

**T.C.  
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GENİŞ BANT KARIŞTIRMA DURUMUNDA OTFS-İM  
SİSTEMLERİN BER PERFORMANSININ ARAŞTIRILMASI**

**Hazırlayan**

**Hussam ALSALAMEH**

**Danışman**

**Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

**Yüksek Lisans Tezi**

**Temmuz 2024**

**KAYSERİ**



**T.C.  
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GENİŞ BANT KARIŞTIRMA DURUMUNDA OTFS-İM  
SİSTEMLERİN BER PERFORMANSININ ARAŞTIRILMASI**

**(Yüksek Lisans Tezi)**

**Hazırlayan  
Hussam ALSALAMEH**

**Danışman  
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

**Bu çalışma, Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi  
tarafından FYL-2023-13433 kodlu proje ile desteklenmiştir.**

**Temmuz 2024  
KAYSERİ**

## BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

Hussam ALSALAMEH

İmza

**“Geniş Bant Karıştırma Durumunda OTFS-IM Sistemlerin BER Performansının Araştırılması”** adlı Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ ne uygun olarak hazırlanmıştır.

**Hazırlayan**

Hussam ALSALAMEH

İmza

**Danışman**

Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

İmza

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı**

Prof. Dr. Enis GÜNAY

İmza

## TEŞEKKÜR

Tez alıŐma konumun belirlenmesinde, araştırma aşamasında ve tamamlanmasında her tÜrlÜ yardımı ve fedakârlığı sağlayan değerli danışman hocam Sayın Prof. Dr. İbrahim DEVELİ' ye ayırdığı zaman ve sağladığı destek için minnettarım.

Çalışma süresince desteklerini esirgemeyen, çalıŐmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan ArŐ. Gör. BÜŐra KARAHAN'a teşekkür ederim.

Bu tez çalıŐmasına maddi destek veren Erciyes Üniöersitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (FYL-2023-13433) teşekkür ederim.

Ayrıca; öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi destekleriyle daima yanımda olan aileme teŐekkürü bir borç bilirim.

Hussam ALSALAMEH

Temmuz 2024, KAYSERİ

# Geniş Bant Karıştırma Durumunda OTFS-IM Sistemlerin BER Performansının Araştırılması

Hussam ALSALAMEH  
Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü  
Yüksek Lisans Tezi, Temmuz 2024  
Danışman: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

## ÖZET

Son yıllarda teknolojik gelişmeler veri trafiğini önemli ölçüde artırmış ve artan veri hızı taleplerini karşılamak için gelişmiş iletişim tekniklerini gerekli kılmıştır. Bu tekniklerden biri olan İndis Modülasyonlu Ortogonal Zaman Frekans Alanı (OTFS-IM), 5G ve sonrası iletişim sistemlerinde potansiyel kullanımı nedeniyle önemli bir ilgi görmektedir. Kablosuz iletişimdeki kritik zorluklardan biri, sinyal performansını ciddi şekilde bozabilen geniş bant paraziti, yani Geniş Bant Karıştırma (BJ) olarak bilinir. OTFS-IM sistemlerinin BJ'ye nasıl tepki verdiğini anlamak ve farklı koşullar altında bit hata oranı (BER) performanslarını analiz etmek, iletişim güvenilirliğini artırmak için önemlidir.

Bu tez, farklı SJR seviyeleri ve algılama teknikleri kullanarak toplanabilir beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) ve BJ etkileri altında BPSK modülasyonu ile OTFS-IM sisteminin BER performansını araştırmaktadır. Analiz, Dalı Gecikme Hattı (TDL) kanal modeli içinde aynı BJ koşulları altında OFDM-IM ve klasik OTFS sistemleri ile karşılaştırmalı bir değerlendirmeyi içermektedir. Sonuçlar; OTFS-IM'in, özellikle yüksek SJR seviyelerinde BER performansında sürekli olarak geleneksel sistemlerden daha iyi performans gösterdiğini göstermektedir. Ayrıca çalışma, verici ve alıcıdaki Donanımsal Hataların (HWI'ler) OTFS-IM performansı üzerindeki etkisini analiz ederek, SNR ve bozulma seviyeleri değiştiğinde Ortalama Bit Hata Oranı (ABER)'in ideal olmayan verici/alıcılarla arttığını göstermektedir. Ana bulgular; Maksimum Olabilirlik (ML), Log-Olabilirlik Oranı (LLR) ve Greedy dedektörleri ile yakın ABER başarımlarının sağlandığını göstermiştir. Sonuçlar ayrıca; LLR ve Greedy dedektörlerinin, ML'ye göre daha yüksek hesap karmaşıklığı oluşturduğunu ortaya koymuştur.

**Anahtar Kelimeler:** 5G, OFDM, OTFS, indis modülasyonu, Geniş Bant Karıştırma, Donanımsal Hatalar.

# **BER PERFORMANCE ANALYSIS OF OTFS-IM SYSTEMS UNDER BARRAGE JAMMING**

**Hussam ALSALAMEH**

**Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences**

**Master Thesis, July 2024**

**Supervisor: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

## **ABSTRACT**

In recent years, technological advancements have significantly increased data traffic and necessitated advanced communication techniques to meet the growing demands for higher data rates. One of these techniques, Index Modulation Orthogonal Time Frequency Space (OTFS-IM), has garnered significant interest due to its potential use in 5G and beyond communication systems. One of the critical challenges in wireless communication is wideband interference, known as Barrage Jamming (BJ), which can severely degrade signal performance. Understanding how OTFS-IM systems respond to BJ and analyzing their Bit Error Rate (BER) performance under different conditions is important for enhancing communication reliability.

This thesis investigates the BER performance of the OTFS-IM system with BPSK modulation under the effects of Additive White Gaussian Noise (AWGN) and Broadband Jamming (BJ) using different SJR levels and detection techniques. The analysis includes a comparative evaluation with OFDM-IM and traditional OTFS systems under the same BJ conditions within a Tapped Delay Line (TDL) channel model. The results indicate that OTFS-IM consistently outperforms traditional systems in BER performance, especially at high SJR levels. Additionally, the study analyzes the impact of Hardware Impairments (HWIs) at the transmitter and receiver on OTFS-IM performance, showing that as SNR and distortion levels vary, the Average Bit Error Rate (ABER) increases with non-ideal transmitters/receivers. The main findings demonstrate that near ABER performances are achieved with Maximum Likelihood (ML), Log-Likelihood Ratio (LLR), and Greedy detectors. The results also reveal that the LLR and Greedy detectors exhibit higher computational complexity compared to ML.

**Keywords:** 5G, OFDM, OTFS, Index Modulation, Barrage Jamming, Hardware Impairments.

## İÇİNDEKİLER

### GENİŞ BANT KARIŞTIRMA DURUMUNDA OTFS-İM SİSTEMLERİN BER PERFORMANSININ ARAŞTIRILMASI

YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	iii
KABUL VE ONAY .....	iv
TEŞEKKÜR.....	v
ÖZET .....	vi
ABSTRACT.....	vii
İÇİNDEKİLER .....	viii
KISALTMALAR .....	xi
TABLOLAR LİSTESİ.....	xiv
ŞEKİLLER LİSTESİ .....	xv
GİRİŞ .....	1

## 1. BÖLÜM

### GENEL BİLGİLER

1.1 5G ve 6G İletişim Sistemleri.....	4
1.1.1. 1G'den 4G'ye: Temellerin Atılması .....	5
1.1.2. 5G'nin Gelişi.....	7
1.1.3. Teknolojik Gelişmeler ve Yetenekler .....	8
1.1.4 Uygulamalar ve Sektörel Etki.....	9
1.1.5 Zorluklar ve Çözümler .....	9
1.1.6 Çevresel ve Etik Hususlar .....	10
1.1.7 6G'ye Geçiş .....	10
1.1.8 6G Ağları İçin Çoklu Erişim ve Modülasyon Teknikleri.....	12
1.1.8.1 Ortogonal Çoklu Erişim .....	12

1.1.8.2 6G Ağları İçin OFDMA Alternatifleri .....	14
1.2. Tez Çalışmanın Gerekliliği.....	15
1.3. Çalışmanın Amacı ve Önemi.....	15

## 2. BÖLÜM

### YENİ NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN OTFS TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

2.1. OTFS Tekniğinin Detaylı Analizi .....	17
2.2. OTFS İLKELERİ .....	18
2.2.1. Gecikme-Doppler (DD) Alanında Kablosuz Kanallar .....	18
2.2.2. Dalı Gecikme Hattı Modeli .....	21
2.2.3. OTFS Kavramları.....	23
2.2.3.1. Sistem Modeli .....	24
2.2.3.2. OTFS Modülasyonu .....	26
2.2.3.3. Yüksek Hareketlilik Kanalı.....	27
2.2.3.4. OTFS Demodülasyonu.....	27
2.3.Yeni Nesil Kablosuz Ağlar İçin İndis Modülasyon Teknikleri .....	29
2.4. İndis Modülasyonlu OTFS (OTFS-IM) .....	29
2.5. OTFS Veri Algılaması .....	33
2.5.1. ML Algılaması.....	33
2.5.2. Log-Olabilirlik Oranı (LLR) Algılaması .....	34
2.5.3. MMSE Algılaması.....	34
2.5.4. Greedy Algılaması.....	35
2.6. Donanımsal Hatalar .....	35
2.7. Karıştırma Saldırısı Türleri.....	36
2.7.1. Geniş Bant Karıştırma .....	37
2.7.2. Kısmi Bant Karıştırma .....	37
2.7.3. Keyfi Karıştırma .....	37

### 3. BÖLÜM

#### Geniş Bant Karıştırma ve Donanımsal Hata ETKİSİNDEKİ OTFS-IM Sistemlerinin Analizi

3.1. Geniş Bant Karıştırma Durumunda Kablosuz İletişim Sistemlerinin Tarihçesi ve Evrimi .....	38
3.2. Donanımsal Hatalar Altında Kablosuz İletişim Sistemlerinin Tarihçesi ve Evrimi.....	39
3.3. Geniş Bant Karıştırma Durumunda OTFS-IM Analizi .....	39
3.3.1 BJ Durumunda OTFS-IM için Dedektörler.....	40
3.4. HWI'ler Altında OTFS-IM Analizi.....	41
3.3.1 HWI'ler Altında OTFS-IM Sisteminde Kullanılan Dedektörler .....	42

### 4. Bölüm

Simülasyon Sonuçları .....	44
----------------------------	----

### 5. BÖLÜM

#### TARTIŞMA-SONUÇ ve ÖNERİLER

KAYNAKÇA .....	54
ÖZGEÇMİŞ.....	64

## KISALTMALAR

OTFS:	Ortogonal Zaman Frekans Alanı
IM:	İndis Modülasyon
BJ:	Geniş Bant Karıştırma
BER:	Bit Hata Oranı
SJR:	Sinyal-Karıştırma Oranı
PBJ:	Kısmi Bant Karıştırması
LS:	En Küçük Kareler
LMMSE:	En Küçük Kareler ve Lineer Minimum Ortalama Kare Hatası.
AJ:	Keyfi Karıştırıcı
AWGN:	Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsü
TDL:	Dallı Gecikme Hattı
HWI:	Donanımsal Hatalar
ABER:	Ortalama Bit Hata Oranı
ML:	Maksimum Olabilirlik
LLR:	Log-Olabilirlik Oranı
SNR:	Sinyal-Gürültü Oranı
PDA:	Kişisel Dijital Asistan
1G:	Birinci Nesil
AMPS:	Gelişmiş Mobil Telefon Sistemi
GSM:	Küresel Mobil İletişim Sistemi
WWWW:	Kablosuz Dünya Çapında Ağı
DAWN:	Dinamik Adhoc Kablosuz Ağ
OFDM:	Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama
Wi-Fi	Kablosuz Bağlantı
MCS	Modülasyon ve Kodlama Şema
SM	Uzaysal Modülasyon
AI	Yapay Zekâ
ML	Makine Öğrenimi
SMS	Kısa Mesaj Servis
MMS	Multimedya Mesajlaşma

WCDMA	Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim
HSPA	Yüksek Hızlı Paket Erişimi
LTE	Uzun Vadeli Evrim
TDD	Zaman Bölmeli Çift Yönlü İletim
FDD	Frekans Bölmeli Çift Yönlü İletim
CoMP	Koordineli Çoklu İletim/Alım
MIMO	Çoklu Giriş Çoklu Çıkış
SME	Operatörler ve Küçük ve Orta Ölçekli İşletme
IoT	Nesnelerin İnterneti
MEC	Çok Erişimli Uç Hesaplama
M2M	Makineden Makineye
AR	Artırılmış Gerçeklik
VR	Sanal Gerçeklik
TI	Dokunsal İnternet
SDN	Yazılım Tanımlı Ağ
V2X	Araçtan Her Şeye
RF	Radyo Frekansı
ITU	Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
EB	Exabayt
mmWave	Milimetre Dalga
THz	Terahertz
RIS	Yapılandırılabilir Akıllı Yüzeyler
IoE	Her Şeyin İnterneti
IBFD	Bant İçi Tam-Dupleks
UL	Uplink
DL	Downlink
ADC	Analogdan Dijitale Dönüştürücü
CSI	Kanal Durumu Bilgisi
OMA	Ortogonal Çoklu Erişim
FDMA	Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
TDMA	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
OFDMA	Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
ICI	Taşıyıcılar Arası Parazit

PAPR	Tepe-Ortalama Güç Oranı
FBMC	Filtre Bankalı Çok Taşıyıcılı
UFMC	Evrensel Filtreli Çok Taşıyıcılı
f-OFDM	Filtrelenmiş OFDM
GFDM	Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoklama
DD	Gecikme-Doppler
TF	Zaman-Frekans
TD	Zaman Alanı
FD	Frekans Alanı
WSS	Geniş Anlamda Durağan
US	İlişkisiz Saçılma
WSSUS	Geniş Anlamda Durağan İlintisiz Saçılım
FIR	Sonlu Darbe Yanıtı
TDMA	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
ISFFT	Ters Semplektik Sonlu Fourier Dönüşümü
FrFT	Ayrık Kesirli Fourier Dönüşümü
ZT	Zak Dönüşümü
DZT	Ayrık Zak Dönüşümü
DFT	Ayrık Fourier Dönüşümü
IDFT	Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
SFFT	Semplektik Sonlu Fourier Dönüşümü
DA	Dijital-Analog
AD	Analog-Dijital
LED	Işık Yayan Diyot
CP	Çevrimsel Önek
MP	Mesaj Aktarma
I/Q	Eş faz/Dik faz
IQI	Eş faz/Dik faz Dengesizliği
PN	Faz Gürültüsü
LDPC	Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü
PEP	İkili Hata Olasılığı
SINR	Gürültü ve Karıştırma Oranı
DS	Direkt Sıra
SC-FDE	Tek Taşıyıcı Frekans Alanı Eşitlemesi

## TABLolar LİSTESİ

Tablo 1.1. 1G'den 5G'ye Mobil Kablosuz İletişimlerin Temel Evrim Göstergesi [12],[13]. .....	8
Tablo 2.1. $v = 4, k = 2$ için taramalı tablo. ....	34
Tablo 4.1. Simülasyon parametreleri. ....	44
Tablo 4.2. Kullanılan dedektörlerin hesaplama karmaşıklıkları. ....	45



## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. İnternet kullanıcılarının, mobil abonelerin, M2M bağlantılarının ve bağlı cihazların yıllara göre toplam sayısı [5].	5
Şekil 1.2. 1G'den 6G'ye mobil nesillerin evrimi [7].	6
Şekil 2.2. Zaman-Gecikme alanı etkin kanalı.	18
Şekil 2.3. Zaman-Frekans alanı etkin kanalı.	19
Şekil 2.4. Gecikme-Doppler alanı etkili kanalı.	20
Şekil 2.5. Zamanla değişen bir FIR filtresi olarak TDL modelinin temsili.	22
Şekil 2.6. OTFS uygulamasının blok diyagramı: a) OFDM tabanlı iki aşamalı dönüşüm; b) Zak dönüşümüne dayalı tek adımlı dönüşüm.	24
Şekil 2.7. OTFS sistem modeli.	25
Şekil 2.8. Örneklenmiş Zaman-Frekans dizisi ( $\Phi$ ) ve Gecikme-Doppler dizisi ( $\Pi$ ).	26
Şekil 2.9. Ayrık Zak dönüşümü kullanan OTFS sistem diyagramı.	28
Şekil 2.10. OTFS-IM sisteminin blok diyagramı.	30
Şekil 2.11. OTFS-IM'in DD alanındaki çerçeve mimarisi.	30
Şekil 3.1. OTFS-IM sisteminin blok diyagramı.	40
Şekil 3.2. Donanımsal Hatalar Altında OTFS-IM.	42
Şekil 4.1. Farklı SJR değerlerinde MMSE dedektörü kullanarak OTFS-IM ve OFDM-IM'nin BER performans karşılaştırması.	46
Şekil 4.2. Farklı SJR değerleri altında OTFS-IM ve OTFS'nin MMSE dedektörü kullanılarak BER performans karşılaştırması.	47
Şekil 4.3. Farklı SJR değerleri altında OTFS-IM sisteminin BER performansı.	48
Şekil 4.4. ML ve LLR algılama altında OTFS-IM vericisindeki Donanımsal Hataların etkisi.	49
Şekil 4.5. OTFS-IM verici/alıcısındaki Donanımsal Hataların ML ve LLR algılama ile etkisi.	50
Şekil 4.6. Greedy algılama ile OTFS-IM vericisindeki Donanımsal Hataların etkisi. ...	51
Şekil 4.7. Greedy algılama ile OTFS-IM verici/alıcısındaki Donanımsal Hataların etkisi.	51

## GİRİŞ

Kablosuz teknoloji sektörü hızlı ilerlemeler kaydetmektedir. Kablosuz iletişim, elektrik bağlantıları veya kablolar kullanmadan uzun mesafelerde veri iletimini ifade eder. "Kablosuz" olarak bilinen bu tür iletişim, radyo frekansları ve çift yönlü iletişim yöntemlerini kullanan radyo, Kişisel Dijital Asistanlar (PDA'lar) ve kablosuz LAN'lar gibi çeşitli cihazları kapsar. 1992 yılında birinci nesil hücresel sistemlerin geliştirilmesinden bu yana, analog Birinci nesil (1G) sistemlerden dijital 2G sistemlere geçişle birlikte, yaklaşık her on yılda bir yeni mobil nesiller ortaya çıkmıştır. Her ardışık nesil, karmaşık ağları genel halka daha erişilebilir hale getiren iyileştirmeler getirmiştir.

Kablosuz teknolojinin evrimi, sosyal ve iş etkileşimlerini önemli ölçüde geliştirmiştir. Her kablosuz teknoloji nesli, standartlar, kapasite, süreçler ve özellikler açısından farklıdır. Analog olan ve sadece sesli aramalarla sınırlı olan 1G mobil iletişim sistemi, Gelişmiş Mobil Telefon Sistemi (AMPS) olarak bilinir. 1G'nin sınırlamalarını aşmak için dijital bir çözüm olarak GSM (Küresel Mobil İletişim Sistemi) adı verilen 2G teknolojisi tanıtıldı. 3G daha yüksek veri hızları ve artırılmış kapasite sağlarken, 4G daha da gelişmiş veri yetenekleri sunmuştur. 5G'nin gelişi, Kablosuz Dünya Çapında Ağı (WWWW) mümkün kılmayı amaçlamakta ve yakında çıkacak olan 6G teknolojisi, 5G'yi uydu ağlarıyla entegre ederek küresel kapsama sağlayacaktır. Bugün teknolojiye en hızlı büyüyen alanlardan biri kablosuz iletişimdir. Bu büyüme, başlangıçta sesli iletişim için kullanılan teknolojinin, metin, görüntü, video ve veri iletimini destekleyen bir sisteme dönüşmüştür. Sonuç olarak, yeni kablosuz kapasite talebi hızla artmış, bu gelişme 1990'lardaki kablolu kapasite gelişmelerini yansıtmıştır. Kablolu iletişim hala birçok teknik zorlukla karşı karşıya olsa da, optik fiber, yönlendiriciler, anahtarlar ve diğer yeni özel altyapıların eklenmesi, artan kapasite ihtiyacını büyük ölçüde karşılayabilir. Son araştırmalar, kablosuz kapasiteyi genişletmek için kablosuz ağ zekasını artırmaya odaklanmıştır. Bu çaba, yenilikçi sinyal iletim yöntemlerinin ve gelişmiş alıcı sinyal

işleme tekniklerinin geliştirilmesini içermekte olup, bu teknikler, karşılık gelen bant genişliği veya olası yükseltmeler gerektirmeden kablosuz kapasiteyi önemli ölçüde artırmaktadır.

Kablosuz ağ, fiziksel bağlantılar olmadan çalışan herhangi bir ağı ifade eder. Bu yöntem, birden fazla ekipman konumu arasında bir bağlantı sağlar veya evlerde, telekomünikasyon ağlarında ve iş kurulumlarında kablo döşeme maliyetini ortadan kaldırır. Kablosuz teknoloji yıllarca geliştirilmiş olmasına rağmen, verimli iletişim önünde engeller hala mevcuttur. Yaygın kablosuz iletişim kullanımı ile birlikte, ağ tıkanıklığı, yavaş bağlantı ve sınırlı bant genişliği gibi sorunlar ortaya çıkmıştır. Modern kablosuz ağlar, cep telefonlarını kullanmak, internette gezinmek ve iletişimi kolaylaştıran diğer günlük aktiviteler için gereklidir. Kablosuz ağ, radyo uydu iletişim sistemleri ve kıtalararası ağ mimarilerinde uygulanabilir olup, koaksiyel ve fiber optik kablolar gibi pahalı fiziksel ağ ortamlarından kaçınarak maliyet tasarrufu sağlar. Ayrıca, ağa bağlı cihazlara hareketlilik kazandırır ve kabloların fiziksel olarak döşenmesiyle ilgili maliyetleri ve zamanı azaltır.

Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM), modern kablosuz iletişim sistemlerinde, 4G Uzun Vadeli Evrim (LTE), Wi-Fi ve gelecek 5G ağları dahil olmak üzere yaygın olarak kullanılan önemli bir modülasyon tekniğidir. OFDM, sönümlenme sebebiyle ortaya çıkan semboller arası girişimi (ISI) engelleme kabiliyeti sağladığından, gelecek nesil sistemler için güçlü bir aday olarak kabul edilir [1]. OFDM'nin temel prensibi, kullanılabilir spektrumu çok sayıda ortogonal alt taşıyıcıya bölmek ve her birini düşük veri hızıyla modüle etmektir. Bu, geniş bantlı frekans-seçici sönümlenme kanalını, eşitleme ve kanal yönetimini daha basit hale getiren çok sayıda dar bantlı düz sönümlenme kanalına dönüştürür. OFDM'nin başlıca avantajlarından biri, bant genişliğini verimli kullanarak spektral verimliliği artırmasıdır. Alt taşıyıcıların ortogonal doğası, aralarındaki girişimi en aza indirir ve aynı bant genişliği içinde daha yüksek veri hızıyla iletim yapılmasını sağlar. Bu verimlilik, yüksek hızlı veri iletişimi için özellikle faydalıdır ve OFDM'yi 4G LTE ve Wi-Fi gibi teknolojilerin ayrılmaz bir parçası haline getirir. OFDM'nin bir diğer güçlü yönü, değişen kanal koşullarına uyum sağlayabilmesidir. Kanal kalitesine bağlı olarak alt taşıyıcıların dinamik olarak tahsis edilmesini destekler ve adaptif modülasyon ve kodlama şemalarını (MCS) mümkün kılar. Daha iyi kanal koşullarına sahip alt taşıyıcılar, daha yüksek dereceli modülasyon şemalarını

kullanabilirken, daha kötü koşullara sahip olanlar daha sağlam şemalar kullanarak toplam veri akışını optimize eder. Basar ve arkadaşları tarafından ilk kez önerilen indis modülasyonlu OFDM, uzaysal modülasyon (SM) ilkesini OFDM alt taşıyıcılarına genişleten yeni bir OFDM tabanlı modülasyon tekniğidir [2]. OFDM, kablosuz iletişimin gelişiminde önemli bir rol oynamışken, OTFS modülasyonu, özellikle 6G gibi yeni nesil sistemler için umut verici bir alternatif olarak öne çıkmaktadır. Yakın zamanda, yüksek hareketlilik iletişimlerini için güvenilir bir iletişim şeması olarak önerilen yeni bir iki boyutlu modülasyon şeması olan OTFS [3], bu alanda önemli bir yenilik olarak kabul edilmektedir.

OTFS, bilgi sembollerini zaman-frekans alanı yerine gecikme-Doppler alanında eşler. Bu yaklaşım, kullanıcıların hareketlilik nedeniyle değişen kanal koşullarını deneyimlediği son derece dinamik ortamlarda çeşitli avantajlar sunar. OTFS, iletilen sembollerini tüm gecikme-Doppler alanına yayarak Doppler kaymaları ve çok yollu sönmüleme gibi kanal bozulmalarına karşı dayanıklılık sağlar. Bu, OTFS'yi yüksek hızlı hareketlilik senaryoları, özellikle araç içi ve hava iletişimlerini için uygun hale getirerek gelişmiş sağlamlık ve güvenilirlik sağlar. OFDM'de, hızla değişen koşullarda kanal tahmini ve eşitleme karmaşık hale gelebilirken, OTFS bu süreçleri basitleştirir, daha kararlı ve verimli iletişime yol açar. Bu bağlamda, OTFS sistemleriyle birlikte indis modülasyon teknikleri birleştirilir ve gecikme-Doppler alanında bilgi iletimi için bilgi indis bilgisi ve takımyıldız bilgisine bölünerek gecikme-Doppler ızgarasındaki takımyıldız bilgisi pozisyonunun indis bilgisiyle esnek bir şekilde kontrol edilmesini sağlayan indis modülasyonuna dayalı bir OTFS tekniği (OTFS-IM) önerilir [4]. Bu, spektral verimlilik ve enerji verimliliği arasında bir denge sağlayarak gereken durumlarda bir uzlaşma çözümü oluşturur.

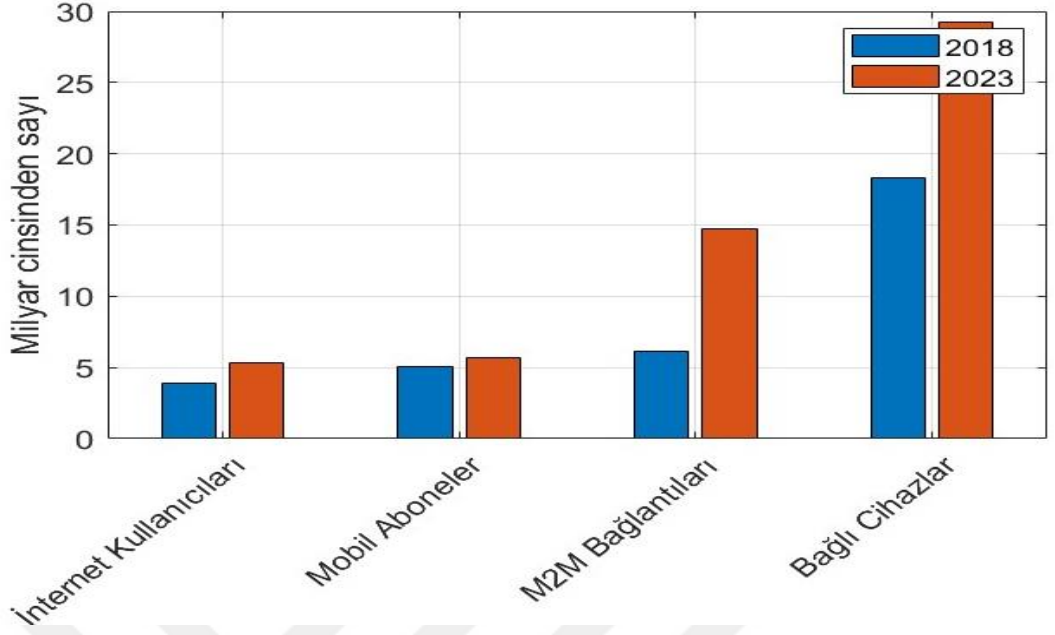
Bu tezde, 5G ve ötesi iletişim sistemlerinde kullanılacak OTFS-IM sistemlerinin Geniş Bant Karıştırma etkilerine nasıl tepki verdiği ve BER performanslarının ne ölçüde etkilendiği araştırılmaktadır. Ayrıca, tezde donanımsal hataların OTFS-IM sistemlerinin BER performansına etkileri incelenmektedir. İlk bölümde 5G, 6G ve karıştırma hakkında bilgi verilmektedir. 2. bölümde OTFS ve OTFS-IM detaylı bir şekilde analiz edilmektedir. OTFS-IM sisteminin Geniş Bant Karıştırma ve Donanımsal hatalar ile analizi 3. bölümde ele alınmıştır. Bilgisayar simülasyon sonuçları 4. bölümde sunulmaktadır.

# 1. BÖLÜM

## GENEL BİLGİLER

### 1.1 5G ve 6G İletişim Sistemleri

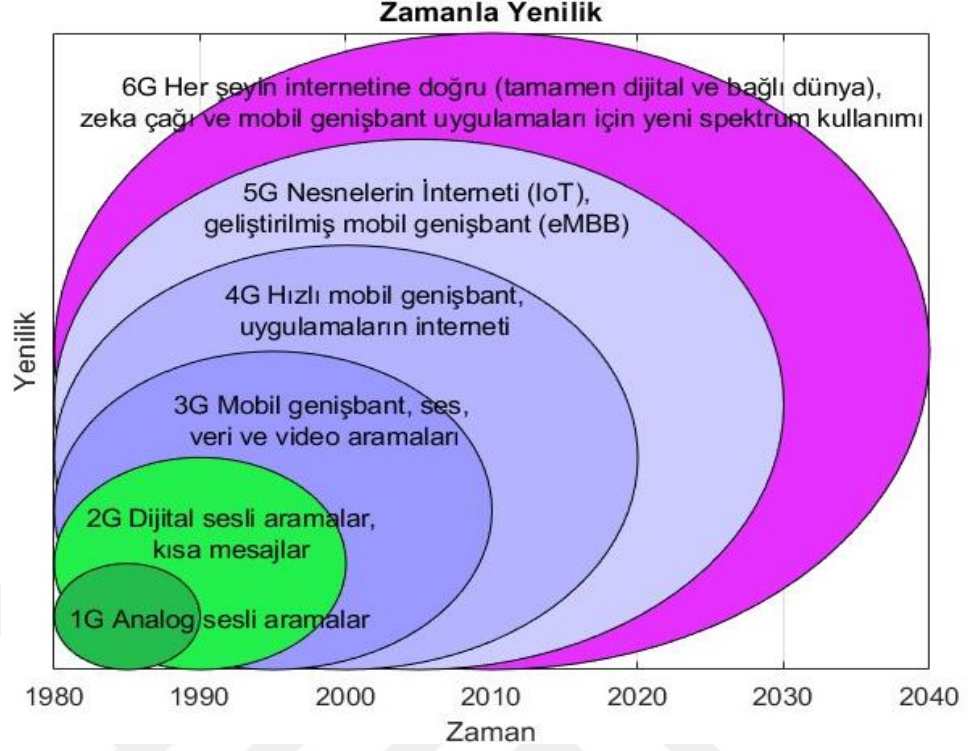
Kablosuz iletişim teknolojilerinin hızlı evrimi, küresel telekomünikasyon sektörünü önemli ölçüde değiştirmiştir. 1980'lerdeki analog 1G ağlarından başlayarak, günümüz 5G ağlarına kadar önemli ilerlemeler kaydedilmiştir. 5G ağları; daha yüksek veri hızları, daha düşük gecikme süresi ve geniş bir uygulama yelpazesi için destek vaat etmektedir. 6G ağlarının gelişi, bu alanı daha da devrim niteliğinde değiştirmesi, artan bağlantı ve veri trafiği taleplerini karşılaması ve yapay zekâ (AI), makine öğrenimi (ML) ve kuantum iletişim gibi en son teknolojileri entegre etmesi beklenmektedir. Şekil 1.1, 2018 ile 2023 yılları arasında dört farklı uygulamanın toplam sayısını karşılaştırmaktadır: İnternet kullanıcıları, mobil aboneler, M2M bağlantıları ve bağlı cihazlar [5]. Bu tez, 5G ve yaklaşmakta olan 6G teknolojilerindeki ilerlemeleri, bunların uygulamalarını ve sundukları zorlukları incelemeyi amaçlamaktadır.



Şekil 1.1. İnternet kullanıcılarının, mobil abonelerin, M2M bağlantılarının ve bağlı cihazların yıllara göre toplam sayısı [5].

### 1.1.1. 1G'den 4G'ye: Temellerin Atılması

Mobil iletişim teknolojisinin yolculuğu, 1980'lerde 1G ağların tanıtılmasıyla başlamıştır. Bu analog sistemler, mobil ses iletişimine olanak tanıyarak devrim niteliğinde bir adım atılmıştır. Ancak, 1G ağlarının birkaç sınırlaması vardı. Bu ağların analog yapısı, parazit ve gürültüye karşı hassas olmalarını sağladı, bu da kötü ses kalitesi ve düşük kapasiteye yol açtı. Ayrıca, güvenlik büyük bir endişe kaynağıydı, çünkü analog sinyaller kolayca kesilebiliyordu, bu da gizlilik sorunlarına neden oluyordu [6]. 1G'den 6G mobil kablosuz iletişim ağlarına evrim, Şekil 1.2'de gösterilmektedir.



Şekil 1.2. 1G'den 6G'ye mobil nesillerin evrimi [7].

Bu sınırlamalara yanıt olarak, 1990'ların başında 2G ağlar tanıtıldı. 1G'nin aksine, 2G ağları, ses iletişiminin kalitesini ve kapasitesini önemli ölçüde artıran dijital modülasyon teknolojilerini kullandı. Dijital sinyaller, parazite daha az eğilimliydi ve şifrelenebiliyordu, bu da daha iyi güvenlik sağladı. Küresel Mobil İletişim Sistemi (GSM), 2G'nin standardı haline geldi ve yalnızca sesli aramalara değil, aynı zamanda 64 kbps veri hızında kısa mesaj servislerine de (SMS) olanak tanıdı [8]. Bu dönemde multimedya mesajlaşma (MMS) ve temel internet tarayıcıları gibi yeni hizmetler de tanıtıldı.

2000 yılı civarında 3G ağların ortaya çıkışı, önemli bir sıçrama oluşturdu. Artan veri hizmetleri taleplerini desteklemek için tasarlanan 3G ağları, Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim (WCDMA) ve CDMA2000 gibi teknolojileri tanıttı. Bu teknolojiler; video aramaları, mobil internet ve multimedya akışı gibi daha gelişmiş hizmetlerin kullanılabilir hale gelmesini sağlayarak 2 Mbps'ye kadar veri hızlarına olanak tanıdı [9]. Yüksek Hızlı Paket Erişimi (HSPA) teknolojisinin uygulanması, veri transfer hızlarını ve genel ağ verimliliğini daha da artırdı.

2009'da başlatılan 4G ağılar, mobil iletişimde bir paradigma değişimi temsil etti. 4G ağlarında tanıtılan LTE teknolojisi, hız ve verimlilikte önemli iyileştirmeler sağladı. LTE, esneklik ve spektrum kullanımını artıran Zaman Bölmeli Çift Yönlü İletim (TDD) ve Frekans Bölmeli Çift Yönlü İletim (FDD) modlarını destekledi. Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM), Koordineli Çoklu İletim/Alım (CoMP) ve Çoklu Giriş Çoklu Çıkış (MIMO) sistemleri gibi teknolojiler 4G'ye entegre edilerek 1 Gbps'ye kadar yüksek veri hızları sağlandı ve geniş alan geniş bant bağlantıları mümkün hale getirildi [10].

LTE-Advanced, LTE standardının bir iyileştirmesi olarak 2011'de tanıtıldı. Bu sürüm, farklı spektrum bantlarının birleştirilmesine olanak tanıyarak 100 MHz birleşik bant genişliğinde 4x4 MIMO sistemi kullanarak 1 Gbps'ye kadar veri hızlarına ulaşmayı mümkün kıldı. Lisanssız spektrumlarda çalışabilme yeteneği, ağı esnekliğini ve verimliliğini daha da artırdı. 4G ağları, yüksek çözünürlüklü video akışı, çevrimiçi oyunlar ve mobil cihazlarda daha önce hayal edilemeyen diğer veri yoğun hizmetlerin büyümesini de kolaylaştırdı. 1G'den 4G'ye evrim, bugün güvendiğimiz yüksek hızlı, yüksek kapasiteli mobil ağların temelini attı. Her nesil, bir önceki neslin eksikliklerini giderirken, mobil iletişimin kapsamını ve ölçeğini genişleten yeni yetenekler sundu. Bu evrim, yalnızca kullanıcı deneyimini geliştirmekle kalmadı, aynı zamanda dijital yaşamlarımızı daha da farklılaştırmayı vaat eden 5G ve ötesinin ortaya çıkışı için sağlam bir temel oluşturdu.

### 1.1.2. 5G'nin Gelişi

5G teknolojisinin tanıtımı, çeşitli sektörlerde için mobil iletişimin evriminde önemli bir dönüm noktasını temsil etmektedir. Öncekilerden farklı olarak, 5G benzeri görülmemiş veri hızları, ultra düşük gecikme süresi ve çok sayıda bağlı cihaz için destek sağlamayı amaçlamakta olup, daha önce mümkün olmayan yeni uygulama ve hizmetleri mümkün kılmaktadır. 5G ağları; imalattan akıllı şehirlere, otomotivden turizme ve kamu hizmetlerine kadar çeşitli dikey endüstrilerden büyük bir ilgi görmüştür [11]. Bu endüstriler, her biri 5G teknolojisinin benimsenmesini teşvik eden benzersiz tercihler ve yeteneklere sahip satıcılar, operatörler ve küçük ve orta ölçekli işletmelerden (SME'ler) oluşan bir ekosistem oluşturur. Tablo 1.1'de her mobil neslin dönemi, [12], [13]

referanslarına dayanılarak tahmin edilmiştir. Dikkate değer şekilde, her mobil iletişim ağı nesli yaklaşık her on yılda bir geliştirilmiştir.

Tablo 1.1. 1G'den 5G'ye Mobil Kablosuz İletişimlerin Temel Evrim Göstergesi [12],[13].

Ana Gösterge	1G	2G	3G	4G	5G
<b>Dönem</b>	1980-1990	1990-2000	2000-2010	2010-2020	2020-2030
<b>Teknoloji</b>	Analog ses	GSM	CDMA-2000	WiFi, WiMax, LTE	5G NR, IPv6, LAN, WAN, PAN
<b>Çoklama</b>	FDMA	TDMA, CDMA	CDMA	CDMA, OFDM	OFDM
<b>Veri Hızı</b>	2.4 - 14.4 kb/s	14.4 - 64 kb/s	3.1 - 14.7 Mb/s	100 Mb/s - 1 Gb/s	1 Gb/s ve üstü
<b>Bant Genişliği</b>	150 kHz	5 - 20 MHz	25 MHz	100 MHz	1 - 2 GHz
<b>Mimari</b>	SISO	SISO	SISO	MIMO	Massive-MIMO
<b>Ana Ağ</b>	PSTN	PSTN	Paket	İnternet	İnternet
<b>Özellikler</b>	Ses	Ses, SMS	Ses, veri	Video	VoIP, ultra HD
<b>Bant Türü</b>	Dar	Dar	Geniş	Ultra-geniş	Ultra-geniş
<b>Öne Çıkan</b>	Hareketlilik (Mobility)	Dijitalleşme	İnternet	Gerçek zamanlı yayın	Ekstra yüksek hız
<b>Anahtarlama</b>	Devre	Devre, paket	Paket	Tam paket	Tam paket
<b>Handoff</b>	Yatay	Yatay	Yatay	Yatay, dikey	Yatay, dikey

### 1.1.3. Teknolojik Gelişmeler ve Yetenekler

5G teknolojisi, Nesnelerin İnterneti (IoT), Artırılmış Gerçeklik (AR), Sanal Gerçeklik (VR), otonom araçlar, Makineden Makineye (M2M) iletişim, Dokunsal İnternet (TI), Çok Erişimli Uç Hesaplama (MEC) ve Yazılım Tanımlı Ağ (SDN) gibi çeşitli yeni uygulama ve platformları destekleyecek şekilde tasarlanmıştır [14–16]. Bu teknolojiler, yüksek hızlı, güvenilir ve güvenli iletişim sağlayarak yenilikçi hizmetler sunar ve kullanıcı deneyimlerini geliştirir. 5G'deki önemli ilerlemelerden biri, 20 Gbps tepe veri hızı, hücre kenarlarında 100 Mbps veri hızları ve 1 ms gidiş-dönüş gecikmesi gibi belirli performans hedeflerini gerçekleştirme yeteneğidir [16]. Bu yetenekler, yüksek çözünürlüklü içeriğin

sorunsuz akışını, gerçek zamanlı etkileşimli oyunları ve uzaktan cerrahi ve otonom sürüş gibi kritik uygulamaların desteklenmesini sağlar.

#### 1.1.4 Uygulamalar ve Sektörel Etki

5G'nin etkisi, sadece tüketici deneyimlerini geliştirmekle sınırlı kalmaz. IoT ve bulut bilişim gibi ortaya çıkan teknolojilerin ekonomiye ve yaşam tarzına entegrasyonunu kolaylaştıran bir platform sağlayarak birçok sektörde yeniliği teşvik etmesi beklenmektedir. Örneğin, akıllı şehirlerde 5G, altyapı, trafik ve kamu güvenliğinin gerçek zamanlı izlenmesi ve yönetimini mümkün kılabilir. Otomotiv sektöründe, 5G, araçtan her şeye (V2X) etkileşimleri için gerekli iletişim altyapısını sağlayarak otonom araçların gelişimini destekler. 5G, sağlık sektöründe de önemli bir rol oynar, uzaktan teşhis ve tele-tıp hizmetlerini mümkün kılarak sağlık hizmetlerine erişimi artırır ve maliyetleri düşürür. Ayrıca, üretim sektörü de 5G'den akıllı fabrikaların uygulanması yoluyla yararlanır, bu sayede makineler ve cihazlar birbirine bağlanarak verimlilik ve üretkenlik artar [17].

#### 1.1.5 Zorluklar ve Çözümler

Pek çok avantajına rağmen, 5G ağlarının kurulumu ve işletimi çeşitli zorluklarla birlikte gelmektedir. Bunlar arasında güvenlik ve gizlilik, ağ sağlamlığı, veri bütünlüğü ve çevresel etkiyle ilgili sorunlar bulunmaktadır [18]. Çeşitli hizmetler sunmak için birden fazla teknolojinin entegrasyonu, ağın karmaşıklığını artırmakta ve bu zorlukları yönetmek için gelişmiş çözümler kullanılmasını gerektirmektedir. Makine öğrenimi (ML) ve yapay zekâ (AI), bu zorlukların bazılarını ele almak için kritik öneme sahiptir. AI algoritmaları, daha önce mümkün olmayan RF etkinliklerinin akıllı farkındalığını sağlayarak, kullanılabilir frekansları keşfetmek için kullanılabilir ve böylece ağ performansını ve verimliliğini artırabilir. ML, ağdaki müdahaleleri ve anormallikleri tespit ederek güvenlik sorunlarının üstesinden gelmeye yardımcı olabilir [19]. Ayrıca, blok zinciri ve kriptografi gibi teknolojiler, 5G ağlarının güvenliğini artırmak için araştırılmaktadır. Blok zinciri, işlemleri ve iletişimlerini güvence altına almak için merkezi olmayan bir yaklaşım sağlayarak veri bütünlüğü ve gizliliğini sağlar [20]. Kriptografik teknikler ise iletişimlerini şifreleyerek verileri korur ve yetkisiz kişilerin bilgilere erişmesini veya bilgileri değiştirmesini zorlaştırır [21].

### 1.1.6 Çevresel ve Etik Hususlar

5G'nin uygulanması, çevresel ve etik hususları da gündeme getirmektedir. 5G ağları ile bağlantılı cihazların yaygınlaşması ve artan enerji tüketimi, karbon ayak izine katkıda bulunmaktadır. Bu etkileri azaltmak için daha enerji verimli teknolojiler geliştirme ve ağ altyapısına yenilenebilir enerji kaynaklarını entegre etme çabaları sürdürülmektedir [13].

Etik açıdan, 5G'nin yaygın kullanımı ve ürettiği veriler önemli gizlilik endişelerini beraberinde getirmektedir. Kullanıcı verilerinin korunmasını sağlamak ve gizlilik düzenlemelerine uyulması hayati önem taşımaktadır. Bu, güçlü veri yönetim çerçevelerinin uygulanmasını ve verilerin nasıl toplandığı, kullanıldığı ve saklandığı konusunda şeffaflığın sağlanmasını içermektedir.

### 1.1.7 6G'ye Geçiş

Telekomünikasyonda yeni bir dönemin eşiğindeyken, 5G'den 6G'ye geçişin kablosuz iletişimde benzeri görülmemiş ilerlemeler getireceği ön görülmektedir. Bu geçiş, sürekli artan küresel mobil veri trafiği ve heterojen hizmetler, tam kapsama, ultra yüksek hızlı kablosuz iletişim, ultra güvenilirlik ve ultra düşük gecikme süresi için artan taleplerle tetiklenmektedir. Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (ITU) tarafından toplanan son istatistikler, küresel mobil veri trafiğinin 2025 yılına kadar aylık 607 Exabayt'a (EB) ve 2030 yılına kadar 5016 EB'ye ulaşmasının beklendiğini göstermektedir [22]. Abone başına veri trafiği miktarının 2025 yılına kadar yaklaşık 39 EB ve 2030 yılına kadar yaklaşık 257 EB olacağı öngörülmektedir. Ayrıca, nüfusun neredeyse %70'inin 2025 yılına kadar mobil hizmetlere abone olması beklenmekte olup, bu abonelerin %60'ı mobil internet kullanacaktır [5]. Mevcut 5G ağları, gelişmiş yeteneklerine rağmen, bu sürekli trafik patlamasını ve ortaya çıkan uygulamaları sürdürmeyebilir ve bu nedenle 6G ağlarının geliştirilmesi gerekmektedir. Altıncı nesil (6G) ağların, ultra yüksek hızlı veri iletimi, gelişmiş kapsama alanı ve önemli ölçüde artırılmış enerji verimliliği sağlayarak bu büyüyen talepleri karşılaması öngörülmektedir. 6G, 100 Gbps'yi aşan veri hızları ve 1 ms'den az uçtan uca gecikme hedeflerken, aynı zamanda sağlam güvenlik, güvenilirlik ve kesintisiz bağlantı sağlamayı amaçlamaktadır [13]. 6G'deki ana teknolojik yenilikler arasında gelişmiş fiziksel katman çözümleri, yeni modülasyon şemaları, gelişmiş çoklu erişim teknikleri, enerji toplama ve uç bilişim bulunmaktadır. Milimetre dalga (mmWave) ve Terahertz (THz) frekansları dahil olmak üzere yeni bantların benimsenmesi, daha

yüksek veri hızlarını ve daha geniş bant genişliklerini mümkün kılacaktır. Karasal ve uydu iletişimi gibi karasal olmayan iletişimlerin entegrasyonu, geniş kapsama ve bağlantı sağlayacaktır [23]. Yapay zekâ (AI) ve makine öğrenimi (ML), ağ yönetimi, optimizasyon ve güvenlikte önemli bir rol oynayarak 6G ekosisteminin ayrılmaz bir parçası olacaktır. AI algoritmaları, kaynak tahsisi ve trafik yönetiminden anomali algılaması ve kestirimci bakıma kadar akıllı ağ operasyonlarını kolaylaştıracaktır [24]. Ayrıca, 6G ağlarının sinyal kalitesini ve kapsama alanını artırmak için yayılım ortamını dinamik olarak değiştirebilen yeniden Yapılandırılabilir Akıllı Yüzeylerden (RIS) yararlanması beklenmektedir. Bu, hücresiz büyük MIMO sistemlerinin konuşlandırılması ile birleştiğinde ağ performansını ve kapasitesini önemli ölçüde artıracaktır [25]. 6G'nin gelişmiş yetenekleri, akıllı şehirler ve akıllı sağlık hizmetlerinden otonom ulaşım ve sürükleyici multimedya deneyimlerine kadar geniş bir uygulama yelpazesini destekleyecektir. Örneğin; 6G, düşük gecikme süresi ve yüksek güvenilirlik sağlayan iletişim altyapısı ile gerçek zamanlı, yüksek çözünürlüklü video akışını, uzaktan ameliyatları ve tamamen otonom araçları mümkün kılacaktır [26]. Her Şeyin İnterneti (IoE) alanında, 6G, akıllı evler, akıllı fabrikalar ve akıllı ulaşım sistemlerini destekleyen milyarlarca cihazı birbirine bağlayacaktır. IoE'nin AI ve ML ile entegrasyonu, cihazların otonom olarak etkileşime girdiği ve operasyonlarını optimize ettiği akıllı ortamların yolunu açacaktır [27].

Büyük potansiyeline rağmen, 6G ağlarının geliştirilmesi ve konuşlandırılması çeşitli zorlukları beraberinde getirmektedir. Bunlar arasında daha yüksek frekanslarda çalışabilen yeni donanım ihtiyacı, enerji verimliliği endişeleri ve ortaya çıkan siber tehditlere karşı koruma sağlamak için güçlü güvenlik çerçeveleri gereksinimi bulunmaktadır [28]. Veri oranlarının artması ve ağ yoğunluğunun artması nedeniyle enerji verimliliği kritik bir öneme sahiptir. Kablosuz güç transferi ve yansıma iletişimi gibi enerji toplama tekniklerine yönelik araştırmalar, bu sorunların hafifletilmesi için esastır [13]. Güvenlik ve gizlilik de çok önemlidir, çünkü 6G ağları üzerinden büyük miktarda veri iletilecektir. Veri bütünlüğünü sağlamak ve siber tehditlere karşı koruma sağlamak için gelişmiş kriptografik teknikler, kuantum iletişimi ve blok zinciri teknolojisi çok önemli olacaktır [29].

6G vizyonu, sadece teknolojik ilerlemeleri değil, aynı zamanda daha akıllı, bağlantılı ve sürdürülebilir bir dünyanın gerçekleştirilmesini de kapsamaktadır. 6G, endüstrilerin

dijital dönüşümünü destekleyen ve bireylerin yaşam kalitesini artıran ultra yüksek hızlı, ultra güvenilir bir iletişim platformu sağlamayı hedeflemektedir [30]. Karasal ve karasal olmayan ağları entegre ederek, gelişmiş AI ve ML tekniklerini kullanarak ve yeni spektrum bantlarını kullanarak, 6G kesintisiz bağlantı ve her yerde bilgiye erişim sağlayacaktır. Bu; tele-tıp, otonom ulaşım, akıllı şehirler ve daha ötesinde yenilikleri teşvik ederek, nihayetinde küresel iletişimin geleceğini şekillendirecektir. Mevcut kablosuz iletişim sistemleri çoğunlukla TDD veya FDD işletim modlarını kullanırken, Bant İçi Tam-Dupleks (IBFD), gelecekteki 6G kablosuz ağları için veri hızlarını artırmak amacıyla umut verici bir mod olarak tanıtılmıştır. IBFD, aynı frekans bandı üzerinden sinyallerin eşzamanlı iletimini ve alımını sağlar, bu da geleneksel dupleks modlarına kıyasla spektral verimliliği potansiyel olarak iki katına çıkarır. Bu teknik, radyo kaynaklarını verimli bir şekilde kullanır, uplink (UL) ve downlink (DL) arasındaki gecikmeyi azaltır ve genel ağ performansını önemli ölçüde artırır.

### **1.1.8 6G Ağları İçin Çoklu Erişim ve Modülasyon Teknikleri**

Gelecekteki 6G ağlarında veri hızlarını artırmak ve enerji tüketimini azaltmak için verimli çoklu erişim ve modülasyon teknikleri esastır. Bu teknikler, spektral verimliliği artırmada, gecikmeyi en aza indirmede ve çeşitli senaryolarda sağlam iletişimi sağlamada kritik bir rol oynar.

#### **1.1.8.1 Ortogonal Çoklu Erişim**

Ortogonal çoklu erişim (OMA) teknikleri, çeşitli nesiller boyunca kablosuz iletişim sistemlerinin bel kemiği olmuştur. Her nesil, o dönemin belirli gereksinimlerini ve teknolojik yeteneklerini karşılamak için farklı OMA teknolojilerini benimsemiştir.

**Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA):** FDMA, 1G ağlarında kullanılan birincil çoklu erişim tekniğiydi. Bu yöntem, mevcut frekans spektrumunu farklı frekans bantlarına bölerek, her bandı ayrı bir iletişim kanalına tahsis eder. Bu yöntem basit ve kanallar arasında etkili izolasyon sağlar, ancak bitişik kanallar arasında paraziti önlemek için koruma bantlarına ihtiyaç duyulduğundan spektrumun verimsiz kullanılmasına neden olur [31].

**Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA):** 2G ağlarının ortaya çıkışıyla birlikte TDMA, tercih edilen OMA tekniği haline geldi. TDMA, zamanı slotlara böler ve bu zaman

slotlarını farklı kullanıcılara tahsis eder, böylece birden fazla kullanıcının aynı frekans kanalını paylaşmasını sağlar. Bu yaklaşım, FDMA'ya kıyasla spektral verimliliği artırır ancak zaman slotu çakışmalarını önlemek için hassas senkronizasyon gerektirir [32].

CDMA: 3G ağları, her kullanıcıya benzersiz yayılma kodları atayarak birden fazla kullanıcının aynı frekans bandını eşzamanlı olarak paylaşmasına izin veren CDMA'yı tanıttı. Bu teknik, daha iyi spektral verimlilik ve parazite karşı direnç sunar, ancak karmaşık kodlama ve kod çözme süreçleri gerektirdiğinden sistemin karmaşıklığı önemli ölçüde artar [33]. 3G'den sonra bu çoklu erişimden vazgeçilmiştir.

Ortogonal Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (OFDMA): OFDMA, 4G ve 5G ağlarında baskın çoklu erişim tekniği haline gelmiştir. OFDM prensiplerine dayanarak, frekans spektrumunu ortogonal alt taşıyıcılara böler. Her kullanıcıya bu alt taşıyıcılardan bir alt küme tahsis edilerek, verimli ve esnek spektrum kullanımı sağlanır. OFDMA, çok yönlü parazite ve frekans seçici sönmülemeye karşı yüksek direnç sağlar ve bu da onu mobil ortamlarda yüksek hızlı veri iletimi için ideal hale getirir [32].

- **OFDMA'nın Faydaları ve Zorlukları**

OFDMA, modern kablosuz iletişim sistemleri için uygun hale getiren birkaç önemli avantaj sunar. Bunlar şunları içerir:

1. **Spektral Verimlilik:** Ortogonal alt taşıyıcılar kullanarak, OFDMA kullanıcılar arasındaki paraziti en aza indirir ve mevcut spektrumunu verimli bir şekilde kullanır. Bu, spektrum kaynaklarının sınırlı olduğu yoğun nüfuslu alanlarda özellikle faydalıdır.
2. **Çok Yönlü Parazite Karşı Bağışıklık:** Birden fazla alt taşıyıcı kullanılması, OFDMA'nın mobil ortamlarda yaygın bir sorun olan çok yönlü parazit etkilerini hafifletmesini sağlar. Bu, daha güvenilir iletişim ve daha yüksek veri hızları ile sonuçlanır.
3. **Esnek Kaynak Tahsisi:** OFDMA, alt taşıyıcıların kullanıcıların veri hızı gereksinimlerine ve kanal koşullarına göre dinamik olarak tahsis edilmesini sağlar. Bu esneklik, genel ağ performansını ve kullanıcı deneyimini artırır.

4. Adaptif Modülasyon Desteği: OFDMA, her kullanıcının veri hızını ve güvenilirliğini optimize ederek, her alt taşıyıcıda kanalın kalitesine göre modülasyon şemasını uyarlayabilir.

- **OFDMA'nın Zorlukları:**

1. **Yüksek Tepe-Ortalama Güç Oranı (PAPR):** OFDMA'nın ana dezavantajlarından biri yüksek PAPR'ye sahip olmasıdır, bu da önemli bant içi distorsiyona ve bant dışı radyasyona neden olabilir. Bu durum, güç amplifikatörlerinin doygunluktan uzak çalışmasını gerektirir, bu da verimliliği azaltır ve mobil cihazlarda pil ömrünü etkiler [34].

2. **Karmaşık Senkronizasyon:** Alt taşıyıcıların hassas senkronizasyon ihtiyacı, sistem tasarımını karmaşık hale getirebilir ve alıcının karmaşıklığını artırabilir. Bu, kanal koşullarının sürekli değiştiği yüksek hareketlilik senaryolarında özellikle zordur.

3. **Taşıyıcılar Arası Parazit (ICI):** OFDMA, ideal koşullar altında alt taşıyıcılar arasındaki paraziti hafifletirken, pratik uygulamalarda Doppler kaymaları ve senkronizasyon hataları nedeniyle ICI yaşanabilir. Bu durum, özellikle daha yüksek frekanslarda ve yüksek hızlı ortamlarda sistemin performansını düşürebilir.

### 1.1.8.2 6G Ağları İçin OFDMA Alternatifleri

OFDMA'nın sınırlamalarını ele almak için, gelecekteki 6G ağları için birkaç alternatif çok taşıyıcılı iletim tekniği önerilmiştir. Bu teknikler, spektral verimliliği artırmayı, PAPR'yi azaltmayı ve parazite ve kanal bozulmalarına karşı dayanıklılığı artırmayı amaçlamaktadır.

**Filtre Bankalı Çok Taşıyıcılı (FBMC):** FBMC, alt taşıyıcıları ayırmak için bir filtre bankası kullanarak daha iyi spektral sınırlama sağlar ve bant dışı radyasyonu azaltır. Bu teknik, OFDMA'ya kıyasla daha yüksek veri hızları ve iyileştirilmiş spektral verimlilik sunar. Ancak, FBMC için gereken artan filtre uzunluğu, gecikmeye duyarlı uygulamalar için daha az uygun hale getirebilir [35].

**Evrensel Filtreli Çok Taşıyıcılı (UFMC):** UFMC, FBMC'deki gibi bireysel alt taşıyıcılar yerine alt taşıyıcı gruplarını filtreler. Bu yaklaşım, filtre uzunluğunu azaltır ve

düşük gecikme süresini korur, bu da onu 6G ağları için umut verici bir aday haline getirir. Ancak, UFMC, büyük gecikme yayılımlarında semboller arası girişime (ISI) karşı hala savunmasızdır [36].

**Filtrelenmiş OFDM (f-OFDM):** f-OFDM, filtre uzunluğunun değişmesine izin vererek zaman ve frekans konumlaması arasında bir denge sağlayan filtreleme yaklaşımını genişletir. Bu esneklik, dinamik kanal koşullarında performansı artırabilir ancak düşük gecikmeli uygulamalar için ideal olmayabilir [37].

**Genelleştirilmiş Frekans Bölmeli Çoklama (GFDM):** GFDM, alt taşıyıcıları filtreleyip bloklar halinde birleştirerek OFDM ve tek taşıyıcılı frekans bölmeli çoklu erişimin (SC-FDMA) faydalarını birleştirir. Bu, paraziti azaltır ve spektral verimliliği artırır. Ancak, GFDM'deki alt taşıyıcıların ortogonal olmayan doğası, taşıyıcılar arası paraziti (ICI) artırabilir ve karmaşık alıcı tasarımlarını gerektirebilir [38]

**Ortogonal Zaman-Frekans Alanı (OTFS):** OTFS, zaman-varyantlı çok yollu kablosuz kanalı zaman-bağımsız bir kanala dönüştüren iki boyutlu bir modülasyon şemasıdır. Bu teknik, daha yüksek çeşitlilik kazançları ve daha tutarlı kanal performansı sağlayabilir, bu da onu yüksek hızlı, yüksek frekanslı 6G uygulamaları için uygun hale getirir [8].

## 1.2. Tez Çalışmanın Gerekliği

5G'nin yükselişi ve 6G'ye geçiş ile birlikte, iletişim sistemlerinin parazite ve donanım kusurlarına karşı dayanıklılığı kritik hale gelmiştir. OTFS-IM, yüksek hareketlilik ve çok yollu ortamlarla başa çıkma yeteneği nedeniyle umut verici bir teknolojidir. Ancak, performansını önemli ölçüde düşürebilecek geniş bant karıştırmaya karşı savunmasızdır. Bu tez, OTFS-IM sistemlerinin geniş bant karıştırmaya nasıl tepki verdiğini ve donanım hatalarının BER üzerindeki etkisini araştırmaktadır. Bu faktörleri anlamak, gelecekte daha dayanıklı ve verimli iletişim ağları geliştirmek için gereklidir.

## 1.3. Çalışmanın Amacı ve Önemi

Bu çalışmanın temel amacı, Geniş Bant Karıştırma ve donanım kusurlarına maruz kalan OTFS-IM sistemlerin BER performansını değerlendirmektir. Bu faktörlerin kapsamlı bir şekilde analiz edilerek, OTFS-IM sistemlerinin olumsuz koşullarda dayanıklılığının ve güvenilirliğini belirlenmesi amaçlanmaktadır. Bu çalışmanın önemi, yeni nesil iletişim

sistemlerinin dayanıklılığını artırma potansiyelinde yatmaktadır. 5G ağı yaygınlaştıkça ve 6G'nin geliştirilmesi ilerledikçe, kesintisiz ve güvenli iletişimi sağlamak kritik hale gelmektedir. Geniş Bant Karıştırma, sistemi gürültü ile aşırı yükleyerek iletişimi kesintiye uğratabilecek önemli bir tehdit oluşturmaktadır. Benzer şekilde, donanım kusurları sistem performansını düşürerek iletişimin güvenilirliğini ve verimliliğini etkileyebilir.

Bu çalışmanın bulguları, OTFS-IM sistemlerinin parazit saldırıları ve donanım kusurları karşısında yüksek performansını sürdürmelerine olanak tanıyarak, daha dayanıklı sistemlerin geliştirilmesine katkıda bulunacaktır. Bu; otonom araçlar, kritik altyapılar ve askeri iletişim gibi yüksek güvenilirlik ve güvenlik gerektiren uygulamalar için hayati öneme sahiptir. Sonuç olarak, bu araştırmadan elde edilen bulgular, gelecekteki iletişim ağlarının dayanıklılığını ve verimliliğini artırmada yardımcı olacaktır.

Birinci bölümde 5G, 6G ve parazit hakkında bilgiler verilmektedir. İkinci bölümde OTFS ve OTFS-IM teknikleri detaylı bir şekilde analiz edilmektedir. Üçüncü bölümde, OTFS-IM sisteminin geniş bant karıştırma ve HWI'leri altındaki analizi tartışılmaktadır. Bilgisayar simülasyon sonuçları dördüncü bölümde sunulmaktadır.

## 2. BÖLÜM

### YENİ NESİL İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN OTFS TEKNİKLERİNİN İNCELENMESİ

#### 2.1. OTFS Tekniğinin Detaylı Analizi

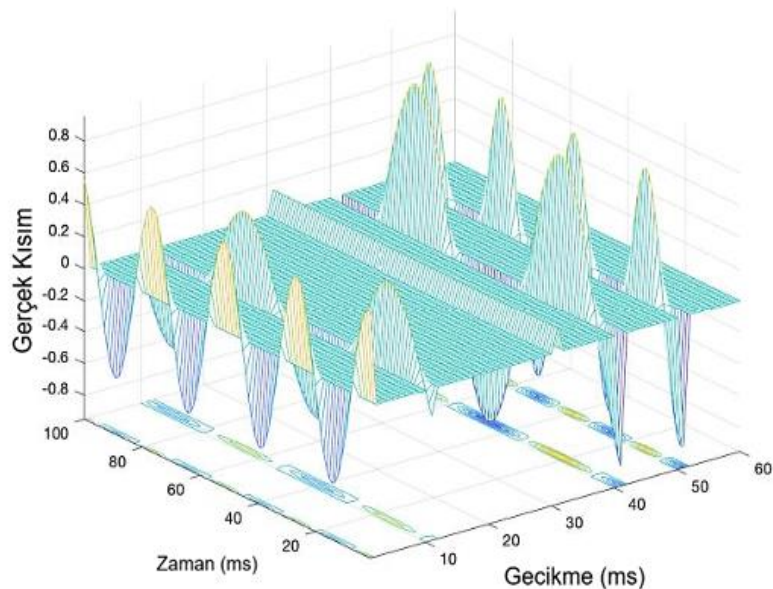
Ortogonal zaman-frekans alanı (OTFS) tekniği, verileri geleneksel zaman-frekans (TF) alanı yerine gecikme-Doppler (DD) alanında modüle eden bir yöntem olup, başlangıçta yüksek hareketlilik gerektiren kablosuz uygulamalar için önerilmiş ve gelecekteki kablosuz iletişim için çığır açan bir teknoloji olarak dünya çapında tanınmıştır [3, 39]. 'OTFS' terimi ilk olarak 2017'de tanıtılmış olsa da, DD alanındaki kanal özellikleri üzerine yapılan ön araştırmalar 1960'lara kadar uzanmaktadır [40]. DD alanı sinyal temsiline dayanan OTFS, bilgi sembolleri ile kablosuz kanallar arasındaki etkileşimi araştırmak için yenilikçi bir çerçeve sunar ve bu da son derece dinamik ve karmaşık ortamlarda güçlü Doppler ve gecikme dayanıklılığı sağlar [41]. Daha da önemlisi, OTFS'de DD alanından TF alanına yapılan ünite dönüşümü, her bilgi sembolünü tüm TF alanına yayar. Bu nedenle, DD alanı sembolü tam TF kanalını deneyimleyebilir, uygun alıcı tasarımı ile tam zaman-frekans çeşitliliği sağlayarak güvenilir iletişim için kritik önem taşır [42, 43]. DD iletişim dalga formunun bir diğer faydası da yarı periyodikliğidir. Aslında, DD dalga formu çarpıcı bir faza kadar periyodiktir, bu da OTFS tabanlı DD iletişimlerinin farklı hızlara sahip vericileri ve alıcıları uyumlu bir şekilde destekleyebileceğini gösterir. Ek olarak, DD alanındaki kanal, düşük eğitim yükü ve düşük karmaşıklı sinyal algılaması ile doğru kanal tahmini için kullanılabilir seyrekliği ve kararlılığı gibi istenen özellikler sergiler. Ayrıca OTFS, OFDM'ye kıyasla daha düşük PAPR, azaltılmış döngüsel ön ek çerçeve yapısı nedeniyle azalan sinyalizasyon yükü ve senkronizasyon hatalarına karşı artırılmış dayanıklılık gibi daha çekici avantajlar sunar.

Bu avantajlar, OTFS'yi 6G döneminde yıkıcı kablosuz uygulamalar için mükemmel bir seçenek yapmaktadır [44].

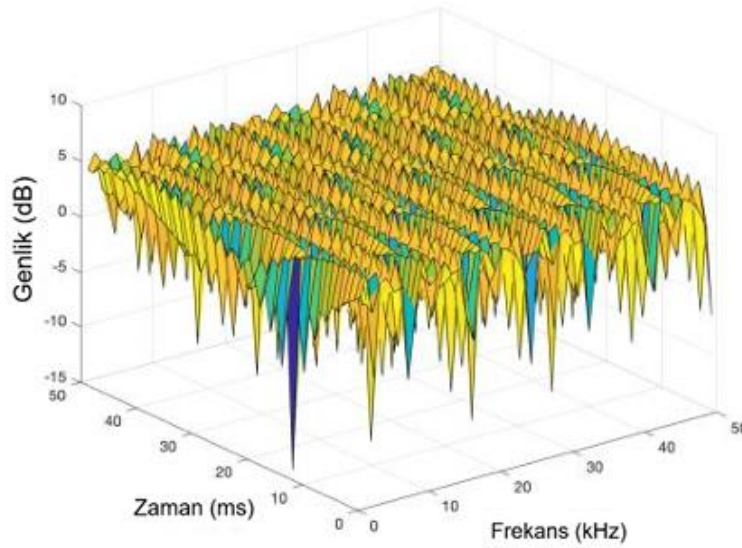
## 2.2. OTFS İLKELERİ

### 2.2.1. Gecikme-Doppler (DD) Alanında Kablosuz Kanallar

OTFS'yi tartışmadan önce, kablosuz iletişimlerde temel bir rol oynayan kablosuz kanallar ele alınsın. Zaman ve frekans alanı, şu anda kullanılan iletişim sistemlerinde OFDM'nin başarısı sayesinde kanal temsili için iyi şekilde kabul görmüştür. Zaman alanından (TD) frekans alanına (FD) Fourier dönüşümüne dayanarak, frekans seçici sönmleme kanalı bağımsız FD alt kanallarına dönüştürülebilir, bu da FD'deki veri sembol çoklama ve OFDM'nin uygulanmasına olanak tanır. Aslında bu, karşılık gelen kanal frekans tepkileri olan frekans-seçici sönmleme kanalının özdeğerleri ile açıklanabilir. Ancak, FD'deki iletişim kanallarının özdeğer ayrışmasının varlığı, yalnızca statik veya yarı statik kanal koşulları için geçerlidir. Zaman-seçici sönmleme kanalı veya Doppler kayması ile iki kez seçici kanal söz konusu olduğunda, FD alt-kanalları artık bağımsız olmadığından OFDM çalışmayabilir. Yeni bir sinyal dalga formu tasarlanarak, kanal sönmlemelerine karşı koymak esastır.



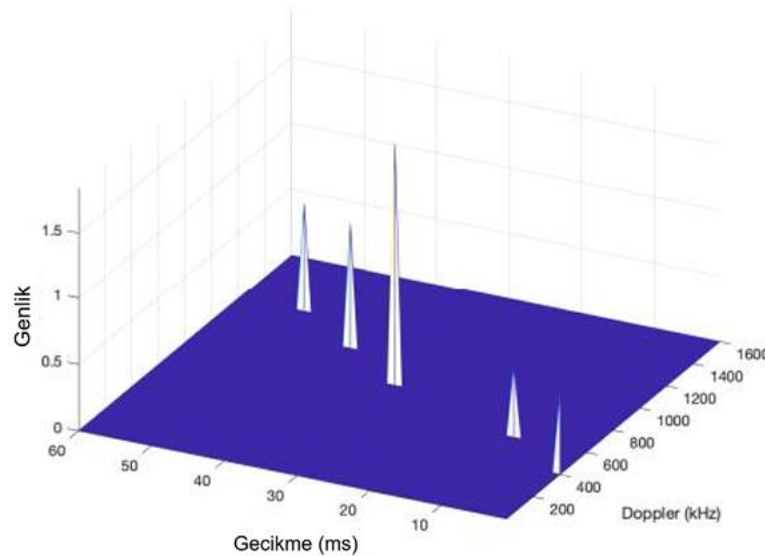
Şekil 2.2. Zaman-Gecikme alanı etkin kanalı.



Şekil 2.3. Zaman-Frekans alanı etkin kanalı.

Kanal sönümlenmesini yeniden ele alarak, zaman ve frekans seçici sönümlenmenin, gecikme ve Doppler kaymaları ile ilgili olarak kablosuz iletimin sonuçları olduğu [45]'de özetlenmiştir. Bu nedenle, yaygın olarak kullanılan Zaman-Frekans (TF) parametreleri yerine kanal temsili için gecikme ve Doppler parametrelerini benimsemek mümkündür. Bello'nun öncü makalesinde [40], rastgele doğrusal zaman-varyant kanalların matematiksel temelleri verilmiştir. Hem Geniş Anlamda Durağan (WSS) kanal hem de İlişkisiz Saçılma (US) kanal tanıtır bunların zaman-frekans ikilileri olduğu gösterilmiştir. Daha sonra, saçılma fonksiyonu zaman ve frekans değişkenleri veya gecikme ve Doppler değişkenleri kullanılarak tamamen karakterize edilebilen Geniş Anlamda Durağan İlişkisiz Saçılım (WSSUS) kanallara özel önem verilmiştir. Aslında, kanalın fiziksel özellikleri sinyal iletimi sırasında yaklaşık olarak değişmeden kalır, bu da zaman-değişimli TF alan kanalına kıyasla zaman-değişmez DD alan kanalının oluşmasına neden olur. Zaman değişmezliğe ek olarak, DD kanal temsili doğası gereği seyrek, çünkü sinyal iletimi sırasında saçıcıların sayısı tarafından belirlenir. Bu özelliğe dayanarak, [46] çalışması okyanus akustik ortamlarındaki DD alanına dayalı kanalı ele almaktadır. Bu çalışma, zamanla değişen kanal temsili için DD yayılım fonksiyonunu kullanmakta ve bir kanal kestirim algoritması geliştirmektedir. Önerilen yaklaşım, açıkça dinamik kanal modellemesi olmadan hem akustik kanal yapısını hem de dinamiklerini yakalayabilir. Teorik analizin yanı sıra, Molisch ve arkadaşları, kentsel bir ortamda bir sokak kesişiminde 60 GHz araçtan altyapıya iletişim kanallarında deneyler yapmış ve DD

kanallarının incelenen iletişim senaryolarında gerçekten seyrek olduğunu göstermiştir [47]. WSSUS kanallarının ana özelliği, gecikme ve Doppler tepkilerinin değişmeden kalmasıdır [48]. Bu özelliğin fiziksel yorumu, gecikme ve Doppler'in kanal saçıcılarının fiziksel özellikleriyle, örneğin, göreceli mesafe ve hız ile ilişkili olmasıdır. Kanal geometrisi sabit kaldığı sürece bu özellikler değişmeyecektir. Daha genel olarak, WSSUS olmayan kanallar, geometrisi değişebilen bir kanal üzerinden sinyal iletimini dikkate alır, bu da gecikme ve Doppler'in değişmesine neden olur. Genel WSSUS olmayan kanallar için, WSSUS olmayan kanalın kabaca WSSUS kanalı olarak görülebileceği bir sabitlik bölgesi vardır. Bu nedenle, WSSUS olmayan kanal, her sabitlik bölgesi içinde kabaca değişmeden kalan gecikme ve Doppler tepkilerine sahiptir [49], bu da TF alanı kanalları için tutarlılık bölgesine benzer. Daha da önemlisi, sabitlik bölgesinin boyutu, maksimum gecikme ve Doppler korelasyon gecikmesi ile ters orantılıdır, yani kanal korelasyon fonksiyonunun sıfır olmayan gecikmeleri, TF alanındaki tipik tutarlılık bölgesinden çok daha büyüktür [50]. Aslında, DD alanı iletişim sistemleri için birçok sayısal simülasyon, gecikme ve Doppler tepkilerinin genellikle bir veya birkaç ardışık çerçeve (bir sabitlik bölgesine karşılık gelen) içinde sabit olduğu, ancak farklı sabitlik bölgeleri arasında tepkilerin bağımsız olarak değiştiği WSSUS olmayan kanalları göz önüne almaktadır.



Şekil 2.4. Gecikme-Doppler alanı etkili kanalı.

Açıklamayı kolaylaştırmak için, Şekil 2.2 – 2.4'te, sırasıyla zaman-gecikme alanı, TF alanı ve DD alanı içindeki sabitlik bölgesinde kanal temsilleri gösterilmektedir. Şekil 2-

4'ten görüldüğü üzere, DD alanı kanal temsili tarafından sağlanan birkaç çekici fayda aşağıda özetlenmiştir:

- **Stabilite:** DD alanı kanalı, gerçek kablosuz ortamın bir 'anlık görüntüsü' olarak görülebilir. Bu nedenle, yalnızca yayılma yolu uzunluklarının ve hareket hızlarının ani değişiklikleri DD parametrelerinin değişmesine neden olarak kanal dalgalanmalarını çok daha yavaş hale getirir.
- **Seyreklik:** Yaygın kablosuz yayılma ortamı, yalnızca sınırlı sayıda hareketli saçıcı/yansıtıcıya sahiptir ve bu da DD alanında seyrek bir kanal tepkisi sergiler.
- **Ayrılabilirlik:** Geleneksel olarak, aynı gecikmeye sahip yollar, sinyal alıcıya aynı anda ulaştığından ayrılamaz. Bununla birlikte, Doppler bilgisi yardımıyla farklı yolları ayrılabilir ve böylece tam TF çeşitliliğinden yararlanabiliriz.
- **Kompaktlık:** Tüm kanal yanıtları, OTFS çerçeve boyutundan bağımsız olarak, kablosuz ortamlardaki maksimum mesafe ve hareket hızına karşılık gelen maksimum gecikme ve Doppler ile sınırlı bir DD alan bölgesinde görünür.

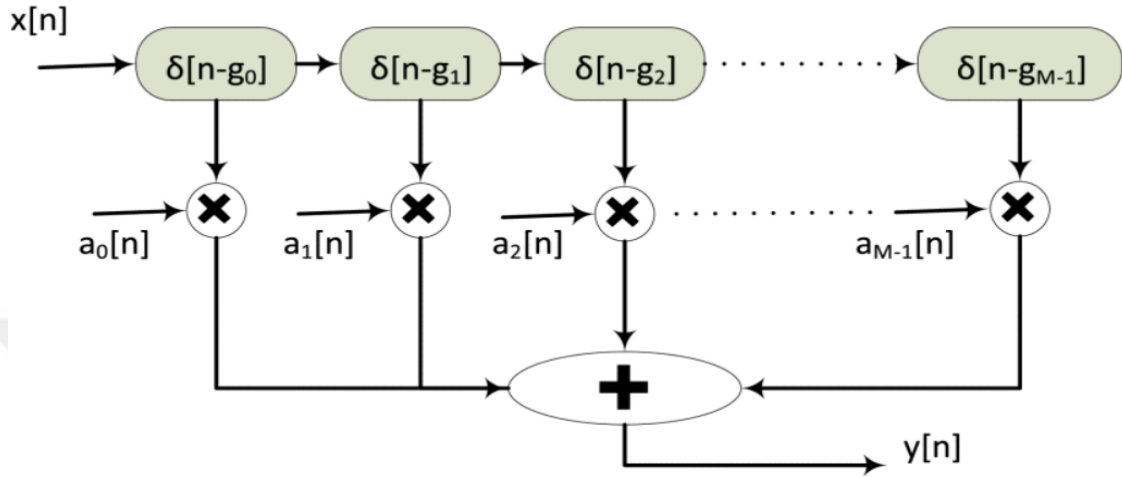
DD kanal temsili, fiziksel ve 'dijital' dünyaları başarıyla birbirine bağlamış olup, OTFS'nin geliştirilmesini teşvik etmektedir.

### 2.2.2. Dalı Gecikme Hattı Modeli

Dalı Gecikme Hattı (TDL) modeli, kablosuz iletişim sistemlerinde çok yollu yayılma etkilerini simüle etmek ve analiz etmek için kullanılan bir matematiksel temsildir. Kanalı, iletilen sinyalin çoklu yansımalarını ve saçılmalarını temsil eden, her biri belirli bir gecikme ve kazançla sahip, ardışık gecikmeli yollar dizisi olarak modeller. TDL modeli, geniş bant darbe yanıtını gecikmeli çok yollu bileşenlerin toplamı olarak modellemek için yaygın olarak kullanılmıştır [50]. Her ara bağlantı, bir genlik katsayısı  $a_i$ , bir gecikme  $\tau_i$  ve  $a_i$ 'nin zamanla ne kadar hızlı değiştiğini belirleyen bir Doppler spektrumu  $P_{\eta_i}$  ile ilişkilendirildiği istatistiksel parametrelere dayanır.

Şekil 2.5, TDL modelinin zamanla değişen Sonlu Darbe Yanıtı (FIR) filtresi olarak basitleştirilmiş bir temsilini göstermektedir. Burada  $g_i = [(\tau_i - \tau_{i-1})/\Delta\tau]$ , göreceli ayrık gecikmeyi temsil eder ve  $a_i[n]$ , ara bağlantının genlik katsayısına ve onun Doppler

spektrumuna bağılı olan karmaşık kanal kazancını temsil eder. Ek olarak, bir TDL modelinde her ara bağlantı için Doppler spektrumu  $P_{\eta_i}$ ,  $P[m, d]$ den elde edilebilir. Daha sonra, bir TDL modelinin uygulanması, aşağıdaki parametrelerin bilgisini gerektirir:



Şekil 2.5. Zamanla değişen bir FIR filtresi olarak TDL modelinin temsili.

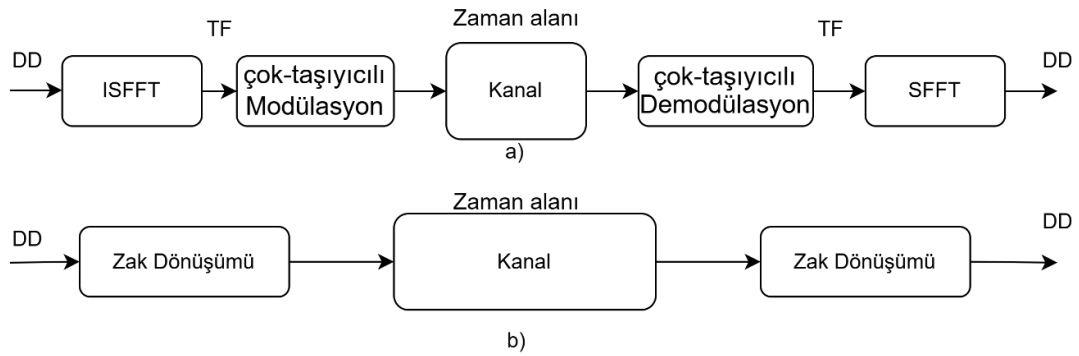
- Ara bağlantı sayısı  $M$
- Her ara bağlantı ile ilişkili gecikme  $\tau_i$
- Her ara bağlantı ile ilişkili büyüklük  $a_i$
- Her ara bağlantı ile ilişkili Doppler spektrumu  $P_{\eta_i}$

TDL modeli sadece çok yollu etki ve hareketlilik nedeniyle küçük ölçekli kanal davranışını simüle eder. Bir TDL modelinde simüle edilen maksimum Doppler frekansı, alınan sinyalde frekans bozulmalarına neden olabilen  $f_c$ 'ye bağlıdır. Doppler frekansının ve kanal tutarlılık süresinin ters orantılı olduğunu lütfen unutulmamalıdır [51]. Dolayısıyla, farklı  $f_c$  ile ölçülen kanalların farklı kanal istatistikleri vardır. Bu nedenle,  $f_c$  amaçlanan iletişim sistemine göre seçilmelidir. Literatürde, 1 GHz'in altındaki frekanslar için geçerli iki T2T kanal modeli mevcuttur [52, 53]. Bu nedenle 5.9 GHz bandında veya milimetre bandında çalışan herhangi bir araç iletişim sisteminin davranışını değerlendirmek için geçerli değildir.

### 2.2.3. OTFS Kavramları

OTFS terimi ilk olarak 2017 yılında Hadani ve arkadaşlarının bir konferans bildirisinde tanıtılmıştır [3]. Bu çalışma, DD alanı sinyal temsili perspektifiyle başlamış ve OTFS'nin performansını klasik OFDM modülasyonu ile karşılaştırmıştır. OTFS'nin radar ile kavramsal bağlantısı, bilgi ve kanallar arasındaki yeni bağlanma ilişkisi, parazite karşı dayanıklılığı ve spektral verimliliğin anten sayısına göre doğrusal ölçeklenmesi gibi avantajları vurgulanmıştır. Daha sonra, Cohere Technologies'in bir beyaz kitabı [54], OTFS'nin zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA), OFDM ve CDMA gibi geleneksel modülasyon dalga formlarıyla bağlantılarını detaylandırmıştır.

OTFS'nin ana fikri, iletilen veri sembollerini DD alanında çoklamaktır. Şekil 2.6, OTFS'nin orijinal uygulama blok diyagramını göstermektedir. İlk olarak, bilgi bitleri veri sembollerine haritalanır ve her sembol, gecikme indisi ( $l$ ) ve Doppler indisi ( $k$ ) ile bir DD ızgarasını kaplar. Bir DD ızgarasının boyutu, mevcut bant genişliğine ve sinyalin zaman süresine bağlıdır. İkinci olarak, Ters Semplektik Sonlu Fourier Dönüşümü (ISFFT) gerçekleştirilerek DD sinyali TF alanına dönüştürülür. Daha sonra, geleneksel çok taşıyıcı modülatörler, örneğin OFDM, sinyali zaman alanına dönüştürür. Kablosuz kanal üzerinden seyahat ettikten sonra, zaman alanında alınan sinyal çok taşıyıcı bir demodülatör kullanılarak TF alanına dönüştürülür ve son olarak Semplektik Sonlu Fourier Dönüşümü (SFFT) aracılığıyla DD alanına dönüştürülür. [55]'de, yazarlar OFDM alıcı/verici mimarisi temelinde bir OTFS sisteminin ayrık zaman formülasyonunu üretmişlerdir. Yazarlar ayrıca, OTFS sistemlerine daha derin bir bakış sağlamak için basitleştirilmiş modülatör ve demodülatör yapıları üzerinde çalışmışlardır. Yaygın olarak kullanılan Fourier dönüşümü yerine, [56] çalışması, ayrık kesirli Fourier Dönüşümü (FrFT) tabanlı OFDM sistemi kullanarak bir OTFS sistemi tasarlamıştır. FrFT tekniği, aynı karmaşıklık derecesinde geleneksel OTFS sistemine kıyasla daha iyi performans ve daha düşük PAPR elde edilmesine yardımcı olur. Yukarıdaki tüm OTFS sistem uygulamaları, yani DD'den TF'ye ve verici tarafında zaman alanına ve alıcı için tam tersi olmak üzere iki aşamalı bir alan dönüşümünü benimsemiştir; bu, esas olarak OFDM teknolojisi ile uyumluluk gerekliliğinden kaynaklanmaktadır.



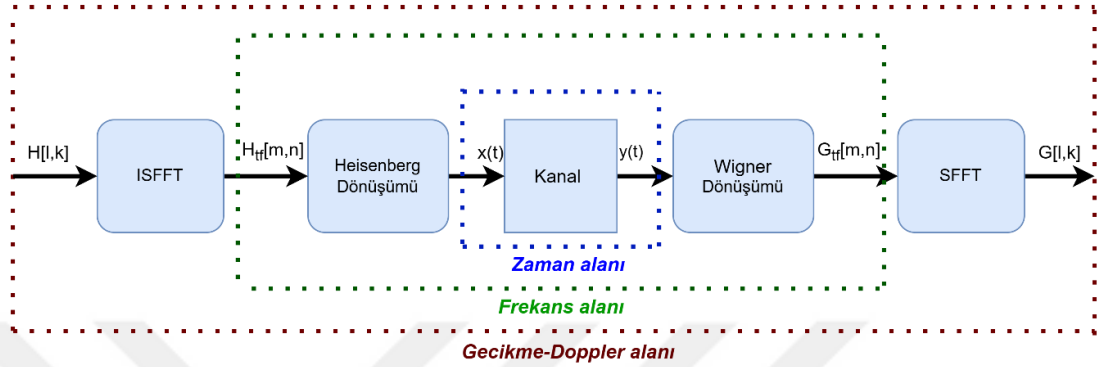
Şekil 2.6. OTFS uygulamasının blok diyagramı: a) OFDM tabanlı iki aşamalı dönüşüm;  
b) Zak dönüşümüne dayalı tek adımlı dönüşüm.

Zaman alanı ile DD alanı sinyalleri arasındaki karmaşık Zak dönüşümü (ZT) aracılığıyla olan içsel bağlantıyı göz önünde bulundurarak, OTFS sinyali TF işlemeyi atlayarak doğrudan zaman alanına dönüştürülebilir. [57]'de, yazarlar OTFS'yi uygulamak için ayrık ZT (DZT) yaklaşımını tanıtmışlardır. DZT'nin özellikleri gözden geçirildikten sonra, OTFS ile geleneksel OFDM arasındaki bağlantılar araştırılmıştır. Doppler kayması miktarına bakılmaksızın, alınan DD alanı temel sinyallerinin DD çözünürlüğüne göre DD alanında yerleştirildiği [58]'de gösterilmiştir. Ayrıca, bu makale, DD alanı temel sinyallerinin yerleştirme derecesinin iletim sinyalinin bant genişliği ve zaman süresi ile ters orantılı olduğunu doğrulamaktadır. İki aşamalı DD-TF-TD alan dönüşümüne kıyasla, Zak dönüşümünü kullanmanın daha düşük bir uygulama karmaşıklığına sahip olduğu gösterilmiştir [42, 59].

### 2.2.3.1. Sistem Modeli

Bu bölümde yer alan üç ana alan; zaman alanı, frekans alanı ve gecikme-Doppler alanı olup Şekil 2.7 de gösterilmiştir. Örneklenmiş-zaman taban bant için benzer bir model düşünülür, burada örneklenmemiş-zaman OTFS sinyali,  $f_s = B = 1/T_s$  örnekleme frekansında örneklenir ve  $T_s$  örnekleme aralığını ifade eder. OTFS sisteminin, maksimum gecikme yayılımı  $\tau_{\max}$ , maksimum Doppler kayması  $v_{\max}$  ve bant genişliği  $B$  ile hızlı değişim özelliklerine sahip bir kanal üzerinde çalıştığı kabul edilir.

Örneklenmiş-zaman alanı OTFS çerçevesinde  $LK$  örnek vardır, her biri  $K$  örnek içeren  $L$  bloğa bölünmüştür. Bu nedenle, bir OTFS çerçevesinin uzunluğu  $T_f = LKT_s = LT$  olup, burada  $T = KT_s$  her bloğun uzunluğunu ifade eder.



Şekil 2.7. OTFS sistem modeli.

Şekil 2.7'de gösterildiği gibi her bloğun örneklenmiş alanı,  $K$  noktalı ayrık Fourier dönüşümü (DFT) ile her  $t$  saniyede bir elde edilir ve örnekler  $f = 1/T$  ile ayrılır, örneklenmiş zaman-frekans alanı yatay ekseninde  $B = K \Delta f$  bant genişliğine sahip tüm  $L$  örneklerin toplanması olarak tanımlanır.  $K \times L$  nokta dizisi, ayrık zaman-frekans alanı olarak aşağıdaki şekilde gösterilir:

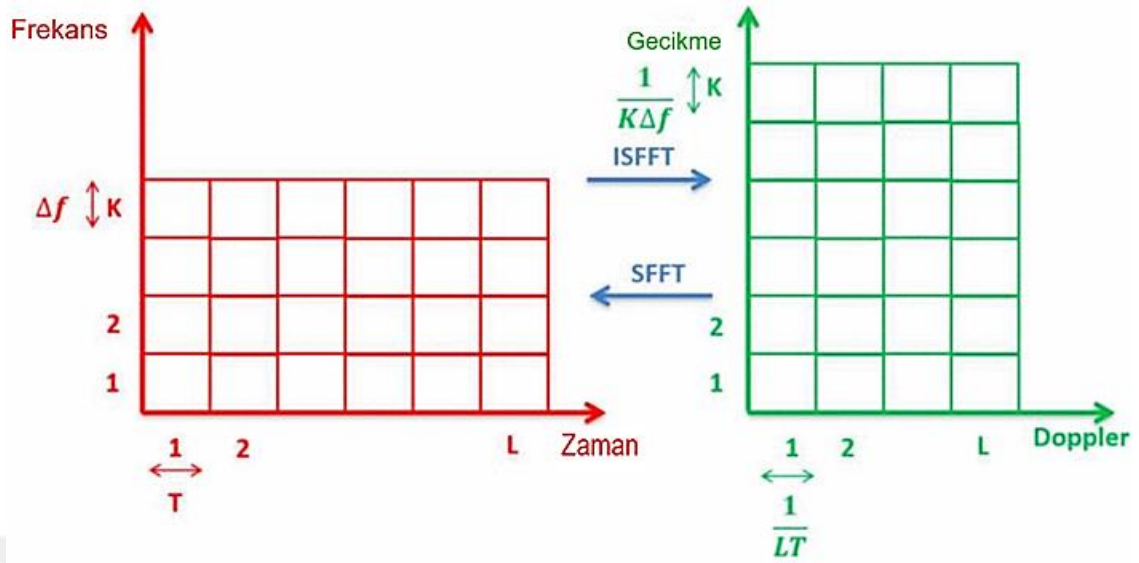
$$\Phi = \{(m\Delta f, nT), m = 0, \dots, K - 1, n = 0, \dots, L - 1\} \quad (2.1)$$

$K, L > 0$  tamsayıları dikkate alındığında,  $m = 0, \dots, K - 1, n = 0, \dots, L - 1$  olan  $H_{tf}[m, n]$  matrisindeki her sütun, her bloğun örneklenmiş spektrum örneklerini içerir ve ayrık zaman-frekans örneklerinden oluşur. Bu matrisi OTFS sinyalinin tek boyutlu zaman alanının iki boyutlu bir matrisi olarak düşünmek faydalıdır.

Şekil 2.8'de görüldüğü gibi, gecikme-Doppler alanındaki eşdeğer  $K \times L$  nokta dizisi şu şekilde örneklenmiştir:

$$\Pi = \left\{ \left( \frac{k}{K\Delta f}, \frac{l}{LT} \right), k = 0, \dots, K - 1, l = 0, \dots, L - 1 \right\} \quad (2.2)$$

Denklem 2.2'deki OTFS dalga formunun gecikme Doppler örnekleri, aşağıdaki gibi tanımlanan matris olarak tanımlanır:  $H[l, k], l = 0, \dots, L - 1, k = 0, \dots, K - 1$ .



Şekil 2.8. Örneklenmiş Zaman-Frekans dizisi ( $\Phi$ ) ve Gecikme-Doppler dizisi ( $\Pi$ ).

Doppler kaymaları ve gecikme çözünürlükleri,  $1/LT$  ve  $1/K\Delta f$ 'dir. Alıcı, gecikmeleri aynı fakat Doppler kaymaları  $1/LT$ 'den daha küçük olan iki yolu birbirinden ayırt edemez. Aynı durum, aynı Doppler kaymasına sahip ancak gecikme süresi  $1/K\Delta f$ 'den daha az olan iki yolu ayırt etmek için de geçerlidir.

### 2.2.3.2. OTFS Modülasyonu

Vericide,  $Z$  boyutunda bir modülasyon alfabeti  $V = \{r_1, \dots, r_Z\}$ 'den alınan  $LK$  bilgi sembolleri,  $H[l, k]$ ,  $l = 0, \dots, L - 1, k = 0, \dots, K - 1$  girişleri ile gecikme-Doppler alanı matrisi  $H \in \mathbb{C}^{K \times L}$ 'ye yerleştirilir. Verici ilk olarak sembolleri  $H[l, k]$ , ters semplektik hızlı Fourier dönüşümü (ISFFT) aracılığıyla zaman-frekans ızgarası  $\Phi$  üzerindeki  $LK$  örneği  $H_{tf}[m, n]$ 'ye eşler, yani:

$$H_{tf}[m, n] = \frac{1}{\sqrt{LK}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} H[l, k] e^{j2\pi \left( \frac{kn}{L} - \frac{lm}{K} \right)} \quad (2.3)$$

burada  $l = 0, \dots, L - 1, k = 0, \dots, K - 1$  ve  $H_{tf} \in \mathbb{C}^{K \times L}$  gönderilen örneklerin zaman-frekans alanı matrisini ifade eder. ISFFT,  $H$ 'nin sütunlarının  $K$  noktalı DFT'sini ve  $H$ 'nin satırlarının  $L$  noktalı ters DFT'sini (IDFT) alan iki boyutlu bir dönüşüme karşılık gelir.

Sonrasında, bir zaman-frekans modülatörü, 2D örnekler olan  $H_{tf}[m, n]$ 'yi bir gönderme dalga formu  $v_{tx}(t)$  kullanarak sürekli zaman dalga formu  $x(t)$ 'ye dönüştürür:

$$x(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} H_{tf}[m, n] v_{tx}(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} \quad (2.4)$$

Heisenberg dönüşümü,  $L, K$  ve  $v_{tx}(t)$ 'ye bağlı olan denklem (2.4) ile tanımlanır.

### 2.2.3.3. Yüksek Hareketlilik Kanalı

$x(t)$  sinyali, gecikme-Doppler yanıtı  $s(\tau, \nu)$  olan, zamanla değişen bir kanal üzerinden gönderilir. Bu, kanal gecikme yanıtı  $v(\tau, t)$ 'ye karşılık gelir, burada  $\tau, \nu$  kanal gecikmesi ve Doppler kaymasıdır. Gürültü terimi göz ardı edilerek, alınan  $y(t)$  sinyali şu şekilde verilir:

$$\begin{aligned} y(t) &= \iint s(\tau, \nu) x(t - \tau) e^{j2\pi \nu (t - \tau)} d\tau d\nu \\ &= \iint v(\tau, t) x(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (2.5)$$

burada

$$v(\tau, t) = \int_{\nu} s(\tau, \nu) e^{j2\pi \nu (t - \tau)} d\nu \quad (2.6)$$

Gecikme-Doppler yanıtı dikkate alınması, alınan sinyalin kanal gecikmesi ve Doppler kayması bağımlılığına dayanır. Bu, yüksek hızda hareket eden ve dolayısıyla yüksek Doppler kaymaları üreten yüksek hareketlilik iletişim sistemlerinde kullanım için iki boyutlu Doppler-gecikme ızgarasının temel avantajıdır.

### 2.2.3.4. OTFS Demodülasyonu

Şekil 2.6'da gösterildiği gibi, sinyal alınırken  $y(t)$ , çapraz belirsizlik fonksiyonu  $B_{vrx}, y(f, t)$ 'yi hesaplayan eşleşmiş bir filtreden geçirilir.

$$G(f, t) = B_{vrx}, y(f, t) \int y(t') v_{rx}^*(t' - t) e^{-j2\pi m \Delta f (t - nT)} dt' \quad (2.7)$$

Sonra,  $Y(f, t)$ 'yi  $\Phi$  dizi noktalarında kuantalayarak, zaman-frekans alanında alınan örnekler matrisi  $G_{tf}(f, t) \in C^{K \times L}$ 'yi aşağıdaki girdiler ile oluşturur:

$$G_{tf}[m, n] = G(f, t)|_{f=m\Delta f, t=nT} \quad (2.8)$$

$l = 0, \dots, L - 1, k = 0, \dots, K - 1$  için, Wigner dönüşümü denklemler (2.7) ve (2.8) ile temsil edilir.

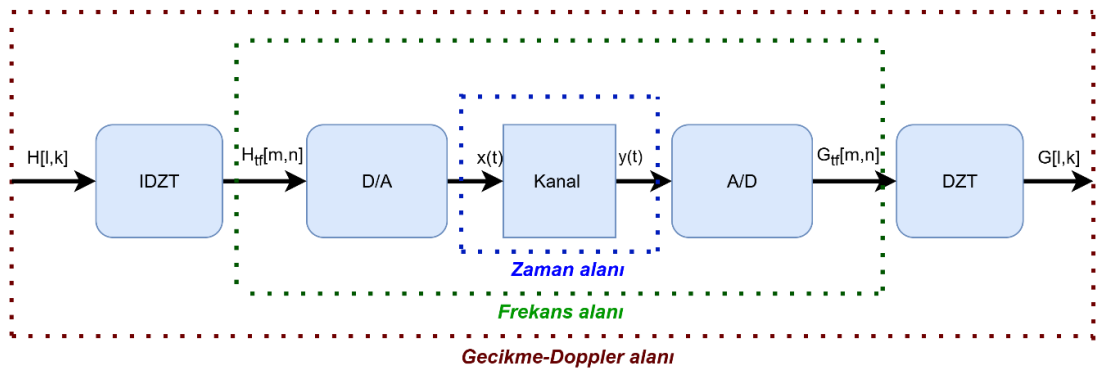
Son olarak, quantize edilmiş gecikme-Doppler alanını elde etmek için  $G_{tf}[l, k]$  üzerinde basit hızlı Fourier dönüşümü (SFFT) yapılır.

$$G[l, k] = \frac{1}{\sqrt{LK}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} G_{tf}[m, n] e^{-j2\pi\left(\frac{kn}{L} - \frac{lm}{K}\right)} \quad (2.9)$$

Bu ifade, Gecikme-Doppler alanının alınan örnekler matrisi  $G \in \mathbb{C}^{K \times L}$ 'yi oluşturur. SFFT,  $G$ 'nin sütunlarının  $K$ -noktalı IDFT ve  $G$ 'nin satırlarının  $L$ -noktalı DFT'sini alan iki boyutlu bir dönüşüme karşılık gelir.

Kısaca, Şekil 2.6'da gösterildiği gibi, OTFS modülatörü  $H[l, k]$ 'yi gecikme-Doppler alanından ISFFT kullanarak zaman-frekans alanına  $H_{tf}[m, n]$ 'ye modüle eder. Daha sonra,  $H_{tf}[m, n]$  için zaman alanı sinyali  $x(t)$ 'ye dönüşüm yapmak üzere Heisenberg dönüşümü yapılır. Alıcıda, sembol demodülasyonundan önce,  $y(t)$ 'yi zaman-frekans alanına ve ardından SFFT kullanarak gecikme-Doppler alanına dönüştürmek için Wigner dönüşümü kullanılır.

Sistemin başka bir gerçekleştiriminde, OTFS vericisi, Şekil 2.9'de gösterildiği gibi, iletilen sinyali  $x(t)$  oluşturmak için Ters Ayrık Zak Dönüşümü (IDZT) ve bir dijital-analog (DA) dönüştürücü kullanılarak gerçekleştirilebilir. OTFS alıcısı, alınan sinyal  $y(t)$ 'de bir analog-dijital (AD) dönüştürücü ve ardından bir DZT kullanılarak gerçekleştirilebilir.



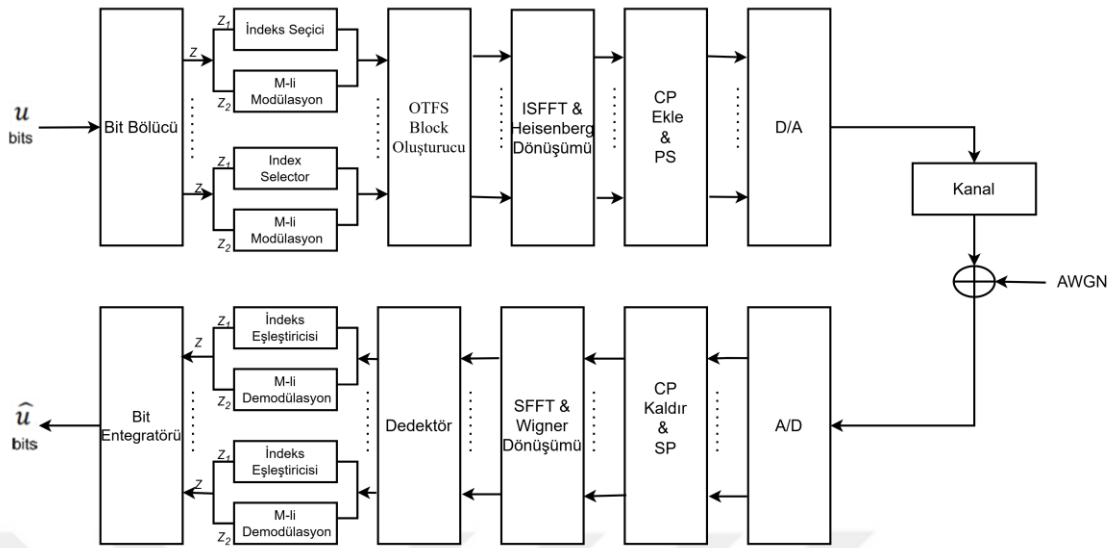
Şekil 2.9. Ayrık Zak dönüşümü kullanan OTFS sistem diyagramı.

### 2.3.Yeni Nesil Kablosuz Ağlar İçin İndis Modülasyon Teknikleri

Geleneksel iletişim sistemlerine kıyasla bilgi iletimi için yenilikçi yaklaşımlar sunan IM teknikleri, yeni nesil kablosuz ağlar için güçlü adaylar olarak ortaya çıkmaktadır. Spektral ve enerji verimliliği ile donanım sadeliği açısından önemli faydalar sağlarlar. Son yıllarda, IM şemalarına büyük ilgi gösterilmiştir. IM, iletişim sistemlerindeki bileşenlerin indislerinden ek bilgi bitleri iletmek için yararlanan, son derece spektrum ve enerji verimli, ancak basit bir dijital modülasyon tekniğidir [60]. Geleneksel dijital modülasyon şemalarının, bir sinüzoidal taşıyıcı sinyalin genliğini, fazını veya frekansını modüle etmeye dayanmasına karşılık, IM sistemleri bilgi iletimi için alternatif yöntemler sunar. IM şemaları, bilgi bitlerini, iletim elemanlarının (örneğin, iletim antenleri, alt taşıyıcılar, RF aynaları, iletim Işık Yayan Diyotları (LED), röleler, modülasyon türleri, zaman dilimleri, ön kodlayıcı matrisler, yayılma matrisleri, yayılma kodları, sinyal güçleri ve yükler) açma/kapama durumlarını değiştirerek haritalar. Esasen IM, veri iletimi için tamamen yeni boyutlar sunar. Bu elemanların indislerini kullanarak bilgiyi açma/kapama anahtarlama mekanizması ile ileten IM şemaları, aktif olmayan elemanlardan tasarruf edilen iletim enerjisini aktif olanlara aktararak, aynı toplam iletim enerjisini kullanan geleneksel şemalara kıyasla daha iyi hata performansı elde edebilir. Ayrıca, IM şemaları, bazı sistem elemanlarını devre dışı bırakarak, ancak yine de onları veri iletimi için kullanarak bilgiyi enerji açısından daha verimli bir şekilde iletebilir. Son olarak, IM dijital bilgiyi iletmek için yeni boyutlar eklediğinden, iletişim sisteminin spektral verimliliği donanım karmaşıklığı yükseltilmeden etkili bir şekilde artırılabilir.

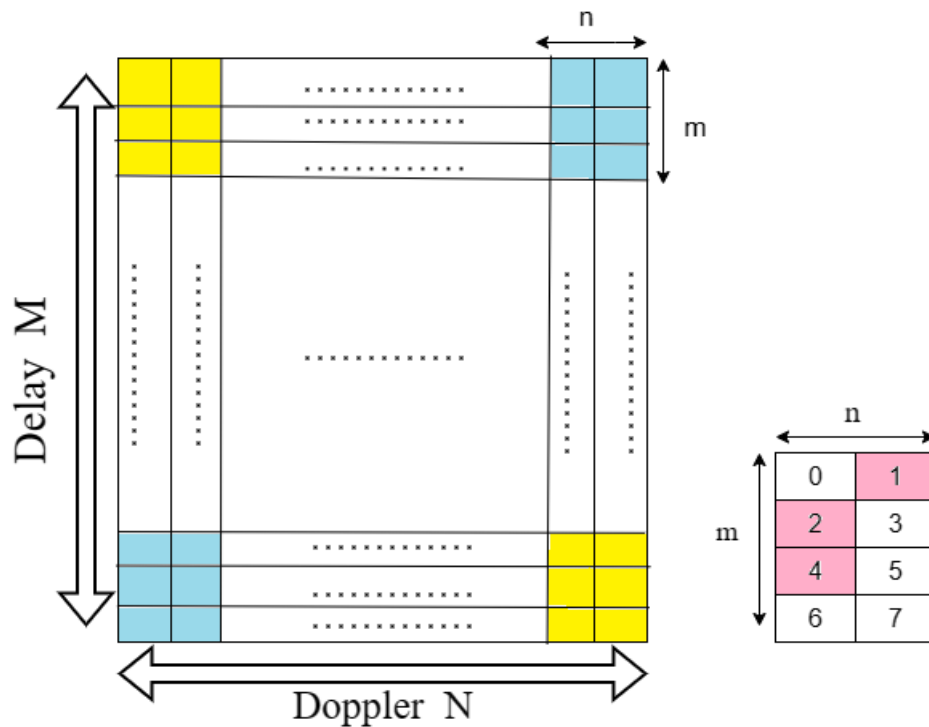
### 2.4. İndis Modülasyonlu OTFS (OTFS-IM)

Geleneksel OTFS sistemine kıyasla, [4]'te önerilen OTFS-IM, hem yüksek hareketlilik hem de spektrum verimliliği açısından gelişmiş performans sunar ve bu da onu araçtan araca ağlar veya yüksek hızlı tren iletişimi gibi senaryolar için uygun hale getirir. OFDM-IM'de, bazı alt taşıyıcılar indis bilgilerini taşımak için pasif kalır. Ancak, OTFS-IM'de indis bilgileri Gecikme-Doppler alanında taşınır ve Zaman-Frekans alanına dönüştürüldüğünde hiçbir alt taşıyıcı pasif kalmaz. Aktif ızgara sayısı arttıkça, indis bitlerinin hata oranı da artar, bu da haritalama bitlerinin hata oranını önemli ölçüde artırır ve sistemin BER performansını büyük ölçüde düşürür.



Şekil 2.10. OTFS-IM sisteminin blok diyagramı.

OTFS-IM, bilgiyi ileten ve alan ve ardından DD alanında sunan bir modülasyon şemasıdır. Temel OTFS-IM modülasyon sistemi, ekstra ön işleme ve son işleme aşamaları ile OFDM sistemi aracılığıyla sunulabilir. OTFS-IM sisteminin blok diyagramı Şekil 2.10'da gösterilmiştir. IM modülasyon ve demodülasyon blokları, 2 adet 2D dönüşüm bloğu ve bir dedektörden oluşmaktadır.



Şekil 2.11. OTFS-IM'in DD alanındaki çerçeve mimarisi.

Vericide,  $u$  bilgi bitleri  $g$  gruba bölünür, her biri DD alanında  $v$  noktasından oluşan vektörleştirilmiş bir OTFS alt bloğuna eşlenir. Özellikle  $v = MN/g$  olarak gösterilen alt blok boyutu, sırasıyla gecikme boyutunda gecikme kutuları sayısı  $N$  ve Doppler boyutunda Doppler kutuları  $M$  sayısı tarafından belirlenir. Bilgi bitleri başlangıçta iki bit akışına ayrılır.  $Z_1$  bitten oluşan bir akış, her alt blok  $\delta$  için mevcut  $v$  indisinden  $k$  indisi etkinleştiren bir indis seçicisine girer. Seçilen aktif indisler şu şekilde gösterilir:

$$\mathbf{i}_\alpha = \{i_{\alpha,1}, \dots, i_{\alpha,k}\} \quad (2.10)$$

burada  $i_{\alpha,\beta} \in [1, \dots, v]$  için  $\alpha = 1, \dots, g$  ve  $\beta = 1, \dots, k$ . Tüm alt bloklar için indis bitlerinin sayısı şu şekilde verilebilir:

$$Z_1 = z_1 g = \lfloor \log_2(C_v^k) \rfloor g \quad (2.11)$$

Burada,  $\lfloor \cdot \rfloor$  taban fonksiyonunu ifade eder ve  $C(v, k)$  bir  $v$  kümesinden  $k$  öge seçme kombinasyonlarının sayısını temsil eder. Karmaşık  $M$ -ary semboller,  $Z_2$  bitten oluşan ikinci bit akışıyla eşlenir.  $M$ -ary sinyal takımı yıldızındaki semboller aracılığıyla iletilen toplam bit sayısı şu şekildedir:

$$Z_2 = z_2 g = k(\log_2(M_{\text{mod}}))g \quad (2.12)$$

Toplam aktif konum sayısı  $K = kg$  eşittir ve OTFS-IM sistemi toplamda  $z = Z_1 + Z_2$  bit taşır. Modüle edilmiş sembollerin her alt bloğu şu şekilde temsil edilir:

$$\mathbf{s}_\alpha = [s_\alpha(1), \dots, s_\alpha(k)] \quad (2.13)$$

burada  $s_\alpha(\beta) \in \mathbf{S}$ ,  $\alpha = 1, \dots, g$ ,  $\beta = 1, \dots, k$  ve  $\mathbf{S}$   $M_{\text{mod}}$  boyutundaki karmaşık sinyal takımı yıldızını temsil eder ve  $P = E_s(v/k)$  gücüne sahiptir, burada  $E_s$  ortalama iletim gücüdür ve  $(v/k)$  verici tarafındaki güç tahsis katsayısıdır.

Bilgi bitleri modüle edildikten ve aktivasyon bitleri seçildikten sonra, tüm alt bloklar, tüm  $\delta_\alpha$  için  $\mathbf{i}_\alpha$  ve  $s_\alpha(\beta)$  dikkate alınarak OTFS oluşturucu bloğu tarafından üretilir. Şekil 2'de gösterildiği gibi, sol tarafta OTFS-IM sisteminin DD alanındaki sinyal çerçevesi,  $\delta$  alt bloktan oluşur ve her alt bloğun yapısı Şekil 2.11'nin sağ tarafında gösterilmiştir. Daha sonra, DD alanında  $\mathbf{X}^{DD}$  bloğunda iletilen tüm alt bloklar şu şekilde tanımlanabilir [3]:

$$\mathbf{X}^{DD} = \begin{pmatrix} x_{1,1} & \cdots & x_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M,1} & \cdots & x_{M,N} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

burada,  $x_{k,l} \in \{\mathbf{0}, \mathbf{S}\}$ ,  $k = 0, \dots, N - 1$  ve  $l = 0, \dots, M - 1$ . Daha sonra, bilgi sembolleri DD alanından TF alanına ISFFT dönüşümü ile dönüştürülür. Dönüştürülmüş matris şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{X}^{FT} = \mathbf{F}_M \mathbf{X}^{DD} \mathbf{F}_N^H \quad (2.15)$$

burada,  $\mathbf{X}^{FT} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ,  $\mathbf{F}_M = \left[ \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi \frac{z_g}{M}} \right]_{M \times M}$ , ve  $\mathbf{F}_N = \left[ \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{z_g}{N}} \right]_{N \times N}$ .  $(\cdot)^H$  notasyonu, bir matrisin eşlenik transpozunu ve  $\mathbf{F}_N$  ve  $\mathbf{F}_M$ , ayrık Fourier dönüşümü (DFT) tarafından üretilen matrisleri temsil eder. TF alanında, zaman aralığı  $T$  ve frekans aralığı  $\Delta f$  ile  $N \times M$  ızgarasında örnekleme yapılıdır.  $\mathbf{X}^{FT}$  matrisindeki semboller, geleneksel frekans-zaman modülatörü kullanılarak tek boyutlu iletim sinyallerine dönüştürülür. Son iletilen sembol,  $\mathbf{S}$  olarak gösterilebilir:

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{X}^{FT} \quad (2.16)$$

Son olarak, çevrimsel önek (CP) eklenir ve tek boyutlu iletim sinyali  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{(M+N_{CP})N \times 1}$  aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\mathbf{s} = \text{vec} \{ \mathbf{A}_{CP} \mathbf{S} \} \quad (2.17)$$

Burada  $\text{vec}(\cdot)$  işlemi; bir matrisi vektöre dönüştüren süreçtir.

Alıcıda,  $\mathbf{H}$  kanal matrisi olup  $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s}$  olarak temsil edilen  $\mathbf{s}$  sinyali, zamanla değişen kanalı hesaba katmak için  $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{(M+N_{CP})N \times 1}$  matrisine dönüştürülür. Ardından, çevrimsel önek çıkarma matrisi  $\mathbf{R}_{CP} \in \mathbb{C}^{M \times (M+N_{CP})}$  ile CP kaldırılır. Bu, CP'ler olmadan OTFS-IM sembollerinin  $\mathbf{R}_{CP}\mathbf{R}$  olarak çıkarılmasına neden olur. Daha sonra, CP'ler olmadan her OTFS-IM sembolüne DFT uygulanır, bu da zaman-frekans alanında 2D blok  $\mathbf{Y}^{FT}$  ile sonuçlanır:

$$\mathbf{Y}^{FT} = \mathbf{F}_M \mathbf{R}_{CP} \mathbf{R} \quad (2.18)$$

Sonraki adımda, DD alanındaki sinyali elde etmek için  $\mathbf{Y}^{FT}$  üzerine SFFT uygulanır, ve şu sonuç elde edilir:

$$\mathbf{Y}^{DD} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{Y}^{FT} \mathbf{F}_N \quad (2.19)$$

Tüm sistemin son ilişkisi şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{y}^{DD} = \mathbf{H} \mathbf{x}^{DD} + \boldsymbol{\omega} \quad (2.20)$$

bu ifadede,  $\mathbf{y}^{DD} = \text{vec}\{\mathbf{Y}^{DD}\} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ ,  $\mathbf{x}^{DD} = \text{vec}\{\mathbf{X}^{DD}\} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ ,  $\boldsymbol{\omega} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$  AWGN'yi temsil eder ve  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$  DD alanındaki kanal matrisini gösterir.

## 2.5. OTFS Veri Algılaması

Alıcının görevi, alınan sinyalden bilgiyi tamamen geri kazanmaktır. Günümüzde; Minimum Ortalama Kare Hata (MMSE), Maksimum Olabilirlik (ML) [3, 61] ve Mesaj Aktarma (MP) [62] gibi birçok algılama yöntemi OTFS için araştırılmaktadır ve genellikle yüksek Doppler etkisine karşı iyi performans göstermektedir. Geleneksel OTFS'den farklı olarak, OTFS-IM'de tespit Gecikme-Doppler matrisindeki aktif noktaların her iki indisinde ve ilgili bilgi sembollerinde bilgiyi algılamak gerekmektedir. OTFS-IM alt bloğu tarafından taşınan indis bilgisi algılama içinde dikkate alınmalıdır. Bu bölümde, OTFS-IM şeması için iki farklı algılama algoritması türü araştırılmaktadır.

### 2.5.1. ML Algılaması

ML algılaması, hem indis hem de sinyal takımı yıldızı tarafından taşınan tüm bilgileri algılamak için kullanılabilir. Tüm olası indis kombinasyonlarını ve sinyal takımı yıldızını arayarak, aktif indisler ve takımı yıldız sembollerine dayalı ortak bir karar her alt blok için verilir.

$$\{\tilde{i}_\alpha, \tilde{s}_\alpha\} = \underset{i_\alpha, s_\alpha}{\text{argmin}} \sum_{\beta=1}^k |\tilde{y}^\alpha(i_{\alpha,\beta}) - h^\alpha(i_{\alpha,\beta}) \mathbf{s}_\alpha(\beta)|^2. \quad (2.21)$$

ML algılaması için ayrıntılı bir taramalı tablosu gereklidir. Alıcı tarafında, taramalı tablosu, gelen bitler için  $Z_1$  alt blokları için karşılık gelen indisleri sağlar. QPSK sinyalli 4 aktif kombinasyonla birlikte, bir taramalı tablosu örneği Tablo 2.1'de gösterilmektedir.

Tablo 2.1.  $v = 4, k = 2$  için taramalı tablo.

Bitler	İndisler	Alt Bloklar
[0,0]	[1,2]	$[s_\partial, s_\beta, 0,0]$
[0,1]	[2,3]	$[0, s_\partial, s_\beta, 0]$
[1,0]	[3,4]	$[0,0, s_\partial, s_\beta]$
[1,1]	[1,4]	$[s_\partial, 0,0, s_\beta]$

Her alt bloğun boyutu ve daha yüksek mertebedeki sinyal modülasyonu artarsa, OTFS-IM'in spektrum verimliliği de artar. Ancak bu, taramalı tablosunun çok büyük boyutlara ulaşmasına ve hem verici hem de alıcı için karmaşıklığın artmasına yol açar. Her grup için indis bitlerinin algılaması karmaşıklığı  $\mathcal{O}(2C_v^k M^k)$  şeklindedir, burada  $M$  sinyal modülasyonunun mertebesidir. Bu, özellikle büyük boyutlu taramalı tablosu ile çok büyük hale gelir.

### 2.5.2. Log-Olabilirlik Oranı (LLR) Algılaması

LLR dedektörü, özellikle kod çözme için iletişim sistemlerinde kullanılan temel bir bileşendir. LLR dedektörü, alınan bir sinyalin her olası iletilen sembole karşılık gelme olabirliklerinin oranının logaritmasını hesaplayarak çalışır. Bu yöntem, farklı sembollerin olabirliklerini dikkate aldığı için gürültü ve parazit varlığında daha güvenilir karar verme sağlar ve yalnızca alınan sinyalin genliği veya fazına dayalı sert kararlar vermekten kaçınır. Alıcıdaki LLR dedektörü çıktıları, LLR değerlerinden oluşur. Bu noktada LLR değerlerinin dağılımını belirlemek arzu edilir. Alınan sinyal, LLR dedektörü kullanılarak hesaplamalı algılamının daha verimli bir şekilde gerçekleştirilmesi için kullanılabilir. LLR değerleri şu şekilde elde edilebilir:

$$\lambda = \ln\left(\frac{k}{v-k}\right) + \left(\frac{\|\tilde{y}\|^2}{\sigma^2}\right) + \ln \sum e^{-\frac{\|\tilde{y}-Hv\|^2}{\sigma^2}}. \quad (2.22)$$

### 2.5.3. MMSE Algılaması

MMSE algılaması hem takımyıldız bilgi sembollerini hem de indis bitlerini tespit eder.

$$y_{MMSE}^{DD} = (H^{DD})^H \left( H^{DD} (H^{DD})^H + \frac{i^{DD}}{\rho_{snr}^{DD}} \right)^{-1} \tilde{y}^{DD} \quad (2.23)$$

burada  $y_{MMSE}^{DD}$  Gecikme-Doppler alanında MMSE eşitlenmiş sinyali,  $\rho_{SNR}^{DD}$  Gecikme-Doppler alanında ortalama SNR'yi ve  $H^{DD}$  Gecikme-Doppler kanalını ifade eder.

#### 2.5.4. Greedy Algılaması

Greedy dedektörü (GD), haberleşme sistemlerinde sinyal algılama performansını artırmak için kullanılan, optimal olmayan ancak verimli bir algılama algoritmasıdır ve hesaplama basitliği sağlar. Optimal dedektörlerin aksine, tüm olası sinyal kombinasyonlarını kapsamlı bir şekilde aramak yerine en olası sinyal adaylarını yinelemeli olarak seçmek için sezgisel bir yaklaşım kullanır, böylece hesaplama karmaşıklığını önemli ölçüde azaltır.

[63]'da açıklandığı gibi, Greedy dedektörü, iki aşamalı bir süreç içeren düşük karmaşıklıkta bir algılama şeması kullanır. Bu süreçte, aktif alt taşıyıcıların indisleri ve ilgili M-ary semboller ayrı ayrı tanımlanır. İlk aşamada, GD her alt taşıyıcının birleşik çıkış sinyal enerjisini  $|\mathbf{y}^{DD}(\beta)|^2$  değerlendirir ve en fazla enerjiye sahip olan  $k$  aktif alt taşıyıcıyı seçer. Bu, yalnızca olumlu kanal sönümlenmesi yaşayan alt taşıyıcıların seçilmesini garanti eder. Bu aktif alt taşıyıcıların indisleri, boyutu  $2^{(Z_1)}$  olan önceden oluşturulmuş bir taramalı tablosu kullanılarak belirlenir. Diğer aşamada, iletilen M-ary sembollerini algılamak için tahmin edilen  $k$  aktif alt taşıyıcıdan her biri için maksimum olasılık kararı verilir.

#### 2.6. Donanımsal Hatalar

Donanımsal hatalar, iletişim sistemlerinin fiziksel bileşenlerindeki ideal olmayan etkileri ve kusurları ifade eder ve bu durum sistem performansını düşürebilir. Bu hatalar arasında faz gürültüsü, eş faz/dik faz (I/Q) dengesizliği [64], güç yükselteçlerindeki doğrusal olmayan durumlar ve Analogdan Dijitale Dönüştürücü'lerdeki (ADC) kuantizasyon hataları bulunur. Bu tür kusurlar; sinyal bozulmalarına, artan hata oranlarına ve iletişim sisteminin genel verimliliğinin azalmasına yol açabilir. [65]'de, HWI'ler ile OFDM-IM sistemleri, frekans-seçici Rayleigh solma kanalları kullanılarak kusurlu kanal durumu bilgisi (ICSI) altında ele alınmıştır. [66]'de Ceniklioğlu ve arkadaşları, OFDM-IM sistemindeki donanımsal hataların etkisini incelemiş ve bu hataların, sistem performansını önemli ölçüde etkileyen düşük SNR değerlerine neden olduğunu bulmuşlardır. Simülasyon sonuçları, Nakagami-m ve Weibull sönümleme kanalları için

donanımsal hataların OFDM-IM performansı üzerinde olumsuz bir etki yarattığını göstermektedir. Verici/alıcı donanım hataları  $\{\kappa \in (0.05, 0.1)\}$ , yüksek SNR bölgesinde MIMO-OFDM sisteminin kanal kapasitesini ve SNR çoğullama kazancını sınırlar. Ayrıca, donanımsal hata seviyeleri arttıkça kanal kapasitesi azalır [67]. Donanımsal hatalar, 5G/6G sistemlerinde performansı etkileyen önemli bir faktör olup iletişimi etkilemektedir. [68]'da, faz gürültüsü (PN) ve Eş faz/Dik faz dengesizliğinin (IQI) gecikme tahmini üzerinde daha güçlü bir etkiye sahip olduğu bulunmuştur. [69]'de, Ceniklioğlu ve arkadaşları, Rayleigh sönümlenme kanallarında RIS destekli OFDM-IM hata performansı üzerindeki donanımsal hataların etkilerini incelemiştir.

## 2.7. Karıştırma Saldırısı Türleri

Geniş Bant Karıştırma; alıcıyı yüksek güçlü, geniş bantlı bir gürültü sinyali ile boğarak kablosuz iletişimi bozmayı amaçlayan bir elektronik harp türüdür. Bu teknik, geniş bir frekans aralığını hedefler ve frekans atlamalı veya yayılmış spektrum tekniklerini kullanan sistemlere karşı özellikle etkilidir. Geniş Bant Karıştırma, aynı anda birçok iletişim kanalının performansını bozma yeteneği nedeniyle hem sivil hem de askeri iletişim ağları için önemli bir tehdit oluşturur.

PBJ, BJ ve AJ; literatürde yaygın olarak bulunan üç karıştırma saldırısı türüdür. Bu karıştırma türleri, alınan sinyal eklenmiş Gauss gürültüsüne benzer şekilde etkiler ve gürültü tabanını artırır. Her karıştırma türü için karıştırma katsayıları tartışılmıştır. Karıştırma ve sinyal bant genişliği oranı şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$\rho = \frac{d_c}{N}, \quad (2.24)$$

burada  $d_c$ , bir OFDM-IM bloğu için  $d(\alpha)$ ,  $\alpha = 1, \dots, N$  değerinin sıfır olmayan toplam sayısını temsil eder ve  $N$ , sistemdeki toplam alt taşıyıcı sayısıdır.  $N_{J,T}$ , zaman alanındaki karıştırma sinyalinin varyansını ifade etmekte ve  $N_{J,F}$  ile şu şekilde ilişkilidir:

$$N_{J,F} = \frac{K}{N\rho} N_{J,T}. \quad (2.25)$$

burada  $K$ , bir OFDM-IM bloğu için toplam aktif alt taşıyıcı sayısıdır.

### 2.7.1. Geniş Bant Karıştırma

BJ'de, en basit karıştırma saldırı türü olarak, karıştırıcı gücü OFDM-IM alt taşıyıcılarının tüm frekans aralığına eşit olarak dağıtılır ve frekans alanında alınan sinyali etkileyen toplam Gauss gürültüsü varyansı  $N_{J,F} + N_{0,F}$  olur. BJ varlığında, tüm karıştırma katsayıları 1 olarak seçilir, yani  $d(\alpha) = 1$  için  $\alpha = 1, \dots, N$  ve  $\rho = 1$ . BJ için, (2.25) şu şekilde dönüşür:

$$N_{J,F} = \frac{K}{N} N_{J,T}. \quad (2.26)$$

### 2.7.2. Kısmi Bant Karıştırma

PBJ'de karıştırıcı gücü, OFDM-IM alt taşıyıcılarının toplam frekans bandının bir kısmına eşit olarak dağıtılır ve alınan OFDM-IM sinyalinin frekans spektrumu, karıştırılmış ve karıştırılmamış iki parçadan oluşur. PBJ varlığında, herhangi bir  $d_c$  karıştırma katsayısı 1 olarak atanır ve kalan  $N - d_c$  karıştırma katsayıları 0 olarak atanır ve  $0 < \rho < 1$ .

### 2.7.3. Keyfi Karıştırma

Her alt taşıyıcı için karıştırma katsayılarını  $(d(\alpha), \alpha = 1, \dots, N)$  bağımsız olarak seçerek her alt taşıyıcıya farklı güçle saldırabilen yeni bir model önerilmiştir. Bu nedenle, karıştırıcı gücü, OFDM-IM alt taşıyıcılarının frekans bandı üzerinde eşit olmayan bir şekilde dağıtılır. AJ varlığında,  $d(\alpha) \geq 0$  bir reel sayıdır ve ortalama karıştırıcı gücünü sabit tutmak için  $d$  güç kısıtlamasını sağlar  $\|d\|^2 = N$ , burada  $0 < \rho \leq 1$ .

## 3. BÖLÜM

### GENİŞ BANT KARIŞTIRMA VE DONANIMSAL HATA ETKİSİNDEKİ OTFS-İM SİSTEMLERİNİN ANALİZİ

#### 3.1. Geniş Bant Karıştırma Durumunda Kablosuz İletişim Sistemlerinin Tarihi ve Evrimi

Geniş Bant Karıştırma, kablosuz iletişim sistemlerinin işleyişini engellemek amacıyla yüksek güçlü, geniş bantlı bir sinyalin bir karıştırıcı tarafından iletiildiği bir elektronik saldırı türüdür. 2003 yılında, [70]'deki simülasyonlar, tüm yönlü Doğrudan Dizili (DS)-CDMA sistemlerinin beklenmedik bir şekilde karıştırmaya karşı savunmasız olduğunu ve nispeten düşük karıştırma güçlerinin bile ağı önemli ölçüde bozduğunu göstermiştir. 2007 yılında, [71]'de OFDM sistemi için farklı karıştırma stratejilerinin BER performansının araştırıldığı gösterilmiştir. 2008 yılında, SAR için aktif geniş bant karıştırma yöntemleri tartışılmış ve 9 noktalı X-tipi dizi hedefi için simülasyon sonuçları sunulmuştur [72]. 2009 yılında, eşzamanlı baskılama yöntemlerinin karıştırma ve karmaşıklık bastırma performansının, karıştırıcı sayısının sistemin özgürlük derecelerini aşmadığı durumlarda neredeyse optimal olduğu gösterilmiştir [73]. 2010 yılında, karıştırıcının parametrelerini ayarlayarak, maruz kalma alanının aralığını ve belirli koruma alanını belirlemenin mümkün olduğu doğrulanmıştır [74]. 2011 yılında, [75]'te elde edilen simülasyonlarla, pilot karıştırmanın, %1/8 pilot yoğunluğu, QPSK modülasyonu ve %0.4 hedef BER ile bir hedef dalga formu için pilot yoklama ile 7.5 dB daha verimli olduğu gösterilmiştir. 2012 yılında, [76]'da geniş bant karıştırma varlığında, VSS-APA algoritmasını kullanan adaptif MMSE-ML alıcısının performansının, farklı karıştırma güç seviyelerinde diğer iki algoritmadan daha iyi performans gösterdiği bulunmuştur. 2018 yılında, [77]'de, en kötü performansın OFDM sisteminde geniş bant karıştırma ve atlama olmayan durumlarda meydana geldiği gösterilmiştir. Analiz eğrileri, incelenen tüm karıştırıcı

türleri için atlama alt bantlarının sayısının artırılmasıyla performansın önemli ölçüde arttığını göstermektedir. 2020 yılında, [78]'de geniş bant karıştırma varlığında, OFDM-IM performansı üzerindeki En Küçük Kareler ve Lineer Minimum Ortalama Kare Hatası (LMMSE) kanal tahmin algoritmalarının etkisi incelenmiştir. 2023 yılında, [79]'da, çeşitli karıştırma saldırıları arasında geniş bant karıştırmanın IoT sistemi üzerinde en olumsuz etkiye sahip olduğu bulunmuştur. Bulgular, gürültüsüz ortamlardaki IoT sistemlerinin, gürültülü ortamlarda çalışanlara kıyasla karıştırma saldırılarına daha savunmasız olduğunu ortaya koymuştur.

### 3.2. Donanımsal Hatalar Altında Kablosuz İletişim Sistemlerinin Tarihçesi ve Evrimi

Kablosuz iletişim sistemleri, 19. yüzyılın sonları ve 20. yüzyılın başlarından bu yana önemli ölçüde gelişmiştir. Guglielmo Marconi tarafından geliştirilen radyo iletişim sistemleri, sinyal zayıflaması ve basit gürültü girişimi gibi temel donanımsal hatalarla karşı karşıya kalmıştır. 21. yüzyılda, 3G, 4G LTE ve şimdi 5G gibi kablosuz teknolojilerin yaygınlaşması, donanım tasarımının sınırlarını zorlamıştır. 2008 yılında, [80]'deki çalışma, donanımsal hatalar altında Düşük Yoğunluklu Eşlik Kontrolü (LDPC) kodlu OFDM ve Tek Taşıyıcı Frekans Alanı Eşitlemesi (SC-FDE) performansını karşılaştırmıştır. Simülasyon sonuçları, SC-FDE'nin bu donanımsal hatalar altında OFDM'den çok daha iyi performans gösterdiğini ortaya koymuştur. 2016 yılında, donanımsal hataların etkileri, kentsel mmWave ortamında OFDM ve SC-FDE iletimleri için analiz edilmiş ve karşılaştırılmıştır [81]. 2017 yılında, [65]'de OFDM-IM sisteminin korelasyonlu sönümlenme kanalları üzerindeki donanımsal hataların ve kanal tahmin hatalarının ortak varlığının yıkıcı etkileri incelenmiştir. 2022 yılında, [66]'deki simülasyon sonuçları, Nakagami-m ve Weibull sönümlenme kanalları için OFDM-IM performansı üzerinde donanımsal hataların olumsuz bir etkiye sahip olduğunu göstermektedir.

### 3.3. Geniş Bant Karıştırma Durumunda OTFS-IM Analizi

Bölüm 2'de bahsedildiği gibi, tüm sistemin nihai denklemi şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{y}^{DD} = \mathbf{H}\mathbf{x}^{DD} + \boldsymbol{\omega} \quad (3.1)$$

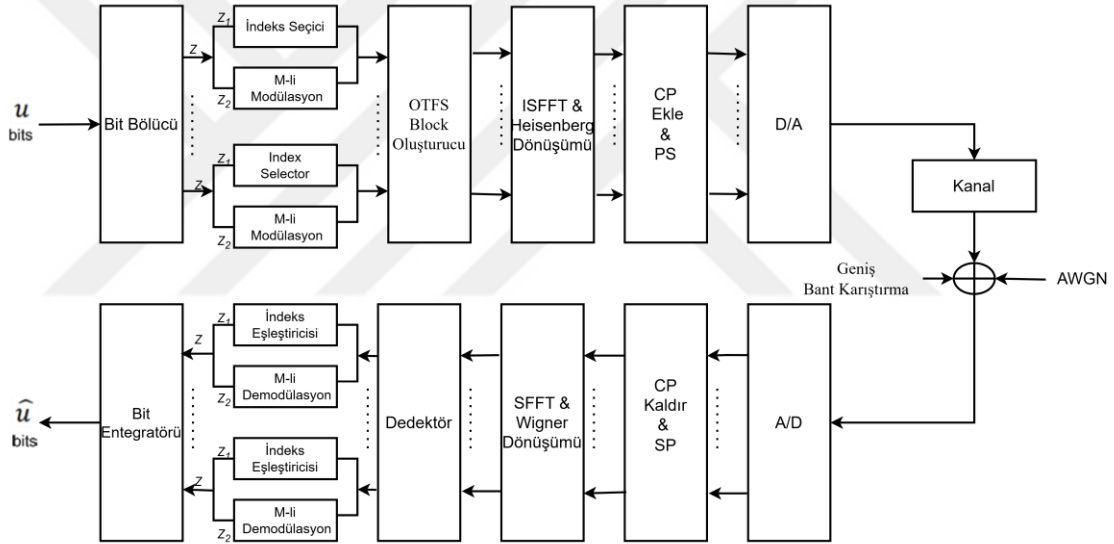
Şekil 3.1'de gösterilen BJ altındaki tüm OTFS-IM sistemi Şekil 3.1'de şu şekilde temsil edilebilir:

$$\tilde{\mathbf{y}}^{DD} = \mathbf{H}\mathbf{x}^{DD} + \boldsymbol{\omega} + J \quad (3.2)$$

Burada  $J$ , frekans alanında parazit olup  $CN(0, \sigma_{J,F})$  olarak dağıtılmıştır.  $\sigma_{J,F}$ , frekans alanında parazit tarafından etkilenen iletilen sinyalin varyansıdır. SNR ve SJR sırasıyla  $SNR = E_b/\sigma_{0,T}$  ve  $SJR = E_b/\sigma_{J,T}$  olarak verilir, burada  $\sigma_{J,T}$ , zaman alanında parazit tarafından etkilenen iletilen sinyalin varyansıdır ve  $E_b$  bit başına enerjidir.  $\sigma_{J,T}$  ile frekans alanında parazit varyansı  $\sigma_{J,F}$  arasındaki ilişki  $\sigma_{J,F} = \frac{K}{N_{CP}} \sigma_{J,T}$  olarak verilir. Bit başına harcanan enerji,  $E_b$ , şu şekilde verilir:

$$E_b = (N + N_{CP})/u \quad (3.3)$$

Burada  $N$ , sistemdeki toplam alt taşıyıcı sayısıdır ve  $N_{CP}$ , CP sayısıdır.



Şekil 3.1. OTFS-IM sisteminin blok diyagramı.

### 3.3.1 BJ Durumunda OTFS-IM için Dedektörler

Alınan bitleri algılamak için, her alt blok  $i_\alpha$ 'nın tüm indislerini ve bunlara karşılık gelen semboller  $w_\alpha$ 'yı dikkate alınan tüm bitleri aramak için ML dedektörü kullanılmıştır. Bu süreç matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$\{\tilde{i}_\alpha, \tilde{s}_\alpha\} = \underset{i_\alpha, s_\alpha}{\operatorname{argmin}} \sum_{\beta=1}^k |\tilde{\mathbf{y}}^\alpha(i_{\alpha,\beta}) - h^\alpha(i_{\alpha,\beta})s_\alpha(\beta)|^2 \quad (3.3)$$

Burada  $\{\tilde{i}_\alpha, \tilde{w}_\alpha\}$  tahmin edilen indis ve sembol takımı yıldızını temsil eder. LLR dedektörü şu şekilde kullanılır:

$$\lambda = \ln\left(\frac{k}{v-k}\right) + \left(\frac{\|\tilde{\mathbf{y}}\|^2}{\sigma^2}\right) + \ln \sum e^{-\frac{\|\tilde{\mathbf{y}}-Hs\|^2}{\sigma^2}} \quad (3.4)$$

MMSE algılama, semboller ve indis bitlerini şu şekilde algılar:

$$y_{MMSE}^{DD} = (H^{DD})^H \left( H^{DD} (H^{DD})^H + \frac{i^{DD}}{\rho_{SNR}^{DD}} \right)^{-1} \tilde{y}^{DD} \quad (3.5)$$

### 3.4. HWI'ler Altında OTFS-IM Analizi

Bölüm 2'de belirtildiği gibi,  $\mathbf{S}$  olarak gösterilen nihai iletilen sembol şu şekilde sunulabilir:

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{X}^{FT} \quad (3.6)$$

HWI'lerin OTFS-IM sistemi üzerindeki etkisini incelemek için, Şekil 3.2'de gösterildiği gibi, verici/alıcı donanımsal hataları doğrusal olmayan, belleksiz bir fonksiyon olarak dikkate alınarak modellenir. Sonuç olarak, iletilen sinyal şu şekilde tanımlanır:

$$\mathbf{W} = \sqrt{P} \sqrt{\kappa_t} \mathbf{S} + \eta_t \quad (3.7)$$

burada  $\kappa_t \in (0,1]$  vericinin donanım kalite faktörünü temsil eder. Ayrıca,  $\eta_t = \text{diag}[\eta_t(1), \dots, \eta_t(v)]$  ifadesi, vericinin bozulma gürültüsünü gösterir. Son olarak,  $\mathbf{A}_{CP} \in \mathcal{C}^{(M+N_{CP}) \times M}$  tarafından çevrimsel önek (CP) eklenir ve tek boyutlu iletim sinyali  $\mathbf{w} \in \mathcal{C}^{(M+N_{CP})N \times 1}$  şu şekilde elde edilir:

$$\mathbf{w} = \text{vec}\{\mathbf{A}_{CP} \mathbf{W}\} \quad (3.8)$$

Burada,  $\text{vec}(\cdot)$  işlemi bir matrisi bir vektöre dönüştürür. Alıcıda  $w$  sinyali,  $\mathbf{H}$  kanal matrisi ve  $r$  matrisi  $r \in \mathcal{C}^{(M+N_{CP})N \times 1}$  olarak temsil edilen  $r = \mathbf{H} \mathbf{w}$  şeklinde gösterilir ve zamanla değişen kanalı dikkate almak için  $\mathbf{R} \in \mathcal{C}^{(M+N_{CP}) \times N}$  matrisine yeniden düzenlenir.

Ardından, CP çıkarma matrisi  $\mathbf{R}_{CP} \in \mathcal{C}^{M \times (M+N_{CP})}$  kullanılarak CP çıkarılır. Bu işlem, CP'siz OTFS-IM sembollerinin  $\mathbf{R}_{CP} \mathbf{R}$  olarak çıkarılmasıyla sonuçlanır. Daha sonra, her CP'siz OTFS-IM sembolüne DFT uygulanır ve zaman-frekans alanında 2D blok  $\mathbf{Y}^{FT}$  elde edilir:

$$\mathbf{Y}^{FT} = \mathbf{F}_M \mathbf{R}_{CP} \mathbf{R} \quad (3.9)$$

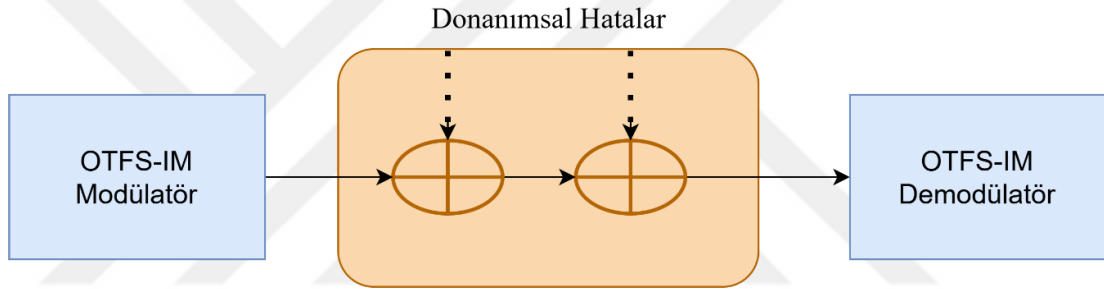
Sinyali DD alanında elde etmek için,  $\mathbf{Y}^{FT}$  üzerine SFFT uygulanır ve sonuç olarak aşağıdaki ifade elde edilir:

$$\mathbf{Y}^{DD} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{Y}^{FT} \mathbf{F}_N \quad (3.10)$$

HWI modeline göre, alıcıda sinyal ilk olarak bozulma katsayısı  $\kappa_r$  ile çarpılır ve ardından bağımsız bozulma gürültüsü terimi,  $\eta_r \sim \mathcal{CN}(0, P|h|^2(1 - \kappa_r))$  ile birleştirilir. Burada,  $\eta_r$  şu şekilde tanımlanmıştır:  $\eta_r = \text{diag}\{\eta_r(1), \dots, \eta_r(v)\}$  ve  $\mathbf{h}$  kanal katsayılarını belirtir. Donanımsal hatalarla etkilenen alınan sinyal şu şekilde ifade edilir:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{DD} &= \sqrt{\kappa_r} \mathbf{Y}^{DD} + \boldsymbol{\eta}_r + \boldsymbol{\omega} \\ &= \sqrt{\kappa_r} (\mathbf{F}_M^H \mathbf{F}_M \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{F}_N) + \boldsymbol{\eta}_r + \boldsymbol{\omega} \\ &= \sqrt{\kappa_r} (\mathbf{F}_M^H \mathbf{F}_M \mathbf{R}_{CP} \mathbf{H} (\sqrt{P} \sqrt{\kappa_t} \mathbf{S} + \boldsymbol{\eta}_t) \mathbf{F}_N) + \boldsymbol{\eta}_r + \boldsymbol{\omega}, \quad (3.11) \end{aligned}$$

burada  $\mathbf{y}^{DD} = \text{vec}\{\mathbf{Y}^{DD}\} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$  ve  $\boldsymbol{\omega} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$  AWGN temsil eder.



Şekil 3.2. Donanımsal hatalar altında OTFS-IM.

### 3.3.1 HWI'ler Altında OTFS-IM Sisteminde Kullanılan Dedektörler

Alınan sinyal  $\mathbf{y}^{DD}$ 'yi çözmek için, LLR dedektörü aşağıdaki şekilde kullanılır:

$$\lambda = \ln \left( \frac{k}{v-k} \right) + \left( \frac{\|\tilde{\mathbf{y}}\|^2}{\sigma^2} \right) + \ln \sum e^{\frac{\|\tilde{\mathbf{y}} - \sqrt{P\kappa_r\kappa_t} \mathbf{H} \mathbf{W}\|^2}{\sigma^2}} \quad (3.12)$$

ML dedektörü ise şu şekilde uygulanır:

$$\{\tilde{i}_\alpha, \tilde{w}_\alpha\} = \underset{i_\alpha, w_\alpha}{\text{argmin}} \sum_{\beta=1}^k |\tilde{\mathbf{y}}^\alpha(i_{\alpha,\beta}) - \sqrt{P\kappa_r\kappa_t} h^\alpha(i_{\alpha,\beta}) w_\alpha(\beta)|^2 \quad (3.13)$$

$\{\tilde{i}_\alpha, \tilde{w}_\alpha\}$  tahmin edilen indis ve sembol takımı yıldızını temsil eder. Bölüm 2'de detaylandırıldığı gibi, Greedy dedektör düşük karmaşıklıkta bir algılama şeması kullanarak iki aşamalı bir süreç içermektedir. Bu yaklaşımda, aktif alt taşıyıcıların indisleri ve karşılık gelen M-ary semboller ayrı ayrı tanımlanır. İlk aşamada, GD her bir alt taşıyıcının birleşik-çıkıti sinyal enerjisini  $|\mathbf{y}^{DD}(\beta)|$  değerlendirir ve en yüksek enerjiye sahip k aktif alt taşıyıcıyı seçer. Diğer aşamada, k tahmini aktif alt taşıyıcıların her biri için maksimum olabilirlik kararı verilerek iletilen M-ary semboller algılanır.

## 4. BÖLÜM

### Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, OTFS-IM sistemi için bit hata oranı bilgisayar simülasyon sonuçları sunulmaktadır. OTFS-IM sisteminin BPSK modülasyonu ile AWGN ve BJ etkisi altındaki BER performansı araştırılmış ve ardından etkinliği değerlendirilmek için OFDM-IM ve klasik OTFS sistemi ile karşılaştırmalar yapılmıştır. 20 yayılım yolu olan bir kanal dikkate alınmış olup, Doppler profili ise şu şekildedir:

$$v_7 = v_{max} \cos(\theta_7), \quad (4.1)$$

$v_{max}$  maksimum Doppler kaymasıdır. Her 7-inci yayılım yolu için,  $v_7$  Doppler kayması ve  $\theta_7$ ,  $-\pi$  ile  $\pi$  arasında eşit olarak dağıtılmış rastgele bir açıdır. Simülasyon için kullanılan parametreler ve değerleri Tablo 4.1'de sunulmaktadır.

Tablo 4.1. Simülasyon parametreleri.

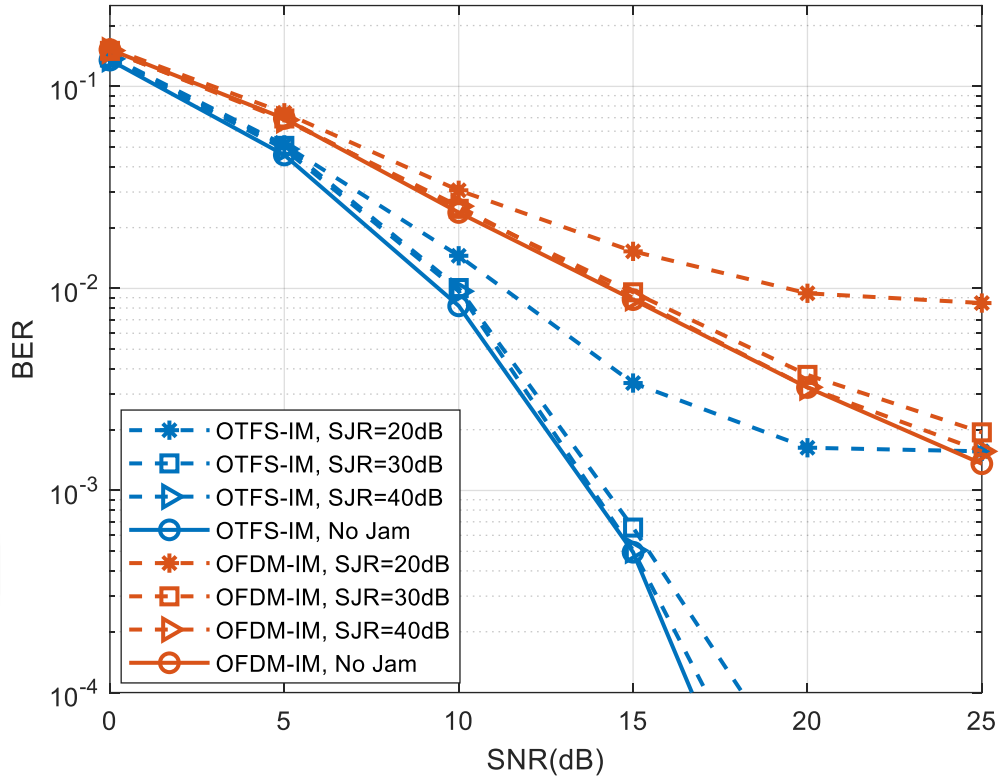
Parametre	Değer
Hareketlilik hızı (km/s)	300
Taşıyıcı frekansı (GHz)	4
$v_{max}$ (Hz)	1850
Kanal modeli	TDL
Alt taşıyıcı aralığı (kHz)	90
Kanal gecikme yayılımı (ns)	300
Yol Sayısı	20
Anten yapılandırması	1T1R
Modülasyon şeması	BPSK

Tablo 4.2, simülasyonda kullanılan dedektörlerle ilgili hesaplama karmaşıklığını özetlemektedir. LLR dedektörü ML dedektöründen daha az karmaşıktır ve Greedy dedektörü, toplam karmaşık çarpım sayısı açısından daha da düşük karmaşıklığa sahiptir [84].

Tablo 4.2. Kullanılan dedektörlerin hesaplama karmaşıklıkları.

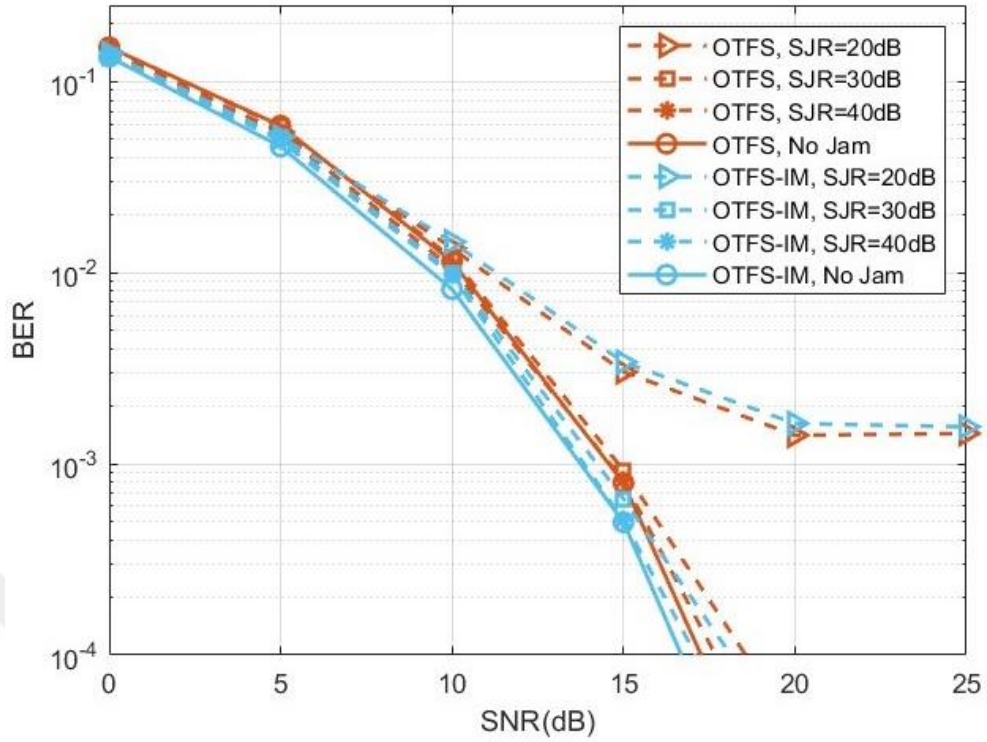
Kullanılan Dedektör	Karmaşıklık
ML	$O\left(\binom{v}{k} M^k\right)$
LLR	$2v + 2vM + 2kM$
Greedy	$vM + 2kM$

Öncelikle, OTFS-IM sisteminin performansını analiz edilmekte ve OFDM-IM sistemlerinin performansı, ile BJ altında değişen farklı SJR değerlerinde karşılaştırarak sonuçları Şekil 4.1'te sunulmuştur. 30 dB ve 40 dB SJR ile  $10^{-2}$  BER için, OTFS-IM, OFDM-IM'e göre neredeyse 5 dB BER kazancı elde eder. Bu üstün performans, OTFS-IM'nin geliştirilmiş İkili Hata Olasılığı (PEP) uzaklık spektrumundan kaynaklanmaktadır [82]. Ayrıca,  $10^{-2}$  BER ve karıştırma yokluğunda, OTFS-IM'nin OFDM-IM'e göre neredeyse 6 dB'lik BER iyileşmesi sergilediğini göstermektedir. SJR'nin yüksek ve SNR'nin düşük olduğu durumlarda, OTFS-IM'in BER performansının karıştırma saldırılarının varlığında veya yokluğunda ihmal edilebilir bir fark gösterdiği gözlemlenebilir [83]. Bunun nedeni; bu gürültüye hakim olan bölgede, OTFS-IM'nin BER performansının öncelikle AWGN tarafından belirlenmesi ve bu durumun karıştırma etkilerini bastırmasıdır.



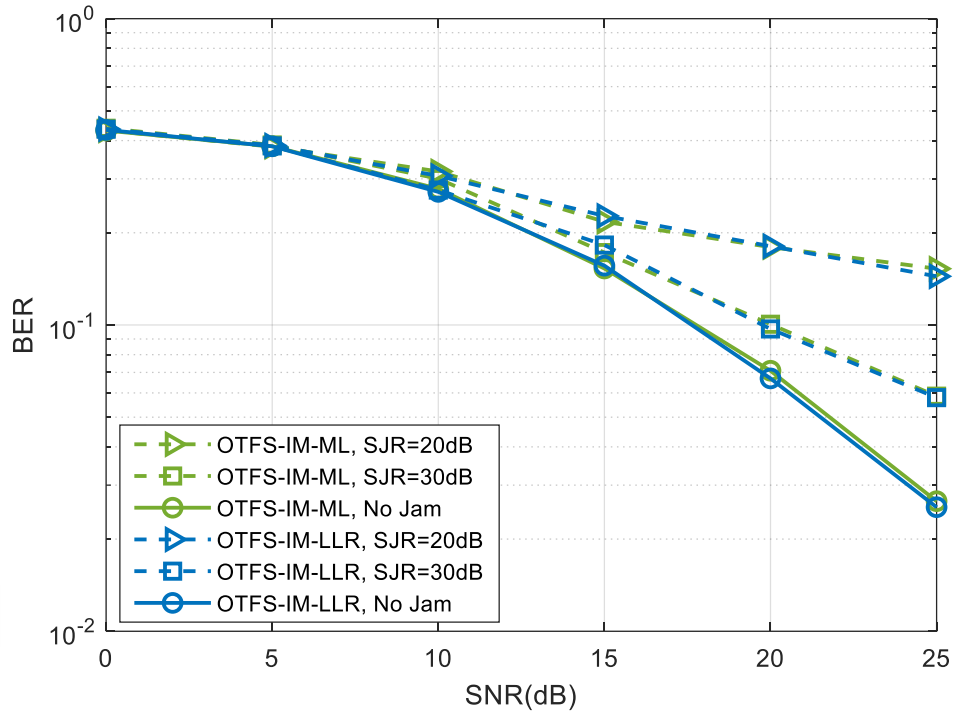
Şekil 4.1. Farklı SJR değerlerinde MMSE dedektörü kullanarak OTFS-IM ve OFDM-IM'nin BER performans karşılaştırması.

SJR değerlerinin 20, 30 ve 40 dB olduğu durumlar için OTFS-IM'nin BER performansını konvansiyonel OTFS ile karşılaştırılmış ve sonuçları Şekil 4.2'te sunulmuştur. SJR = 20 olduğunda, konvansiyonel OTFS, OTFS-IM'ye göre küçük bir performans iyileşmesi sergilemektedir. Bu durum, düşük SJR değerlerinde OTFS-IM'nin yoğun mesafe spektrumunun etkisinden kaynaklanmaktadır. OTFS ve OTFS-IM sistemleri, SJR = 20 olduğunda hata tabanları göstermektedir.



Şekil 4.2. Farklı SJR değerleri altında OTFS-IM ve OTFS'nin MMSE dedektörü kullanılarak BER performans karşılaştırması.

Şekil 4.3; alıcıda, literatürde yaygın olarak kullanılan iki dedektör olan ML ve LLR için, farklı SJR değerli OTFS-IM sisteminin BJ altındaki BER performans analizini göstermektedir. Dikkate değer şekilde, ML ve LLR dedektörlerini kullanarak elde edilen performanslar arasında yüksek benzerlikler görülmektedir. Şekil ayrıca SJR değeri arttıkça BER performansının iyileştiğini de göstermektedir. Denklem 3.3 ve denklem 3.4 karşılaştırıldığında, denklem 3.4'ün hesaplama karmaşıklığı nedeniyle, LLR dedektörünün daha yüksek hesaplama karmaşıklığına sahip olduğu not edilmelidir.



Şekil 4.3. Farklı SJR değerleri altında OTFS-IM sisteminin BER performansı.

OTFS-IM sistemi, indisleri ve sembolleri ayrı ayrı algılar. Bu adımlar birbirinden bağımsız olarak değerlendirilebilir. İletilen sinyal  $W$  dikkate alındığında, PEP şu şekilde ifade edilir:

$$\Pr(W \rightarrow \hat{W} | H) = \Pr\left(\left\|\mathbf{y}^{\text{DD}} - \sqrt{P}\mathbf{W}\mathbf{H}\right\|^2 > \left\|\mathbf{y}^{\text{DD}} - \sqrt{P}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{H}\right\|^2\right), \quad (3.14)$$

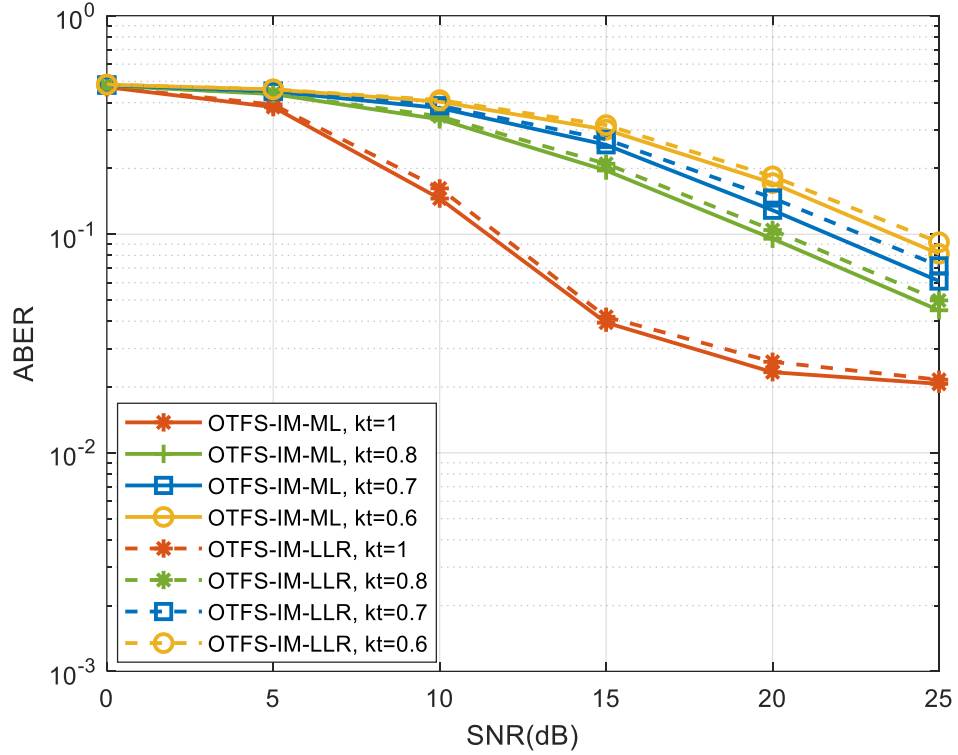
burada  $P(\cdot)$  bir olayın olasılığını ifade eder. (3.14) denklemini uygulayarak, ABER aşağıdaki gibi  $v$ 'den türetilir:

$$\text{ABER} \approx \frac{1}{vg^{2v}} \sum_{j=1}^g \sum_w \sum_{\hat{w}} \Pr(W \rightarrow \hat{W} | H) e(W, \hat{W}), \quad (3.15)$$

burada,  $e(W, \hat{W})$ ,  $j$ 'nci alt bloğun çift yönlü hata olayı ile ilişkili hata bitlerinin sayısını temsil eder.

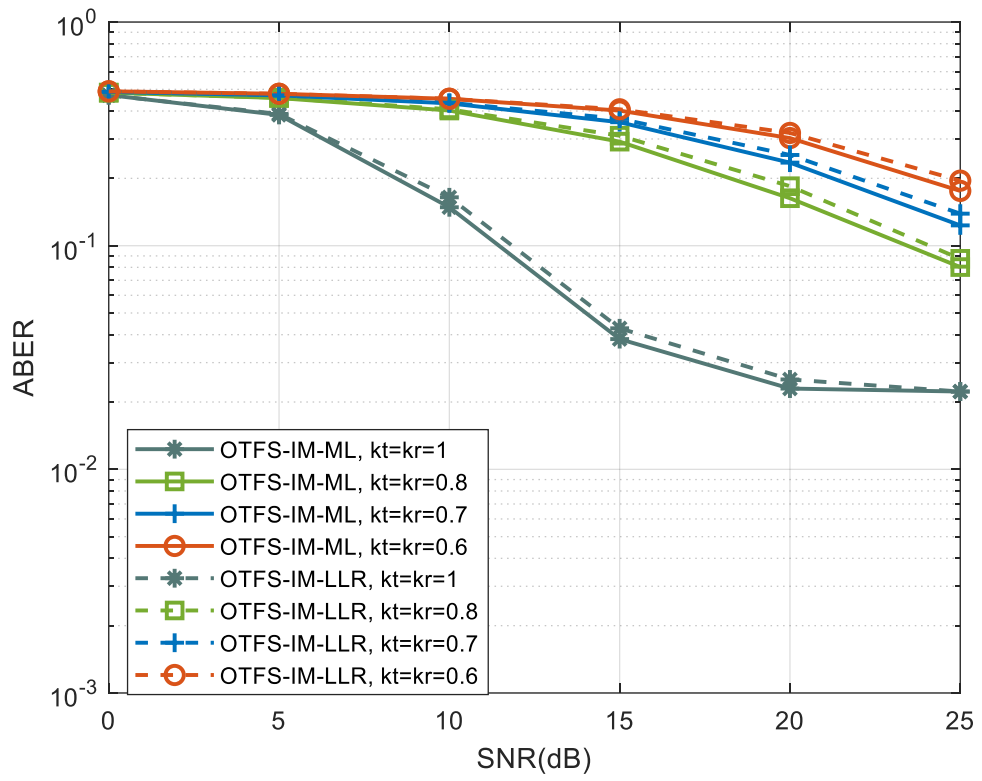
Bu kısımda, OTFS-IM sistemindeki HWI'lerin etkisi analiz edilmiştir. Ayrılmış güç ( $P$ ) ve 400 km/s hız ile OTFS-IM sistemi için SNR'ye karşı ABER'in değişimi incelenmiştir. Şekil 4.4, Donanımsal Hataların verici üzerindeki etkisini göstermekte ve  $\kappa_t$  faktörünü

1'den 0.6'ya kadar değiştirerek ML ve LLR algılama yöntemlerini kullanarak ABER'in HWI'lerden nasıl etkilendiğini ortaya koymaktadır.



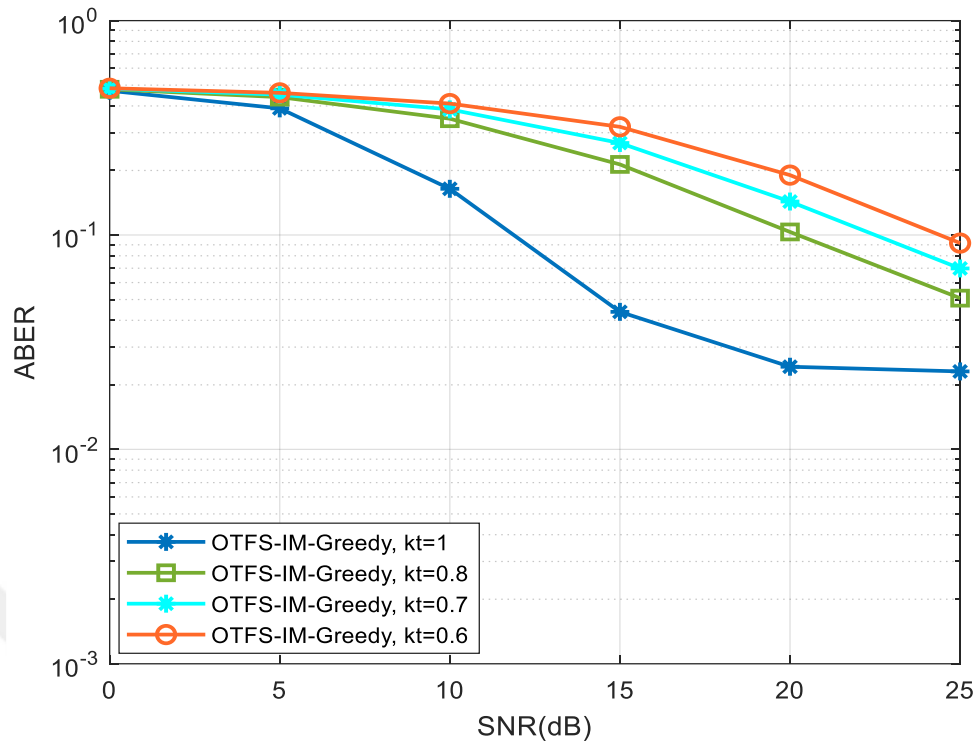
Şekil 4.4. ML ve LLR algılama altında OTFS-IM vericisindeki Donanımsal Hataların etkisi.

Benzer şekilde Şekil 4.5, hem verici hem de alıcı taraflarında farklı HWI şiddet seviyeleri için ML ve LLR algılama ile OTFS-IM sistemleri için ABER'in SNR'ye karşı değişimini göstermektedir.

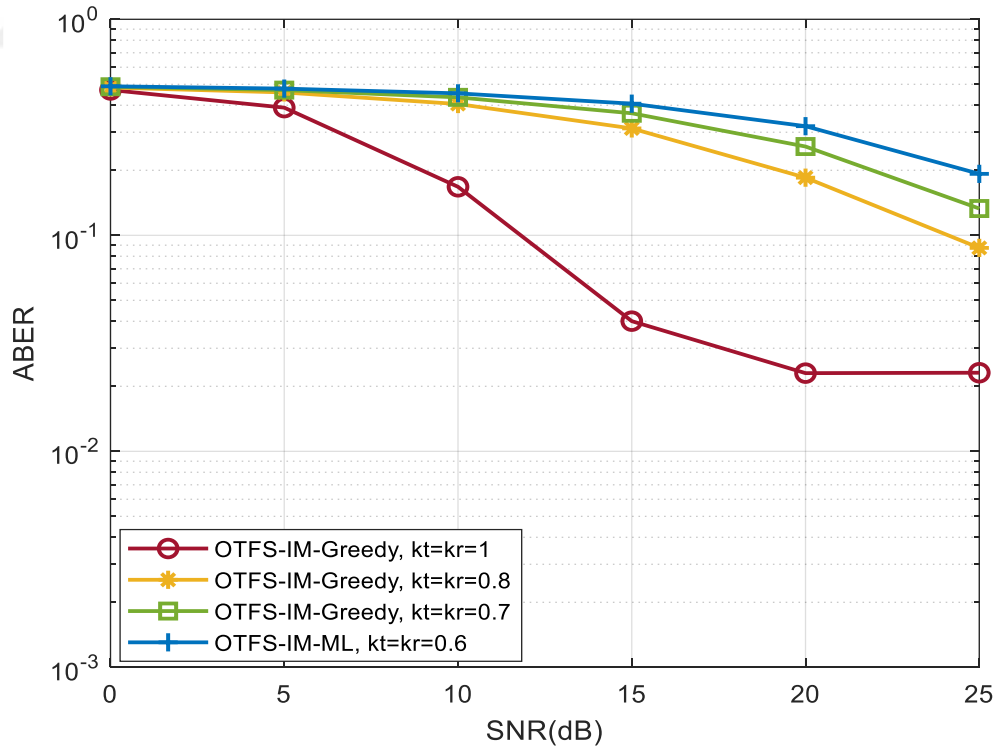


Şekil 4.5. OTFS-IM verici/alıcısındaki Donanımsal Hataların ML ve LLR algılama ile etkisi.

Şekil 4.6 ve Şekil 4.7, Greedy algılama kullanarak OTFS-IM sistemi üzerindeki HWI'in etkisini göstermektedir.  $\kappa_t$  ve  $\kappa_r$  değerleri azaldıkça sistem performansının düştüğü gözlemlenmiştir.



Şekil 4.6. Greedy algılama ile OTFS-IM vericisindeki Donanımsal Hataların etkisi.



Şekil 4.7. Greedy algılama ile OTFS-IM verici/alıcısındaki Donanımsal Hataların etkisi.

Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'ten, ML ve LLR dedektörlerinin performansının Greedy dedektöründen üstün olduğu görülmektedir.

## 5. BÖLÜM

### TARTIŞMA-SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, AWGN ve BJ etkisi altında BPSK modülasyonlu OTFS-IM sisteminin BER performansı, farklı SJR seviyeleri dikkate alınarak ve üç farklı algılama tekniği (MMSE, ML ve LLR dedektörleri) kullanılarak analiz edilmiştir. Analiz, TDL kanal modeli içinde aynı BJ koşullarına maruz kalan OFDM-IM, klasik OTFS ve OTFS-IM sistemleri ile karşılaştırmalı bir değerlendirmeyi içermektedir. Sonuçlar, OTFS-IM'nin BER performansında, özellikle yüksek SJR değerlerinde, geleneksel OTFS ve OFDM-IM sistemlerine göre sürekli olarak daha iyi performans sergilendiği ve SJR'nin 30 dB ve 40 dB olduğu durumlarda BER'de OFDM-IM'ye göre neredeyse 5 dB kazancı elde edildiğini ( $10^{-2}$  için) göstermektedir. Ayrıca, OTFS-IM'nin BER performansının, gürültü hakimiyetindeki bölgede, karıştırma saldırılarının yokluğunda veya varlığında ihmal edilebilir bir fark göstererek, öncelikle AWGN tarafından belirlendiği gözlemlenmiştir.

Ek olarak, OTFS-IM sisteminin performansı üzerindeki verici ve alıcı donanımsal hataların etkisi analiz edilmiş ve gerçekçi çok yönlü etkileri simüle etmek için bir TDL kanal modeli kullanılmıştır. Sonuçlar, değişen SNR ve bozulma seviyelerinde hem vericide hem de alıcıda ideal olmayan alıcı/vericiler ile ABER'in arttığını göstermektedir. Temel bulgular arasında, vericideki bozulma faktörünün ( $\kappa_t$ ) artırılmasının ABER'i azalttığı, yani daha az bozulma ile performansın iyileştiği gözlemi bulunmaktadır. Hem ML hem de LLR dedektörleri, değişen HWI'ler şiddeti altında benzer şekilde iyi performans gösterirken, hem verici hem de alıcı ideal olmadığına önemli performans düşüşleri gözlemlenmiştir. Greedy dedektörünün performansı, ML ve LLR dedektörlerine kıyasla ( $\kappa_t$ ) ve ( $\kappa_r$ ) değerlerinin azalmasıyla daha önemli ölçüde kötüleşmektedir. ML dedektörü en iyi performansı sunarken, daha yüksek hesaplama karmaşıklığı oluşturmaktadır. Buna karşılık, LLR dedektörü daha düşük karmaşıklık

sunan bir alternatif sağlarken, Greedy dedektörü en az karmaşıklığa sahip olmasına rağmen en düşük başarıml sağlamıştır.

Gelecekteki araştırmalar, OTFS-IM sistemleri üzerindeki BJ'nin etkisini azaltmak için sağlam algılama algoritmaları, parametre ayarı için uyarlanabilir modülasyon ve artırılmış dayanıklılık için makine öğrenmesi entegrasyonu gibi stratejiler geliştirmeye odaklanabilir. Adaptif filtreleme, makine öğrenmesi tabanlı telafi ve HWI koşulları için özel olarak tasarlanmış hata düzeltme kodlama teknikleri gibi gelişmiş HWI azaltma algoritmaları araştırılarak HWI'lerin etkisi azaltılabilir ve genel sistem dayanıklılığı artırılabilir.



## KAYNAKÇA

1. Coatelan, S., & Glavieux, A. 1994. Design and test of a multicarrier transmission system on the shallow water acoustic channel. *In Proceedings of OCEANS'94*, 13-16 September 1994, Brest, France, IEEE,3: III/472-III/477.
2. Basar, E., Aygolu, U., Panayirci, E., & Poor, H. V. 2013. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation. **IEEE Transactions on Signal Processing**, **61**(22), 5536–5549.
3. Hadani, R., Rakib, S., Tsatsanis, M., Monk, A., Goldsmith, A. J., Molisch, A. F., & Calderbank, R. 2017. Orthogonal Time Frequency Space Modulation. pp. 1–6. *In 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 19-22 March 2017, San Francisco, CA, USA, IEEE.
4. Liang, Y., Li, L., Fan, P., & Guan, Y. 2020. Doppler Resilient Orthogonal Time-Frequency Space (OTFS) Systems Based on Index Modulation, pp. 1–5. *In 2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC2020-Spring)*, 25-28 May 2020, Antwerp, Belgium, IEEE.
5. Cisco. (2020). *Cisco annual internet report (2018–2023)*.
6. Gupta, A., & Jha, R. K. 2015. A survey of 5G network: architecture and emerging technologies. **IEEE Access**, **3**, 1206–1232.
7. Alsabah, M., Naser, M. A., Mahmmod, B. M., Abdulhussain, S. H., Eissa, M. R., Al-Baidhani, A., ... Hashim, F. 2021. 6G wireless communications networks: a comprehensive survey. **IEEE Access**, **9**, 148191–148243.
8. David, K., & Berndt, H. 2018. 6G vision and requirements: is there any need for beyond 5G? **IEEE Vehicular Technology Magazine**, **13**(3), 72–80.
9. Shanzhi Chen, Jian Zhao, & Ying Peng. 2014. The development of TD-SCDMA 3G to TD-LTE-advanced 4G from 1998 to 2013. **IEEE Wireless Communications**, **21**(6), 167–176.

10. Akyildiz, I. F., Gutierrez-Estevez, D. M., Balakrishnan, R., & Chavarria-Reyes, E. 2014. LTE-Advanced and the evolution to beyond 4G (B4G) systems. **Physical Communication**, **10**, 31–60.
11. Nakimuli, W., Landi, G., Perez, R., Pergolesi, M., Molla, M., Ntogkas, C., ... Salsano, S. 2020. Automatic deployment, execution and analysis of 5G experiments using the 5G EVE platform, pp. 372–377. In *2020 IEEE 3rd 5G World Forum (5GWF)*, 10-12 September 2020, Bangalore, India. IEEE.
12. Huang, T., Yang, W., Wu, J., Ma, J., Zhang, X., & Zhang, D. 2019. A survey on green 6G network: architecture and technologies. **IEEE Access**, **7**, 175758–175768.
13. Dang, S., Amin, O., Shihada, B., & Alouini, M.-S. 2020. What should 6G be? **Nature Electronics**, **3**(1), 20–29.
14. Chettri, L., & Bera, R. 2020. A comprehensive survey on internet of things (IoT) toward 5G wireless systems. **IEEE Internet of Things Journal**, **7**(1), 16–32.
15. Krogfoss, B., Duran, J., Perez, P., & Bouwen, J. 2020. Quantifying the Value of 5G and Edge Cloud on QoE for AR/VR, pp. 1–4. In *2020 Twelfth International Conference on Quality of Multimedia Experience (QoMEX)*, 26-28 May 2020, Athlone, Ireland. IEEE.
16. Sharma, S. K., Woungang, I., Anpalagan, A., & Chatzinotas, S. 2020. Toward tactile internet in beyond 5g era: recent advances, current issues, and future directions. **IEEE Access**, **8**, 56948–56991.
17. Painuly, S., Sharma, S., & Matta, P. 2021. Future Trends and Challenges in Next Generation Smart Application of 5G-IoT, pp. 354–357. In *2021 5th International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC)*, 08-10 April 2021, Erode, India. IEEE.
18. Dutta, A., & Hammad, E. 2020. 5G Security Challenges and Opportunities: A System Approach, pp. 109–114. In *2020 IEEE 3rd 5G World Forum (5GWF)*, 08-10-12 September 2020, Bangalore, India. IEEE.

19. Morocho-Cayamcela, M. E., Lee, H., & Lim, W. 2019. Machine learning for 5g/b5g mobile and wireless communications: potential, limitations, and future directions. **IEEE Access**, **7**, 137184–137206.
20. Haris, R. M., & Al-Maadeed, S. 2020. Integrating Blockchain Technology in 5G enabled IoT: A Review, pp. 367–371. In *2020 IEEE International Conference on Informatics, IoT, and Enabling Technologies (ICIoT)*, 02-05 February 2020, Doha, Qatar. IEEE.
21. de Ree, M., Mantas, G., Gao, J., Rodriguez, J., & Otung, I. E. 2020. Public Key Cryptography Without Certificates for Beyond 5G Mobile Small Cells, pp. 1–5. In *2020 12th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, 20-22 July 2020, Porto, Portugal. IEEE.
22. ITU-R, M. 2015. IMT Traffic Estimates for the Years 2020 to 2030. M.
23. Viswanathan, H., & Mogensen, P. E. 2020. Communications in the 6G era. **IEEE Access**, **8**, 57063–57074.
24. Letaief, K. B., Chen, W., Shi, Y., Zhang, J., & Zhang, Y.-J. A. 2019. The roadmap to 6g: ai empowered wireless networks. **IEEE Communications Magazine**, **57**(8), 84–90.
25. Basar, E., Di Renzo, M., De Rosny, J., Debbah, M., Alouini, M.-S., & Zhang, R. 2019. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces. **IEEE Access**, **7**, 116753–116773.
26. Tang, F., Kawamoto, Y., Kato, N., & Liu, J. 2020. Future intelligent and secure vehicular network toward 6g: machine-learning approaches. **Proceedings of the IEEE**, **108**(2), 292–307.
27. Saad, W., Bennis, M., & Chen, M. 2020. A vision of 6g wireless systems: applications, trends, technologies, and open research problems. **IEEE Network**, **34**(3), 134–142.

28. Shafin, R., Liu, L., Chandrasekhar, V., Chen, H., Reed, J., & Zhang, J. C. 2020. Artificial intelligence-enabled cellular networks: a critical path to beyond-5g and 6g. **IEEE Wireless Communications**, **27**(2), 212–217.
29. Manogaran, G., Rawal, B. S., Saravanan, V., Kumar, P. M., Martínez, O. S., Crespo, R. G., ... Krishnamoorthy, S. 2020. Blockchain based integrated security measure for reliable service delegation in 6G communication environment. **Computer Communications**, **161**, 248–256.
30. Zhou, Y., Liu, L., Wang, L., Hui, N., Cui, X., Wu, J., ... Xing, C. 2020. Service-aware 6G: An intelligent and open network based on the convergence of communication, computing and caching. **Digital Communications and Networks**, **6**(3), 253–260.
31. Seung Hee Han, & Jae Hong Lee. 2005. Modulation, coding and signal processing for wireless communications - An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. **IEEE Wireless Communications**, **12**(2), 56–65.
32. Dahlman, E., Parkvall, S., & Skold, J. 2013. 4G: LTE/LTE-Advanced For Mobile Broadband. Academic press, United Kingdom, 505pp.
33. Nee, R. van, & Prasad, R. 2000. OFDM for wireless multimedia communications. Artech House Inc., United States, 280pp
34. Tao Jiang, & Yiyan Wu. 2008. An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals. **IEEE Transactions on Broadcasting**, **54**(2), 257–268.
35. Farhang-Boroujeny, B. 2011. OFDM versus filter bank multicarrier. **IEEE Signal Processing Magazine**, **28**(3), 92–112.
36. Vakilian, V., Wild, T., Schaich, F., ten Brink, S., & Frigon, J.-F. 2013. Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE, pp. 223–228. *In 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 09-13 December 2013, Atlanta, GA, USA. IEEE.

37. Abdoli, J., Jia, M., & Ma, J. 2015. Filtered OFDM: A new waveform for future wireless systems, pp. 66–70. In *2015 IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 28 June 2015 - 01 July 2015, Stockholm, Sweden. IEEE.
38. Fettweis, G., Krondorf, M., & Bittner, S. 2009. GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing, pp. 1–4. In *VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, 26-29 April 2009, Barcelona, Spain. IEEE.
39. Wei, Z., Yuan, W., Li, S., Yuan, J., Bharatula, G., Hadani, R., & Hanzo, L. 2021. Orthogonal time-frequency space modulation: a promising next-generation waveform. **IEEE Wireless Communications**, **28**(4), 136–144.
40. Bello, P. 1963. Characterization of randomly time-variant linear channels. **IEEE Transactions on Communications**, **11**(4), 360–393.
41. Monk, A., Hadani, R., Tsatsanis, M., & Rakib, S. 2016. OTFS-orthogonal time frequency space. *arXiv preprint arXiv:1608.02993*. 9 Aug 2016.
42. Wei, Z., Li, S., Yuan, W., Schober, R., & Caire, G. 2023. Orthogonal time frequency space modulation—Part I: Fundamentals and challenges ahead. **IEEE Communications Letters**, **27**(1), 4–8.
43. Yuan, W., Zou, J., Cui, Y., Li, X., Mu, J., & Han, K. 2023. Orthogonal time frequency space and predictive beamforming-enabled URLLC in vehicular networks. **IEEE Wireless Communications**, **30**(2), 56–62.
44. Li, S., Yuan, W., Wei, Z., He, R., Ai, B., Bai, B., & Yuan, J. 2021. A Tutorial to Orthogonal Time Frequency Space Modulation for Future Wireless Communications, pp. 439–443. In *2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops)*, 28-30 July 2021, Xiamen, China. IEEE.
45. Yuan, W., Li, S., Wei, Z., Cui, Y., Jiang, J., Zhang, H., & Fan, P. 2023. New delay doppler communication paradigm in 6g era: A survey of orthogonal time frequency space (OTFS). **China Communications**, **20**(6), 1–25.

46. Li, W., & Preisig, J. C. 2007. Estimation of rapidly time-varying sparse channels. **IEEE Journal of Oceanic Engineering**, **32**(4), 927–939.
47. Groll, H., Prokes, A., Molisch, A. F., Caban, S., Zochmann, E., Pratschner, S., ... Zemen, T. 2019. Sparsity in the Delay-Doppler Domain for Measured 60 GHz Vehicle-to-Infrastructure Communication Channels, pp. 1–6. In *2019 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, 20–24 May 2019, Shanghai, China. IEEE.
48. Matz, G. 2005. On non-WSSUS wireless fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **4**(5), 2465–2478.
49. Hlawatsch, F., & Matz, G. 2011. Wireless communications over rapidly time-varying channels. Academic press, USA, 417pp.
50. Sykora, J. 2000. Tapped delay line model of linear randomly time-variant WSSUS channel. **Electronics Letters**, **36**(19), 1656–1657.
51. Rappaport, T. S. 2024. Wireless communications: principles and practice. Cambridge University Press, United Kingdom, 693pp.
52. García, C. R., Lehner, A., Strang, T., & Frank, K. 2008. Channel model for train to train communication using the 400 MHz band, pp. 3082–3086. In *VTC Spring 2008-IEEE Vehicular Technology Conference*, 11–14 May 2008, Marina Bay, Singapore. IEEE.
53. Liu, P., Ai, B., Li, Y., & Sun, R. 2014. Urban Viaduct Channel Characterization of Train-to-Train Communication at 900 MHz. In *Multimedia and Ubiquitous Engineering, Heidelberg*, Berlin. Springer, 308: 353–360.
54. Hadani, R., & Monk, A. 2018. OTFS: A new generation of modulation addressing the challenges of 5G. *arXiv preprint arXiv:1802.02623*. 7 Feb 2018.
55. Farhang, A., RezazadehReyhani, A., Doyle, L. E., & Farhang-Boroujeny, B. 2017. Low complexity modem structure for OFDM-based orthogonal time frequency space modulation. **IEEE Wireless Communications Letters**, **7**(3), 344–347.

56. Mallaiah, R., & Mani, V. V. 2022. A novel OTFS system based on DFrFT-OFDM. **IEEE Wireless Communications Letters**, **11**(6), 1156–1160.
57. Lampel, F., Alvarado, A., & Willems, F. M. J. 2021. Orthogonal time frequency space modulation: A discrete Zak transform approach. **arXiv preprint arXiv:2106.12828**.
58. Mohammed, S. K. 2021. Derivation of OTFS modulation from first principles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **70**(8), 7619–7636.
59. Mohammed, S. K. 2021. Time-domain to delay-Doppler domain conversion of OTFS signals in very high mobility scenarios. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **70**(6), 6178–6183.
60. Basar, E. 2016. Index modulation techniques for 5G wireless networks. **IEEE Communications Magazine**, **54**(7), 168–175.
61. Raviteja, P., Phan, K. T., Hong, Y., & Viterbo, E. 2018. Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **17**(10), 6501–6515.
62. Li, L., Liang, Y., Fan, P., & Guan, Y. 2019. Low complexity detection algorithms for OTFS under rapidly time-varying channel, pp. 1–5. In *2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Spring)*, 28 April 2019 - 01 May 2019, Kuala Lumpur, Malaysia. IEEE.
63. Crawford, J., & Ko, Y. 2015. Low complexity greedy detection method with generalized multicarrier index keying OFDM, pp. 688–693. In *2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 30 August 2015 - 02 September 2015, Hong Kong, China. IEEE.
64. Li, J., Matthaiou, M., & Svensson, T. 2014. I/Q imbalance in AF dual-hop relaying: Performance analysis in Nakagami-m fading. **IEEE Transactions on Communications**, **62**(3), 836–847.

65. Bouhleb, A., Domouchtsidis, S. G., Ikki, S. S., & Sakly, A. 2017. Performance of OFDM-IM under joint hardware impairments and channel estimation errors over correlated fading channels. **IEEE Access**, **5**, 25342–25352.
66. Ceniklioglu, B., Develi, I., Canbilen, A. E., & Lafci, M. 2022. Analysis of average bit error rate for OFDM-IM systems with hardware impairments over Nakagami-m and Weibull fading channels, pp. 1–6. In *2022 International Conference on Computing, Communication, Security and Intelligent Systems (IC3SIS)*, 23-25 June 2022, Kochi, India. IEEE.
67. Singal, A., Kedia, D., Jaglan, N., & Gupta, S. D. 2017. Performance analysis of MIMO-OFDM system with transceiver hardware impairments, pp. 102–105. In *2017 4th International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPCC)*, 21-23 September 2017, Solan, India. IEEE.
68. Chen, H., Keskin, M. F., Aghdam, S. R., Kim, H., Lindberg, S., Wolfgang, A., ... Wymeersch, H. 2023. Modeling and analysis of OFDM-based 5G/6G localization under hardware impairments. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **23**(7),7319-7333.
69. Ceniklioglu, B., Develi, I., & Canbilen, A. E. 2023. On the Performance of RIS-Assisted OFDM-IM: Impact of Hardware Impairments, pp. 24–28. In *2023 IEEE Symposium on Wireless Technology & Applications (ISWTA)*, 15-16 August 2023, Kuala Lumpur, Malaysia. IEEE.
70. Karhima, T., Lindroos, P., Vesterinen, J., Hall, M., Kantanen, J., Haggman, S.-G., & Korhonen, T. 2003. Performance of a DS-CDMA system under jamming in an urban environment. In *IEEE Military Communications Conference, 2003. MILCOM 2003*, 13-16 October 2003, Boston, MA, USA. IEEE, 1: 7–12.
71. Jun, L., Andrian, J. H., & Zhou, C. 2007. Bit error rate analysis of jamming for OFDM systems, pp. 1–8. In *2007 wireless telecommunications Symposium*, 26-28 April 2007, Pomona, CA, USA. IEEE.

72. Zhao, H. 2008. Simulation of barrage-type jamming for synthetic aperture radars. In *2008 ISECS International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management*, 03-04 August 2008, Guangzhou, China. IEEE, 2:462–465.
73. Liu, R., & Duan, K. 2009. Barrage Noise Jamming Suppression methods for Airborne phased array radar, pp. 1–6. In *2009 IET International Radar Conference*, 20-22 April 2009, Guilin. IET.
74. Xiang, W., Wang, J., & Liu, F. 2010. The exposed area analysis of barrage-type jamming to bistatic SAR. In *2010 International Conference on Electronics and Information Engineering*, 01-03 August 2010, Kyoto, Japan. IEEE, 2, V2-168.
75. Clancy, T. C. 2011. Efficient OFDM denial: Pilot jamming and pilot nulling, pp. 1–5. In *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 05-09 June 2011, Kyoto, Japan. IEEE.
76. Samir, M., Shaheen, E. M., & Abd El Wahab, A. 2012. Performance analysis of DS-CDMA system using fast adaptive filtering under different jamming techniques, pp. 1–6. In *2012 International Conference on Engineering and Technology (ICET)*, 10-11 October 2012, Cairo, Egypt. IEEE.
77. Soliman, M. A., Moussa, K. H., Saad, W. M., Shaaban, S., & Rizk, M. R. M. 2018. Analysis of jamming attacks on a hopped OFDM communication system, pp. 407–411. In *2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, 08-11 October 2018, Chongqing, China. IEEE.
78. Kaplan, A., Kurt, G. K., Altunbaş, İ., Altun, U., Onaty, F. A., & Küçükyavuz, D. 2020. Impact of channel estimation on the performance of OFDM-IM with barrage jamming, pp. 1–4. In *2020 28th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 05-07 October 2020, Gaziantep, Turkey. IEEE.
79. tu Zahra, F., Bostanci, Y. S., & Soy Turk, M. 2023. The Consequences of Jamming Attacks on Wireless IoT Networks: Evaluating the Performance Metrics in Noiseless and Noisy Environments, pp. 1–4. In *2023 31st Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 05-08 July 2023, Istanbul, Turkiye. IEEE.

80. Lei, M., Lakkis, I., Sum, C.-S., Baykas, T., Wang, J.-Y., Rahman, M. A., ... Kato, S. 2008. Hardware Impairments on LDPC Coded SC-FDE and OFDM in Multi-Gbps WPAN (IEEE 802.15.3c), pp. 442–446. In *2008 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 31 March 2008 - 03 April 2008, Las Vegas, NV, USA. IEEE.
81. Wu, M., Wuebben, D., Dekorsy, A., Baracca, P., Braun, V., & Halbauer, H. 2016. Hardware Impairments in Millimeter Wave Communications using OFDM and SC-FDE, pp. 1–8. In *WSA 2016; 20th International ITG Workshop on Smart Antennas*, 09-11 March 2016, Munich, Germany. VDE.
82. Su, D., Xie, S., Dai, F., Liu, Y., & Jia, Y. (2019). Theory and methods of quantification design on system-level electromagnetic compatibility. Springer, China, 54-55pp.
83. H.Alsalameh, B. Karahan, I. Develi. 2024. BER Performance Analysis of OTFS-IM Systems under Barrage Jamming. *IEEE International Conference on Contemporary Computing and Communications (InC4)*, 15-16 March 2024, Bangalore, India. IEEE.
84. Besseghier, M., Ghouali, S., & Djebbar, A. B. (2023). Optimized greedy detection for OFDM-IM systems. **IEEE Communications Letters**, **27**(8), 2034–2037.

## ÖZGEÇMİŞ

### KİŞİSEL BİLGİLER

**Adı Soyadı:** Hussam ALSALAMEH

**Uyruğu:** Suriye

**Doğum Tarihi ve Yeri:**

**Medeni Durum:**

**e-mail:**

**Yazışma Adresi:**

### EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Erciyes Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği	2024
Lisans	Erciyes Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği	2022
Lise	Eluruba Lisesi, RAQA/Suriye	2015

### YABANCI DİL

Arapça (Anadil)

Türkçe

İngilizce

### YAYINLAR

- Karahan, B., Develi, I., Canbilen, A. E., & Alsalameh, H. (2024). ABER Performance of OFDM-IM systems by RIS design in the presence of IQI and  $\alpha$ - $\mu$  fading. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 56, 101778.
- H.Alsalameh, B. Karahan, I. Develi "BER Performance Analysis of OTFS-IM Systems under Barrage Jamming" in 2024 IEEE International Conference on Contemporary Computing and Communications (InC4). Bangalore, India.2024 (basım aşamasında).

## PROJELER

1. “5G ve Ötesi Haberleşme Sistemleri için Donanımsal Hata Dayanımı Yüksek RIS Destekli Özgün OFDM-IM Sistemlerin Tasarımı”, Y. Lisans Bursiyeri, 122E242, TÜBİTAK 1001 Projesi (devam ediyor).
2. “Bant Karıştırma Durumunda OTFS-IM sistemlerin BER Performansının Araştırılması”, Erciyes Üniversitesi, BAP Yüksek Lisans, FYL-2023-13433, Araştırmacı.

