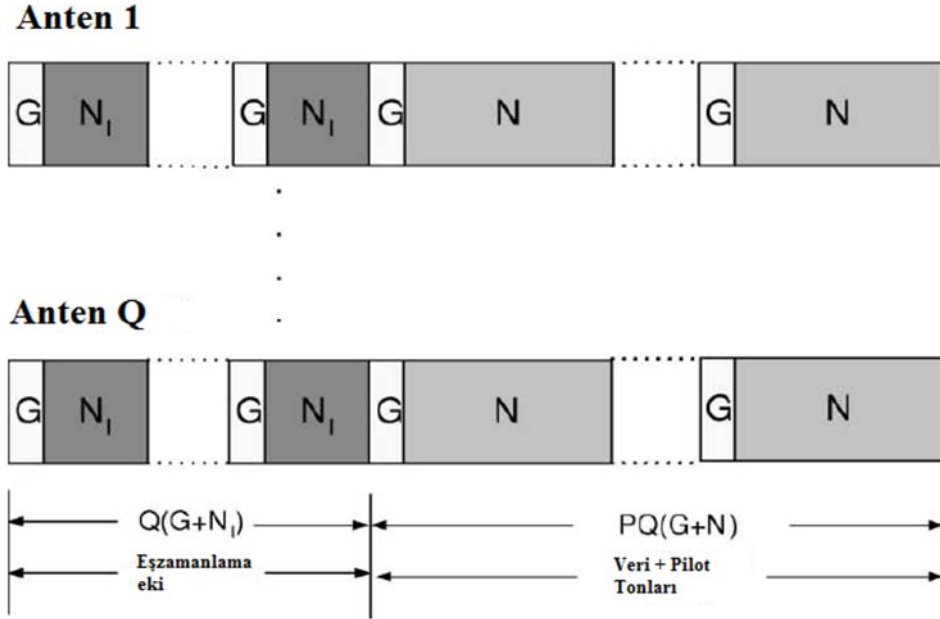
$$x_n^g = x_{(n)_N}, n = -G, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.5)$$



Şekil 2.8: Q tane verici ve L tane alıcı antenden oluşan bir MIMO-OFDM telsiz iletişim sistemi

(2.5)'de, G koruma aralığının, veya CP'nin, uzunluğunu; $(n)_N$ ise n 'nin N 'ye bölümünden kalanı göstermektedir. Daha sonra, gerçel ve sanal bileşenlerini üretmek için x^g , $1/T$ örnekleme aralığına sahip analog – sayısal çeviricilerden (ADC) geçirilerek karmaşık OFDM zarfı oluşturmakta ve bu zarf, RF taşıyıcıyı frekansına modüle edilerek antenden kanala verilmektedir. Kanalda semboller arası girişimden(ISI) korunabilmek için CP uzunluğu G 'nin, en az kanalın birim dürtü cevabı M kadar olması gerekmektedir, yani $M \leq G$ olmalıdır. Bir OFDM sembolünün iletimi için geçen $T_s = NT + GT$ süresi OFDM sembol süresi olarak adlandırılmaktadır. Kanal boyunca iletilen OFDM sembolü alıcıya geldiğinde temel banda demodüle edilip, ilk G sembol atıldıktan sonra N noktalı FFT'ye tabi tutulmaktadır. CP sayesinde, kanalın birim dürtü cevabı ile OFDM sembolü arasındaki doğrusal konvolüsyon, döngüsel konvolüsyona dönüşmektedir.

Tipik bir MIMO-OFDM sisteminin çerçeve yapısı şekil 2.9 de görülmektedir. OFDM eşzamanlama eki, $N_I + G$ uzunluğunda Q tane eğitim sembolünden oluşmaktadır. Burada $G \leq N_I \leq N$, $N_I = N/I$ ve I , N 'yi tam bölen bir tam sayıdır. Genellikle, koruma aralığı, eğitim sembolünde, normaldekinin iki katı uzunluğunda alınır.



Şekil 2.9: Tipik bir $Q \times L$ MIMO-OFDM sistemin çerçeve yapısı.

Öncelikle, MIMO-OFDM çerçevesinin eşzamanlama eki bölümünü ele alalım. $N_I + G$ uzunluğundaki eşzamanlama eki, her bir I katsayısı, belirli bir alfabeden seçilmiş sıfırdan farklı sembollerden, geriye kalanları da sıfırdan oluşan, N uzunluğundaki, frekans bölgesi iletim dizisidir. i . antenden iletilen frekans bölgesi eğitim dizisini $q=(c-1)Q + 1$ ve $c=1,2,3, \dots, Q$ olmak üzere $\{S_k^{(q)}\}_{k=1}^N$ şeklinde gösterilsin. N_I uzunluğundaki her bir zaman bölgesi eğitim sembolü dizisi, $\{S_k^{(q)}\}_{k=1}^N$ dizisinin, N noktalı IFFT' sini hesapladıktan sonra elde edilen dizinin ilk N_I elemanının alınıp gerisinin atılması ile elde edilir. Daha sonra bu N_I uzunluklu zaman bölgesi eğitim dizilerinin her birine CP eklenir. $\mathbf{H}_{i,j}$, i . verici anten ile j . alıcı anten arasındaki alt kanal katsayılarını; $\{R_k^{(l)}\}_{k=0}^{N_I-1}$

de l . alıcı antene gelen örnek dizisini gösterebilir. CP ler atıldıktan sonra, alınan $\{R_k^{(l)}\}_{k=0}^{N_I-1}$ örnekleri I defa tekrarlanıp N noktalı FFT alınarak

$$R_k^{(l)} = \text{FFT}_N \{r^{(l)}\}(k) \quad (2.6)$$

$$= \sum_{q=1}^Q H_k^{(q,l)} S_k^{(q)} + W_k^{(l)} \quad (2.7)$$

şeklinde demodüle edilir. Yukarıda, $k=0,1, \dots, N-1$ dir. k . alt taşıyıcı için demodüle edilmiş $(Q \times L)$ boyutundaki \mathbf{R}_k OFDM örnek matrisi, $(Q \times Q)$ boyutundaki \mathbf{S}_k iletim örnekleri matrisi, $(Q \times L)$ boyutundaki kanal katsayı matrisi \mathbf{H}_k ve $(Q \times L)$ boyutlu toplamsal \mathbf{W}_k beyaz Gauss gürültü matrisi cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Mody ve Stuber, 2001a).

$$\mathbf{R}_{k,Q \times L} = \mathbf{S}_{k,Q \times Q} \cdot \mathbf{H}_{k,Q \times L} + \mathbf{W}_{k,Q \times L} \quad (2.8)$$

(2.8)'teki \mathbf{R} , \mathbf{H} ve \mathbf{W} $Q \times L$ boyutundaki N tane matrisin veya $Q \times L$ tane N uzunluğundaki vektörün birleşiminden oluşan matrisler olarak görmek mümkündür.

2.3.3. MIMO-OFDM sistemler için eşzamanlama öneki tasarımı

En küçük kare (LS) kanal kestirim yöntemi, bütün $Q \times N_I$ boyutlu $\mathbf{S}_k^{(q)}$ eğitim sembol matrisleri, $q=(c-1)Q + k$, $k=1,2,3, \dots, N_I$, birimcil olmasını gerektirir, bu sebeple kanal kestirimi için sadece Q tane OFDM sembolüne ihtiyaç duyulmaktadır (Mody ve Stuber, 2001b) Herbir \mathbf{S}_k 'yi köşegen matris yapmak basit bir çözüm olmakla birlikte, eşzamanlama öneklerinin bütün antenlerden iletilmesi halinde elde edilebilecek güç başarımına yakın bir başarımla elde edebilmek için, öneklerin $10 \log_{10} Q$ dB seviyesinde bir güce yükseltilmesi gerekmektedir. Bu da güç kuvvetlendiricilerinin dinamik eriminde istenmeyen bir artışa sebep olmaktadır. Sonuç olarak, tasarım için önerilecek yöntemlerin, verilerin her bir antenden iletimini, \mathbf{S}_k matrislerinin birimcil özelliğini koruyarak sağlamaları gerekmektedir. Bu gereksinime cevap verecek STBC tabanlı bir yaklaşım Tarokh tarafından önerilmiştir (Tarokh ve diğ., 1999a, 1999b). $Q=2, 4$ and 8 için dik tasarım mümkündür. Örneğin, $Q=2$ ve 4 için, eşzamanlama önekleri aşağıdaki yapıda seçilebilir.

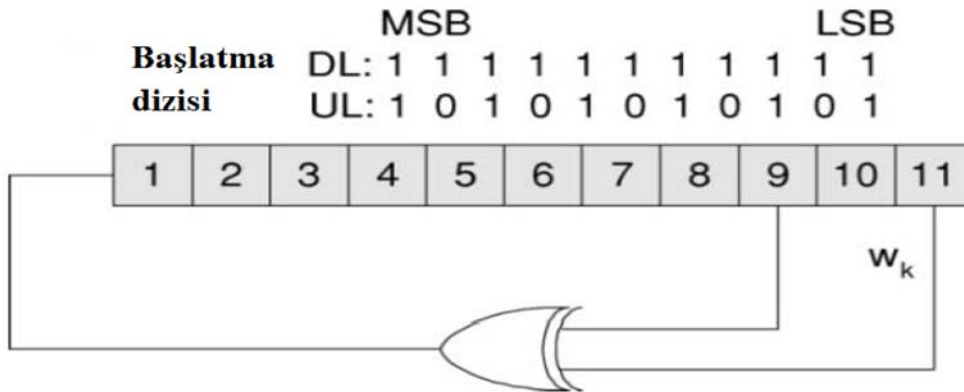
$$\mathbf{S}_{AS} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 \\ -\mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{S}_{TS} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 \\ -\mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 & -\mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 \\ -\mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 & -\mathbf{S}_1 \\ -\mathbf{S}_1 & -\mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Yukarıda, \mathbf{S}_1 , N_I uzunluğundaki \mathbf{S}_k vektörü ve $k=1,2,\dots,N_I$ 'dir. Bu şekildeki tasarımlar birimcil \mathbf{S}_k matrislerini sonuç vermektedir. Görüldüğü gibi, bütün antenlerden aynı diziyi bu şekilde göndermek, eşzamanlama için oldukça avantaj sağlamaktadır. $Q=8$ için de benzer bir yapı vardır. Q 'nun diğer değerleri için LS kestirimi, Q taneden fazla eğitim dizisi ileterek veya eğitim sembolleri matrisini, Gram–Schmidt dikleştirme yöntemiyle birimcil hale getirerek yapılabilmektedir (Mody ve Stuber, 2001a).

2.3.3.1. Pilot Yerleşimi

Zamanka değişen bir kanalda, kanal katsayılarının sürekli takip edilmesi gerekmektedir. Bu işlem bilinen pilot sembollerinin sabit veya değişken alt taşıyıcı konumlarına yerleştirilmesi ile yapılabilir. Örneğin, IEEE 802.16a standardında 8 pilotun sabit konumalara, { 2., 36., 60., 84., 172., 196., 220., 244. }, (256 alt taşıyıcı olduğu kabul edilmiştir.) yerleştirilmesi tavsiye edilmiştir. Şekil 2.10'da, IEEE 802.16a standardında kullanılan pilot dizisi üretme yöntemi gösterilmektedir. yer-uydu(UL, uplink) ve uydu-



Şekil 2.10: IEEE 802.16a standardında kullanılan pilot dizisi üretme yöntemi.

yer(DL, downlink) bağında, kaydıran yazmaç şekilde görülen dizi ile başlatılmaktadır. P_n çıkışında, 0' lar +1' e, 1'ler ise -1' e atanmaktadır. $Q=2$ ve $Q=4$ antenli bir MIMO sistemde , p_n pilot dizisi, (2.9) ve (2.10) deki yapıları oluşturabilmek için sırasıyla uzayda ve zamanda kodlanabilir ve böylelikle basit LS kestirimine imkan verilebilir. Pilot yerleşimi ile ilgili detaylı bilgi (Mody ve Stuber, 2003)'de bulunabilir.

2.3.3.2. Edinim Kipinde (Acquisition Mode) Eşzamanlama

Zaman ve frekans eşzamanlama sıralı olarak aşağıdaki adımlarla gerçekleştirilir (Mody ve Stuber, 2002).

1. Adım: Kaba Zaman Eşzamanlama ve İşaret Sezimi

Kaba zaman edinimi ve işaret sezimi, OFDM çerçevesinin başında, yaklaşık bir örnek erimi üzerinde gerçekleştirilir. Eş zamanlama örnekindeki CP sebebiyle, kaba zaman edinimi, G uzunluğundaki bir pencere boyunca aralarında N_I mesafesi olan örnekleri ilintilendirerek gerçekleştirilir.

$$n_{j,kaba} = \arg \max_n \{ \phi_{j,n} \} \quad (2.11)$$

Yukarıda , $\phi_{j,n} = \sum_{k=0}^{G-1} (r_{j,n+k}^* \cdot r_{j,n+k+N_I})$ dir. $\phi_{j,n}$ 'i enbüyüklemenin yanında, yanlış uyarı olasılığını düşürmek için belli bir eşik enerji seviyesinin aşılması gerekir. İlinti penceresinin enerjisinin %10'nu, eşik değer olarak seçilebilir.

2. Adım: Zaman Bölgesinde Frekans Kayması Kestirimi

Alıcıdaki ve vericideki yerel osilatörler arasındaki frekans kayması, zaman bölgesine $\theta = 2\pi\gamma N_I / N$ şeklinde faz kayması olarak yansımaktadır. γ , frekans kayması olup, gerçek frekans kaymasının, altaşıyıcı frekans aralığına oranı olarak tanımlanır. altaşıyıcı frekans aralığınının $\pm I / 2$ civarındaki frekans kaymasının kestirimi, (2.11) deki özilinti foksiyonununun fazı üzerinden aşağıdaki şekilde gerçekleştirilir.

$$\hat{\gamma}_j = \frac{I}{2\pi} \angle \{ \phi_{n_{j,kaba}} \} \quad (2.12)$$

$n_{j,kaba}$, en iyi kaba zaman erimi anı ve $I=N/N_I$ dır. Kestirilen frekans kayması, alıcıya gelen örneklerden, hem önekin hem de verinin $e^{-j2\pi\hat{\nu}N_I/N}$ ile çarpılmasıyla çıkarılmış olur. Dikkat edilecek olursa, eğitim sembolünün uzunluğu I oranında düşürülürse, zaman alanında frekans kestiriminin erimi I oranında artacaktır.

3. Adım: *Frekans Kayması Kalanı Düzeltmesi*

Frekans kaymasının zaman bölgesindeki kestirimin erimi yetersiz olduğunda, frekans bölgesinde düzelme işlemine devam edilebilir. Aynı $\{S_k^{(q)}\}_{k=1}^N$ eğitim dizisinin tüm antenlerden iletiildiği kabul edilsin. Bu durumda, frekans kaymasının kalanı (alttaşıyıcı frekans aralığının bir tam katı) , alıcıya gelip 2. adımdaki frekans düzeltmesi sürecinden geçmiş ve demodüle edilmiş sembol dizisinin, $\{S_k^{(q)}\}_{k=1}^N$ ile döngüsel çapraz ilintisinin hesaplanmasıyla kestirilebilir. Yani,

$$\chi_k = \sum_{n=0}^{N-1} S_{(k+n)_N}^{(q)*} R_n^{(1)c} \quad (2.13)$$

$$R_n^{(1)c} = \text{FFT}_N \left\{ r_n^{(1)} e^{-j2\pi\hat{\nu}_{ML}n/N} \right\} \quad (2.14)$$

Frekans kayması kalanının kestirimi, $\hat{\Gamma} = \arg \max \{|\chi_k|\}$ şeklinde yapılır. Böylelikle frekans kaymasının kesirli kısmı, 2. adımda, tam kısmı ise 3. adımda, kestirilmiş olmaktadır.

4. Adım: *Hassas Zaman Eşzamanlaması*

Hassas zaman edinimi, OFDM çerçevesindeki kullanışlı bölümüm başlangıcını bir kaç örnek hatayla belirlemeyi amaçlar. Frekans kayması çıkarıldıktan sonra zaman eşzamanlaması, frekans ilintili örnekler ile eşzamanlama önekinin çapraz ilintisi hesaplanarak gerçekleştirilir. Hassas zaman eşzamanlamasının ölçüsü şu şekilde verilebilir:

$$n_{j,hassas} = \arg \max_n \{ \psi_{j,n} \} \quad (2.15)$$

Yukarıda, $\psi_{j,n} = \sum_{q=1}^Q \left| \sum_{k=0}^{N_I-1} (s_{q,k}^* \cdot r_{j,n+k}) \right|$ dir. İki, dört veya sekiz anten kullanan sistemlerde, dik tasarım sayesinde, alıcı anten başına sadece bir çapraz ilinti hesaplaması yeterli olacaktır. Yine burada da alınan N_I tane örneğin enerjisinin %10'nu, eşik değeri olarak seçilebilir. Hassas zaman eşzamanlaması, hesaplama açısından maliyetli olduğu için, kaba zaman eşzamanlaması anı $n_{j,kaba}$ çevresine yerleşen bir pencere içinde yapılır.

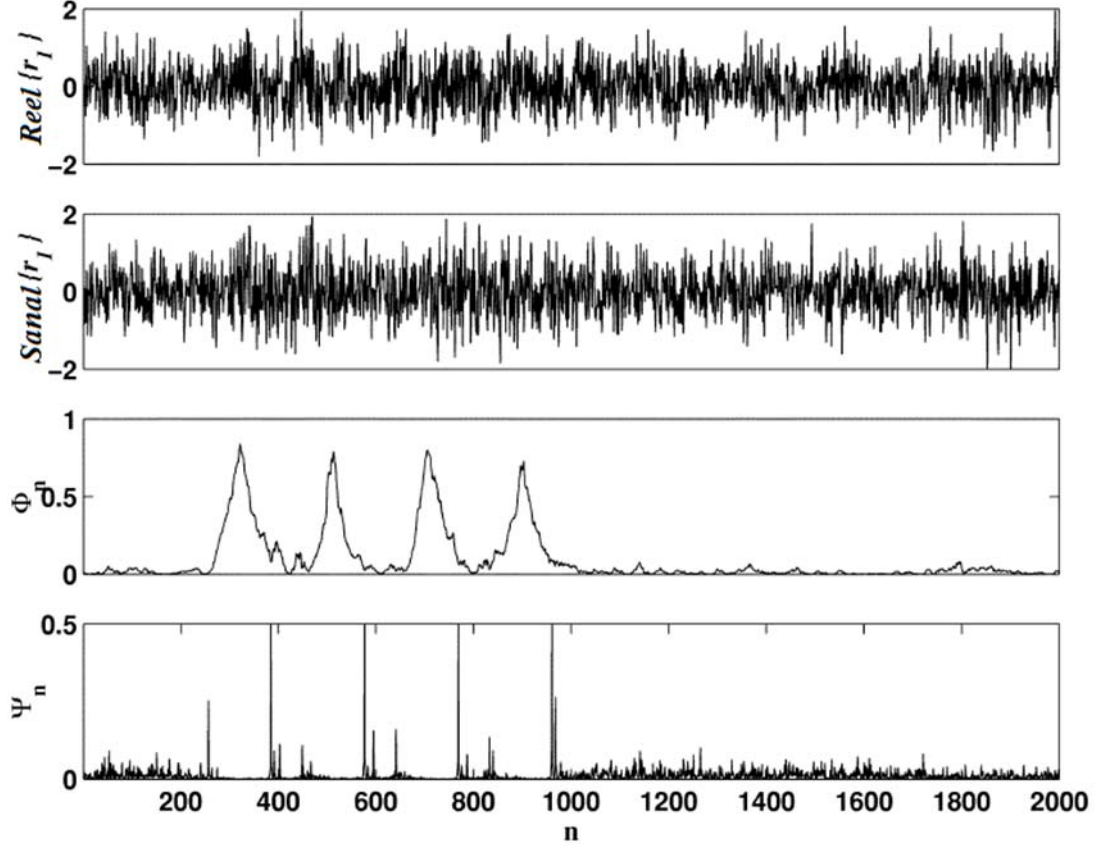
Sonuç olarak, tam zaman eşzamanlama anı, alıcının tamamı için $n_{tam} = (1/L) \sum_{j=1}^L n_{j,hassas}$ şeklinde seçilir. tam zaman eşzamanlama anına, birkaç örnekten oluşan negatif kayma eklenerek, bütün alıcılar için, OFDM sembollerinin, ISI'dan korunmuş olması garantilenmiş olur.

Örnek

Özellikleri Tablo 2.5'de yer alan SUI-4 kanalında, 5.8 GHz taşıyıcı frekansıyla çalışan 2×2 ve 4×4 MIMO-OFDM sistemlerini ele alalım. Bu örnekte, OFDM işaretinin 4.0 GHz'lik bir bandı kapladığı varsayılmış, ilintisiz frekans kayması, $(\gamma + \Gamma)$, alttaşıyıcı aralığının 1.25 katı, bir OFDM bloğunun boyutu $N=256$ ve koruma aralığı $N/4 = 64$ olarak alınmıştır. Eşzamanlama örneğinin boyutu N 'den $N/2$ ve $N/4$ 'e değişmekte olup örnek yerleşim periyodu P on olarak seçilmiştir. Verileri kodlamak için, Alamouti STBC kullanılmış olup kod oranları, 2×2 sistem için 1, 4×4 sistem için ise $3/4$ dür (Tarokh ve diğ., 1999a). Veriler, 16-QAM ile modüle edilmiştir, herhangi bir kanal kodlaması kullanılmamıştır. Örnekler kullanılarak yapılan LS kanal kestirimi bütün çerçevenin işlenmesinde kullanılmıştır (Mody ve Stuber, 2002). $N_I < N$ boyutundaki eğitim dizisi için, frekans alanında doğrusal aradeğerleme ve dışdeğerleme yapılmıştır. Band köşelerindeki kanal kestirimleri aynen bırakılıp, geri kalanların aşağıdaki şekilde ortalaması alınarak frekans alanı düzleştirilmesi uygulanmıştır.

$$\hat{H}_k^{(q,j)} = \frac{H_{k-1}^{(q,j)} + H_{k+1}^{(q,j)}}{2} \quad (2.16)$$

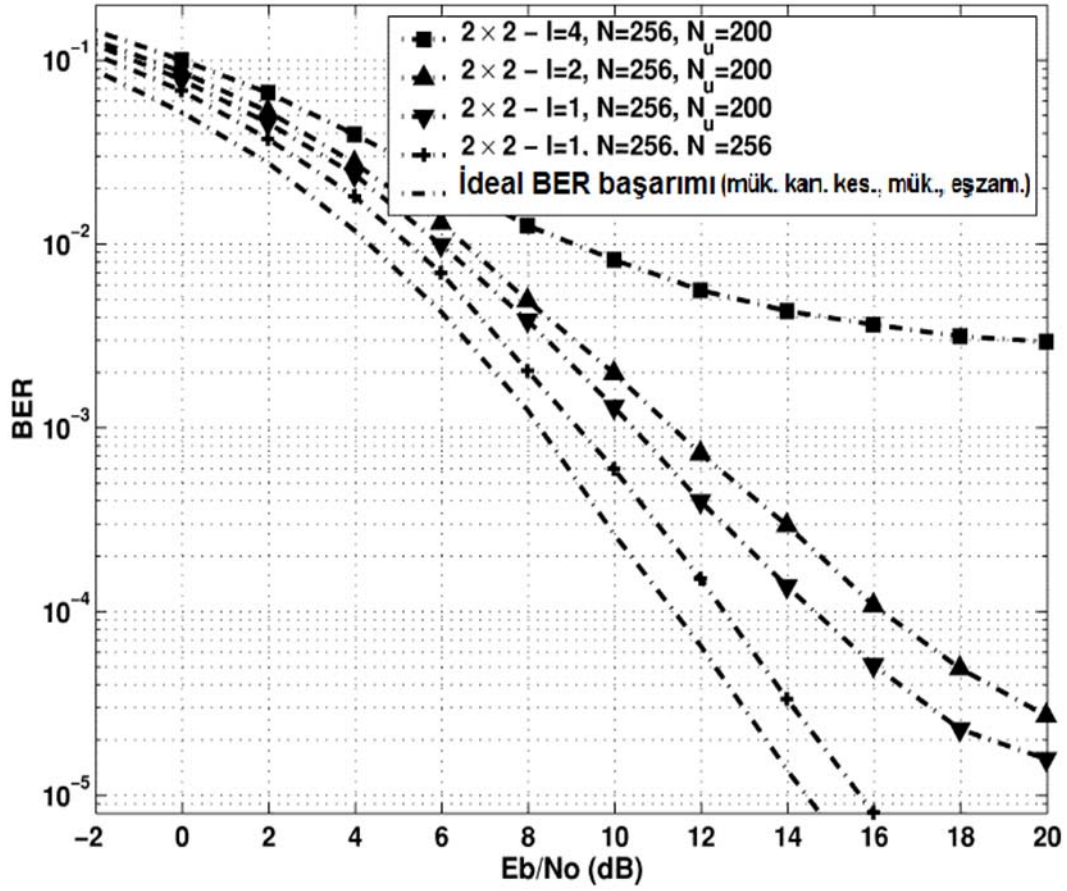
Şekil 2.11’de bir 4×4 MIMO-OFDM sistemi için kaba ve hassas eşzamanlama başarımları görülmektedir. $N_T=128$, $I=2$ ve $SNR=10$ dB olarak alınmıştır. Şekil 2.12’de bir 2×2 MIMO-OFDM sistem için toplam bit hata oranı (BER) görülmektedir.



Şekil 2.11: 4×4 MIMO-OFDM sistemi için kaba ve hassas eşzamanlama başarımları.

$N_T=128$, $I=2$ ve $SNR=10$ dB

Tablo 2.5 : SUI Kanal Modeli				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Birimler
Gecikme	0	1.5	4.0	μs
Güç (omni anten)	0	-4	-8	dB
Dopler f_m	0.2	0.15	0.25	Hz



Şekil 2.12: 2×2 MIMO-OFDM sistem için toplam bit hata oranı (BER)

2.3.4. MIMO-OFDM Sistemlerde Kanal Kestirimi

MIMO-OFDM sistemlerde uzay-zaman kodlaması için vericide, işaret sezimi için de alıcıda, kanal durum bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu bilginin doğruluk derecesi tüm sistemin başarımını doğrudan etkilemektedir. Bu bölümde, literatürde yer bulmuş bazı MIMO-OFDM kanal kestirim yaklaşımları özetle ele alınacaktır.

2.3.4.1. Temel Kanal Kestirimi

Daha önceden de bahsedildiği gibi, Q tane verici antenden oluşan bir MIMO sistemde, n . OFDM bloğu için her verici antenden gelen k . altkanal işareti, şu şekilde yazılabilir:

$$R_{n,k} = \sum_{q=1}^Q H_{n,k}^{(q)} S_{n,k}^{(q)} + W_{n,k}^{(l)} \quad (2.17)$$

$H_{n,k}^{(q)}$, q . verici antenden gelen n . OFDM bloğunun k . altkanalına ait frekans cevabını, $W_{n,k}^{(l)}$ ise toplamsal Gauss gürültüsünü göstermektedir. MIMO sistemlerde kanal kestirimindeki zorluğu alınan her işaretin birden fazla kanaldan gelmesi oluşturmaktadır.

Farklı frekanslardaki kanal cevapları ilintili olduğundan dolayı, farklı altsayıcılardaki kanal parametreleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$H_{n,k}^{(q)} = \sum_{m=0}^{N_0-1} h_{n,m}^{(q)} W_N^{km} \quad (2.18)$$

$k=0, 1, \dots, N-1$, $q=0, 1, \dots, Q-1$; N_0 , telsiz kanalın geçikmesi ile OFDM sembol süresinin oranına bağlı bir parametre ve $W_N = e^{-j2\pi/N}$ dir. Görüldüğü gibi, $H_{n,k}^{(q)}$ 'yu elde etmek için $h_{n,m}^{(q)}$ 'yu kestirmek yeterli olacaktır.

Eğer q . Antenden gelen $X_n^{(q)}$ işareti, $q=1, \dots, Q^2$ için bilinirse, $\tilde{h}_{n,m}^{(q)}$, $h_{n,m}^{(q)}$ 'nin zamansal bir kestirimi, aşağıdaki maliyet fonksiyonunun enküçüklenmesi ile elde edilebilir:

$$\sum_{k=1}^{N-1} \left| R_{n,k} - \sum_{q=1}^Q \sum_{m=0}^{N_0-1} \tilde{h}_{n,m}^{(q)} W_N^{km} x_{n,m}^{(q)} \right|^2 \quad (2.19)$$

(Li ve diğ., 1999)'deki hesaplamanın sonucu dorudan

$$\begin{pmatrix} \mathbf{A}_n^{(11)} & \dots & \mathbf{A}_n^{(Q1)} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{A}_n^{(1Q)} & \dots & \mathbf{A}_n^{(QQ)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_n^{(1)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}_n^{(Q)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{b}_n^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_n^{(Q)} \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

veya

$$\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_n^{(1)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}_n^{(Q)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_n^{(11)} & \cdots & \mathbf{A}_n^{(Q1)} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \mathbf{A}_n^{(1Q)} & \cdots & \mathbf{A}_n^{(QQ)} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{b}_n^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_n^{(Q)} \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

Şeklinde yazılabilir. Yukarıdaki eşitliklerde yer alan $\tilde{\mathbf{h}}_n^{(j)}$, $\mathbf{A}_n^{(ij)}$ ve $\mathbf{b}_n^{(j)}$ sırasıyla aşağıdaki gibi tanımlanırlar:

$$\tilde{\mathbf{h}}_n^{(q)} = \left(\tilde{h}_{n,0}^{(q)}, \dots, \tilde{h}_{n,N_0-1}^{(q)} \right)^T \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} a_{n,m}^{(i,j)} &= \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k}^{(i)} x_{n,k}^{(j)*} W_N^{-km} \\ \mathbf{A}_n^{(i,j)} &= \left(a_{n,m_1-m_2}^{(i,j)} \right)_{m_1, m_2=0}^{N_0-1} \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{b}_n^{(q)} = \left(b_{n,0}^{(q)}, \dots, b_{n,N_0-1}^{(q)} \right)^T \quad (2.24)$$

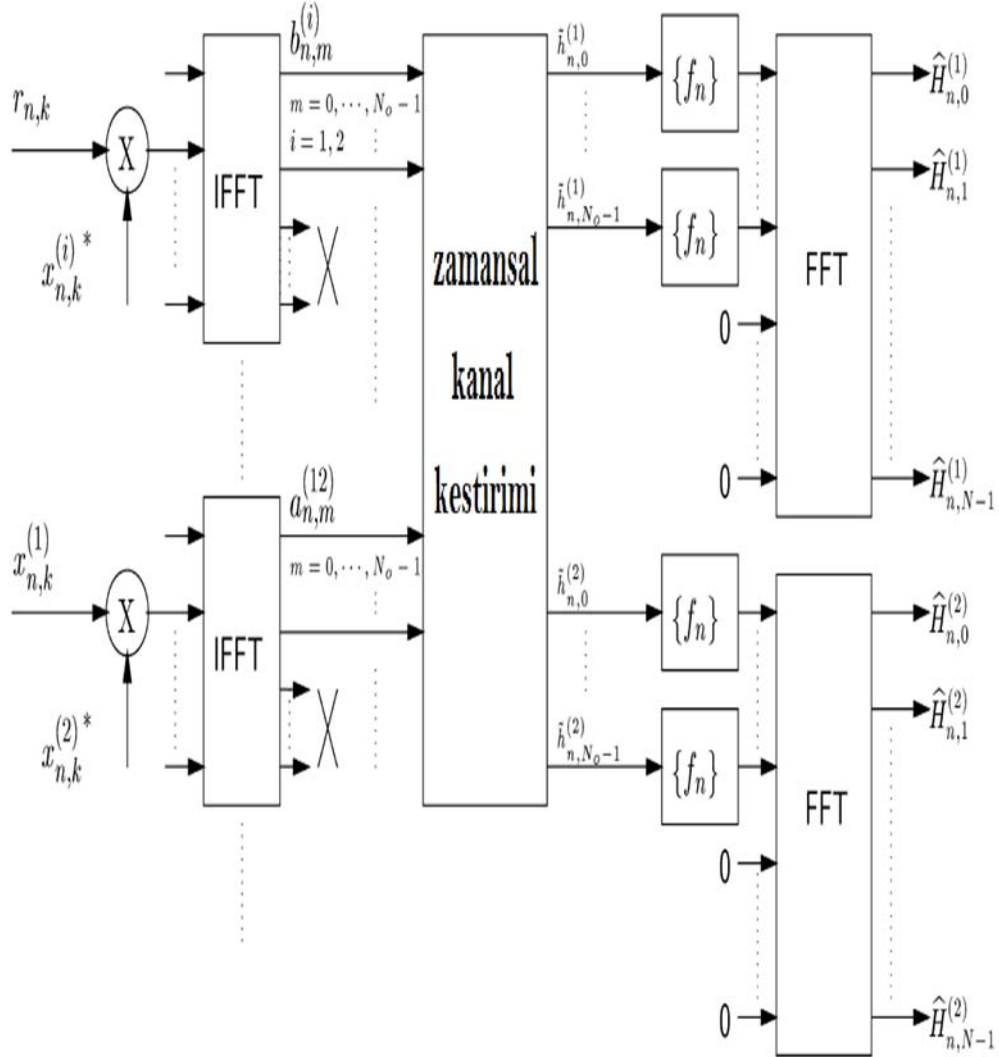
(Li ve diğ., 1998)'de geliştirilen, kanal parametrelerinin zaman ilintisini temel alan yöntem ile, kanal parametrelerinin geçiçi kestiriminden, gürbüz kestirimini elde etmek mümkündür. n . OFDM sembolündeki kanal parametrelerinin gürbüz kestirimi,

$$\hat{h}_n^{(i)} = \sum_{l \geq 0} f_l \tilde{h}_{n-l}^{(i)} \quad (2.25)$$

işlemlerle elde edilir. Yukarıdaki eşitlikte, f_l 'ler ($l \geq 0$) gürbüz kanal kestirimcisinin katsayılarıdır (Li ve diğ., 1999, Li ve diğ., 1998).

Şekil 2.13, iki tane verici anteni olan bir MIMO-OFDM sistemi için temel kanal kestirimcisinin blok çizeneğini göstermektedir. Şekildeki sistemin zamansal kanal kestirimini elde etmek için $2N_0 \times 2N_0$ boyutunda matris tersi hesabı gerekmektedir. Genel olarak, Q tane verici antenin olduğu bir MIMO-OFDM sistemde, tersinin hesaplanması gereken matrisin boyutu $QN_0 \times QN_0$ olmaktadır. Hesap yoğunluğunu düşürmek için, yeterli-tap-yakalama kestirimcisi (Li ve diğ., 1999)'de sunulmuştur.

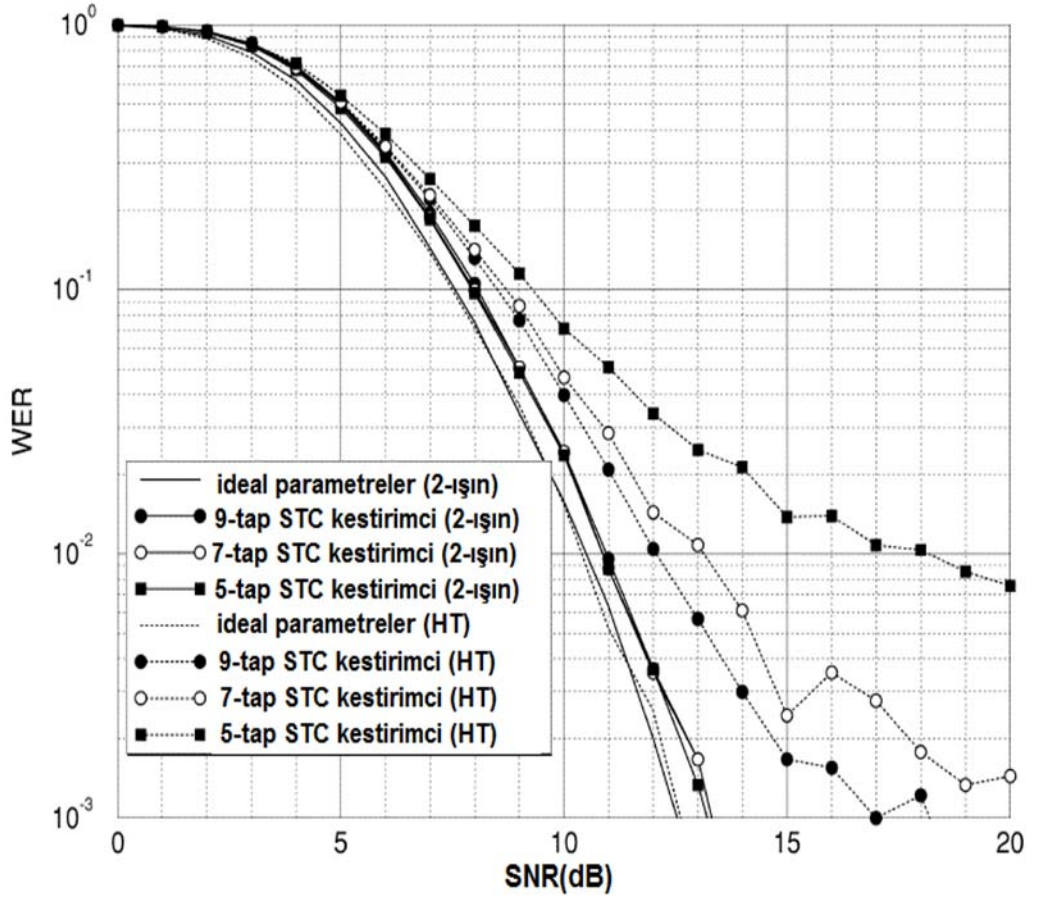
Kanal kestirim hatasının, MIMO-OFDM sistemin başarımını, nasıl etkilediğini görmek için (Li ve diğ., 1999, Li ve diğ., 1998)'deki OFDM sistem parametreleri baz alınarak, bir uzay-zaman kodlamalı 2×2 MIMO-OFDM sisteminin benzetimi yapılmıştır. Benzetimde, alttaşıyıcı sayısı 128, CP örnek sayısı 8, sembol süresi $160 \mu s$ ve koruma aralığı $160 \mu s$ olarak alınmıştır. Bu durumda toplam blok uzunluğu $T_f = 200 \mu s$ ve



Şekil 2.13: iki tane verici anteni olan bir MIMO-OFDM sistemi için temel kanal kestirimcisinin blok çizeneğini.

altkanal sembol oranı $r_b = 5$ kbaund olacaktır. Modülasyon olarak 4-PSK kullanılmıştır. Özetle, hızı, 800 kHz'lik bir kanalda 1.18 Mb/s ve bant genişliği verimi 1.475 b/s/Hz olan bir sistemim benzetimi yapılmıştır.

Şekil 2.14a, iki-ışın(two-ray) ile COS207 HT kanallarının başarımını (geçikme profili $f_d=40$ Hz) karşılaştırmaktadır. Şekilden, kod çözmede, önceki OFDM bloğunun ideal parametreleri kullanıldığında, aynı başarıyı gösterdikleri görülmektedir. Ancak, kestirilen parametreler kullanıldığında, iki-ışın profili, HT profilinden daha iyi başarımlar göstermektedir ki Şekil 2.14b de görüldüğü gibi, kestirimci, iki-ışın profili için daha düşük MSE'ye sahip olduğundan bu beklenen bir sonuçtur. Yedi-tap veya dokuz-tap yeterli-tap-yakalama tekniği (Li ve diğ., 1999) kullanıldığında, %10'luk WER için



Şekil 2.14a: İki-ışın(two-ray) ile COS207 HT kanallarının başarımını (geçikme profili

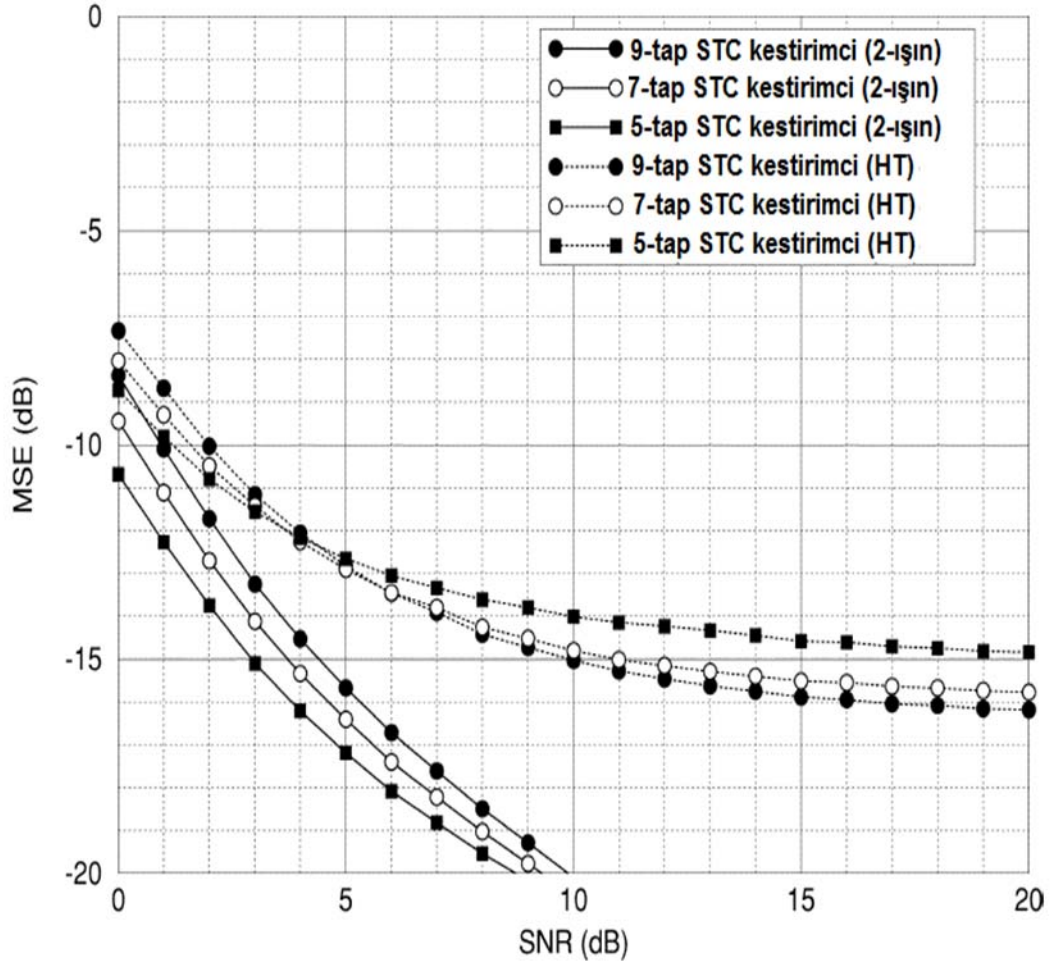
$$f_d = 40 \text{ Hz})$$

gerekli SNR iki-ışın profilinde 8dB, COS207 HT profilinde 8.6 dB olmaktadır.

2.3.4.2. Kanal Kestirimi için Optimum Eğitim Dizisi

Bu bölümde, temel kanal kestirimini basitleştirecek ve kestirim başarımını optimize edecek optimum eğitimden bahsedilecektir.

Kolaylık sağlaması için modüleli işaretin sabit genliğe sahip olduğu, $|x_{n,k}^{(q)}| = 1$, varsayılacaktır. (2.23)'den, $\delta[m]$ birim darbe fonksiyonu olmak üzere,



Şekil 2.14b: İki-ışın(two-ray) ile COS207 HT kanallarının MSE'si, $f_d = 40 \text{ Hz}$.

$$a_{n,m}^{(i,i)} = N\delta[m]. \quad (2.26)$$

Sonuç olarak, I , $N_0 \times N_0$ boyutunda birim matris olma üzere, $A_n^{(i,i)} = MI$. $\{x_{1,k}^{(q)}\}$ eğitim dizisi, $i \neq j$ için $A_1^{(i,j)} = 0$ olacak şekilde seçilirse, $\tilde{h}_1^{(i)} = (1/N)b_1^{(i)}$ olacaktır ve böylece matris tersi hesabına gerek kalmayacaktır.

$q \geq 2, i \neq j$ için $A_1^{(i,j)} = 0$ ve $|x_{1,k}^{(q)}| = 1$ şartlarında, $x_{1,k}^{(q)}$ 'yi bulmak için, $|m| \leq N_0 - 1, m \equiv N + m, m < 0$ şartı altında $a_{1,m}^{(i,j)} = 0$ denklemini çözmek yeterli olacaktır.

$A_1^{(i,j)} = 0$ şartını sağlayacak eğitim dizisini oluşturmak için, öncelikle birinci antenden gönderilecek eğitim dizisinin, $x_{1,k}^{(q)}$, zaman ve frekans eşzamanlaması ve düşük PAPR (tepe ve ortalama güç oranı) gibi diğer özellikler açısından iyi olduğunu varsayalım.

Verici anten sayısı $Q \geq N/N_0$ olan bir MIMO-OFDM sistem için

$$x_{1,k}^{(q)} = x_{1,k}^{(1)} W_N^{-N_0(q-1)k} \quad (2.27)$$

olsun. ($q = 2, \dots, Q$, $\bar{N}_0 = \lfloor N/Q \rfloor \geq N_0$, $\lfloor z \rfloor$: z 'den büyük olmayan en büyük tamsayı)
) Bu durumda $i \leq j$ için

$$a_{n,m}^{(i,j)} = N\delta[m - \bar{N}_0(j-i)] \quad (2.28)$$

$1 \leq j-i \leq p-1$ olduğu için

$$\bar{N}_0(j-i) \geq \bar{N}_0 \geq N_0 \quad (2.29)$$

ve

$$\bar{N}_0(j-i) \leq \bar{N}_0(p-1) = \bar{N}_0 p - \bar{N}_0 \leq N - N_0. \quad (2.30)$$

Sonuç olarak, $|m| \leq N_0 - 1$ için $a_{1,m}^{(i,j)} = 0$ olmakta, bu da $A_1^{(i,j)} = 0, i \leq j$ sonucunu doğurmaktadır. $i \geq j$ durumu için, $A_1^{(i,j)} = (A_1^{(j,i)})^H = 0$ ve dolayısıyla $i \neq j$ için $A_1^{(i,j)} = 0$ dir. Görüldüğü gibi, optimum eğitim dizisi, kanal kestirimindeki hesap yükünü düşürmekle birlikte aynı zamanda, zamansal kanal kestiriminin başarımını da artırmaktadır.

2.3.4.3. Basitleştirilmiş Kanal Kestirimi

Yukarıdaki bölümde, eğitim sürecinde kanal kestirimini kolaylaştıran ve aynı zamanda basitleştiren eğitim dizi tasarımına değinildi. Ancak veri iletim sürecinde, ($n > 1$), iletim sembolleri rasgele olduğu için $A_n^{(i,j)}$ 'yi kontrol etmek mümkün olmayacaktır. Bu bölümde veri iletimi sürecinde kanal kestiriminin basitleştirilmesi konusu ele alınacaktır.

(2.20) 'den, $i = 1, \dots, Q$ olmak üzere n . OFDM sembolü için,

$$A_n^{(i,i)} \tilde{\mathbf{h}}_n^{(i)} - \sum_{j=1, j \neq i}^Q A_n^{(j,i)} \tilde{\mathbf{h}}_n^{(j)}. \quad (2.31)$$

Önceki bölümden hatırlanacağı üzere, sabit modülasyon genliğine sahip bir OFM sisteminde $i = 1, \dots, Q$ için, $A_n^{(i,i)} = MI$ olmaktadır. Böylece

$$\tilde{\mathbf{h}}_n^{(i)} = \frac{1}{N} \left(\mathbf{b}_n^{(i)} - \sum_{j=1, j \neq i}^Q A_n^{(j,i)} \tilde{\mathbf{h}}_n^{(j)} \right) \quad (2.32)$$

eşitliği yazılabilir. Bu eşitlikten yararlanılarak, $j = 1, \dots, i-1, i+1, \dots, Q$ için $\tilde{\mathbf{h}}_n^{(j)}$ bilinmesi durumunda, matris tersi hebabına gerek kalmaksızın $\tilde{\mathbf{h}}_n^{(i)}$ kestirilebilir.

$\hat{\mathbf{h}}_{n-1}^{(i)}$, yukarıdaki denklemde $\tilde{\mathbf{h}}_{n-1}^{(i)}$ ile yer değiştirirse, Söz konusu OFDM bloğunda, kanal parametrelerinin gürbüz kestirimi,

$$\tilde{\mathbf{h}}_n^{(i)} = \frac{1}{N} \left(\mathbf{b}_n^{(i)} - \sum_{j=1, j \neq i}^p A_n^{(j,i)} \hat{\mathbf{h}}_{n-1}^{(j)} \right) \quad (2.33)$$

eşitliği elde edilir. Böylece (2.21) denklemindeki matris tersi hesabından gerek kalmayacaktır.

Yukarıda özetlenen basitleştirilmiş kanal kestirimi, hesaplama karmaşasını azaltmakla birlikte, belli ölçüde başarımla düşüşüne yol açmaktadır. Ancak bu başarımla düşünün ihmal edilebilir seviyede olduğu hem kuramsal analizlerle hemde benzetim sonuçları ile (Li, 2002)'de gösterilmiştir.

2.3.4.4. Geliştirilmiş Kanal Kestirimi

Önceki bölümlerde MIMO-OFDM sistemler için kanal kestirimcilerinden ve optimum eğitim dizisi tasarımından bahsedildi. bir çok bağımsız kanal üzerinde çalışan bir MIMO-OFDM sistem için, eğer bu bağımsız kanallar aynı gecikme profiline sahip ise, kanal gecikmesi daha doğru bir şekilde kestirilebilir ve bu kestirilen gecikme kullanılarak, daha önce bahsedilen kanal kestirim yöntemlerinin daha iyi sonuçlar vermesi sağlanabilir.

Yukarıda bahsedilen yaklaşım bağlamında, (2.18) eşitliğindeki, n . OFDM sembolü için q . verici anten ile l . Alıcı anten arasındaki kanalın parametreleri, $h_{n,m}^{(q,l)}$, kanal parametrelerinin farklı zaman ve frekans noktalarındaki ilintileri kullanılarak kestirilebilir. $\hat{h}_{n,m}^{(q,l)}$ kullanılarak, n . OFDM bloğunun k . alt kanalına ait frekans cevabı aşağıdaki gibi oluşturulabilir.

$$H_{n,k}^{(q,l)} = \sum_{m=0}^{N_0-1} h_{n,m}^{(q,l)} W_N^{km} \quad (2.34)$$

Kestirilen kanal parametreleri, $\hat{h}_{n,m}^{(q,l)}$, gerçek kanal parametreleri ve hata cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\hat{h}_{n,m}^{(q,l)} = h_{n,m}^{(q,l)} + e_{n,m}^{(q,l)} \quad (2.35)$$

$e_{n,m}^{(q,l)}$ hatasının, farklı q , l , n , m değerleri için bağımsız, sıfır ortalamalı, σ^2 varyanslı Gauss dağılımına sahip olduğu kabul edilebilir (Li, 2002). Parametre kestiriminin kalitesi aşağıdaki gibi tanımlanan normalize MSE (NMSE) ile ölçülecek olursa,

$$\text{NMSE} = \frac{E \left| \hat{H}_{n,k}^{(q,l)} - H_{n,k}^{(q,l)} \right|^2}{\left| H_{n,k}^{(q,l)} \right|^2} \quad (2.36)$$

(2.34)'deki kestirimci için NMSE,

$$\text{NMSE}_r = N_0 \sigma^2 \quad (2.37)$$

şeklinde hesaplanır. Yukarıdaki eşitlikte,

$$\sigma_m^2 = E \left| h_{n,m}^{(q,l)} \right|^2, \quad \sum_{m=0}^{N_0-1} E \left| h_{n,m}^{(q,l)} \right|^2 = \sum_{m=0}^{N_0-1} \sigma_m^2 = 1$$

olduğu kabul edilmiştir.

Eğer kanalın σ_m^2 , $m=1, \dots, N_0$, ile gösterilen gecikme profili bilinirse, bu bilgi kullanılarak, $\hat{h}_{n,m}^{(q,l)}$ dan kanalın frekans cevabı tekrar oluşturulabilir ve böylece $\hat{H}_{n,k}^{(q,l)}$ 'nin NMSE'si, kayda değer ölçüde düşürülebilir.

$$\hat{H}_{n,k}^{(q,l)} = \sum_{m=0}^{N_0-1} \alpha_m \hat{h}_{n,m}^{(q,l)} W_N^{km} \quad (2.38)$$

Bu durumda, α_m 'ler, yukarıdaki gibi tanımlanan $\hat{H}_{n,k}^{(q,l)}$ 'nin NMSE'sini en küçükleyecek şekilde seçilirse, optimal α_m ,

$$\alpha_m = \frac{\frac{\sigma_m^2}{\sigma_m^2 + \sigma^2}}{\sum_{m'=0}^{N_0-1} \frac{\sigma_{m'}^4}{\sigma_{m'}^2 + \sigma^2}} \quad (2.39)$$

ve NMSE,

$$\text{NMSE}_0 = \frac{\sigma^2 \sum_{m=0}^{N_0-1} \frac{\sigma_m^2}{\sigma_m^2 + \sigma^2}}{\sum_{m=0}^{N_0-1} \frac{\sigma_m^4}{\sigma_m^2 + \sigma^2}} \quad (2.40)$$

şeklinde elde edilir.

(Li ve diğ., 1998)'de de vurgulandığı gibi, kanalın gecikme profili çevre şartlarına bağlıdır ve bu nedenle genellikle bilinmez. Ancak, bir MIMO-OFDM sisteminin, farklı verici veya alıcı antenlere ait kanalların gecikme profilleri yaklaşık olarak aynıdır. Bu nedenle, $\sigma_m^2 = E \left| h_{n,m}^{(q,l)} \right|^2$ aşağıdaki şekilde kestirilebilir.

$$\hat{\sigma}_m^2 = \frac{1}{QL} \sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L E \left| \hat{h}_{n,m}^{(q,l)} \right|^2 \quad (2.41)$$

Kestirilen σ_m^2 ile, (2.38) eşitliği kullanılarak kanalların frekans cevapları tekrar oluşturulabilir.

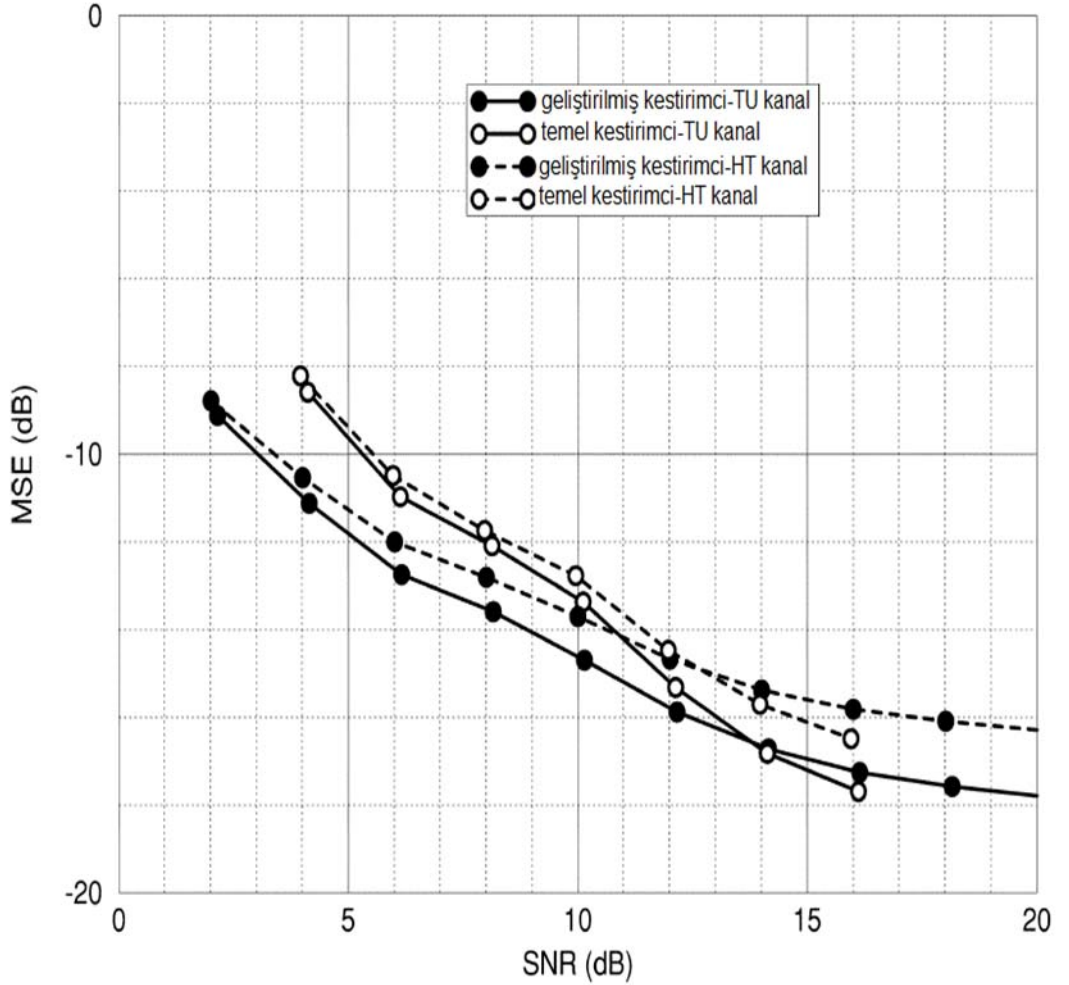
Bir 4×4 MIMO-OFDM sistem için, temel ve geliştirilmiş kanal kestirimlerinin MSE'leri, şekil 2.15'de karşılaştırılmıştır. Şekilden, geliştirilmiş kanal kestiriminin MSE'sinin, temel kanal kestiriminin MSE'sinden, COST207 TU için 1.5 dB ve COST207 HT için 1 dB daha iyi olduğu görülmektedir.

2.3.5. MIMO-OFDM Sistemler için Uzay-Zaman Kodlama Teknikleri

OFDM, frekans seçici kanallar söz konusu olduğunda, verimli ve karmaşıklığı düşük bir tekniktir. OFDM vericisinin işlevi “iletim kanalının frekans bandını N tane dar banda böler ve her bir alt kanaldan farklı sembol dizisi iletir” şeklinde kabaca ifade edilebilir. Eğer alt bantlar yeteri kadar dar olursa, her alt kanalın düz sönümlenmeli olduğu kabul edilebilir, bu durumda karmaşık zaman bölgesi denkleştirme işlemine ihtiyaç kalmayacaktır. Böylelikle, OFDM, frekans seçici bir kanalı, N tane düz sönümlenmeli kanala dönüştürmüştür. Benzer şekilde, Q tane verici ile L tane alıcıdan oluşan bir MIMO sistemde OFDM tekniği kullanılırsa, MIMO frekans seçici kanal, N tane düz sönümlenmeli herbiri $Q \times L$ boyutunda olan MIMO kanala dönüştürülecektir.

Geleneksel uzay-zaman kodları (STC), düz sönümlenmeli MIMO kanalların uzlamsal çeşitliliğinden faydalanmak için tasarlanmış olup, frekans seçici kanalların getirdiği frekans veya çok yol çeşitliliğini kullanmakta etkisiz kalmıştır. Sayısal olarak ifade edilecek olursa: elde edilebilecek en büyük çeşitlilik derecesi =verici anten sayısı × alıcı

anten sayısı \times çok yol sayısı (Bolcskei ve Paulraj, 2000, Lu ve Wang, 2000). Tam çeşitliliğe ulaşabilmek için veri sembolleri hem alıcılar bazında hem de alt kanallar bazında ayrılabilir. Uzay-frekans kodlaması veya daha genel ifadesi ile uzay-zaman-frekans kodlaması, veri sembollerini antenlere ve altkanallara eşleme yöntemidir. Böylelikle uzay ve frekans seçiciliği özelliğini birlikte kullanılmış olur.



Şekil 2.15: Bir 4x4 MIMO-OFDM sistem için, temel ve geliştirilmiş kanal kestirimlerinin MSE'leri.

Zamanı, frekans olarak yeniden yorumlamak suretiyle doğrudan uzay-zaman kodlamasını temel alan uzay-frekans kodları (Agrawal ve diğ., 1998, Li ve diğ., 2002, Lee ve Williams, 2000, Blum ve diğ. 2001, Gong ve Letaief, 2002)'de önerilmiştir. Ancak bu kodlar, frekans seçici kanallarda, frekans çeşitliliğini kullanmada başarısız

olmuşlardır (Bolcskei ve Paulraj, 2000). Tam-çeşitlilikli uzay-frekans kodlarının tasarımının ana hatları (Bolcskei ve Paulraj, 2000)'de sunulmuştur. Yine, tam-çeşitlilikli uzay-zaman kodlarını, Tam-çeşitlilikli uzay-frekans kodlarına dönüştüren düşük maliyetli basit bir yöntem (Su ve diğ., 2003)'de önerilmiştir. Uzay-frekans ve uzay-zaman-frekans kod tasarımı, günümüzde aktif araştırma alanlarında birini oluşturmaktadır.

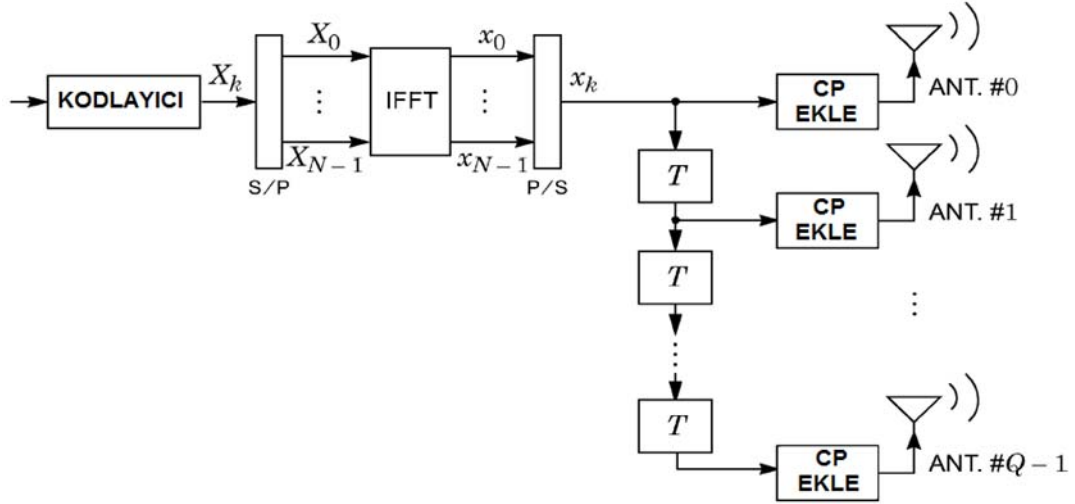
Bu bölümün devamında, MIMO-OFDM sistemlerde uzay-zaman kodlamasının kullanılması ile ilgili iki yonteme ışık tutcağız. Bunlardan birincisi, OFDM ile gecikme çeşitliliğini birlikte kullanan, çok taşıyıcılı gecikme çeşitliliği modülasyonudur. Diğeri ise vericide kanal bilgisi gerektiren kapalı çevrim bir sistemden oluşmaktadır.

2.3.6. Çok Taşıyıcılı Gecikme Çeşitliliği Modülasyonu

Gecikme çeşitliliği, düz sönümlemeli MIMO kanalları için ilk çeşitlilik yaklaşımıdır (Wittneben, 1993, Seshadri ve Winters, 1994, Winters, 1994, Winters, 1998). Aynı işaretin geciktirilmiş kopyaları, verici antenden alıcıya gönderilir. Alıcıda, gönderilen diziyi kestirmek için en büyük olabilirlik kestirimi(MLE) (Winters, 1994, Zhu ve Murch, 2002) veya karar-geribesleme denkleştirme kullanılır (Duel ve Hallen,1992) OFDM'nin frekans seçici kanallardaki başarımı, gecikme çeşitlemesinin, MIMO-OFDM sistemler için çekici bir seçenek olmasını sağlamıştır (Kaiser, 2000). Frekans seçici kanallar için, (Dammann ve Kaiser,2001)'de, OFDM ile birlikte işleyen bir döngüsel gecikme çeşitliliği yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem *çok taşıyıcılı gecikme çeşitliliği modülasyonu (MDDM)* olarak bilinmektedir. MDDM'nin, uzay-zaman blok kodları ile birlikte kullanımı (Dammann ve diğ. 2003)'de ele alınmıştır. MDDM, düz sönümlemeli kanallarda tam uzlamsal çeşitliliği sağlamakla birlikte, STBC'nin aksine, kodları değiştirmeden anten sayısını değiştirmeye olanak sağlayan, çok esnek bir uzay-zaman kodlama yöntemidir (Tan ve Stüber, 2004).

Şekill 2.37, Q verici antenden oluşan temel band MDDM alıcısını göstermektedir. N uzunluğundaki $X = \{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$ dizisi, N tane alt taşıyıcıyı, IFFT ile modüle etmektedir. Daha sonra, G uzunluğundaki CP, $\{x_n\}$ zaman sinyaline eklenmektedir. Q tane verici anten, gecikme aralığı, $\{x_n\}$ işaretinin sembol periyoduna eşit olmak üzere,

Q uzunluğunda geçikme kademeli çizgi oluşturacak tarzda ayarlanmıştır. Verici antenlerin başlangıç dizisi sıfırıncı antenden $(Q-1)$. antene kadar $x_{N-G}, x_{N-G-1}, \dots, x_{N-G-Q+1}$ dir. MDDM, dögüsel geçikme çeşitliliğini kullandığından, vericinin dögüsel gecikmesini hesaba katmak için koruma aralığını artırmaya gerek duymamaktadır.



Şekil 2.16: Q verici antenden oluşan temel band MDDM alıcısı.

Q verici antenden ve N uzunluğunda X , ($N > Q$), iletim dizisinden oluşan MDDM bir sistemde, eğer (X, \tilde{X}) çiftleri en az Q koordinatta $X \neq \tilde{X}$ eşitsizliğini sağlarsa, MDDM, yarı-statik düzgün bir Rayleigh sönümlenmeli bir kanalda tam çeşitliliği sağlamaktadır. (Tan ve Stüber, 2004). Bu yöntem, BPSK ve QPSK semboller için çok basit bir tasarım ölçüsü getirmektedir. En küçük uzaklığı $d_m \geq Q$ olan herhangi bir ikili kod, tam uzlamsal çeşitliliği, Q verici antenden oluşan MDDM sistem için sağlamaktadır. MDDM'de kodlama kazancını enbüyüklemek için serpiştirme gerekmektedir. (Tan ve Stüber, 2004)'te, Optimum serpiştirme için gerekli ölçü çıkarılmış, ayrıca basit bir blok serpiştiricinin optimumuna yakın bir sonuç verdiği de gösterilmiştir.

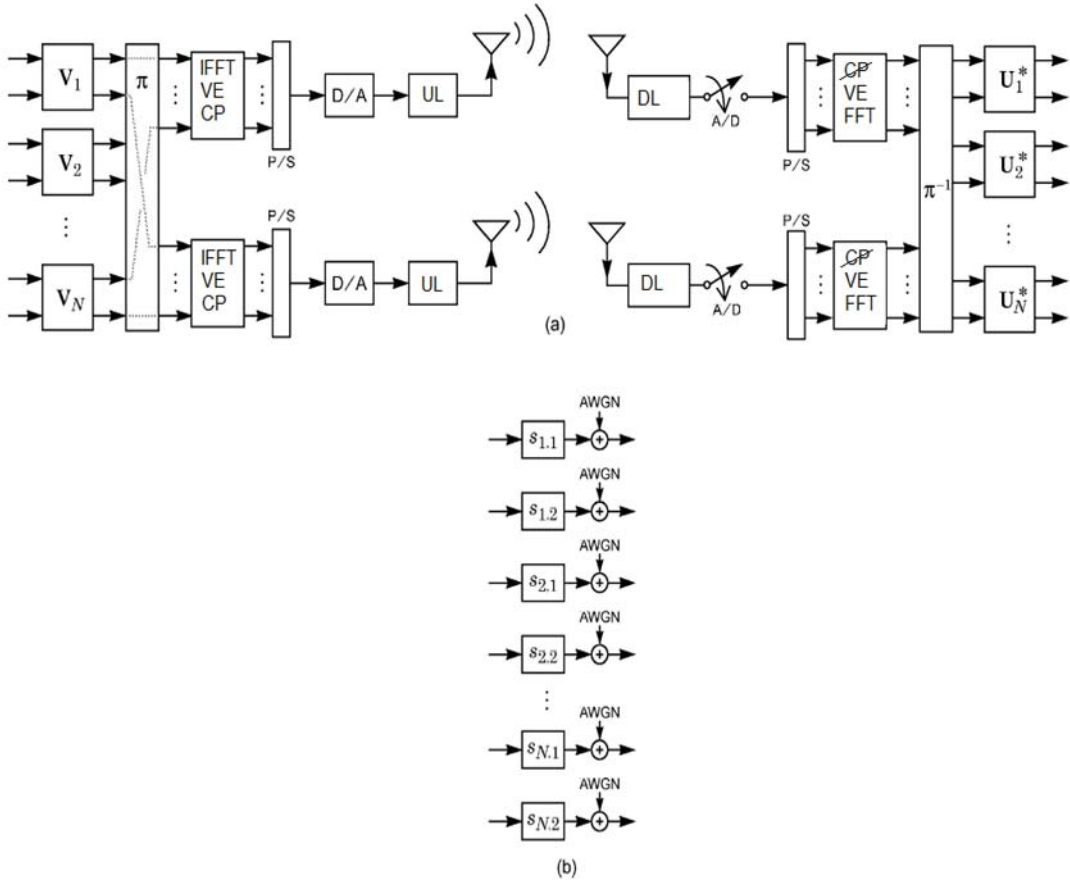
2.3.7. Kapalı-Çevrim MIMO-OFDM

Kapalı-çevrim MIMO vericisinde, kanal bilgisine sahip olduğu kabul edilmekte ve bu bilgi, *öz ışın şekillendirme* olarak bilinen optimal öndengeleme işlemi için

kullanılmaktadır. Düzgün sönümlenmeli bir kanalın kapasitesini iyi kullanmak isteyen bir vericinin, uzay zaman-kodlamasını, $L \times Q$ boyutundaki kanal katsayı matrisinin $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^*$ şeklindeki SVD'si üzerine temellendirmesi gerekmektedir. $(.)^*$ eşlenik bakışlı (Hermitian) devriği; \mathbf{U} ve \mathbf{V} dik sütun vektörleri; \mathbf{S} , köşegeninde negatif olmayan tekil değerlerin büyükten küçüğe sıralandığı köşegen matrisini göstermektedir. Kapasite yaklaşımı verici, iletim sembollerini kanala vermeden önce, \mathbf{U} ile doğrusal süzgeçleme işlemine tabi tutmaktadır. Alıcıda ise, gelen semboller, \mathbf{U}^* vektörü ile süzgeçlenmektedir. Böylece düzgün sönümlenmeli kanal birbirinden bağımsız sayıl kanal öbeğine dönüşmekte ve problem birbirinden bağımsız, genlikleri, kanalın negatif olmayan ve artmayan tekil değerlerinden oluşan, sayıl altkanal öbekleri üzerinden iletişime indirgenmektedir.

OFDM, frekans seçici kanalı düzgün sönümlenmeli MIMO kanallara indirgediği için, Kapalı-çevrim MIMO sistem, frekans seçici MIMO kanalı, MN paralel alt kanala dönüştürmek için tondan tona öz ışın şekillendirme kullanabilir. ($M = \min\{Q, L\}$ ve N OFDM ton (alt taşıyıcı) sayısı). Şekil 2.17a öz ışın şekillendirme kullanılan 2×2 MIMO-OFDM sistem görülmektedir. $\{\mathbf{V}_n\}$ ön-süzgeci ve $\{\mathbf{U}_n^*\}$ son süzgeci, 2×2 kanal matrisinin SVD'sinden elde edilmişlerdir. Şekilde, alıcıdaki π bloğu, $N \times 2$ boyutunda satır-sütun serpiştiricisini göstermektedir. Şekil 2.17a'daki sistem, Şekil 2.17b'deki sayıl kanal öbeğine dönüşmektedir. $s_{i,j}$, j . tonun i . tekil değerini göstermektedir.

İdeal olarak, bilgi bitlerinin ve sembol enerjisinin, Şekil 2.17b'deki MN paralel alt kanal tarafından, SNR ihtiyacını enküçüklemek için, paylaşılması gerekmektedir. Ne yazık ki, alt kanal sayısı arttığı zaman, ayrıntılı bit yerleşimi araştırması son derece karmaşık bir hal almaktadır. MIMO-OFDM uygulamasında, MN alt kanal sayısı çok büyük bir işlem yükü getirmesi, optimale yakın ama daha basit olan bit yerleşimi yöntemlerinin araştırılmasına yol açmıştır.



Şekil 2.17: (a) öz ışın şekillendirme kullanılan 2×2 MIMO-OFDM sistem. (b) Sayıl kanal öbeği.

Her OFDM tonunun, sabit güç bütçesine sahip olması anlamında *düz-frekans kısıtını* getirmek, hesaplamaların karmaşasını düşürmenin basit ve verimli bir yoludur (Sung ve Barry, 2003). B , söz konusu sabir güç bütçesini gösterebilir, düz-frekans kısıtını ve sembollerin ayrık bir alfabeden seçilmesi koşulunu getirmeksizin, j . tona ait i . uzlamsal kanalın optimum gücü, $r_{i,j}$, *su-boşaltma* (waterpouring) algoritmasını (Daniel ve Avier, 2005) zaman ve frekansta işletilerek,

$$r_{i,j} = \left\{ \log_2 \left(\lambda s_{i,j}^2 \right) \right\}^+ \quad (2.42)$$

Şeklinde hesaplanır. Yukarıdaki eşitlikte, $(x)^+ = \max\{0, x\}$ ve λ , toplam güç bütçesinin $\sum_{i,j} r_{i,j} = B$ olduğunu göstermektedir. Diğer taraftan düz-frekans kısıtı getirilirse, optimum çözüm şu şekilde olacaktır:

$$r_{i,j} = \left\{ \log_2 \left(\mu_j s_{i,j}^2 \right) \right\}^+ \quad (2.43)$$

μ_j , her $j = 1, \dots, N$ değeri için $\sum_i r_{i,j} = B/N$ olduğunu ifade etmektedir. Bu durumda, gerekli ortalama SNR ,

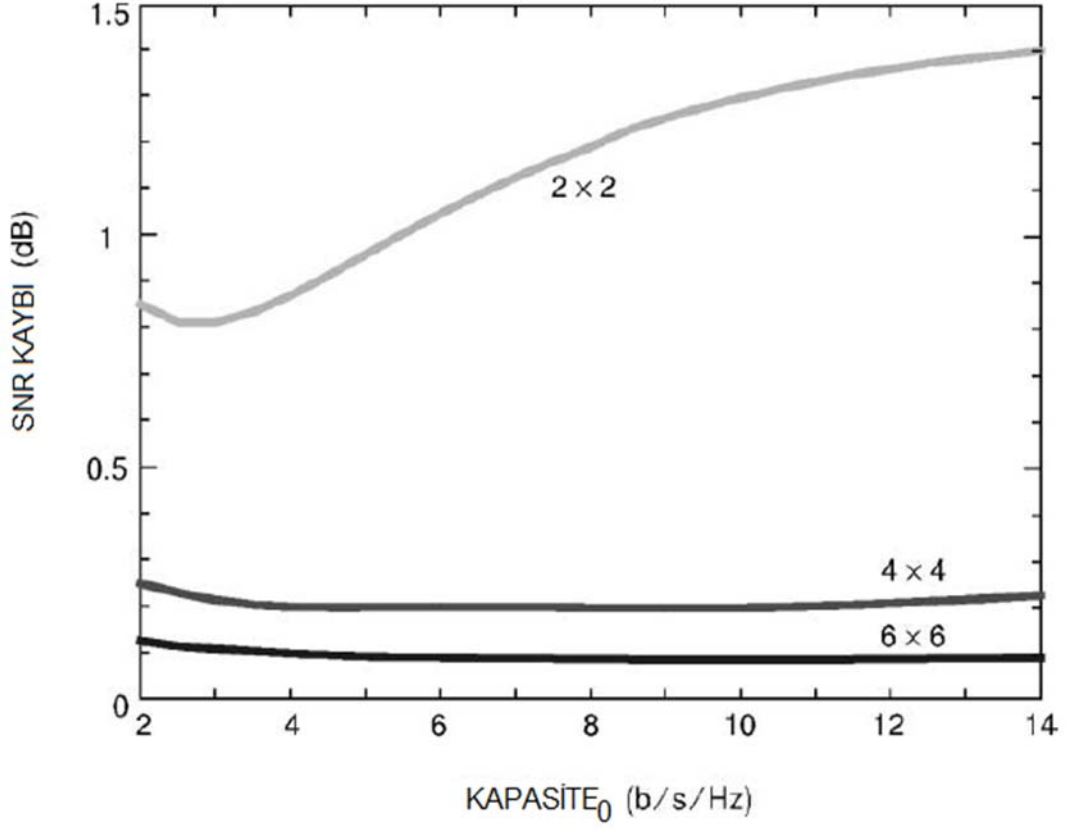
$$\frac{E}{N_0} = E \left[\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \frac{2r_{i,j} - 1}{s_{i,j}^2} \right] \quad (2.44)$$

Düz-frekans kısıtının getirdiği SNR maliyeti, kısıtlı ve kısıtsız durumlar için gerekli olan SNR hesaplanarak belirlenebilir. Şekil 2.18, SNR ek maliyetini, firesiz-kapasitenin fonksiyonu olarak göstermektedir. Şekildeki sonuçlar, Rayleigh sönümlmeli, eşit güç profilli beş yoldan oluşan 10 000 tane bağımsız frekans seçici kanallar üzerinde yapılan benzetimle elde edilmiştir. Şekil incelendiğinde, 2×2 ($M = 2$) kanal için SNR ek maliyeti, 1dB civarındaki seviyesiyle görece çoktur. Ama $M = 4$ ve $M = 6$ olduğunda söz konusu maliyet kabul edilebilir sınırlarda kalmaktadır.

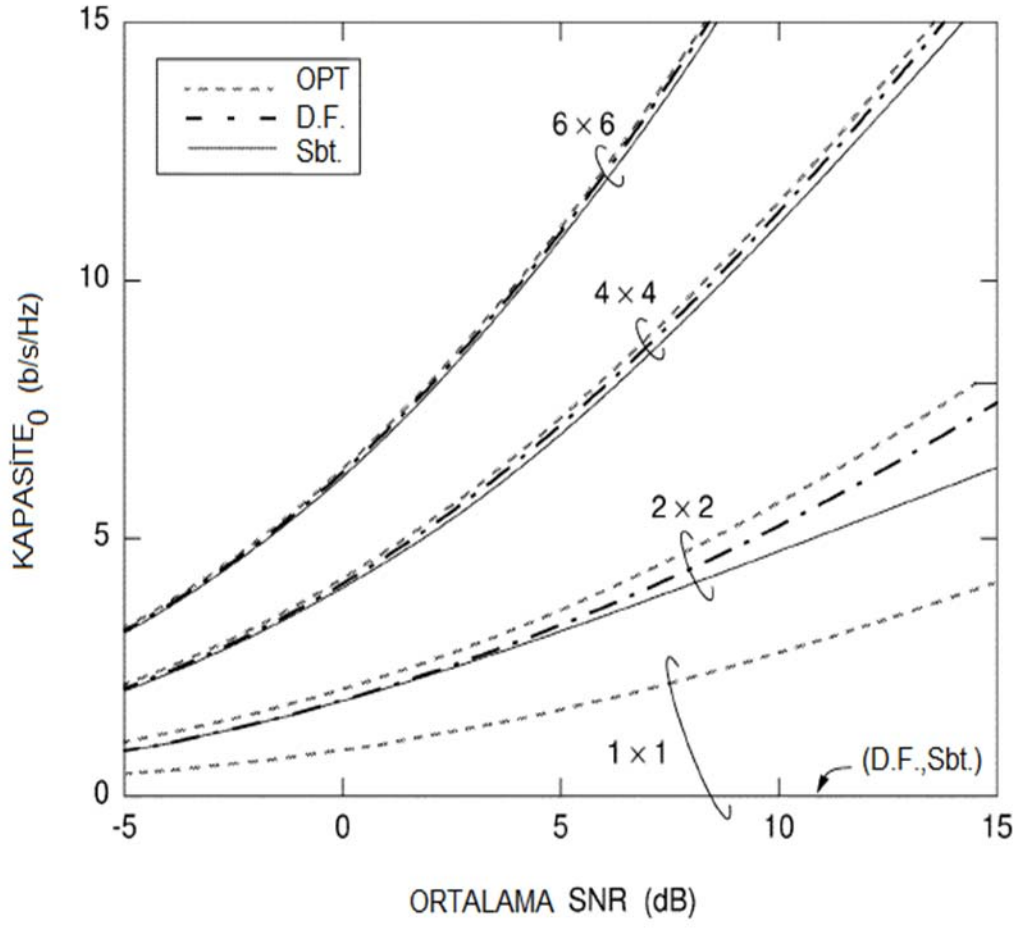
İşlem karmaşasını daha da düşürmek için düz-frekans kısıtının üstüne *sabit uzlamsal yerleşim* kısıtı getirilebilir (Sung ve Barry, 2003). B/N sabit bütçesini gerçekleyen uzlamsal yerleşimleri bulmak için yoğun hesaplamalar yapma yerine, bu stratejide MIMO Rayleigh kanalın öngörülebilir istatistiği temelinde, sabit uzlamsal yerleşim kabulü yapılmaktadır. Bu kabul yapıldığında SNR maliyet artışı şaşırtıcı şekilde düşük olmaktadır. Sabit

uzlamsal yerleşim kısıtı, düz-frekans kısıtı ile birlikte kullanıldığında, tamamen uyarlamasız bir güç yerleşim stratejisi elde edilmiş olacaktır. Şekil 2.18, uyarlamasız stratejinin başarımını, düz-frekans kısıtının olduğu ve olmadığı durumlar için göstermektedir. Grafiğin elde edildiği benzetim şekil 2.19 ile aynı şartlarda yapılmıştır. Uyarlamasız strateji, $M = 2$ için düşük başarımlı sergilese de $M = 4$ ve $M = 6$ için optimuma yakın sonuçlar vermektedir. Sonuç olarak, kapalı-çevrim MIMO

sistemler, tam kapasite gerçeklemesi için uyarlamalı bir modülasyona gerek duymamakta, bunun yerine, öz ışın şekillendirme ile sabit modülasyonun beraber kullanımı, ikiden fazla verici ve alıcı antenin olduğu bağımsız i.i.d. Rayleigh kanallarda, tam kapasite gerçeklemesi için yeterli olmaktadır.



Şekil 2.18: Düz-frekans kısıtının getirdiği SNR maliyeti.



Şekil 2.19: Düz-frekans kısıtının olduğu ve olmadığı durumlar için uyarlamasız trajinin başarımı.

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. ZAMAN-FREKANS ANALİZ YÖNTEMLERİ

Bir $x(t)$ zaman işaretinin enerjisinin zamanda nasıl dağıldığı $|x(t)|^2$ ile, frekansta nasıl dağıldığı ise $x(t)$ işaretinin Fourier dönüşümünün genlik karesi $|X(\omega)|^2$ ile kolayca görülebilir. Durağan bir işaret için zaman ya da frekans bölgesinin ötesine gitmeye genelde gerek yoktur. Fakat gerçek işaretlerin çoğunluğu zamanla değişen karakteristiklere sahiptir. Zaman ve frekansın ayrı tanım bölgeleri bu bilgiyi açığa çıkarmak için yeterli değildir. Bu bölümde zaman ve frekansta işaretin enerjisini aynı anda gösteren $T_x(t, \omega)$ fonksiyonunu ortaya çıkarma yöntemlerinden bazıları ele alınacaktır. $T_x(t, \omega)$ fonksiyonu zaman-frekans gösterilimi yada zaman-frekans dağılımı olarak adlandırılır. En iyi bilinen zaman-frekans dağılımı spektrogramdır (Kıza Zamanlı Fourier Dönüşümünün genliğinin karesi). Buna rağmen, spektrogramın sadece küçük bir örneği olduğu zaman-frekans analizinin arkasında, zengin bir teori vardır. Başka iyi bilinen zaman-frekans dağılımları dalgacık tabanlarına yakın bağları olan sürekli Dalgacık Dönüşümü (Wavelet Transform) ve Wigner (yada Wigner-Ville) dönüşümüdür. Zaman-frekans ve zaman-ölçekleme analizi alanları geçen yıllarda geniş çapta gelişmelere tanık olmuştur (Cohen, 1995, Cohen, 1989, Hlawatsch ve Boudreaux, 1992, Flandrin, 1993, Claasen ve Mecklenbrauker, 1980a, 1980b, 1980c). Teori hızla gelişmekte, ses, biyolojik, biyomedikal, endüstriyel işaretler, radar ve elektromanyetik saçılma gibi değişik işaretlere başarıyla uygulanmaktadır.

Zaman-frekans dağılımlarını oluşturmak için birçok farklı yöntem olduğundan, bunları yapılarına ve özelliklerine göre sınıflandırmak faydalı olacaktır:

1. Doğrusal zaman-frekans dağılımları
2. Karesel zaman-frekans dağılımları

Doğrusal zaman-frekans dağılımlarına Kısa Zamanlı Fourier Dönüşümü (KZFD) ve Dalgacık Dönüşümü (DD) örnek olarak verilebilir. Karesel zaman-frekans dağılımlarına spektrogram, skalogram (DD'nin genliğinin karesi), Wigner Dağılımı ve genel olarak Cohen sınıfı zaman-frekans dağılımları örnek olarak verilebilir. Zaman-frekans dağılımları, çoğu kez bir işarete bir operatör uygulandığı zamanki davranışı ile karakterize edilebilir. Bu operatörlerin en belirgin örnekleri zamanda öteleme operatörü, frekansta öteleme operatörü (frekans modülasyonu operatörü) ve ölçekleme operatörüdür. İşarettaki değişim, zaman-frekans dağılımına yansiyorsa bu tip zaman-frekans dağılımlarına operatörle değişen (covariant) denilir. Örneğin, eğer $y(t)=x(t-t_0)$ ise zamanda öteleme operatörü ile değişen bir zaman-frekans dağılımı olduğunda $T_y(t, \omega)=T_x(t-t_0, \omega)$ eşitliğini sağlamalıdır.

1. Cohen Sınıfı: Zamanda ve frekansta öteleme ile değişen,
2. İlgin Sınıf (Affine Class): zamanda öteleme ve ölçekleme ile değişen,
3. Hiperbolik Sınıf: hiperbolik zaman ötelemesi ve ölçekleme ile değişen,

İki sınıfın kesişimleri, Wigner Dağılımı gibi üç operatörle de değişen zaman-frekans dağılımlarını içerir. Spektrogramlar karesel işaret fonksiyonlarıdır, zamanda öteleme ve frekansta öteleme ile değişirler, bu nedenle de Cohen sınıfının üyelerindedir. Benzer şekilde, skalogramlar da karesel işaret fonksiyonlarıdır. Zamanda öteleme ve ölçekleme ile değişmektedir, bu nedenle de İlgin sınıfın üyelerindedir. Son olarak, karesel zaman-frekans dağılımları, yukarıda bahsedilen üç operatörden başka operatörlerle de değişen olarak tanımlanabilir. Zaman-frekans dağılımlarının hiperbolik sınıfı buna bir örnektir (Papandreou ve diğ., 1993) Hiperbolik sınıf ile İlgin sınıf kesişir, ama hiperbolik sınıf, Cohen sınıfı ile kesişmez. Baraniuk(1996a) karesel zaman-frekans dağılımlarının keyfi seçilmiş operatörlerle de değiştiğine dair önemli bir sonuç göstermiştir. Karesel dağılımların sorun çıkarıcı bir yönü her zaman çapraz (cross) terimler içermesidir. Çapraz terimler iki nedenden dolayı istenmez. Birincisi, doğru dağılım fonksiyonu negatif olmayabilir, fakat çapraz terimler negatif değerlere sahip olabilir. İkincisi, çapraz terimler işaret içinde genellikle enerji taşıyor olarak gösterilemez.

Ayrıca zaman-frekans dağılımları, işaretin ne doğrusal ne de karesel fonksiyonları olan durumlar da vardır. Bunlar üç grupta sınıflandırılabilir: karesel dağılıma yakın olanlar, açıkça yüksek dereceli dağılımlar ve pozitif dağılımlar. Bazı yöntemler karesel olan Cohen ve İlgin sınıflarına çok benzerdir, fakat karesel olmadığı için “karesele yakın” diye adlandırılacaktır. Zaman-frekans dağılım çekirdeğinin işarete uyarlanıp olmasına izin veren örnekler karesel formlara yakındır (Baraniuk ve Jones, 1993a, 1993b, 1995, Williams ve Sang, 1994). Auger ve Flandrin(1995)’in yeniden ayırma metodu karesele yakın olanlar için diğer bir yaklaşımdır. Karesele yakın zaman-frekans dağılımları, çoğu zaman karesel zaman-frekans dağılımlarından daha iyi performans sağlarlar. Diğer zaman-frekans dağılımları işaretin yüksek dereceli fonksiyonudur. Bazı örnekleri, Boashash ve O’Shea (1994) ’nın polinomsal Wigner dağılımları, Stankovic’in (1994, 1995a, 1995b) L-Wigner dağılımları, Fonollosa ve Nikias (1993)’ın Wigner yüksek dereceli moment izgesidir. Bu yüksek dereceli yöntemler çok özel işaret sınıfları için dikkate değer sonuçlar verir, fakat birçok işaret için çok verimli olmayan sonuçlar sağlar.

Zaman-frekans dağılımının pozitif değerli olması sıklıkla arzu edilir ve Cohen her zaman pozitif değerli olan genel bir zaman-frekans sınıfı oluşturmuştur (Cohen ve Posch, 1985). Çok genel bir sınıftır ve yukarıda bahsedilen bütün sınıflarla (karesel olan veya olmayan) kesişir. Bu sınıf ile ilgili ana sorun, sınıf içinde zaman-frekans dağılımlarının nasıl oluşturulacağı açık değildir. Loughlin (1995) ve Sang (1996) karesel zaman-frekans dağılımlarından pozitif zaman-frekans dağılımları yaratmışlardır.

Son çalışmalarda, zaman ve frekanstan farklı niceliklerden dağılımlar oluşturulmuştur (Cohen, 1995, Baraniuk, 1996b, Baraniuk ve Cohen, 1995, Hlawatsch ve diğ., 1996). Zaman ve frekans dışında kalan en genel dağılımlar, zaman ve ölçeklemedir. Ölçekleme genel düşüncesi, frekans ve bazı zaman-frekans dağılımları ile yakından ilişkilidir. Örneğin; İlgin sınıf zaman-ölçekleme dağılımlarına benzerdir.

3.1.1. Evrimsel İzge Analizi

Evrimsel İzge kuramı (Fonollosa ve Nikias, 1994) rasgele, durağan olmayan süreçlerin zamana bağlı izgesel güç yoğunluklarını tanımlamakta kullanılan bir yaklaşımdır.

Pristley'in Evrimsel İzge yöntemi $\{x(t)\}$ sürecinin titreşimli olduğunu varsayar. (Örneğin $\{x(t)\}$ 'nin genliği zamanla yavaşça değişen sinüzoidal bileşenlerden oluşur.

Evrimsel İzge kuramı, durağan izgesel kuramın genelleştirilmiş durumu olan aşağıdaki önermeye dayanır.

Önerme: $\{x(t)\}$, kovaryans fonksiyonu $R(t, t') = E[x^*(t).x(t')]$ olan, sıfır ortalamalı bir süreç olsun. Her bir t için

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\varphi(\gamma)|^2 d\mu(\gamma) \leq \infty \quad (3.1)$$

olan ve bütün t ve t' 'ler için

$$R(t, t') = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_t^*(\gamma)\varphi_{t'}(\gamma)d\mu(\gamma) \quad (3.2)$$

olan bir $\{\varphi_t(\gamma)\}$ işlevler kümesi ve bir $\mu(\gamma)$ ölçüsü ancak bu süreç

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_t(\gamma)dZ(\gamma) \quad (3.3)$$

biçiminde gösterilebildiğinde vardır. Burada $\{Z(\gamma)\}$, dikgen artışlar sürecidir ve

$$E[dZ^*(\gamma)dZ(\gamma')] = \begin{cases} 0 & \gamma \neq \gamma' \\ d\mu(\gamma) & \gamma = \gamma' \end{cases} \quad (3.4)$$

özelliğine sahiptir. $\{x(t)\}$ durağan bir süreç olduğunda, $\{\varphi_t(\gamma)\}$ işlevler kümesi, $\varphi_t(\gamma) = e^{j\gamma t}$ şeklinde karmaşık üstellerdir. Bir ölçü olan $\mu(\gamma)$ ise basitleştirilmiş izgedir. Örneğin, durağan bir sürecin izgesi $\mu(\gamma)$ ölçüsünün türevidir. Sonuçta, süreç artışları kümesi $\{dZ(\gamma)\}$ 'yi birim değişintili beyaz gürültü olarak kabul edebiliriz. Bu yüzden, $d\mu(\gamma) = d\gamma$ 'dir. Bunun anlamı izgesel ölçünün sürekli ve izgesel değişimlerin işlevler kümesi ile temsil edilebilir olduğudur.

(3.4) numaralı eşitlikten sürecin enerji yoğunluğu

$$E \left[|x(t)|^2 \right] = \int_{-\infty}^{\infty} |\varphi_t(\gamma)|^2 d\gamma \quad (3.5)$$

olarak elde edilir. Öyleyse işaretin enerjisi

$$\mathcal{E} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\varphi(t)|^2 d\gamma dt \quad (3.6)$$

olur. Bu eşitlik, $|\varphi(t)|^2$ 'nin işaretin enerjisinin t ve γ üzerinde birleşik olarak ayrışımını vereceğini işaret eder. t zaman değişkenidir, ama maalesef γ frekansın fiziksel açıklamasına sahip değildir. Süreç davranışı olarak titreşimli model, frekans değişkeni γ için anlamlı bir frekans açıklaması yapılmasına olanak veren kabuller sağlar. Titreşimli süreçler, zamanla değişen genlikli sinüzoidallerden oluşuyormuş kabul edilir. İşaretin enerjisinin zaman-frekans ayrışımını elde etmek için, titreşimli modele uygun $\{\varphi_t(\gamma)\}$ işlevler kümesine koşullar koyacağız.

İşlevler kümesini, bir taşıyıcıyı modüle eden genlik zarfı olarak tanımlayalım,

$$\varphi_t(\gamma) = A_t(\gamma)e^{j\lambda(\gamma)t} . \quad (3.7)$$

Taşıyıcı frekansı $\lambda(\gamma)$, t 'ye göre $A_t(\gamma)$ zarfının Fourier dönüşümünün genliği var ve sıfır frekansında en büyük olacak biçimde seçilir. Anlamlı frekans açıklaması temin edebilmek için taşıyıcı seçimi, taşıyıcı zarfın Fourier dönüşümü bir DC bileşenle bastırılabilir şekilde yapılır.

$\lambda(\gamma)$ taşıyıcısı, γ 'nın tekil değerli bir işlevi olarak kabul edildiğinde, (3.7) eşitliğinde γ 'dan $\Omega = \lambda(\gamma)$ 'ya bir değişken dönüşümü yapılırsa,

$$\varphi_t(\Omega) = A_t(\Omega)e^{j\Omega t} \quad (3.8)$$

ifadesi elde edilir. (3.2) ve (3.3) eşitlikleri bu duruma göre yeniden düzenlendiğinde

$$R(t, t') = \int_{-\infty}^{\infty} A_t^*(\Omega) A_{t'}(\Omega) e^{j\Omega(t-t')} d\Omega \quad (3.9)$$

ve

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A_t(\Omega) e^{j\Omega t} dZ(\Omega) \quad (3.10)$$

elde edilir. Burada $E\left[|dZ(\Omega)|^2\right] = d\Omega$ 'dır. Baskın frekans $\lambda(\gamma)$ yapılırsa, Ω değişkeni frekansın fiziksel yorumuna sahip hale getirilir. Bundan sonra Priestley (1965), $\varphi_t(\gamma)$ fonksiyonlarının uygun seçimiyle yukarıda bahsedilen koşulları sağlayan titreşimli süreci tanımlamıştır.

Bu durumda, zaman ve frekans üzerinde birleşik olarak işaretin enerji dağılımı

$$E\left[|x(t)|^2\right] = \int_{-\infty}^{\infty} |A_t(\Omega)|^2 d\Omega \quad (3.11)$$

ifadesiyle verilir. Böylece $A_t(\Omega)e^{j\Omega t}$ işlev kümesine göre sürecin titreşimli Evrimsel İzgesi

$$S_{ES}(t, \Omega) = |A_t(\Omega)|^2 \quad (3.12)$$

olarak tanımlanır.

Durağan olmayan bir sürecin evrimsel izgesinin tanımlanması için ikinci bir yaklaşım, Melard'ın Wold-Cramer (WC) izgesidir (Priestley, 1965). Ayrık zamanlı durağan olmayan bir $\{x(n)\}$ sürecinin WC ayrıştırımı, dürtü tepkisi $h(n, m)$ olan, nedensel, doğrusal ve zamanla değişen bir dizgenin çıkışı olarak gösterilebilir:

$$x(n) = \sum_{m=-\infty}^n h(n, m)e(m). \quad (3.13)$$

Burada $\{e(m)\}$ durağan, sıfır ortalamalı, birim değışintili beyaz gürültü sürecidir. Diğer yandan, $\{e(m)\}$ gelişigüzel genlikli ve fazlı sinüzoidallerin toplamı olarak ifade edilebilir.

$$e(m) = \int_{-\tau}^{\tau} e^{j\omega\tau n} dZ(\omega) \quad (3.14)$$

Burada $Z(\omega)$ dikgen artışı bir süreçtir. Şöyle ki;

$$E \left[dZ(\omega_1) dZ^*(\omega_2) \right] = \frac{1}{2\pi} \delta(\omega_1 - \omega_2) d\omega_1 d\omega_2 . \quad (3.15)$$

(3.14) numaralı eşitlik (3.15) numaralı eşitlikte yerine konursa durağan olmayan $\{x(n)\}$ süreci

$$x(n) = \int_{-\pi}^{\pi} H(n, \omega) e^{j\omega n} dZ(\omega) \quad (3.16)$$

olarak ifade edilebilir. Burada

$$H(n, \omega) = \sum_{m=-\infty}^n h(n, m) e^{-j\omega(n-m)} \quad (3.17)$$

Zadeh'in geliştirilmiş aktarım işlevidir (Melard ve Schutter, 1989, Zadeh, 1950, Huang ve diğ., 1980). (3.13) numaralı eşitliğini kullanıp, ω 'nın işlevi olarak her bir n anında durağan olmayan bir $x(n)$ sürecinin güç dağılımını veren

$$E \left[|x(n)|^2 \right] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(n, \omega)|^2 d\omega \quad (3.18)$$

$x(n)$ 'in değışintisi elde edilir. Böylece WC Evrimsel İzgesi

$$S_{WC}(n, \omega) = |H(n, \omega)|^2 \quad (3.19)$$

olarak tanımlanır. $H(n, \omega)$ frekansa bağlı işlev olarak kabul edilirse, yukarıdaki tanım Pristley'in Evrimsel İzgesiyle uyumaktadır, ki bu da bu işlevlerin zamanda yavaş

değişim göstermelerini gerektirir. Gelişigüzel, zamanla değişen genlik ve fazlı ω_0 frekansındaki işaret bileşenini

$$x_0(n) = H(n, \omega_0) e^{j\omega_0 n} dZ(\omega_0) \quad (3.20)$$

olarak varsayılırsa, (3.19)'e göre bu bileşenin yerel gücü,

$$E \left[|x_0(n)|^2 \right] = \frac{d\omega_0}{2\pi} |H(n, \omega_0)|^2 = \frac{d\omega_0}{2\pi} S(n, \omega_0) \quad (3.21)$$

eşitliğiyle verilir. İşaret ω_0 frekansına göre aşağıdaki gibi modellenirse,

$$x(n) = x_0(n) + y_{\omega_0}(n) = A(n, \omega_0) e^{j\omega_0 n} + y_{\omega_0}(n) \quad (3.22)$$

elde edilir. $y_{\omega_0}(n)$, $x(n)$ 'in ω_0 'dan başka frekanslardaki bileşenlerini içeren yanılığını modeller ve ortalaması sıfırdır. (3.20) numaralı eşitlik kullanılarak

$$A(n, \omega_0) = H(n, \omega_0) dZ(\omega_0) \quad (3.23)$$

elde edilir. Sonra, ω_0 frekansında WC Evrimsel İzgesi

$$S(n, \omega_0) = \frac{d\omega_0}{2\pi} E \left[|A(n, \omega_0)|^2 \right] \quad (3.24)$$

olarak elde edilir. Bu durumda $S(n, \omega_0)$ 'ın zamana bağlı izgesinin kestirimi $A(n, \omega_0)$ 'ın kestirimi ile aynıdır. Tüm frekanslar için bu süreci yinelersek, zamanla değişen izgesel yoğunluk işlevi $S(n, \omega)$ 'nın kestirimi

$$S_{WC}(n, \omega) = \frac{1}{2\pi} |A(n, \omega)|^2 \quad (3.25)$$

olarak bulunur.

Evrimsel İzge kestirimi için önerilen etkili yöntemlerden biri olan Evrimsel Periyodogram (EP) (Kayhan ve diğ. 1994)'te verilmiştir. Burada önerilen yöntem,

$$\hat{A}(n, \omega) = \sum_{i=0}^{M-1} \beta_i^*(n) \sum_{l=0}^{N-1} \beta_i(l) x(l) e^{-j\omega l} \quad (3.26)$$

ile verilen $A(n, \omega)$ 'nin kestirimini kullanır. Burada $\{\beta(\cdot)\}$ dikgen çokterimliler kümesi ve M açılım derecesidir. Yukarıdaki eşitlik

$$\hat{A}(n, \omega) = \sum_{l=0}^{N-1} x(l)W(n, l)e^{-j\omega l} \quad (3.27)$$

olarak yazılabilir. Burada

$$W(n, l) = \sum_{i=0}^{M-1} \beta_i^*(n)\beta_i(l) \quad (3.28)$$

olarak tanımlıdır. Bu durumda, evrimsel periyodogram kestirimi

$$\hat{S}_{EP}(n, \omega) = \frac{N}{M} \left| \hat{A}(n, \omega) \right|^2 \quad (3.29)$$

yardımıyla bulunabilir. $\frac{N}{M}$ sabiti, (Kayhan ve diğ. 1994)]'te uygun enerji normalizasyonu için tanımlanmıştır. EP kestiriminin başarımı, zamanla değişen pencere işlevi $W(n, l)$ 'nin zaman-frekans yerleşmesini sağlayan açılım derecesi M 'nin seçimine bağlıdır. Dikgen çokterimliler kullanılırsa (Fourier ya da Legendre gibi), bu pencere genellikle zamanda ve frekansta kötü yerleşir. Bunun sonucu olarak da, EP yerleşme sorunu ve yan kulaklar ortaya çıkar.

4. BULGULAR

Bu çalışmada, Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullamanın (OFDM) kullanıldığı hem Tek Girişli Tek Çıkışlı (SISO) hem de Çok girişli Çok Çıkışlı (MIMO) gezgin telsiz iletişim kanalları için, zaman-frekans (ZF) temelli, bir model ve etkin bir kestirim yöntemi sunulmaktadır. İletişim kanalı frekans cevabının bir iletim sembolü süresinde bile değişebileceği göz önüne alınmakta ve Ayrık Evrimsel Dönüşümü (DET) kullanılarak, çok yollu sönümlenmeli, frekans seçici kanal modeli elde edilmektedir. Kestirilen kanal parametrelerini kullanarak gönderilen veriyi elde eden bir ZF alıcısı tasarlanmıştır. Önerilen yöntemin başarımı, çeşitli seviyelerdeki kanal gürültüsü ve frekans kaymaları üzerinde test edilmiştir.

4.1. OFDM SİSTEMLER İÇİN ZAMANLA DEĞİŞEN KANAL KESTİRİMİ

OFDM iletişim sistemleri, mevcut bant genişliğini etkin biçimde kullanmaları, zamanla hızlı değişen çok yollu, sönümlenmelere ve semboller arası girişimlere (ISI) dayanımlı olmaları sebebiyle geniş bantlı telsiz iletişim sistemleri için verimli bir modülasyon yöntemi olarak düşünülmekte olup çeşitli uygulamalar için standart olarak kabul edilmiştir (Petropulu ve diğ., 2004, Stuber ve diğ., 2004). OFDM sistemlerinde yüksek bit hızına sahip veri, çok daha düşük hızlı paralel alt bantlara ayrılır ve birbirine dik taşıyıcılarla modüle edilir. Ancak Doppler frekans kaymaları, faz ve osilatör frekans kaymaları ve çok yollu sönümlenme etkileri, çok taşıyıcılı iletişim sistemlerinin başarımını büyük oranda zayıflatmaktadır (Petropulu ve diğ., 2004). Bu nedenle, hızlı değişen kanallarda, özellikle gezgin sistemlerde, kanal parametrelerindeki hızlı değişimler, söz konusu sistemlerin tasarımında kanal bilgisinin kestirimini ve alıcıda kullanılmasını gerekli kılmaktadır (Kang ve diğ., 2003). Mevcut birçok kanal kestirim yöntemi, çok hızlı değişen kanallar için pek geçerli olmayan, kanal frekans cevabının tamamen yada bir iletim sembolü süresince zamandan bağımsız olduğu kabulüne dayanmaktadır (Kang ve diğ., 2003). (Akan ve Chaparro, 2006)'da OFDM sistemleri için, ayrık evrimsel dönüşüm (DET) tabanlı yeni bir zamanla değişen kanal kestirim

yöntemi önerilmiştir. Bu çalışmada, (Akan ve Chaparro, 2006)'da sunulan yöntem geliştirilerek her bir OFDM sembolü için, zamanla değişen kanal bilgisinin pilot semboller yardımıyla kestirilebileceği yeni bir yöntem sunulmaktadır.

4.1.1. Kablosuz İletişim Kanal Modeli

Bir telsiz iletişim sisteminde, çok yollu, sönümlenmeli ve dopler frekans ötelemeli kanal, dürtü cevabı aşındaki gibi olan zamanla değişen doğrusal bir sistem olarak modellenebilir (Bello, 1963, Hahm ve diğ., 1997).

$$h(m, \ell) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\psi_i m} \delta(\ell - N_i) \quad (4.1)$$

Burada, L toplam iletim yolu sayısını, ψ_i Doppler frekans kaymalarını, α_i bağlı zayıflatma faktörlerini ve N_i ise i . iletim yolunun neden olduğu gecikme miktarını göstermektedir. ω_c frekanslı taşıyıcıda, açısal hızı v olan bir nesne sebebiyle oluşan ψ_i Doppler ötelemesi, c iletişim ortamındaki ışık hızı olmak üzere yaklaşık olarak $\psi_i \cong \frac{v}{c} \omega_c$ olarak hesaplanabilir (Hahm ve diğ., 1997). Özellikle taşıyıcı sıklığının yüksek olduğu telsiz iletişim sistemlerinde, Doppler frekans ötelemeleri anlam kazanmakta ve dikkate alınmaları gerekmektedir. Doğrusal kanalın zamanla değişen transfer fonksiyonu, yukarıdaki dürtü cevabının ℓ 'ye göre ayrık Fourier dönüşümü (DFT) hesaplanarak elde edilir:

$$H(m, \omega_k) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\psi_i m} e^{-j\omega_k N_i} \quad (4.2)$$

yurada, $\omega_k = \frac{2\pi}{K} k, k = 0, 1, \dots, K-1$. Kanalın ikili frekans fonksiyonu $B(\Omega_s, \omega_k)$,

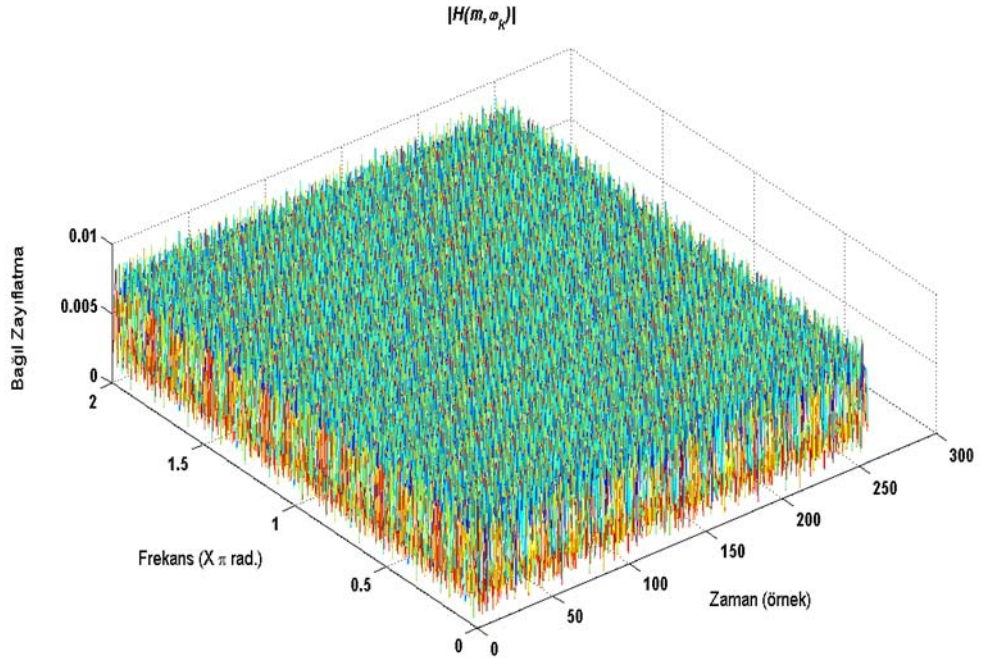
$H(m, \omega_k)$ 'nın m 'ye göre DFT'si hesaplanarak elde edilebilir.

$$B(\Omega_s, \omega_k) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{-j\omega_k N_i} \delta(\Omega_s - \psi_i) \quad (4.3)$$

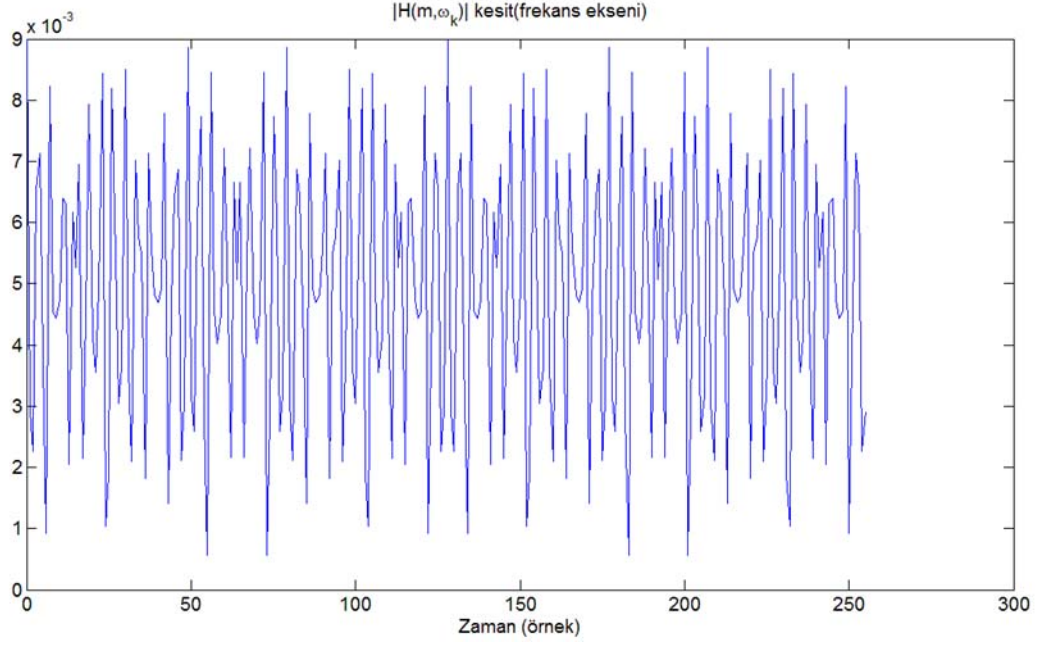
$\Omega_s = \frac{2\pi}{K}s, k = 0, 1, \dots, K-1$. Yine, kanalın yayma fonksiyonu da $h(m, \ell)$ 'nin m 'ye göre AFD'sini veya $B(\Omega_s, \omega_k)$ 'nin ω_k 'ya göre ters DFT'si hesaplanarak aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$S(\Omega_s, \ell) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i \delta(\Omega_s - \psi_i) \delta(\ell - N_i) \quad (4.4)$$

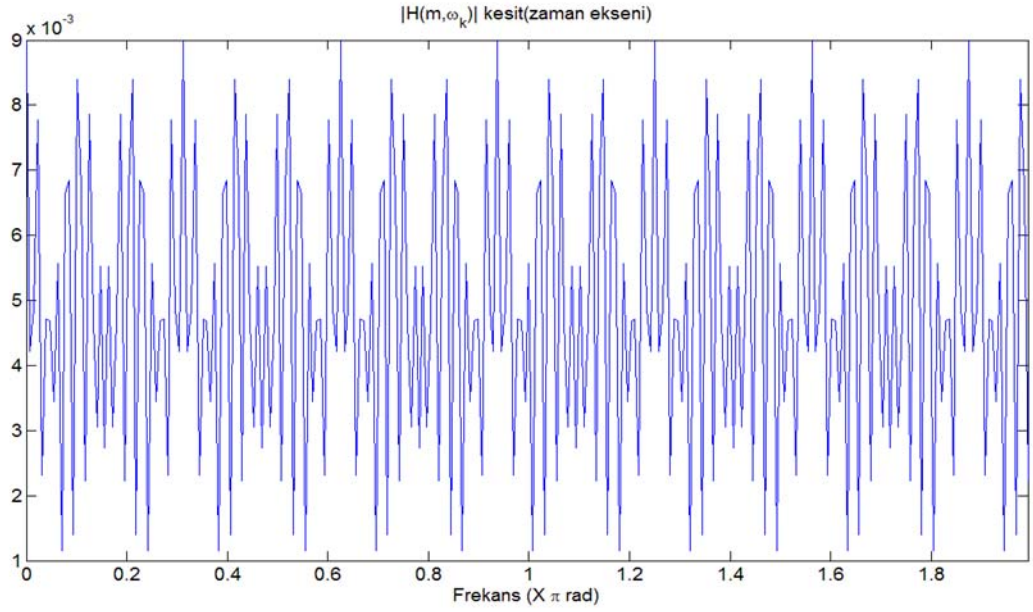
Yukarıdaki yayma fonksiyonu incelendiğinde, ZF konumu zaman gecikmeleri ve Doppler ötelemeleri, genliği ise α_i zayıflama katsayısı ile belirlenen dürtülerden oluştuğu görülmektedir. Eğer bu bilgiler alıcıya gelen işaretten elde edilebilirse kanalın denkleştirilmesi ve iletilen sembollerin kestirimi mümkün olabilecektir. Şekil 4.1'de üç yollu bir kanala ait, frekans cevabı ile zaman ve frekans eksenlerinden alınan kesitler görülmektedir. Yine, Şekil 4.2'de ikili frekans cevabı, Şekil 4.3'de de birim dürtü cevabı genliği üç boyutlu ve kesit görüntü olarak yer almaktadır. Bu kanalın yayma fonksiyonu ise Şekil 4.4'te verilmiştir.



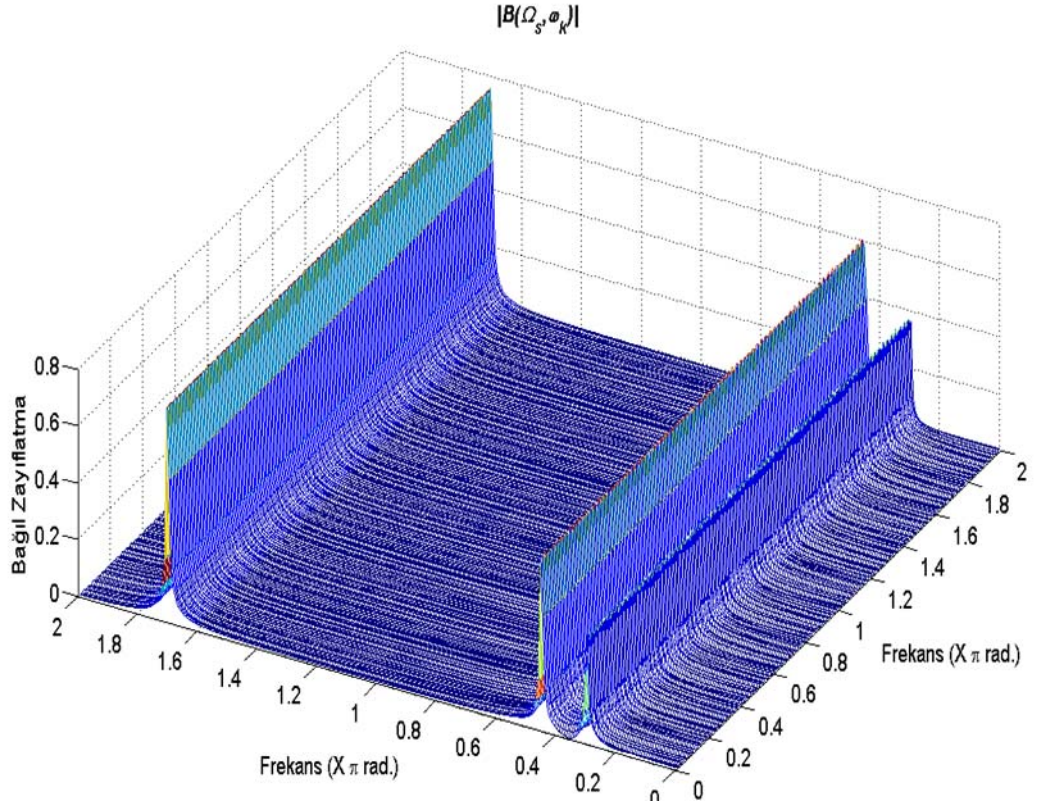
Şekil 4.1a: Zamanla değişen 3 yollu bir kanalın frekans cevabı genliği.



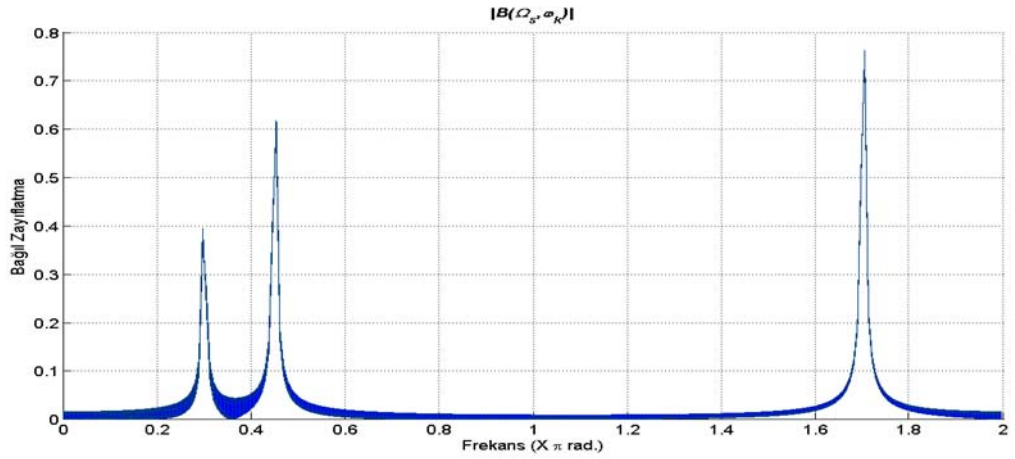
Şekil 4.1b: Şekil 4.1a'daki frekans cevabının frekans ekseninden alınmış bir kesiti.



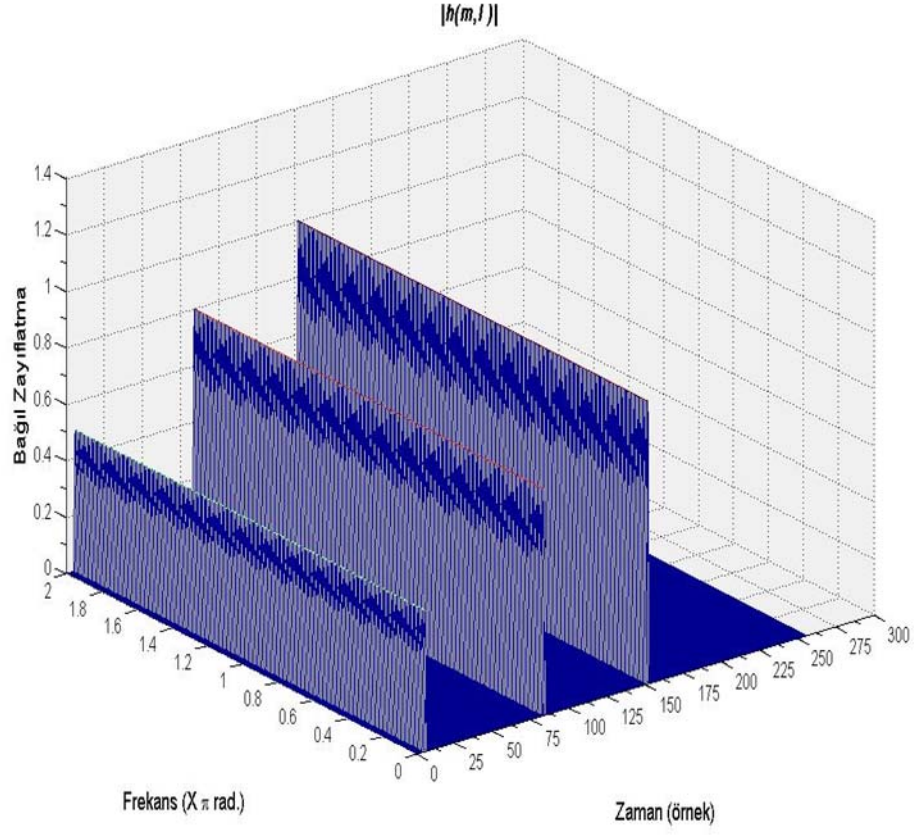
Şekil 4.1c: Şekil 4.1a'daki frekans cevabının zaman ekseninden alınmış bir kesiti.



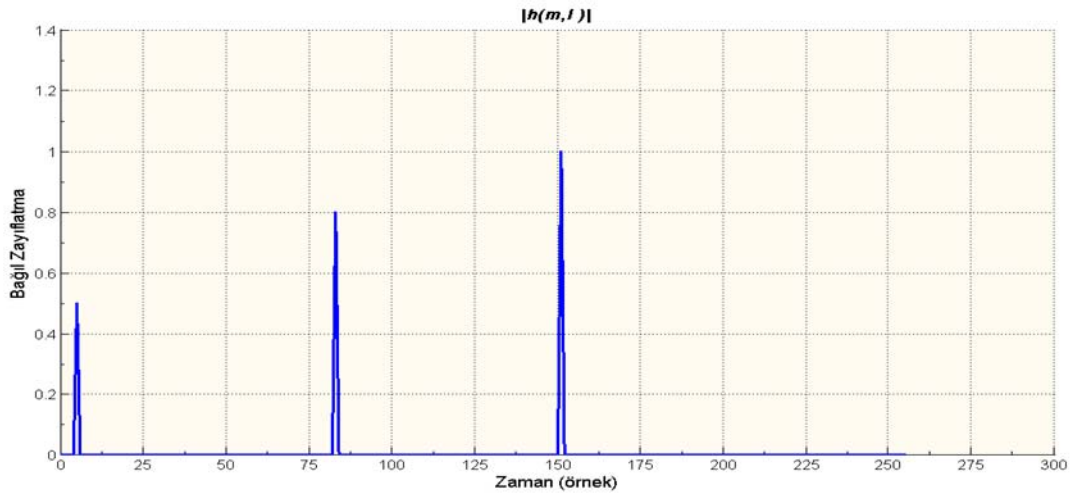
Şekil 4.2a: Şekil 4.1a'da frekans cevabı verilen kanalın ikili frekans fonksiyonu.



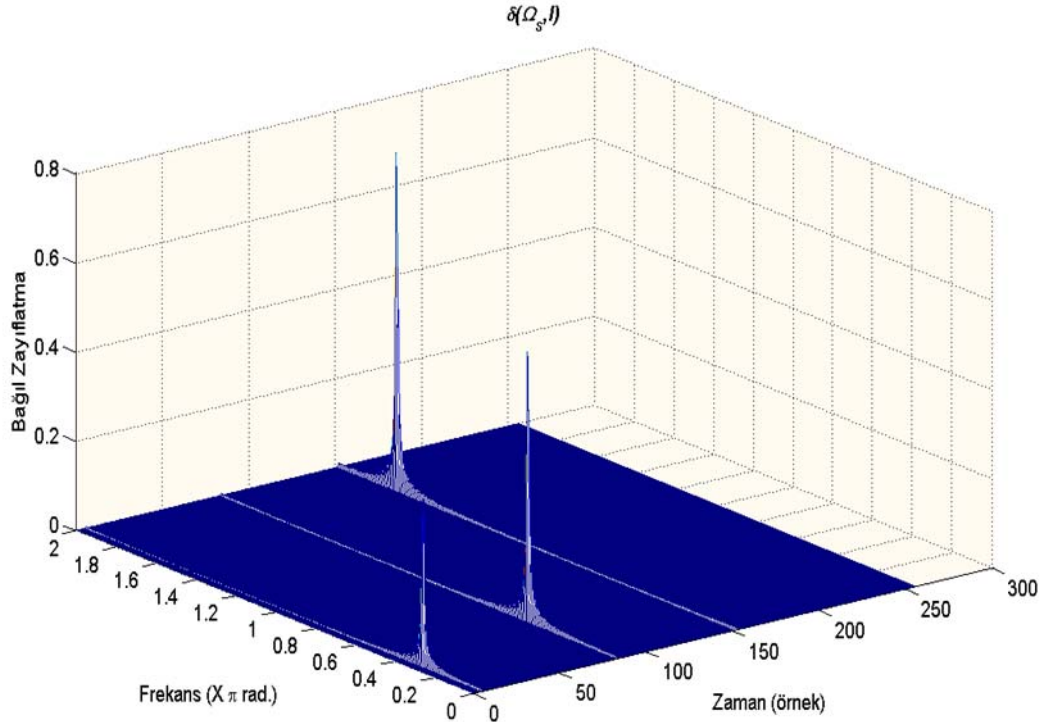
Şekil 4.2b: Şekil 4.2a'de yer alan ikili frekans fonksiyonun Z-Y ekseninden görünüşü. Tepelerin yerleşim yerleri, kanala etki eden Doppler frekanslarını göstermektedir.



Şekil 4.3a: Şekil 4.1a'da frekans cevabı verilen kanalın birim dürtü cevabı genliği.



Şekil 4.3b: Şekil 4.3a'da yer alan birim dürtü cevabının Z-X ekseninden görünüşü. Tepelerin yerleşim yerleri, her bir yola ait geçikmeleri göstermektedir.



Şekil 4.4: Şekil 4.1a'da frekans cevabı verilen kanalın yayma fonksiyonu. (Dürtülerin X-Y eksenli koordinatları her bir yola ait gecikmeleri ve Doppler frekanslarını, Z ekseninde aldıkları tepe değerleri de bağıl zayıflama oranlarını göstermektedir.)

4.1.2. OFDM Sistem Modeli

Bir OFDM iletişim sisteminde, mevcut bant genişliği B_d olan kanal, K tane alt kanala bölünür. İletilecek bit dizisi, $X_{n,k}$ iletim sembolleri ile eşleştirildikten sonra K tane paralel sembol dizisine bölünür. Burada, n zaman indeksi, $k = 0, 1, \dots, K-1$ ise alt taşıyıcı indeksidir. Daha sonra, alıcı tarafından bilinen (n', k') noktalarına $p_{n,k}$ pilot sembolleri eklenir: $(n', k') \in \{(n', k') \mid n' \in \mathcal{Z}, k' = id + (n' \bmod(d)), i \in [0, P-1]\}$. Burada P pilot sembol sayısını, $d = K/P$ bir OFDM sembolü içindeki komşu iki pilot veri arasındaki mesafeyi göstermektedir (Schafhuber ve diğ., 2003). n anındaki OFDM sembolü $s_n(m)$, $X_{n,k}$ 'nin ters AFD'si alınıp sondaki L_{CP} kadar örneğin, sembolün önüne dairesel takı (CP) olarak eklenmesi ile elde edilir. L_{CP} , kanal dürtü cevabının zaman desteği L_{TS} 'ye göre seçilir: $L_{TS} \leq L_{CP} + 1$ (Petropulu ve diğ., 2004, Stuber ve diğ., 2004).

$$s_n(m) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} X_{n,k} e^{j\omega_k m} \quad (4.5)$$

Yukarıda, $m = -L_{CP}, -L_{CP} + 1, \dots, 0, \dots, K - 1$, $\omega_k = \frac{2\pi}{K}k$ ve her OFDM sembolü $N = K + L_{CP}$ örnek uzunluğundadır. Kanaldaki çok yollu yayılma, sönümleme ve Doppler frekans ötelemesi de hesaba katıldığında kanal çıkışı :

$$\begin{aligned} y_n(m) &= \sum_{\ell=0}^{L-1} h(m, \ell) s_n(m - \ell) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\psi_i m} s_n(m - N_i) \\ &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} X_{n,k} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\psi_i m} e^{j\omega_k (m - N_i)} \\ &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} H_n(m, \omega_k) e^{j\omega_k m} X_{n,k} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Son olarak iletilen sinyalin toplamsal Gauss gürültüsü $\eta(m)$ ile de bozulduğu varsayılırsa n . çerçeve için alınan işaret $r_n(m) = y_n(m) + \eta_n(m)$ şeklinde yazılabilir. Alıcıda, dairesel takılar atılarak sinyal K noktalı DFT ile demodüle edilir:

$$\begin{aligned} R_{n,k} &= \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} [y_n(m) + \eta_n(m)] e^{-j\omega_k m} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{s=0}^{K-1} X_{n,s} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{-j\omega_k N_i} \\ &\quad \times \sum_{m=0}^{K-1} e^{j\psi_i m} e^{j(\omega_s - \omega_k) m} + Z_{n,k}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Bütün iletim yollarındaki Doppler etkisi ihmal edilebilecek seviyede ise, $\psi_i = 0; \forall i$, kanalın bir OFDM sembolü boyunca durağan olduğu kabul edilebilir. Bu durumda yukarıdaki kanal çıkışı

$$\begin{aligned}
R_{n,k} &= X_{n,k} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{-j\omega_k N_i} + Z_{n,k} \\
&= X_{n,k} H_{n,k} + Z_{n,k}
\end{aligned} \tag{4.8}$$

şeklinde olacaktır. $H_{n,k}$, n . OFDM çerçevesi için kanalın frekans cevabını, $Z_{n,k}$ ise kanal gürültüsünün ayrık Fourier dönüşümünü göstermektedir. Kanalın frekans cevabı katsayıları, $H_{n,k}$, kestirilerek $X_{n,k}$ veri sembolleri, $\hat{X}_{n,k} = R_{n,k} / H_{n,k}$ şeklindeki basit bir denkleştirici ile elde edilebilir. Ancak, kanalda büyük Doppler öteleme söz konusu olduğunda yukarıdaki varsayım geçersiz olacaktır. Bu çalışmada, kanalın bir OFDM sembolü boyunca bile değişebildiği, zamanla değişen kanal modeli üzerinde durularak, probleme ZF yaklaşımı ile bir çözüm getirilmektedir.

4.1.3. Zamanla Değişen Kanal Kestirimi

Aşağıda, telsiz iletişim kanalının çıkışının ZF gösteriminde bir araç olarak kullanılacak olan ve 3. Bölümde ayrıntılı olarak ele alınan Ayrık Evrimsel izge (DET), kolaylık olması amacıyla kısaca özetlenecektir.

4.1.3.1. DET Kullanılarak Zaman-Frekans Analizi

Durağan olmayan bir rasgele $\gamma(n)$ işaretinin Wold-Cramer gösterimi (Priestley, 1988) rasgele ve zamana bağlı faz ve genlikleri olan karmaşık sinüzoidlerin sonsuz toplamı şeklinde gösterilebilir, yani

$$\gamma(n) = \int_{-\pi}^{\pi} \Gamma(n, \omega) e^{j\omega n} dZ(\omega) \tag{4.9}$$

Yukarıda, $Z(\omega)$ dik artışları olan rasgele bir süreçtir. (4.9) ifadesi, durağan süreçler için var olan izgesel gösteriminin genelleştirilmiş halidir. $\gamma(n)$ işareti için Priestley'in evrimsel izgesi (Melard ve Schutter, 1989, Priestley, 1988) $\Gamma(n, \omega)$ evrimsel çekirdeğinin genlik karesine denk gelmektedir.

Durağan olmayan, ayrık zamanlı bir $x(n), 0 \leq n \leq N-1$, işareti de benzer şekilde $X(n, \omega_k)$ zaman frekans kerneli veya $X(\Omega_s, \omega_k)$ ikili frekans kerneli ile temsil edilebilir. $x(n)$ işaretine ait zaman frekans DET'si şöyle verilmektedir

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} X(n, \omega_k) e^{j\omega_k n} \quad (4.10)$$

Burada $\omega_k = 2\pi k / K$, K frekans örneği sayısı ve $X(n, \omega_k)$ evrimsel kerneldir. Benzer bir gösterim, $X(\Omega_s, \omega_k)$ ikili frekans çekirdeği cinsinden

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{s=0}^{K-1} X(\Omega_s, \omega_k) e^{j(\Omega_s + \omega_k)n} \quad (4.11)$$

Şeklinde yazılabilir. $x(n)$ işaretinin DET'si, zamanla değişen $X(n, \omega_k)$ veya $X(\Omega_s, \omega_k)$ çekirdeklerinin $x(n)$ işareti cinsinden ifade edilmesiyle elde edilebilir. Bu amaçla klasik zaman frekans işaret gösterim yöntemleri kullanılabilir. Dolayısıyla, (4.10)'deki gösterim için $X(n, \omega_k)$, $0 \leq k \leq K-1$, evrimsel kernelini veren DET;

$$X(n, \omega_k) = \sum_{\ell=0}^{N-1} x(\ell) w_k(n, \ell) e^{-j\omega_k \ell}, \quad (4.12)$$

olup $w_k(n, \ell)$ genel olarak zaman ve frekansa bağlı bir pencere fonksiyonudur. DET'yi, sabit pencere kullanılan kısa zamanlı Fourier dönüşümünün genelleştirilmiş şekli olarak görmek mümkündür. $w_k(n, \ell)$ penceresinin örneğin Gabor veya Malvar açılımı gibi sinyal gösterimleri kullanılarak nasıl elde edilebileceği konusunda bilgiler 3. Bölümde yer almaktadır. Ancak, çok yollu, sönmülemeli, kablosuz kanal modelleme probleminin çözümü için işaret uyumlu ve Doppler sıklığına adapte olabilen pencereler kullanılması gerekecektir.

4.1.3.2. OFDM Kanal Kestirimi

Bu aşamada, alıcıya ulaşan kanal çıkış işaretinin kanal yayma fonksiyonunun, evrimsel gösterim yardımıyla nasıl hesaplanacağı üzerinde durulacaktır.

Dairesel ekler çıkartıldıktan sonra, n . OFDM sembolü (4.6) eşitliğinde

$$y_n(m) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} H_n(m, \omega_k) e^{j\omega_k m} X_{n,k} \quad (4.13)$$

Şeklinde verilmişti. Yukarıdaki, eşitlik matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} \quad (4.14)$$

Burada,

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= [y_n(0), y_n(1), \dots, y_n(K-1)]^T, \\ \mathbf{x} &= [X_{n,0}, X_{n,1}, \dots, X_{n,K-1}]^T, \\ \mathbf{A} &= [a_{m,k}]_{K \times K}, \quad a_{m,k} = \frac{H_n(m, \omega_k) e^{j\omega_k m}}{\sqrt{K}}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Eğer, kanalın zamanla değişen frekans cevabı $H_n(m, \omega_k)$ biliniyorsa, $X_{n,k}$ aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{y} \quad (4.16)$$

$H_n(m, \omega_k)$ 'yı kestirmek için aşağıda bir ZF prosedürü verilmektedir:

$y_n(m)$ 'nin DET'si aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y_n(m) = \sum_{k=0}^{K-1} Y_n(m, \omega_k) e^{j\omega_k m} \quad (4.17)$$

$y_n(m)$ 'nin (4.6) ve (4.17) eşitliklerindeki gösterimleri karşılaştırıldığında kernelin,

$$Y_n(m, \omega_k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\psi_i m} e^{-j\omega_k N_i} X_{n,k}. \quad (4.18)$$

şeklinde olması gerektiği görülmektedir. Sonuç olarak, n . OFDM sembolü için kanalın zamanla değişen frekans cevabı aşağıdaki şekilde elde edilmektedir:

$$H_n(m, \omega_k) = \frac{\sqrt{K} Y_n(m, \omega_k)}{X_{n,k}} \quad (4.19)$$

(4.18) eşitliğini sağlayan $Y_n(m, \omega_k)$ 'nın hesaplanması, sinyale bağlı, Doppler frekanslarına uyarlanmış pencere kullanılarak yapılmaktadır. (4.19) eşitliğine göre, kanalın frekans cevabını kestirebilmek için $X_{n,k}$ veri sembollerine ihtiyaç

duyulmaktadır. Bu probleme (Akan ve Chaparro, 2006)'de iki aşamalı bir çözüm önerilmiştir: *i*) pilot destekli bir kestirim yöntemi ile kanalın frekans cevabını $H_{n,k}$ hesaplanır (Petropulu ve diğ., 2004, Stuber ve diğ., 2004). *ii*) bu frekans cevabı kullanılarak $X_{n,k}$ için bir ön kestirim elde edilir. Sonra ön kestirim ile elde edilen veri sembolleri (4.19) eşitliğinde kullanılarak $H(m, \omega_k)$ ve yayma fonksiyonu $S(\Omega_s, \ell)$ hesaplanır.

Bu çalışmada ise, $H_{n,k}$ katsayılarının kestirildiği yukarıda bahsedilen ara adıma gerek duymayan geliştirilmiş yeni bir yöntem sunulmaktadır. (4.19) eşitliği matris formunda aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{H} = \sqrt{K} \mathbf{Y} \mathbf{X}^{-1}, \quad (4.20)$$

yukarıdaki eşitlikte,

$$\begin{aligned} \mathbf{H} \Delta &= \left[h_{m,k} \right]_{K \times K}, \quad h_{m,k} = H_n(m, \omega_k) \\ \mathbf{Y} \Delta &= \left[y_{m,k} \right]_{K \times K}, \quad y_{m,k} = Y_n(m, \omega_k) \\ \mathbf{X} \Delta &= \mathbf{I} x. \end{aligned} \quad (4.21)$$

Burada \mathbf{I} , $K \times K$ boyutlu birim matrisi göstermektedir. (4.19) eşitliği, önceden atanmış $k = k'$ pilot noktalarında da geçerlidir, yani,

$$H'_n(m, \omega_p) = H_n(m, \omega_{k'}) = \frac{\sqrt{K} Y_n(m, \omega_{k'})}{X_{n,k'}} \quad (4.22)$$

burada, $p = 1, 2, \dots, P$ ve $H'_n(m, \omega_p), H_n(m, \omega_k)$ 'nin örneklenmiş şeklidir. Yine, P pilot sembol sayısını, $d = K/P$ ise komşu iki pilot arasındaki uzaklığı göstermektedir. $H'_n(m, \omega_p)$ 'nin p 'ye göre ters DFT'si, m 'ye göre de DFT'si alınarak aşağıdaki yayma fonksiyonu elde edilir:

$$S'(\Omega_s, \ell) = \frac{1}{d} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i \delta(\Omega_s - \psi_i) \delta\left(\frac{\ell - N_i}{d}\right) \quad (4.23)$$

$S'(\Omega_s, \ell)$ 'yi, $S(\Omega_s, \ell)$ ile karşılaştırıldığında, $S(\Omega_s, \ell)$ kullanılarak hesaplanan α_i, ψ_i , ve N_i kanal parametrelerinin, $S'(\Omega_s, \ell)$ yayma fonsiyonu kullanılarak da hesaplanabileceği açıkça görülmektedir. Böylece $Y_n(m, \omega_k)$ evrimsel kerneli, $y_n(m)$ kullanılarak doğrudan hesaplanıp daha sonra buradan kanal parametreleri (4.22) ve (4.23) eşitlikleri kullanılarak kestirilebilecektir.

(4.17) 'daki $Y_n(m, \omega_k)$ evrimsel çekirdeği, $y_n(m)$ (4.12)'de yerine konularak aşağıdaki şekilde elde edilebilir:

$$\begin{aligned} Y_n(n, \omega_k) &= \sum_{\ell=0}^{N-1} y_n(\ell) w_k(n, \ell) e^{-j\omega_k \ell} \\ &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{s=0}^{K-1} X_{n,s} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{-j\omega_s N_i} \\ &\quad \times \sum_{\ell=0}^{K-1} w_k(m, \ell) e^{j(\psi_i + \omega_s - \omega_k) \ell} \end{aligned} \quad (4.24)$$

ω_p Doppler frekansına bağlı $w_k(m, \ell) = \frac{1}{K} e^{j\omega_p(m-\ell)}$ şeklinde bir karşmaşik üstel DET penceresi seçilecek olursa bu pencere $Y_n(n, \omega_k)$ için doğru gösterimi $\omega_p = \psi_i$ olması durumunda verecektir. $w_k(m, \ell) = \frac{1}{K} e^{j\omega_p(m-\ell)}$ penceresi kullanıldığında, (4.24) eşitliği aşağıdaki gibi olacaktır:

$$\begin{aligned} Y_n(n, \omega_k) &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{s=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{L-1} X_{n,s} \alpha_i e^{-j\omega_s N_i} \\ &\quad \times \sum_{\ell=0}^{K-1} \frac{1}{K} e^{j\psi_i(m-\ell)} e^{j\psi_i \ell} e^{j(\psi_i + \omega_s - \omega_k) \ell} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Yukarıdaki eşitlikteki son toplam ifadesi

$$\frac{1}{K} e^{j\psi_i(m-\ell)} \sum_{\ell=0}^{K-1} e^{j(\omega_s-\omega_k)\ell} = e^{j\psi_i m} \mathcal{D}(s-k) \quad (4.26)$$

Şeklinde sadeleştirilirse, (4.25) eşitliğinden (4.27) eşitliğine aşağıdaki gib ulaşılacaktır.

$$\begin{aligned} Y_n(n, \omega_k) &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\psi_i m} e^{-j\omega_k N_i} X_{n,k} \\ &= \frac{H_n(m, \omega_k) X_{n,k}}{\sqrt{K}} \end{aligned} \quad (4.27)$$

4.1.4. Zaman-Frekans Alıcısı

Kanalın yayma fonksiyonu ve bu fonksiyona bağlı olarak frekans cevabı $H_n(m, \omega_k)$ kestirildikten sonra, $X_{n,k}$ giriş sembolleri (4.16)'da verilen ZS alıcısı yardımıyla elde edilir. Diğer taraftan (4.7) eşitliğindeki kanal çıkışı,

$$\begin{aligned} R_{n,k} &= \frac{1}{K} \sum_{s=0}^{K-1} \left\{ \sum_{m=0}^{K-1} H_n(m, \omega_s) e^{j(\omega_s-\omega_k)m} \right\} X_{n,s} + Z_{n,k} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{s=0}^{K-1} B_n(\omega_k - \omega_s, \omega_s) X_{n,s} + Z_{n,k}. \end{aligned} \quad (4.28)$$

şeklilde de yazılabilir. $B_n(\omega_s, \omega_k)$ kanalın bir OFDM sembolü süresince ikili frekans fonksiyonudur. Yukarıdaki eşitlikte, giriş sembolleriyle gerçekleşen bir zamanla değişen dairesel konvolüsyon görülmektedir. Bu eşitliği aşağıdaki şekilde matris formunda yazmak da mümkündür:

$$\mathbf{r} = \mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (4.29)$$

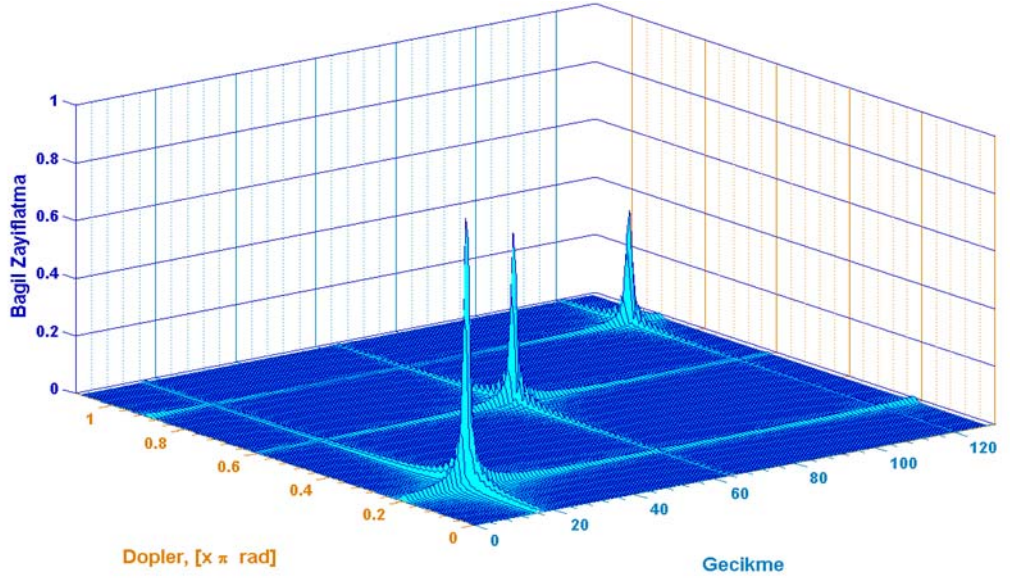
$\mathbf{B} = [b_{s,k}]_{K \times K}$, $b_{s,k} = B_n(\omega_k - \omega_s, \omega_s)$, $K \times K$ boyutunda matris; \mathbf{r} , \mathbf{x} ve \mathbf{z} ise sırasıyla, $\mathbf{r} = [R_{n,1}, R_{n,2}, \dots, R_{n,K}]^T$, $\mathbf{x} = [X_{n,1}, X_{n,2}, \dots, X_{n,K}]^T$, and $\mathbf{z} = [Z_{n,1}, Z_{n,2}, \dots, Z_{n,K}]^T$ şeklinde tanımlanan $K \times 1$ boyutlu vektörlerdir. Sonuç olarak $X_{n,k}$ veri sembolleri basit bir ZS alıcısı ile sezilebilir:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{r} \quad (4.30)$$

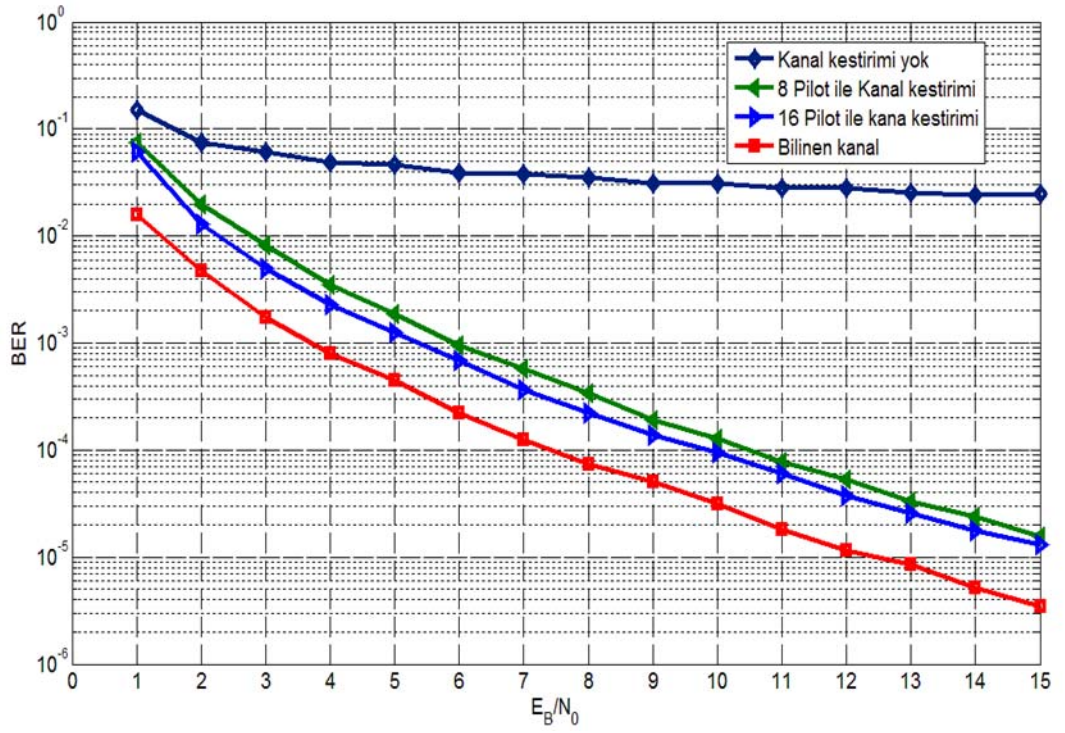
Böylece (4.1)'de verilen zamanla değişen kanal modeli için bir alıcı elde edilmiş olacaktır.

4.1. 5. Benzetim Sonuçları

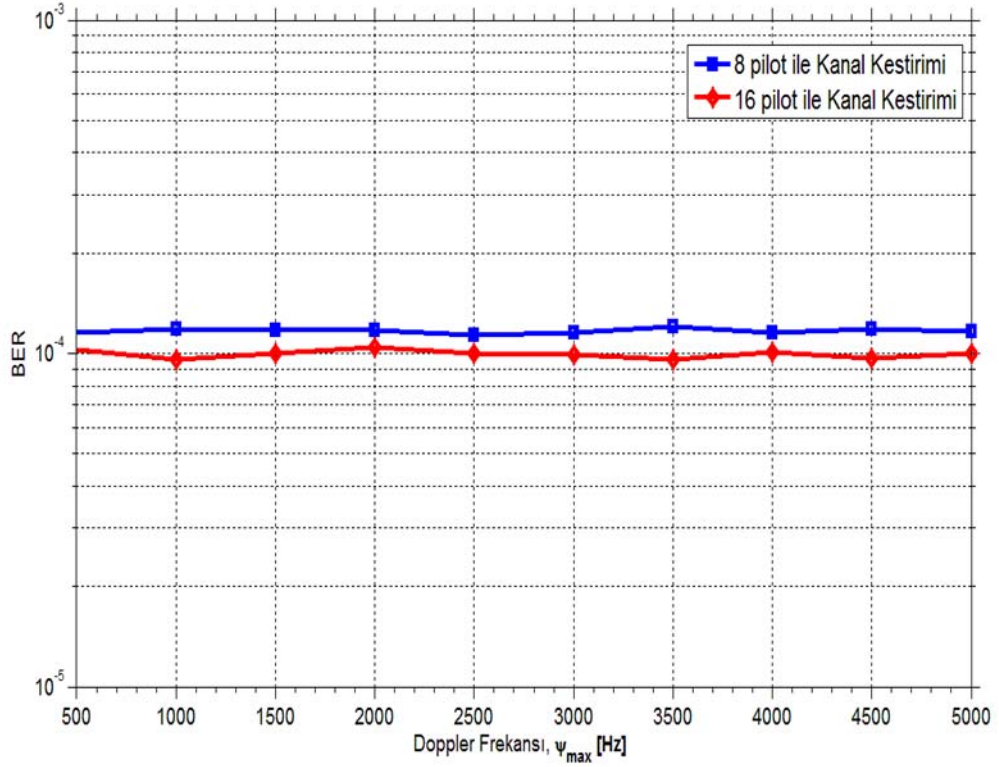
Öncelikle, Şekil 4.5'te bir OFDM çerçevesinde 16 pilot sembol kullanılarak kestirilen yayma fonksiyonu gösterilmiştir. İletişim kanalı, yol sayısı $1 \leq L \leq 5$, gecikmeler, $0 \leq N_i \leq L_{DT} - 1$ ve her bir yoldaki Doppler kaymaları, $0 \leq \psi_i \leq \psi_{max}$, ($i = 0, 1, \dots, L - 1$) aralıklarında rasgele değişecek biçimde benzetimi yapılarak önerilen yöntemin bit hata oranı (BHO) başarımı test edilmiştir. 4-PSK giriş sembolleri 128 alt kanaldan gönderilmiş, 8 ve 16 pilot sembol kullanılarak başarımların analizi yapılmıştır. OFDM sembol süresi $T = 200 \mu s$, ve $T_{DT} = 50 \mu s$, alt taşıyıcı frekans aralığı ise $F = 5 \text{ kHz}$ olarak seçilmiştir. Sinyal gürültü oranı 0 ve 15dB aralığında değiştirilerek aşağıdaki dört alıcı için bit hata oranı hesaplanmıştır: 1) Kanal kestirimi yok iken, 2) Önerilen yöntemle 8 pilot sembol kullanılarak, 3) 16 pilot sembol kullanılarak kestirim yapıldığında, 4) kanal parametreleri bilindiği durum. Şekil 4.6'da, $\psi_{max} = 500 \text{ Hz}$ için bit hata oranını göstermektedir. Dikkat edilirse, 8 pilot sembol kullanılarak bile önerilen yöntem ile kanal parametrelerindeki değişim izlenebilmektedir.



Şekil 4.5.: Bir OFDM çerçevesinde 16 pilot sembol kullanılarak kestirilen yayma fonksiyonu.



Şekil 4.6.: Önerilen kestirim yöntemin bit hata oranı başarımı



Şekil 4.7: Önerilen kestirim yöntemin bit hata oranı başarımının Doppler frekansı ile değişimi.

4.2. MIMO-OFDM SİSTEMLER İÇİN ZAMANLA DEĞİŞEN KANAL KESTİRİMİ

Çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemler, geleceğin telsiz iletişim sistemlerinde, link güvenilirliğini ve izgesel verimliliği etkili bir şekilde artırma potansiyeli taşımaktadır. Söz konusu potansiyeli kullanma bağlamında, hem sabit hem de gezgin gelecek nesil telsiz iletişim sistemlerinde, OFDM ile MIMO tekniklerinin birlikte kullanıldığı teknolojiler en güçlü aday olarak görünmektedir. Daha önce de belirtildiği gibi, OFDM'nin, tek taşıyıcılı modülasyonun kullanıldığı sistemlere göre sağladığı avantajlar sebebiyle, çok yollu frekans seçici kanallarda kullanımı standart hale gelmiştir. Bu bölümde, MIMO-OFDM kanallar için, Ayrık Evrimsel Dönüşümü (DET) tabanlı bir modelleme ve kestirim yöntemi sunulacaktır.

Geleceğin telsiz haberleşme sistemleriyle ilgili en önemli uğraşlardan biri izgesel verimliliği ve link güvenilirliğini artırmak yönünde olacaktır. Telsiz kanallar, çok yollu sönümlenme, frekans kayması ve diğer kullanıcıların getirdiği girişim gibi sebeplerle son derece yıkıcı bir yapı göstermektedir. Bu bağlamda, çeşitlilik (diversity), alıcıya, gönderilen işaretin çeşitli versiyonlarını sunması ile sönümlenme ve girişim etkisi ile mücadelede böylelikle de link güvenilirliği artırmada güçlü bir araç olarak kullanılmaktadır.

En bilinen çeşitlilik yöntemleri zaman ve frekans çeşitliliğidir. Son yıllarda, çoğunlukla izgesel verimlilik kaybına sebep olmadan uygulanabilmesi nedeniyle, uzlamsal (veya anten) çeşitlilik yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Yine, alıcıda birden çok antenin kullanılması demek olan alıcı çeşitliliği ile ilgili çalışmalar, özellikle telefon ahizelerine çok sayıda antenin yerleştirilmesindeki güçlük sebebiyle gezgin telsiz uygulamaların öncülüğünde devam etmektedir (Jakes, 1994). Verici tarafında birden çok antenin çeşitli işaret işleme ve kodlama işlemleriyle birlikte kullanılması uzay-zaman kodlaması (STC) olarak bilinmekte olup günümüzdeki aktif çalışma alanlarından birini oluşturmaktadır (Alamouti, 1998). Telsiz linkin her iki tarafında da çoklu antenin kullanıldığı MIMO sistemler, yüksek oranlarda veri hızı ve izgesel verimlilik vadetmektedir (Paulraj ve Kailath, 1994, Bolcskei ve diğ., 2002, Foschini ve Gans 1998). MIMO sistemlerle ilgili ilk çalışmaların çoğu dar bantlı kanallar temelinde yapılmıştır. Ancak, geniş bantlı MIMO kanallar, uzlamsal çeşitlilik yanında yüksek kapasite kullanımına ve frekans çeşitliliğine imkan vermektedir. OFDM'in (Peled, A. And ve Ruiz, 1980), geniş bantlı telsiz sistemlerde alıcı karmaşıklığını kayda değer oranda düşürdüğü dikkate alındığında, MIMO teknolojisinin OFDM ile birlikte kullanımı (Bolcskei ve diğ., 2002) gelecek nesil geniş bantlı telsiz haberleşme sistemleri için oldukça ilgi çekiçi bir çözüm olarak görülmektedir.

Dopler kaymaları, faz kayması, yerel osilatör frekans kayması çoklu anten kullanımı gibi nedenlerle taşıyıcılar arası girişim (ICI) ve çok yollu sönümlenme MIMO-OFDM sistemlerin başarımını, özellikle gezgin sistemlerde kullanıldığında, ciddi oranda düşürmektedir (Petropulu ve diğ., 2004, Stuber ve diğ., 2004). Çoğu kanal kestirimi yöntemleri zamanla değişmeyen doğrusal kanal modellerini temel almaktadır. Ancak

hızlı değişimin olduğu ortamlarda bu varsayım çok gerçekçi olmamaktadır. Bu çalışmada, zaman-frekans kuramı kullanılarak, MIMO-OFDM sistemler için, kanalın bir OFDM sembolü boyunca bile değiştiği bir kanal modeli ve bu model üzerinden geliştirilen bir kanal kestirim yöntemi sunulmaktadır.

4.2.1. Kablosuz İletişim Kanal Modeli

Bu bölümde, Bir telsiz iletişim sistemi için bölüm 4.1.1'de verilen çok yollu, sönmülemeli ve dopler frekans ötelemeli zamanla değişen kanal modeli , şekil21'deki gibi N_{tx} tane verici, N_{rx} tane de alıcı antenden oluşan bir MIMO-OFDM sistem için genişletilecektir.

i. verici anten ile j. Alıcı anten arasındaki kanalın dürtü cevabı, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$h^{(i,j)}(m, \ell) = \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} e^{j\psi_{\rho}^{(i,j)} m} \delta(m - N_{\rho}^{(i,j)}) \quad (4.31)$$

Burada, $L_p^{(i,j)}$ toplam iletim yolu sayısını, $\psi_{\rho}^{(i,j)}$ Doppler frekans kaymalarını, $\alpha_{\rho}^{(i,j)}$ bağıl zayıflatma faktörlerini ve $N_{\rho}^{(i,j)}$ ise ρ . iletim yolunun neden olduğu gecikme miktarını göstermektedir. Doğrusal kanalın zamanla değişen transfer fonksiyonu, yukarıdaki dürtü cevabının ℓ 'ye göre DFT'si hesaplanarak elde edilir:

$$H^{(i,j)}(m, \omega_k) = \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} e^{j\psi_{\rho}^{(i,j)} m} e^{-j\omega_k N_{\rho}^{(i,j)}} \quad (4.32)$$

yurada, $\omega_k = \frac{2\pi}{K} k, k = 0, 1, \dots, K-1$. Kanalın ikili frekans fonksiyonu $B^{(i,j)}(\Omega_s, \omega_k)$,

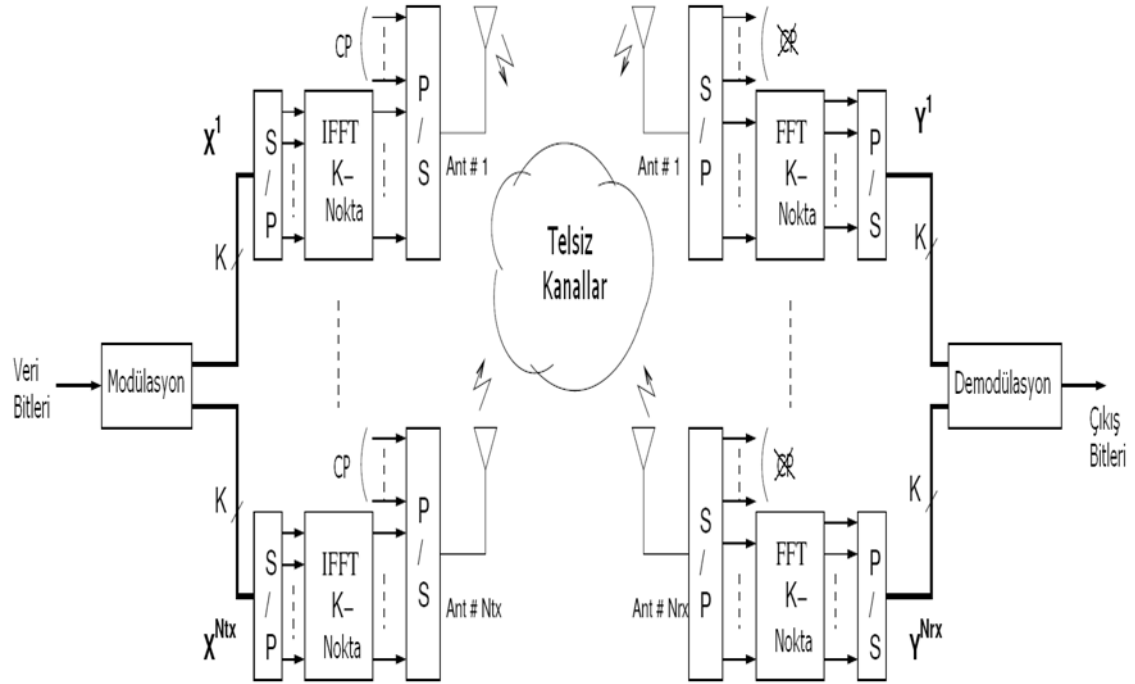
$H^{(i,j)}(m, \omega_k)$ 'nin m 'ye göre DFT'si hesaplanarak elde edilebilir.

$$B^{(i,j)}(\Omega_s, \omega_k) = \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} e^{-j\omega_k N_{\rho}^{(i,j)}} \delta(\Omega_s - \psi_{\rho}^{(i,j)}) \quad (4.33)$$

$\Omega_s = \frac{2\pi}{K}s, k = 0, 1, \dots, K-1$. Yine, kanalın yayma fonksiyonu da $h^{(i,j)}(m, \ell)$ 'nin m 'ye göre AFD'sini veya $B^{(i,j)}(\Omega_s, \omega_k)$ 'nin ω_k 'ya göre ters DFT'si hesaplanarak aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$S^{(i,j)}(\Omega_s, \ell) = \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} \delta(\Omega_s - \psi_{\rho}^{(i,j)}) \delta(\ell - N_{\rho}^{(i,j)}) \quad (4.34)$$

Yukarıdaki yayma fonksiyonu incelendiğinde, ZF konumu zaman gecikmeleri ve Doppler ötelemeleri, genliği ise $\alpha_{\rho}^{(i,j)}$ zayıflama katsayısı ile belirlenen dürtülerden oluştuğu görülmektedir. Eğer bu bilgiler alıcıya gelen işaretten elde edilebilirse kanalın denkleştirilmesi ve iletilen sembollerin sezimi mümkün olabilecektir.



Şekil 4.8: MIMO-OFDM Verici-Alıcı yapısı

4.2.2. MIMO-OFDM Sistem Modeli

Şekil 1'de N_{tx} tane verici, N_{rx} tane de alıcı antenden oluşan bir MIMO-OFDM sistemin blok yapısı görülmektedir. Sistem bir OFDM bloğunda K alt taşıyıcı içermektedir. Bunlara ek olarak L_{CP} tane alt taşıyıcı da koruma bandı (veya döngüsel ek-CP) için

ayrılmıştır. i . vericiye gelen veri bitleri $X_{n,k}^{(i)}$ sembollerini oluşturmak üzere modüle edilmektedir. Burada, n zaman indeksi, $k = 0, 1, \dots, K-1$ ise alt taşıyıcı indeksidir. Daha sonra, alıcı tarafından bilinen (n', k') noktaları $p_{n,k}$ pilot sembolleri eklenir: $(n', k') \in \{(n', k') | n' \in \mathcal{Z}, k' = id + (n' \bmod(d)), i \in [0, P-1]\}$. Burada P pilot sembol sayısını, $d = K/P$ bir OFDM sembolü içindeki komşu iki pilot veri arasındaki mesafeyi göstermektedir. Modüle edilen her işaretin K noktalı ters DFT'si alınıp, önceki sembol ile girişimi engellemek için CP eklenlendikten ve seri-paralel çeviriciden geçirildikten sonra i . vericideki n . OFDM sembolü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$s_n^{(i)}(m) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} X_{n,k}^{(i)} e^{j\omega_k m} \quad (4.35)$$

Yukarıda, $m = -L_{CP}, -L_{CP} + 1, \dots, 0, \dots, K-1$, $\omega_k = \frac{2\pi}{K}k$ ve her OFDM sembolü $N = K + L_{CP}$ örnek uzunluğundadır. Kanaldaki çok yönlü yayılma, sönümleme ve Doppler frekans ötelemesi de hesaba katıldığında kanal çıkışı :

$$\begin{aligned} y_n^{(j)}(m) &= \sum_{i=1}^{N_{tx}} \left(\sum_{\ell=0}^{L_p^{(i,j)}-1} h^{(i,j)}(m, \ell) s_n^{(i)}(m - \ell) \right) \\ &= \sum_{i=1}^{N_{tx}} \left(\sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} e^{j\psi_{\rho}^{(i,j)} m} s_n^{(i)}(m - N_{\rho}^{(i,j)}) \right) \\ &= \sum_{i=1}^{N_{tx}} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} X_{n,k}^{(i)} \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} e^{j\psi_{\rho}^{(i,j)} m} e^{j\omega_k (m - N_{\rho}^{(i,j)})} \right) \\ &= \sum_{i=1}^{N_{tx}} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} H_n^{(i,j)}(m, \omega_k) e^{j\omega_k m} X_{n,k}^{(i)} \right) \end{aligned} \quad (4.36)$$

Yukarıda, $(\cdot)^{(j)}$, j . alıcıyı; $(\cdot)^{(i,j)}$, ise i . verici anten ile j . alıcı anten arasındaki zamlı değişken telsiz kanalı indekslemektedir. İletilen sinyalin, toplamsal Gauss gürültüsü $\eta^{(j)}(m)$ ile de bozulduğu varsayılırsa n . çerçeve için alınan işaret

$r_n^{(j)}(m) = y_n^{(j)}(m) + \eta_n^{(j)}(m)$ şeklinde yazılabilir. Alıcıda, dairesel takılar atılarak sinyal K noktalı DFT ile demodüle edilir:

$$\begin{aligned}
 R_{n,k}^{(j)} &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{m=0}^{K-1} [y_n^{(i)}(m) + \eta_n^{(i)}(m)] e^{-j\omega_k m} \\
 &= \sum_{i=1}^{N_{rx}} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{s=0}^{K-1} X_{n,s}^{(i)} \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} e^{j\omega_s m - N_{\rho}^{(i,j)}} \right. \\
 &\quad \left. \times \sum_{m=0}^{K-1} e^{j\psi_{\rho}^{(i,j)} m} e^{j(\omega_s - \omega_k) m} + Z_{n,k}^{(j)} \right)
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

Bütün iletim yollarındaki Doppler etkisi ihmal edilebilecek seviyede ise, $\psi_{\rho}^{(i,j)} = 0, \forall i$, kanalın bir OFDM sembolü boyunca durağan olduğu kabul edilebilir. Bu durumda yukarıdaki kanal çıkışı

$$\begin{aligned}
 R_{n,k}^{(j)} &= \sum_{i=1}^{N_{rx}} X_{n,k}^{(i)} \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} e^{-j\omega_k N_{\rho}^{(i,j)}} + Z_{n,k}^{(j)} \\
 &= \sum_{i=1}^{N_{rx}} H_{n,k}^{(i,j)} X_{n,k}^{(i)} + Z_{n,k}^{(j)}
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

şeklinde olacaktır. $H_{n,k}^{(i,j)}$, i . verici anten ile j . alıcı anten arasındaki zamla değişen telsiz kanalın frekans cevabını; $Z_{n,k}^{(j)}$ ise j . alıcı için kanal gürültüsünün ayrık Fourier dönüşümünü göstermektedir. Görüldüğü gibi alıcıya ulaşan işaret yapısı oldukça basitleşmektedir. Ancak, kanalda büyük Doppler ötelemeri söz konusu olduğunda yukarıdaki varsayım geçersiz olacaktır. Bu çalışmada, kanalın bir OFDM sembolü boyunca bile değişebildiği, zamanla değişen kanal modeli üzerinde durularak, probleme ZF yaklaşımı ile bir çözüm getirilmektedir.

4.2.3. MIMO-OFDM için Zamanla Değişen Kanal Kestirimi

Bu bölümde, alıcı antenlere ulaşan kanal çıkış işaretlerinin kanal yayma fonksiyonun, evrimsel gösterim yardımı nasıl hesaplanacağı üzerinde durulacaktır.

Dairesel ekler çıkartıldıktan sonra, n . OFDM sembolü için j . alıcıdaki kanal çıkışı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} y_n^{(j)}(m) &= \sum_{i=1}^{N_{rx}} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{\rho}^{(i,j)} e^{j\omega_{\rho}^{(i,j)} m} e^{j\omega_k(m-N_p^{(i,j)})} X_{n,k}^{(i)} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=1}^{N_{rx}} \sum_{k=0}^{K-1} H_n^{(i,j)}(m, \omega_k) e^{j\omega_k m} X_{n,k}^{(i)} \end{aligned} \quad (4.39)$$

İfadesi elde edilir. Yukarıdaki eşitlik matris formunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{y}^{(j)} = \mathbf{H}^{(j)} \mathbf{x} \quad (4.40)$$

Burada,

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(j)} &= [y_n^{(j)}(0), y_n^{(j)}(1), \dots, y_n^{(j)}(K-1)]^T; \\ \mathbf{x}^{(i)} &= [X_{n,0}^{(i)}, X_{n,1}^{(i)}, \dots, X_{n,K-1}^{(i)}], \\ \mathbf{x} &= [\mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}, \dots, \mathbf{x}^{(N_{rx})}]^T; \\ \mathbf{H}^{(i,j)} &= [a_{m,k}]_{K \times K}, \quad a_{m,k} = \frac{H_n^{(i,j)}(m, \omega_k) e^{j\omega_k m}}{\sqrt{K}}, \\ \mathbf{H}^{(j)} &= [\mathbf{H}^{(1,j)}, \mathbf{H}^{(2,j)}, \dots, \mathbf{H}^{(3,j)}]. \end{aligned} \quad (4.41)$$

(4.40) eşitliğinden hareketle tüm sistem için giriş çıkış ilişkisi,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)} \\ \mathbf{H}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{(N_{rx})} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{(1)} \\ \mathbf{y}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{(N_{rx})} \end{bmatrix}$$

olmak üzere aşındaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (4.42)$$

Eğer kanalın zamanla değişen frekans cevabı \mathbf{H} biliniyorsa, gönderilen veri sembolleri, \mathbf{x} , aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} \quad (4.43)$$

(4.10) ifadesinden, $y_n^{(j)}(m)$ in DET'si aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y_n^{(j)}(m) = \sum_{k=0}^{K-1} Y_n^{(j)}(m, \omega_k) e^{j\omega_k m} \quad (4.44)$$

$y_n^{(j)}(m)$ 'nin (4.39) ve (4.44) eşitliklerindeki gösterimleri karşılaştırıldığında evrimsel kernelin ,

$$Y_n^{(j)}(m, \omega_k) = \sum_{i=1}^{N_{rx}} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} H_n^{(i,j)}(m, \omega_k) X_{n,k}^{(i)} \right) \quad (4.45)$$

şeklinde olması gerektiği görülmektedir .yukarıdaki eşitlik, önceden atanmış $k = k'$ pilot noktalarında da geçerlidir.

$$\begin{aligned} Y_n^{(j)}(m, \omega_p) &= Y_n^{(j)}(m, \omega_{k'}) \\ &= \sum_{i=1}^{N_{rx}} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} H_n^{(i,j)}(m, \omega_{k'}) X_{n,k'}^{(i)} \right) \end{aligned} \quad (4.46)$$

burada, $p = 1, 2, \dots, P$ ve $H_n^{(i,j)}(m, \omega_{k'})$, $H_n^{(i,j)}(m, \omega_k)$ 'nin örneklenmiş şeklidir. Yine, P pilot sembol sayısını, $d = K / P$ ise komşu iki pilot arasındaki uzaklığı göstermektedir. Eğer vericilerde pilot semboller birbirine dik olacak şekilde secilirse i . verici ile j . alıcı arasındaki kanalın örneklenmiş frekans cevabı şu şekilde elde edilebilir:

$$H_n^{(i,j)}(m, \omega_p) = \frac{\sqrt{K}}{\|X_{n,p}^{(i)}\|} \langle Y_n^{(j)}(m, \omega_p), X_{n,p}^{(i)} \rangle \quad (4.47)$$

$H_n^{(i,j)}(m, \omega_p)$ 'nin ω_p 'ye göre ters DFT'si, m 'ye göre de DFT'si alınarak aşağıdaki yayma fonksiyonu elde edilir:

$$S_n^{(i,j)}(\Omega_s, \ell) = \frac{1}{d} \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_\rho^{(i,j)} \delta_n^{(i,j)}(\Omega_s - \psi_\rho^{(i,j)}) \delta_n^{(i,j)}\left(\frac{\ell - N_\rho^{(i,j)}}{d}\right). \quad (4.48)$$

$S_n^{(i,j)}(\Omega_s, \ell)$, $S(\Omega_s, \ell)$ ile karşılaştırıldığında, $S(\Omega_s, \ell)$ kullanılarak hesaplanan $\alpha_\rho^{(i,j)}$ $N_\rho^{(i,j)}$ ve $\psi_\rho^{(i,j)}$ kanal parametrelerinin, $S'(\Omega_s, \ell)$ yayma fonksiyonu kullanılarak da hesaplanabileceği açıkça görülmektedir. Böylece $Y_n^{(j)}(m, \omega_p)$ evrimsel kerneli, $y_n^{(j)}(m)$ kullanılarak doğrudan hesaplanıp daha sonra buradan kanal parametreleri (4.23) eşitliği kullanılarak kestirilebilecektir.

j . alıcıdaki kanal çıkışının ZF evrimsel kerneli, $y_n^{(j)}(m)$ üzerinden aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\begin{aligned} Y_n^{(j)}(m, \omega_k) &= \sum_{\ell=0}^{K-1} y_n^{(j)}(\ell) w_k(m, \ell) e^{-j\omega_k \ell} \\ &= \sum_{i=1}^{N_R} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{s=0}^{K-1} X_{n,s}^{(i)} \sum_{\rho=0}^{L_p^{(i,j)}-1} \alpha_\rho^{(i,j)} e^{-\omega_s N_\rho^{(i,j)}} \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{\ell=0}^{N-1} w_k(m, \ell) e^{j(\psi_\rho^{(i,j)} + \omega_s - \omega_k) \ell} \right) \end{aligned} \quad (4.49)$$

$w_p(m, \ell)$ penceresinin, $w_p(m, \ell) = e^{j\psi_p(m-\ell)}$, ($0 \leq \psi_p \leq \pi$), şeklinde Doppler rekansına bağımlı bir yapıya sahip olduğu varsayalım. Bu durumda $w_p(m, \ell)$ penceresinin sadece

$w_\rho(m, \ell) = e^{j\psi_\rho^{(i,j)}(m-\ell)}$ olması halinde, $Y_n^{(j)}(m, \omega_k)$ 'nın doğru gösterimini verecektir. $w_\rho(m, \ell) = e^{j\psi_\rho^{(i,j)}(m-\ell)}$ ifadesi (4.49) eşitliğinde yerine konulduğunda istenen sonucun K ile çarpılmış hali aşağıdaki gibi elde edilmiş olacaktır.

$$Y_n^{(j)}(m, \omega_k) = \sum_{i=1}^{N_{tx}} \left(\sqrt{K} H_n^{(i,j)}(m, \omega_k) X_{n,k}^{(i)} \right) \quad (4.50)$$

4.2.5. Zaman-Frekans Alıcısı

Kanalın yayma fonksiyonu ve bu fonksiyona bağlı olarak frekans cevabı $H_n^{(i,j)}(m, \omega_k)$ kestirildikten sonra, $X_{n,k}^{(i)}$ giriş sembolleri (4.43)'de verilen ZS alıcısı yardımıyla elde edilir. Diğer taraftan (4.7) eşitliğindeki kanal çıkışı,

$$\begin{aligned} R_{n,k}^{(j)} &= \sum_{i=1}^{N_{tx}} \left(\frac{1}{K} \sum_{s=0}^{K-1} \left\{ \sum_{m=0}^{K-1} H_n^{(i,j)}(m, \omega_k) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times e^{j(\omega_s - \omega_k)m} \right\} X_{n,s}^{(i)} \right) + Z_{n,k}^{(j)} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{s=0}^{K-1} B_n^{(i,j)}(\omega_k - \omega_s, \omega_s) X_{n,s} + Z_{n,k} \cdot \\ &= \sum_{i=1}^{N_{tx}} \left(\frac{1}{K} \sum_{s=0}^{K-1} B_n^{(i,j)}(\omega_k - \omega_s, \omega_s) X_{n,s}^{(i)} \right) + Z_{n,k}^{(j)} \end{aligned} \quad (4.51)$$

şeklide de yazılabilir. $B_n^{(i,j)}(\Omega_s, \omega_k)$ kanalın bir OFDM sembolü süresince ikili frekans fonksiyonudur. Yukarıdaki eşitlikte, giriş sembolleriyle gerçekleşen bir dairesel konvolüsyon görülmektedir. Bu eşitliği aşağıdaki şekilde matris formunda yazmak da mümkündür: N_{tx} vericiden ve N_{rx} alıcıdan oluşan bir MIMO-OFDM sistem için yukarıdaki eşitlikten hareketle

$$\begin{pmatrix} \mathbf{r}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}^{(N_{rx})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{B}^{(1,1)} & \dots & \mathbf{B}^{(N_{tx},1)} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{B}^{(N_{rx},1)} & \dots & \mathbf{B}^{(N_{tx},N_{rx})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{x}^{(N_{tx})} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{z}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{z}^{(N_{rx})} \end{pmatrix} \quad (4.52)$$

veya

$$\mathbf{r} = \mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (4.53)$$

Şeklindeki genel bir ifadeye ulaşılabilir.

$\mathbf{B}^{(i,j)} = [b_{s,k}]_{K \times K} = B_n^{(i,j)}(\omega_k - \omega_s, \omega_s)$, $K \times K$ boyutunda matris; \mathbf{r} , \mathbf{x} ve \mathbf{z} ise sırasıyla, $\mathbf{r}^{(j)} = [R_{n,1}^{(j)}, R_{n,2}^{(j)}, \dots, R_{n,K}^{(j)}]^T$, $\mathbf{x}^{(j)} = [X_{n,1}^{(j)}, X_{n,2}^{(j)}, \dots, X_{n,K}^{(j)}]^T$ ve $\mathbf{z}^{(j)} = [Z_{n,1}^{(j)}, Z_{n,2}^{(j)}, \dots, Z_{n,K}^{(j)}]^T$ şeklinde tanımlanan $K \times 1$ boyutlu vektörlerdir. Sonuç olarak $X_{n,k}^{(j)}$ veri sembolleri aşağıdaki gibi bir ZS alıcısı ile sezilebilir:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{r} \quad (4.54)$$

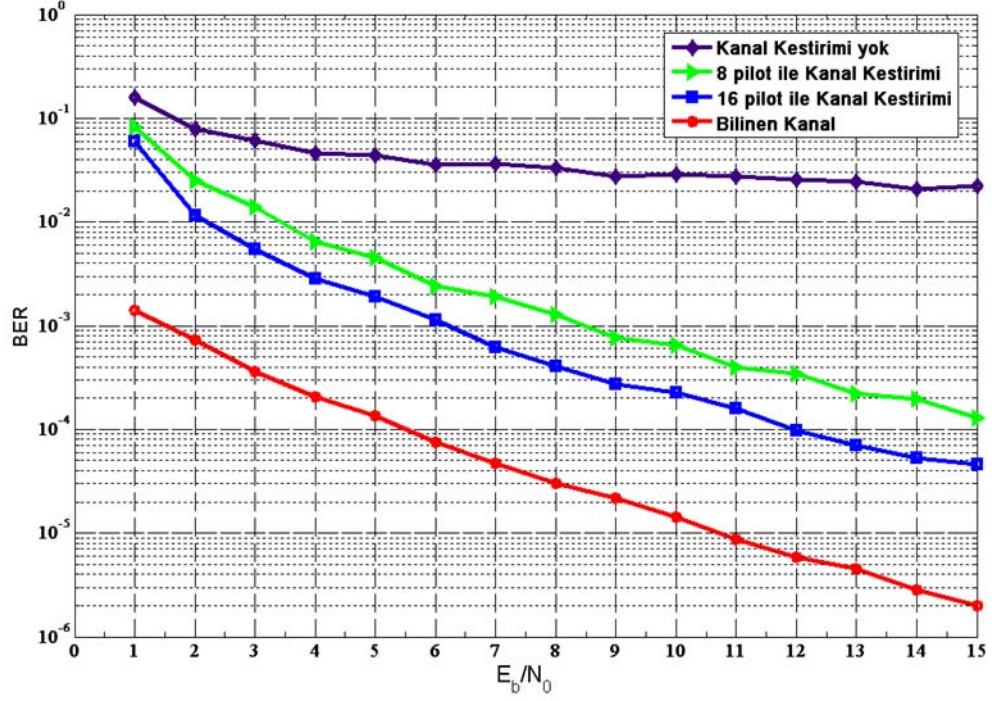
Böylece (4.1)'de verilen zamanla değişen kanal modeli için bir alıcı elde edilmiş olmaktadır.

4.2.6. Benzetim Sonuçları

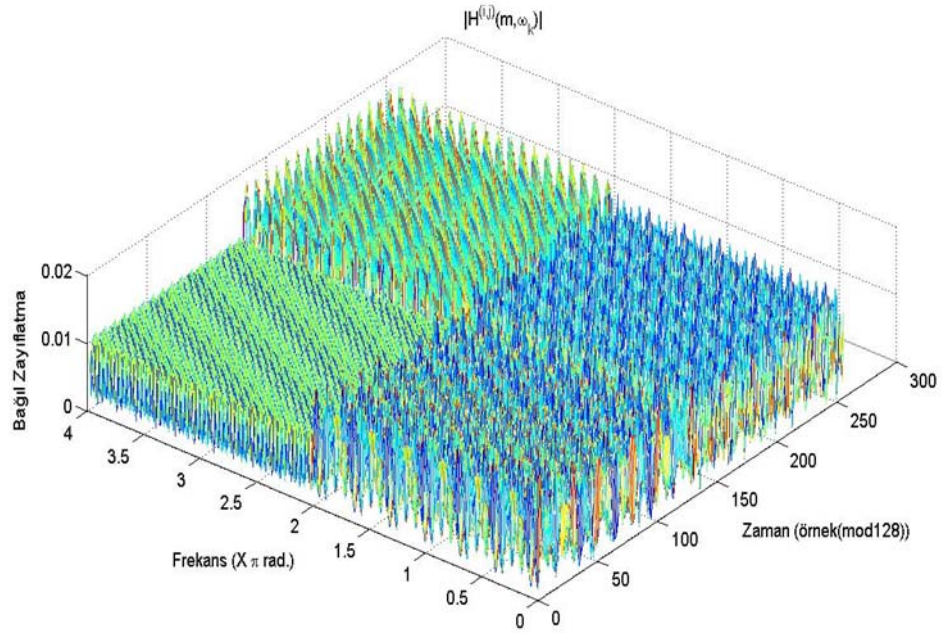
Bir 2×2 MIMO-OFDM sistem için yol sayısı $1 \leq L \leq 5$, gecikmeler, $0 \leq N_\rho \leq L_{CP} - 1$ ve her bir yoldaki Doppler kaymaları, $0 \leq \psi_\rho \leq \psi_{max}$, ($\rho = 0, 1, \dots, L_p - 1$) aralıklarında rasgele değişecek biçimde benzetimi yapılarak önerilen yöntemin bit hata oranı (BER) başarımı Şekil 4.9'da görüldüğü gibi test edilmiştir. (not: BER başarım testinde STC kullanılmamıştır.) 4-PSK giriş sembolleri 128 alt kanaldan gönderilmiş, 8 ve 16 pilot sembol kullanılarak başarım analizi yapılmıştır. OFDM sembol süresi $T = 200 \mu s$, ve $T_{DT} = 50 \mu s$, alt taşıyıcı frekans aralığı ise $F = 5 kHz$ olarak seçilmiştir. Sinyal gürültü oranı 0 ve 15dB aralığında değiştirilerek aşağıdaki dört alıcı için bit hata oranı hesaplanmıştır: 1) Kanal kestirimi yok iken, 2) Önerilen yöntemle 8 pilot sembol kullanılarak, 3) 16 pilot sembol kullanılarak kestirim yapıldığında, 4) kanal parametreleri bilindiği durum. $\psi_{max} = 500 Hz$ için bit hata oranını göstermektedir.

Kestirim yapılan MIMO kanalın 16 pilot ile yapılan benzetim sonucu elde edilen frekans cevabı, birim dürtü cevabı, ikili frekans cevabı ve yayma fonksiyonu sırasıyla Şekil 4.10, Şekil 4.11, Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'te görülmektedir. Şekil 4.11, Şekil 4.12

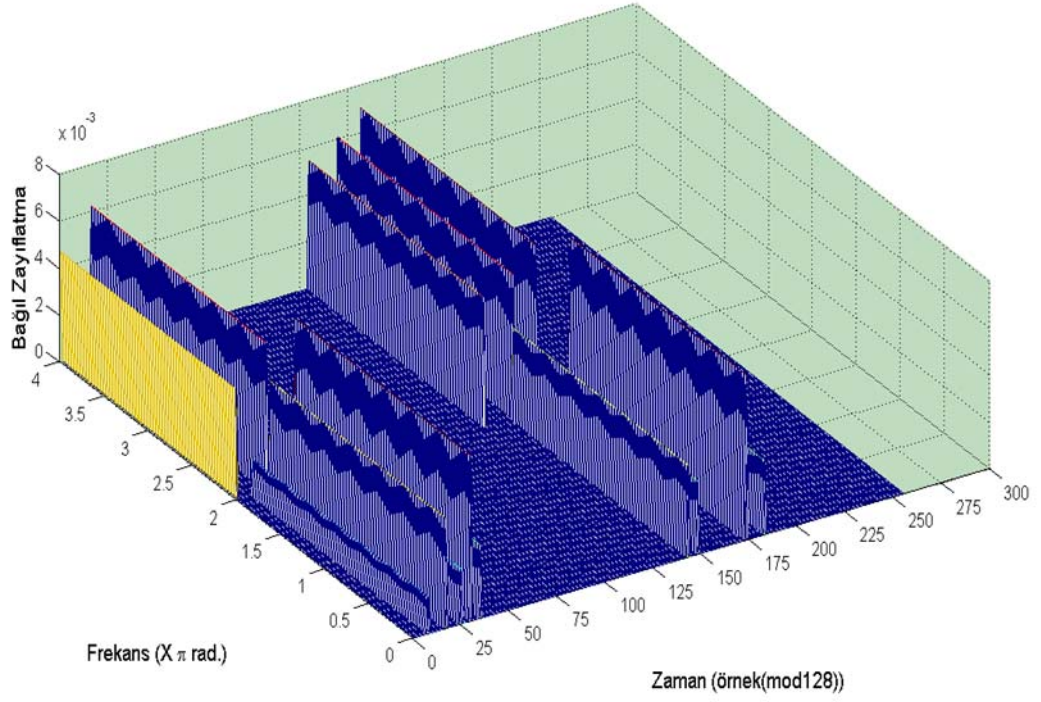
veya Şekil 4.13 incelendiğinde mevcut 4 kanalın yol sayılarının 5, 4, 3 ve 2 olduğu anlaşılmaktadır.



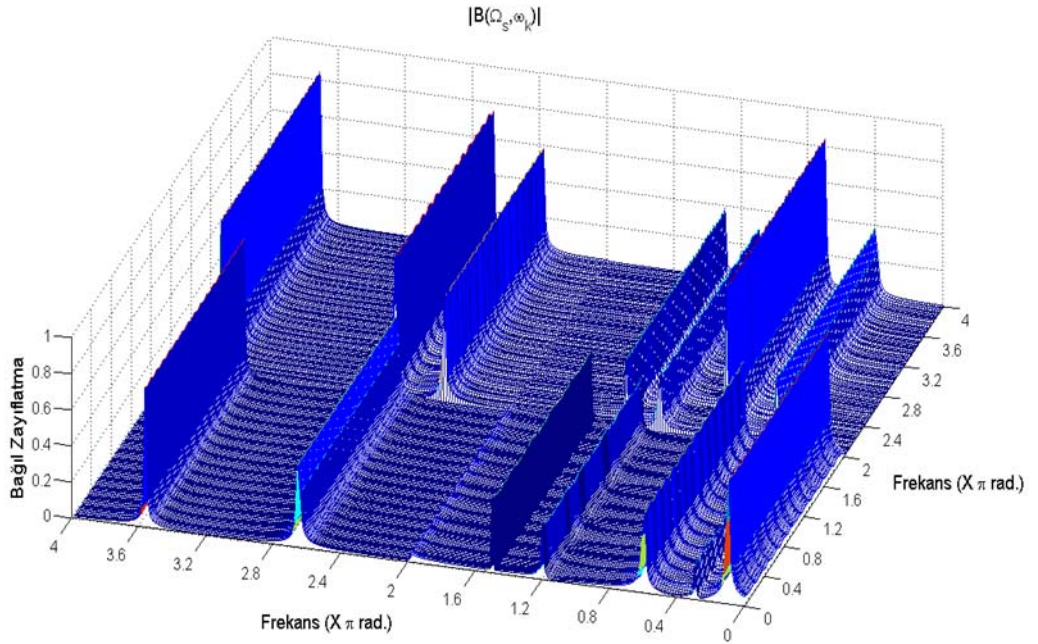
Şekil 4.9: 4-PSK modülasyonu kullanılan bir 2×2 MIMO-OFDM sistem için STC'siz BER başarımı.



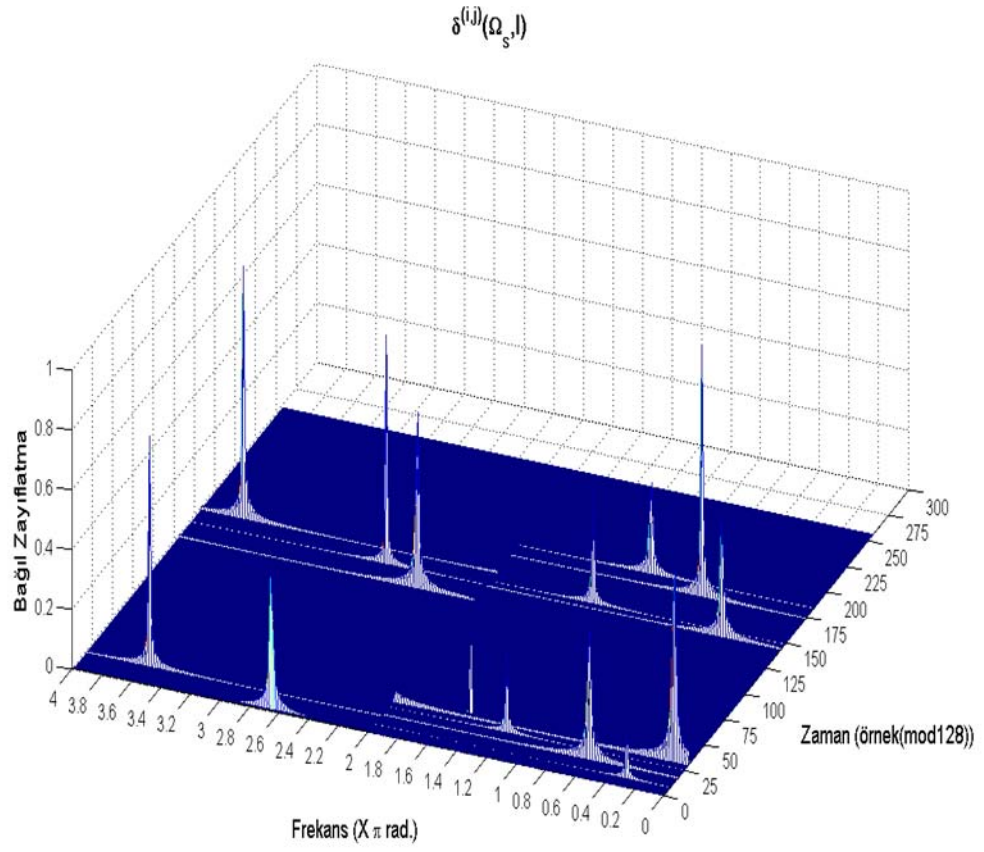
Şekil 4.10: 2×2 MIMO-OFDM kanalın kestirilen frekan cevabı.



Şekil 4.11: 2×2 MIMO-OFDM kanalın kestirilen birim dürtü cevabı.



Şekil 4.12: 2×2 MIMO-OFDM kanalın kestirilen ikili frekans cevabı.



Şekil 4.13: 2×2 MIMO-OFDM kanalın kestirilen yayma fonksiyonu.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Doppler frekans kaymaları, faz ve osilatör frekans kaymaları, ve çok yollu sönümlenme etkileri, çok taşıyıcılı iletişim sistemlerinin başarımını büyük oranda zayıflatmaktadır. Özellikle gezgin iletişim sistemlerinde kanal yapısı hızla değişebildiğinden, ardarda gelen iletim sembolleri arasında kanal parametrelerinde büyük sıçramalar olabilmektedir. Bu nedenle kanal parametrelerinin kestirimi ve alıcıda kanal denkleştirme işlemleri gerekmektedir. Dolayısı ile çok taşıyıcılı iletişimdeki işaret ve sistemlerin gösterimi ve modellenmesi için yeni ve üstün yaklaşımlar ortaya konması, hem iletişim mühendisliği alanına hem de genel olarak tüm topluma yarar sağlayacaktır.

Zaman frekans analizi alanında son yıllarda büyük gelişmeler olmasına rağmen, kablosuz kanalların modellenmesi, kestirimi ve alıcı geliştirilmesi üzerine çok fazla uygulama yapılmamıştır. Buna rağmen, zaman frekans analizi kullanarak bozucu girişleri azaltmak konusuna büyük bir ilgi vardır. Kablosuz haberleşme teorisi konusunda çok iyi kitaplar yayınlanmıştır (Simon ve diğ., 1994, Proakis, 1983, Proakis ve Salehi, 1994, Rappaport, 1996). Bu kitaplardaki kanal modelleme temellerinin ötesinde, Skalar (1997a, 1997b) ve Turin'in (1980) derleme makaleleri, mobil haberleşme sistemleri için sönümlenmeli kanal ve çok yollu yayılma problemi üzerinde ek bilgiler sağlar. Bello (1963) tarafında sunulan zamanla değişen, lineer kanal modelinden Giannakis ve arkadaşları (Tsatsanis ve Giannakis, 1997a,1997b, Giannakis ve Halford, 1997, Giannakis ve diğ., 1997, Giannakis ve Tepedelenlioğlu, 1998) tarafından ortaya konan modelleme çalışmalarına kadar geniş bir araştırma yelpizesi mevcuttur. Ancak bulabildiğimiz kadarıyla, Sayeed ve diğerlerinin (Sayeed ve diğ. 1998, Bhashyam ve diğ., 2000, Feng ve diğ., 2002) kısa zamanlı Fourier dönüşümü kullanarak yaptığı çalışmalar, alıcı yapılarının zaman-frekansa analizi ile tasarlandığı tek çalışmadır.

Geçtiğimiz yirmi yıl içinde, zaman frekans analizinde önemli gelişmeler olmuştur. 3. Bölümde özetlenen bu gelişmelerin detaylı sunumları kitaplarda (Boashash, 1992,

Priestley, 1981, 1988, Cohen, 1995), derleme makaleler ve özel sayılarda Chaparro ve Akan, 2000, Cohen, 1989) bulunabilir. Araştırma konuları, zaman frekans dağılımları (TFD), TFD'ler ve dalgacık gösterimleri arasındaki ilişkiler, zamanla değişen filtreleme ve maskeleye, sistem tanımlama ve bispektrum ve konuşma, müzik, sonar ve radar işaret uygulamaları, biyomedikal ve biyolojik sinyaller, hata belirleme ve makina arıza tanısı uygulamalarıdır. TFD'ler üzerindeki yoğun araştırma, spektogramdan daha iyi çözünürlük veren fakat Wigner dağılımının problemlerini taşımayan dağılımları elde edebilmek olmuştur. Bu dağılımların çoğu, zamana bağlı işaret gösteriminden çok, durağan olmayan işaretlerin spektrum kestirimi üzerinde yoğunlaşmıştır.

Öte yandan evrimsel izge teorisi, durağan olmayan işaretler için zaman ve izgesel gösterimleri ve anlık özellikleri verir. Son yıllarda Evrimsel İzge için farklı kestirimler (Kayhan ve diğ., 1992, 1994, 1995) geliştirilmiş, yüksek çözünürlüklü yeni Gabor açılımları ile bunların evrimsel izge kestiriminde kullanılması (Akan ve Chaparro, 1996, 1997, 1998) konularında yöntemler sunulmuştur. Ayrık Evrimsel Dönüşüm (DET), (Suleesathira ve diğ., 1998, 2000) durağan olmayan işaretlerin gösterimi ve evrimsel izge ve anlık özelliklerin hesaplanmasında kullanılacak bir zaman-frekans kernelini elde etmek için kullanılan yeni bir yöntem olarak önerilmiştir.

Bu çalışmada, zamanla değişen iletişim kanallarının modellenmesi ve parametre kestirimi problemine, zaman frekans işaret analiz teorisi yaklaşımının uygulanması ve böylece çok yollu sönümlenme ve Doppler etkileri ile bozulmuş alıcı işaretlerinde, başarımın yükseltilmesi hedeflenmiş, bu hedef doğrultusunda yürütülen araştırmalar sonucunda çok yollu, sönümlenmeli ve Doppler frekans kaymalarının yer aldığı, OFDM ve MIMO-OFDM iletişim kanalları için ayrık evrimsel dönüşüm kullanılarak modelleme yöntemi sunulmuştur. Bu yaklaşım, gürültülü kanal çıkışından, zamana bağlı transfer fonsiyonu için bir gösterim elde edilmesine olanak sağlamıştır. Aynı zamanda, kestirilen kanal parametreleri kullanılarak, kanal giriş sembolleri daha etkin bir şekilde sezilebilmiştir. Benzetim sonuçları önerilen yöntemin önceki iki aşamalı yöntemle göre daha yüksek bir başarıma sahip olduğunu göstermiştir. Ayrık Evrimsel Dönüşüm teorisi uygulanarak model parametrelerinin izlenmesi ve daha iyi alıcı performansına ulaşılması mümkün olduğu görülmüştür.

Bu tezde ele alınan konu hakkında yapılabilecek sonraki çalışmalar şu şekilde özetlenebilir;

- Bu çalışmada kanal kestirimi yapılırken, istatistiksel bir yaklaşım kullanılmamıştır. ZF kuramı kullanılarak kanala ait bazı istatistiksel bilgilere (örneğin, öz ilinti fonksiyonu) sahip olduğu varsayımı üzerinden modelleme ve kestirim yöntemleri araştırılabilir.
- Bu tez sonucunda görülmüştür ki, kanal denkleştirme işlemi oldukça yoğun bir hesap yükü getirmektedir, dolayısıyla bu konuda daha basit alıcı tasarımına imkan verecek denkleştirme yöntemlerinin araştırılmasına ihtiyaç vardır.
- Çok kullanıcılu OFDM , MIMO-OFDM ve diğer çok taşıyıcı sistemler için bu çalışma genişletilebilir.
- Turbo gibi alıcıda kanal bilgisine ihtiyaç duyan kodlama yöntemleri ile bu çalışmada elde edilen iki boyutlu bir frekans cevabının kuramsal uyumu ve toplam sistem başarımı üzerinde durulabilir.

KAYNAKLAR

ABRISHAMKAR, F., ve SIVESKI, Z. ,1996, PCS global mobile satellites, *IEEE Commun. Mag.*, pp. 132-136

AGRAWAL, D., TAROKH, V., NAGUIB, A., SESHADRI, N., 1998, Space-time coded OFDM high data-rate wireless communication over wideband channels, *in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, pp. 2232–2236.

AKAN, A. ve CHAPARRO, L. F, 1996, Evolutionary spectral analysis using a warped Gabor expansion. *In Proc. IEEE Intl. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP-96, Atlanta*, pages III1403–6.

AKAN, A. ve CHAPARRO, L. F, 1997, Multi-window Gabor expansion for evolutionary spectral analysis. *Signal Processing*, 63,249–262.

AKAN, A. ve CHAPARRO, L. F, 1998, Signal-adaptive evolutionary spectral analysis using instantaneous frequency estimation, *In Proc. IEEE-SP Intl. Symp. Time-Frequency Time-Scale Analysis*, pages 661–664.

AKAN,A. Ve CHAPARRO, L.F., 2006, Modeling and Estimation of Wireless OFDM Channels by Using Time-Frequency Analysis, *Circuits, Systems and Signal Processing*, Vol. 25, No. 3, pp. 389-403.

ALAMOUTI,S., 1998, A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458.

ANANASSO,R. ve PRISCOLI, F. D. , 1995, The role of satellites in personal communication services, *Issue on Mobile Satellite Communications for Seamless PCS, IEEE J. Sel. Areas Commun.*, pp. 180-196.

AUGER, F., ve FLANDRIN, P., 1995, Improving the readability of time-frequency and time-scale representations by the reassignment method, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 43, No. 5, pp. 1068-1089.

BARANIUK, R. G. AND COHEN, L., 1995, On joint distributions of arbitrary variables, *IEEE Signal Proc. Letters*, Vol. 2, No. 1, pp. 10-12.

BARANIUK, R. G. ve JONES, D. L., 1993, A signal-dependent time-frequency representation, Optimal kernel design, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 41, No. 4, pp. 1589-1602.

BARANIUK, R. G. ve JONES, D. L., 1993, Signal-dependent time-frequency analysis using a radially Gaussian kernel, *Signal Proc.*, Vol. 32, No. 2, pp. 263-284.

BARANIUK, R. G. ve JONES, D. L., 1995, An adaptive optimal kernel time-frequency representation, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 43, No. 10, pp. 2361-2371.

BARANIUK, R. G., 1996, Joint distributions of arbitrary variables made easy, *Proc. Of the IEEE DSP Workshop*, pp.394-397.

BARANIUK, R. G., March 1996, Covariant time-frequency representations through unitary equivalence, *IEEE Signal Proc. Letters*, Vol. 3, No. 3, pp. 79-81.

BELLO, P.A., 1963, Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels, *IEEE Trans. on Com. Systems*, Vol. CS.11, pp. 360-393.

BHASHYAM, S., SAYEED, A., AAZHANG, B, 2000, Time-selective signaling and reception for communications over multipath fading channels, *IEEE Communications*, 481,83–94.

BLUM, R., LI, Y. G., WINTERS, J, YAM, Q., 2001, Improved space–time coding for MIMO-OFDM wireless communications, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1873–1878.

BOASHASH, B, , 1992, *Time–Frequency Signal Analysis–Methods and Applications*, Halsted Press, New York.

BOASHASH, B., ve O’SHEA, P., 1994, Polynomial Wigner-Ville Distributions and Their Relationship to Time-Varying Higher Order Spectra, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, vol. 42, no. 1, pp. 216-220.

BOLCSKEI, H. ve PAULRAJ, A., 2000, Space-frequency coded broadband OFDM systems, in *Proc. IEEE Wireless Communications Networking Conf.*, pp. 1–6.

CHAPARRO, L. F. ve AKAN, A., 2000, Special Issue on Time-Frequency Analysis and its Applications, *J. Franklin Institute*, volume 337.

CLAASEN, T. A. C. M. , MECKLENBRAUKER, W. F. G., 1980, The Wigner Distribution- A Tool for Time-Frequency Signal Analysis – Part I, Continuous-time Signals, *Philip J. Res.*, Vol. 35, No, 3, pp. 217-250.

CLAASEN, T. A. C. M. , MECKLENBRAUKER, W. F. G., 1980, The Wigner Distribution- A Tool for Time-Frequency Signal Analysis – Part II, Discrete-time Signals, *Philip J. Res.*, Vol. 35, No, 4/5, pp. 276-300.

CLAASEN, T. A. C. M. , MECKLENBRAUKER, W. F. G., 1980, The Wigner Distribution- A Tool for Time-Frequency Signal Analysis – Part III, Relations with Other Time-Frequency Signal Transformation, *Philip J. Res.*, Vol. 35, No. 6, pp. 372-389.

COHEN, L., 1989, Time-Frequency Distributions –a Review, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 77, No,7, pp 941-981.

COHEN, L., 1995, *Time-Frequency Analysis*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, ISBN, 0-13-594532-1.

COHEN, L., ve POSCH, T., 1985, Positive time-frequency distribution functions, *IEEE Trans. on Acoust., Speech, and Signal Proc.*, Vol. 33, No. 1, pp. 31-38.

DAMMANN, A. ve KAISER, S., 2001, Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM and its application to the DVB-T system, *in Proc. IEEE Globecom*, pp. 3100–3105.

DAMMANN, A., LUSINA, P. AND BOSSERT, M., 2002, On the equivalence of space–time block coding with multipath propagation and/or cyclic delay diversity in OFDM, *in Proc. Eur. Wireless*, pp. 847–851.

DANIEL P. P. ve JAVIER R. F., 2005, Practical Algorithms for a Family of Waterfilling Solutions, *IEEE Transactions On Signal Processing*, Vol. 53, No. 2.

DUEL-HALLEN, A., 1992, Equalizers for multiple input/multiple output channels and PAM systems with cyclostationary input sequences, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, pp. 630–639.

FENG, A., YIN, Q., ZHANG, J., ZHAO, Z., 2002, Joint space-multipath-doppler rake receiving in DS-CDMA systems over time-selective fading channels, *In Proc. IEEE Intl/ Symp. on Circ. and Syst.*, 1,601-604.

FLANDRIN, P., 1993, *Temps-Frequence*, Hermes, Paris.

FONOLLOSA, J. R. ve NIKIAS, C. L., 1993, Wigner higher order moment spectra, Definition, properties, computation, and application to transient signal analysis, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 41, No. 1, pp. 245-266.

FONOLLOSA, J. R., ve NIKIAS, C. L., 1994, A New Positive Time-Frequency Distribution, *Proc. IEEE ICASSP-94*, vol. 4, pp. 301-304.

FOSCHINI, G. J. ve GANS, M. J., , 1998, On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335.

GIANNAKIS, G. B., ve HALFORD., S., 1997, Blind fractionally-spaced equalization of noisy FIR chnnels, direct and adaptive solutions, *IEEE Trans. Sig. Proc.*, pp. 2277-2292.

GIANNAKIS, G. B., ve TEPEDELENLİOĞLU, C. AND LIU, H., 1997, Adaptive blind equalization of time-varying channels. *In Proc. IEEE Intl. Conf. ASSP, Munich, Germany*, 5,4033-4036.

- GIANNAKIS, G. B., ve TEPEDELENLİOĞLU, C., 1998, Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels., *Proc. of IEEE*, 8610,1969-1986.
- GONG, Y. ve LETAIEF, K., 2002, An efficient space-frequency coded wideband OFDM system for wireless communications, *in Proc. ICC*, vol. 1, pp. 475–479.
- H. BOLCSKEI, D. GESBERT, A. J. PAULRAJ, Feb. 2002, On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 2, pp. 225-234.
- HA, J., MODY, A. N., SUNG, J. H., BARRY, J., MCLAUGHLIN, S., STUBER, 2002, LDPC coded OFDM with Alamouti/SVD diversity technique, *J. Wireless Pers. Commun.*, vol. 23, no. 1, pp. 183–194.
- HAHM, M.D. MITROVSKI, Z.I., TITLEBAUM, E.L., 1997, Deconvolution in the Presence of Doppler with Application to Specular Multipath Parameter Estimation, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 45, No. 9, pp. 2203-2219.
- HLAWATSCH, F., BOUDREAUX, G. H., 1992, Linear and Quadratic Time-Frequency Signal Representations, *IEEE Signal Proc. Magazine*, Vol. 9, No. 2, pp. 21-67.
- HLAWATSCH, F., TWAROCH, T., BOELCSKEI, 1996, Wigner type a-b and time-frequency analysis based on conjugate operators, *Proc. Of the IEEE Int. Conf. On Acoust., Speech, and Signal Processing*, pp. 1395-1398.
- HUANG, N. C., AGGARWAL, J. K., 1980, On Linear Shift-variant Digital Filters, *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, vol. 27, pp. 672-679.
- JAKES, W. C., 1994, *Microwave mobile communications*. New York, Wiley.
- KAISER, S., 2000, Spatial transmit diversity techniques for broadband OFDM systems, *in Proc. IEEE Globecom*, pp. 1824–1828.
- KAYHAN, S. A. , EL-JAROUDI, A., CHAPARRO, L. F., 1995, Data-adaptive evolutionary spectral estimation, *IEEE Trans. on Signal Processing*, 43(1)
- KAYHAN, S. A. , EL-JAROUDI, A., CHAPARRO, L. F.,1992, Evolutionary autocorrelation estimation for non-stationary processes. *In Proc. 1992 Conf. on Info, Science and Systems*, Princeton, N.J., page 777.
- KAYHAN, A.S., EL-JAROUDI, A., ve CHAPARRO, L.F., 1994, Evolutionary Periodogram for Non-stationary Signals, *IEEE Trans. on Signal Proc.* vol. 42, no. 6, pp. 1527-1536.
- LEE, K. ve WILLIAMS, D.,2000, A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems, *in Proc. Globecom*, vol. 3, pp. 1473–1477.

- LI, Y. G., SESHADRI, N., ARIYAVISITAKUL, S., 1999, Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 461–471.
- LI, Y. G., 2002, Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, pp. 67–75.
- LI, Y. G., CIMINI, L. J. JR., SOLLENBERGER, N. R., 1998, Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 902–915.
- LI, Y. G., WINTERS, J. H., SOLLENBERGER, N. R., 2002, MIMO-OFDM for wireless communications, Signal detection with enhanced channel estimation, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 1471–1477.
- LOUGHLIN, P. J., PITTON, J. W., HANNAFORD, B., 1995, Fast approximations to positive time-frequency distributions, with applications, *Proc. of the IEEE Int. Conf. on Acoust., Speech, and Signal Proc.*, pp. 1009-1012.
- LU, B. AND WANG, X., 2000, Space–time code design in OFDM systems, in *Proc. Globecom*, vol. 2, pp. 1000–1004.
- MCDONALD, V.H. , 1979, The Cellular Concept, *Bell System Tech. J.*, pp. 15-49.
- MELARD, G., SCHUTTER, A. H., 1989, Contributions to Evolutionary Spectral Theory, *J. Time Series Analysis*, vol. 10, pp. 41-63.
- MODY, A. N. AND STUBER, G. L., 2002, Receiver implementation for a MIMO OFDM system, in *Proc. Global Communications Conference Globecom*, vol. 1, pp. 716–720.
- MODY, A. N. AND STUBER, G. L., 2003, Sampling frequency offset estimation and time tracking for MIMO OFDM systems, *the 8th OFDM Workshop*, Hamburg, Germany.
- MODY, A. N. ve STUBER, G. L., 2001, Efficient training and synchronization sequence structures for MIMO OFDM systems, *the 6th OFDM Workshop*, Hamburg, Germany.
- PAPANDREOU, A., HLAWATSCH, F., ve BOUDREAUX-BARTELS G. F., December 1993, The hyperbolic class of QTFRs – part I, Constant-Q warping, the hyperbolic paradigm, properties, and members, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 41, No. 12, pp. 3425-3444.
- PAULRAJ, A. J. ve KAILATH, T. , 1994, Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception, *U. S. Patent*, no. 5,345,599.

PELED, A. ve RUIZ, A., 1980, Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms, *in Proc. IEEE ICASSP-80*, Denver, CO, pp. 964-967.

PETROPULU, A., ZHANG, R. AND LIN, R., 2004, Blind OFDM Channel Estimation Through Simple Linear Precoding, *IEEE Trans. on Wireless Com.*, Vol. 3, No. 2, pp. 647--655.

PRIESTLEY, M. B. , 1981, *Spectral Analysis and Time Series*, Academic Press, London.

PRIESTLEY, M.B., 1988, Non-linear and Non-stationary Time Series Analysis. *Academic Press*, London.

PRISTLEY, M. B. , 1965, Evolutionary Spectra and Non-stationary Processes, *J. Of Royal Statistical Society*, B., vol. 27, no. 2, pp204-237.

PROAKIS, G. , 1983, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York.

PROAKIS, G. ve SALEHI, M., 1994, *Communication Systems Engineering*, Prentice Hall, Englewood Cliffs.

RAPPAPORT, T. S., 1996, *Wireless Communications*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ.

S.G. KANG, Y.M. HA, E.K. JOO, 2003, A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications, *IEEE Trans. on Broadcasting*, Vol. 49, No. 2, pp. 142-149.

SANG, T., WILLIAMS, W. J., AND O'NEILL, J. C., 1996, Algorithm for positive time-frequency distributions, *Proc. Of the IEEE Int. Symp. On Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, pp. 165-168.

SAYEED, A., SENDONARIS, A., AAZHANG, B. , 1998, Multiuser detection in fast-fading multipath environments, *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 169,1691-1701.

SCHAFHUBER, D., MATZ, G., HLAWATSCH, F., 2003, Adaptive Wiener filters for time-varying channel estimation in wireless OFDM systems, *IEEE ICASSP'03*, Vol. 4 , pp. IV - 688-691, Hong Kong, Apr. 6-10.

SESHADRI, N. ve WINTERS, J. H. , 1994, Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex FDD transmission systems using transmitter antenna diversity, *Int. J. Wireless Inform. Networks*, vol. 1, pp. 24-47.

SIMON, M. K., 1994, *Spread Spectrum Communications*, McGraw-Hill, New York.

SKALAR, B., 1997, Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems, Part II, mitigation. *IEEE Communications Magazine*, pp. 102-109.

SKALAR, B., 1997, Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems, Part I, characterization, *IEEE Communications Magazine*, pp. 90–100.

STANKOVIC, L., 1994, A multitime definition of the Wigner higher order distribution, L-Wigner distribution, *IEEE Letters in Signal Proc.*, Vol. 1, No. 7, pp. 106-109.

STANKOVIC, L., 1995, A method for improved distribution concentration in the time-frequency analysis of multicomponent signals using the L-Wigner distribution, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 43, No. 5, pp.1262-1268.

STANKOVIC, L., ve STANKOVIC, S., 1995, An analysis of instantaneous frequency representations using time-frequency distributions – generalized Wigner distribution, *IEEE Trans. on Signal Proc.*, Vol. 43, No. 2, pp. 549-552.

STUBER, G.L., BARRY, J.R., MCLOUGHLIN, S.W., LI, Y.G., INGRAM, M.A., PRATT, T.G., 2004, Broadband MIMO-OFDM wireless communications, *IEEE Proceedings*, Vol. 92, No. 2, pp. 271-294.

SU, W., SAFAR, Z., OLFAT, M., LIU, R., 2003, Obtaining full-diversity space-frequency codes from space–time codes via mapping, *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 51, pp. 2905–2916.

SULEESATHIRA, R., CHAPARRO, L. F, AKAN, A. ,2000, Discrete Evolutionary Transform for time-frequency analysis, *J. of Franklin Institute*, 337,347–364.

SULEESATHIRA, R., CHAPARRO, L. F, AKAN, A., 1998, Discrete evolutionary transform for time-frequency analysis, *In Proc. Asilomar Conf. Signals, Sys. and Computers*.

SUNG, J. H. ve BARRY, J. R., 2003, Bit-allocation strategies for MIMO fading channels with channel knowledge at the transmitter, *VTC, Jeju, Korea*.

TAN, J. ve STÜBER, G. L., 2004, Multicarrier delay diversity modulation for MIMO systems, *IEEE Trans. Wireless Commun.*

TAROKH, V., JAFARKHANI, H., CALDERBANK A. R. , 1998, Space–time codes for high data rate wireless communication, Performance criterion and code construction, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744–765.

TAROKH, V., JAFARKHANI, H., CALDERBANK A. R. , 1999, Space–time block coding for wireless communications, Performance results, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 451–460.

TAROKH, V., JAFARKHANI, H., CALDERBANK A. R. , 1999, Space–time block codes from orthogonal designs, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1456–1467.

TSATSANIS, M. ve GIANNAKIS, G. B, 1997, Blind estimation of direct sequence spread spectrum signals in multipath, *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 455,1241–1252.

TSATSANIS, M. ve GIANNAKIS, G. B., Subspace methods for blind estimation of time-varying FIR channels., *IEEE Trans. Sig. Proc.*, pp. 3084-3093, Dec. 1997.

TURIN, G. L., 1980, Introduction to spread-spectrum anti-multipath techniques and their application to urban digital radio, *Proc. IEEE*, 683,328–353.

WILLIAMS W. J., ve SANG, T., 1994, Adaptive RID kernels which minimize time-frequency uncertainty, *Proc. of the IEEE Int. Symp. On Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, pp. 96-99.

WINTERS, J. H., ,1998, The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, pp. 119–123.

WINTERS, J. H., 1994, The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading, in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, pp. 1121–1125.

WITTNEBEN, A., A, 1993, new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation, in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, pp. 1630–1634.

WOLNIANSKY, P. W., FOSCHINI, G. J., GOLDEN, G. D., VALENZUELA, R. A., 1998, V-Blast, An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering channel, in *Proc. Int. Symp. Signals, Systems and Electronics ISSE*, pp. 295–300.

ZADEH, L. A., 1950, Frequency Analysis of Variable Networks, *Proceeding of the I. R. E.*, pp. 291-299.

ZHU, X. ve MURCH, R. D. , Feb. 2002, Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 187–191.

ÖZGEÇMİŞ

Erol ÖNEN, 1979 yılında Kastamonu’da doğdu. İlk , orta ve lise öğrenimini İstanbul’da tamamladı. 1994 yılında İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümünü kazandı. 1994-1995 Akademik yılında İ.Ü. Yabancı Diller Bölümü’nde İngilizce hazırlık öğrenimi gördü. 1999 yılında lisans Öğrenimini tamamladı ve Elektronik Mühendisi ünvanı ile mezun oldu. 1999-2000 Akademik yılında İ.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik – Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde Yüksek Lisans Öğrenimine Başladı. 1999-2001 yıllarında Özel bir şirkette Sistem Mühendisi olarak çalıştı. 2001 yılının Temmuz ayında, İ.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Kadrosu ile İ.Ü. Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2003 yılının Temmuz ayında Yüksek Lisans Öğrenimini tamamladı ve aynı bölümde Doktora eğitimine başladı. Halen aynı bölümde çalışmalarına devam etmektedir. Evli ve bir çocuk babasıdır.