



**ÇOK TAŞIYICILI ÇOK KULLANICILI MIMO  
SİSTEMLERİN KANAL KESTİRİM HATASI VE GÜÇ  
YÜKSELTECİ ETKİSİ ALTINDAKİ PERFORMANSI**

**PERFORMANCE OF MULTI-CARRIER MULTI-USER  
MIMO SYSTEMS UNDER CHANNEL ESTIMATION ERROR  
AND POWER AMPLIFIER EFFECT**

**UMUT KAYIKCI**

**PROF. DR. EMRE AKTAŞ**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

DOKTORA TEZİ olarak hazırlanmıştır.

Şubat 2024

## ÖZET

# ÇOK TAŞIYICILI ÇOK KULLANICILI MIMO SİSTEMLERİN KANAL KESTİRİM HATASI VE GÜÇ YÜKSELTECİ ETKİSİ ALTINDAKİ PERFORMANSI

**Umut Kayıkcı**

**Doktora, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü**

**Danışman: Prof. Dr. Emre Aktaş**

**Şubat 2024, 100 sayfa**

Çok giriş çok çıkışlı (MIMO) mimari, kablosuz iletişim sistemlerinin verimini artıran önemli bir teknolojidir. Bu durum MIMO yapıları beşinci nesil (5G) ağlar dahil olmak üzere çeşitli iletişim standartlarının temel bir unsuru haline getirmektedir. Gelecek nesil sistemler için de öneminin artması beklenen MIMO teknolojisinin analizleri genellikle kusursuz donanımlar ve hatasız kanal kestirimi gibi idealleştirilmiş varsayımlara dayanır. Ancak, gerçekçi sonuçlar için bu unsurların yol açacağı etkilerin hesaba katılması gerekir. Bu tez, kablosuz iletişimde çok kullanıcı MIMO (MU-MIMO) sistemlerin performansının, kanal kestirim hatası ve güç yükselteci etkilerine odaklanarak derinlemesine bir analizini sunmaktadır.

Araştırma, dik frekans bölmeli çoklu erişim (OFDM)'ye potansiyel bir alternatif olan ve hücreli olmayan iletişim sistemleri için de aday olan çok taşıyıcılı süzgeç kümesi (FBMC) yöntemi ile başlamaktadır. FBMC kullanan MU-MIMO sistemlerin aşağı bağlantı performansı üzerindeki güç yükselteci etkisi incelenmektedir. Çalışmada MU-MIMO-FBMC sistemler için sinyal bozulma, girişim ve gürültü oranı (SDINR) ve

ergodik ulaşılabilir hız için analitik ifadeler elde edilmektedir. Sayısal sonuçlar sadece analitik bulguları desteklemekle kalmamakta, aynı zamanda doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerine sahip MU-MIMO sistemlerde FBMC ve OFDM yöntemlerinin karşılaştırmalı bir analizini sunmaktadır.

Ayrıca tez, OFDM yöntemi kullanılan MU-MIMO sistemlerin performansını, doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçleri ve kanal kestirim hatasının birleşik etkisini gözeterek değerlendiren bir analize yer vermektedir. Azami oranlı iletim (MRT) ve sıfır zorlama (ZF) ön kodlama yöntemleri için kapalı formda SDINR ile ergodik ulaşılabilir hız için analitik ifadelerin elde edilmesini içermektedir. Analitik bulgular, sayısal sonuçlarla desteklenmektedir.

**Anahtar Kelimeler:** Güç yükselteci, kanal kestirim hatası, MU-MIMO, FBMC, OFDM

## **ABSTRACT**

# **PERFORMANCE OF MULTI-CARRIER MULTI-USER MIMO SYSTEMS UNDER CHANNEL ESTIMATION ERROR AND POWER AMPLIFIER EFFECT**

**Umut Kayıkcı**

**Doctor of Philosophy, Department of Electrical and Electronics  
Engineering**

**Supervisor: Prof. Dr. Emre Aktaş**

**January 2024, 100 pages**

The multiple input multiple output (MIMO) architecture is crucial in improving the efficiency of wireless communication systems, making it a key element of various standards, including fifth-generation (5G) networks. Its importance is expected to grow in future-generation systems. Analyses of MIMO systems often rely on idealized assumptions, such as perfect channel estimation and the absence of hardware impairments. Yet, for realistic results, these factors must be accounted for. This thesis provides an in-depth analysis of the performance of multi-user MIMO (MU-MIMO) systems in wireless communications, with a focus on the effects of channel estimation errors and power amplifier nonlinearity.

The research starts with filter bank multi-carrier (FBMC) signaling, a potential alternative to OFDM and a candidate for non-cellular communication systems. It examines the influence of power amplifier nonlinearity on the downlink performance of MU-MIMO systems using FBMC. This part of the study derives the signal to distortion, interference, and noise Ratio

(SDINR) and ergodic achievable rate for MU-MIMO-FBMC systems. Numerical results not only corroborate the analytical findings but also offer a comparative analysis of FBMC and traditional orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signaling in MU-MIMO systems with amplifier nonlinearity.

Furthermore, the thesis presents an analysis that evaluates the performance of MU-MIMO systems that use OFDM signaling, especially considering the combined impact of power amplifier nonlinearity and channel estimation errors. It includes a derivation of the closed-form SDINR and the ergodic achievable rate for maximum ratio transmission (MRT) and zero forcing (ZF) precoding schemes. Extensive numerical results support the analytical findings.

**Keywords:** Power amplifier, channel estimation error, MU-MIMO, FBMC, OFDM

## TEŞEKKÜR

Bilgi, tecrübe ve yardımlarıyla bu tez çalışmasının ortaya çıkmasını sağlayan danışmanım Prof. Dr. Emre Aktaş'a; katkıları ve ilgileri için tez izleme komitesi ve tez savunma sınavı jürisi üyeleri Prof. Dr. Ali Özgür Yılmaz ve Prof. Dr. Berkan Dülek ile tez savunma sınavı jürisi üyeleri Prof. Dr. Özgür Ertuğ ve Dr. Öğr. Üyesi Barış Yüksekaya'ya; tezden türettiğimiz, tezin çekirdeğini oluşturan makalemize katkıları için makalenin editör ve hakemlerine; üzerimdeki emekleri için anaokulundan bu yana öğrencisi olduğum öğretmenler ve öğretim üyeleri ile bizlere açtığı yol için Başöğretmen Mustafa Kemal Atatürk'e; akademik çalışmalar için sağladığı imkan ve anlayış için TÜBİTAK BİLGEM İLTAREN yöneticileri ve çalışanlarına; destek ve motivasyonları için her zaman yanımda olan dostlarıma; son olarak her şey için aileme şükranlarımı sunarım.

# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	iii
TEŞEKKÜR .....	v
İÇİNDEKİLER .....	vi
ÇİZELGELER .....	viii
ŞEKİLLER .....	ix
KISALTMALAR .....	xi
1. GİRİŞ .....	1
1.1. Tezin Kapsamı .....	1
1.2. İlgili Çalışmalar .....	6
1.3. Tezin Katkısı .....	12
1.4. Tezin Yapısı .....	13
2. MU-MIMO-FBMC SİSTEMLERİN GÜÇ YÜKSELTECİ ETKİSİ ALTINDAKİ PERFORMANSI .....	14
2.1. FBMC'nin Geçmişi .....	14
2.1.1. Temel FBMC Yapısı .....	16
2.1.2. PHYDYAS Fonksiyonu .....	20
2.2. MU-MIMO-FBMC Sistem Modeli .....	22
2.2.1. SDINR Analizi ve Sayısal Sonuçlar .....	26
2.2.2. OFDM ile Karşılaştırma .....	36
2.2.3. Ulaşılabilir Hız Analizi ve Sayısal Sonuçlar .....	38
3. MU-MIMO-OFDM SİSTEMLERİN KANAL KESTİRİM HATASI VE GÜÇ YÜKSELTECİ ETKİSİ ALTINDAKİ PERFORMANSI .....	42
3.1. MU-MIMO-OFDM Sistem Modeli .....	42
3.2. Kusurlu Kanal Kestirimi ile İnen Bağlantı İletimi .....	44
3.3. SDINR Analizi .....	46
3.3.1. MRT Ön Kodlayıcı .....	48



3.3.2. ZF Ön Kodlayıcı .....	51
3.4. Ulaşılabilir Hız Analizi .....	53
3.4.1. MRT Ön Kodlayıcı .....	54
3.4.2. ZF Ön Kodlayıcı .....	56
3.5. Sayısal Sonuçlar .....	57
4. SONUÇ VE GELECEK ÇALIŞMALAR .....	65

## ÇİZELGELER

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 $n_0$ çift olduğunda kaide fonksiyonları arası iç çarpım sonuçları. ....	22
Çizelge 2.2 $n_0$ tek olduğunda kaide fonksiyonları arası iç çarpım sonuçları. ....	22

## ŞEKİLLER

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1	Zamanda ve frekansta (a) OFDM ve (b) FBMC. .... 17
Şekil 2.2	$t = 0$ ve $t = T/2$ için FBMC alt taşıyıcıları. .... 18
Şekil 2.3	FBMC için zaman - frekans düzlemi. .... 19
Şekil 2.4	PHYDYAS fonksiyonunun (a) örneklenmiş frekans yanıt fonksiyonu, (b) dürtü tepkisi. .... 21
Şekil 2.5	PHYDYAS fonksiyonunun (a) frekansta, (b) zamanda enerji dağılımı. 21
Şekil 2.6	MU-MIMO-FBMC baz istasyonunun tipik yapısı. .... 24
Şekil 2.7	Bir MU-MIMO-FBMC senaryosunun genel görünümü. .... 27
Şekil 2.8	ZF ön kodlu sistemin alt taşıyıcıya bağlı SDINR değerleri (birek kanal üzerinden). .... 34
Şekil 2.9	ZF ön kodlu sistemin alt taşıyıcıya bağlı SDINR değerleri (ellişer kanal üzerinden ortalama alınmış). .... 34
Şekil 2.10	Simülasyonlar üzerinden DPD olan ve olmayan durumlar için alt taşıyıcıya bağlı SDINR değerleri. .... 35
Şekil 2.11	Bir kullanıcı için giriş gücüne bağlı sinyal, bozulma ve girişim gücü. . 36
Şekil 2.12	Güç yükseltici etkisi altında OFDM ve FBMC tabanlı MU-MIMO sistemlerin SDINR analitik sonuçlarının karşılaştırılması. .... 37
Şekil 2.13	Güç yükseltici etkisi altında OFDM ve FBMC tabanlı MU-MIMO sistemlerin SDINR simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması. .... 37
Şekil 2.14	Bir kullanıcı için giriş gücüne bağlı ergodik ulaşılabilir hız değerleri. . 41
Şekil 3.1	MU-MIMO-OFDM baz istasyonunun tipik yapısı. .... 44
Şekil 3.2	Bir MU-MIMO-OFDM senaryosunun genel görünümü. .... 46
Şekil 3.3	Analitik $\Phi_{k,m_1,m_2}^{ZF}$ sonucunun simülasyonlarla karşılaştırılması. .... 53
Şekil 3.4	$e = 0.2$ için SDINR sonuçları. .... 57
Şekil 3.5	Farklı kanal kestirim hata seviyeleri için giriş gücünün bir fonksiyonu olarak SDINR sonuçları. .... 58

Şekil 3.6	Kusurlu kanal kestirimine sahip doğrusal olmayan güçlendirilmiş MU-MIMO-OFDM sistemi için kanal kestirim hatasının bir fonksiyonu olarak analitik sonuçlar.....	59
Şekil 3.7	Farklı kanal kestirim hata seviyelerinde giriş gücünün bir fonksiyonu olarak ergodik ulaşılabilir hız sonuçları. ....	62
Şekil 3.8	MRT ön kodlanmış sistemde, farklı kanal kestirim hata seviyeleri için kullanıcı sayısının bir fonksiyonu olarak alt taşıyıcı başına toplam ergodik ulaşılabilir hız sonuçları (33 dBm giriş gücü için). ....	63
Şekil 3.9	MRT ön kodlanmış sistemde, farklı kanal kestirim hata seviyeleri için kullanıcı sayısının bir fonksiyonu olarak alt taşıyıcı başına toplam ergodik ulaşılabilir hız sonuçları (38 dBm giriş gücü için). ....	63
Şekil 3.10	ZF ön kodlanmış sistemde, farklı kanal kestirim hata seviyeleri için kullanıcı sayısının bir fonksiyonu olarak alt taşıyıcı başına toplam ergodik ulaşılabilir hız sonuçları.....	64
Şekil 3.11	ZF ön kodlanmış sistemde, farklı kanal kestirim hata seviyeleri için kullanıcı sayısının bir fonksiyonu olarak alt taşıyıcı ve kullanıcı başına ergodik ulaşılabilir hız sonuçları. ....	64

## KISALTMALAR

<b>AFB</b>	: Analizci Süzgeç Kümesi ( <b>A</b> nalysis <b>F</b> ilter <b>B</b> ank)
<b>CSI</b>	: Kanal Durum Bilgisi ( <b>C</b> hannel <b>S</b> tate <b>I</b> nformation)
<b>DFT</b>	: Ayrık Fourier Dönüşümü ( <b>D</b> iscrete <b>F</b> ourier <b>T</b> ransform)
<b>FBMC</b>	: Çok Taşıyıcılı Süzgeç Kümesi ( <b>F</b> ilter <b>B</b> ank <b>M</b> ulti <b>C</b> arrier)
<b>IDFT</b>	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü ( <b>I</b> nverse <b>D</b> iscrete <b>F</b> ourier <b>T</b> ransform)
<b>MIMO</b>	: Çok Girişli Çok Çıkışlı ( <b>M</b> ultiple <b>I</b> nput <b>M</b> ultiple <b>O</b> utput)
<b>MIR</b>	: Gerçel Çevrim ( <b>M</b> ake- <b>I</b> t- <b>R</b> eal)
<b>MRT</b>	: Azami Oranlı İletim ( <b>M</b> aximum <b>R</b> atio <b>T</b> ransmission)
<b>MU</b>	: Çok Kullanıcılı ( <b>M</b> ulti- <b>U</b> ser)
<b>OFDM</b>	: Dik Frekans Bölmeli Çoklu Erişim ( <b>O</b> rthogonal <b>F</b> requency <b>D</b> ivision <b>M</b> ultiplexing)
<b>OQAM</b>	: Zaman Aralıklı Dördün Genlik Kiplemesi ( <b>O</b> ffset <b>Q</b> uadrature <b>A</b> mplitude <b>M</b> odulation)
<b>PA</b>	: Güç Yükselteci ( <b>P</b> ower <b>A</b> mplifier)
<b>RF</b>	: Radyofrekans ( <b>R</b> adio <b>F</b> requency)
<b>SDINR</b>	: Sinyal Bozulma, Girişim ve Gürültü Oranı ( <b>S</b> ignal to <b>D</b> istortion <b>I</b> nterference and <b>N</b> oise <b>R</b> atio)
<b>SFB</b>	: Sentezci Süzgeç Kümesi ( <b>S</b> ynthesis <b>F</b> ilter <b>B</b> ank)
<b>QAM</b>	: Dördün Genlik Kiplemesi ( <b>Q</b> uadrature <b>A</b> mplitude <b>M</b> odulation)
<b>ZF</b>	: Sıfır Zorlama ( <b>Z</b> ero <b>F</b> orcing)

# 1. GİRİŞ

İletişim sistemleri; RF iletişimi, radar sistemleri, ad-hoc ağlar, sensör ağları, optik iletişim, radyoastronomi ve benzeri uygulama alanlarını kapsayan, hızla gelişen bir elektrik mühendisliği dalıdır [1]. İletişim sistemlerinin amacı, bilginin kaynaktan bir veya daha fazla hedefe iletilmesini sağlamaktır. Bu amaç doğrultusunda uygulanan mühendislik yaklaşımları, teorinin söyledikleri ile günlük hayatta elde edilecek sonuçlar arasında bir denge gerektirir. Gelişen sistemlerle beraber halihazırda kullanılan teknolojilere yeni konseptler dahil olmakta, kimi zaman da uzun süreler kullanılan teknolojiler yeterince iyi performans göstermediği için yenileriyle değiştirilmektedir. Yeni teknolojileri kullanmaya başlamadan önce performans analizlerinin gerçekçi şekilde değerlendirilmesi gerekir. Gerçekçi performansı belirleyebilmek adına iletişim sistemlerinin analizi ve tasarımında ele alınan konulardan önemli iki tanesi kanal kestirimi ve güç yükselteçleridir. Kanal kestiriminde yapılan hataların ve güç yükselteçlerinin iletişim sinyaline etkisi, sistemi oluşturan yapı taşlarının tasarımını etkilemektedir.

## 1.1. Tezin Kapsamı

Çok taşıyıcılı (multi-carrier) modülasyon tekniği, frekans seçici kanallarla verimli bir şekilde başa çıkma kabiliyeti sağlar. Ancak, yüksek tepe ortalama güç oranından (peak to average power ratio, PAPR) muzdariptir. Bunun yanında, PAPR düşürücü yöntemler olsa da bunlar spektral verimliliği azaltır, bu durum ise ancak ve ancak alıcılarda artan karmaşıklık ve maliyete rağmen kısmen telafi edilebilir [2].

Çok taşıyıcılı modülasyonların en yaygını olan OFDM, çok yollu sönümlenmeli (multi-path fading) kanallarla etkin şekilde mücadele edebilmesi nedeniyle literatürde büyük ilgi görmüş, birçok kablolu ve kablosuz iletişim standardında kullanılmıştır [3–5]. Son olarak, üçüncü nesil ortaklık projesi (3rd Generation Partnership Project, 3GPP), OFDM’yi beşinci nesil (fifth generation, 5G) mobil iletişim için Yeni Radyo (New Radio, NR) fiziksel katman tekniği olarak belirlemiştir [6].

5G Yeni Radyo konsepti, içerisinde pek çok teknolojiyi barındırmaktadır. Bunlardan biri de MIMO teknolojisidir. MIMO teknolojisinin, spektral verimliliği artırarak sistem performansını iyileştirdiği ispatlanmıştır [7]. Bunun yanında uzamsal çoklu erişim (spatial multiple access) sayesinde aynı anda birden fazla kullanıcıya hizmet verilebilmesini sağlar. Bu sebeple hücreli (cellular) kablosuz iletişim standartlarında kullanılması planlanan teknolojiler arasında öne çıkmaktadır.

Aktif antenler (active antenna) ve iki boyutlu diziler (two-dimensional array) gibi anten teknolojilerinin ortaya çıkmasıyla, onlarca veya yüzlerce anten elemanına sahip baz istasyonlarının oluşturulması mümkün hale gelmiştir. Bu teknolojiler 3GPP tarafından standartlaştırılan 5G Yeni Radyo sistemlerinin başarılı bir şekilde işletilmesi için temel bileşenlerdir [7].

Bu gibi teknolojilere sahip yüksek sayıda anten içeren baz istasyonlarında, uzamsal çoklu erişim sayesinde çok kullanıcıya hizmet verilmesini sağlayan ön kodlama işlemleri basit ve etkili şekilde gerçekleştirilebilmektedir. Örneğin, yaygın olarak bilinen iki doğrusal ön kodlama yöntemi, MRT ve ZF, çok antenli MIMO sistemleri için kapsamlı bir şekilde incelenmiştir [8–10]. Her iki yöntemin de nispeten düşük hesaplama karmaşıklığına sahip olduğu [8], ek olarak kirli kağıt kodlama (dirty paper coding) gibi optimum doğrusal olmayan ön kodlama tekniklerine yakın bir spektrum verimliliği sağladığı gösterilmiştir [9, 11]. Ancak bu yöntemlerin kullanılabilmesi için anlık kanal durum bilgisinin (channel state information, CSI) doğru şekilde elde edilmesi gerekmektedir [10, 12].

Kablosuz haberleşme sistemlerinde CSI kanal kestirim yöntemleri ile elde edilir. CSI geri bildirimini çok kullanıcı (multi-user, MU) MIMO teknolojisi kapsamında önemli bir rol oynamaktadır [13]. Bu bağlamda, 5G Yeni Radyo'nun ilk sürümü, verimli MU-MIMO işlemini kolaylaştırmak için yüksek çözünürlüklü CSI desteğini içermektedir [7].

MU-MIMO sistemlerin temel sonuçları elde edilirken kullanılan iyimser varsayımlardan bir tanesi kusursuz kanal kestirimidir. Kanal kestirimi pilot sembollere dayalı olarak gerçekleştirilir ve pilot sembollerin veri sembollerine oranının spektral verimlilik üzerinde doğrudan etkisi vardır. Sonuç olarak, spektral verimliliği optimize etmek için pilot

sembollerin sayısı mümkün olduğunca düşük tutulur, ancak bu nedenle kanal kestirim doğruluğundan ödün verilmiş olur.

Pilot sayısıyla bağlantılı olarak, pilot semboller ve veri sembolleri arasında bırakılan zaman ve frekans aralığı da kanal kestiriminin doğruluğu için bir başka faktördür [14]. Ayrıca, yaygın olarak kullanılan blok sönmüleme varsayımı, kanal kestirim hatasının bir diğer kaynağını oluşturur [15]. Bu nedenlerle, daha gerçekçi bir performans analizi için kanal kestirim hatasını hesaba katmak gerekir [16].

Kablosuz haberleşme sistemlerinin günlük hayattaki uygulamaları için bir diğer önemli bileşen güç yükselteçleridir. Bir güç yükseltecinin iki temel çalışma bölgesi vardır: Doğrusal ve doğrusal olmayan. Yaygın olarak, tasarım ve analiz süreçlerini basitleştirmek adına güç yükseltecinin doğrusal bölgede çalıştığı varsayılır.

Ancak, güç yükselteçlerinin RF enerji üretme kabiliyeti doyum (saturation) bölgesinden uzakta, yani doğrusal bölgede çalışırken azalır [17]. Dolayısıyla günlük hayatta güç yükselteçlerini doyum noktasına yakın çalıştırmak enerji verimliliği açısından cazip bir durumdur. Bu çalışma şekli enerji verimliliğini artırsa da performans düşüşünü beraberinde getirir. Bununla birlikte, yüksek PAPR değeri de güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışmasına neden olmaktadır.

Ek olarak, çok antenli uygulamalardaki artış, düşük maliyetli RF zincirlerine olan talebi beraberinde getirmektedir. Bu zincirler, özellikle güç yükseltecinin doğrusal olmayan etkileri olmak üzere önemli RF bozulmalarına sahip olma eğilimindedir. Bu bozulmalar, MIMO tekniklerinin çeşitleme (diversity) ve çoklu erişim kazancı gibi avantajlarının ortadan kaybolmasına sebep olabilmektedir [18].

Dijital ön bozulma (digital predistortion, DPD) ve son bozulma (postdistortion) teknikleri gibi güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışmasından ötürü maruz kalınan etkileri telafi edebilen teknolojiler olmasına rağmen, bu tekniklerin kullanımı sistemin genel karmaşıklığını artırmakta veya ek uygulama ihtiyacına sebep olmaktadır. Bu nedenle, günlük hayatta birçok sistemin bu tür düzeltici tekniklerin yokluğunda çalışması beklenmektedir.



Böylesi sistemler için, güç yükselteci kaynaklı etkilerinin araştırılmasını sağlayan analitik araçlara sahip olmak önemlidir.

Güç yükselteçlerinin iletişim sistemleri üzerindeki etkisi kimi kablosuz iletişim sistemleri için kapsamlı bir şekilde araştırılmış olsa da, MU-MIMO kapsamındaki çalışmalar sınırlıdır [19–25]. Bu çalışmaların ayrıntıları Bölüm 1.2. İlgili Çalışmalar içerisinde verilecektir.

Son zamanlarda yapılan bazı çalışmalar, kanal kestiriminin MU-MIMO sistemlerin performansı üzerindeki etkisini değerlendirmeye odaklanmıştır [26, 27]. Ancak, bu çalışmalar güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışma ihtimalini göz ardı etmektedir. Buna karşılık, diğer bazı araştırmalar da kanal kestirim hatası ve donanım bozukluklarının birleşik etkilerini değerlendirmeye odaklanmıştır [28, 29]. Ancak, bu çalışmalar da MU-MIMO yapısını içermemektedir.

MU-MIMO sistemlerin hem güç yükselteci etkisi altında hem de kusurlu CSI varlığındaki performansı açık literatürde henüz raporlanmamıştır. Literatürdeki bu boşluk tezin kapsamı içerisinde yer almaktadır.

Diğer yandan, sahip olduğu bazı dezavantajlar sebebiyle OFDM'ye alternatif yöntem bulmak için çalışmalar yapılmaktadır. Bir tür OFDM varyasyonu olarak tanımlanabilecek olan FBMC yöntemi, aşağıdaki avantajlara sahip olması nedeniyle 5G için aday bir dalga formu olarak literatürde yaygın olarak çalışılmıştır [30]:

- Bant dışı (out-of-band, OOB) yayın gücü düşük, zaman ve frekans senkronizasyonu hatalarına dirençlidir [31–34].
- Döngüsel ön ek (cyclic prefix) kullanımından kaçınabilmeyi sağlayarak, spektral verimlilikte düşüşü engellemeye olanak verir.
- Spektral verimlilik açısından OFDM'ye alternatif yöntemler arasında en iyilerinden biri olarak gösterilmektedir [31] ve azami spektral verimliliğe ulaşabilme imkanı sağlar [33].

Bu gibi özelliklerinden dolayı, birçok araştırmacı FBMC teknolojisini 5G için aday olarak görmüş; FBMC, 5G NOW ve PHYDYAS gibi Avrupa Birliği projelerinde araştırma konusu olarak yer almıştır [35, 36].

Ancak, 3GPP FBMC'yi 5G için dalga biçimi olarak seçmemiştir. FBMC'de kullanılan dalga biçimlerinin PHYDYAS [37] örneğinde olduğu gibi uzun fonksiyonlar olması nedeniyle sistem karmaşıklığı artmaktadır. Ek olarak OFDM'ye göre gevşetilmiş bir diklik koşulu aranması gibi farklılıklar içerir. Dolayısıyla OFDM'den farklı olarak çok antenli konfigürasyonlarda kullanımı kolay değildir ve OFDM'ye has çözümlerin doğrudan geliştirilmesi (döngüsel ön ek kullanılan diğer filtrelenmiş çok taşıyıcılı yöntemlerden farklı olarak) risklidir [38]. Bu nedenle, FBMC'nin mevcut 5G kablosuz iletişim sistemlerinde kullanılacak bir dalga biçimi haline getirilmesi, literatürde olgunlaşacak kadar çalışılmamıştır.

Diğer yandan bu teknik, taşıyıcı birleştirme (carrier aggregation, CA), bilişsel radyo (cognitive radio) ve yoğun dalgaboyu bölmeli çoklu erişim tabanlı pasif optik ağlar (dense wavelength division multiplexing-based passive optical networks, DWDM-PON) gibi gelecekteki kablosuz sistemlerin geliştirilmesi için hala önemli bir seçenektir [39–41]. Ek olarak güç hattı iletişimi (power line communications, PLC) [42], optik iletişim [43, 44] için de uygun bir yöntem olduğu bilinmektedir.

Aynı zamanda, son yıllarda, orijinal FBMC'yi geliştirmek için çeşitli yenilikçi katkılar önerilmiştir. [45] çalışmasında yazarlar, alıcıda uygulanan çeşitli tekniklerle birleştirildiğinde donanım karmaşıklığını ve enerji sarfiyatını önemli ölçüde azaltan yeni ve kısa bir dalga biçimi önermişlerdir. [46] çalışmasında ise yeni bir FBMC alıcı tekniği önerilmiştir. Önerilen alıcı, çift dağılımlı (doubly dispersive) kanallara karşı performansı önemli ölçüde artırmakta, hesaplama karmaşıklığını azaltmakta ve asenkron iletişimi desteklemektedir.

FBMC'nin avantajlarından biri olan yüksek spektral verimlilik, MIMO ile uyumlu olması sayesinde daha da artırılabilir. [38, 47–49] çalışmalarında yazarlar MIMO-FBMC sistemleri,

[32, 50, 51] çalışmalarında ise FBMC tabanlı çok antenli masif (kitlesel) MIMO (massive MIMO, mMIMO) veya MU-MIMO-FBMC sistemleri üzerinde çalışmışlardır.

MU-MIMO-FBMC sistemlerin güç yükseltecinin doğrusal olmayan etkisi altındaki performansı açık literatürde henüz raporlanmamıştır. Literatürdeki bu boşluk da tezin kapsamı içerisindedir.

## 1.2. İlgili Çalışmalar

[52] çalışmasında yazarlar doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerinin MIMO sistemlerin ulaşılabilir hız performansı üzerindeki etkisini analitik olarak hesaplamıştır. Asimptotik yaklaşımlarla birlikte analitik ifadeler türetilmiştir.

[53] çalışmasında yazarlar hafızalı (memory) güç yükselteçlerinin doğrusal olmayan bölgede çalıştığı durumda tek aktarımlı (single stream) MIMO-OFDM sistemler üzerindeki performansını değerlendirmek için teorik bir yaklaşım geliştirmiştir. Güç yükseltecinin MIMO-OFDM sistemin performansını önemli ölçüde düşürdüğü gösterilmiştir. Güç yükselteci etkisinin eklemeli (additive) Gauss gürültüsü ve karmaşık değerli bir zayıflama katsayısı olarak modellenebileceği kanıtlanmıştır. Doğrusal olmayan güç yükselteçlerine sahip MIMO-OFDM sistemin karmaşık değerli zayıflaması, gürültü ortalaması ile varyansı ve sembol hata oranı için sonsuz doğrusal olmama mertebesine ve sonsuz bellek uzunluğuna sahip genelleştirilmiş hafıza polinomu (generalized memory polynomial, GMP) modeli kullanılmıştır. Analitik sonuçlar simülasyon sonuçları ile doğrulanmış ve aralarında güçlü bir uyum gözlenmiştir.

[54] çalışmasında yazarlar doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerine sahip çok aktarımlı (multi stream) MIMO-OFDM sistemleri ele almıştır. Çalışmada kusursuz CSI olduğu varsayılmıştır. Güç yükselteci modeli olarak Wiener-Hammerstein kullanılmıştır. Sinyal bozulma ve gürültü oranı (signal to distortion and noise ratio, SDNR) için genel bir ifade elde edilmiş, ardından yaklaşık sembol hata oranı hesaplanmıştır. Baz istasyonunda yapılan sinyal işlemenin doğrusal olmayan bozulmanın sistem performansı üzerindeki etkisini azaltabildiği gösterilmiştir. Hesaplamalar için 4 verici antenli MRT, 4 alıcı antenli

azami oran birleştirme (maximum ratio combining, MRC) ve 2 aktarımlı 4x4 MIMO ele alınmıştır. Simülasyon sonuçları ile teorik sonuçlar arasında güçlü bir uyum elde edilmiştir.

[55] çalışmasında yazarlar MIMO-OFDM sistemlerin doğrusal olmayan bozulma varlığında performans analizini araştırmıştır. Alıcıdaki sinyal gürültü oranı (signal to noise ratio, SNR) değeri polinom tabanlı bir fonksiyon olarak türetilmiştir. Bu fonksiyonu kullanarak doğrusal bölgede ve doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteci için optimum çalışma noktası belirlenebileceği gösterilmiştir.

[19] çalışmasında yazarlar doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerinin MU-MIMO sistemlerin aşağı bağlantı performansı üzerindeki etkisini incelemiştir. Polinom tabanlı güç yükselteci modelleri kullanılmıştır. Farklı senaryolar için aşağı bağlantının alıcısındaki sinyal girişim ve gürültü oranı (signal to interference and noise ratio, SINR) türetilmiştir. Alıcıda yalnızca anlık doğrusal kazanç bilindiği takdirde güç yükselteçleri eğer doğrusal olmayan bölgede çalışıyor ise sistem performansının önemli ölçüde düştüğü gösterilmiştir. Diğer yandan, istatistiksel olarak ortalaması alınmış etkin doğrusal kazanç göz önünde bulundurulduğunda, performans düşüşünün önemli ölçüde azaltılabildiği belirlenmiştir.

[20] çalışmasında yazarlar çok yollu Rayleigh sönümlemeli kanalların varlığında güç yükselteci etkisi altında MU-MIMO-OFDM sistemlerin performansını değerlendirmiştir. Bulgular, güç yükselteci kaynaklı doğrusal olmayan bozulmaların MU-MIMO-OFDM sistemlerinin performansını tek kullanıcı MIMO sistemlere kıyasla önemli ölçüde düşürdüğü gösterilmiştir. Ayrıca, her bir kullanıcıdaki doğrusal olmayan girişimin kullanıcı sayısı arttıkça arttığı ve bir noktadan sonra alıcıda SNR artsa dahi indirgenemeyen hata tabanına yol açtığı gözlemlenmiştir. Bu durumun MU-MIMO yapı sayesinde elde edilebilecek performans kazanımlarını kısıtlayabildiği bildirilmiştir.

[21] çalışmasında yazarlar MIMO sistemler ile karşılaştırıldığında, MU-MIMO sistemlerin doğrusal olmayan bozulmadan daha fazla etkilendiğini bildirmiştir. Yazarlar doğrusal olmayan bozulmayı, doğrusal bozulma ve korelasyonsuz bozulma olarak ayırıştırarak, bozulmayı gürültü teriminde toplamış; doğrusal olmayan sistem için doğrusal olmayan

bir asgari ortalama kare hata (minimum mean square error, MMSE) sezim (detection) yöntemi önermiştir. Doğrusal varsayımla elde edilen ön kodlama matrisinin önerilen algoritmada kullanılabilmesi gösterilmiş, sistem performansının düşük ek maliyetle 2dB kadar iyileştirilebildiği belirlenmiştir.

[22] çalışmasında yazarlar çok yollu Rayleigh sönümlenmeli kanalların varlığında doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerine sahip vericinin, taşıyıcı birleştirme (carrier aggregation, CA) tabanlı MU-MIMO-OFDM sistemlerin performansı üzerindeki etkisini araştırmıştır. Vericinin doğrusal olmamasından kaynaklanan girişim ve SINR için analitik ifadeler türetilmiştir. Doğrusal olmayan girişimin, çift bant (dual-band, DB) MU-MIMO-OFDM sistemin performansını indirgenemez bir hata tabanı oluşturarak düşürdüğü gösterilmiştir. Çift bant tek kullanıcı MIMO sistemin kazancının, tek bant MU-MIMO sistemler ve geleneksel MIMO sistemlere kıyasla sınırlandırıldığı gözlemlenmiştir.

Çift bant MU-MIMO-OFDM sistemin toplam kapasitesi de yine aynı çalışmada hem doğrusal hem de doğrusal olmayan vericilerin varlığında değerlendirilmiştir. Bu tip sistemler doğrusal koşullarda diğer MIMO-OFDM sistemlere kıyasla daha iyi performans göstermektedir. Çalışmada ise doğrusal olmayan vericilerin varlığında bu durum araştırılmıştır. Doğrusal sistemle karşılaştırıldığında kazancın ciddi manada azaldığı görülmüştür. Vericinin doğrusal olmamasının yalnızca güvenilirliği azaltmakla kalmadığı, aynı zamanda sistemin ortalama kapasitesini de kısıtladığı belirlenmiştir. Bu nedenle yazarlar, MU-MIMO-OFDM sistemlerin performansını değerlendirirken doğrusal olmayan vericilerin etkisini dikkate almanın zorunlu olduğunu belirtmiştir.

[23] çalışmasında yazarlar antenler arası korelasyonu da hesaba katarak MU-MIMO-OFDM sistemlerde güç yükseltecinin doğrusal olmayan bozucu etkilerini inen bağlantı (downlink) için incelemiştir. Çalışmada güç yükselteçlerinin doğrusal olmayan bölgede çalışması belirli bir derece ile sınırlı tutulmamış, herhangi bir derece için hesaplanabilecek şekilde geliştirilmiştir.

Her kullanıcı için alınan sinyal, girişim ve bozulma terimleri hesaplanmıştır. Bant içi ve bant dışı bozulmaları birbirinden ayırabilmek için verici ve alıcıdaki aradeğerleme (interpolation)

ve örnek budama (decimation) işlemlerinin etkisi dikkate alınmıştır.

Blok sönmülemde her bir alt taşıyıcıda her bir kullanıcı için analitik SDINR hesaplanmıştır. SDINR hesaplanırken, yüksek sayıdaki antenlerden kaynaklı kanallar arası korelasyon olma olasılığı nedeniyle, Gauss dağılımının kümülanları ve Leonov-Shiryayev formülünü kullanarak bozulmaların çapraz güç spektral yoğunluğu (cross power spectral density, CPSD) türetilmiştir.

Yapılan SDINR analizini kullanarak ve hem de çok sayıda verici anten ve kullanıcı olduğunu varsayarak, baz istasyonunda MRT veya ZF ön kodlama tekniği kullanıldığında elde edilebilecek ergodik ulaşılabilir hız hesaplanmıştır. Ayrıca eşit güç tahsisi olduğu ve kanal korelasyonu olmadığı durum için de sistemin ergodik toplam hızı hesaplanmıştır. Analiz, kanal korelasyonunun, güç yükselteçlerinin çıkış bozulmaları arasındaki korelasyonu artırarak alınan bozulma gücünü yükselttiğini ortaya koymuştur. MRT tekniğinin doğası gereği çok kullanıcı girişimi baskındır. Bu sebeple, ZF'nin aksine, MRT tekniğinin güç yükselteci kaynaklı etkilere daha az duyarlı olduğu görülmüştür.

Doğrusal olmayan  $N_t$  gönderici anteni olan bir MU-MIMO-OFDM sisteminde, toplam gönderici gücünü değiştirmemek için anten sayısı artarken güç yükselteçlerinin doyum gücü  $1/N_t$  ile ölçeklendirildiğinde bile SDINR'nin  $N_t$  ile ölçeklendiği belirlenmiştir. Sistemin inen bağlantısının ulaşılabilir toplam hızını azami düzeye çıkarabilecek optimum bir iletim gücü olduğu belirlenmiştir. Sabit iletim gücü durumunda ise güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışmasının, ulaşılabilir toplam hızı azami düzeye çıkarabilecek optimum kullanıcı sayısını etkilediği fark edilmiştir.

[24] çalışmasında yazarlar, ideal olmayan salıncı (oscillator) ve doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerinin MU-MIMO-OFDM sistemlerin performansı üzerindeki birleşik etkisini incelemek için analitik bir yöntem önermiştir. Bu etkileri göz önünde bulundurularak sembol hata oranı ve kapasite için analitik ifadeler türetilmiştir.

Sadece faz gürültüsünün mevcut olduğu durum için, sistemin hata performansının kullanıcı sayısı değişiminden etkilenmediği görülmüştür. Doğrusal olmayan bölgede çalışan güç

yükselteçlerinin ise çok kullanıcıli sistemin hata performansını kullanıcı sayısının artmasıyla önemli ölçüde kötüleştirdiği belirlenmiştir. Ayrıca, ortak etkinin indirgenemez bir hata tabanına neden olduğu ve bu tabanın sadece doğrusal olmayan bozulmayı içeren senaryoya kıyasla önemli ölçüde daha yüksek olduğu gösterilmiştir.

MU-MIMO-OFDM sistemlerin performansı değerlendirilirken ideal olmayan salınıcı ve doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçleri gibi sistem donanım bozukluklarının etkisinin göz önünde bulundurulması gerektiği vurgulanmıştır. Bu motivasyonla, bu tez çalışmasında MU-MIMO-OFDM sistemlerin performansı doğrusal bölgede çalışmayan güç yükselteci ve kanal kestirim hatası etkisi altında değerlendirilmiştir.

Güç yükseltecinin OFDM tabanlı sistemler üzerindeki etkisini araştıran bu çalışmaların yanı sıra literatürde FBMC tabanlı sistemler için yapılan çalışmalar da yer almaktadır. Güç yükselteci etkisinin FBMC açısından ele alınışının literatürdeki örneklerini incelemeyen önce FBMC'nin iyi özelliklerinin bir kısmının gevşetilmiş diklik koşulu sayesinde elde edildiği hatırlanmalıdır. Gevşetilmiş diklik koşulu sebebiyle görülen iç girişim (intrinsic interference) nedeniyle, kusursuz bir kanal denkleştirme söz konusu olsa dahi güç yükselticinin doğrusal olmayan bozucu etkilerine OFDM'den daha duyarlı olabileceği endişesi duyulabilir.

[56] çalışmasında yazarlar bu endişeyi teorik olarak açıklığa kavuşturmayı amaçlamıştır. SISO-FBMC sistemler için, kanal kusursuz bir şekilde denkleştirildiğinde güç yükselteci kaynaklı doğrusal olmayan etkilere karşı OFDM tabanlı sistemler ile eşit duyarlılığa sahip olduğu kanıtlanmıştır.

Çalışma, genlik ve faz bozulmalarını inceleyerek güç yükselteci kaynaklı etkilerin çok taşıyıcıli sistemlerde yol açtığı performans düşüşünü analiz etmektedir. Hem SISO-FBMC hem de SISO-OFDM tabanlı sistemlerde herhangi bir güç yükselteci modeli için kullanılacak, analitik BER ifadesi türetilmiştir. Çalışmada frekans seçici olmayan Rayleigh sönümlemeli kanallar kullanılmıştır.

Yazarlar elde ettikleri sonuçlardan SISO-OFDM ve SISO-FBMC'nin, kanal kestirim ve denkleştirme işlemleri sırasında faz hatası hesaba katıldığında, bit hata olasılığı açısından aynı performansı gösterdiğini bildirmiştir.

Bu tezin kapsadığı konulardan biri olan MU-MIMO-FBMC sistemler ise güç yükselteci etkisi ihmal edilerek çalışılmıştır. [32] makalesinde yazarlar, tek ve çok hücreli MU-MIMO-FBMC sistemlerin yukarı bağlantı (uplink) performansını analiz etmiştir. Baz istasyonunda kusurlu ve kusursuz CSI için tek ve çok hücreli sistemlerde farklı birleştirme (combining) yöntemleri kullanıldığında yukarı bağlantı toplam hızına ait sonuçlar türetilmiştir.

Yazarlar, gelecekteki araştırmalar için bu çalışmadaki sonuçların zaman seçici kanallarda çok antenli MIMO-FBMC sistemlerin performansını analiz etmek için kullanılabileceğini belirtmiştir. Ek olarak, MU-MIMO-FBMC sistemlerin aşağı bağlantı toplam hızının da analiz edebileceğinden bahsetmiştir. Bu analiz esnasında çok kullanıcı sistem için ön kodlamanın etkisini göz önünde bulundurmak gerektiği ve bunun getireceği zorluklar vurgulanmıştır. Bu tez çalışmasında, [32] makalesinin yazarların gelecekteki olası yönelimler için işaret ettiği gibi MU-MIMO-FBMC sistemlerin aşağı bağlantı hızı analiz edilmiş, bu analiz esnasında güç yükselteci etkisi de hesaba katılarak sonuçlar daha gerçekçi senaryolar çerçevesinde ele alınmıştır.

[32] çalışmasında yazarlar ayrıca, MU-MIMO-FBMC sistemlerin yukarı bağlantıda OFDM tabanlı muadilleriyle benzer bir performansa sahip olduğunu göstermiştir. Bununla birlikte, taşıyıcı frekans hatası (carrier frequency offset, CFO) gibi senkronizasyon bozukluklarının görülebileceği gerçekçi senaryolarda, FBMC tabanlı sistemlerin OFDM tabanlı sistemlere göre önemli ölçüde daha iyi performans gösterdiği görülmüştür.

OFDM ve FBMC tabanlı sistemlerin performansını karşılaştıran bir diğer çalışma ise [57] ile yayınlanmıştır. Yazarlar bu çalışmada OFDM için alternatif olabileceği düşünülen aday dalga biçimlerinin sembol hata oranını analitik olarak hesaplamıştır. Analitik sonuçlar elde edilirken güç yükselteci etkisi de hesaba katılmıştır. Çalışmada, yazarların ele aldıkları



yöntemlerden biri olan FBMC'nin farklı giriş güçleri ve güç yükselteçleri için OFDM ile benzer performans gösterdiği bildirilmiştir.

Bunlarla beraber FBMC ile ilgili çalışmalar literatürde hızla artmaya devam etmektedir. [25, 40, 58–62] son dönemde yayınlanan örneklerden yalnızca bir kısmıdır.

### 1.3. Tezin Katkısı

Bu çalışmada güncel olarak kullanılan veya gelecek nesil haberleşme sistemlerinde kullanılma potansiyeli olan teknolojilerin, gerçekçi etkiler altında operasyonel performansları incelenmiştir. Tezin ana katkıları şöyle özetlenebilir:

- MU-MIMO-FBMC sistemlerde güç yükselteci etkisi göz önünde bulundurularak SDINR ve ergodik ulaşılabilir hız için analitik sonuçlar elde edilmiştir. Bunu yaparken FBMC tabanlı sistemlere has bir özellik olan iç girişim (intrinsic interference) de hesaba katılmaktadır.
- MU-MIMO-FBMC sistemlerin inen bağlantısında kullanılan MIR-MRT ve ZF ön kodlayıcıların güç yükselteci etkisine bağlı performansları karşılaştırılmıştır.
- FBMC ve OFDM tabanlı MU-MIMO yapısındaki sistemlerin performansları güç yükselteci etkisi altında karşılaştırılmıştır.
- Doğrusal ön kodlayıcıların performansı CSI hassasiyetine bağlıdır [63]. Bu motivasyonla kanal kestirim hatası ve güç yükselteci etkisi altındaki MU-MIMO-OFDM sistemlerde SDINR ve ergodik ulaşılabilir hız için analitik sonuçlar elde edilmiştir.
- MU-MIMO-OFDM sistemlerin inen bağlantısında kullanılan MRT ve ZF ön kodlayıcıların kanal kestirim hatası ve güç yükselteci etkisine bağlı performansları karşılaştırılmıştır.

## 1.4. Tezin Yapısı

Tezin yapısı aşağıdaki gibidir:

- Birinci bölüm tezin motivasyonunu, kapsamını ve katkısını anlatmaktadır.
- İkinci bölüm MU-MIMO-FBMC sistemlerin güç yükselteci etkisi altındaki performansını incelemektedir.
- Üçüncü bölüm MU-MIMO-OFDM sistemlerin kanal kestirim hatası ve güç yükselteci etkisi altındaki performansını incelemektedir.
- Dördüncü bölüm ise tezin özetini ve gelecekteki olası yönelimleri belirtmektedir.

## 2. MU-MIMO-FBMC SİSTEMLERİN GÜÇ YÜKSELTECİ ETKİSİ ALTINDAKİ PERFORMANSI

### 2.1. FBMC'nin Geçmişi

1960'lı yıllarda, iletişimdeki hızlı veri iletimi ihtiyacını karşılamak için gerekli koşulları sağlamak adına FBMC'nin temelleri atılmaya başlamıştır. Chang, [64] çalışmasında birbirine dik ve paralel sinyalleri aynı anda kullanarak yüksek hızlı veri iletimi için gereken koşulları tanımlamıştır. Bu çalışmada, darbe genlik modülasyonu (pulse amplitude modulation, PAM) ile kiplenen veri sembolleri süzgeç kümesinden geçirilerek bant genişliğinin en düşük seviyede tutulması hedeflemiştir.

Chang, artık yan bant (vestigial sideband, VSB) yöntemi ile süzgeç kümesindeki dalga biçim fonksiyonlarının frekans alanında üst üste binmesi gerektiğini söylemiştir. Ancak, bu çalışma literatürde ilgi çekmemiştir. Bunun sebebi, VSB modülasyonunu elde edebilmek için Hilbert dönüşümü gerekmesi ve bu nedenle sistem karmaşıklığının artacağı endişesidir [48].

Kosinüs ile modüle edilmiş süzgeç kümesi (cosine modulated filter banks, CMFB) veya kosinüs ile modüle edilmiş çok taşıyıcı (cosine modulated multi-tone, CMT), Chang'ın 1966'daki çalışmasının farklı uygulama amaçlarıyla yeniden keşfedilmesi olarak görülebilir [65]. Bu bağlamda, [66] çalışmasında ayırık dalgacıklı çok taşıyıcı (discrete wavelet multi-tone, DWMT) olarak adlandırılan sistemlerin, aslında CMFB temelli olduğu gösterilmiştir.

CMT'den farklı olarak alt bantların üst üste binmediği bir yöntem ise filtrelenmiş çok taşıyıcı (filtered multitone, FMT) olarak bilinmektedir [67]. Süzgeçler yeterince iyi tasarlandığı takdirde taşıyıcılar arası girişim (inter-carrier interference) gözlenmemekte, tek taşıyıcılı iletişimde kullanılan geleneksel karekök Nyquist (square-root Nyquist) yöntemi ile de semboller arası girişim (inter-symbol interference) önlenmektedir.

[68] makalesinde, Chang'in çalışmasındaki dalga biçim fonksiyonlarının frekans alanında çift yan bant (double-side-band, DSB) özelliği gösteren hali incelenmiştir. Bu yöntem, spektral verimliliği koruyabilmek adına sembollerin QAM ile modüle edilmesini içerir. Her bir QAM sembolünün gerçel ve sanal bileşenleri arasında zamanda yarım sembol süresi aralık olması gerektiğini ortaya koyar.

Bu önemli çalışma, literatürde çeşitli isimlerle anılmıştır. Yaygın olarak bilinen isimlendirmeler arasında zaman aralıklı (offset) QAM, kısaca OQAM; kademeli (staggered) QAM, kısaca SQAM; kademeli çok taşıyıcı (staggered multi-tone), kısaca SMT bulunmaktadır. Bu isimlendirmeler çoğu zaman OFDM veya FBMC ile beraber kullanılmışlardır. Örneğin, FBMC/OQAM, OQAM-OFDM, FBMC/OQAM gibi terimlerle sıklıkla karşılaşılır. Terimlerin hepsi aynı yapıyı ifade etmektedir, bu tezde kısaca FBMC ifadesi kullanılacaktır.

Yapısı değiştirilmiş DFT (modified DFT, MDFT) üzerine yapılan çalışmalar, özellikle [69] makalesinden başlayarak incelendiğinde, bu sistemin [68] çalışmasındaki çıkarımlardan bağımsız şekilde elde edilmiş olmasına rağmen, aynı sonuçlara tekrar ulaşılması ve sıkıştırma ile kodlama işlemleri üzerinde durulması olarak görülebilir [48]. Ayrıca, [65] içerisinde, [64] ve [68] çalışmalarının aslında küçük değişikliklerle birbirine dönüştürülebileceği gösterilmiştir.

FBMC'nin en önde gelen dezavantajı ise yüksek sistem karmaşıklığıdır. Bu karmaşıklığı azaltmak için çok fazlı ağ (polyphase network, PPN) ve hızlı Fourier dönüşümü (fast Fourier transform, FFT) kullanımı, ilk olarak [70], daha sonra [71] ile gösterilmiştir.

[72] çalışmasında, bu yöntemlerin ideal olmayan bir iletişim kanalında çalıştığı durumda, kanala uygun şekilde düzenlenerek, semboller arası girişim ve taşıyıcılar arası girişim etkisinin azaltılabileceği gösterilmiştir. Bu çalışma, FBMC'nin ideal olmayan iletişim koşullarında etkili bir alternatif olabileceği fikrini benimsetmeye başlamış ve bu alandaki çalışmaları hızlandırmıştır.

FBMC yöntemlerinin çeşitli kablolu ve kablosuz iletişim sistemlerinin standartlarına girmesi düşünülmüş ve bu konudaki ilk kabul, TIA (Telecommunications Industry Association) tarafından gerçekleştirilmiştir.

### 2.1.1. Temel FBMC Yapısı

Sürekli zamanda taban bant eş değer FBMC sinyali, [48] ile benzer şekilde

$$z(t) = \sum_k \sum_n a_{k,n} g_{k,n}(t), \quad (1)$$

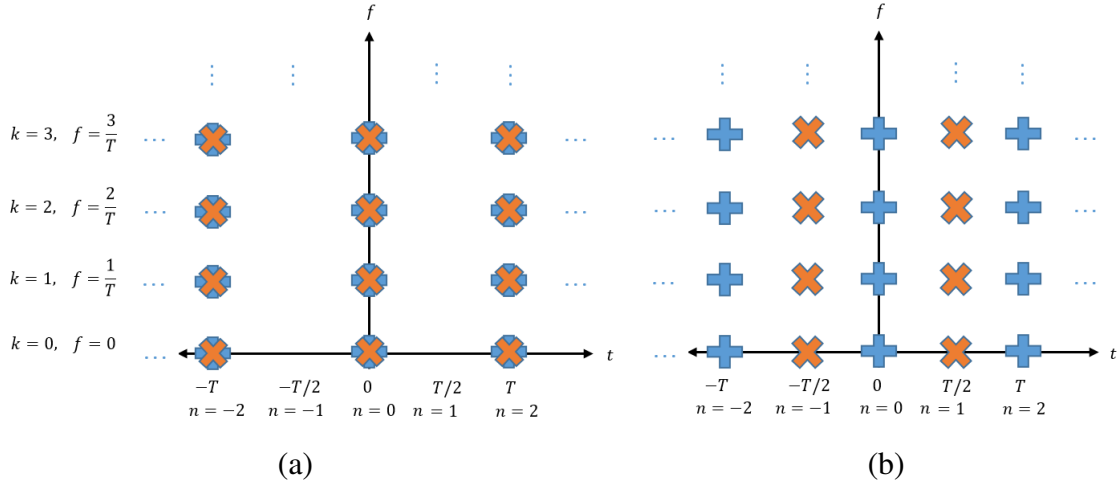
eşitliğiyle ifade edilebilir. Burada

- $k$  alt taşıyıcı indisini ( $k = 1, \dots, K$ ),
- $n$  zaman indisini ( $n \in Z$ ),
- $a_{k,n}$  gerçel değerli veri sembollerini,
- $g_{k,n}(t)$  veri sembollerini taşıyan kaide fonksiyonlarını,

ifade eder.

OFDM'de belirli bir veri hızında, QAM ile kiplenmiş karmaşık değerli veri sembolleri gönderilir. FBMC'de ise OFDM'nin iki katı hızda, OQAM ile kiplenmiş gerçel değerli veri sembolleri iletilir. Bu sebeple iki yöntemin spektral verimliliği eşittir ve bu durum Şekil 2.1 ile gösterilmiştir.

Şekil 2.1 (a)'da gösterilen QAM yapısında, karmaşık değerli veri sembolleri temsil edilmektedir. Karmaşık değerli sembollerin sanal ve gerçel kısımlarını ayırıp, aralarında yarım karmaşık sembol süresi aralık bırakılan yapı ise OQAM olarak adlandırılmaktadır. Bu yapı ise (b)'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Zamanda ve frekansta (a) OFDM ve (b) FBMC.

Şekilde gerçel ve sanal kısımları belirtmek amacıyla artı ve çarpı işaretleri kullanılmıştır. Veri sembollerinin sıklığı zaman ve frekansta eşit olsa da, OFDM’de iletişim kanalı kaynaklı bozulmaları önlemek için döngüsel ön ek kullanılır ve bu da spektral verimliliğin düşmesine sebep olur. FBMC’de, iletişim kanalı için uygun bir sistem tasarlandığında, semboller arası girişimi önlemek için döngüsel ön ek kullanmak şart değildir. Bu nedenle, FBMC’nin spektral verimliliği OFDM’ye göre daha yüksektir.

Kaide fonksiyonları, sentezci süzgeç kümesi tarafından oluşturulur. Her kaide fonksiyonu gerçel değerli bir veri sembolü taşır. Kaide fonksiyonunun açık hali

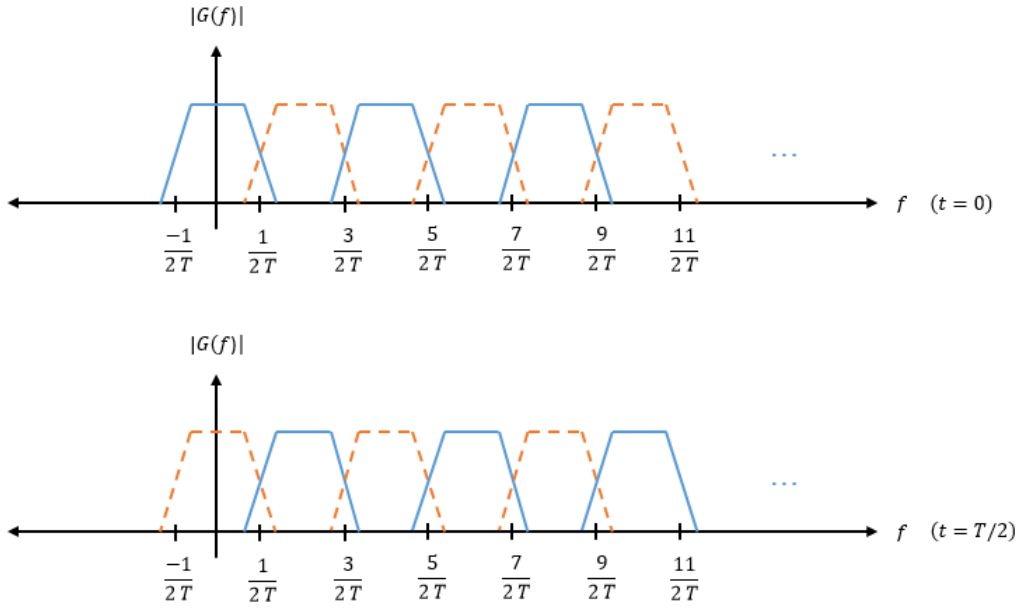
$$g_{k,n}(t) = g(t - n\tau_0)e^{j2\pi k\nu_0 t}e^{j\varphi(k,n)}, \quad (2)$$

ifadesi ile yazılabilir. Burada

- $\tau_0 = \frac{T}{2}$  semboller arası zaman aralığını,
- $\nu_0 = \frac{1}{T}$  taşıyıcılar arası frekans aralığını,
- $T$  gerçel değerli sembol periyodunu,
- $g(t)$  gerçel değerli dalga biçim fonksiyonunu,
- $e^{j\varphi(k,n)}$  faz katsayısını,

ifade eder.

Faz katsayısı, kaide fonksiyonlarının zaman ve frekansta dik olmalarını sağlar.  $k$  ve  $n$  değerlerine bağlı bir fonksiyondur. Literatürde yaygın olarak  $\varphi_{(k,n)} = (\pi/2)(k+n)$  eşitliği ile hesaplanır. Böylece  $e^{j\varphi_{(k,n)}} = j^{(k+n)}$  olur. Şekil 2.2, [48] ile benzer şekilde, sırasıyla  $t = 0$  ve  $t = \frac{T}{2}$  zamanları için alt taşıyıcıların frekansta dizilişlerini göstermektedir.



Şekil 2.2  $t = 0$  ve  $t = T/2$  için FBMC alt taşıyıcıları.

Şekilde, alt taşıyıcılar arası dikliği belirtmek amacıyla farklı tipte çizgiler kullanılmıştır. FBMC’de bir alt taşıyıcı, frekansta altındaki ve üstündeki komşu alt taşıyıcılara gerçel uzayda dik konumdadır. Zamanda ise aynı frekansta yer alan alt taşıyıcılar arasında yarım sembol periyodu kadar zaman aralığı bırakıldığında diklik koşulu sağlanmış olur.

Karmaşık uzayda diklik tanımı

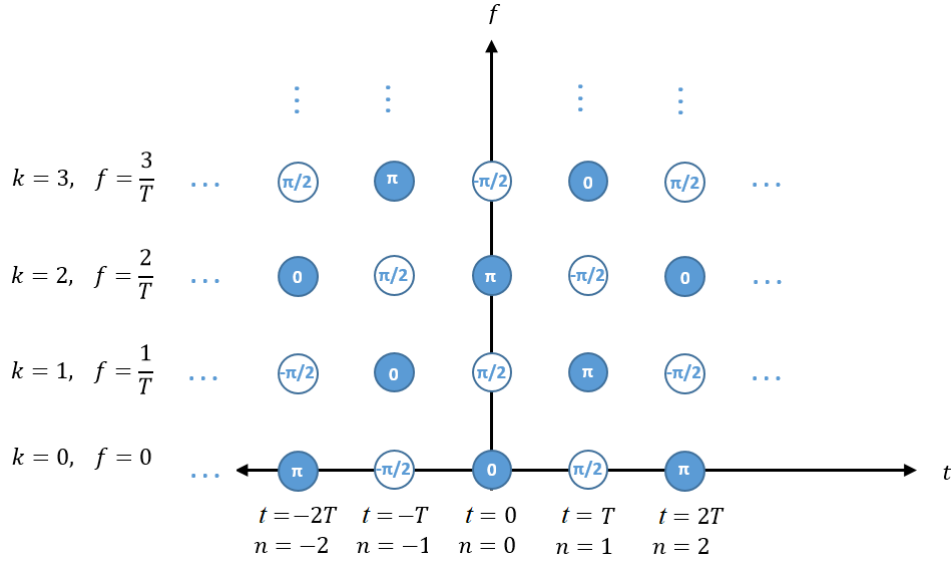
$$\langle g_{k,n}(t), g_{l,m}(t) \rangle = \int g_{k,n}(t) g_{l,m}^*(t) dt \quad (3)$$

$$= 0, \quad (4)$$

eşitliği ile yapılır. FBMC için diklik tanımı ise gerçel uzayda yapılır. Bu durum

$$\begin{aligned}
 \langle g_{k,n}(t), g_{l,m}(t) \rangle^{\Re} &= \Re \left\{ \int g_{k,n}(t) g_{l,m}^*(t) dt \right\} \\
 &= \Re \left\{ j^{(k+n-l-m)} \int g(t - n\tau_0) g(t - m\tau_0) e^{j2\pi(k-l)\nu_0 t} dt \right\} \quad (5) \\
 &= 0,
 \end{aligned}$$

eşitliği ile ifade edilebilir.  $(.)^*$  sembolü eşlenik (conjugate) değeri ifade etmektedir. Bu sebeple, dikliğin bozulmaması için, veri sembolleri,  $a_{k,n}$ , gerçel değerli seçilmektedir. Bu durum, [48] ile benzer şekilde, Şekil 2.3 ile gösterilmiştir. Kaide fonksiyonları zaman-frekans düzleminde renkli daireler olarak ifade edilmiştir. Komşu kaide fonksiyonları arasında, (5) ile ifade edilen, gerçel uzayda diklik koşulu sağlanmaktadır. FBMC’de diklik koşulu ile alakalı ayrıntılı bilgi için [73] incelenebilir.



Şekil 2.3 FBMC için zaman - frekans düzlemi.



### 2.1.2. PHYDYAS Fonksiyonu

Literatürde FBMC için dalga biçimi olarak kullanılan farklı fonksiyonlar vardır. Başlıcaları: IOTA fonksiyonu [72], TFL1 fonksiyonu [74], EGF fonksiyonu [75], PHYDYAS fonksiyonu [37] olarak sayılabilir. Bu tezde PHYDYAS fonksiyonu kullanılmıştır.

PHYDYAS fonksiyonu frekansta örnekleme yöntemi ile üretilmektedir ve matematiksel olarak

$$g(t) = 1 + 2 \sum_{i=1}^3 \Theta_i \cos \left( 2\pi \frac{it}{4T} \right), \quad (6)$$

eşitliği ile ifade edilebilir. Fonksiyonu oluştururken bindirme katsayısı (overlapping factor) parametresi kullanılır. Bu parametre fonksiyonun zamanda uzunluğunu, frekansta ise değeri sıfırdan farklı kaç örneğe sahip olacağını belirler. Bindirme katsayısı literatürde genellikle dört seçilmektedir. Buna karşılık gelen değerler

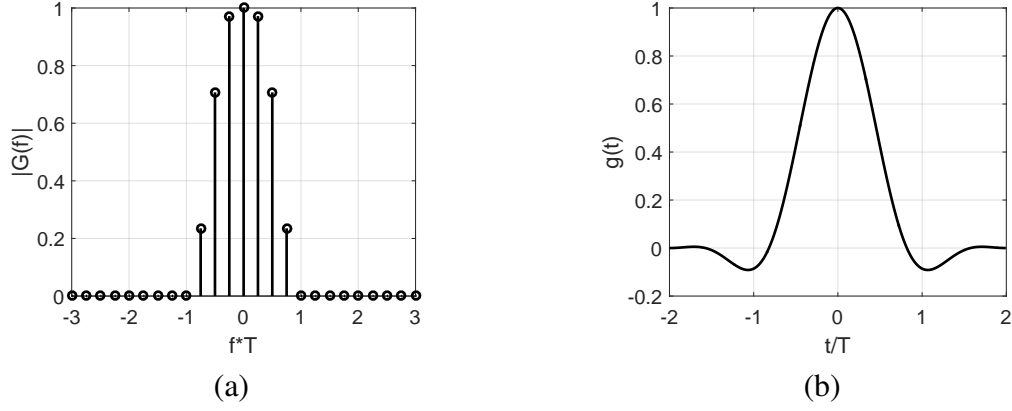
$$\begin{aligned} \Theta_0 &= 1, \\ \Theta_1 &= 0.971960, \\ \Theta_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}}, \\ \Theta_3 &= \sqrt{1 - \Theta_1^2}, \end{aligned} \quad (7)$$

olarak belirlenmiştir [37]. Bindirme faktörü dört seçildiğinden frekans alanındaki sıfırdan farklı örnek sayısı yedidir. Bu örnekler aradeğerlenerek frekans yanıt fonksiyonu

$$G(f) = \sum_{i=-3}^3 \Theta_i \frac{\sin \left( \pi \left( f - \frac{i}{4K} \right) 4K \right)}{4K \sin \left( \pi \left( f - \frac{i}{4K} \right) \right)}, \quad (8)$$

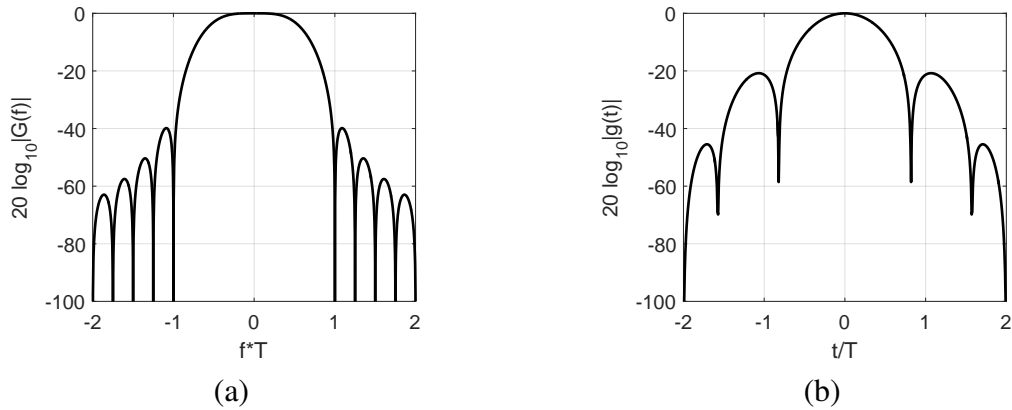
eşitliği ile elde edilir.

Şekil 2.4 ile bu katsayıları kullanarak oluşturulan fonksiyonun frekans ve zamandaki görünümü verilmiştir. Grafikteki değerlerin (7) ile tutarlı olduğu görülebilir.



Şekil 2.4 PHYDYAS fonksiyonunun (a) örneklenmiş frekans yanıt fonksiyonu, (b) dürtü tepkisi.

Şekil 2.5 ile fonksiyonun frekans ve zaman alanındaki enerji dağılımı gösterilmiştir. Enerji grafikleri incelendiğinde enerjinin frekans alanında oldukça dar bir bölgede toplandığı görülebilir. FBMC'nin en önemli özelliği dalga biçim fonksiyonunun enerjisinin frekansta dar bir bölgeye yayılmasıdır. Bu sayede bant dışı yayın gücü düşüktür ve frekans senkronizasyonu hatalarına dirençlidir. Ayrıca zaman alanındaki grafikten iki ya da fazla sembol uzaklıktaki kaide fonksiyonlarının iç çarpım değerlerinin sıfıra yakın olacağı görülebilmektedir.



Şekil 2.5 PHYDYAS fonksiyonunun (a) frekansta, (b) zamanda enerji dağılımı.

Çizelge 2.1 ve Çizelge 2.2 ile PHYDYAS fonksiyonu için sırasıyla  $n_0$ 'ın çift ve tek olduğu durumda  $\langle g_{k_0+p, n_0+q}(t), g_{k_0, n_0}(t) \rangle$  değerleri verilmiştir. Tablodaki değerlerin, önceki bölümde bahsedilen diklik koşulu ile örtüştüğü görülebilir. Diklik koşulunun sağlanması için teorik olarak sıfıra eşit olması beklenen değerlerin PHYDYAS fonksiyonu özelinde hesaplandığında ihmal edilebilir büyüklükte olduğu görülmektedir.

p \ q	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
-2	0	-j0.0006	-0.0001	0	0	0	-0.0001	j0.0006	0
-1	-j0.0054	-j0.0429	-j0.1250	-j0.2058	-j0.2393	-j0.2058	-j0.1250	-j0.0429	-j0.0054
0	0	-j0.0668	-0.0002	-j0.5644	1	j0.5644	-0.0002	j0.0668	0
+1	j0.0054	-j0.0429	j0.1250	-j0.2058	j0.2393	-j0.2058	j0.1250	-j0.0429	j0.0054
+2	0	-j0.0006	-0.0001	0	0	0	-0.0001	j0.0006	0

Çizelge 2.1  $n_0$  çift olduğunda kaide fonksiyonları arası iç çarpım sonuçları.

p \ q	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
-2	0	-j0.0006	-0.0001	0	0	0	-0.0001	j0.0006	0
-1	j0.0054	-j0.0429	-j0.1250	-j0.2058	-j0.2393	-j0.2058	-j0.1250	-j0.0429	-j0.0054
0	0	-j0.0668	-0.0002	-j0.5644	1	j0.5644	-0.0002	j0.0668	0
+1	-j0.0054	j0.0429	-j0.1250	-j0.2058	-j0.2393	-j0.2058	-j0.1250	-j0.0429	-j0.0054
+2	0	-j0.0006	-0.0001	0	0	0	-0.0001	j0.0006	0

Çizelge 2.2  $n_0$  tek olduğunda kaide fonksiyonları arası iç çarpım sonuçları.

## 2.2. MU-MIMO-FBMC Sistem Modeli

Bu bölümde FBMC tabanlı,  $K$  tane alt taşıyıcı,  $Q$  tane tek antenli kullanıcı ve  $N_t$  sayıda verici anten içeren bir MU-MIMO sisteminin inen bağlantısı ele alınacaktır. Baz istasyonunun  $m$ -inci anteninden iletilecek sinyal şu şekilde yazılabilir [56, 76, 77]:

$$z_m(t) = \sum_k \sum_n \mathbf{W}_{k,m} \mathbf{a}_{k,n} g_{k,n}(t). \quad (9)$$

Burada  $\mathbf{W}_{k,m}$ ,  $k$ -inci alt taşıyıcıya ait  $N_t \times Q$  boyutundaki ön kodlama matrisi olan  $\underline{\mathbf{W}}_k$ 'nin  $m$ -inci satırını ifade etmektedir. Veri vektörü

$$\mathbf{a}_{k,n} = [a_{k,n,1}, \dots, a_{k,n,Q}]^T, \quad (10)$$

şeklinde gösterilebilir.  $(.)^T$  sembolü devrik (transpose) matrisi ifade etmektedir. Burada  $a_{k,n,q}$ ,  $q$ -ıncı kullanıcı için  $n$  zamanında  $k$ -inci alt taşıyıcı ile gönderilen gerçel değerli veriyi ifade eder ve gücü  $\sigma_q^2$  ile gösterilecektir.

Bu tezde, [23, 54] ile benzer şekilde, Wiener-Hammerstein güç yükselteci modelinin belleksiz doğrusal olmayan bölgesinin taban bant eş değeri kullanılacaktır. Bu durumda, güç yükseltecinin giriş ve çıkışı arasındaki ilişkiyi gösteren  $(2P + 1)$ -inci dereceden polinom

$$y_m(z_m(t)) = \sum_{p=0}^P c_{2p+1,m}(z_m(t))^{p+1}(z_m^*(t))^p, \quad (11)$$

eşitliği ile ifade edilir [78].  $z_m(t)$  güç yükseltecinin giriş sinyalini,  $y_m(t)$  çıkış sinyalini,  $c_{2p+1,m}$  güç yükselteci modelinin karmaşık değerli katsayılarını ifade eder.

Bussgang teoremi güç yükseltecinin çıkış sinyalini, giriş sinyalinin ölçeklenmiş bir versiyonu ile korelasyonsuz bir bozulmanın toplamı şeklinde yazabilmeyi sağlar [79]. Teoremin çıkış noktası, teoreme adını veren Julian J. Bussgang'ın 1952 yılında yayınladığı [80] çalışmasıdır. Bu çalışmada, girişi Gauss gürültüsü olan ve doğrusal olmayan bir sistemin giriş ve çıkışı arasındaki karşılıklı korelasyon fonksiyonunun, girişin otokorelasyon fonksiyonu ile aynı şekle sahip olduğu gösterilmiştir. Bunu matematiksel olarak göstermek için, durağan (stationary) Gauss gürültüsü  $z(t)$  ele alındığında

$$\langle z(t + \tau) y(t) \rangle = \alpha \langle z(t + \tau) z(t) \rangle, \quad (12)$$

eşitliği elde edilir. Bussgang teoremi bu sonucu kullanarak elde edilmekte, doğrudan [80] çalışmasında yer almamaktadır. Teorem [81] çalışmasının bir uzantısı olarak elde edilebileceği gibi, bağımsız olarak elde edilmesi de mümkündür [82].

Mevcut araştırmalarda esas sonuçların basit uzantıları da kullanılabilir; örneğin, karmaşık değerli MIMO sistemler için yapılan uygulamalar iletişim alanında yapılan çalışmalarda oldukça popülerdir [83]. Bussgang teoreminin karmaşık sayılar için elde edilen uzantısını kullanarak  $m$ -inci anten için [83–85]

$$y_m(t) = \alpha_m z_m(t) + d_m(t), \quad (13)$$

eşitliği yazılabilir. Burada  $\alpha_m$  ölçek çarpanı,  $d_m(t)$  bozulmadır. Ölçek çarpanını hesaplayabilmek için (12) doğrultusunda

$$\alpha_m = \frac{\mathbb{E}[y_m^*(p)z_m(p)]}{\mathbb{E}[z_m^*(p)z_m(p)]}, \quad (14)$$

eşitliği yazılabilir.  $\mathbb{E}[\cdot]$  sembolü beklenen değeri (expectation) ifade etmektedir. (11) ve (13) göz önünde bulundurularak

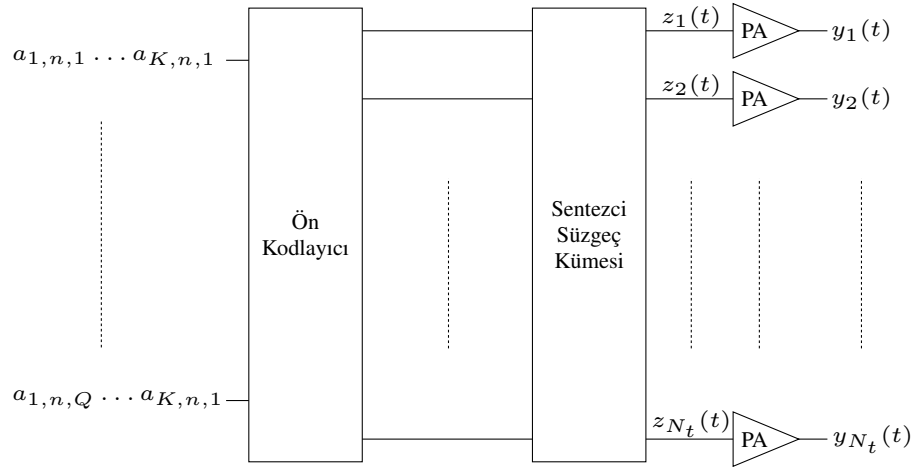
$$\alpha_m = \frac{\mathbb{E}\left[\sum_{p=0}^P c_{2p+1}^* |z_m(t)|^{2p+2}\right]}{\mathbb{E}[|z_m(t)|^2]}, \quad (15)$$

elde edilir. Daha sonra, [23] ile benzer şekilde

$$\alpha_m = \sum_{p=0}^P c_{2p+1,m}^* (p+1)! \mathbb{E}[|z_m(t)|^{2p}], \quad (16)$$

bulunabilir.

Buraya kadar anlatılan işlemler Şekil 2.6 ile görselleştirilmiştir.



Şekil 2.6 MU-MIMO-FBMC baz istasyonunun tipik yapısı.

Gürültü ihmal edildiğinde ve çok yollu sönümlenmeli kanal zaman yanıtı  $h_{q_0,m}(t)$  ile gösterildiğinde,  $q_0$ -ıncı kullanıcıya  $m$ -inci antenden gelen sinyalin  $n_0$ -ıncı zaman ve  $k_0$ -ıncı

frekans için FBMC analiz süzgeci çıkışı

$$r_{k_0, n_0, q_0, m} = \int_{-\infty}^{+\infty} (y_m(t) \star h_{q_0, m}(t)) g_{k_0, n_0}^*(t) dt, \quad (17)$$

olarak yazılır.  $\star$  sembolü dürtü tepkisi (convolution) işlemini ifade etmektedir. [56, 77, 86] çalışmalarının içerdiği varsayımlar kullanıldığında

$$r_{k_0, n_0, q_0, m} \approx H_{k_0, q_0, m} \alpha_m \mathbf{W}_{k_0, m} (\mathbf{a}_{k_0, n_0} + j \mathbf{b}_{k_0, n_0}) + H_{k_0, q_0, m} d_{k_0, n_0, q_0, m}, \quad (18)$$

eşitliği elde edilebilir. Burada;  $H_{k_0, q_0, m}$ ,  $k_0$ -ıncı alt taşıyıcı için  $m$ -inci anten ve  $q_0$ -ıncı kullanıcı arasındaki karmaşık değerli kanal katsayısını ifade etmektedir.  $d_{k_0, n_0, q_0, m}$  filtrelenmiş bozulmayı,  $j \mathbf{b}_{k_0, n_0}$  salt sanal sayılardan oluşan iç girişim vektörünü temsil etmektedir. İç girişimle alakalı ayrıntılı bilgi için [73, 87] incelenebilir.

MU-MIMO yapı göz önünde bulundurulduğunda,  $q_0$ -ıncı kullanıcı tarafından alınan sembol için

$$r_{k_0, n_0, q_0} = \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{a}_{k_0, n_0} + j \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{b}_{k_0, n_0} + \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbf{d}_{k_0, n_0, q_0} + \eta_{k_0, n_0, q_0}, \quad (19)$$

eşitliği elde edilir. Burada

$$\underline{\alpha} = \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_{N_t}), \quad (20)$$

köşegen (diagonal) ölçek çarpanı matrisi;

$$\mathbf{H}_{k_0, q_0} = [H_{k_0, q_0, 1}, \dots, H_{k_0, q_0, N_t}]^T, \quad (21)$$

kanal vektörü;

$$\mathbf{d}_{k_0, n_0, q_0} = [d_{k_0, n_0, q_0, 1}, \dots, d_{k_0, n_0, q_0, N_t}]^T, \quad (22)$$

bozulma vektörüdür.  $\eta_{k_0, n_0, q_0}$  filtrelenmiş gürültüdür, varyansı ise  $N_0$ 'dır. Ölçek çarpan matrisinin köşegen elemanlarının değerleri birbirine yakındır ancak eşit değildir. (16) göz önünde bulundurulduğunda elemanlar arasındaki fark antenlerin giriş sinyalinin güçleri

arasındaki farktan kaynaklanmaktadır. Giriş güçleri arasındaki fark ise her bir antene ait ön kodlanmış sembollerin gücüne bağlıdır. Ön kodlanmış sembollerin gücü arasındaki fark ise  $\alpha_m$  teriminin hesaplandığı sinyalin uzunluğuna bağlıdır.

ZF yöntemi için ön kodlayıcı [23, 88]

$$\underline{\mathbf{W}}_k = \underline{\mathbf{H}}_k^H (\underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H)^{-1}, \quad (23)$$

eşitliği ile ifade edilir.  $(.)^H$  matrisin eşlenik devriğini (conjugate transpose) ifade etmektedir. Burada, kanal matrisi

$$\underline{\mathbf{H}}_k = [\underline{\mathbf{H}}_{k,1}, \dots, \underline{\mathbf{H}}_{k,Q}]^T, \quad (24)$$

eşitliği ile gösterilebilir. Bu ön kodlayıcı hem FBMC hem de OFDM için aynıdır.

MIR-MRT ön kodlayıcı [88]

$$\underline{\mathbf{W}}_k = \underline{\mathbf{H}}_k^H (\underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H)^{-1} \Re\{\underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H\}, \quad (25)$$

eşitliği ile ifade edilir. FBMC’de diklik koşulu gerçel uzayda arandığı için MIR-MRT ön kodlayıcı, sistemin frekans alanındaki dikliğini koruyacak şekilde tasarlanmıştır.

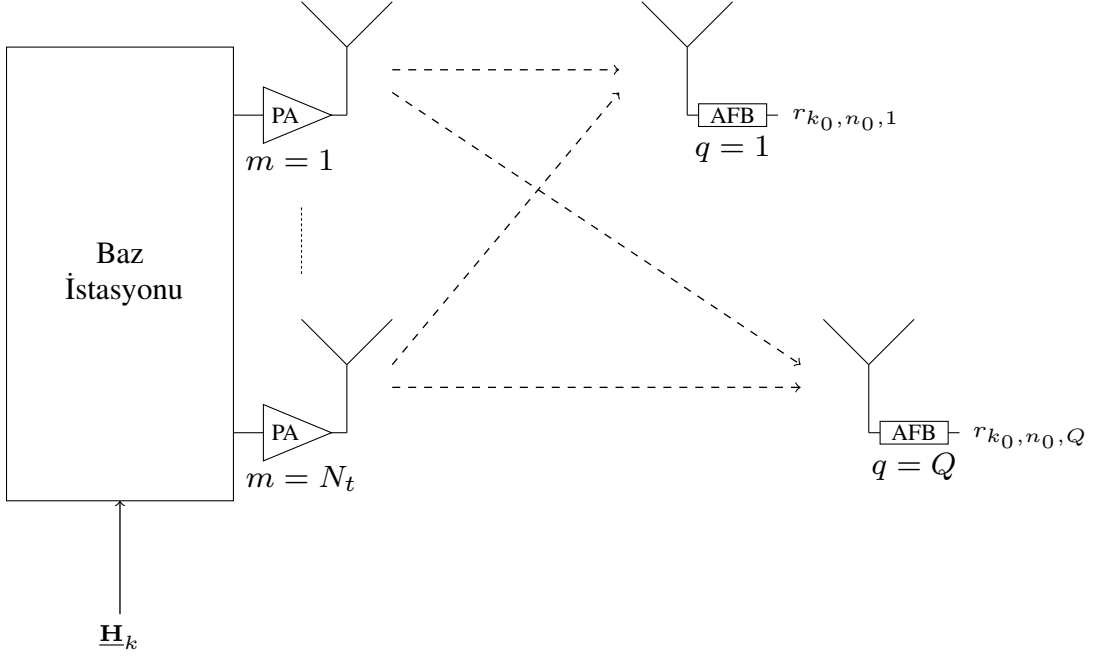
Gerçel diklik şartını kullanarak,  $q_0$ -ıncı kullanıcıya gelen sinyalden  $n_0$ -ıncı zaman ve  $k_0$ -ıncı frekans için kestirilen sembol, alınan sembolün sanal kısmını atarak elde edilir:

$$\hat{a}_{k_0, n_0, q_0} = \Re\{r_{k_0, n_0, q_0}\}. \quad (26)$$

Şekil 2.7 senaryonun genel yapısını görselleştirmektedir.

### 2.2.1. SDINR Analizi ve Sayısal Sonuçlar

Alınan sembol için elde edilen eşitlik (19) incelendiğinde; içerisinde gönderilen sembol, FBMC yapısından kaynaklı iç girişim, çok kullanıcı girişimi, filtrelenmiş bozulma ve gürültü bileşenlerini içerdiği görülür. Bu terimlerin gücü oranlanarak elde edilecek olan analitik



Şekil 2.7 Bir MU-MIMO-FBMC senaryosunun genel görünümü.

SDINR ifadesi,  $n_0$  anında  $q_0$ -ıncı kullanıcı için  $k_0$ -ıncı alt taşıyıcıda

$$SDINR_{k_0, n_0, q_0} = \frac{P_{sig_{k_0, n_0, q_0}}}{P_{dist_{k_0, n_0, q_0}} + P_{int_{k_0, n_0, q_0}} + N_0}, \quad (27)$$

eşitliği ile bulunur. Burada  $P_{sig_{k_0, n_0, q_0}}$ ,  $P_{dist_{k_0, n_0, q_0}}$ ,  $P_{int_{k_0, n_0, q_0}}$ ,  $N_0$  sırasıyla sinyal, girişim, bozulma ve gürültü gücünü ifade eder. Bunları hesaplayabilmek için kestirilen sembol,  $\hat{a}_{k_0, n_0, q_0}$ , içerisindeki bileşenler ayrılmalıdır.

Sanal kısmı atma işleminden sonra (19) eşitliğinin sağ tarafındaki ilk terim hem sinyal hem de çok kullanıcı girişimini içerecektir. Gücü  $\mathbb{E}[\Re\{\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{a}_{k_0, n_0}\} \Re\{\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{a}_{k_0, n_0}\}]$  ifadesi hesaplanarak bulunur.

Bu hesabı yapabilmek için rastgele iki karmaşık değerli matris  $\underline{\mathbf{X}}$  ve  $\underline{\mathbf{Y}}$  göz önüne alınarak elde edilen

$$\mathbb{E}[\Re\{\underline{\mathbf{X}}\} \Re\{\underline{\mathbf{Y}}\}] = \frac{1}{2} \Re\{\mathbb{E}[\underline{\mathbf{X}} \underline{\mathbf{Y}} + \underline{\mathbf{X}} \underline{\mathbf{Y}}^*]\}, \quad (28)$$



eşitliğinden faydalanılabilir [32, 89]. Böylece

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E} \left[ \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{a}_{k_0, n_0} \} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{a}_{k_0, n_0} \} \right] \\
&= \frac{\sigma_{q_0}^2}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c \mathbf{W}_{k_0, q_0}^{cT} \underline{\alpha}^T \mathbf{H}_{k_0, q_0} \} + \frac{\sigma_{q_0}^2}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c \mathbf{W}_{k_0, q_0}^{cH} \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* \} \\
&+ \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_{q-1}^2, 0, \sigma_{q+1}^2, \dots, \sigma_Q^2) \mathbf{W}_{k_0}^T \underline{\alpha}^T \mathbf{H}_{k_0, q_0} \} \\
&+ \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_{q-1}^2, 0, \sigma_{q+1}^2, \dots, \sigma_Q^2) \mathbf{W}_{k_0}^H \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* \}, \quad (29)
\end{aligned}$$

eşitliği elde edilir. Burada  $\mathbf{W}_{k_0, q_0}^{cT}$ ,  $\mathbf{W}_k$ 'nin  $q_0$ -ıncı kolununu ifade etmektedir.

(29) eşitliğinin sağ tarafı göz önünde bulundurulduğunda, sinyal gücü

$$\begin{aligned}
P_{sig_{k_0, n_0, q_0}} &= \frac{\sigma_{q_0}^2}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c \mathbf{W}_{k_0, q_0}^{cT} \underline{\alpha}^T \mathbf{H}_{k_0, q_0} + \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c \mathbf{W}_{k_0, q_0}^{cH} \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* \}, \\
& \quad (30)
\end{aligned}$$

olarak bulunur. Kalan terimler ise çok kullanıcı girişiminin gücünün parçası olacaktır.

Toplam girişim gücünü bulmak için iç girişim de hesaba katılmalıdır.

$\Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{b}_{k_0, n_0} \}$  göz önüne alındığında

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E} \left[ \Re \{ j \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{b}_{k_0, n_0} \} \Re \{ j \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbf{b}_{k_0, n_0} \} \right] = \\
& - \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbb{E} [\mathbf{b}_{k_0, n_0} \mathbf{b}_{k_0, n_0}^T] \mathbf{W}_{k_0}^T \underline{\alpha}^T \mathbf{H}_{k_0, q_0} \} \\
& + \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \mathbb{E} [\mathbf{b}_{k_0, n_0} \mathbf{b}_{k_0, n_0}^H] \mathbf{W}_{k_0}^H \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* \}, \quad (31)
\end{aligned}$$

eşitliği elde edilir. Burada iç girişimin gerçel değerli kısmı

$$\mathbf{b}_{k_0, n_0} = \sum_{k \neq k_0} \sum_{n \neq n_0} \mathbf{a}_{k, n} \xi_{k, n}^{k_0, n_0}, \quad (32)$$

ve

$$\xi_{k, n}^{k_0, n_0} = \Im \left\{ \int g_{k, n}(t) g_{k_0, n_0}^*(t) dt \right\}, \quad (33)$$

eşitlikleri ile ifade edilebilir.  $\Im \{.\}$  sembolü gerçel kısmı atma işlemidir. Böylece

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}[\mathbf{b}_{k_0, n_0} \mathbf{b}_{k_0, n_0}^T] &= \mathbb{E}[\mathbf{b}_{k_0, n_0} \mathbf{b}_{k_0, n_0}^H] \\
&= \mathbb{E} \left[ \left( \sum_{k \neq k_0} \sum_{n \neq n_0} \mathbf{a}_{k, n} \xi_{k, n}^{k_0, n_0} \right) \left( \sum_{k \neq k_0} \sum_{n \neq n_0} \mathbf{a}_{k, n} \xi_{k, n}^{k_0, n_0} \right)^T \right] \\
&= \sum_{k_1 \neq k_0} \sum_{n_1 \neq n_0} \sum_{k_2 \neq k_0} \sum_{n_2 \neq n_0} \mathbb{E}[\mathbf{a}_{k_1, n_1} \mathbf{a}_{k_2, n_2}^T] \xi_{k_1, n_1}^{k_0, n_0} \xi_{k_2, n_2}^{k_0, n_0} \\
&= \sum_{k \neq k_0} \sum_{n \neq n_0} \mathbb{E}[\mathbf{a}_{k, n} \mathbf{a}_{k, n}^T] (\xi_{k, n}^{k_0, n_0})^2 \\
&= \sum_{k \neq k_0} \sum_{n \neq n_0} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_Q^2) (\xi_{k, n}^{k_0, n_0})^2 \\
&= \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_Q^2), \tag{34}
\end{aligned}$$

bulunur.

Açıktır ki bu sonuç hem iç girişim hem de çok kullanıcı girişimini kapsamaktadır. Burada, (34) denkleminin son satırında, [32, Appendix A] ile verilen sonuç kullanılmıştır.

Böylelikle toplam girişim gücü, için analitik ifade

$$\begin{aligned}
P_{int_{k_0, n_0, q_0}} &= + \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\boldsymbol{\alpha}} \underline{\mathbf{W}}_{k_0} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_{q-1}^2, 0, \sigma_{q+1}^2, \dots, \sigma_Q^2) \underline{\mathbf{W}}_{k_0}^T \underline{\boldsymbol{\alpha}}^T \mathbf{H}_{k_0, q_0} \} \\
&+ \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\boldsymbol{\alpha}} \underline{\mathbf{W}}_{k_0} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_{q-1}^2, 0, \sigma_{q+1}^2, \dots, \sigma_Q^2) \underline{\mathbf{W}}_{k_0}^H \underline{\boldsymbol{\alpha}}^H \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* \} \\
&- \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\boldsymbol{\alpha}} \underline{\mathbf{W}}_{k_0} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_{q-1}^2, \sigma_q^2, \sigma_{q+1}^2, \dots, \sigma_Q^2) \underline{\mathbf{W}}_{k_0}^T \underline{\boldsymbol{\alpha}}^T \mathbf{H}_{k_0, q_0} \} \\
&+ \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\boldsymbol{\alpha}} \underline{\mathbf{W}}_{k_0} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_{q-1}^2, \sigma_q^2, \sigma_{q+1}^2, \dots, \sigma_Q^2) \underline{\mathbf{W}}_{k_0}^H \underline{\boldsymbol{\alpha}}^H \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* \}, \tag{35}
\end{aligned}$$

olarak bulunmuş olur.

Toplam bozulma gücü,  $Pdist_{k_0, n_0, q_0}$ , terimini hesaplamak için,  $\Re\{\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbf{d}_{k_0, n_0}\}$  için de güç hesabı yapılmalıdır. Bu doğrultuda

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\Re\{\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbf{d}_{k_0, n_0}\} \Re\{\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbf{d}_{k_0, n_0}\}] &= \frac{1}{2} \Re\{\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbb{E}[\mathbf{d}_{k_0, n_0} \mathbf{d}_{k_0, n_0}^T] \mathbf{H}_{k_0, q_0}\} \\ &+ \frac{1}{2} \Re\{\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbb{E}[\mathbf{d}_{k_0, n_0} \mathbf{d}_{k_0, n_0}^H] \mathbf{H}_{k_0, q_0}^*\}, \end{aligned} \quad (36)$$

eşitliği elde edilir. Eşitliğin sağ tarafındaki ilk terim, çembersel simetri (circular symmetry) [90] sebebiyle sıfır bulunur. İkinci terim için

$$\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbb{E}[\mathbf{d}_{k_0, n_0} \mathbf{d}_{k_0, n_0}^H] \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* = \sum_{m_1=1}^{N_T} \sum_{m_2=1}^{N_T} H_{k_0, q_0, m_1}^* H_{k_0, q_0, m_2} \mathbb{E}[d_{k_0, n_0, m_1}^* d_{k_0, n_0, m_2}], \quad (37)$$

eşitliği yazılabilir.  $m$ -inci antendeki bozulma

$$d_{k_0, n_0, m} = \int d_m(t) g_{k_0, n_0}^*(t) dt, \quad (38)$$

ifadesi ile yazılabilir. Böylece

$$\mathbb{E}[d_{k_0, n_0, m_1}^* d_{k_0, n_0, m_2}] = \iint \mathbb{E}[d_{m_1}^*(t) d_{m_2}(t + \tau)] g_{k_0, n_0}^*(t) g_{k_0, n_0}(t + \tau) dt d\tau, \quad (39)$$

eşitliği elde edilir.

Bussgang teoremini ve (16) denklemini kullanarak,  $m$ -inci güç yükseltecinin bozulma terimi giriş sinyali cinsinden

$$d_m(t) = \sum_{p=0}^P \hat{c}_{2p+1, m} \phi_{2p+1}(z_m(t)), \quad (40)$$

bulunur. Burada

$$\phi_{2p+1}(z_m(t)) = z(t)^{p+1} z^*(t)^p, \quad (41)$$

ve

$$\hat{c}_{2p+1,m} = \begin{cases} c_1 - \sum_{j=0}^P c_{2j+1}(j+1)\mathbb{E}[|z_m(t)|^{2j}], & p = 0 \\ c_{2p+1}, & p \leq P \end{cases} \quad (42)$$

eşitlikleri ile ifade edilebilir.

[23] ile benzer şekilde,  $\mathbb{E}[d_{m_1}^*(t)d_{m_2}(t+\tau)]$  terimi kümülant [91] kullanarak hesaplanabilir. Yöntemle ilgili daha ayrıntılı bilgi [92] içerisinde yer almaktadır.

Bozulmanın kümülantını alarak

$$\mathbb{E}[d_{m_1}^*(t)d_{m_2}(t+\tau)] = \sum_{p_1=0}^P \sum_{p_2=0}^P \hat{c}_{2p_1+1,m_1}^* \hat{c}_{2p_2+1,m_2} \times \text{cum}\{\phi_{2p_1+1}^*(z_{m_1}(t)), \phi_{2p_2+1}(z_{m_2}(t+\tau))\}, \quad (43)$$

eşitliği elde edilir.  $\text{cum}\{.\}$  sembolü kümülant işlemini ifade etmektedir. Burada

$$\begin{aligned} \text{cum}\{\phi_{2p_1+1}^*(z_{m_1}(t)), \phi_{2p_2+1}(z_{m_2}(t+\tau))\} = \\ \sum_{p=0}^{\min\{p_1,p_2\}} \frac{1}{p+1} \binom{p_1}{p} \binom{p_2}{p} (p_1+1)!(p_2+1)! \\ \times (\text{corr}_{z_{m_1},z_{m_2}}(\tau))^{p+1} (\text{corr}_{z_{m_1},z_{m_2}}^*(\tau))^p (\text{corr}_{z_{m_1},z_{m_1}}(0))^{p_1-p} (\text{corr}_{z_{m_2},z_{m_2}}(0))^{p_2-p} \end{aligned} \quad (44)$$

eşitliği ile ifade edilebilir.

(44) için analitik bir ifade bulabilmek ise öncelikle  $\text{corr}_{z_{m_1}, z_{m_2}}(\tau)$  ifadesinin hesaplanması gerekir. Korelasyon hesabı

$$\begin{aligned} \text{corr}_{z_{m_1}, z_{m_2}}(\tau) &= \mathbb{E}[z_{m_1}^*(t)z_{m_2}(t+\tau)] \\ &= \sum_{k_1} \sum_{n_1} \sum_{k_2} \sum_{n_2} \mathbf{W}_{k_2, m_2} \mathbb{E}[\mathbf{a}_{k_2, n_2} \mathbf{a}_{k_1, n_1}^T] \mathbf{W}_{k_1, m_1}^H g_{k_1, n_1}^*(t) g_{k_2, n_2}(t+\tau) \\ &= \sum_k \sum_n \mathbf{W}_{k, m_2} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_Q^2) \mathbf{W}_{k, m_1}^H g_{k, n}^*(t) g_{k, n}(t+\tau), \end{aligned} \quad (45)$$

eşitliği ile ifade edilir. Kaide fonksiyonları için

$$g_{k, n}^*(t) g_{k, n}(t+\tau) = g\left(t - n\frac{T}{2}\right) g\left(t + \left(\tau - n\frac{T}{2}\right)\right) e^{-j\frac{2\pi k\tau}{T}}, \quad (46)$$

eşitliği göz önünde bulundurulduğunda, korelasyon

$$\text{corr}_{z_{m_1}, z_{m_2}}(\tau) = \sum_n g\left(t - n\frac{T}{2}\right) g\left(t - n\frac{T}{2} + \tau\right) \sum_k \mathbf{W}_{k, m_2} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_Q^2) \mathbf{W}_{k, m_1}^H e^{j\frac{2\pi k\tau}{T}}, \quad (47)$$

bulunur.

[93, Eq. (36)] ile verilen sonucu kullanarak, küçük  $\tau$  değerleri için

$$\sum_n g\left(t - n\frac{T}{2}\right) g\left(t - n\frac{T}{2} + \tau\right) \approx \frac{2}{K}, \quad (48)$$

varsayılabilir. Böylece (47) ile hesaplanan değer artan  $\tau$  değerleri için sıfıra yaklaşır ve

$$\text{corr}_{z_{m_1}, z_{m_2}}(\tau) = \frac{2}{K} \sum_k \mathbf{W}_{k, m_2} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_Q^2) \mathbf{W}_{k, m_1}^H e^{j\frac{2\pi k\tau}{T}}, \quad (49)$$

sonucu elde edilir. Böylelikle,  $Pdist_{k_0, n_0, q_0}$  için analitik ifade elde edilmiş olur.

Analitik sonuçları doğrulamak için yaygın yöntem simülasyonlarla karşılaştırmaktır. Simülasyonlar için öncelikle güç yükseltici modelini, yani  $c_1, c_3, c_5$  katsayılarını belirlemek gerekmektedir. Bu tez çalışmasında güç yükseltici modeli için [23] ile aynı katsayılar olan,  $c_1 = 13.85, c_3 = -4.074, c_5 = 0.4585$  seçilmiştir. Bu katsayılar ile, toplam güç değeri

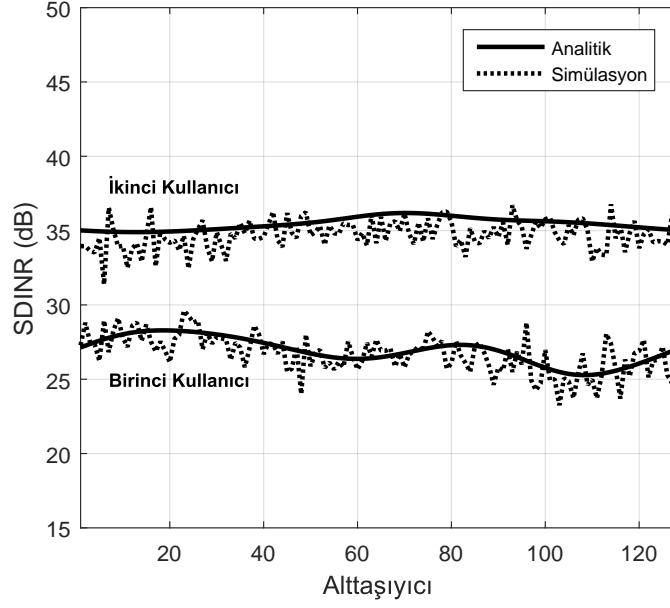
güç yükseltecinin doğrusal olmayan çalışma bölgesine karşılık gelmektedir. Model, beşinci dereceden polinom yapısındadır.

Diğer simülasyon parametreleri  $N_t = 32$ ,  $Q = 2$ 'dir. Zamanla değişmeyen bağımsız ve özdeş dağılımlı (independent and identically distributed, i.i.d.) Rayleigh sönümlmeli kanallar kullanılmıştır. Simülasyon sonuçları orijinal alınan sembollerden elde edilmiştir, burada (19) sadece sinyal bileşeni hesaplamak için kullanılmıştır. Alınan sembol ile sinyal bileşeni arasındaki fark, simülasyonlarda bozulma, girişim ve gürültü terimlerinin kümülatif etkisi olarak ele alınmıştır.

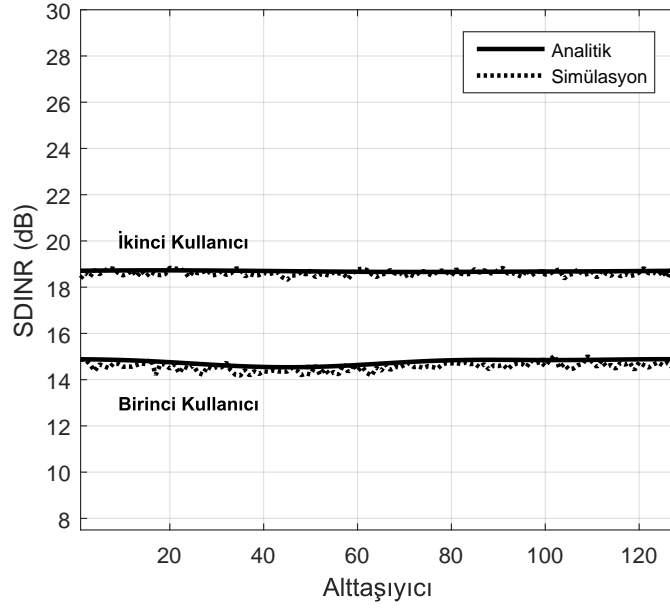
Şekil 2.8 MU-MIMO-FBMC için elde edilen SDINR'nin analitik ve simülasyon sonuçlarını karşılaştırmaktadır. Sonuç kanalların frekans seçici özelliğinin görülebilmesi için birer kanal üzerinden elde edilmiştir. Güç profili [0 -5 -10 -15 -20 -25] dB, gecikme profili [0 1 2 3 4 5 6] örnek süresi olan altı yollu kanallar kullanılmıştır. (18) eşitliği elde edilirken kullanılan varsayımlardan bir tanesi kanal katsayısının bir alt taşıyıcı boyunca sabit ve komşu alt taşıyıcılar için eşit olmasıdır; dolayısıyla üretilen kanalların frekans seçiciliği yüksek değildir. Frekans seçiciliği yüksek kanallar bu tezin kapsamı dışındadır. Giriş gücü  $\sigma_1^2 = 11.5$  dBm ve  $\sigma_2^2 = 27.9$  dBm olacak şekilde 28 dBm'dir. Alıcıdaki gürültünün normalde düşük seviyelerde olması beklenmesine rağmen; yol kaybı etkisi, sinyal gücünü düşürmek yerine alıcıdaki gürültünün gücü artırılarak simülasyona dahil edilmektedir. Burada yol kaybı göz önünde bulundurularak normalize edilmiş gürültü varyansı  $N_0 = 25$  dBm'dir.

Şekil 2.9 analitik ve simülasyon sonuçlarını ellişer kanal üzerinden ortalama olarak karşılaştırmaktadır. Kanallar üzerinden ortalama alındığı için kanalların frekans seçici özelliği artık daha az belirgindir. Giriş gücü bu simülasyonlar için artırılmış  $\sigma_1^2 = 18.5$  dBm ve  $\sigma_2^2 = 34.9$  dBm olacak şekilde 35 dBm seçilmiştir. Giriş gücündeki artışa ek olarak yol kaybı da artırılarak normalize edilmiş gürültü varyansı  $N_0 = 30$  dBm olarak belirlenmiştir. Böylece sistemdeki bozucu etkilerin daha belirgin olması amaçlanmıştır.

Her iki şekil de analitik ve simülasyon sonuçlarının uyumlu olduğunu göstermektedir. Bu tezdeki sonuçlar elde edilirken güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışması ile ilgili herhangi bir düzeltici işlem yapılmadığı unutulmamalıdır. Sayısal ön bozulma (digital



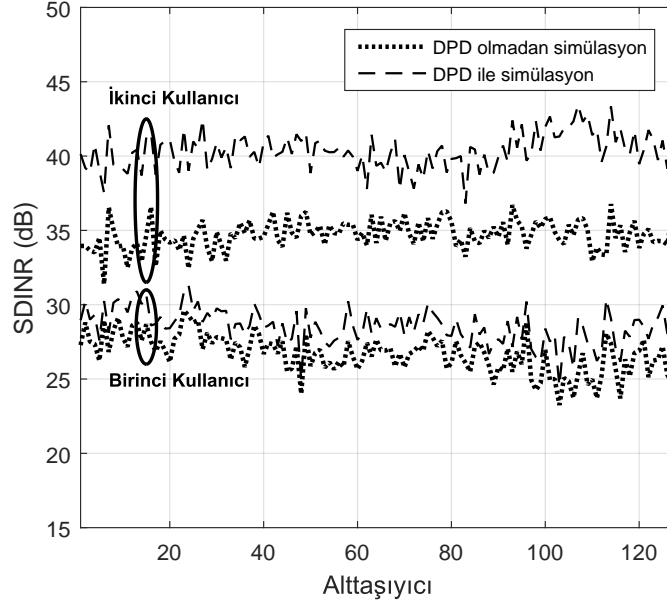
Şekil 2.8 ZF ön kodlu sistemin alt taşıyıcıya bağlı SDINR değerleri (birek kanal üzerinden).



Şekil 2.9 ZF ön kodlu sistemin alt taşıyıcıya bağlı SDINR değerleri (ellişer kanal üzerinden ortalama alınmış).

predistortion, DPD) gibi düzeltme teknolojilerinin kullanımı bu tezin kapsamı dışındadır. Yine de DPD ile elde edilecek kazanç hakkında bir fikir vermek adına katsayıları en küçük kareler (least squares) algoritması kullanarak beşinci dereceden bir polinom için optimize

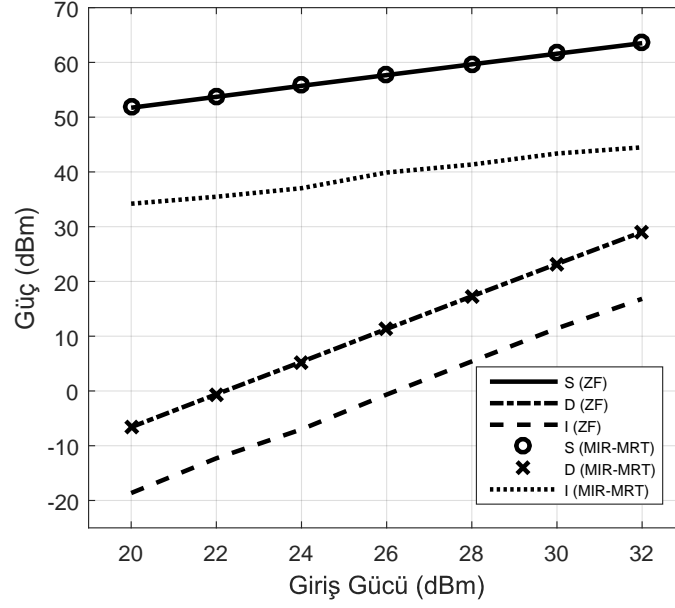
edilen DPD'ye sahip sistemin sonuçları Şekil 2.10 ile paylaşılmıştır. Gücü daha büyük olan ikinci kullanıcı için DPD ile 5 dB'ye varan SDINR kazancı elde edilebildiği görülmektedir.



Şekil 2.10 Simülasyonlar üzerinden DPD olan ve olmayan durumlar için alt taşıyıcıya bağlı SDINR değerleri.

Şekil 2.11 doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerine sahip MU-MIMO-FBMC sisteminde MIR-MRT ve ZF ön kodlayıcılarının performansını karşılaştırmaktadır. MIR-MRT ve ZF ön kodlayıcıları için sinyal (s), bozulma (D) ve girişim (I) güçleri önceki bölümde elde edilen analitik sonuçlar kullanılarak hesaplanmıştır. Hesaplamalar, alt taşıyıcılar ve kanallar (ellişer kanal) üzerinden ortalama alınarak gösterilmiştir. Şekil, her iki yöntem için de  $S_{k,n,1}$  ve  $D_{k,n,1}$  değerlerinin neredeyse aynı olduğunu göstermektedir. Bu analiz için kullanıcılara eşit güç tahsis edilmiştir. İlgili giriş gücü değerleri için, ZF ön kodlamalı sistemin  $I_{k,n,1}$  değerleri daha düşüktür. Dolayısıyla ZF ön kodlamalı sistem daha yüksek SDINR değerine sahiptir. Öte yandan, artan güç değerleri ile ZF ön kodlamalı sistemin  $I_{k,n,1}$  değerleri MIR-MRT ön kodlamalı sisteme kıyasla daha hızlı yükselmektedir. Sonuç olarak, ZF ön kodlamalı sistem, güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışmasından daha fazla etkilenmektedir.



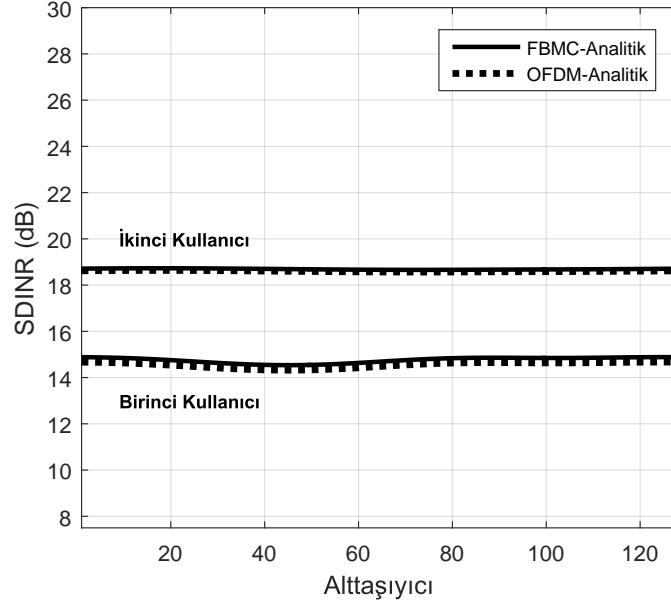


Şekil 2.11 Bir kullanıcı için giriş gücüne bağlı sinyal, bozulma ve girişim gücü.

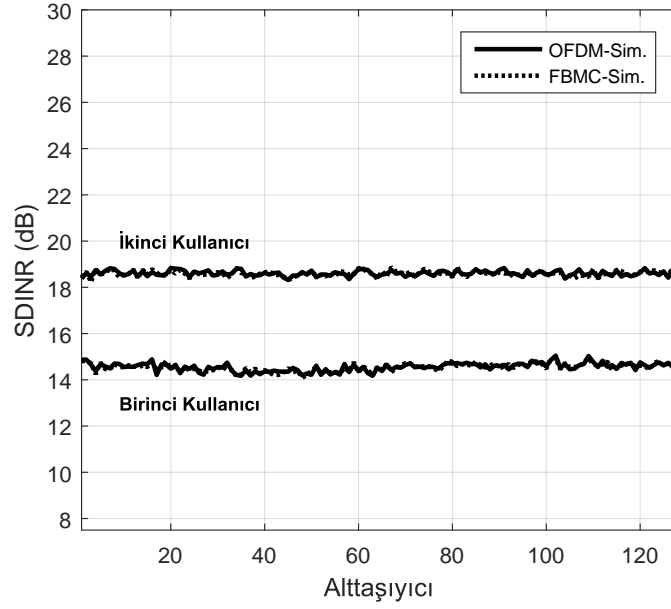
### 2.2.2. OFDM ile Karşılaştırma

Elde edilen sonuçlar ile [23] çalışmasında sunulan sonuçları kullanarak MU-MIMO sistemlerde güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışmasıyla OFDM ve FBMC tabanlı sistemlerde elde edilecek SDINR değerleri Şekil 2.12 ve Şekil 2.13 ile sırasıyla, analitik çözümler ve simülasyonlar ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmalarda yine 35 dBm giriş gücü ( $\sigma_1^2 = 18.5$  dBm ve  $\sigma_2^2 = 34.9$  dBm) ve  $N_0 = 30$  dBm gürültü gücü kullanılmış, ellişer kanal üzerinden ortalama alınmıştır. OFDM simülasyonlarının parametreleri FBMC simülasyonlarına eş olacak şekilde seçilmiş, döngüsel ön ek kanal uzunluğu ile uyumlu olacak şekilde belirlenmiştir.

Her iki şekil de güç yükseltecinin OFDM ve FBMC tabanlı MU-MIMO sistemler üzerinde benzer bir etkiye sahip olduğunu ortaya koymaktadır. Bu bulgular mevcut literatürle tutarlıdır. Örneğin, [56] SISO sistemleri doğrusal olmayan güç yükselteci varlığında incelemiş, hem OFDM hem de FBMC için tespit edilen sinyalin bozulma ve gürültü oranının aynı olduğunu göstermiştir. [57] bu iki yöntemin farklı giriş güçleri ve güç yükselteçleri için benzer performansa sahip olduğunu göstermiş ve bu benzerliği iki dalga biçiminin de



Şekil 2.12 Güç yükseltici etkisi altında OFDM ve FBMC tabanlı MU-MIMO sistemlerin SDINR analitik sonuçlarının karşılaştırılması.



Şekil 2.13 Güç yükseltici etkisi altında OFDM ve FBMC tabanlı MU-MIMO sistemlerin SDINR simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.

her sembol için aynı ortalama güce sahip olmasına bağlamıştır. [32] ise FBMC tabanlı sistemlerin MU-MIMO yapısında yukarı bağlantı (uplink) için OFDM tabanlı sistemlerle benzer bir performans sergilediğini göstermiştir. Bu tez çalışması da MU-MIMO sistemlerde

aşağı bağlantı için güç yükseltecinin OFDM ve FBMC açısından aynı oranda etkili olduğunu göstermektedir.

### 2.2.3. Ulaşılabilir Hız Analizi ve Sayısal Sonuçlar

Güç yükselteçlerinin doğrusal olmayan bölgede çalışmasının MU-MIMO-FBMC sistemlerin performansı üzerindeki olumsuz etkisini daha iyi anlayabilmek için ergodik ulaşılabilir hız incelenebilir. [23] ve [94] ile aynı yaklaşımı kullanarak ergodik ulaşılabilir hız

$$AR_{k_0, n_0, q_0} = \log \left( 1 + \frac{\bar{P} sig_{k_0, n_0, q_0}}{\bar{P} dist_{k_0, n_0, q_0} + \bar{P} int_{k_0, n_0, q_0} + N_0} \right), \quad (50)$$

ifadesi ile hesaplanır.

Sinyal bileşeni

$$\bar{P} sig_{k_0, n_0, q_0} = \sigma_{q_0}^2 \left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c \} \right] \right|^2, \quad (51)$$

olarak elde edilir.

Girişim bileşenini hesaplarken; çok kullanıcı girişimi için  $\sum_{q=1, q \neq q_0}^Q \sigma_q^2 \mathbb{E}_{\mathbf{H}} [|\Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0}^{c, q} \}|^2]$ , hem iç girişim hem de çok kullanıcı girişimi için  $\sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \mathbb{E}_{\mathbf{H}} [|\Re \{ j \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0}^{c, q} \}|^2]$  terimleri elde edilir. Böylece bir önceki bölüme benzer şekilde, girişim bileşeni

$$\begin{aligned} \bar{P} int_{k_0, n_0, q_0} &= \sum_{q=1, q \neq q_0}^Q \sigma_q^2 \Re \left\{ \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0}^{c, q} \mathbf{W}_{k_0}^{c, qH} \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* \right] \right\} \\ &+ \frac{\sigma_{q_0}^2}{2} \Re \left\{ \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ \Re \{ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c \mathbf{W}_{k_0, q_0}^{cH} \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0, q_0}^* \} \right] \right\} \\ &- \frac{\sigma_{q_0}^2}{2} \Re \left\{ \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c \mathbf{W}_{k_0, q_0}^{cT} \underline{\alpha}^T \mathbf{H}_{k_0, q_0} \right] \right\}, \quad (52) \end{aligned}$$

bulunur.

Bussgang ölçek çarpanının gerçel değerli olduğu varsayılırsa, ki bu tezde kullanılan güç yükselteci modelinin katsayıları göz önünde bulundurulduğunda bu geçerli bir varsayımdır,

ve hem de bu çarpanların eşit olduğu, yani  $m = 1 \dots N_t$  için  $\alpha_m = \alpha$  kabulüyle; sinyal ve girişim bileşenleri, sırasıyla

$$\bar{P}dist_{k_0, n_0, q_0} = \sigma_{q_0}^2 \alpha^2 \left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ \mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c \right] \right|^2, \quad (53)$$

ve

$$\bar{P}int_{k_0, n_0, q_0} = \alpha^2 \sum_{q=1, q \neq q_0}^Q \sigma_q^2 \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[ |\mathbf{H}_{k_0, q}^T \mathbf{W}_{k_0}^{c, q}|^2 \right], \quad (54)$$

halini alır.

Dikkat edilirse  $\mathbf{H}_{k_0, q_0}^T \mathbf{W}_{k_0, q_0}^c$  ifadesinin değeri de gerçel değerli varsayıldığından, ki bu da tezde kullanılan ön kodlayıcılar için geçerli bir varsayımdır, (52) denkleminin son iki teriminin toplamı sıfıra eşit olmuştur.

Bozulma bileşeni

$$\bar{P}dist_{k_0, n_0, q_0} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \sum_{m_1=1}^{N_T} \sum_{m_2=1}^{N_T} \mathbb{E}_{\mathbf{H}} [H_{k_0, q_0, m_1}^* H_{k_0, q_0, m_2}] \mathbb{E} [d_{k_0, n_0, m_1}^* d_{k_0, n_0, m_2}] \right\}, \quad (55)$$

eşitliği ile ifade edilir. Kullanıcı ve verici antenler arasındaki kanalların; sıfır ortalamalı, birim varyanslı korelasyonsuz kanallar olduğu varsayıldığında

$$\bar{P}dist_{k_0, n_0, q_0} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{N_t} \tilde{P}dist_{k_0, n_0, q_0}, \quad (56)$$

haline gelir. Buradaki

$$\tilde{P}dist_{k_0, n_0, q_0} = \mathbb{E} [d_{k_0, n_0, m}^* d_{k_0, n_0, m}], \quad (57)$$

ifadesi bir önceki bölümde hesaplanmıştı. Diğer yandan, bu sefer

$$\text{corr}_{z_m, z_m}(0) = 2 \mathbb{E}_{\mathbf{H}} [\mathbf{W}_{k, m} \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_Q^2) \mathbf{W}_{k, m}^H], \quad (58)$$

eşitliği elde edilir, diğer  $\tau$  değerleri için ise  $\text{corr}_{z_m, z_m}(\tau)$  ifadesinin alacağı sonuç sıfır olacaktır.

Sonuç olarak, FBMC için yazılan ifadeler OFDM ile birebir aynı hale gelmiştir. Bu durum önceki bölümde elde edilen sonuçlarla da uyumludur. Böylece [23, Section IV] ile verilen sonuçlar FBMC için doğrudan kullanılabilir.

ZF ön kodlayıcı hem FBMC hem de OFDM için aynıdır. Dolayısıyla, [23, Eq. (58)] ile benzer şekilde ulaşılabilir hız

$$AR_{k_0, n_0, q_0} = \log \left( 1 + \frac{\sigma_q^2 \alpha^2 (N_t - Q)}{\frac{N_t}{2} \tilde{P} dist_{k_0, n_0, q_0} + N_0} \right), \quad (59)$$

ifadesi ile yazılır.

MIR-MRT ise orijinal MRT'den biraz farklıdır. Ancak, verici anten sayısı arttıkça,  $\underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H$  ifadesi birim matris ile orantılı olmaya başlar [63]. Bu nedenle, MIR-MRT ön kodlayıcı matrisinin standart MRT ön kodlayıcısına benzediği söylenebilir. Böylece [23, Eq. (53)] ile aynı şekilde

$$AR_{k_0, n_0, q_0} = \log \left( 1 + \frac{\sigma_q^2 \alpha^2 N_t}{(Q - 1) \sigma_q^2 \alpha^2 + \frac{N_t}{2} \tilde{P} dist_{k_0, n_0, q_0} + N_0} \right) \quad (60)$$

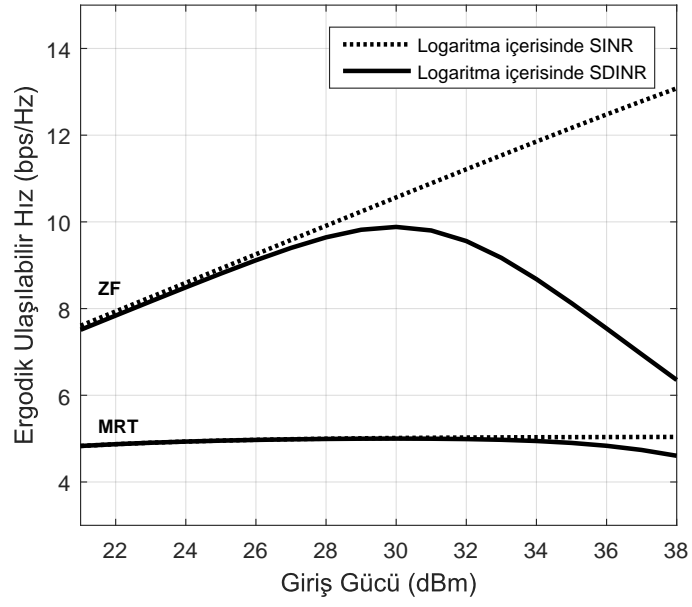
ifadesi elde edilir.

Güç dağılımı tüm kullanıcılar için eşit, yani  $q = 1 \dots Q$  için  $\sigma_q^2 = \sigma^2$  varsayıldığında, her iki ön kodlayıcı için de

$$\text{corr}_{z_m, z_m}(0) = \frac{2Q\sigma_q^2}{N_t}, \quad (61)$$

elde edilir.

Dikkat edilirse,  $N_t \gg Q$  olduğunda (59) ve (60) denklemleri, girişim terimi hariç benzerdir. Böyle bir durumda, güç yükseltici etkisinin MIR-MRT yönteminde giriş gücü arttıkça daha fazla gözleneceği sonucu çıkarılabilir. Şekil 2.14 bu bölümde elde edilen sonuçları göstermektedir ve bu sonucu desteklemektedir. Ayrıca ergodik ulaşılabilir hız açısından optimum giriş gücüyle beraber güç yükselticinin doğrusal bölgede ve doğrusal olmayan bölgede çalışması arasındaki performans farkı da görülebilmektedir.



Şekil 2.14 Bir kullanıcı için giriş gücüne bağlı ergodik ulaşılabilir hız değerleri.

### 3. MU-MIMO-OFDM SİSTEMLERİN KANAL KESTİRİM HATASI VE GÜÇ YÜKSELTECİ ETKİSİ ALTINDAKİ PERFORMANSI

[20–22] çalışmalarında yazarlar güç yükselteci kaynaklı doğrusal olmayan bozulmaların MU-MIMO-OFDM sistemlerinin performansını tek kullanıcı MIMO sistemlere kıyasla önemli ölçüde düşürdüğünü, bu yüzden MU-MIMO-OFDM sistemlerin performansını değerlendirirken doğrusal olmayan vericilerin etkisini dikkate almak gerektiğini belirtmiştir. [24] çalışmasında ise MU-MIMO-OFDM sistemlerin performansı değerlendirilirken günlük hayatta karşılaşılabilecek farklı bozukluklarının etkisinin göz önünde bulundurulması gerektiği vurgulanmıştır. Bu bölümde [23] çalışmasındaki MU-MIMO-OFDM sistemlerde güç yükselteci etkisi türetimleri bir diğer gerçekçi sistem etkisi olan kanal kestirim hatasını hesaba katarak genişletilmektedir. Elde edilecek sonuçlar MU-MIMO-FBMC sistemler için de geçerli olacaktır ancak MU-MIMO-OFDM üzerinden gösterilmiştir.

#### 3.1. MU-MIMO-OFDM Sistem Modeli

Bu bölümde OFDM tabanlı MU-MIMO yapısındaki bir hücreli haberleşme sisteminin aşağı (downlink) bağlantısı ele alınacaktır. Bu sistemde,  $N_t$  sayıda verici antenle donatılmış bir baz istasyonu, her biri tek bir antene sahip  $Q$  adet kullanıcıya hizmet vermektedir. İnen bağlantı işlemleri sırasında, baz istasyonu her kullanıcıya tüm alt taşıyıcılarla eş zamanlı sinyal gönderir. Baz istasyonu  $K$  tane alt taşıyıcı kullanır ve ayrı ayrı her kullanıcıya tüm alt taşıyıcılar tahsis edilir.

$k$ -inci alt taşıyıcıyı kullanarak  $Q$  kullanıcıya iletilecek olan veri vektörü

$$\mathbf{A}_k = [A_{k,1}, \dots, A_{k,Q}]^T,$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada  $A_{k,q}$ ,  $q$ -ıncı kullanıcı için karmaşık değerli veriyi ifade eder ve gücü  $2\sigma_q^2$ 'dir.

Baz istasyonu, tüm kullanıcılara aynı anda hizmet vermek için uzamsal çoğullama (spatial multiplexing) kullanır. Bu amaçla,  $Q \times 1$  boyutlu veri vektörü  $\mathbf{A}_k$ ,  $N_t \times Q$  boyutlu ön kodlama matrisi  $\underline{\mathbf{W}}_k$  ile kodlanır. Matematiksel olarak

$$\mathbf{Z}_k = \underline{\mathbf{W}}_k \mathbf{A}_k,$$

eşitliği ile ifade edilebilecek bu işlem sonucunda  $N_t \times 1$  boyutundaki  $\mathbf{Z}_k$  vektörü elde edilir. Bu vektörün elemanı olan  $Z_{k,m}$ ,  $m$ -inci antenden  $k$ -inci alt taşıyıcıyı kullanarak gönderilecek olan ön kodlanmış veriyi ifade eden frekans alanında bir semboldür.

IDFT işlemi gerçekleştiren  $m$ -inci OFDM modülatörünün giriş ve çıkışı arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilebilir:

$$z_m(t) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} Z_{k,m} e^{j\frac{2\pi kt}{K}}. \quad (62)$$

Zaman alanına ait bir sinyal olan  $z_m(t)$ ,  $m$ -inci antenden iletilmeden önce güç yükseltecinden geçirilir ve  $y_m(t)$  ile gösterilen çıkış sinyali elde edilir. Burada, OFDM'de kullanılan döngüsel önek (cyclic prefix), analiz üzerinde bir etkisi olmadığı için gösterilmeyecektir.

Bussgang teoremini kullanarak,  $m$ -inci güç yükseltecinin ele alındığı durumda

$$y_m(t) = \alpha_m z_m(t) + d_m(t), \quad (63)$$

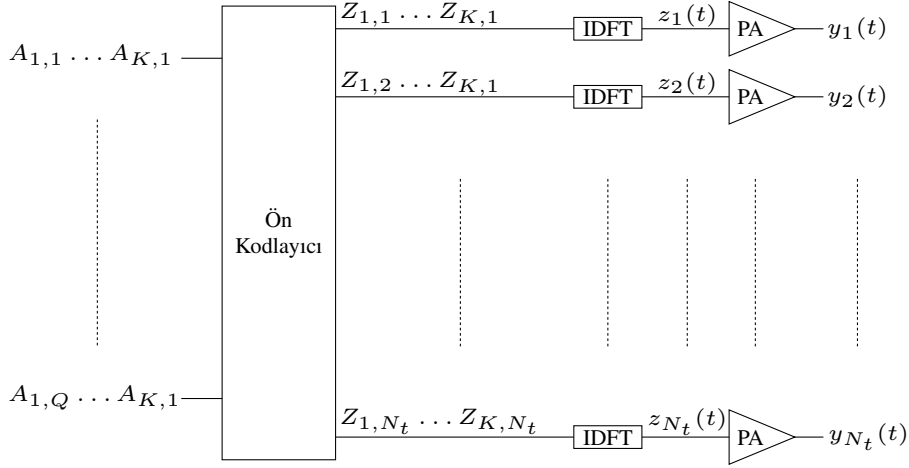
eşitliği elde edilir. Eşitlikte  $\alpha_m$  ile ifade edilen terim ölçek çarpanıdır. [23] ile benzer şekilde

$$\alpha_m = \sum_{p=0}^P c_{2p+1}^* (p+1) \mathbb{E}\{|z_m(t)|^{2p}\}, \quad (64)$$

ifadesine ulaşılabilir. Bu bölümde beklenen değer (expectation)  $\mathbb{E}\{\cdot\}$  sembolü ile ifade edilecektir. Burada,  $c_{2n+1}$ ,  $P$ -inci dereceden polinom yapısındaki güç yükseltici modelinin karmaşık değerli katsayılarını ifade eder.  $d_m(t)$  ise bozulma sinyalidir.



Buraya kadar anlatılan işlemler Şekil 3.1 ile görselleştirilmiştir.



Şekil 3.1 MU-MIMO-OFDM baz istasyonunun tipik yapısı.

### 3.2. Kusurlu Kanal Kestirimi ile İnen Bağlantı İletimi

İnen bağlantı iletiminde ön kodlama işlemini sağlıklı bir şekilde yürütebilmek için kanal katsayılarının doğru tahmin edilmesi şarttır. Bu sebeple doğrusal ön kodlayıcıların performansı kanal kestirim hassasiyetine doğrudan bağlıdır [63]. MIMO sistemlerde CSI elde etmek ise alıcıda kestirilmesi gereken kanal parametrelerinin sayısının artması ve ardından baz istasyonuna geri bildirim yapılması nedeniyle zordur [95].

Gerçek hayatta kablosuz sistemler için üretilen CSI, sistemlerin doğası gereği kusurludur ve ön kodlanmış sinyalde hatalara yol açar. Bu durum, sistem performansının gerçekçi bir şekilde değerlendirilmesi için kanal kestirim kusurlarının dikkate alınmasını gerektirir. Ek olarak, ön kodlanmış sinyal güç yükselteciye girer, dolayısıyla güç yükseltecinin doğrusal olmayan davranışından kaynaklanan bozulmalar da dikkate alınmalıdır.

Kusurlu kanal kestirimi hesaba katıldığında,  $m$ -inci verici antenden  $q$ -ıncı kullanıcıya  $k$ -inci alt taşıyıcıda giden sinyal için elde edilen kanal katsayısı kestirimi aşağıdaki eşitlik ile yazılabilir [63, 96, 97]:

$$\hat{H}_{k,q,m} = \sqrt{1 - e^2} H_{k,q,m} + e v_{k,q,m}. \quad (65)$$

Burada şapka işareti, kanal katsayısının tahmin edildiğini ifade etmektedir.

$e = 0$  kusursuz kestirimi gösterirken,  $e = 1$  kestirilen kanal katsayısının gerçek kanalla tamamen korelasyonsuz olduğu durumu temsil eder.  $v_{k,q,m}$ , kanal kestirim hatasını temsil eder. [16] ile benzer bir yaklaşım izleyerek, kanal kestirim hatası toplanır bağımsız rastgele terim olarak modellenilebilir.  $Q \times N_t$  boyutundaki  $\underline{\mathbf{V}}_k$  matrisi her bir kanal katsayısına karşılık gelen kanal kestirim hatalarını, yani  $v_{k,q,m}$  değerlerini, içerir. Bu nedenle  $\underline{\mathbf{V}}_k$  matrisi de rastgeledir. [63, 96] ile benzer şekilde, hem  $\underline{\mathbf{H}}_k$  hem de  $\underline{\mathbf{V}}_k$  matrislerinin elemanlarının bağımsız, özdeş dağılımlı, sıfır ortalamalı ve birim varyanslı karmaşık Gauss dağılımlı olduğu varsayılacaktır.

Tahmini kanal katsayılarını, yani  $\hat{H}_{k,q,m}$  değerlerini, içeren matris kanal kestirim matrisi olan  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_k$ 'dir.  $Q \times N_t$  boyutundaki tahmini kanal matrisi  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_k = [\hat{\mathbf{H}}_{k,1}, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{k,q}]^T$  için (65) eşitliğini kullanarak

$$\hat{\mathbf{H}}_{k,q} = \sqrt{1 - e^2} \mathbf{H}_{k,q} + e \mathbf{v}_{k,q}, \quad (66)$$

ve

$$\hat{\underline{\mathbf{H}}}_k = \sqrt{1 - e^2} \underline{\mathbf{H}}_k + e \underline{\mathbf{V}}_k, \quad (67)$$

ifadeleri elde edilir.

Kanaldan geçip alıcıya gelen sinyal, demodülatör işlevi gören DFT bloğuna girer. DFT bloğunun girişindeki,  $q$ -ıncı kullanıcı için  $k$ -inci alt taşıyıcıdaki sinyal aşağıdaki eşitlik ile yazılabilir:

$$r_q(t) = \sum_{m=1}^{N_t} (y_m(t) \star h_{q,m}(t)). \quad (68)$$

Bu, tüm verici antenlerden alınan sinyallerin kümülatif sonucudur. Böylece, alıcı gürültüsü de hesaba katıldığında,  $k_0$ -ıncı alt taşıyıcı için DFT bloğunun çıkışında elde edilen, alınan sembol,  $R_{k_0,q}$ , aşağıdaki ifade eşitlik ile ifade edilir:

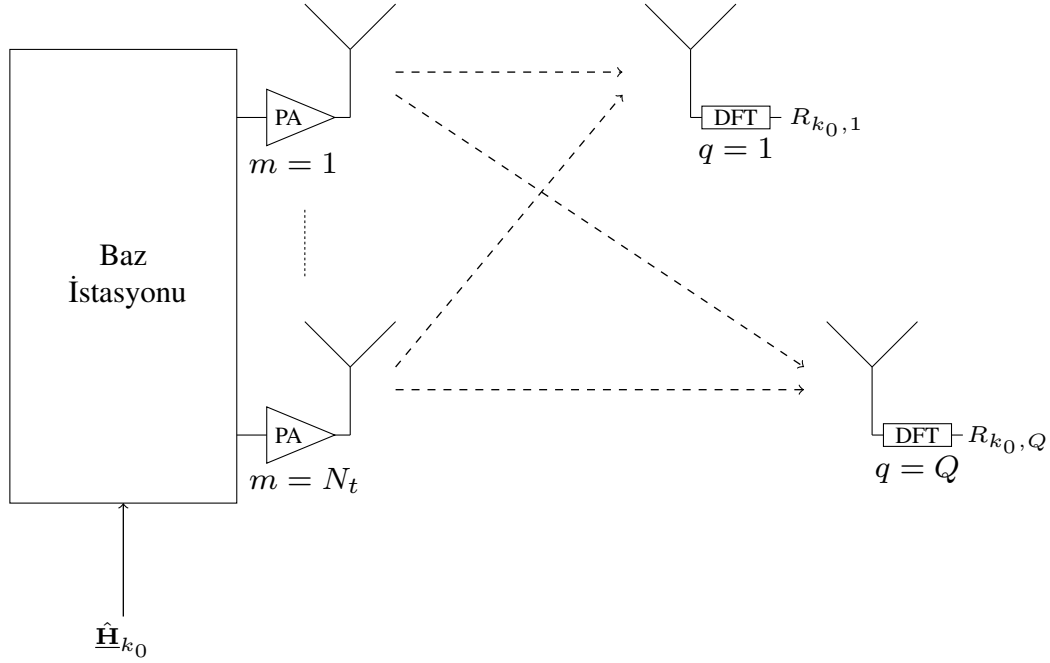
$$R_{k_0,q} = \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\boldsymbol{\alpha}} \hat{\underline{\mathbf{W}}}_{k_0} \mathbf{A}_{k_0} + \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{D}_{k_0} + N_{k_0,q}. \quad (69)$$

Burada  $\underline{\boldsymbol{\alpha}} \triangleq \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_{N_t})$ , Bussgang ölçek çarpanları matrisidir.  $\mathbf{D}_{k_0} \triangleq [D_{k_0,1}, \dots, D_{k_0,N_t}]^T$ , frekans alanındaki bozulma vektörüdür.  $N_{k_0,q}$ ,  $N_0$  varyanslı gürültü

terimidir.

Ön kodlama matrisi  $\hat{\mathbf{W}}_{k_0}$  de şapka gösterimini içermektedir, bu gösterim matrisin tahmini kanal katsayılarını kullanarak oluşturulduğunu anlatır.

Şekil 3.2 senaryonun genel yapısını görselleştirmektedir.



Şekil 3.2 Bir MU-MIMO-OFDM senaryosunun genel görünümü.

### 3.3. SDINR Analizi

MU-MIMO-OFDM sisteminde, çok sayıda antenle donatılmış baz istasyonu, birden fazla tek antenli kullanıcıya hizmet verir. Ön kodlama işlemi kullanıcılar arasında uzamsal çoğullama sağlar, ancak bu işlem kanal kestirim hatalarından ve doğrusal olmayan bozulmalardan etkilenir.

(69) ile elde edilen sonuca bakarak alınan sembolün; gönderilen sembolü, diğer kullanıcılardan gelen girişimi, doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerinden kaynaklanan bozulmayı ve filtrelenmiş gürültüyü içerdiği görülebilir. Bu terimlerin gücü

hesaplanarak, kanal kestirim hatası içeren ZF ve MRT ön kodlamalı sistem için SDINR'nin analitik ifadesi elde edilecektir.

SDINR  $k_0$ -ıncı alt taşıyıcıda  $q$ -ıncı kullanıcı için

$$SDINR_{k_0,q} = \frac{Psig_{k_0,q}}{Pdist_{k_0,q} + Pint_{k_0,q} + N_0}, \quad (70)$$

eşitliği ile yazılır. Burada  $Psig_{k_0,q}$ ,  $Pdist_{k_0,q}$ ,  $Pint_{k_0,q}$ ,  $N_0$ , sırasıyla; sinyal, bozulma, girişim ve gürültü gücüdür. Kestirilen kanal katsayıları ile oluşturulan ön kodlayıcıyı kullanarak sinyal, girişim ve bozulma gücü için analitik ifadeler, [23] ile benzer şekilde, aşağıdaki gibi elde edilir:

$$Psig_{k_0,q} = 2\sigma_q^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^c \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^{cH} \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0,q}^*, \quad (71)$$

$$Pint_{k_0,q} = \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \mathbf{W}_{k_0} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_{q-1}^2, 0, 2\sigma_{q+1}^2, \dots, 2\sigma_Q^2) \mathbf{W}_{k_0}^H \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0,q}^*, \quad (72)$$

$$Pdist_{k_0,q} = \sum_{m_1=1}^{N_t} \sum_{m_2=1}^{N_t} H_{k_0,q,m_1}^* H_{k_0,q,m_2} \mathbb{E}\{D_{k_0,m_1}^* D_{k_0,m_2}\}. \quad (73)$$

Bu denklemleri kullanarak  $Psig_{k_0,q}$  ve  $Pint_{k_0,q}$  terimleri doğrudan hesaplanabilir. Çünkü bu iki terim hesaplanırken [23] ile tek fark ön kodlama matrisinin kestirilmiş kanal katsayılarını kullanarak oluşturulmasıdır. Ancak,  $Pdist_{k_0,q}$  değerini bulabilmek için öncelikle

$$\mathbb{E}\{D_{k_0,m_1}^* D_{k_0,m_2}\} = \sum_{\tau=-(K-1)}^{K-1} \left(1 - \frac{|\tau|}{K}\right) \text{corr}_{d_{m_1}d_{m_2}}(\tau) e^{-j\frac{2\pi}{K}k\tau}, \quad (74)$$

ifadesi kanal kestirim hatasını da göz önünde bulundurarak hesaplanmalıdır. Burada,  $\text{corr}_{d_{m_1}d_{m_2}}(\tau)$  bozulmanın karşılıklı korelasyon fonksiyonudur ve [23] ile benzer şekilde

$$\begin{aligned} \text{corr}_{d_{m_1}d_{m_2}}(\tau) &= \sum_{p_1=0}^P \sum_{p_2=0}^P \hat{c}_{2p_1+1m_1}^* \hat{c}_{2p_2+1,m_2} \\ &\times \sum_{p=0}^{\min\{p_1,p_2\}} \frac{1}{p+1} \binom{p_1}{p} \binom{p_2}{p} (p_1+1)!(p_2+1)! \\ &\times (\text{corr}_{z_{m_1},z_{m_2}}(\tau))^{p+1} (c_{z_{m_1},z_{m_2}}^*(\tau))^p \\ &\times (\text{corr}_{z_{m_1},z_{m_1}}(0))^{p_1-p} (\text{corr}_{z_{m_2},z_{m_2}}(0))^{p_2-p}, \end{aligned} \quad (75)$$

eşitliği ile hesaplanabilir.  $\hat{c}_{2p+1,m}$  ise aşağıdaki gibi bulunur:

$$\hat{c}_{2p+1,m} = \begin{cases} c_1 - \sum_{j=0}^P c_{2j+1} (j+1) \mathbb{E}\{|z_m(t)|^{2j}\}, & p = 0 \\ c_{2n+1}, & p = 1, 2, \dots, P. \end{cases}$$

Giriş sinyali için karşılıklı korelasyon fonksiyonu

$$\text{corr}_{z_{m_1},z_{m_2}}(\tau) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{W}}_{k,m_2} \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \hat{\mathbf{W}}_{k,m_1}^H \right\} e^{j \frac{2\pi k \tau}{K}}, \quad (76)$$

eşitliği ile yazılır.

Kanal kestirim hatası içeren ve güç yükselteçleri doğrusal olmayan bölgede çalışan sisteme ait SDINR'nin analitik sonucunu elde etmek için, (76) eşitliğindeki beklenen değer ifadesi, veri sembolleri ve kanal kestirim hatası rastgele terimleri üzerinden hesaplanmalıdır.

### 3.3.1. MRT Ön Kodlayıcı

MRT yönteminde,  $k$ -inci alt taşıyıcıdaki ön kodlama matrisi aşağıdaki gibi yazılır [98]:

$$\hat{\mathbf{W}}_k^0 = \hat{\mathbf{H}}_k^H. \quad (77)$$

Ön kodlayıcının çıkış gücünü toplam kullanıcı gücüne hale getiren  $\gamma_k$  katsayısı ise aşağıdaki gibi kullanılır:

$$\hat{\mathbf{W}}_k = \frac{1}{\gamma_k} \hat{\mathbf{W}}_k^0. \quad (78)$$

Burada ifadenin açık hali

$$\gamma_k = \sqrt{\frac{\text{Tr}(\hat{\mathbf{W}}_k^0 \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \hat{\mathbf{W}}_k^{0H})}{\sum_q 2\sigma_q^2}}, \quad (79)$$

eşitliği ile yazılabilir.

(76) denklemindeki beklenen değer ifadesi için aşağıdaki tanım yapılınsın:

$$\Phi_{k,m_1,m_2}^{MRT} \triangleq \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{W}}_{k,m_2} \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \hat{\mathbf{W}}_{k,m_1}^H \right\}.$$

Böylece (78) ve (67) eşitliklerini kullanarak,

$$\begin{aligned} \Phi_{k,m_1,m_2}^{MRT} &= \mathbb{E} \left\{ \frac{1}{\gamma_k} \hat{\mathbf{W}}_{k,m_2}^0 \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \frac{1}{\gamma_k} \hat{\mathbf{W}}_{k,m_1}^{0H} \right\} \\ &= \mathbb{E} \left\{ \frac{1}{\gamma_k^2} \left[ \left( \sqrt{1 - e^2} \underline{\mathbf{H}}_k + e \underline{\mathbf{V}}_k \right)^H \right]_{m_2} \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \left( \left[ \left( \sqrt{1 - e^2} \underline{\mathbf{H}}_k + e \underline{\mathbf{V}}_k \right)^H \right]_{m_1} \right)^H \right\}, \end{aligned} \quad (80)$$

ifadesi elde edilir. Burada  $[\cdot]_m$  içerisindeki matrisin  $m$ -inci satırını gösteren bir işarettir.

Bu noktada, [23] ile benzer şekilde,  $\gamma_k$ 'nin *neredeyse deterministik (gerekirci, belirlenimci)* olduğu varsayılacaktır ve bu varsayımın dayanağı türetimler esnasında gösterilecektir.

(80) için çarpmanın dağılıma özelliği kullanıldığında, rastgele terimler olan veri sembolleri ve kanal kestirim hatası üzerinden hesaplanan beklenen değer ifadesi

$$\begin{aligned}
\Phi_{k,m_1,m_2}^{MRT} &= \frac{1-e^2}{\gamma_k^2} [\mathbf{H}_k^H]_{m_2} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \left( [\mathbf{H}_k^H]_{m_1} \right)^H \\
&\quad + \frac{e\sqrt{1-e^2}}{\gamma_k^2} [\mathbf{H}_k^H]_{m_2} \mathbb{E} \left\{ \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \left( [\mathbf{V}_k^H]_{m_1} \right)^H \right\} \\
&\quad + \frac{e\sqrt{1-e^2}}{\gamma_k^2} \mathbb{E} \left\{ [\mathbf{V}_k^H]_{m_2} \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \right\} \left( [\mathbf{H}_k^H]_{m_1} \right)^H \\
&\quad + \frac{e^2}{\gamma_k^2} \mathbb{E} \left\{ [\mathbf{V}_k^H]_{m_2} \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \left( [\mathbf{V}_k^H]_{m_1} \right)^H \right\}, \tag{81}
\end{aligned}$$

halini alır. [99] ile benzer şekilde, veri sembolleri ve kanal kestirim hatasının bağımsız olduğu varsayımı yapılarak

$$\begin{aligned}
\Phi_{k,m_1,m_2}^{MRT} &= \frac{1-e^2}{\gamma_k^2} [\mathbf{H}_k^H]_{m_2} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \left( [\mathbf{H}_k^H]_{m_1} \right)^H \\
&\quad + \frac{e\sqrt{1-e^2}}{\gamma_k^2} [\mathbf{H}_k^H]_{m_2} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \mathbb{E} \left\{ \left( [\mathbf{V}_k^H]_{m_1} \right)^H \right\} \\
&\quad + \frac{e\sqrt{1-e^2}}{\gamma_k^2} \mathbb{E} \left\{ [\mathbf{V}_k^H]_{m_2} \right\} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \left( [\mathbf{H}_k^H]_{m_1} \right)^H \\
&\quad + \frac{e^2}{\gamma_k^2} \mathbb{E} \left\{ [\mathbf{V}_k^H]_{m_2} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \left( [\mathbf{V}_k^H]_{m_1} \right)^H \right\}, \tag{82}
\end{aligned}$$

ifadesi elde edilir. Kanal kestirim hatasının sıfır ortalamalı bir dağılıma sahip olduğu varsayılmıştı, böylece (82) eşitliğinin sağındaki ikinci ve üçüncü terim sıfıra eşit olur. Böylelikle ifade

$$\begin{aligned}
\Phi_{k,m_1,m_2}^{MRT} &= \frac{1-e^2}{\gamma_k^2} [\mathbf{H}_k^H]_{m_2} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \left( [\mathbf{H}_k^H]_{m_1} \right)^H \\
&\quad + \frac{e^2}{\gamma_k^2} \mathbb{E} \left\{ [\mathbf{V}_k^H]_{m_2} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \left( [\mathbf{V}_k^H]_{m_1} \right)^H \right\}, \tag{83}
\end{aligned}$$

halini alır. Sonuç olarak  $m_1$  ve  $m_2$ 'nin alacağı değerlere bağlı bir eşitlik elde edilmiştir.

$m_1 = m_2$  için (83) içerisindeki beklenen değer ifadesinin

$$\mathbb{E} \left\{ \left[ \underline{\mathbf{V}}_k^H \right]_{m_2} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \left( \left[ \underline{\mathbf{V}}_k^H \right]_{m_1} \right)^H \right\} = \sum_q 2\sigma_q^2, \quad (84)$$

haline geleceği, diğer durumlarda ise sıfıra eşit olacağı görülebilir. Böylece (83) göz önünde bulundurulduğunda, eşitliğin sağındaki terimin sıfır olduğu durumlar sebebiyle bozulma gücünün kanal kestirim hatası ile beraber azalacağı öngörülebilir.

Büyük  $N_t$  değerleri için, hem  $\underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$  hem de  $\underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H$  çarpımları sonucu elde edilen matrisler birim matris ile doğru orantılı olma eğilimindedir [63, 100].  $\Phi_{k,m_1,m_2}^{MRT}$  için elde edilen sonuçlar incelenip, büyük  $N_t$  değerleri söz konusu olduğunda,  $\text{Tr}(\hat{\underline{\mathbf{W}}}_k^0 \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \hat{\underline{\mathbf{W}}}_k^{0H})$  ifadesinin  $N_t \sum_q 2\sigma_q^2$  halini alacağı ve  $\gamma_k$  için yapılan neredeyse deterministik olduğu varsayımının yerinde olacağı gösterilebilir.

### 3.3.2. ZF Ön Kodlayıcı

ZF yönteminde,  $k$ -inci alt taşıyıcıdaki ön kodlama matrisi aşağıdaki gibi yazılır [101]:

$$\hat{\underline{\mathbf{W}}}_k^0 = \hat{\underline{\mathbf{H}}}_k^H (\hat{\underline{\mathbf{H}}}_k \hat{\underline{\mathbf{H}}}_k^H)^{-1}. \quad (85)$$

[63, 100] referansları göz önüne alındığında

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{H}}}_k \hat{\underline{\mathbf{H}}}_k^H &= \left( \sqrt{1-e^2} \underline{\mathbf{H}}_k + e \underline{\mathbf{V}}_k \right) \left( \sqrt{1-e^2} \underline{\mathbf{H}}_k + e \underline{\mathbf{V}}_k \right)^H \\ &= (1-e^2) \underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H + e^2 \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H \\ &\quad + \sqrt{1-e^2} e \underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H + \sqrt{1-e^2} e \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H \\ &\stackrel{(a)}{\approx} (1-e^2) \underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H + e^2 \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H \\ &\stackrel{(b)}{\approx} N_T \underline{\mathbf{I}}_Q, \end{aligned} \quad (86)$$

sonucu elde edilir. (a)'daki yaklaşık eşitlik, veri sembollerinin ve kanal kestirim hatasının bağımsız olmasının yanı sıra kanal ve kanal kestirim hatasının bağımsız oluşuna



dayanmaktadır. Büyük  $N_t$  değerleri için,  $\underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$  ve  $\underline{\mathbf{H}}_k \underline{\mathbf{H}}_k^H$  çarpımları sonucu elde edilen matrislerin birim matris ile doğru orantılı olma eğiliminde olması varsayımı ise (b)'deki yaklaşıma olanak sağlar.

(67), (85) ve (86) eşitliklerini kullanarak, (76) içerisindeki beklenen değer ifadesi için aşağıdaki tanım yapılısın:

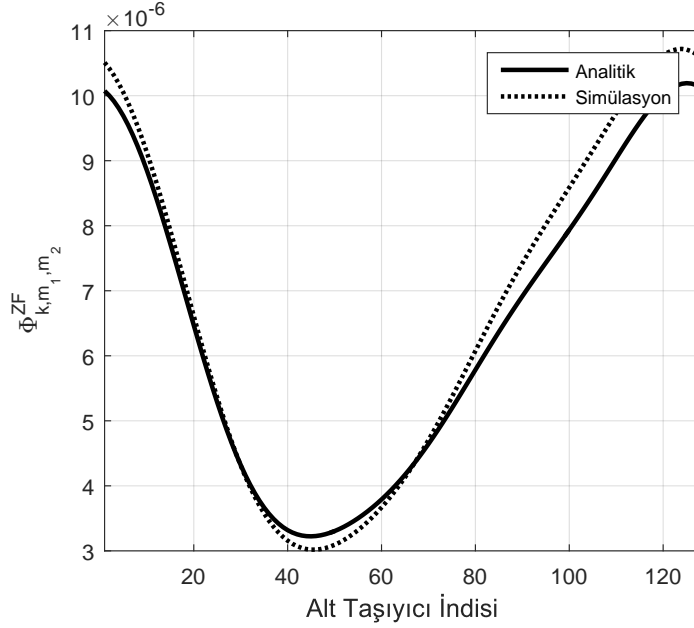
$$\begin{aligned} \Phi_{k,m_1,m_2}^{ZF} &\triangleq \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{W}}_{k,m_2} \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \hat{\mathbf{W}}_{k,m_1}^H \right\} \\ &= \mathbb{E} \left\{ \left[ \frac{1}{N_t \gamma_k} \left( \sqrt{1 - e^2} \underline{\mathbf{H}}_k + e \underline{\mathbf{V}}_k \right)^H \right]_{m_2} \mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H \right. \\ &\quad \left. \left( \left[ \frac{1}{N_t \gamma_k} \left( \sqrt{1 - e^2} \underline{\mathbf{H}}_k + e \underline{\mathbf{V}}_k \right)^H \right]_{m_1} \right)^H \right\}. \end{aligned} \quad (87)$$

(87) eşitliği  $m_1$  ve  $m_2$ 'nin alacağı değerlere bağlıdır. Bilhassa,  $m_1 = m_2$  için ifadenin alacağı değer

$$\begin{aligned} \Phi_{k,m_1,m_2}^{ZF} &= \frac{1 - e^2}{N_t^2 \gamma_k^2} \left[ \underline{\mathbf{H}}_k^H \right]_{m_2} \text{diag}(2\sigma_1^2, \dots, 2\sigma_q^2) \left( \left[ \underline{\mathbf{H}}_k^H \right]_{m_1} \right)^H \\ &\quad + \frac{e^2}{N_t^2 \gamma_k^2} \sum_q 2\sigma_q^2, \end{aligned} \quad (88)$$

haline gelir. Diğer durumlarda (88) için eşitliğin sağ tarafındaki ikinci terim sıfıra eşit olur.

(76) eşitliğindeki beklenen değer ifadesi için elde edilen analitik sonucun SDNR ifadesi üzerinden doğrulanması, diğer etkilerin olası hataları gizleyebilme ihtimalinden dolayı yanlış fikir verebilir. Bu nedenle,  $\Phi_{k,m_1,m_2}^{ZF}$ 'nin analitik ve sayısal sonuçlarını karşılaştırmak, türetimin doğruluğunu anlamak açısından en güvenilir yoldur. Şekil 3.3 ile bu karşılaştırma yapılmaktadır. Simülasyon parametreleri  $e = 0.2$ ,  $N_t = 32$ ,  $K = 1024$  ve  $Q = 2$  olup,  $\sigma_1^2 = 18.5$  dBm ve  $\sigma_2^2 = 34.9$  dBm olacak şekilde giriş gücü 35 dBm olarak belirlenmiştir. Zamanla değişmeyen bağımsız ve özdeş dağılımlı (independent and identically distributed, i.i.d.) Rayleigh sönümlenmeli kanallar kullanılmıştır.  $\Phi_{k,m_1,m_2}^{ZF}$  sonuçları 50 farklı kanal ve tüm  $m_1$ - $m_2$  kombinasyonları üzerinden elde edilen ortalamayı ifade etmektedir. Şekil, analitik ve sayısal sonuçların uyumlu olduğunu göstermektedir.



Şekil 3.3 Analitik  $\Phi_{k,m_1,m_2}^{ZF}$  sonucunun simülasyonlarla karşılaştırılması.

### 3.4. Ulaşılabilir Hız Analizi

Doğrusal olmayan güç yükseltici ve kusurlu CSI'nın MU-MIMO-OFDM sistemler üzerindeki genel etkisini daha iyi anlayabilmek için incelenebilecek parametrelerden bir tanesi ergodik ulaşılabilir hızdır. [94] ve [102] çalışmaları,  $k$ -inci alt taşıyıcı ve  $q$ -ıncı kullanıcı için ergodik ulaşılabilir hızın nasıl belirlenebileceğini göstermiştir:

$$AR_{k_0,q} = \log \left( 1 + \frac{\bar{P}sig_{k_0,q}}{\bar{P}dist_{k_0,q} + \bar{P}int_{k_0,q} + N_0} \right). \quad (89)$$

Burada sinyal, girişim ve bozulma terimleri sırasıyla

$$\bar{P}sig_{k_0,q} = \left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \sqrt{\sigma_q^2} \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^c \right\} \right|^2, \quad (90)$$

$$\bar{P}int_{k_0,q} = \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \sum_{l=1, l \neq q}^Q \sigma_l^2 \left| \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \hat{\mathbf{W}}_{k_0,l}^c \right|^2 \right\}, \quad (91)$$

$$\bar{P}dist_{k_0,q} = \sum_{m_1=1}^{N_t} \sum_{m_2=1}^{N_t} \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ H_{k_0,q,m_1}^* H_{k_0,q,m_2} \right\} \mathbb{E} \{ D_{k_0,m_1}^* D_{k_0,m_2} \}, \quad (92)$$

şeklindedir. Çubuk sembolü ve  $\mathbb{E}_{\mathbf{H}}\{\cdot\}$  ifadesi kanallar üzerinden hesaplanan beklenen değeri ifade etmektedir.

Bu bölümde, sadelik sağlamak amacıyla, Bussgang ölçek çarpan değerlerinin eşit olduğu varsayılacaktır. Böylece  $m = 1 \dots N_t$  için  $\alpha_m = \alpha$  yazılabilir,  $\alpha$  ise aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$\alpha = \sum_{p=0}^P a_{2p+1}^* (p+1)! \left( \frac{\sum_q 2\sigma_q^2}{N_t} \right)^p. \quad (93)$$

Ek olarak, eşit güç dağılımı varsayılacaktır. Böylece  $q = 1 \dots Q$  için  $\sigma_q^2 = \sigma^2$  yazılabilir ve burada da

$$\sigma^2 = \frac{\sum_q \sigma_q^2}{Q}, \quad (94)$$

olacaktır.

### 3.4.1. MRT Ön Kodlayıcı

MRT için  $\bar{P}sig_{k_0,q}$  aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$\begin{aligned} \bar{P}sig_{k_0,q} &= \left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \sqrt{\sigma_q^2} \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^c \right\} \right|^2 \\ &= \sigma^2 |\alpha|^2 \left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \frac{\mathbf{H}_{k_0,q}^T \hat{\mathbf{H}}_{k_0,q}^*}{\gamma_{k_0}} \right\} \right|^2 \end{aligned} \quad (95)$$

$$\begin{aligned} &= \sigma^2 |\alpha|^2 \left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \frac{\mathbf{H}_{k_0,q}^T (\sqrt{1-e^2} \mathbf{H}_{k_0,q}^* + e \mathbf{v}_{k_0,q}^*)}{\gamma_{k_0}} \right\} \right|^2 \\ &\approx (1-e^2) \sigma^2 |\alpha|^2 \left| \frac{\mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \|\mathbf{H}_{k_0,q}^T\|^2 \right\}}{\mathbb{E}_{\mathbf{H}} \{ \gamma_{k_0} \}} \right|^2. \end{aligned} \quad (96)$$

Büyük  $N_t$  değerleri için (79)

$$\mathbb{E}_{\mathbf{H}} \{ \gamma_{k_0} \} = \sqrt{N_t}, \quad (97)$$

haline gelecektir. Böylece  $\bar{P}sig_{k,q}$  ifadesinin nihai değeri

$$\bar{P}sig_{k_0,q} \approx (1 - e^2) \sigma^2 |\alpha|^2 N_t, \quad (98)$$

olarak bulunur.

$\bar{P}int_{k_0,q}$  hesabı aşağıdaki gibi yapılır:

$$\begin{aligned} \bar{P}int_{k_0,q} &= \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \sum_{l=1, l \neq q}^Q \sigma_l^2 \left| \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \hat{\mathbf{W}}_{k_0,l}^c \right|^2 \right\} \\ &= |\alpha|^2 \sigma^2 \sum_{l=1, l \neq q}^Q \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \frac{|\mathbf{H}_{k_0,q}^T \hat{\mathbf{H}}_{k_0,l}^*|^2}{\gamma_{k_0}^2} \right\} \\ &= |\alpha|^2 \sigma^2 \sum_{l=1, l \neq q}^Q \\ &\quad \times \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \frac{\left( \mathbf{H}_{k_0,q}^T (\sqrt{1 - e^2} \mathbf{H}_{k_0,l}^* + e \mathbf{v}_{k_0,l}^*) \right) \left( \mathbf{H}_{k_0,q}^H (\sqrt{1 - e^2} \mathbf{H}_{k_0,l} + e \mathbf{v}_{k_0,l}) \right)}{\gamma_{k_0}^2} \right\} \\ &= |\alpha|^2 \sigma^2 \sum_{l=1, l \neq q}^Q \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \frac{(1 - e^2) \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{H}_{k_0,l}^* \mathbf{H}_{k_0,l}^T \mathbf{H}_{k_0,q}^* + e^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,l}^* \mathbf{v}_{k_0,l}^T \mathbf{H}_{k_0,q}^*}{\gamma_{k_0}^2} \right\} \\ &\approx \frac{|\alpha|^2 \sigma^2}{N_t} \sum_{l=1, l \neq q}^Q \left( (1 - e^2) \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \|\mathbf{H}_{k_0,q}^T\|^2 \right\} + e^2 \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \|\mathbf{H}_{k_0,q}^T\|^2 \right\} \right) \\ &\approx \frac{|\alpha|^2 \sigma^2}{N_t} \sum_{l=1, l \neq q}^Q ((1 - e^2) N_t + e^2 N_t) \\ &\approx |\alpha|^2 \sigma^2 (Q - 1). \end{aligned} \quad (99)$$

$\bar{P}dist_{k_0,q}$  ise aşağıdaki eşitlikle hesaplanır:

$$\bar{P}dist_{k_0,q} = N_t \mathbb{E} \{ D_{k_0,m}^* D_{k_0,m} \}. \quad (100)$$

Buradaki  $\mathbb{E} \{ D_{k_0,m}^* D_{k_0,m} \}$  ifadesini hesaplamak için kullanılacak olan  $\mathbb{E} \{ D_{k_0,m_1}^* D_{k_0,m_2} \}$  önceki ile hesaplanmıştır. Böylece (89) ile verilen ergodik ulaşılabilir hız hesabına ait tüm terimler MRT ön kodlayıcı kullanılan sistem için elde edilmiş olur.

### 3.4.2. ZF Ön Kodlayıcı

ZF ön kodlayıcı için  $\bar{P}sig_{k_0,q}$  aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\begin{aligned}\bar{P}sig_{k_0,q} &= \left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \sqrt{\sigma_q^2} \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^c \right\} \right|^2 \\ &= \sigma^2 |\alpha|^2 \left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \frac{(1 - e^2) + e \mathbf{v}_{k_0,q}^*}{\gamma_{k_0}} \right\} \right|^2\end{aligned}\quad (101)$$

$$\approx \sigma^2 |\alpha|^2 \frac{\left| \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \{1 - e^2\} + e \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \{ \mathbf{v}_{k_0,q}^* \} \right|^2}{\mathbb{E}_{\mathbf{H}} \{ \gamma_{k_0} \}}.\quad (102)$$

(79), (85) ve (86) denklemlerini kullanarak

$$\mathbb{E}_{\mathbf{H}} \{ \gamma_{k_0} \} = \frac{1}{\sqrt{N_t}},\quad (103)$$

eşitliği elde edilir. Böylece  $\bar{P}sig_{k_0,q}$  için nihai değer

$$\bar{P}sig_{k_0,q} \approx (1 - e^2) \sigma^2 |\alpha|^2 N_t,\quad (104)$$

olarak bulunur.

(86)-b elde edilirken kullanılan varsayım,  $\mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{h}_{k_0,l}^* = 0$  eşitliğini de beraberinde getirir. Böylece, (85) ve (86) göz önünde bulundurulduğunda, ZF ön kodlayıcı için  $\bar{P}int_{k_0,q}$  ifadesi

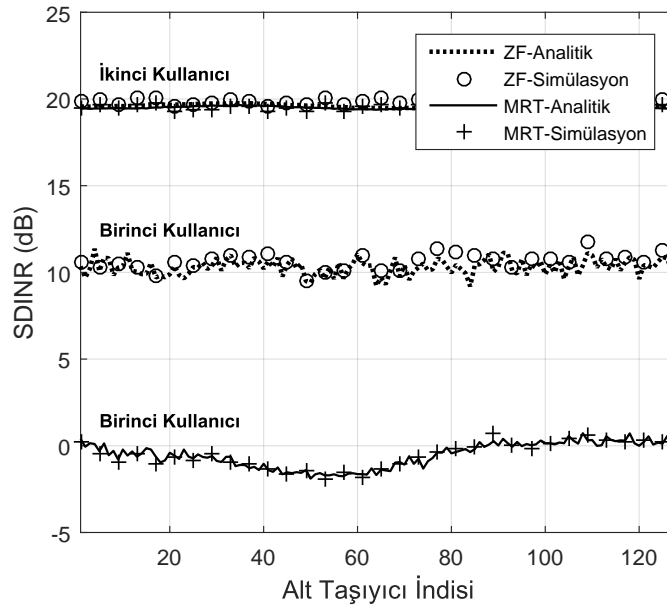
$$\begin{aligned}\bar{P}int_{k_0,q} &= \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \sum_{l=1, l \neq q}^Q \sigma_l^2 \left| \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^c \right|^2 \right\} \\ &= |\alpha|^2 \sum_{l=1, l \neq q}^Q \sigma^2 \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \left| \frac{e \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,l}^*}{\gamma_{k_0}^2} \right|^2 \right\} \\ &\approx |\alpha|^2 \sum_{l=1, l \neq q}^Q \sigma^2 \frac{\mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \left| \frac{e \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,l}^*}{N_t} \right|^2 \right\}}{\mathbb{E}_{\mathbf{H}} \{ \gamma_{k_0}^2 \}} \\ &\approx e^2 |\alpha|^2 \sigma^2 (Q - 1),\end{aligned}\quad (105)$$

olarak bulunur. Daha sonra MRT ile aynı şekilde (74) eşitliğini kullanarak  $\bar{P}dist_{k_0,q}$  hesabı tamamlanır.

### 3.5. Sayısal Sonuçlar

Kanal kestirim hatasının doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerine sahip MU-MIMO-OFDM sistemler üzerindeki etkisini incelemek adına, MU-MIMO-OFDM sistemler üzerine yapılan [23] çalışmasındaki SDINR türetimi, bu bölümde elde edilen sonuçları kullanarak kanal kestirim hatasını içerecek şekilde genişletilmiştir. Güç yükselteci modeli için yine  $c_1 = 13.85$ ,  $c_3 = -4.074$ ,  $c_5 = 0.4585$  değerleri kullanılacaktır. Simülasyonlarda  $N_t = 32$  seçilmiştir.

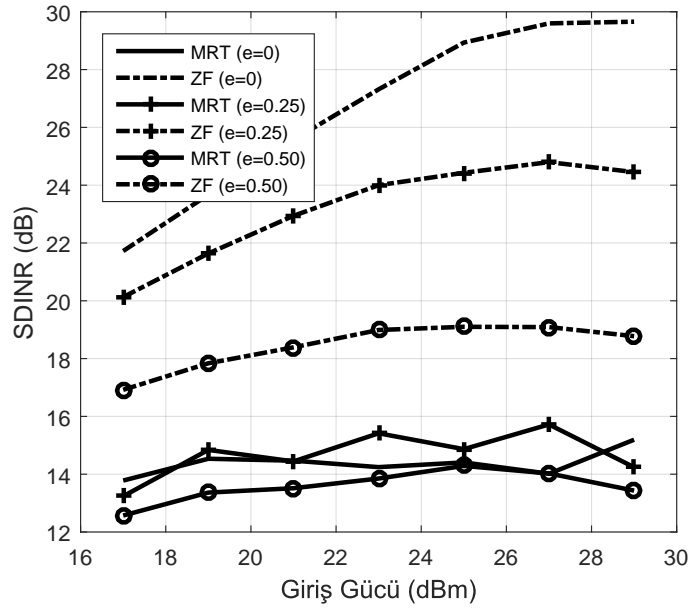
Şekil 3.4, SDINR için hem analitik hem de sayısal sonuçları sunmaktadır. Eşit olmayan güç dağılımı ile  $\sigma_1^2 = 18.5$  dBm,  $\sigma_2^2 = 34.9$  dBm, böylece giriş gücü 35 dBm'dir ve gürültü varyansı  $N_0 = 33$  dBm'dir. Analitik sonuçların ve simülasyon sonuçlarının uyumlu olduğu görülmektedir. Birinci kullanıcı için ZF ön kodlamasıyla elde edilen SDINR değerleri MRT ile elde edilenlerden önemli ölçüde daha yüksektir.



Şekil 3.4  $e = 0.2$  için SDINR sonuçları.

ZF önkodlayıcı için bazı sonuçların türetiminde çok sayıda verici anten olduğu varsayılmasına rağmen, verici anten sayısının SDINR doğruluğu üzerindeki etkisinin nispeten düşük olduğuna dikkat edilmelidir. Bu durum Şekil 3.4 ile gözlemlenebilir. Daha az sayıda (burada sayısı 32) verici anten kullanılmasına rağmen, analitik ve sayısal sonuçlar arasında güçlü bir uyum vardır.

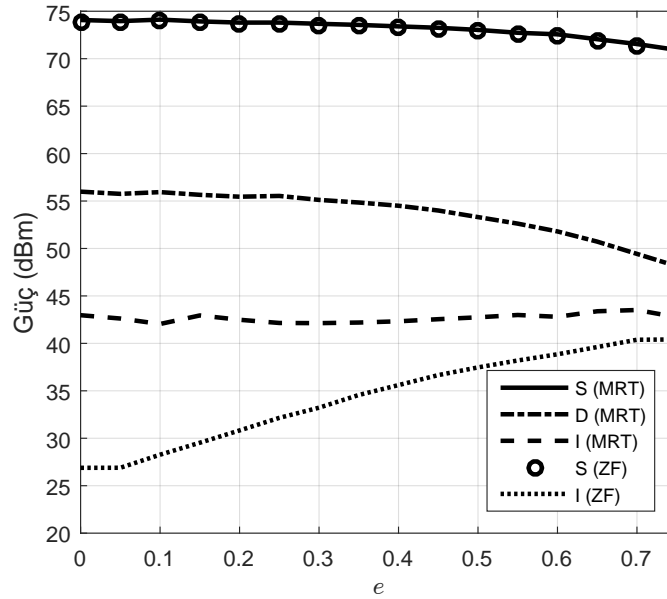
Şekil 3.5 eşit güç dağılımına ve  $N_0 = 33$  dBm gürültü gücü değerine sahip iki kullanıcı için ZF ve MRT ön kodlayıcılar kullanıldığında kanal kestirim hatasının etkisini göstermektedir. MRT ön kodlayıcı kullanıldığında, Şekil 3.6 ile de gösterileceği gibi, baskın bozucu etki çok kullanıcı girişimi olduğundan; SDINR değerlerinin kanal kestirim hatası ile değişimi sınırlıdır.



Şekil 3.5 Farklı kanal kestirim hata seviyeleri için giriş gücünün bir fonksiyonu olarak SDINR sonuçları.

Kanal kestirim hatasının hem ZF hem de MRT ön kodlayıcıları için sinyal (S), bozulma (D) ve girişim (I) bileşenleri üzerindeki etkisini ayrı ayrı değerlendirmek adına, önceki bölümde türetilen analitik sonuçları kullanarak elde edilen değerler Şekil 3.6 ile verilmiştir. Burada eşit olmayan güç dağılımı ile  $\sigma_1^2 = 18.5$  dBm,  $\sigma_2^2 = 34.9$  dBm; böylece 35 dBm giriş gücü kullanılmıştır. ZF için elde edilen sonuçlar yüksek sayıda verici anten

varlığında geçerli olduğu için, değerlerin hesaplanması uzun sürmektedir. Ancak elde edilen sonuçlara göre bozulma gücünün MRT kullanıldığında elde edilen bozulma gücüne eşit olacağı görüldüğünden burada ZF bozulma gücü tekrar hesaplanmamıştır.



Şekil 3.6 Kusurlu kanal kestirime sahip doğrusal olmayan güçlendirilmiş MU-MIMO-OFDM sistemi için kanal kestirim hatasının bir fonksiyonu olarak analitik sonuçlar.

Burada ilk olarak artan kanal kestirim hatası ile düşen sinyal seviyesi dikkat çekmektedir. Bu durumu matematiksel olarak incelemek için (73) göz önüne alınarak, sinyal gücü ifadesi



açık şekilde yazılırsa,

$$\begin{aligned}
Psig_{k_0,q} &= 2\sigma_q^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^T \underline{\alpha} \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^c \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^{cH} \underline{\alpha}^H \mathbf{H}_{k_0,q}^* \\
&= 2\sigma_q^2 \alpha^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^T \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^c \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^{cH} \mathbf{H}_{k_0,q}^* \\
&= \frac{2\sigma_q^2 \alpha^2}{\gamma_{k_0}^2} |\mathbf{H}_{k_0,q}^T \hat{\mathbf{W}}_{k_0,q}^c|^2 \\
&= \frac{2\sigma_q^2 \alpha^2}{\gamma_{k_0}^2} |\mathbf{H}_{k_0,q}^T (\sqrt{1-e^2} \mathbf{H}_{k_0,q}^* + e \mathbf{v}_{k_0,q}^*)|^2 \\
&= \frac{2\sigma_q^2 \alpha^2}{\gamma_{k_0}^2} \left| \sqrt{1-e^2} \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^2 + e \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,q}^* \right|^2 \\
&= \frac{2\sigma_q^2 \alpha^2}{\gamma_{k_0}^2} (\sqrt{1-e^2} \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^2 + e \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,q}^*) (\sqrt{1-e^2} \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^2 + e \mathbf{H}_{k_0,q}^H \mathbf{v}_{k_0,q}) \\
&= \frac{2\sigma_q^2 \alpha^2}{\gamma_{k_0}^2} ((1-e^2) \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^4 + e^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,q}^* \mathbf{v}_{k_0,q}^T \mathbf{H}_{k_0,q}^* \\
&\quad + e\sqrt{1-e^2} \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,q}^* + e\sqrt{1-e^2} \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^H \mathbf{v}_{k_0,q}), \quad (106)
\end{aligned}$$

eşitliği elde edilir. Böylece

$$\begin{aligned}
Psig_{k_0,q} &= \frac{2\sigma_q^2 \alpha^2}{\gamma_{k_0}^2} ((1-e^2) \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^4 + e^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,q}^* \mathbf{v}_{k_0,q}^T \mathbf{H}_{k_0,q}^* \\
&\quad + e\sqrt{1-e^2} \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^T \mathbf{v}_{k_0,q}^* + e\sqrt{1-e^2} \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^2 \mathbf{H}_{k_0,q}^H \mathbf{v}_{k_0,q}), \quad (107)
\end{aligned}$$

bulunur. Şekildeki değerler elde edilirken ellişer kanal üzerinden ortalama alınmıştır. Dolayısıyla kanalların istatistiksel özellikleri göz önünde bulundurulduğunda (107) ifadesinde eşitliğin sağ tarafındaki son iki terim sıfıra eşit olacaktır. Kanal kestirim hatasının istatistiksel özellikleri göz önünde bulundurulduğunda ise kanallar üzerinden ortalaması alınan sinyal gücü ifadesi

$$\begin{aligned}
\tilde{P}sig_{k_0,q} &= \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ Psig_{k_0,q} \right\} \\
&= \frac{2\sigma_q^2 \alpha^2}{\gamma_{k_0}^2} ((1-e^2) \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^4 + e^2 \|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^2), \quad (108)
\end{aligned}$$

haline gelir.  $\|\mathbf{H}_{k_0,q}\|^4$  terimi  $(1-e^2)$  katsayısına sahip olduğu için grafikte gösterilen sinyal

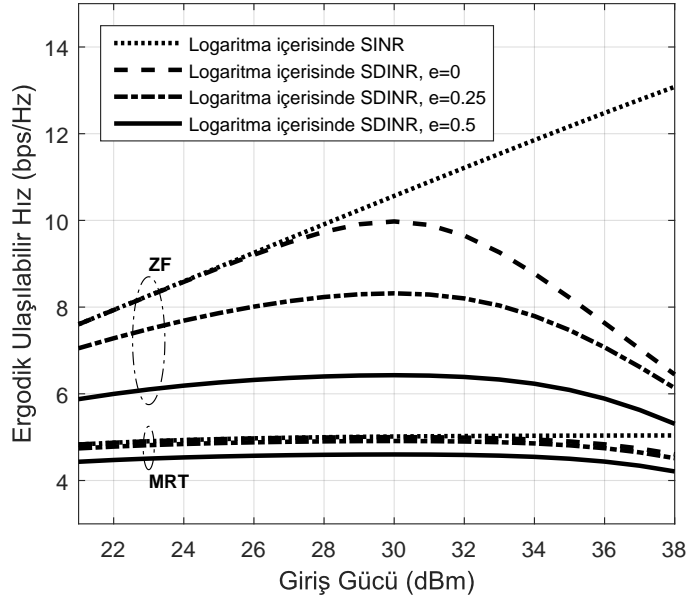
bileşeni artan kanal kestirim hatası ile beraber azalmaktadır. Bozulma gücündeki azalmaya ise bir önceki bölümde değinilmişti.

Girişim gücü incelendiğinde ise, ZF ön kodlayıcısı kullanıldığı takdirde kanal kestirim hatasının girişim gücü üzerindeki etkisinin büyük olduğunu görülmektedir. Buna karşılık, MRT ön kodlayıcısı kullanıldığı takdirde kanal kestirim hatasının girişim gücü üzerindeki etkisi sınırlıdır. Nasıl ki  $\mathbf{H}_{k,q}^T$  ve  $\hat{\mathbf{W}}_k$  arasına ölçek çarpan matrisi girdiğinde ZF ön kodlayıcıda çok kullanıcı girişimi gözlenmeye başlıyorsa [23], kanal kestirim hatası da benzer şekilde çok kullanıcı girişimine neden olmaktadır. Bu durum, kanal ve ön kodlayıcı arasındaki dikliğin bozulması ile meydana gelmektedir.

Şekil 3.7 eşit güç dağılımına ve  $N_0 = 33$  dBm gürültü gücü değerine sahip iki kullanıcı için ZF ve MRT ön kodlayıcılar kullanıldığında kanal kestirim hatasının ulaşılabilir hız açısından etkisini göstermektedir. Burada da ZF ön kodlanmış sistemin kanal kestirim hatasından daha fazla etkilendiği görülmektedir. Ek olarak, kanal kestirim hatasının sistemin çalışacağı optimum giriş gücü değerini de etkilediği görülebilir. Artan kanal kestirim hatası ile beraber sistemin optimum performans vereceği giriş gücü değerleri daha geniş bir aralıkta yer almaya başlamıştır.

Şekil 3.8 eşit dağıtılan 33 dBm giriş gücü ve  $N_0 = 33$  dBm gürültü gücü değerine sahip iki kullanıcı için MRT ön kodlayıcı kullanıldığında kanal kestirim hatasının tüm kullanıcılar için toplam ulaşılabilir hız açısından etkisini kullanıcı sayısına bağlı olarak göstermektedir. Kanal kestirim hatası arttıkça, kullanıcı sayısı artışının toplam ulaşılabilir hızı daha yavaş artırmaya başladığı görülmektedir. Şekil 3.9 ise aynı yapıda eşit dağıtılan 38 dBm giriş gücü için elde edilmiştir.

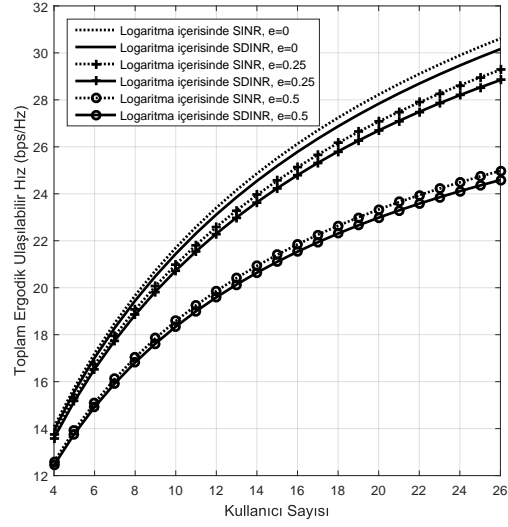
Şekil 3.10 eşit güç dağılımına ve  $N_0 = 33$  dBm gürültü gücü değerine sahip iki kullanıcı için ZF ön kodlayıcı kullanıldığında kanal kestirim hatasının tüm kullanıcılar için toplam ulaşılabilir hız açısından etkisini kullanıcı sayısı açısından göstermektedir. Bu grafik ile ZF ön kodlayıcı kullanıldığında kanal kestirim hatasının kullanıcı sayısı açısından toplam ulaşılabilir hıza etkisinin büyük olduğu görülmektedir. Şekil 3.11 ise aynı durumda kullanıcı başına düşen ulaşılabilir hızı göstermektedir.



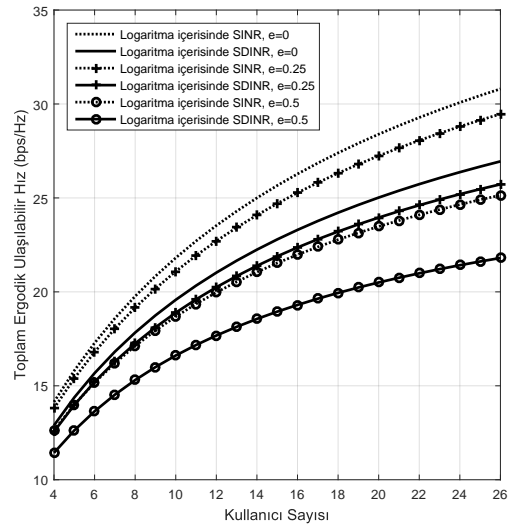
Şekil 3.7 Farklı kanal kestirim hatalarında giriş gücünün bir fonksiyonu olarak ergodik ulaşılabilir hız sonuçları.

ZF ön kodlayıcı çok kullanıcı girişimini önleyecek şekilde tasarlanır. Bunu yapmak için ön kodlayıcı kanalların çarpmaya göre tersi alınarak oluşturulur. Ancak kanal kestirim hatası bu işlemin başarılı bir şekilde gerçekleştirilmesine engel olur. Bu durum (105) ile verilen eşitlik sonucu ortaya çıkmaktadır. ZF ön kodlayıcı kullanıldığında normalde görülmemesi gereken çok kullanıcı girişimi kanal kestirim hatasıyla beraber ortaya çıkar ve sistem performansını doğrudan etkiler. Grafik, kanal kestirim hatası arttıkça güç yükseltici etkisine baskın olmaya başladığını göstermektedir.  $e = 0.6$  olduğu durumda güç yükselticini doğrusal bölgede çalıştırmanın toplam ulaşılabilir hızı artırmadığı görülmektedir.

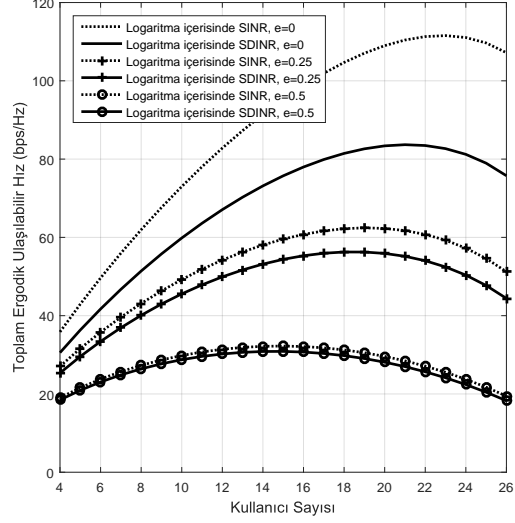
Böylece tüm sonuçlar ZF ön kodlayıcının kanal kestirim hatalarına karşı yüksek hassasiyet gösterdiğini ortaya koymaktadır.



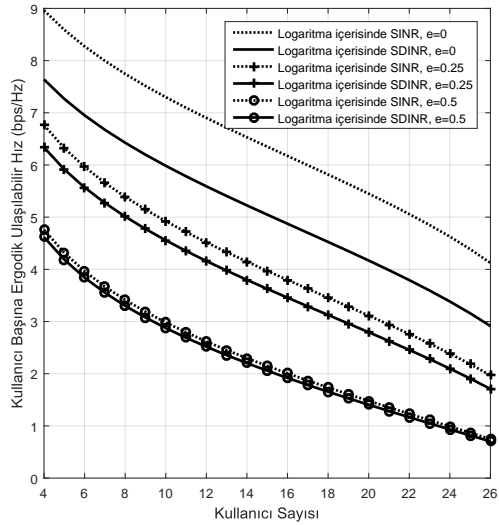
Şekil 3.8 MRT ön kodlanmış sistemde, farklı kanal kestirim hata seviyeleri için kullanıcı sayısının bir fonksiyonu olarak alt taşıyıcı başına toplam ergodik ulaşılabilir hız sonuçları (33 dBm giriş gücü için).



Şekil 3.9 MRT ön kodlanmış sistemde, farklı kanal kestirim hata seviyeleri için kullanıcı sayısının bir fonksiyonu olarak alt taşıyıcı başına toplam ergodik ulaşılabilir hız sonuçları (38 dBm giriş gücü için).



Şekil 3.10 ZF ön kodlanmış sistemde, farklı kanal kestirim hata seviyeleri için kullanıcı sayısının bir fonksiyonu olarak alt taşıyıcı başına toplam ergodik ulaşılabilir hız sonuçları.



Şekil 3.11 ZF ön kodlanmış sistemde, farklı kanal kestirim hata seviyeleri için kullanıcı sayısının bir fonksiyonu olarak alt taşıyıcı ve kullanıcı başına ergodik ulaşılabilir hız sonuçları.

## 4. SONUÇ VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Sunulan tez çalışmasında elde edilen sonuçlar iki temel başlıkta özetlenmiştir. Bu kapsamda ilk önce MU-MIMO-FBMC sistemler doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteci etkisi altında incelenmiştir. Daha sonra MU-MIMO-OFDM sistemler kanal kestirim hatası ve doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteci etkisi altında incelenmiştir.

Bu doğrultuda ilk olarak gelecek nesil iletişim sistemleri için aday bir yöntem olan FBMC, MU-MIMO yapısı içerisinde incelenmiştir. MU-MIMO-FBMC sistemlerin aşağı bağlantı iletiminde doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteci etkisi analiz edilmiştir.

OFDM'den farklı olarak FBMC'de taşıyıcılar arası diklik gerçel uzayda sağlandığından alınan sembol elde edilirken alıcıda sanal kısmı atma işlemi yapılmaktadır. Sanal kısmı atma işleminden sonra alınan sembolün içerisindeki sinyal, bozulma, girişim ve gürültü terimleri türetilmiştir.

Türetilen terimlerin gücünü hesaplayarak analitik SDINR ifadesi elde edilmiştir. Elde edilen ifade simülasyonlar ile doğrulanmıştır. Daha sonra güç yükselteci kaynaklı doğrusal olmayan etkileri bertaraf etmek için kullanılan yöntemlerden biri olan DPD'yi kullanarak simülasyonlar yapılmış, böylece DPD kullanıldığı durumlarda elde edilecek SDINR kazancı hakkında fikir sahibi olunmuştur. Farklı güçler tahsis edilmiş iki kullanıcıdan, büyük miktarda güç tahsis edilen kullanıcının DPD sayesinde 5 dB'ye varan kazanç elde ettiği görülmüştür. Bu sayede DPD kullanılmayan koşullarda güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışmasının sistem üzerinde ciddi etkilere sebep olduğu kanıtlanmıştır.

Sinyal, bozulma ve girişim güçleri giriş gücünün fonksiyonu olarak hesaplandığında, düşük giriş güçlerinde her ne kadar ZF ön kodlanmış sistemde girişim gücü MRT ön kodlanmış sisteme kıyasla daha az olsa da artan giriş gücü ile beraber girişim gücünün ZF ön kodlanmış sistemde daha hızlı arttığı görülmüştür.

FBMC ve OFDM tabanlı sistemlerin MU-MIMO yapısı içerisinde doğrusal olmayan güç yükselteci etkisi altında benzer SDINR değerlerine sahip olduğu görülmüştür. Bu durum hem

analitik sonuçlar ile hem de simülasyonlar ile gösterilmiştir. Ek olarak, ergodik ulaşılabilir hız analizi yapıldığında sonuçların, belirli koşullar altında, OFDM'ye ait sonuçlara eşit olduğu gösterilmiştir. Bu sonuçlar, FBMC'nin ek avantajları göz önüne alındığında, gelecekteki kablosuz iletişim için hala önemli bir aday olduğunu işaret eder niteliktedir.

İkinci olarak literatürde doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçlerine sahip MU-MIMO-OFDM sistemler için türetilen analitik SDINR ifadesinin kanal kesitirim hatası da göz önünde bulundurularak genişletilmesi amaçlanmıştır. Bunun için öncelikle güç yükselteçlerinin giriş sinyalleri arasındaki ilintiyi gösteren fonksiyonun içerdiği beklenen değer ifadesi kanal kesitirim hatasını da içerecek şekilde türetilmiştir. Elde edilen analitik ifadeler simülasyonlar ile doğrulanmış, SDINR değeri hesaplarken kullanılması açısından sakınca olmadığı gösterilmiştir.

Daha sonra bu ifadeleri kullanarak hem kanal kestirim hatası hem de doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçleri içeren MU-MIMO-OFDM sistemi için analitik SDINR ifadesi türetilmiştir. Hem MRT hem de ZF ön kodlanmış sistem için elde edilen analitik SDINR ifadesi simülasyonlar ile doğrulanmıştır.

Türetilen SDINR ifadesini kullanarak doğrusal ön kodlanmış sistemin farklı kanal kestirim hatası büyüklükleri ile sinyal, bozulma ve girişim güçleri hesaplanmıştır. MRT yönteminde kanal kesitirim hatasının girişim gücü üzerinde kayda değer bir etkisinin olmadığı, ZF yönteminde ise girişim gücünün kanal kestirim hatası ile arttığı gözlenmiştir.

Daha sonra ZF ve MRT yöntemleri ile ön kodlanmış sistemin SDINR değerleri aynı anda hem farklı kanal kestirim hatası hem de giriş gücü değerleri için hesaplanmıştır. ZF ön kodlanmış sistem için kanal kestirim hatası arttıkça giriş gücü artsa dahi SDINR değerlerindeki artışın kısıtlanmaya başladığı görülmüştür.

Ayrıca hem kanal kestirim hatası hem de doğrusal olmayan bölgede çalışan güç yükselteçleri içeren MU-MIMO-OFDM sistemi için ergodik ulaşılabilir hızın analitik ifadesi türetilmiştir. Bu ifadeyi kullanarak ZF ve MRT ön kodlanmış sistemin farklı kanal kestirim hatası seviyelerinde giriş gücüne bağlı ulaşılabilir hız değerleri hesaplanmıştır. Elde edilen sonuçlar

kanal kestirim hatasının olmadığı ve güç yükselteçlerinin doğrusal bölgede çalıştığı ideal durum ile karşılaştırılmıştır.

Ulaşılabilir hız için elde edilen ifadeler farklı kanal kestirim hataları için kullanıcı sayısına bağlı değişimi görmek amacıyla kullanılmıştır. Sonuçlar ZF ön kodlanmış sistemde kanal kestirim hatasının optimum kullanıcı sayısını etkilediğini göstermiştir. Kanal kestirim hatası arttıkça sistemden azami performansı almak için belirlenecek kullanıcı sayısının giderek düştüğü görülmüştür. Ek olarak, düşük kanal kestirim hatası seviyeleri için kullanıcı sayısı artsa dahi güç yükseltecinin doğrusal olmayan bölgede çalışmasının ulaşılabilir hızı sınırlayıcı etkisi olduğu belirlenmiştir. Ancak artan kanal kestirim hatası seviyelerinin güç yükseltecinin bu sınırlayıcı etkisini görünmez hale getirdiği görülmüştür.

Sonuçlar her iki bozukluğun ortak etkisinin MU-MIMO-OFDM sistemin performansını ideal sisteme kıyasla önemli ölçüde azalttığını göstermiştir. Bulgular gerçekçi bozucu etkilerin gelişmekte olan çok antenli MIMO teknolojisini nasıl etkilediğine ve sistem tasarımına ilişkin yeni bilgiler vermektedir.

Gelecek çalışmalarda bu türetimler [23] çalışmasında olduğu gibi kanallar arası ilintiyi de içerecek şekilde genişletilebilir. [24] çalışmasında olduğu gibi salınıcı benzeri diğer ideal olmayan sistem bileşenleri de hesaplara dahil edilebilir. [32] çalışmasında olduğu gibi analize birden fazla hücre dahil edilebilir. ZF ve MRT'den farklı ön kodlayıcılar kullanılabilir. Güç yükselteci için daha yüksek dereceli polinom tercih edilebilir, başka bir model kullanılabilir, ek olarak baz istasyonundaki güç yükselteçlerinin hepsinin birbirinden farklı olduğu durumlar çalışabilir. Bussgang teoreminde ölçek çarpanı hesaplanırken kullanılan güç yükseltecinin giriş ve çıkışı arasındaki karşılıklı korelasyon ifadesi, giriş ve çıkışın kuvvetleri arasındaki karşılıklı korelasyon ile hesaplanarak bunun modellerin doğruluğuna etkisi araştırılabilir. OFDM'nin dezavantajlarından biri olan bant dışı yayın gücü FBMC'de oldukça düşüktür. Bu motivasyonla alıcıdaki aradeğerleme (interpolation) ve örnek budama (decimation) işlemleri ile örnekleme sıklığını göz önünde bulundurarak bant dışı bozulmalar daha ayrıntılı incelenebilir. İletişim kanalında frekans seçiciliğin yüksek olduğu durumlar göz önünde bulundurulabilir, iletişim kanalına Doppler etkisi dahil



edilebilir, farklı sönümlenme tipleri kullanılabilir. Semboller farklı modülasyon teknikleri ile elde edilebilir ve bu tekniklerin analiz sonuçlarına etkisi araştırabilir. FBMC için PHYDYAS fonksiyonundan başka fonksiyonlar kullanılabilir, bunlar arasındaki fark incelenebilir. Burada elde edilen sonuçlardan faydalanarak bit veya sembol hata olasılığı terimleri türetilir. Elde edilen analizlerle ilgili ölçeklendirme yasaları (scaling laws) belirlenebilir. Bu tez kapsamında hakkında fikir sahibi olabilmek adına yalnızca simülasyonlar ile araştırılan DPD etkisi analitik olarak da incelenebilir. Kanal kestirim hatası ve güç yükseltici etkisini göz önünde bulundurarak kanal kestirimi esnasında kullanılan pilot sembollerin yerleşimleri düzenlenebilir. FBMC gibi yeni nesil iletişim sistemleri için aday yöntemlerden bir diğeri de dik frekans-zaman uzayı (orthogonal time–frequency space, OTFS) yöntemidir. [103] bu teknolojinin FBMC ile beraber kullanımını göstermiştir. Bu tez kapsamında yapılan analiz, FBMC tabanlı OTFS sistemleri üzerine genişletilebilir. Benzer şekilde yeni nesil sistemler için aday bir diğeri yöntem olan dik olmayan çoklu erişim (non-orthogonal multiple access, NOMA) için de [104, 105] gibi yayınların devamı olacak bir çalışma yapmak adına bu tez çalışmasındaki yaklaşımlar kullanılabilir.

## KAYNAKLAR

- [1] Mehmet Safak. *Digital communications*. John Wiley & Sons, **2017**.
- [2] Jean-Alain Lucciardi, Nathalie Thomas, Marie-Laure Boucheret, Charly Poulliat, and Gilles Mesnager. Trade-off between spectral efficiency increase and papr reduction when using FTN signaling: Impact of non linearities. In *2016 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 1–7. **2016**. doi:10.1109/ICC.2016.7510842.
- [3] Amitava Ghosh, Rapeepat Ratasuk, Bishwarup Mondal, Nitin Mangalvedhe, and Tim Thomas. LTE-advanced: next-generation wireless broadband technology [invited paper]. *IEEE Wireless Communications*, 17(3):10–22, **2010**. doi:10.1109/MWC.2010.5490974.
- [4] WiMAX Forum. Air interface specifications mobile system profile release 2.2, WMF-T23-001-R022v02, **2014**. <http://www.wimaxforum.org/resources/technical-specifications> [Accessed: (December 2023)].
- [5] 3GPP. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA), physical channels and modulation, document TS 36.211, v12.7.0, **2015**. [https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36\\_series/36.211/36211-c70.zip](https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.211/36211-c70.zip) [Accessed: (December 2023)].
- [6] 3GPP. NR; physical channels and modulation (release 15), document TS 38.211, v15.1.0, **2018**. [http://www.3gpp.org/ftp//Specs/archive/38\\_series/38.211/38211-f10.zip](http://www.3gpp.org/ftp//Specs/archive/38_series/38.211/38211-f10.zip) [Accessed: (December 2023)].
- [7] Juho Lee, Mihai Enescu, Asbjørn Grøvlén, and Yu Zhang. Guest editorial: Evolution of 5G NR MIMO standards. *IEEE Communications Standards Magazine*, 6(1):12–12, **2022**. doi:10.1109/MCOMSTD.2022.9762868.

- [8] Hong Yang and Thomas L. Marzetta. Performance of conjugate and zero-forcing beamforming in large-scale antenna systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 31(2):172–179, **2013**. doi:10.1109/JSAC.2013.130206.
- [9] Fredrik Rusek, Daniel Persson, Buon Kiong Lau, Erik G. Larsson, Thomas L. Marzetta, Ove Edfors, and Fredrik Tufvesson. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays. *IEEE Signal Processing Magazine*, 30(1):40–60, **2013**. doi:10.1109/MSP.2011.2178495.
- [10] Sebastian Wagner, Romain Couillet, Mérouane Debbah, and Dirk T. M. Slock. Large system analysis of linear precoding in correlated MISO broadcast channels under limited feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, 58(7):4509–4537, **2012**. doi:10.1109/TIT.2012.2191700.
- [11] SSriram Vishwanath, Nihar Jindal, and Andrea J. Goldsmith. Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(10):2658–2668, **2003**. doi:10.1109/TIT.2003.817421.
- [12] De Mi, Mehrdad Dianati, Sami Muhaidat, and Yan Chen. A novel antenna selection scheme for spatially correlated massive MIMO uplinks with imperfect channel estimation. In *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–6. **2015**. doi:10.1109/VTCSpring.2015.7145629.
- [13] Wanshi Chen, Xingqin Lin, Juho Lee, Antti Toskala, Shu Sun, Carla Fabiana Chiasserini, and Lingjia Liu. 5G-advanced toward 6G: Past, present, and future. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 41(6):1592–1619, **2023**. doi:10.1109/JSAC.2023.3274037.
- [14] Michael J. Gans. The effect of Gaussian error in maximal ratio combiners. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 19(4):492–500, **1971**. doi:10.1109/TCOM.1971.1090666.

- [15] Giorgio Tarrico and Ezio Biglieri. Space-time decoding with imperfect channel estimation. In *Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (IEEE Cat. No.03EX795)*, pages 302–305. **2003**. doi:10.1109/ISSPIT.2003.1341120.
- [16] Yunxia Chen and Chintha Tellambura. Performance analysis of maximum ratio transmission with imperfect channel estimation. *IEEE Communications Letters*, 9(4):322–324, **2005**. doi:10.1109/LCOMM.2005.1413621.
- [17] Tim Schenk. *RF imperfections in high-rate wireless systems: impact and digital compensation*. Springer Science & Business Media, **2008**.
- [18] Jian Qi and Sonia Aissa. On the power amplifier nonlinearity in MIMO transmit beamforming systems. *IEEE Transactions on Communications*, 60(3):876–887, **2012**. doi:10.1109/TCOMM.2012.021712.110006.
- [19] Yaning Zou, Orod Raeesi, Lauri Antilla, Aki Hakkarainen, Joao Vieira, Fredrik Tufvesson, Qimei Cui, and Mikko Valkama. Impact of power amplifier nonlinearities in multi-user massive MIMO downlink. In *2015 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pages 1–7. **2015**. doi:10.1109/GLOCOMW.2015.7414011.
- [20] Parag Aggarwal and Vivek Ashok Bohara. A nonlinear downlink multiuser MIMO-OFDM systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 6(3):414–417, **2017**. doi:10.1109/LWC.2017.2699195.
- [21] Zhou Fang, Kai Kang, Xiliang Luo, and Hua Qian. Performance improvement of multi-user MIMO system in the presence of nonlinear distortion. *Physical Communication*, 31:21–27, **2018**. ISSN 1874-4907. doi:https://doi.org/10.1016/j.phycom.2018.09.005.
- [22] Parag Aggarwal and Vivek Ashok Bohara. Analytical characterization of dual-band multi-user MIMO-OFDM system with nonlinear transmitter

- constraints. *IEEE Transactions on Communications*, 66(10):4536–4549, **2018**. doi:10.1109/TCOMM.2018.2840697.
- [23] Hamidreza Moazzen, Abbas Mohammadi, and Mahdi Majidi. Performance analysis of linear precoded MU-MIMO-OFDM systems with nonlinear power amplifiers and correlated channel. *IEEE Transactions on Communications*, 67(10):6753–6765, **2019**. doi:10.1109/TCOMM.2019.2922197.
- [24] Parag Aggarwal, Anish Pradhan, and Vivek Ashok Bohara. A downlink multiuser MIMO-OFDM system with nonideal oscillators and amplifiers: Characterization and performance analysis. *IEEE Systems Journal*, 15(1):715–726, **2021**. doi:10.1109/JSYST.2020.2997654.
- [25] Umut Kayikci and Emre Aktas. Downlink performance of MU-MIMO-FBMC in power amplifier nonlinearity. *IEEE Wireless Communications Letters*, 13(1):198–202, **2024**. doi:10.1109/LWC.2023.3325190.
- [26] Mohammad Kazemi, Cagri Goken, and Tolga M. Duman. Robust joint precoding/combining design for multiuser MIMO systems with calibration errors. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 22(8):5157–5169, **2023**. doi:10.1109/TWC.2022.3232140.
- [27] Xingchen Fang, Chen Ji, Hekun Shang, and Jisheng Dai. Sparse angular reciprocity learning for massive MIMO channel estimation. *Digital Signal Processing*, 137:104044, **2023**. ISSN 1051-2004. doi:https://doi.org/10.1016/j.dsp.2023.104044.
- [28] Sudhir Kumar Sa and Anoop Kumar Mishra. An uplink cooperative NOMA based on CDRT with hardware impairments and imperfect CSI. *IEEE Systems Journal*, pages 1–11, **2023**. doi:10.1109/JSYST.2023.3275469.
- [29] Vahid Shahiri, Ali Kuhestani, and Lajos Hanzo. Short-Packet Amplify-and-Forward relaying for the Internet-of-Things in the face of imperfect channel estimation and hardware impairments. *IEEE*

- Transactions on Green Communications and Networking*, 6(1):20–36, **2022**. doi:10.1109/TGCN.2021.3092067.
- [30] Xi Zhang, Lei Chen, Jing Qiu, and Javad Abdoli. On the waveform for 5G. *IEEE Communications Magazine*, 54(11):74–80, **2016**. doi:10.1109/MCOM.2016.1600337CM.
- [31] Wenfeng Liu, Da Chen, Stefan Schwarz, Markus Rupp, and Tao Jiang. Preamble power optimization based on intrinsic interference utilization for OQAM/FBMC channel estimation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69(11):13556–13566, **2020**. doi:10.1109/TVT.2020.3030661.
- [32] Prem Singh, Himanshu B. Mishra, Aditya K. Jagannatham, K. Vasudevan, and Lajos Hanzo. Uplink sum-rate and power scaling laws for multi-user massive MIMO-FBMC systems. *IEEE Transactions on Communications*, 68(1):161–176, **2020**. doi:10.1109/TCOMM.2019.2950216.
- [33] Eleftherios Kofidis. Preamble-based estimation of highly frequency selective channels in FBMC/OQAM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 65(7):1855–1868, **2017**. doi:10.1109/TSP.2016.2639465.
- [34] Amir Aminjavaheri, Arman Farhang, Ahmad RezazadehReyhani, and Behrouz Farhang-Boroujeny. Impact of timing and frequency offsets on multicarrier waveform candidates for 5G. In *2015 IEEE Signal Processing and Signal Processing Education Workshop (SP/SPE)*, pages 178–183. **2015**. doi:10.1109/DSP-SPE.2015.7369549.
- [35] Jeffrey G. Andrews, Stefano Buzzi, Wan Choi, Stephen V. Hanly, Angel Lozano, Anthony C. K. Soong, and Jianzhong Charlie Zhang. What will 5G be? *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 32(6):1065–1082, **2014**. doi:10.1109/JSAC.2014.2328098.

- [36] Gerhard Wunder et al. 5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications. *IEEE Communications Magazine*, 52(2):97–105, **2014**. doi:10.1109/MCOM.2014.6736749.
- [37] Maurice Bellanger, D Le Ruyet, D Roviras, M Terré, J Nossek, L Baltar, Q Bai, D Waldhauser, M Renfors, T Ihalainen, et al. Fbmc physical layer: a primer. *PHYDYAS, January*, 25(4):7–10, **2010**.
- [38] Ana I. Pérez-Neira, Màrius Caus, Rostom Zakaria, Didier Le Ruyet, Eleftherios Kofidis, Martin Haardt, Xavier Mestre, and Yao Cheng. MIMO signal processing in offset-QAM based filter bank multicarrier systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 64(21):5733–5762, **2016**. doi:10.1109/TSP.2016.2580535.
- [39] AlaaEddin Loulou, Juha Yli-Kaakinen, and Markku Renfors. Advanced low-complexity multicarrier schemes using fast-convolution processing and circular convolution decomposition. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 67(9):2304–2319, **2019**. doi:10.1109/TSP.2019.2904015.
- [40] Yuhao Qi, Jian Dang, Zaichen Zhang, Liang Wu, and Yongpeng Wu. Efficient channel equalization and performance analysis for uplink FBMC/OQAM-based massive MIMO systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 72(9):11532–11547, **2023**. doi:10.1109/TVT.2023.3263220.
- [41] Samael Sarmiento, Jose A. Altabas, Salvatore Spadaro, and Jose A. Lazaro. Experimental assessment of 10 Gbps 5G multicarrier waveforms for high-layer split U-DWDM-PON-based fronthaul. *Journal of Lightwave Technology*, 37(10):2344–2351, **2019**. doi:10.1109/JLT.2019.2904114.
- [42] Cristina Cano et al. State of the art in power line communications: From the applications to the medium. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 34(7):1935–1952, **2016**. doi:10.1109/JSAC.2016.2566018.

- [43] François Horlin, Jessica Fickers, Philippe Emplit, André Bourdoux, and Jérôme Louveaux. Dual-polarization OFDM-OQAM for communications over optical fibers with coherent detection. *Opt. Express*, 21(5):6409–6421, **2013**. doi:10.1364/OE.21.006409.
- [44] Sun-Young Jung, Soo-Min Kang, Sang-Min Jung, and Sang-Kook Han. AMO-FBMC based rof transmission for efficient wired/wireless converged optical networks. In *Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMP) 2014 International Topical Meeting on*, pages 215–217. **2014**. doi:10.1109/MWP.2014.6994534.
- [45] Jérémy Nadal, Charbel Abdel Nour, and Amer Baghdadi. Design and evaluation of a novel short prototype filter for FBMC/OQAM modulation. *IEEE Access*, 6:19610–19625, **2018**. doi:10.1109/ACCESS.2018.2818883.
- [46] Jérémy Nadal, François Leduc-Primeau, Charbel Abdel Nour, and Amer Baghdadi. Overlap-save FBMC receivers. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(8):5307–5320, **2020**. doi:10.1109/TWC.2020.2991995.
- [47] Ronald Nissel, Stefan Schwarz, and Markus Rupp. Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 35(8):1768–1782, **2017**. doi:10.1109/JSAC.2017.2710022.
- [48] Behrouz Farhang-Boroujeny. Filter bank multicarrier modulation: A waveform candidate for 5G and beyond. *Advances in Electrical Engineering*, 2014, **2014**. doi:10.1155/2014/482805.
- [49] Prem Singh, Himanshu B. Mishra, Aditya K. Jagannatham, and K. Vasudevan. Semi-blind, training, and data-aided channel estimation schemes for MIMO-FBMC-OQAM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 67(18):4668–4682, **2019**. doi:10.1109/TSP.2019.2925607.



- [50] Fatima Hamdar, Jeremy Nadal, Charbel Abdel Nour, and Amer Baghdadi. Overlap-save FBMC receivers for massive MIMO systems under channel impairments. In *2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference: (VTC2022-Spring)*, pages 1–7. **2022**. doi:10.1109/VTC2022-Spring54318.2022.9860538.
- [51] François Rottenberg, Xavier Mestre, François Horlin, and Jérôme Louveaux. Performance analysis of linear receivers for uplink massive MIMO FBMC-OQAM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(3):830–842, **2018**. doi:10.1109/TSP.2017.2778682.
- [52] Milad Fozooni, Michail Matthaiou, Emil Bjornson, and Trung Q. Duong. Performance limits of MIMO systems with nonlinear power amplifiers. In *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 1–7. **2015**. doi:10.1109/GLOCOM.2015.7417680.
- [53] Hossein Hemesi, Abdolali Abdipour, and Abbas Mohammadi. Analytical modeling of MIMO-OFDM system in the presence of nonlinear power amplifier with memory. *IEEE Transactions on Communications*, 61(1):155–163, **2013**. doi:10.1109/TCOMM.2012.102512.110612.
- [54] Ilia Iofedov and Dov Wulich. MIMO-OFDM with nonlinear power amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*, 63(12):4894–4904, **2015**. doi:10.1109/TCOMM.2015.2494018.
- [55] Lei Yiming, Mairtin O’Droma, and Jin Ye. A practical analysis of performance optimization in OSTBC based nonlinear MIMO-OFDM systems. *IEEE Transactions on Communications*, 62(3):930–938, **2014**. doi:10.1109/TCOMM.2014.010414.130533.
- [56] Rafik Zayani, Hmaied Shaïek, Daniel Roviras, and Yahia Medjahdi. Closed-form BER expression for (QAM or OQAM)-based OFDM system with

- HPA nonlinearity over rayleigh fading channel. *IEEE Wireless Communications Letters*, 4(1):38–41, **2015**. doi:10.1109/LWC.2014.2365023.
- [57] Hmaied Shaiek, Rafik Zayani, Yahia Medjahdi, and Daniel Roviras. Analytical analysis of SER for beyond 5G post-OFDM waveforms in presence of high power amplifiers. *IEEE Access*, 7:29441–29452, **2019**. doi:10.1109/ACCESS.2019.2900977.
- [58] Da Chen, Kai Luo, Wei Peng, and Wei Wang. Low-complexity symbol reconstruction based on direct symbol decision for FBMC-OQAM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 71:4369–4381, **2023**. doi:10.1109/TSP.2023.3328061.
- [59] Xinkun Zheng, Guanghua Liu, Silan Li, and Tao Jiang. Deep learning aided FBMC machine-type communication systems: Design, simulation, and experimental test. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, pages 1–1, **2023**. doi:10.1109/TWC.2023.3328291.
- [60] Xinyu Liu, Xiyun Ge, Hongkun Zhou, Tengjiao He, and Gang Qiao. PAPR reduction for FBMC-OQAM system with laplace based linear companding transform. *IEEE Communications Letters*, pages 1–1, **2023**. doi:10.1109/LCOMM.2023.3335911.
- [61] Yuhao Qi, Jian Dang, Zaichen Zhang, Liang Wu, and Yongpeng Wu. Downlink precoding for cell-free FBMC/OQAM systems with asynchronous reception. *IEEE Communications Letters*, 27(9):2427–2431, **2023**. doi:10.1109/LCOMM.2023.3294221.
- [62] Dahmane Rebouh, Ahmed Bouzidi Djebbar, and Mokhtar Besseghier. Blind joint CFO and STO estimation for FBMC/OQAM systems. *IEEE Communications Letters*, 27(9):2422–2426, **2023**. doi:10.1109/LCOMM.2023.3293392.

- [63] De Mi, Mehrdad Dianati, Lei Zhang, Sami Muhaidat, and Rahim Tafazolli. Massive MIMO performance with imperfect channel reciprocity and channel estimation error. *IEEE Transactions on Communications*, 65(9):3734–3749, **2017**. doi:10.1109/TCOMM.2017.2676088.
- [64] R. W. Chang. High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals. *Bell Sys. Tech. J*, 45(10):1775–1796, **1966**.
- [65] Behrouz Farhang-Boroujeny and ChungHim Yuen. Cosine modulated and offset QAM filter bank multicarrier techniques: a continuous-time prospect. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010:1–16, **2010**.
- [66] Parishwad P Vaidyanathan. *Multirate systems and filter banks*. Pearson Education India, **2006**.
- [67] Giovanni Cherubini, Evangelos Eleftheriou, and Sedat Olcer. Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(5):1016–1028, **2002**. doi:10.1109/JSAC.2002.1007382.
- [68] Burton Saltzberg. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 15(6):805–811, **1967**. doi:10.1109/TCOM.1967.1089674.
- [69] Norbert J. Fliege. Modified DFT polyphase SBC filter banks with almost perfect reconstruction. In *Proceedings of ICASSP '94. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, volume iii, pages III/149–III/152 vol.3. **1994**. doi:10.1109/ICASSP.1994.390068.
- [70] Maurice Bellanger and Jacques L. Daguët. TDM-FDM transmultiplexer: Digital polyphase and FFT. *IEEE Transactions on Communications*, 22(9):1199–1205, **1974**. doi:10.1109/TCOM.1974.1092391.

- [71] Botaro Hirosaki. An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, 29(7):982–989, **1981**. doi:10.1109/TCOM.1981.1095093.
- [72] Bernard Le Floch, Michel Alard, and Claude Berrou. Coded orthogonal frequency division multiplex [TV broadcasting]. *Proceedings of the IEEE*, 83(6):982–996, **1995**. doi:10.1109/5.387096.
- [73] Umut Kayıkcı. FBMC’de iç-girişim ve öncül tabanlı kanal kestirimi. *Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Hacettepe Üniversitesi*, **2017**.
- [74] Pierre Siohan, Cyrille Siclet, and Nicolas Lacaille. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(5):1170–1183, **2002**. doi:10.1109/78.995073.
- [75] Christian Roche and Pierre Siohan. A family of extended Gaussian functions with a nearly optimal localization property. In *Multi-carrier spread-spectrum*, pages 179–186. Springer, **1997**.
- [76] Behrouz Farhang-Boroujeny. OFDM versus filter bank multicarrier. *IEEE Signal Processing Magazine*, 28(3):92–112, **2011**. doi:10.1109/MSP.2011.940267.
- [77] You Xu, Zhongxiu Feng, Jing Zou, Dejin Kong, Yu Xin, and Tao Jiang. An imaginary interference-free method for MIMO precoding in FBMC/OQAM systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 67(3):642–650, **2021**. doi:10.1109/TBC.2021.3051528.
- [78] Ali Soltani Tehrani, Haiying Cao, Sepideh Afsardoost, Thomas Eriksson, Magnus Isaksson, and Christian Fager. A comparative analysis of the complexity/accuracy tradeoff in power amplifier behavioral models. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(6):1510–1520, **2010**. doi:10.1109/TMTT.2010.2047920.

- [79] Paolo Banelli. Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(2):284–293, **2003**. doi:10.1109/TWC.2003.808969.
- [80] Julian Jakob Bussgang. Crosscorrelation functions of amplitude-distorted Gaussian signals. *Research Laboratory of Electronics, Massachusetts Institute of Technology*, **1952**.
- [81] Robert Price. A useful theorem for nonlinear devices having Gaussian inputs. *IRE Transactions on Information Theory*, 4(2):69–72, **1958**.
- [82] H. E. Rowe. Memoryless nonlinearities with Gaussian inputs: Elementary results. *The Bell System Technical Journal*, 61(7):1519–1525, **1982**. doi:10.1002/j.1538-7305.1982.tb04356.x.
- [83] Ozlem Tugfe Demir and Emil Bjornson. The Bussgang decomposition of nonlinear systems: Basic theory and MIMO extensions [lecture notes]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 38(1):131–136, **2021**. doi:10.1109/MSP.2020.3025538.
- [84] John B. Minkoff. The role of AM-to-PM conversion in memoryless nonlinear systems. *IEEE Transactions on Communications*, 33(2):139–144, **1985**. doi:10.1109/TCOM.1985.1096262.
- [85] Davide Dardari, Velio Tralli, and Alessandro Vaccari. A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in ofdm systems. *IEEE Transactions on Communications*, 48(10):1755–1764, **2000**. doi:10.1109/26.871400.
- [86] Wenfeng Liu, Stefan Schwarz, Markus Rupp, and Tao Jiang. Pairs of pilots design for preamble-based channel estimation in OQAM/FBMC systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 10(3):488–492, **2021**. doi:10.1109/LWC.2020.3035388.

- [87] Dominique Lacroix and Javaudin Jean-Philippe. A new channel estimation method for OFDM/OQAM. *7th International OFDM-Workshop*, **2002**.
- [88] Dinh-Thuy Phan-Huy, Pierre Siohan, and Maryline H elard. "Make-It-Real" precoders for MIMO OFDM/OQAM without inter carrier interference. In *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 3920–3924. **2013**. doi:10.1109/GLOCOM.2013.6831685.
- [89] Erik G. Larsson and Peter Stoica. *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*. Cambridge Univ. Press, Cambridge, U.K., **2008**.
- [90] Bernard Picinbono. On circularity. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(12):3473–3482, **1994**. doi:10.1109/78.340781.
- [91] David R. Brillinger. *Time Series: Data Analysis and Theory*. SIAM: Society for Industrial and Applied Mathematics, San Francisco, USA, **1981**.
- [92] G. Tong Zhou and Raviv Raich. Spectral analysis of polynomial nonlinearity with applications to RF power amplifiers. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, **2004**. doi:10.1155/S1110865704312114.
- [93] Ahmad Rezazadeh Reyhani and Behrouz Farhang-Boroujeny. An analytical study of circularly pulse-shaped FBMC-OQAM waveforms. *IEEE Signal Processing Letters*, 24(10):1503–1506, **2017**. doi:10.1109/LSP.2017.2738620.
- [94] Meysam Sadeghi, Luca Sanguinetti, Romain Couillet, and Chau Yuen. Large system analysis of power normalization techniques in massive MIMO. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(10):9005–9017, **2017**. doi:10.1109/TVT.2017.2704112.
- [95] Taesang Yoo and A. Goldsmith. Capacity and power allocation for fading MIMO channels with channel estimation error. *IEEE Transactions on Information Theory*, 52(5):2203–2214, **2006**. doi:10.1109/TIT.2006.872984.

- [96] Behrang Nosrat-Makouei, Jeffrey G. Andrews, and Robert W. Heath. MIMO interference alignment over correlated channels with imperfect CSI. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 59(6):2783–2794, **2011**. doi:10.1109/TSP.2011.2124458.
- [97] Cheng Wang, Edward K.S. Au, Ross D. Murch, Wai Ho Mow, Roger S. Cheng, and Vincent Lau. On the performance of the MIMO zero-forcing receiver in the presence of channel estimation error. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(3):805–810, **2007**. doi:10.1109/TWC.2007.05384.
- [98] Peter B. Kennington. *High Linearity RF Amplifiers Design*. Artech House, **2000**.
- [99] Markus A. Dangel, Christian Sgraja, and Jurgen Lindner. An improved block equalization scheme for uncertain channel estimation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(1):146–156, **2007**. doi:10.1109/TWC.2007.04816.
- [100] Hao Wei, Dongming Wang, Huiling Zhu, Jiangzhou Wang, Shaohui Sun, and Xiaohu You. Mutual coupling calibration for multiuser massive MIMO systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 15(1):606–619, **2016**. doi:10.1109/TWC.2015.2476467.
- [101] Adam Girycki, Md Arifur Rahman, Evgenii Vinogradov, and Sofie Pollin. Learning-based precoding-aware radio resource scheduling for cell-free mMIMO networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, pages 1–1, **2023**. doi:10.1109/TWC.2023.3323152.
- [102] Muriel Medard. The effect upon channel capacity in wireless communications of perfect and imperfect knowledge of the channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(3):933–946, **2000**. doi:10.1109/18.841172.
- [103] Seyed Mahmoud Pishvaei, Behzad Mozaffari Tazehkand, and Jafar Pourrostam. Design and performance evaluation of FBMC-based orthogonal time–frequency

space (OTFS) system. *Physical Communication*, 53:101723, **2022**. ISSN 1874-4907. doi:<https://doi.org/10.1016/j.phycom.2022.101723>.

[104] Oussama Ben Haj Belkacem, Mohamed Lassaad Ammari, and Rui Dinis. Performance analysis of NOMA in 5G systems with HPA nonlinearities. *IEEE Access*, 8:158327–158334, **2020**. doi:10.1109/ACCESS.2020.3020372.

[105] Mesut Toka and Oğuz Kucur. Performance of MRT/RAS MIMO-NOMA with residual hardware impairments. *IEEE Wireless Communications Letters*, 10(5):1071–1074, **2021**. doi:10.1109/LWC.2021.3057432.



### **Tezden Türetilmiş Yayınlar**

Umut Kayikci and Emre Aktas, "Downlink Performance of MU-MIMO-FBMC in Power Amplifier Nonlinearity," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 13, no. 1, pp. 198-202, Jan. **2024**, doi: 10.1109/LWC.2023.3325190.