



**T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



YÜKSEK LİSANS TEZİ

**İŞBİRLİKLİ TEK TAŞIYICILI FREKANS BÖLMELİ
ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN ALICI TASARIMI**

Mehmet Merih LEBLEBİCİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Danışman

Doç. Dr. Hakan DOĞAN

II. Danışman


Doç. Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU

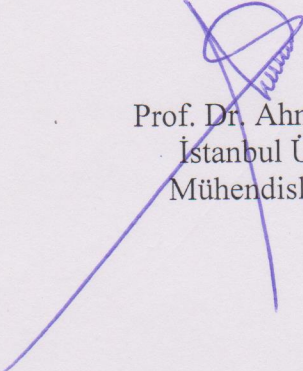
Haziran, 2016

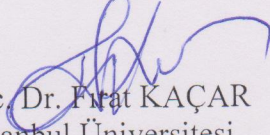
İSTANBUL

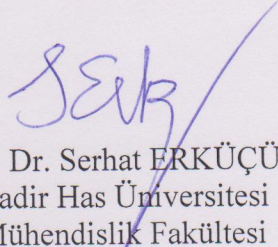
Bu çalışma 13/06/2016 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliği programında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

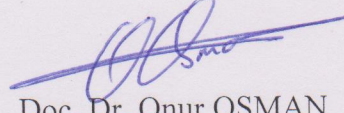
Tez Jürisi:


Doç. Dr. Hakan DOĞAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi


Prof. Dr. Ahmet SERTBAŐ
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi


Doç. Dr. Fırat KAÇAR
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi


Doç. Dr. Serhat ERKÜÇÜK
Kadir Has Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi


Doç. Dr. Onur OSMAN
İstanbul Arel Üniversitesi
Mühendislik-Mimarlık Fakültesi



Bu Lisansüstü tezi, 25.12.2014 tarihli Yüksek Öğretim Kurulu (YÖK) Genel Kurul toplantısında görüşülüp karara bağlanmış olan “Lisansüstü Eğitim-öğretim Programı Açılması ve Yürütülmesine Dair İlkeler” in “D.Tezler” bölümünün, “1. Maddesi” gereğince; İstanbul Üniversitesi'nin aboneli olduğu intihal yazılım programında tarattırılarak Fen Bilimleri Enstitüsü'nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun Benzerlik Raporu almıştır.

ÖNSÖZ

Lisans öğrenimimden itibaren göstermiş olduğu her türlü destek ve yardımdan dolayı değerli hocam Sayın Doç. Dr. Hakan DOĞAN'a en kalbi duygular ile teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışmalarım süresince bilgisini ve desteğini hiçbir zaman esirgemeyen kıymetli hocalarım Doç. Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU ve Yrd. Doç. Dr. Bahattin KARAKAYA'ya en içten dileklerle teşekkür ederim.

Haziran, 2016

Mehmet Merih LEBLEBİCİ

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
TABLO LİSTESİ	v
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ	vi
ÖZET.....	viii
SUMMARY	x
1. GİRİŞ.....	1
2. GENEL KISIMLAR	3
2.1. GÜNCEL FİZİKSEL KATMAN TEKNOLOJİLERİ.....	3
2.1.1. Çok Taşıyıcılı Haberleşme Sistemleri	3
2.1.1.1. OFDM	3
2.1.1.2. OFDMA.....	5
2.1.2. Tek Taşıyıcılı Haberleşme Sistemleri	5
2.1.2.1. SC-FDMA.....	6
2.1.3. İşbirlikli Haberleşme.....	7
2.2. SAYISAL HABERLEŞMEDE ZAMAN SENKRONİZASYONU, FREKANS SENKRONİZASYONU, KANAL KESTİRİMİ VE DENKLEŞTİRİLMESİ.....	8
2.3. LİTERATÜR ÖZETİ.....	9
3. MALZEME VE YÖNTEM	12
3.1. SİSTEM MODELİ.....	12
3.1.1. Kanal Modeli	12
3.1.2. Noktadan-Noktaya SC-FDMA Sinyal Modeli.....	13
3.1.3. İşbirlikli SC-FDMA Sinyal Modeli	15
3.2. UYGULANAN SENKRONİZASYON TEKNİKLERİ.....	18
3.2.1. CAZAC Serisi Tabanlı Ham (Coarse) Zaman Senkronizasyonu.....	19
3.2.2. CP Tabanlı Ham Zaman Senkronizasyonu	20
3.2.3. İyileştirilmiş (Fine) Zaman Senkronizasyonu.....	21
3.2.4. Frekans Kayması Senkronizasyonu	22

3.2.5. Artık Zaman ve Frekans Kaymaları.....	23
3.2.6. Kanal Kestirimi	24
3.2.7. İşlemsel Karmaşıklık	28
4. BULGULAR	30
4.1. BENZETİM SONUÇLARI	30
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	38
KAYNAKLAR	40
ÖZGEÇMİŞ.....	45



ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa No
Şekil 3.1: Noktadan-noktaya SC-FDMA blok diyagramı.	14
Şekil 3.2: İşbirlikli haberleşme geometrisi.	15
Şekil 3.3: Uygulanan ham zaman senkronizasyonu teknikleri.	19
Şekil 3.4: CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısı.	26
Şekil 3.5: Kullanımı önerilen çerçeve yapısı.	27
Şekil 4.1: Kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sisteminin BER performansı (V=30 km/h).....	33
Şekil 4.2: Kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sisteminin BER performansı (V=150 km/h).....	34
Şekil 4.3: Kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sistemi için frekans senkronizasyonuna ait BER performansı (V=30 km/h).	35
Şekil 4.4: Kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sistemi için frekans senkronizasyonuna ait BER performansı (V=150 km/h).	36
Şekil 4.5: Kanal kodlamalı QPSK SC-FDMA sisteminin BER performansı (V=150 km/h).....	37

TABLO LİSTESİ

	Sayfa No
Tablo 4.1: CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısına ait sistem parametreleri.	31
Tablo 4.2: Kullanımı önerilen çerçeve yapısına ait sistem parametreleri.	31
Tablo 4.3: Kanal kodlama parametreleri.	32
Tablo 4.4: Benzetim sonuçlarında kullanılan kısaltmalar.	32

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler

Açıklama

*	: Konvolüsyon operatörü
$(.)^*$: Karmaşık devrik operatörü
$(.)^H$: Hermitsel devrik operatörü
$(.)^t$: Zaman alanındaki işaret
$(.)^f$: Frekans alanındaki işaret
β	: Roll-off faktörü

Kısaltmalar

Açıklama

AF	: Kuvvetlendir ve Aktar, Amplify and Forward
APS	: Ortalama Güç Ölçekleme, Average Power Scaling
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü, Additive White Gaussian Noise
BER	: Bit Hata Oranı, Bit Error Rate
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama, Binary Phase Shift Keying
CAZAC	: Sabit Genlik Sıfır Özilinti, Constant Amplitude Zero Autocorrelation
CFO	: Taşıyıcı Frekans Kayması, Carrier Frequency Offset
CFR	: Kanal Frekans Cevabı, Channel Frequency Response
CIR	: Kanalın Birim Dürtü Cevabı, Channel Impulse Response
CP	: Döngüsel Ön Ek, Cyclic Prefix
CTF	: Kanal Transfer Fonksiyonu, Channel Transfer Function
DCT-	: Ayrık Kosinüs Dönüşümü-, Discrete Cosine Transform-
DDCE	: Karar Yönlü Kanal Kestirimi, Decision Directed Channel Estimation
DF	: Çöz ve Aktar, Decode and Forward
DFT	: Ayrık Fourier Dönüşümü, Discrete Fourier Transform
EM	: Beklenti En Büyükleme, Expectation Maximization
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü, Fast Fourier Transform
Hz	: Hertz
IBI	: Bloklar Arası Girişim, Inter Block Interference
ICI	: Kanallar Arası Girişim, Inter Channel Interference
IDFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü, Inverse Discrete Fourier Transform
IFDMA	: Dağıtılmış Frekans Bölmeli Çoklu Erişim, Interleaved Frequency Division Multiple Access
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü, Inverse Fast Fourier Transform
ISI	: Semboller Arası Girişim, Inter Symbol Interference
LFDMA	: Yerel Frekans Bölmeli Çoklu Erişim, Localized Frequency Division Multiple Access
LS	: En Küçük Kareler, Least Squares
LTE	: Uzun Vadeli Evrim, Long Term Evolution
MAI	: Çoklu Erişim Girişimi, Multiple Access Interference
MIMO	: Çoklu Giriş-Çoklu Çıkış, Multiple Input-Multiple Output
ML	: En Büyük Olabilirlik, Maximum Likelihood

MMSE	: En Küçük Ortalama Karesel Hata, Minimum Mean Square Error
MRC	: En Büyük Oranlı Birleştirme, Maximum Ratio Combining
OFDM	: Dik Frekans Bölmeli Çoğullama, Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	: Tepeden Ortalamaya Güç Oranı, Peak to Average Power Ratio
QPSK	: Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama, Quadrature Phase Shift Keying
SC-FDE	: Tek Taşıyıcılı-Frekans Alanı Denkleştirme, Single Carrier-Frequency Domain Equalization
SC-FDMA	: Tek Taşıyıcılı-Frekans Bölmeli Çolu Erişim, Single Carrier-Frequency Division Multiple Access
TDO	: Zaman Gecikmesi Farkı, Time Delay Offset
TU	: Tipik Şehirselsel, Typical Urban
ZC	: Zadoff-Chu



ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İŞBİRLİKLİ TEK TAŞIYICILI FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN ALICI TASARIMI

Mehmet Merih LEBLEBİCİ

İstanbul Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Doç. Dr. Hakan DOĞAN

II. Danışman : Doç. Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU

İşbirlikli haberleşme, çoklu giriş-çoklu çıkış (Multiple Input-Multiple Output) iletim tekniğinde karşılaşılan antenler arası ilinti problemini ortadan kaldırıp basitçe çeşitlilik kazancı sağlayan yeni nesil kablosuz haberleşme tekniğidir. Yeni nesil haberleşme standartlarında kendine yer bulan işbirlikli haberleşme ile tek taşıyıcılı-frekans bölmeli çoklu erişim (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access, SC-FDMA) gibi çeşitli iletim teknikleri birlikte kullanılarak yapay anten dizileri oluşturulup sistemin performansı iyileştirilir. Ancak kanal kestirimi ile senkronizasyon bu sistemlerde öncelikle çözülmesi gereken problemlerdir. Çünkü alıcı yapısında kullanılan en büyük oranlı birleştirme (Maximum Ratio Combining, MRC) tekniği kestirim hatalarına çok duyarlıdır. Bununla beraber kanalın zamanla değişmesi bu problemleri daha da zorlaştırmaktadır. Bu çalışmada, işbirlikli SC-FDMA sistemlerinde kullanılan klasik senkronizasyon serisi tabanlı zaman senkronizasyonu ile blok tipi kanal kestiriminin, zamanla değişen kanal durumlarında yetersiz kaldığı gösterilmiştir. Bu nedenle kanaldaki dalgalanmaları takip edebilmek adına döngüsel ön ek (Cyclic Prefix, CP) tabanlı zaman/frekans senkronizasyonu ile tarak tipi kanal kestiriminin kullanılması önerilmiştir. Benzetim sonuçları göstermiştir ki; zamanla değişen kanal durumlarında kullanılması önerilen alıcı yapısı, hızlı değişen kanal parametrelerini takip edebilmekte ve sistem performansının iyileşmesini sağlamaktadır.

Haziran 2016, 56 sayfa.

Anahtar kelimeler: İşbirlikli haberleşme, SC-FDMA, senkronizasyon, kanal kestirimi



SUMMARY

M. Sc. THESIS

RECEIVER DESIGN for COOPERATIVE SINGLE CARRIER FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS SYSTEMS

Mehmet Merih LEBLEBİCİ

İstanbul University

Institute of Graduate Studies in Science and Engineering

Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Hakan DOĞAN

Co-Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Niyazi ODABAŞIOĞLU

Cooperative communication has emerged as a new mobile communication technique to avoid the correlation of the antenna elements confronted in multiple-input multiple-output (MIMO) systems and desired diversity gain could be simply achieved. Recently single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) and cooperative communication is combined to create a virtual antenna array and improve the system performance. However, channel estimation and synchronization problems are getting more challenging in these systems because the maximum ratio combining at the receiver is highly sensitive to estimation errors. Moreover time variations of the channel makes the problem more complicated. In this paper, it is shown that the classical constant amplitude zero autocorrelation (CAZAC) preamble based time synchronization and its usage in the block type channel estimation for the cooperative SC-FDMA systems are vulnerable to time-varying channels. Therefore, to track the channel variations the cyclic prefix based maximum likelihood (ML) estimator of time/frequency synchronization with comb type channel estimation for cooperative SC-FDMA systems are proposed. Simulation results confirm and illustrate that the proposed receiver is capable of tracking fast fading channel parameters and improving overall performance.

June 2016, 56 pages.

Keywords: Cooperative communication, SC-FDMA, synchronization, channel estimation



1. GİRİŞ

Son yıllardaki kablosuz haberleşme teknolojilerinde yaşanan gelişmeler, terminaller ile gezgin kullanıcılara yüksek veri hızı ve hareketlilik imkânı sunmaya yöneliktir. Bu imkânlar ile giderek zenginleşen içerikler kullanıcıların mobil cihazlar ile ağda aktif kalma sürelerini artırmış ve gezgin birimler için daha az güç harcayan iletişim teknolojilerinin önem kazanmasını sağlamıştır. Yaşanan bu gelişmeler doğrultusunda günümüzde geliştirilen, bazı uygulama ve/veya standartlarda kendine yer bulan yeni nesil iletişim teknolojilerinden bazıları dik frekans bölmeli çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), çoklu giriş-çoklu çıkış (multiple input-multiple output, MIMO) sistemleri, işbirlikli haberleşme (cooperative communication), tek taşıyıcılı-frekans alanı denkleştirme (single carrier-frequency domain equalization, SC-FDE), tek taşıyıcılı frekans bölmeli çoklu erişim (tek taşıyıcılı-frekans bölmeli çoklu erişim, SC-FDMA) şeklinde sıralanabilir. Bu iletişim teknolojilerinin birbirlerine göre üstün ve zayıf olduğunu noktalar mevcuttur. Sistem ihtiyaçları göz önüne alınarak, bu teknolojilerin birlikte kullanılması önemli avantajlar sağlayabilmektedir. Bu açıdan, SC-FDMA ve işbirlikli haberleşmenin birlikte kullanıldığı sistemler özellikle gezgin cihazlarda güç kullanımı açısından önemli avantajlara sahiptir. Fakat yüksek veri hızı ve hareketlilik talepleri bu teknolojiler üzerinde çözülmesi gereken problemler de doğurmaktadır. Fiziksel katman açısından bu problemlerin başlıcaları: kanal kestirimi, zaman senkronizasyonu ve frekans senkronizasyonu olarak sayılabilir [1,2]. Her üç problem de sistem performansını önemli ölçüde düşürmektedir [3].

OFDM ve işbirlikli haberleşmenin birlikte kullanıldığı sistemlerde bu problemlerin giderilmesi için geliştirilmiş ve geliştirilmeye devam edilen sinyal işleme algoritmaları mevcuttur. Fakat SC-FDMA ve işbirlikli haberleşmenin birlikte kullanıldığı sistemler için bu problemlerin çözümüne yönelik her üç problemi de göz önünde bulunduran, tümleşik olarak geliştirilen bir sinyal işleme algoritması literatürde bulunmamaktadır.

Bu tez çalışmasında, SC-FDMA teknolojisini kullanan işbirlikli haberleşme sistemlerinin fiziksel katmanlarında yaşanan kanal kestirimi, zaman senkronizasyonu ve

frekans senkronizasyonu problemleri üzerine çalışılmıştır. Tek aktarıcılı (relay) kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward, AF) işbirlikli haberleşme sistemleri için hızlı değişen kanal durumlarında bilgi desteksiz zaman ve frekans senkronizasyonu ile pilot tabanlı kanal kestirimi teknikleri uygulanmıştır. Öncelikle zaman ve frekans senkronizasyonu bilgi desteksiz olarak gerçekleştirilmiş, daha sonra da yerleştirilen pilotlar yardımıyla kestirilen kanal parametreleri ile kanal denkleştirme yapılmış ve bit hata oranı (bit error rate, BER) performansları verilmiştir.



2. GENEL KISIMLAR

2.1. GÜNCEL FİZİKSEL KATMAN TEKNOLOJİLERİ

2.1.1. Çok Taşıyıcılı Haberleşme Sistemleri

Güncel iletişim sistemlerinde veri hızı sürekli artmaktadır. Söz konusu yüksek hızlı veri akışı seri olarak iletildiğinde tipik olarak sembol süresinin kanal yayılımından küçük olma problemi ile karşılaşmaktadır. Bu durum ISI oluşumuna neden olmakta ve giderilmesi de ancak karmaşık denkleştirme işlemleri ile mümkün olmaktadır. Denkleştirme işleminin karmaşıklığı ise kanal darbe uzunluğunun karesiyle doğru orantılı olarak artmaktadır. Çok taşıyıcılı sistemler aşağıda ana hatlarıyla anlatıldığı üzere yüksek veri hızına sahip uygulamalarda frekans seçici sönmümeden kaynaklanan bozulmaların üstesinden gelebilmektedirler [4-7].

Çok taşıyıcılı sistemlerin temel prensipleri 1960'lı yıllarda ortaya atılmıştır. Chang [8], dik sinyaller ile bant sınırlı çoklu kanal ortamında veri iletimini kapsayan teorisini yayınlamıştır. Bu çalışmada, ISI olmadan bant sınırlı yayılım üzerinden eş zamanlı paralel veri iletiminin temelleri tanıtılmaktaysa da; teorideki plana göre senkronizasyon ve modülasyon işlemleri çok yüksek karmaşıklık gerektirdiğinden önerilen teorisinin uygulanabilirliği sınırlı kalmıştır. Weinstein ve Ebert [9], dik taşıyıcılar üzerinde IFFT ve FFT işlemlerini uygulayarak karmaşıklığı önemli ölçüde azaltan yeni birçok taşıyıcılı sistem önermişlerdir.

Çok taşıyıcılı iletim, seri olan yüksek veri hızı akışını paralel daha düşük hızlı alt kanallara ayırmaktadır. Farklı frekans kanalları kullanılarak yapılan bu işlem, denkleştirme karmaşıklığının azaltılmasını ve izge verimliliğinin artmasını sağlamaktadır.

2.1.1.1. OFDM

Basit bir ifadeyle, alt taşıyıcıların birbirine dik olduğu çok taşıyıcılı bir iletim sistemi olarak tanımlanabilir. Alt taşıyıcı aralığı dikkatli bir şekilde seçilerek diklik sağlanabilir. Alt taşıyıcılar dik olduğunda bir taşıyıcının merkez noktasında (peak) bütün alt

taşıyıcıların genliği sıfır olur. Bu durum alt taşıyıcılar arasında herhangi bir karışım olmamasını sağlar ve teorik olarak olabilecek en yakın mesafede yerleşirler [5, 10, 11]. OFDM ile her bir dik alt taşıyıcıda daha düşük hızlarda eş zamanlı veri iletimi yapılarak toplamda yüksek veri hızlarına ulaşılmaktadır. Eş zamanlı iletim, veri hızının artmasını sağladığı gibi, daha düşük hızda iletim yapıldığı için, tek taşıyıcılı yüksek veri hızlı sistemlere göre kanalın çoklu yol gecikmesinden daha az etkilenmesini sağlar. Bunun nedeni, yüksek veri hızına sahip tek taşıyıcılı sistemlerde sembol sürelerinin kısa olmasıdır. Çok yollu yayılımdan kaynaklanan bu bozulma, sembollerin birbiri içine geçmesi şeklinde tanımlanan ISI'ya neden olur. Fakat OFDM sistemlerinde sembol süresi artar ve frekans seçici kanaldan oluşan ISI'nın negatif etkisi azalır. Bu sebeple OFDM, sönümlenmeli kanalda yüksek veri hızı ve güvenli bir iletim sağlar [12]. Sonuç olarak OFDM'nin avantajlarını şöyle sıralayabiliriz:

- Frekans alanında örtüşen dik taşıyıcılar kullanıldığı için yüksek izge verimliliği,
- FFT ve IFFT işlemlerini kullanarak basit sayısal gerçeklemler ile düşük sistem karmaşıklığı,
- Her alt taşıyıcı üzerinde farklı modülasyon planı kullanılarak farklı iletim ortamlarına uyum sağlama esnekliği,
- ISI'ya karşı dirençli olması,
- MIMO'nun kullanılmasını desteklemesi (daha kolay uygulanması).

Bu üstün özelliklerine rağmen OFDM'nin zayıf noktaları da bulunmaktadır. OFDM'nin en büyük dezavantajları, frekans ve zaman farklarına karşı çok duyarlı olması ve yüksek PAPR'ye sahip olmasıdır [12]. Frekans farkları, alıcı ve vericinin hareketli olmasından ve/veya ikisi de sabit durumdayken aralarındaki kanal içinde gerçekleşen hareketten kaynaklanan Doppler kaymasından olabileceği gibi, alıcı ve vericideki yerel osilatör frekanslarının farklı olmasından da kaynaklanabilir. Bu durum, alt kanalların dikliğini bozar ve her bir alt taşıyıcıdan iletilen sinyalin artık birbirinden bağımsız olmamasına neden olur ki, bu da ICI gibi ciddi bir sorun oluşturmaktadır [6]. Özetle, OFDM'nin dezavantajlarını şu şekilde belirtebiliriz:

- Alt taşıyıcıların sık yerleşimi ve örtüşmesinden dolayı, OFDM sistemi CFO'ya ve faz hatalarına karşı yüksek duyarlılığa sahiptir. Bu hatalar alt taşıyıcıların dikliğinin bozulmasına sebep olur.

- Büyük sayıdaki alt taşıyıcılardan dolayı OFDM sisteminin dinamik sinyal genişliği ve PAPR'si yüksektir. Bu durum kuvvetlendiricilerin güç verimliliklerinin düşmesine yol açmaktadır.
- Alıcı ve vericide yüksek dinamik genişliğe sahip, çözünürlüğü yüksek sayısal-analog çeviriciler gerektirmektedir.
- Döngüsel ön ek yapısından dolayı güç ve izge verimliliğinde kayıp oluşur.
- Kanaldaki izge boşluğunun üstesinden gelebilmek için uyarlanabilir veya kodlamalı bir plana ihtiyaç vardır.

2.1.1.2. OFDMA

OFDM'nin çok kullanıcıli şeklidir [13]. OFDMA'da her kullanıcı belirli alt taşıyıcılara sahiptir ve belirli zamanda iletim yaparlar. Genellikle işlem kolaylığı için alt taşıyıcılar ardışık gruplar halinde yerleştirilirler. Böylece bağlantı performansı ve izgesel verimliliğin artması sağlanır. Genellikle aşağı yönlü bağlantı için kullanılan bu teknolojinin zayıf noktaları, PAPR'yi artırması ve yukarı yönlü bağlantıda uygulanmasının zor olmasıdır. Bu dezavantajlar yukarı yönlü bağlantı için yeni bir teknolojinin kullanılmasını zorunlu kılmıştır.

2.1.2. Tek Taşıyıcılı Haberleşme Sistemleri

Gezgin haberleşme sistemlerindeki cihazların gücünün sınırlı olması yukarı yönlü bağlantıda dezavantaj oluşturmaktadır. Gezgin cihazlar veriyi kilometrelerce uzağa en düşük güç ile göndermek zorundadırlar. Tek taşıyıcılı sistemler düşük PAPR'ye sahiptir ve doğrusal olmayan kuvvetlendirici toleransları yüksektir. Tek taşıyıcılı sistemlerin bu özellikleri, güç verimliliği ve kuvvetlendirici maliyeti açısından oldukça önemlidir.

Geniş bant çok yollu kanallar için zaman alanı denkleştiricileri kullanışsızdır. Bunun nedeni zaman alanındaki kanal dürtü cevabının uzun olmasından kaynaklanan işlem karmaşıklığıdır. Frekans alanında yapılan denkleştirmeler, bu tip kanallar için uygulanabilir çözümler sunmaktadır. SC-FDE sistemi, frekans seçici kanalların sebep olduğu çok yollu sönümlenme ve bunun sonucu oluşan ISI problemine karşı iyi başarımlar göstermektedir. OFDM ile karşılaştırıldığında ise sistem karmaşıklığı ve başarımlar açısından birbirine çok yakındırlar.

SC-FDE sisteminde verici tarafta sinyale CP eklenir. CP, iletilen veri bloğunun sonundan bir kısım sembolü başına kopyalayarak oluşturulur. CP, bloklar arası girişimi önlerken aynı zamanda sinyal ile kanal dürtü cevabının doğrusal konvolüsyon işlemi sonucunun dairesel konvolüsyona dönüşmesini sağlamaktadır. Zaman alanında gerçekleşen dairesel konvolüsyon frekans alanında çarpma işlemine karşılık gelmektedir. Bu da denkleştiricinin işlemsel karmaşıklığını büyük ölçüde azaltmaktadır [14]. Denkleştiriciler sinyal üzerindeki kanal etkisini ortadan kaldırmaya çalışırlar. Dolayısıyla sinyal ile kanal arasında gerçekleşen doğrusal konvolüsyon işleminin tersini uygularlar. SC-FDE sistemlerde alıcılar, kanaldan alınan sinyale DFT uygulayarak sinyali frekans alanına geçirmektedirler. Daha sonra sinyale frekans alanında denkleştirme işlemi uygularlar. Denkleştirme işleminin ardından sinyal IDFT işlemine tabi tutularak tekrar zaman alanına geçirilir. Sezim işlemi zaman alanında gerçekleştirilmektedir.

SC-FDE ve OFDM sistemleri arasında birçok benzerlik bulunmaktadır. Genel olarak bakıldığında aynı fonksiyonel blokları kullansalar bile DFT ve IDFT kullanımları farklıdır. SC-FDE sistemlerin OFDM'ye göre avantajları şu şekilde sıralanabilir:

- Düşük PAPR'ye sahip olması,
- İzgesel boşluklara karşı daha dirençli olması,
- Vericide düşük karmaşıklığa sahip olması.

2.1.2.1. SC-FDMA

OFDMA ve SC-FDE sistemlerinin birleşiminden oluşmaktadır. OFDMA ile benzer yapıya ve başarıma sahiptir [6]. SC-FDMA sinyallerinin sinyal zarfı dalgalanmaları OFDMA'ya göre çok düşüktür. Bu sebeple kuvvetlendiricide daha az enerji tüketir ve OFDMA'ya göre 2 – 6 dB PAPR avantajı sağlar. Bundan dolayı, batarya ömrünün ve dolayısıyla güç veriminin çok önemli olduğu hücreli sistemlerin yukarı yönlü bağlantısında SC-FDMA kullanılmaktadır. Yukarı yönlü bağlantı sinyalinin tepe değerinin birkaç dB azalması kapsama alanında çok büyük değişime neden olmaktadır. OFDMA ve SC-FDMA arasındaki 2.5 dB'lik tepe değeri farkı kapsama alanının iki katına çıkmasını sağlayabilmektedir [15].

SC-FDMA ile OFDMA vericileri arasındaki tek fark DFT eşleyicidir, bunun dışında yapıları ortaktır. SC-FDMA’da DFT eşleyici ile uygulanan iki önemli alt taşıyıcı eşleme yöntemi vardır. Bu yöntemler ile alt taşıyıcılar ve kullanıcılar arasında eşleme yapılır. Bu yöntemler; yerel frekans bölmeli çoklu erişim eşleme planı ile ayrık frekans bölmeli çoklu erişim eşleme planıdır. İlki olan LFDMA eşleme planına göre kullanıcılar art arda gelen alt taşıyıcılar ile sıralı bir şekilde eşleştirilmektedir. Diğer eşleme planında ise kullanıcılar, kullanılan bantta dağıtılmış bir şekilde eşleştirilirler. Kullanıcı bilgisinin tüm banda yayılmasından dolayı bu eşleme planı frekans seçici sönmüleme karşısında daha güvenilir bir yapıya sahiptir ve daha fazla frekans çeşitlemesi kazancı sağlar. Ayrık frekans bölmeli çoklu erişim eşleme planında alt taşıyıcılar tüm banda eşit aralıklarda yerleştirilir ise, bu eşleme planına IFDMA denilmektedir. IFDMA eşleme planı, LFDMA eşleme planına göre düşük PAPR değerine sahip olmasına karşın CFO ve faz hatalarına karşı daha hassas bir yapıya sahiptir. LFDMA eşleme planı, MAI’ya karşı daha güvenilir olmasına karşın IFDMA eşleme planından daha yüksek PAPR değerine sahiptir [6].

Sonuç olarak, SC-FDMA sistemi çoklu erişime sahip, kendi içinde alt taşıyıcı eşleme planlarına göre çeşitlenen tek taşıyıcılı bir sistemdir ve en önemli avantajı düşük PAPR ve dolayısıyla hücrel sistemler için geniş kapsama alanıdır. Bu yönü ile hücrel kablosuz iletişim teknolojilerinin ileri nesil standartlarında da gezgin cihaz tarafında yaygın olarak kullanılması planlanmaktadır. Öte yandan, alıcı-verici yerel osilatörleri arasındaki frekans ve zaman kayması SC-FDMA sistemlerin başarımını oldukça düşürmektedir. Gezgin cihazlarda düşük maliyetli bileşenler kullanıldığı için baz istasyonuna oranla gezgin cihazlarda frekans ve zaman kayması problemleri daha fazla görülmektedir. Sonuç olarak, SC-FDMA sistemlerinin bağlantı performansını artırmak için bu problemleri çözen algoritmaların geliştirilmesi gerekmektedir.

2.1.3. İşbirlikli Haberleşme

İşbirlikli haberleşme, kablosuz ağlarda veri transferi için önerilmiş önemli bir iletişim modelidir. Bu iletişim modeline göre terminaller işbirliği içinde iletim ve sezim yaparak sanal bir anten dizisi oluşturmaktadırlar. Bu yapı kablosuz kanalın her yöne yayılım özelliğinden ve uzaysal çeşitlemeden faydalanmaktadır. Ağda birbirine uzak mesafede

bulunan aktarıcı (relay) düğümleri birbirleri ile haberleşirken bu özelliklerden faydalanırlar. Bu yapı işbirlikli çeşitleme olarak da bilinir.

Çok yollu sönümleme, kablosuz haberleşmede performansı düşüren temel etkenlerden biridir. Alınan sinyaller, birçok farklı yoldan gelen sinyallerin yıkıcı ve yapıcı girişimi sonucu değişmektedir. Yıkıcı girişimler sönümlemeye yol açmakta ve sistem performansını toplamsal gürültüye göre çok daha fazla etkilemektedir. Çok yollu sönümlemeyle mücadele etmenin ortak bir çözümü ise çeşitleme teknikleri kullanmaktır. Kablosuz sistemlerde çeşitleme üç şekilde uygulanmaktadır; zaman çeşitlemesi, frekans çeşitlemesi ve uzaysal çeşitleme [7]. İşbirlikli haberleşmenin kullandığı uzaysal çeşitleme ilgi çekici bir tekniktir, çünkü fazladan bir bant genişliği veya iletim hızında bir azalma gerektirmez. Uzaysal çeşitleme, iletimde birbirine yeterince uzak yerleştirilmiş çoklu antenler gerektirmektedir. Gezgin haberleşme için bunu başarmak maliyet ve boyut bakımından hemen hemen imkânsızdır. İşbirlikli haberleşme gezgin cihaz üzerinde fazladan bir anten gerektirmeden, kullanıcılar arasında belirli protokoller yardımı ile birbirlerinin antenlerini kullanarak sanal anten dizileri oluşturmaktadır [16-18]. İşbirlikli haberleşmede en yaygın olarak kullanılan iki temel protokol diğer bir deyişle aktarım biçimi mevcuttur. Bu protokoller aktarıcıda uygulanan işleme göre AF ve DF adlarını alırlar. AF protokolünde aktarıcı, aldığı sinyalin gücünü normalize eder ve aktarır. DF protokolünde ise aktarıcı, alınan sinyali çözer ve yeniden oluşturduktan sonra iletir [18].

2.2. SAYISAL HABERLEŞMEDE ZAMAN SENKRONİZASYONU, FREKANS SENKRONİZASYONU, KANAL KESTİRİMİ VE DENKLEŞTİRİLMESİ

Birçok haberleşme sisteminde iletim ortamından veya donanımsal sorunlardan dolayı alınan sinyal bozulmalara uğramakta, alıcının bilgisi sinyalin sezim işlemi yeterli olamamakta ve sezim işlemi yeterli doğrulukta yapılamamaktadır. Alıcının bu sinyalleri güvenilir bir şekilde sezmesi için kanaldan kaynaklanan belirsizliklerin etkisinin ortadan kaldırılması veya azaltılması gerekir. Bu aşamada senkronizasyon ve kanal denkleştirme işlemleri önemli sinyal işleme algoritmaları olarak yer almaktadır. Senkronizasyon devreleri, maliyet ve yer açısından alıcı donanımında oldukça önemli yer tutmaktadır. Bu durum, özellikle küçük boyutlu gezgin terminallerde olmak üzere daha düşük karmaşıklığa sahip verimli algoritmaların geliştirilmesini zorunlu kılmaktadır.

Sayısal alıcılarda, sembol senkronizasyonu ileri beslemeli veya geri beslemeli olarak uygulanabilir. Geri beslemeli planlar iyi bir izleme performansı sergilemesine rağmen, yakalama zamanları uzundur. Bundan dolayı ses, video vb. gibi (burst-tipi) iletimlerde ileri beslemeli senkronizasyon planları daha uygundur. Bütün ileri beslemeli senkronizasyon planları öncelikle alınan sinyalden, zaman ve frekans kaymalarını kestirir. Daha sonra ara değerlendirme (interpolation) gibi bazı yöntemler uygulayarak senkronizasyon işlemini tamamlarlar [19-21].

Zaman ve frekans senkronizasyonunun çok iyi olduğu durumda taşıyıcılar arası karışım gibi bir sorun ile karşılaşılmaz. Fakat pratik sistemlerde alıcı ve verici arasında CFO ve TDO çok sık rastlanan bir durumdur. Bu durum alt taşıyıcılar arası karışıma neden olmaktadır. Sonuç olarak, bu tip sistemlerde CFO'lar alt taşıyıcılar arasındaki dikliği bozmakta ve ICI'nin artmasına sebep olmaktadır. TDO'lar ise ISI'ya yol açmaktadır. Bu problemler üzerinde geliştirilen algoritmalar önemli performans artışı sağlamaktadır [22-24].

Yukarıda bahsedilen TDO problemi, noktadan noktaya iletim yerine işbirlikli iletişim kullanıldığı durumda daha da artmaktadır. Çünkü noktadan noktaya ve aktarıcılar üzerinden gelen sinyallerin arasında, farklı osilatörlerde üretilmelerinden dolayı başlangıç zaman kayması da bulunmaktadır. Benzer şekilde, aktarıcı üzerinden aktarılan sinyalde frekans kayması da noktadan noktaya iletime göre daha fazladır. Önceki bölümlerde de belirtildiği üzere bu çalışmada, özellikle güç tüketimi açısından önemli avantajlara sahip olan SC-FDMA ve işbirlikli haberleşmenin birlikte kullanıldığı iletişim sistemlerinde fiziksel katmanda oluşan zaman kayması, frekans kayması ve kanal sönmleme etkisi problemlerini birlikte çözen düşük işlemsel karmaşıklığa ve donanım maliyetine sahip sinyal işleme algoritmalarının geliştirilmesi planlanmıştır.

2.3. LİTERATÜR ÖZETİ

Fiziksel katmanda sinyal işleme teknikleri açısından tek taşıyıcılı sistemlere uygulanan yaklaşımların büyük bir kısmı çok taşıyıcılı sistemler için de uygulanabilmektedir. Bununla beraber çok taşıyıcılı sistemlerin kendine özgü özelliklerinden dolayı yeni yaklaşımlar da geliştirilmiştir [25]. OFDM sisteminde modülasyon işlemi frekans alanında yapılmaktadır. Bu yüzden kullanılan kanallar, frekans alanı alt kanalları olarak adlandırılır. İletilen verinin faz uyumlu algılanması için, alt kanal frekans cevapları

başarılı bir şekilde kestirilmeli ve frekans örnekleri bunlardan ayırt edilmelidir. Radyo kanalının frekans alanı alt kanalları, bilinen (veya algılanan) veri kullanılarak frekans alanında kestirilir. Böylece çok darbeleri olabilen zaman alanı kanal katsayılarını kestirmek yerine tek bir darbeye sahip CFR kestirilmiş olur [26]. MIMO-OFDM sistemlerdeki kanal kestirim teknikleri gözü kapalı ve gözü kapalı olmayan şekilde gruplandırılabilir. Gözü kapalı kanal kestirim yöntemleri, alınan işaretin istatistiksel davranışından faydalanır ve çok büyük veriye ihtiyaç duyar [27, 28]. Bu nedenle hızlı sönmülemeli kanallarda performansı düşüktür [29]. Diğer taraftan gözü kapalı olmayan kanal kestirim yöntemlerinde önceki kanal kestirim bilgisi veya iletilen sinyalin bir kısmı kanal kestiriminde kullanılmak üzere alıcı tarafından bilinmektedir [30, 31]. Gözü kapalı olmayan kanal kestirimi iki ana grupta incelenebilir: Veri yardımıyla ve DDCE. Veri yardımıyla kanal kestiriminde, tamamı veya bir kısmı alıcı tarafından bilinen bir OFDM sembolü iletilmektedir. Böylece alıcıda bir kısmı bilinen semboller ve alınan örnekler yardımıyla kolaylıkla radyo kanalı elde edilebilir. DDCE yönteminde ise, önceki kanal kestirimleri o andaki iletilen sembollerin algılanmasında kullanılmaktadır [32].

Sayısal alıcılarda, senkronizasyon algoritmaları ileri beslemeli ve geri beslemeli olarak iki ana başlık altında toplanabilir. Bunlardan ileri beslemeli olan algoritmaların kullanımı daha yaygındır. Tek antenli tek taşıyıcılı sistemlerde bu tip algoritmaların başarımlarına dair yapılmış çalışmalar literatürde mevcuttur [19-21]. Bandgenişliği verimliliğini göz önüne alan sistemlerde veri yardimsız veya gözü kapalı TDO kestirim planları son yıllarda dikkat çekmiştir. Birçok ileri beslemeli TDO kestirimcileri, alınan sinyalin yukarı örnekleme ile oluşan çevrimsel durağanlığı kullanır [33-36]. CFO ise OFDM teknolojisinin yaygın kullanımı ile daha büyük önem kazanmış ve basit senkronizasyon algoritmaları geliştirilmeye başlanmıştır. Çok kullanıcı OFDM sistemleri için zaman ve frekans senkronizasyonu planlarını ayrı ayrı veya birlikte gerçekleştiren çalışmalar yapılmıştır [37-39]. Arrue ve diğ. [40] OFDM sistemleri için yüksek ve düşük SNR ortamlarında kullanılabilen ve zaman senkronizasyonuna ihtiyaç duymayan iki farklı algoritma önermişlerdir.

İşbirlikli haberleşme sistemleri, MIMO sistemlerin avantajlarına sahip olmasına karşın senkronizasyon konusunda dezavantajlara sahiptir. Bu alanda yapılan çalışmaların

büyük çoğunluğunda terminallerin tam olarak senkronize olduğu kabul edilmiştir. Bazı çalışmalarda ise aktarıcının tam senkronize olduğu düşünülüp hedefte TDO için algoritmalar geliştirilmiştir [41-43]. Fakat pratik işbirlikli haberleşme sistemlerinde çoklu zaman kaymasından söz etmek mümkündür [44]. Tourki ve Deneire [42] uzay-zaman kodlamalı sistemler için birleştirilmiş zaman gecikmesi ve kanal kestirim algoritması önermişlerdir. Li ve diğ. [45] çoklu aktarıcıya sahip DF işbirlikli haberleşme sistemleri için birleştirilmiş zaman gecikmesi ve kanal kestirim algoritmasını, yinelemeli senkronizasyon algoritması ile birlikte tanıtmışlardır. Ak ve diğ. [46] tek aktarıcıya sahip AF sistemler için dik işbirlikli protokol altında EM algoritması tabanlı ML kestirim yöntemi ile birleştirilmiş kanal kazancı ve zaman kayması kestirimcisi önermişlerdir. Yine Çelik ve diğ. [47] tek röleye sahip AF sistemler için aktarıcıda kestirim algoritması bulunduğu ve bulunmadığı ayrık ve birleşik senaryolar altında EM algoritması ile sistem başarımını değerlendirmişlerdir.

SC-FDE ve SC-FDMA sistemleri için senkronizasyon ve kanal kestirim algoritmaları genellikle noktadan-noktaya veya MIMO sistemler için geliştirilmiştir [24]. [48]'de DCT-SC-FDMA sistemleri için MMSE denkleştirici ile düşük karmaşıklığa sahip CFO kestirimcisi önerilmiştir. Raghunath ve Chockalingam [49] tarafından, TDO ve CFO karşısında OFDMA ve SC-FDMA sistemlerinin duyarlılığı araştırılmış ama problemlerin çözümüne dair bir algoritma önerilmemiştir. Zhang ve Ryu [50], çoklu CFO'ların bulunduğu çok kullanıcıli iletişim ortamında blok tipi pilot yöntemini önererek ICI ve MAI'ya sebep olan frekans kaymasını gidermeye çalışmışlardır. Görülmüştür ki; SC-FDMA sistemleri için senkronizasyon problemlerine yönelik literatürde yapılmış oldukça sınırlı sayıda çalışma vardır. Mevcut çalışmalar ise MIMO ve noktadan-noktaya haberleşme sistemlerini göz önüne almışlardır. İşbirlikli haberleşme ve SC-FDMA sistemleri için herhangi bir senkronizasyon algoritması üzerinde henüz çalışılmamıştır.

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1. SİSTEM MODELİ

3.1.1. Kanal Modeli

Zamanla değişen kablosuz kanalın CIR'ına ait karmaşık temel-bant gösterimi;

$$h'(t, \tau) = \sum_i \alpha_i(t) \delta(t - \tau_i) \quad (3.1)$$

ifadesi ile verilebilir. Burada $\alpha_i(t)$ ve τ_i sırasıyla i . yola ait zamanla değişen karmaşık sönümlenme parametresi ve yol gecikmesidir. Kanal sönümlenme parametreleri, $\alpha_i(t)$, sıfır ortalamalı karmaşık Gauss rastgele değişkenleri olarak şekillendirilebilir. Farklı yollardaki kanal sönümlenme parametreleri istatistiksel olarak birbirinden bağımsız kabul edilebilir. Sönümlenme parametreleri Doppler güç izge yoğunluğuna sahiptirler ve özilintisi,

$$E[\alpha_i(t_1) \alpha_i^*(t_2)] = \sigma_{\alpha_i}^2 J_0(2\pi f_d T_s (t_2 - t_1)) \quad (3.2)$$

şeklinde verilebilir. Burada $\sigma_{\alpha_i}^2 = E[|\alpha_i(t)|^2]$ i . yol kanal parametresinin ortalama gücünü göstermektedir. f_d ise Hz cinsinden maksimum Doppler frekansıdır. J_0 birinci türden sıfırıncı derece Bessel fonksiyonudur. $f_d T_s$ terimi normalize Doppler frekansını, T_s ise örnekleme periyodunu göstermektedir.

Alıcı ve vericide uygulanan darbe biçimlendirici filtrelerin etkileri birlikte gösterilirse (3.1)'deki ifade aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$h(t, \tau) = h'(t, \tau) * c(\tau) = \sum_i \alpha_i(t) c(t - \tau_i) \quad (3.3)$$

Burada $c(\tau)$ alıcı ve verici çiftinin birleşik birim dürtü cevabıdır ve Nyquist filtreye uymaktadır. Bu çalışmada alıcı ve verici çiftinin birleşik birim dürtü cevabı, yükseltilmiş kosinüs olarak kabul edilmiştir ve aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$c(\tau) = \text{sinc}\left(\frac{\tau}{T_s}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi\beta\tau}{T_s}\right)}{1 - \frac{4\beta^2\tau^2}{T_s^2}} \quad (3.4)$$

Sürekli zaman CTF, (3.4)'ten şöyle elde edilebilir:

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = C(f) \sum_i \alpha_i(t) e^{-j2\pi f\tau_i} \quad (3.5)$$

Burada $C(f)$, $c(\tau)$ birim dürtü cevabının Fourier dönüşümüdür ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$C(f) = \begin{cases} T_s & , |f| \leq \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T_s}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T_s} \right] \right) \right] & , \frac{1-\beta}{2T_s} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0 & , \text{diğer durumda} \end{cases} \quad (3.6)$$

Yeterince uzun CP kullanıldığı varsayıldığında ayrık alt taşıyıcı ilişkili CTF aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$H[n, k] = \sum_l h[n, l] e^{-j2\pi kl/N} = C[k] \sum_i \alpha_i(nT_s) e^{-j2\pi k\Delta f\tau_i} \quad (3.7)$$

Burada,

$$h[n, l] \triangleq h(nT_s, lT_s) = \sum_i \alpha_i(nT_s) c(lT_s - \tau_i) \quad (3.8)$$

lT_s zaman anlarında gecikmelere sahip CIR değerleridir. Ayrıca Δf , alt taşıyıcıların yerleştirildiği aralığı belirtir.

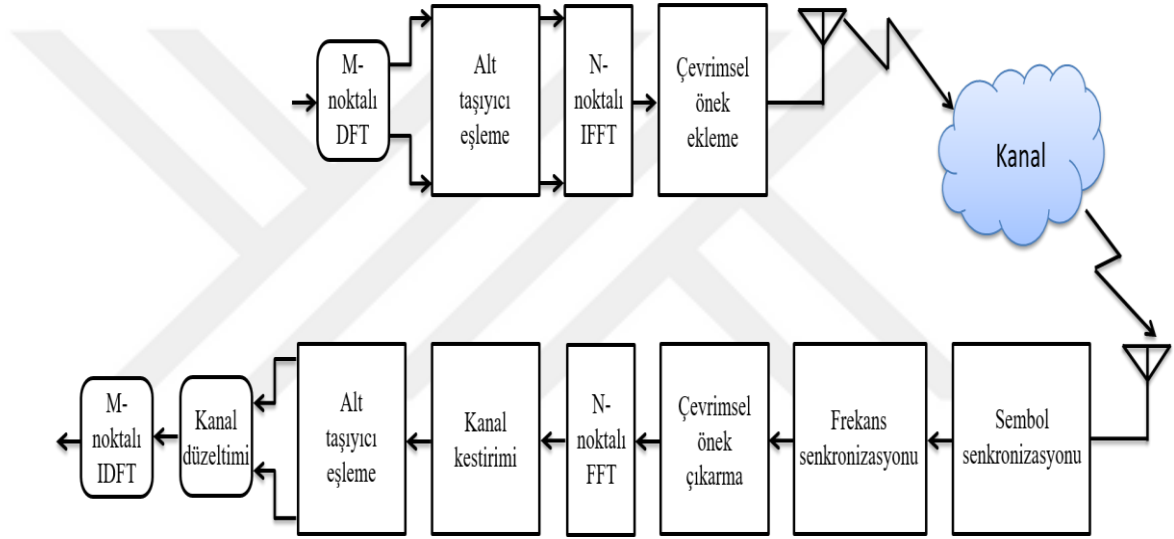
3.1.2. Noktadan-Noktaya SC-FDMA Sinyal Modeli

Şekil 3.1'de gösterildiği gibi OFDMA ile benzer yapıya sahip olan SC-FDMA sisteminin blok yapısında fazladan sadece bir adet DFT eşleyici bulunmaktadır. Zaman alanındaki $d[m]$ sinyali M noktalı DFT işlemi ile frekans alanına yayıldıktan sonra;

$$D[\kappa] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} d[m] e^{-\frac{j2\pi m\kappa}{M}} \quad (3.9)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu işlemden sonra $D[\kappa]$, LTE çerçeve yapısında olduğu gibi $S[k]$ 'ya aşağıdaki gibi yerleştirilir:

$$S[k] = \begin{cases} D[\kappa] & , k = \Gamma_M[\kappa] \\ 0 & , k = (\Phi - \Gamma_M[\kappa]) \end{cases} \quad (3.10)$$



Şekil 3.1: Noktadan-noktaya SC-FDMA blok diyagramı.

Burada $\Gamma_M[\kappa]$, M noktalı eşleme setini ($\kappa = 0, \dots, M - 1$), Φ ise $N > M$ için elemanları $\{0, \dots, N - 1\}$ olan kümeyi ifade eder. IDFT işlemi çıkışındaki N adet örneğe sahip sinyal, uzunluğu kanalın gecikme yayılımından büyük olacak şekilde seçilen G adet döngüsel ön ek ile genişletilir. IDFT çıkışının örnekleme zamanı $T_s = T_n/N$ 'dir. İletilen sinyalin toplam sembol süresi $T = T_n + T_g$ 'dir. Burada T_n ve T_g sırasıyla alt taşıyıcıların ve döngüsel ön ekin süresini ifade eder. Temel bantta iletilen tek taşıyıcılı sinyal,

$$s'(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} S[k] e^{j2\pi k\Delta f(t-T_g)}}_{s(t)} * c_t(t) \quad (3.11)$$

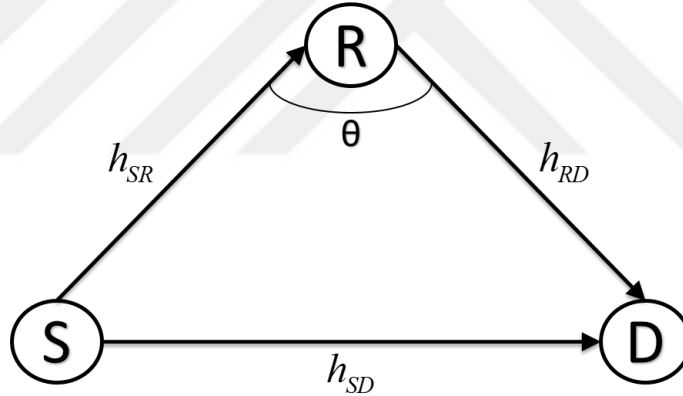
şeklinde verilebilir. Zaman ve frekanstaki kayma göz önünde bulundurulduğunda alınan sinyal aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$y(t) = (h(t, \tau) * s(t - \rho))e^{j2\pi\epsilon t} + w(t) \quad (3.12)$$

Burada ρ ve ϵ sırasıyla zaman ve frekans kaymasını temsil eder. Ayrıca $w(t)$, 0 ortalamalı, σ_w^2 varyanslı AWGN'yi ifade eder. Alınan sinyalin örnekleri sabit bir YT_s süresince aşağıdaki gibi örneklenir:

$$y[n] = y(nT_s) \quad , n = 1, 2, \dots, Y \quad (3.13)$$

3.1.3. İşbirlikli SC-FDMA Sinyal Modeli



Şekil 3.2: İşbirlikli haberleşme geometrisi.

Tek verici ve alıcı antene sahip yarı-çift yönlü (half-duplex) terminallerin olduğu dik işbirlikli protokol, alıcı çeşitlemesini etkin bir şekilde sağlar [51]. Şekil 3.2’de gösterildiği gibi kaynak (source, S), aktarıcı (relay, R) ve hedef (destination, D) iki boyutlu düzlemde yer almaktadır. Aktarıcının, kaynak ve hedefe eşit uzaklıkta olup daha az güç bastığı varsayılmıştır.

Alıcı çeşitlemesi protokolünde, yayım (broadcasting) ve aktarma (relaying) adında iki temel evre bulunmaktadır. İlki olan yayım evresinde kaynaktan iletilen işaret hem aktarıcı hem de hedef terminali tarafından alınır. Bu evrede, aktarıcı ve hedef terminallerinde Bölüm 3.2’de anlatılan senkronizasyon işlemleri uygulanır. Ayrıca bu

evrede yalnızca hedef terminalinde kanal kestirimi yapılır. Aktarma evresinde ise aktarıcı tarafından alınan sinyal APS sabiti ile normalize edilir ve elde edilen sinyal hedefe gönderilir. Bu evrede kaynak herhangi bir iletimde bulunmamaktadır. Sonrasında hedef terminalinde, aktarıcı ile hedef arasındaki senkronizasyon işlemi uygulanır. Bununla beraber, art arda olan kaynak-aktarıcı-hedef kanal parametreleri tespit edilir. Son işlem olarak da hedef tarafından her iki evrede alınan sinyaller MRC tekniği ile birleştirilir.

Kaynak terminalinden iletilecek SC-FDMA verisi şu şekilde oluşturulur. $M \times 1$ boyutundaki modüleli işaret \mathbf{b}^t , M noktalı ($M \times M$) DFT işleminden sonra $\mathbf{b}^f = \mathbf{F}_M \mathbf{b}^t$ halini alır. Burada \mathbf{F}_M , $M \times M$ boyutundaki DFT matrisini göstermektedir. Daha sonra \mathbf{b}^f , $N \times 1$ büyüklüğündeki \mathbf{v}^f vektörüne yerleştirilir. Burada N , $N > M$ olmak üzere toplam alt taşıyıcı sayısını ifade eder, yani $N - M$ adet alt taşıyıcıda veri gönderilmeyerek boş bırakılır. N noktalı ($N \times N$) IDFT işleminden sonra $\mathbf{v}^t = \mathbf{F}_N^H \mathbf{v}^f$ halini alan işarete G adet CP eklenir ve kaynaktan gönderilecek $P \times 1$ boyutundaki tek taşıyıcılı sinyal elde edilmiş olur. Burada \mathbf{F}_N^H , $N \times N$ boyutundaki IDFT matrisini belirtirken $P = N + G$ 'dir.

Yayım evresinde, aktarıcı ve hedef tarafından alınan sinyaller CP çıkarıldıktan sonra sırasıyla şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{y}_{sr}^t = \sqrt{E_{sr}} \mathbf{H}_{sr} \mathbf{v}^t + \mathbf{w}_{sr}^t \quad (3.14)$$

$$\mathbf{y}_{sd}^t = \sqrt{E_{sd}} \mathbf{H}_{sd} \mathbf{v}^t + \mathbf{w}_{sd}^t \quad (3.15)$$

Buradaki E ve \mathbf{H} sırasıyla ilgili bağlantıdaki ortalama enerjiyi ve $N \times N$ boyutundaki kanonik kanal matrisini ifade eder. Aktarıcı tarafından alınan sinyal $\sqrt{E[|\mathbf{y}_{sr}^t|^2]}$ faktörü ile normalize edildikten sonra aktarma evresinde hedefe gönderilir. Bu evrede hedef tarafından alınan sinyal CP çıkartıldıktan sonra şöyle yazılabilir:

$$\mathbf{y}_{rd}^t = \frac{\sqrt{E_{rd}} \mathbf{H}_{rd}}{\sqrt{E[|\mathbf{y}_{sr}^t|^2]}} \mathbf{y}_{sr}^t + \mathbf{w}_{rd}^t \quad (3.16)$$

Buradaki \mathbf{w}_{sr}^t , \mathbf{w}_{sd}^t ve \mathbf{w}_{rd}^t toplamsal gürültü terimleri olarak modellenen 0 ortalamalı, boyut başına $N_0/2$ varyanslı karmaşık Gauss rastgele değişkenlerini ifade eder.

$E[|\mathbf{y}_{sr}^t|^2] = E_{sr}\sigma_{h_{sr}^t}^2 + N_0$ ile \mathbf{w}_{sr}^t ve \mathbf{h}_{sr}^t 'ye bağlı yapılan beklenen değer hesabı ile APS sabiti elde edilir. Ortalama çıkış gücünü sabit tutmaya yarayan bu değer, anlık çıkış gücünün ortalama çıkış gücünden çok büyük çıkmasına da yol açar. Bu çalışmada AF yapısı kullanılacağından dolayı APS faktörü ile normalize edilen sinyal şu şekilde yazılabilir:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{rd} = \sqrt{\frac{E_{rd}E_{sr}}{E_{sr}+N_0}} \mathbf{H}_{rd} \mathbf{H}_{sr} \mathbf{v}^t + \underbrace{\sqrt{\frac{E_{rd}}{E_{sr}+N_0}} \mathbf{H}_{rd} \mathbf{w}_{sr}^t + \mathbf{w}_{rd}^t}_{\tilde{\mathbf{w}}_{rd}^t} \quad (3.17)$$

Hedef terminali, alınan sinyali $\sqrt{1 + \frac{E_{rd}}{E_{sr}+N_0} \sum_m |h_{rd}^t(m)|^2}$ faktörü ile normalize eder. Burada \mathbf{h}_{rd}^t 'ye bağlı efektif güç terimi $\tilde{\mathbf{w}}_{rd}^t$ 'nin her bir girdisi 0 ortalamaya ve $E[|\tilde{\mathbf{y}}_{rd}^t|^2 | \mathbf{h}_{rd}^t] = N_0 \left(1 + \frac{E_{rd}}{E_{sr}+N_0} \sum_m |h_{rd}^t(m)|^2\right)$ varyansına sahiptir.

Normalizasyon işleminden sonra sinyal şu şekilde yazılabilir:

$$\bar{\mathbf{y}}_{rd} = \sqrt{\zeta} \mathbf{H}_{rd} \mathbf{H}_{sr} \mathbf{v}^t + \bar{\mathbf{w}}_{rd}^t \quad (3.18)$$

Burada $\bar{\mathbf{w}}_{rd}^t$, 0 ortalamalı ve her bir boyutu için $N_0/2$ varyansına sahip karmaşık Gauss değişkenidir. Ayrıca ζ ,

$$\zeta = \frac{\frac{E_{sr}E_{rd}}{N_0}}{1 + \frac{E_{sr}}{N_0} + \frac{E_{rd}}{N_0} \sum_m |h_{rd}^t(m)|^2} \quad (3.19)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Hedef tarafından her iki evrede de alınan sinyallerin senkronizasyonu yapılır ve CP çıkartılır. DFT ile frekans alanına geçiş yapıldıktan sonra elde edilen sinyaller matris formunda şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{F}_N \mathbf{y}_{sd}^t \\ \mathbf{F}_N \bar{\mathbf{y}}_{rd}^t \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{E_{sd}} \boldsymbol{\Lambda}_{sd} \\ \sqrt{\zeta} \boldsymbol{\Lambda}_{rd} \boldsymbol{\Lambda}_{sr} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\Psi}} \mathbf{v}^f + \begin{bmatrix} \mathbf{F}_N \mathbf{w}_{sd}^t \\ \mathbf{F}_N \bar{\mathbf{w}}_{rd}^t \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$\Lambda_{xy} = \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{xy} \mathbf{F}_N^H$ ile frekans alanındaki kestirilen kanal elde edilir. Buradaki kanal parametrelerinin (Λ_{xy}), tüm (full) kanal matrisinin (Ξ_{xy}) ana diyagonalı üzerinde olduğu varsayılır. MRC işleminin uygulanmasıyla frekans alanındaki giriş-çıkış ilişkisi,

$$\mathbf{Y}^f = \underbrace{((\Psi^H \Psi)^{-1/2} \Psi^H) \Psi}_{\Lambda} \mathbf{v}^f + \mathbf{W}^f \quad (3.21)$$

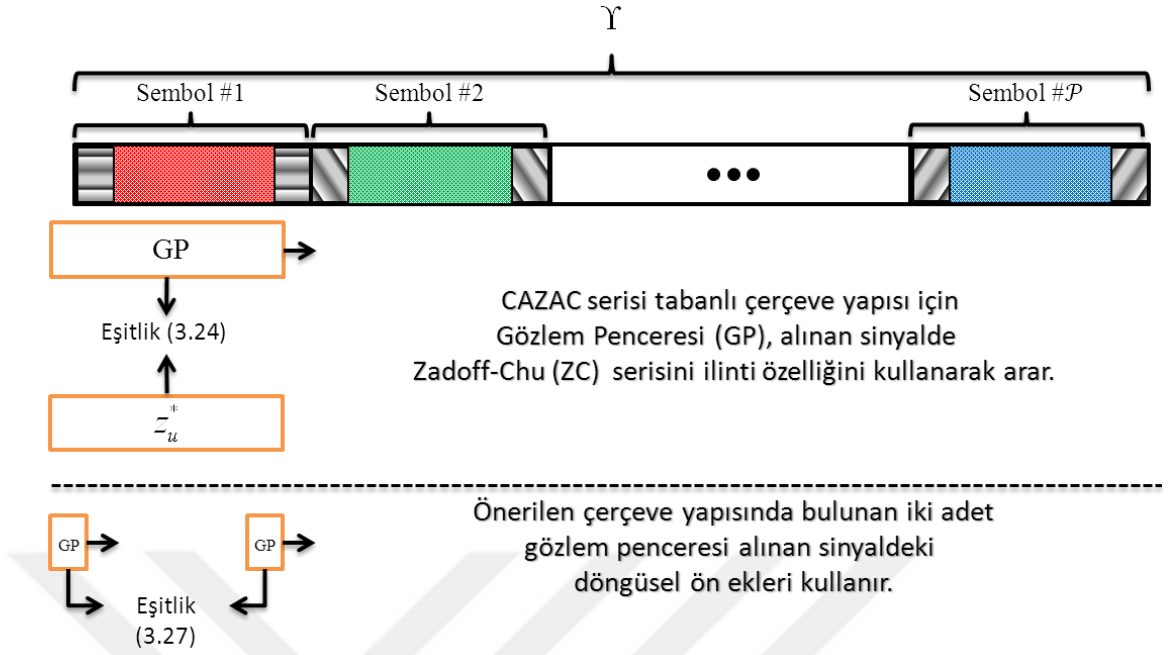
olarak bulunur. Frekans alanında elde edilen kanal matrisi Λ ile de kanal denkleştirme basitçe gerçekleştirilir.

3.2. UYGULANAN SENKRONİZASYON TEKNİKLERİ

Sembol zamanındaki kaymanın tespit edilmesi SC-FDMA sistemleri için kritik öneme sahiptir, çünkü yapılacak olan kötü bir kestirim sistemin performansını ciddi şekilde düşürecektir. SC-FDMA sembolleri için yapılan sembol zamanlaması, DFT işlemine ait doğru başlangıç anının bulunması için gereklidir. Bu çalışmada, [52]'de gösterilen CAZAC özelliğine sahip ZC serisi tabanlı zaman senkronizasyonu ile CP tabanlı zaman senkronizasyonu kanal kestiriminin olduğu durumda zamanla değişen kanallar için karşılaştırılmıştır.

İlk yaklaşıma göre, CAZAC serisi çerçevenin başına yerleştirilir ve sembol/çerçeve zamanlaması CAZAC serisi aranarak bulunduğu yere göre yapılır. Bu durumda blok tipi kanal kestirimi, tüm alt taşıyıcılara yayılmış olan CAZAC serisi ile yapılır. CAZAC serisinin kullanımı doğru kestirimin yapılmasına olanak vermesine rağmen bandgenişliği verimliliğini düşürmekte ve kanalda meydana gelen dalgalanmalar takip edilememektedir. Bu yaklaşıma alternatif olarak, kanaldaki dalgalanmaları takip etmek adına pilotlar tüm SC-FDMA sembolüne dağıtılır ve senkronizasyon algoritması CP uzantısından yararlanır. Böylece birleşik ML prensibine dayalı TDO ve CFO kestirimi CP kullanılarak yapılır.

Anlatım kolaylığı açısından tüm algoritmalar noktadan-noktaya iletim varsayımı altında anlatılacaktır.



Şekil 3.3: Uygulanan ham zaman senkronizasyonu teknikleri.

3.2.1. CAZAC Serisi Tabanlı Ham (Coarse) Zaman Senkronizasyonu

CAZAC serisinin kullanılması doğru bir kestirim sağlamasına rağmen bandgenişliği verimliliğini düşürmektedir. SC-FDMA tabanlı LTE alıcıları, önemli özelliklerinden dolayı ZC serilerinden faydalanırlar. Sabit genliğe sahip bu serilerin birbirleri ile ilintileri sıfırdır. u . kökten ZC serisi şu şekilde verilebilir:

$$z_u[n] = e^{-\frac{j\pi un(n+1)}{Z}}, \quad 0 \leq n \leq Z - 1 \quad (3.22)$$

Burada Z , ZC serisinin uzunluğunu belirtmektedir [52]. CAZAC serisi tabanlı ham zaman senkronizasyonu, Şekil 3.3'te gösterildiği gibi çerçeve içindeki ZC serisi aranarak yapılır.

Alınan sinyal üzerinden çerçevenin başlangıç noktası (ρ'_c), ham olarak;

$$P(\xi) = \sum_{k=0}^{N+G-1} y[\xi + k] \times z_u^*[k] \quad (3.23)$$

$$\rho'_c = \underset{\xi}{\operatorname{argmax}} P(\xi) \quad (3.24)$$

şeklinde bulunur. Burada ξ , gözlem penceresinin ilk noktasını belirtir ve tüm alınan sembol boyunca ilerler.

3.2.2. CP Tabanlı Ham Zaman Senkronizasyonu

Bu yaklaşımda, ML prensibine dayalı olarak örnekler arasındaki ilintiye bakılır. Bu örnekler birbirlerinden N adet örnek ile ayrılırlar. Şekil 3.3'te gösterildiği gibi (ρ'_c), ham olarak;

$$P(\xi) = \sum_{k=0}^{G-1} y^*[\xi + k] \times y[\xi + k + N] \quad (3.25)$$

$$E(\xi) = \sum_{k=0}^{G-1} |y[\xi + k]|^2 + |y[\xi + k + N]|^2 \quad (3.26)$$

$$\rho'_c = \underset{\xi}{\operatorname{argmax}} \frac{P(\xi)}{E(\xi)} \quad (3.27)$$

şeklinde bulunur. Burada $P(\xi)$, CP ve onun kopyası arasındaki ilintiye gösterirken, $E(\xi)$ de CP'ye ait enerji terimidir. Ayrıca ξ , Şekil 3.3'ten de görüleceği üzere ilk gözlem penceresine ait ilk örneğin bulunduğu noktadır. Gözlem pencereleri bütün alınan sinyal boyunca ilerleyip CP'lerin bulunduğu yerleri tespit ederler.

Ham zaman senkronizasyonundan sonra alınan sinyal;

$$y_c(t) = \frac{e^{j2\pi\epsilon t}}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S[k]H(t, k\Delta f) e^{j2\pi k\Delta f(t - (\rho - \rho_c) - T_g)} + w(t) \quad (3.28)$$

şeklinde verilebilir. Burada $\rho_c = \rho'_c T_s$ 'dir.

Her iki teknik de sembolün başlangıç noktasını ham olarak verir. Burada kestirilen zaman kaymaları T_s 'nin katları şeklindeyken, asıl zaman kaymaları T_s 'nin katları şeklinde olmak zorunda değildir. Bu nedenle iyileştirilmiş (fine) zaman senkronizasyonu da yapılmalıdır.

3.2.3. İyileştirilmiş (Fine) Zaman Senkronizasyonu

Ham zaman senkronizasyonu ile DFT işlemi için gerekli olan başlangıç noktası kabaca kestirilir. Kestirilen bu nokta T_s 'nin katlarında yer almaktadır. Başlangıç noktasını kesin olarak bulmak için bu bölümde anlatılacak olan iyileştirilmiş zaman senkronizasyonu da alınan sinyale uygulanmalıdır.

Sönümlenmeli kanalda mükemmel durum için, hiçbir kaymanın olmadığı gürültüsüz ortam varsayımı altında, alınan sinyal şu şekilde ifade edilebilir:

$$y'(t) = s(t) * c(t) \quad (3.29)$$

(3.29)'da zaman kayması, ρ , olduğunda;

$$y'(t - \rho) = s(t - \rho) * c(t) = s(t) * c(t - \rho) \quad (3.30)$$

elde edilir. (3.29) ve (3.30)'daki eşitlikler şunu söyler: (3.29)'daki ifade nT_s ile örneklendikten sonra $s(t)$ ile $c(t)$ 'nin örneklenmiş olan $\delta(t)$ 'nin, ki burada sadece bir noktada tepe değeri vardır ve diğerleri sıfır değerini alır, konvolüsyonu haline gelir. Ama (3.30) için ise $c(nT_s - \rho)$ ile konvolüsyonu haline gelir ve bu da mükemmel durum ile karşılaştırıldığında enerjide azalmaya neden olur. Tüm bu söylenenler şu şekilde özetlenebilir:

$$\sum_n |(s(t) * c(t))|_{t=nT_s}|^2 > \sum_n |(s(t - \rho) * c(t))|_{t=nT_s}|^2 \quad (3.31)$$

Önerilen iyileştirilmiş zaman senkronizasyonu algoritması, ham olarak senkronize edilmiş $y(t)$ 'nin üst örneklenmişine ait enerjiyi en büyük yapan zaman kaymasını bulmaya yönelik çalışır. Ham zaman senkronizasyonundan sonra (3.28) elde edilir. Üst örnekleme faktörü olan q ile aramanın çözünürlüğü artırılır ve $T_s' = T_s/q$ halini alır. Bu çalışmadaki dalga biçimlendirici süzgecin doğal yapısından dolayı süzgecin tepe değeri T_s' 'nin katları şeklinde nT_s' 'nin öncesinde veya sonrasında yer alır. Süzgecin tepe değerinin yeri T_s içinde $\eta T_s'$ ile değişir ki η burada $-(q/2) \leq \eta < (q/2)$ değerlerini alır. İyileştirilmiş başlangıç noktası, ρ_f , (3.28)'deki enerji terimi ile aşağıdaki gibi bulunabilir [53]:

$$\rho'_f = \operatorname{argmax}_{\eta} \left\{ \sum_n |y_c(t)|_{t=nT_s+\eta T'_s} \right\}^2 \quad (3.32)$$

(3.32) ile birlikte ham zaman senkronizasyonu, ρ'_c , $\rho'_c + \rho'_f$ ile iyileştirilir. İyileştirilmiş zaman senkronizasyonundan sonra (3.28)'deki ifade;

$$y_f(t) = \frac{e^{j2\pi\epsilon t}}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S[k]H(t, k\Delta f) e^{j2\pi k\Delta f(t-(\rho-\hat{\rho})-T_g)} + w(t) \quad (3.33)$$

halini alır. Burada $\hat{\rho} = (\rho'_c + \rho'_f)T_s$ 'tir.

3.2.4. Frekans Kayması Senkronizasyonu

Mükemmel durum varsayımı altında alınan sinyal gönderilen $s(t)$ sinyaline eşittir. Frekans kayması zaman alanında şu şekilde ifade edilebilir:

$$\dot{y}(t) = s(t)e^{j2\pi\epsilon t} \quad (3.34)$$

Alınan sinyal $t = n/f_s$ örneklendiğinde (3.34) aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\dot{y}[n] = s[n]e^{j2\pi\epsilon n/f_s} \quad (3.35)$$

Burada f_s , örnekleme frekansını temsil eder. Normalize frekans kayması, ϵ' , ile (3.35)'teki ifade şöyle verilebilir:

$$\dot{y}[n] = s[n]e^{j2\pi\epsilon' n/N} \quad (3.36)$$

Burada $\epsilon = \epsilon'\Delta f$ 'tir. (3.36) ile birlikte N adet örnek sonraki nokta aşağıdaki gibidir:

$$\dot{y}[n + N] = s[n + N]e^{j2\pi\epsilon'(n+N)/N} \quad (3.37)$$

CP tanımından dolayı $s[n + N] = s[n]$ 'dir. Böylece CP ile veri noktasındaki örnek arasındaki fark şu şekilde verilebilir:

$$2\pi\epsilon' = \angle(\dot{y}^*[n] \times \dot{y}[n + N]) \quad (3.38)$$

(3.38)'deki ifadeden ϵ' , aşağıdaki gibi kestirilebilir:

$$\varepsilon' = \frac{1}{2\pi} \angle (\dot{y}^*[n] \times \dot{y}[n + N]) \quad (3.39)$$

(3.33)'ün nT_s ile örneklenmiş hali yardımıyla ortalama frekans kayması, CP tabanlı olarak şu şekilde kestirilebilir:

$$\hat{\varepsilon}' = -\frac{1}{2\pi} \angle \sum_{n=0}^{G-1} y_f^*[n] \times y_f[n + N] \quad (3.40)$$

3.2.5. Artık Zaman ve Frekans Kaymaları

Senkronizasyon işlemlerinden sonra geriye düzeltilemeyen artık zaman ve frekans kaymaları kalmaktadır. Bunlar sırasıyla $\tilde{\rho} = \rho - (\rho'_c + \rho'_f)T_s$ ve $\tilde{\varepsilon} = \varepsilon - \hat{\varepsilon}'$ 'dir. Burada $\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}'\Delta f$ 'tir. Bu artık kaymalarla beraber (3.33)'teki ifade şu şekilde yazılabilir:

$$\tilde{y}(t) = \frac{e^{j2\pi\tilde{\varepsilon}t}}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S[k]H(t, k\Delta f)e^{j2\pi k\Delta f(t-\tilde{\rho}-T_g)} + w(t) \quad (3.41)$$

(3.41)'deki ifade f_s ile örneklenip CP çıkartıldıktan sonra;

$$\tilde{y}[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S[k]H(n, k)e^{\frac{j2\pi(\tilde{\varepsilon}'+k)n}{N}}e^{-\frac{j2\pi k\tilde{\rho}'}{N}} + w[n] \quad (3.42)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $\tilde{\rho} = \tilde{\rho}'T_s$ ve $\tilde{\varepsilon} = \tilde{\varepsilon}'\Delta f$ 'tir. DFT çıkışındaki k . alt taşıyıcı aşağıdaki gibi verilebilir:

$$Y[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{y}[n]e^{-j2\pi nk/N} + w[n] = \Theta[k] + I[k] + W[k] \quad (3.43)$$

Burada $\Theta[k]$, $S[k]$ iletildiğinde zaman kayması, frekans kayması ve kanal etkisinin olduğu durumda alınan k . alt taşıyıcıyı ifade eder ve şu şekilde gösterilir:

$$\Theta[k] = \frac{1}{N} S[k]e^{-\frac{j2\pi k\tilde{\rho}'}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} H[n, k]e^{\frac{j2\pi\tilde{\varepsilon}'n}{N}} \quad (3.44)$$

$I[k]$ ise zaman ve frekans kaymalarıyla beraber zamanla değişen kanalın etkisinden oluşan ICI terimini ifade eder ve şöyle gösterilir:

$$I[k] = \frac{1}{N} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} S[m] e^{-j2\pi m \tilde{\rho}' / N} \sum_{n=0}^{N-1} H[n, m] e^{-\frac{j2\pi(k-m-\tilde{\epsilon}')n}{N}} \quad (3.45)$$

$W[k]$ ise gürültü vektörü $w[n]$ 'nin DFT çıkışındaki halidir ve aşağıdaki gibi verilebilir:

$$W[k] = \sum_{n=0}^{N-1} w[n] e^{-\frac{k2\pi nk}{N}} \quad (3.46)$$

Alınan sinyal, matris formunda tüm kanal matrisi Ξ ile birlikte şu şekilde verilebilir:

$$\mathbf{Y} = \Xi \mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (3.47)$$

Burada $\Xi[k, m]$ aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\Xi[k, m] = \frac{1}{N} e^{-\frac{j2\pi m \tilde{\rho}'}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} H[n, m] e^{-\frac{j2\pi(k-m-\tilde{\epsilon}')n}{N}} \quad (3.48)$$

3.2.6. Kanal Kestirimi

SC-FDMA sinyali oluşturulurken yapılan eşlemenin tersi uygulanarak veri aşağıda gösterildiği gibi elde edilir:

$$X[\kappa] = Y[\kappa] = \Theta[\kappa] + I[\kappa] + W[\kappa] \quad (3.49)$$

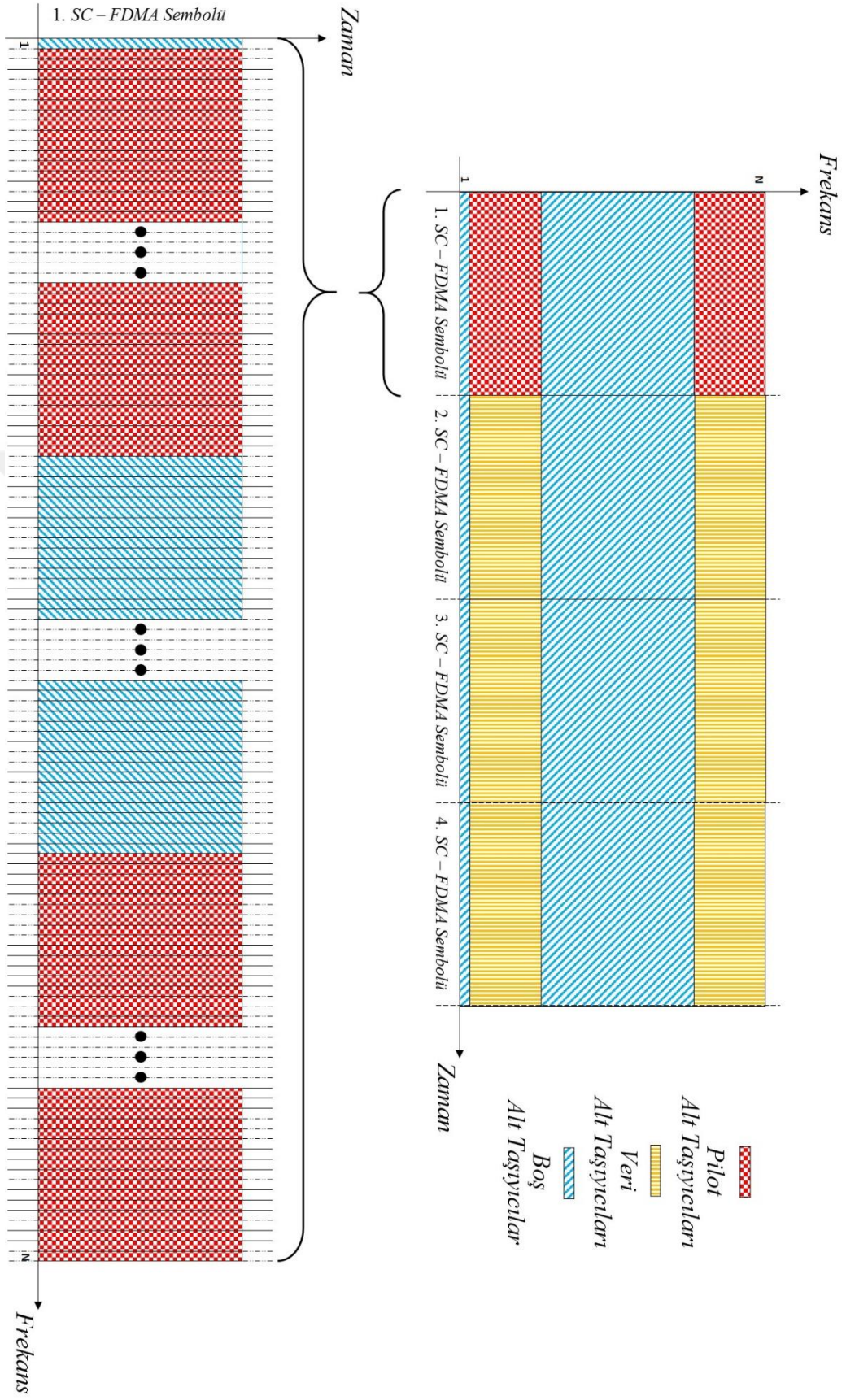
Burada $k = \Gamma_M[\kappa]$ ve $\kappa = 0, \dots, M - 1$ 'dir.

Kanal kestirimi, kanal etkisinin ortadan kaldırılması ve verinin geri elde edilebilmesi açısından önemli bir yer tutmaktadır. Blok tipi ve tarak tipi kanal kestirimleri bir yönlü kanal kestirim teknikleridir. Blok tipi pilot yerleşiminde pilot alt taşıyıcılar, belirli bir sembole yerleştirilip zaman alanında periyodik olarak gönderilirken tarak tipi pilot yerleşiminde tüm sembollere tekdüze olacak şekilde yerleştirilirler.

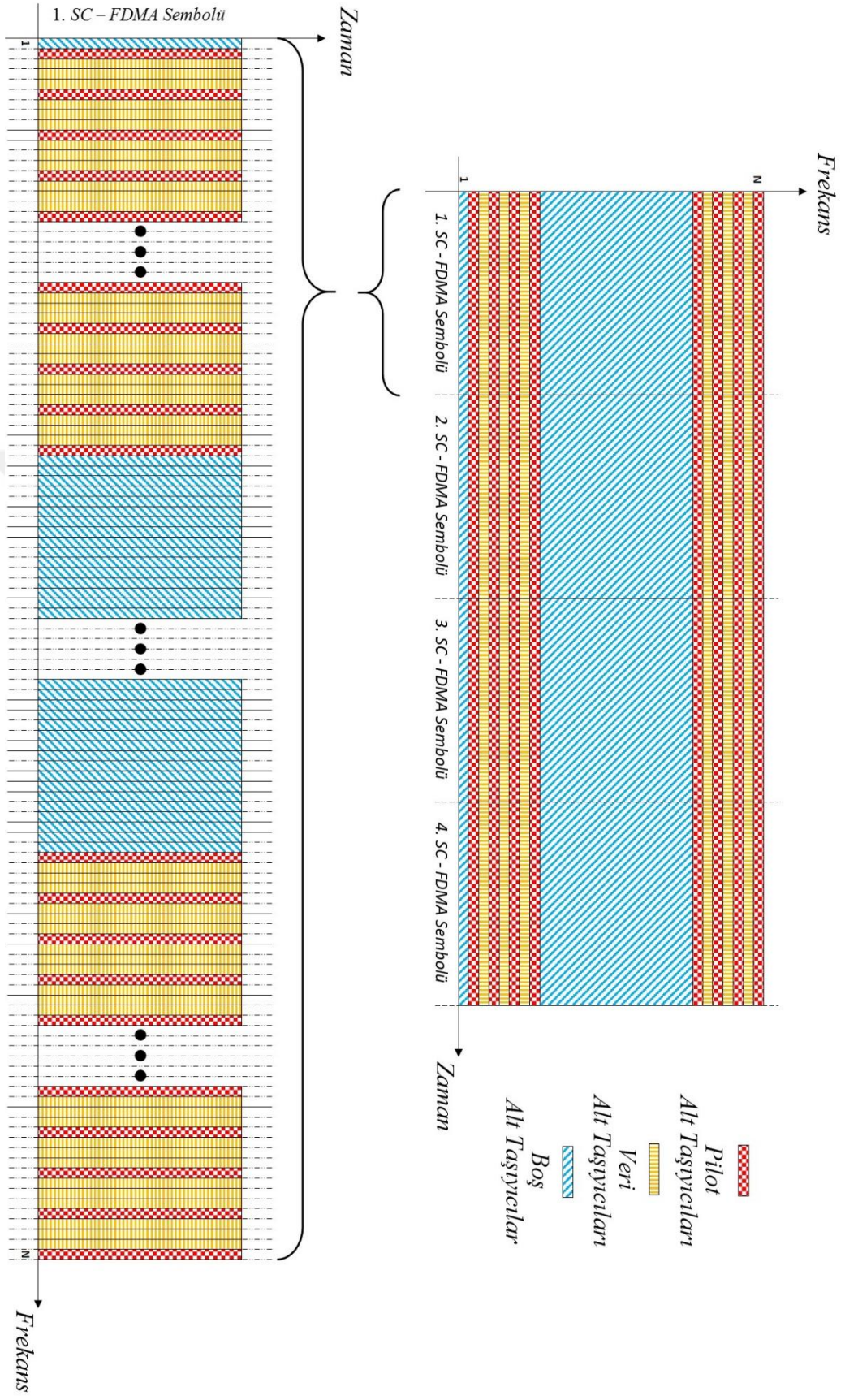
CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısı Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Görüldüğü üzere ilk SC-FDMA sembolü senkronizasyon ve kanal kestirimi için ayrılırken geriye kalan sembollerde veri iletimi yapılır.

Kullanımı önerilen çerçeve yapısı ise Şekil 3.5'te verilmiştir. Bu çerçeve yapısında ise senkronizasyon, CP tabanlı yapılırken pilot alt taşıyıcılar tüm sembol boyunca periyodik olarak yerleştirilir.





Şekil 3.4: CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısı.



Şekil 3.5: Kullanımı önerilen çerçeve yapısı.

Öncelikle LS yöntemiyle pilot alt taşıyıcılar üzerinden kanal kestirimi aşağıdaki gibi yapılabilir:

$$\tilde{H}[\kappa] = \frac{X[k]D^*[k]}{|D[k]|^2} \quad (3.50)$$

Burada $D[k]$, alıcı tarafından bilinen pilot alt taşıyıcıları ifade eder. Ayrıca $k = \Gamma_M[\kappa]$, $\kappa \in \Gamma_p$ 'dir. Γ_p ise pilot indislerini belirtir.

Daha sonra $\tilde{H}[\kappa]$, $\hat{H}[k]$, $k = \Gamma_M[\kappa]$, $\kappa = 0, \dots, M - 1$ 'i bulmak için önceden belirlenen bir yöntemle ara değerlendirme işlemine tabi tutulur. Bu çalışmada önerilen çerçeve yapısı için eğri uydurma (spline) ara değerlendirme yöntemi kullanılmıştır. CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında ise bir adet SC-FDMA sembolünün pilot serisi olarak kullanılmasından dolayı $\hat{H}[k]$, ara değerlendirme yapılmadan bulunabilir.

3.2.7. İşlemsel Karmaşıklık

Senkronizasyon ve kanal kestirim algoritmalarının sahip oldukları işlemsel karmaşıklık, bu algoritmaların haberleşme sistemlerinde kullanılabilmesi açısından önemli bir parametreyi oluşturmaktadır. İşlemsel karmaşıklık ile algoritmanın verdiği sonucun doğruluğu arasında bir ödünleşim söz konusu olmaktadır.

Bu bölümde, kullanımı önerilen çerçeve yapısı ile CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısının işlemsel karmaşıklığı senkronizasyon ve kanal kestirim algoritmaları açısından karşılaştırılmıştır. Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'ten de kolayca görülebileceği üzere her iki çerçeve yapısı 4 adet SC-FDMA sembolünden oluşmaktadır. CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında ilk sembol ZC senkronizasyon serisi için ayrılırken zamanla hızlı değişen kanal durumlarında kullanımı önerilen çerçeve yapısında veri ve pilot alt taşıyıcıları bütün semboller içerisine dağıtılmıştır. Şekil 3.1'deki blok diyagramında gösterildiği gibi CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında $M = 304$ noktalı DFT alınırken, kullanımı önerilen yapıda pilot alt taşıyıcılar tüm sembollere dağıtıldığı için $M = 228$ noktalı DFT alınır. Bundan dolayı kullanımı önerilen çerçeve yapısının işlemsel karmaşıklığı diğer yapıya göre daha azdır.

İşlemsel karmaşıklığı etkileyen bir diğer husus senkronizasyon algoritmalarının karmaşıklığıdır. Kısaca Şekil 3.3'te gösterilen ham zaman senkronizasyonu

algoritmalarında CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında büyük gözlem pencereleri bulunurken kullanımı önerilen yapıda küçük gözlem pencereleri kullanılmaktadır. Bu durum CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında büyük gözlem pencerelerinin çarpımı ile toplamını getirirken kullanımı önerilen yapıda küçük gözlem pencerelerinin çarpımı ile toplamını getirir. Ancak CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında, gözlem pencerelerinin büyük olmasından dolayı senkronizasyon algoritması 4 sembollü çerçeveyi daha çabuk bitirirken, kullanımı önerilen çerçeve yapısında gözlem pencerelerinin küçük olması algoritmanın çerçeveyi daha geç bitirmesine yol açar. Bu nedenle iki algoritmanın işlemsel karmaşıklığı yaklaşık olarak aynı çıkmaktadır.

İyileştirilmiş zaman senkronizasyonu ile frekans senkronizasyonu iki çerçeve yapısı için de aynı olduğundan dolayı işlemsel karmaşıklık açısından herhangi bir avantaj ya da dezavantaj meydana getirmemektedir.

Kanal kestirimi açısından ise kullanımı önerilen çerçeve yapısı daha fazla işlemsel karmaşıklığa sahip olmasına rağmen pratik sistemler tarafından gerçekleştirilebilir. Çünkü bu yapıda sembollerin içerisine periyodik olarak yerleştirilen pilot sembolleri ile bulunan kanal parametrelerine eğri uydurma (spline) ara değerlendirme yöntemi uygulanır ve tüm alt taşıyıcılara karşılık gelen kanal parametreleri bulunur. CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında ise tüm alt taşıyıcılara karşılık gelen kanal parametreleri herhangi bir ara değerlendirme yöntemine gerek kalmadan bulunur. Ayrıca kullanımı önerilen çerçeve yapısı için literatürdeki işlemsel karmaşıklıkları farklı olan diğer ara değerlendirme yöntemleri de denenmiş ve performans açısından en uygunu olan eğri uydurma (spline) ara değerlendirme yöntemi seçilmiştir.

Kısacası her iki çerçeve yapısının işlemsel karmaşıklığı hemen hemen aynı çıkarken zamanla hızlı değişen kanal durumları için kullanımı önerilen çerçeve yapısının daha avantajlı olduğu görülür.

4. BULGULAR

4.1. BENZETİM SONUÇLARI

Bu bölümde, AF protokolünü kullanan işbirlikli SC-FDMA sisteminin zaman senkronizasyonu, frekans senkronizasyonu ve kanal kestirimi karşısındaki benzetim sonuçları gösterilmiştir. Tek aktarıcının kullanıldığı sistemde aktarıcının, kaynak ile hedefe eşit mesafede olup daha az güç bastığı varsayılmıştır. Benzetimler için oluşturulan her iki çerçeve yapısında da Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te görüldüğü gibi 4 adet SC-FDMA sembolü bulunmaktadır. Zamanla değişen kanal durumlarında kullanılması önerilen CP tabanlı senkronizasyon ve tarak tipi kanal kestiriminin BER performansı, CAZAC serisi tabanlı senkronizasyon ve blok tipi kanal kestirimi ile MMSE denkleştirme tekniği uygulanarak karşılaştırılmıştır. İşbirlikli SC-FDMA sisteminde BPSK modülasyonu kullanılırken aynı bandgenişliği verimliliği için kanal kodlamalı durumda QPSK modülasyonu kullanılmıştır. Tüm işbirlikli bağlantılardaki zaman ve frekans kaymalarının sırasıyla $0 - 40 \mu s$ ve $0 - 7.5 kHz$ arasında tekdüze dağıldığı varsayılmıştır. Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'teki yatay eksen frekans kaymasını gösterirken diğer şekillerdeki yatay eksen bit başına düşen enerji E_b olmak üzere sinyal-gürültü oranını vermektedir. Tüm şekillerdeki dikey eksen ise bit hata oranını göstermektedir. CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısına, tarak tipi çerçeve yapısına ve kanal kodlamaya ait parametreler sırasıyla Tablo 4.1, Tablo 4.2 ve Tablo 4.3'te verilmiştir. Ayrıca benzetim sonuçlarına ait şekillerde bazı kısaltmalar kullanılmıştır. Bu kısaltmalar da Tablo 4.4'te gösterilmiştir.

Tablo 4.1: CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısına ait sistem parametreleri.

Parametre	Değer
DFT boyutu (M)	304
FFT boyutu (N)	512
Alt taşıyıcı aralığı ($\Delta f - kHz$)	15
Taşıyıcı frekans ($f_c - GHz$)	2.4
CP uzunluğu	128
Alt taşıyıcı eşleme planı	Yerel (Localized)
Kanal modeli	COST-207 (TUx6)
Modülasyon	BPSK, QPSK
Hareketlilik ($V - km/h$)	30, 150

Tablo 4.1'den görülebileceği üzere CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında DFT boyutu $M = 304$ olarak seçilmiştir. Bu durumda ilk SC-FDMA sembolü pilot alt taşıyıcılardan oluşmakta olup senkronizasyon ile kanal kestiriminde kullanılmaktadır.

Tablo 4.2: Kullanımı önerilen çerçeve yapısına ait sistem parametreleri.

Parametre	Değer
DFT boyutu (M)	228
Pilot sayısı	76
FFT boyutu (N)	512
Alt taşıyıcı aralığı ($\Delta f - kHz$)	15
Taşıyıcı frekans ($f_c - GHz$)	2.4
CP uzunluğu	128
Alt taşıyıcı eşleme planı	Yerel (Localized)
Kanal modeli	COST-207 (TUx6)
Ara değerlendirme tekniği	Eğri uydurma
Modülasyon	BPSK, QPSK
Hareketlilik ($V - km/h$)	30, 150

Tablo 4.2'de ise zamanla hızlı değişen kanal durumlarında kullanımı önerilen çerçeve yapısına ait parametreler görülmektedir. Bu çerçeve yapısında ise DFT boyutu benzetim sonuçlarının adil olması için $M = 228$ olarak seçilmiştir. Her bir sembole 76 adet pilot alt taşıyıcı periyodik olarak yerleştirilmiştir. Kolayca görülebilir ki; her iki çerçeve yapısında kullanılan veri ve pilot alt taşıyıcı sayıları eşittir.

Tablo 4.3: Kanal kodlama parametreleri.

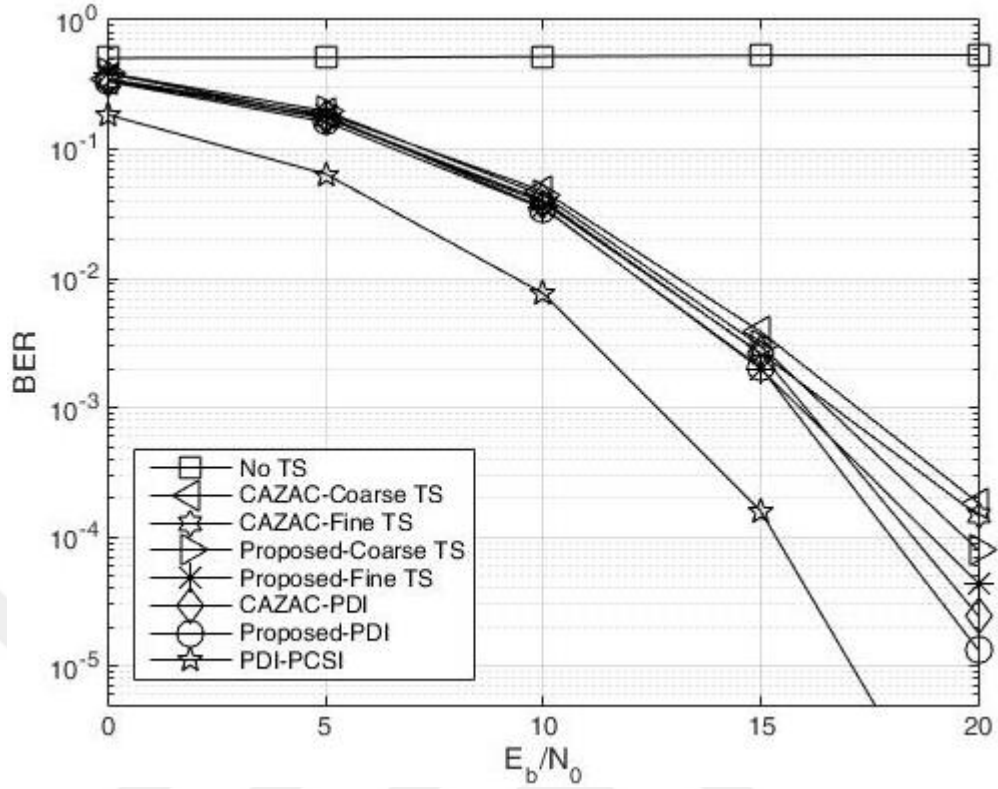
Parametre	Değer
Tür	Katlamalı kodlayıcı
Kod oranı	1/2
Kısıt (constraint) uzunluğu	7
Üreteç polinomu (octal)	[171 133]
Serpiştirici	Rastgele

Kanal kodlamaya ait parametreler Tablo 4.3'te gösterilmiştir. $1/2$ kod oranına sahip kodlayıcıda rastgele serpiştirici kullanılmıştır.

Tablo 4.4: Benzetim sonuçlarında kullanılan kısaltmalar.

Kısaltma	Anlamı
No TS	No Time Synchronization (Zaman senkronizasyonu yok.)
Coarse TS	Coarse Time Synchronization (Ham zaman senkronizasyonu)
Fine TS	Fine Time Synchronization (İyileştirilmiş zaman senkronizasyonu)
PDI	Perfect Delay Information (Mükemmel kayma bilgisi)
No FS	No Frequency Synchronization (Frekans senkronizasyonu yok.)
FS	Frequency Synchronization (Frekans senkronizasyonu)
PFI	Perfect Frequency Information (Mükemmel frekans bilgisi)

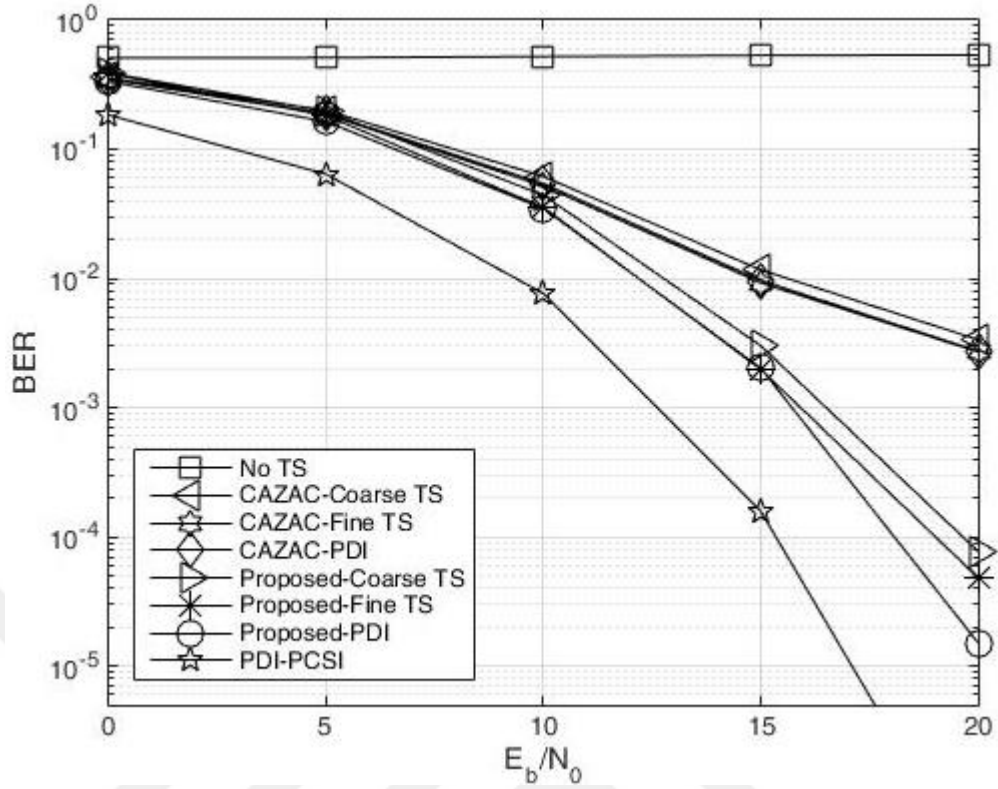
Benzetim sonuçlarına ait şekillerde anlatım kolaylığı açısından bazı kısaltmalar kullanılmıştır. Kısaltmalara ait bilgiler Tablo 4.4'te verilmiştir.



Şekil 4.1: Kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sisteminin BER performansı ($V=30$ km/h).

Yeni nesil haberleşme sistemleri için yüksek hızda hareketlilik imkânı çok önemlidir. Özellikle yüksek hızlı trenler için pratik haberleşme uygulamalarında 120 km/h üzerindeki hızlar olağan karşılanmaktadır.

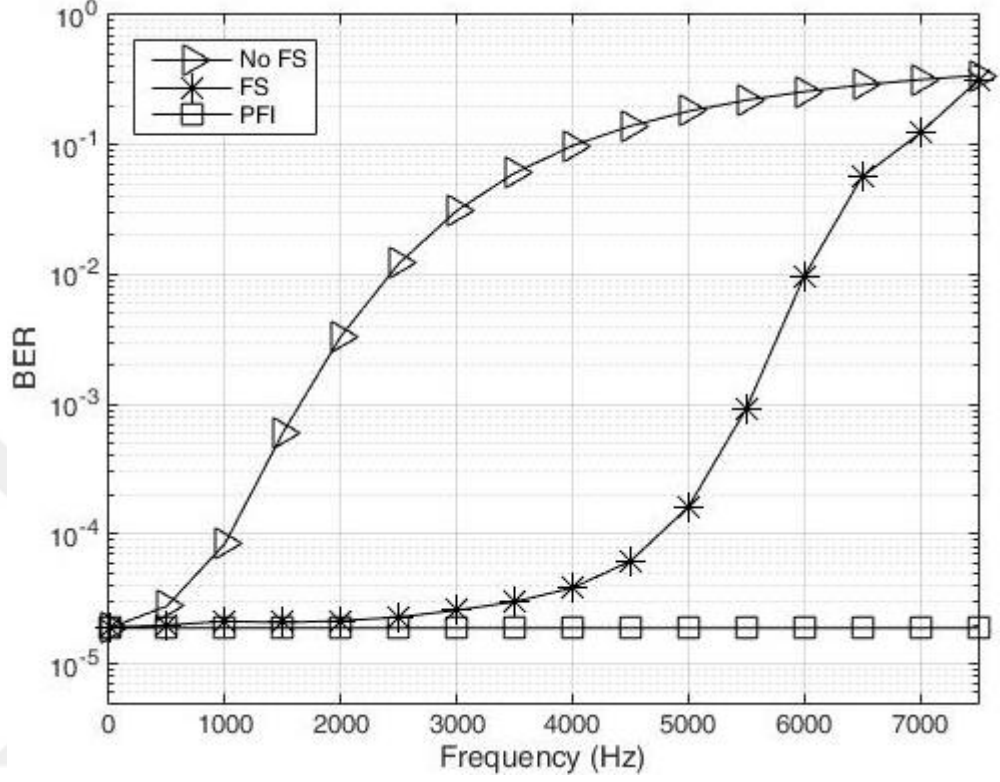
Şekil 4.1'de BPSK SC-FDMA sistemi için kanal kodlamanın olmadığı durumda CAZAC serisi tabanlı senkronizasyon ile kullanımı önerilen tarak tipi tabanlı senkronizasyonun BER performansı hız $V = 30$ km/h için karşılaştırılmıştır. Bilgisayar benzetim sonuçları göstermiştir ki; kanal uzunluğunun $L = 6$ olduğu TU kanal modeli durumunda tarak tipi tabanlı senkronizasyonun BER performansı, CAZAC serisi tabanlı senkronizasyona göre az da olsa daha iyidir. Hız düşük olduğundan kanal zamanla hızlı değişmemekte ve kullanımı önerilen çerçeve yapısının performans iyileşmesi görülmemektedir. Çünkü CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısı kanal parametrelerini bu hızda yeterince iyi takip edebilmektedir.



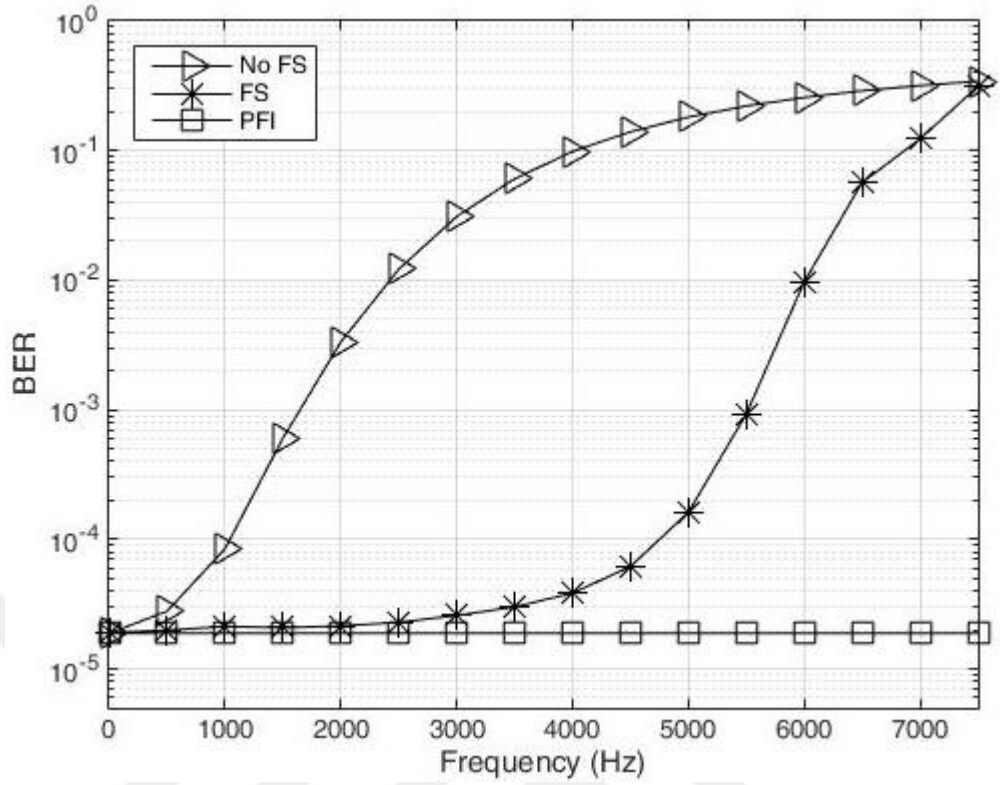
Şekil 4.2: Kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sisteminin BER performansı ($V=150$ km/h).

Şekil 4.2’de ise kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sisteminin $V = 150$ km/h için BER performansı gösterilmiştir. Tarak tipi tabanlı senkronizasyonun BER performansı, CAZAC serisi tabanlı senkronizasyonun BER performansına göre daha iyidir, çünkü kanal zamanla hızlı değişmekte ve CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısı kanaldaki dalgalanmaları yeterince iyi takip edememektedir. Aynı zamanda kullanımı önerilen çerçeve yapısında uygun zaman senkronizasyon tekniğinin kullanılmasıyla birlikte zamanla değişen kanalın doğal sonucu olan zaman çeşitlemesinden yararlanılabileceği görülmektedir.

Şekil 4.3.'te kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sisteminde, önerilen çerçeve yapısına ait frekans senkronizasyonunun BER performansı $V = 30 \text{ km/h}$ için gösterilmiştir.

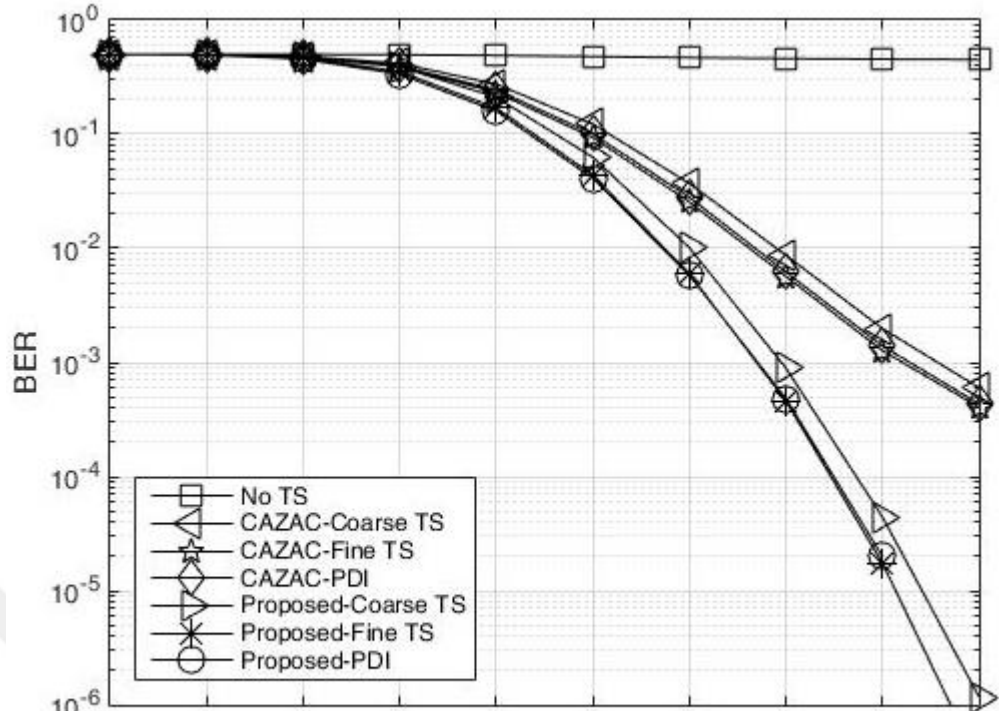


Şekil 4.3: Kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sistemi için frekans senkronizasyonuna ait BER performansı ($V=30 \text{ km/h}$).



Şekil 4.4: Kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sistemi için frekans senkronizasyonuna ait BER performansı ($V=150$ km/h).

Şekil 4.4'te ise kanal kodlamasız BPSK SC-FDMA sisteminde, kullanımı önerilen çerçeve yapısına ait frekans senkronizasyonunun BER performansı $V = 150$ km/h hız için verilmiştir. Şekil 4.3 ve Şekil 4.4 yardımıyla frekans senkronizasyonunun yüksek hareketlilikten etkilenmediği bariz bir şekilde görülmektedir. Ancak frekans senkronizasyonu için kullanılan algoritmanın, hemen hemen 3 kHz'lik bir frekans kaymasına kadar tam olarak çalıştığı ve > 4 kHz'den sonra performans düşüşü gösterdiği göz ardı edilmemelidir.



Şekil 4.5: Kanal kodlamalı QPSK SC-FDMA sisteminin BER performansı ($V=150$ km/h).

Şekil 4.5'te ise kanal kodlamalı QPSK SC-FDMA sisteminin iki çerçeve yapısına ait BER performansları karşılaştırılmıştır. Kullanımı önerilen çerçeve yapısı $V = 150$ km/h durumunda kanaldaki dalgalanmaları takip edebildiği için CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısına göre daha iyi bir BER performansına sahiptir.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Özetleyecek olursak, çalışmanın başında güncel fiziksel katman teknolojileri, senkronizasyon algoritmaları ile kanal kestirim teknikleri hakkında bilgi verilip yapılan kapsamlı literatür özeti sunulmuştur. Sistem modeli kapsamında kanal modeli, noktadan-noktaya SC-FDMA sinyal modeli ile işbirlikli SC-FDMA sinyal modeli verilmiştir. Sistem modelini takip eden bölümde ise uygulanan senkronizasyon teknikleri gösterilmiştir. Tüm senkronizasyon teknikleri anlatım kolaylığı açısından noktadan-noktaya SC-FDMA sinyal modeli üzerinden açıklanmıştır. Son olarak da CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısı ve kullanımı önerilen çerçeve yapısının BER performansları elde edilen benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Kapsamlı literatür taraması ile görülmüştür ki; yapılan çalışmaların büyük çoğunluğu duruğumsu kanal varsayımı altında CAZAC serisine dayalı SC-FDMA sistemi üzerinedir. Bu çalışmada ise zamanla hızlı değişen kanal durumlarında zaman/frekans senkronizasyonu ve kanal kestirim teknikleri incelenerek kullanımı uygun olan çerçeve yapısı işbirlikli SC-FDMA sistemleri için önerilmiştir. Ayrıca blok (CAZAC serisi tabanlı) ve tarak (kullanımı önerilen) tipi çerçeve yapılarının performansı işbirlikli SC-FDMA sistemleri için senkronizasyon ve kanal kestirimi durumlarında irdelenmiştir.

AF protokolünü kullanan işbirlikli sisteme ait her iki çerçeve yapısında da 4 adet SC-FDMA sembolü bulunmaktadır. CAZAC serisi tabanlı çerçeve yapısında ilk sembol senkronizasyon serisi olarak kullanılırken, zamanla değişen kanal durumları için önerilen çerçeve yapısında ise döngüsel ön ekler ile senkronizasyon ve tüm sembollere periyodik olarak yerleştirilen pilot alt taşıyıcılar ile de kanal kestirimi yapılmıştır. LTE standartlarında yer alan CAZAC serileri ile yapılan senkronizasyon, zamanla değişen kanal durumlarında kanal parametrelerini yeterince takip edememekte ve performans kaybına neden olmaktadır. Bu kapsamda önerilen çerçeve yapısının, geleneksel CAZAC serisine dayalı alıcı yapısına göre yüksek hareketlilik durumunda bariz bir şekilde üstünlük sağladığı görülmüştür. Örneğin kullanımı önerilen yapı, kanal kodlamalı QPSK SC-FDMA sisteminde TU kanal modeli ve hız 150 km/h iken 10^{-3} bit hat

oranı için yaklaşık 3 dB'lik bir sinyal-gürültü oranı kazancı sağlamaktadır. Ayrıca bu kazancın yüksek SNR değerlerinde artmış olduğu da gözlenmiştir. Yapılan benzetimlerde zaman kaymasının 0 – 40 μs arasında, frekans kaymasının ise 0 – 7.5 kHz arasında tekdüze değiştiği varsayılmıştır. Benzetimlere ait sonuçlardan görülebileceği üzere CP tabanlı frekans senkronizasyonu algoritması 3 kHz'e kadar sorunsuz çalışırken > 4 kHz'ten sonra ise performans düşüşü görülmektedir.

Bununla beraber ileri çalışmalar kapsamında, çerçeve yapısındaki sembol sayısı artırılarak CAZAC serisine dayalı çerçeve yapısı da zamanla değişen kanal durumları için uygun hale getirilebilir. Birden fazla koyulacak olan CAZAC serileri arasındaki dalgalanmayı takip eden algoritmalar ile bu yapı performansta iyileşme sağlayacak ancak beraberinde işlemsel karmaşıklık da getirecektir.

Sonuç olarak benzetim sonuçlarından da elde edilmiştir ki; işbirlikli SC-FDMA sistemleri için zamanla hızlı değişen kanal durumlarında geleneksel CAZAC serisine dayalı çerçeve yapısı yetersiz kalırken, kullanımı önerilen çerçeve yapısı performans açısından daha uygun özelliklere sahiptir.

KAYNAKLAR

- [1]. Ai, B., 2006, On the synchronization techniques for wireless OFDM systems, *IEEE Transactions on Broadcasting*, 52(2), 236-244.
- [2]. Minn, H., Bhargava, V.K. and Letaief, K., 2003, A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(4), 822-839.
- [3]. Wang, T., 2006, Performance degradation of OFDM systems due to Doppler spreading, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(6), 1422-1432.
- [4]. Falconer, D., Ariyavisitakul, S., Benyamin-Seeyar A. and Eidson, B., 2002, Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems, *IEEE Communications Magazine*, 40(4), 58-66.
- [5]. Koffman, I. and Roman, V., 2002, Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16, *IEEE Communications Magazine*, 40(4), 96-103.
- [6]. Myung, H. G. and Goodman, D. J., 2008, *Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evaluation*, John Wiley & Sons, Ltd., Chichester, U.K..
- [7]. Proakis, J. G., 2001, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York.
- [8]. Chang, R., 1966, Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission, *Bell Labs Technical Journal*, 1775-1796.
- [9]. Weinstein, S. and Ebert, P., 1971, Data transmission by frequency division multiplexing using discrete Fourier transform, *IEEE Transactions on Communication Technology*, 19(5), 628-634.
- [10]. Fazel, K. and Kaiser, S., 2003, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*, John Wiley & Sons Ltd., Chichester, U.K..
- [11]. Wong, C. Y., Cheng, R. S., Letaief, K. B. and Murch, R. D., 1999, Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(10), 1747-1757.
- [12]. Yang, H., 2005, A road to future broadband wireless access: MIMO- OFDM-

based air interface, *IEEE Communications Magazine*, 43(1), 53–60.

- [13]. Nogueroles, R., Bossier, M., Donder A. and Zyablov, V., 1998, Improved performance of a random OFDMA mobile communication system, *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, 18-21 May 1998 Ottawa, 2502-2506.
- [14]. Oppenheim, A. V., Schafer, R. W. and Buck, J. R., 1999, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, NJ.
- [15]. Khan, F., 2009, *LTE for 4G Mobile Broadband Air Interface Technologies and Performance*, Cambridge University Press, Cambridge, U.K..
- [16]. Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B., 2003, User cooperation diversity-Part I: System description, *IEEE Transactions on Communication*, 51(11), 1939-1948.
- [17]. Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B., 2003, User cooperation diversity-Part II: Implementations aspects and performance analysis, *IEEE Transactions on Communication*, 51(11), 1927-1938.
- [18]. Lanemann, J., Tse, D. and Wornell, G. W., 2004, Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior, *IEEE Transactions on Information Theory*, 50(12), 3062-3080.
- [19]. Farrow, C. W., 1998, A continuously variable digital delay element, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2-9 June 1998 Espoo, 2641-2645.
- [20]. Erup, L., Gardner F. M. and Harris, R. A., 1993, Interpolation in digital modems - part II: Implementation and performance, *IEEE Transactions on Communication*, 41(6), 998-1008.
- [21]. Oerder, M. and Meyr, H., 1998, Digital filter and square timing recovery, *IEEE Transactions on Communication*, 36, 605-612.
- [22]. Moose, P. H., 1994, A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction, *IEEE Transactions on Communication*, 42(10), 2908-2914.
- [23]. Choi, J., Lee, C., Jung, H. W. and Lee, Y. H., 2000, Carrier frequency offset compensation for uplink of OFDM-FDMA systems, *IEEE Communications Letters*, 4(12), 414-416.
- [24]. Wilzeck, A., Cai, Q., Schiewer, M. and Kaiser, T., 2007, Effect of multiple carrier frequency offsets in MIMO SC-FDMA systems, *International ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas*, 26-27 February Vienna.

- [25]. Ozdemir, M. K., and Arslan, H., 2007, Channel Estimation for Wireless OFDM Systems, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 9(2), 18-48.
- [26]. Arslan, H. and Yucek, T., 2003, Estimation of Frequency Selectivity for OFDM Based New Generation Wireless Communication Systems, *Proceedings of World Wireless Congress*, San Francisco.
- [27]. Lee, S. M., Lee, D. H. and Choi, H. J., 2003, Performance Comparison of Space-Time Codes and Channel Estimation in OFDM Systems with Transmit Diversity for Wireless Lans, *9th Asia-Pacific Conference on Communications*, 21-24 September 2003 Penang.
- [28]. Panayirci, E., Cirpan, H. A., Moeneclaey M. and Noels, N., 2006, Blind Phase Noise Estimation in OFDM systems by sequential Monte Carlo method, *European Transactions on Telecommunications: Special Issue on Multi Carrier Spread Spectrum*, 17(6), 685-693.
- [29]. Sandell, M. and Edfors, O., 1996, A Comparative Study of Pilot-Based Channel Estimators for Wireless OFDM, *Research Report Tulea*, Lulea University of Technology, Lulea.
- [30]. Ozdemir, M. K., Arslan, H., and Arvas, E., 2004, MIMO-OFDM Channel Estimation for Correlated Fading Channels, *Proceedings of IEEE Wireless and Microwave Technology Conference*, Clearwater, FL..
- [31]. Ozdemir, M. K., Arslan, H., and Arvas, E., 2006, Towards Real-Time Adaptive Low-Rank Lmmse Channel Estimation of MIMO-OFDM Systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(10), 2675-2678.
- [32]. Çırpan, H. A., Panayırçı, E. and Doğan, H., 2006, Non-Data-Aided Channel Estimation for OFDM Systems with Space-Frequency Transmit Diversity, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(2), 449-457.
- [33]. Gini, F. and Giannakis, G. B., 1998, Frequency offset and symbol timing recovery in flat-fading channels: A cyclostationary approach, *IEEE Transactions on Communications*, 46(3), 400-411.
- [34]. Scott, K. E. and Olasz, E. B., 1995, Simultaneous clock phase and frequency offset estimation, *IEEE Transactions on Communications*, 43(7), 2263-2270.
- [35]. Wang, Y., Serpedin, E. and Ciblat, P., 2004, Blind feedforward cyclostationarity-based timing estimation for linear modulations, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(3), 709-715.
- [36]. Morelli, M., D'Andrea, A. N. and Mengalli, U., 1997, Feedforward ML-based timing estimation with PSK signals, *IEEE Communications Letters*, 1(3), 80-82.

- [37]. Choi, J., Lee, C., Jung, H. W. and Lee, Y. H., 2000, Carrier frequency offset compensation for uplink of OFDM-FDMA systems, *IEEE Communications Letters*, 4(12), 414-416.
- [38]. Beek, J.-J. v. d., Sandell, M. and Borjesson, P. O., 1997, ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(7), 1800-1805.
- [39]. Lee, D. and Cheun, K., 2002, Coarse symbol synchronization algorithms for OFDM systems in multipath channels, *IEEE Communications Letters*, 6(10), 446-448.
- [40]. Arrue, N., Velez, I., Sevillano, J. and Fontan, L., 2007, Two coarse frequency acquisition algorithms for OFDM based IEEE 802.11 Standards, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 53(1), 33-38.
- [41]. Li, X., 2005, Space-time coded multi-transmission among distributed transmitters without perfect synchronization, *IEEE Signal Processing Letters*, 11(12), 948-951.
- [42]. Tourki, K. and Deneire, L., 2006, Channel and delay estimation algorithm for asynchronous cooperative diversity, *Wireless Personal Communications*, 37(3-4), 361-369.
- [43]. Li, X., Xing, C., Wu, Y. and Chan, S., 2010, Timing estimation and resynchronization for amplify-and-forward communication systems, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(4), 2218-2229.
- [44]. Mehrpouyan, H. and Blostein, S. D., 2010, Estimation, training, and effect of timing offsets in distributed cooperative networks, *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 6-10 December 2010 Miami.
- [45]. Li, X., Wu, Y. C. and Serpedin, E., 2009, Timing synchronization in decode and-forward cooperative communication systems, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(4), 1444-1455.
- [46]. Ak, S., Odabaşioğlu, N. and Uysal, M., 2011, EM-based joint time delay and channel estimation for cooperative communication, *8th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, 6-9 November 2011 Aachen, 91-95.
- [47]. Çelik, Y., Odabaşioğlu, N. and Uysal, M., 2013, İşbirlikli haberleşmede birleştirilmiş zaman kayması ve sönümlenmeli kanal katsayısı kestirimi, *IEEE 21st Signal Processing, Communication and Applications Conference (SIU)*, 24-26 April 2013 Girne.
- [48]. Al-kamali, F. S., Dessouky, M. I., Sallam, B. M., El-Samie, F. E. A. and Shawki, F., 2011, Carrier frequency offset problem in DCT-SC-FDMA system:

Investigation and compensation, *International Scholarly Research Notices Communications and Networking*.

- [49]. Raghunath, K. and Chockalingam, A., 2009, SC-FDMA versus OFDMA: Sensitivity to Large Carrier Frequency and Timing Offsets on the Uplink, *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 30 November-4 December 2009 Hawaii, 1-6.
- [50]. Zhang, X. P., and Ryu, H.-G., 2010, Suppression of ICI and MAI in SC-FDMA Communication System with Carrier Frequency Offsets, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 56(2), 359-365.
- [51]. Laneman, J. and Wornell, G. W., 2003, Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks, *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(10), 2415-2425.
- [52]. ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01), 2011, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 10.0.0 Release 10), http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136211/10.00.00_60/ts_136211v100000p.pdf, [Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2016].
- [53]. Yu, J.-Y., Chung, C.-C. and Lee, C.-Y., 2008, A symbol-rate timing synchronization method for low power wireless OFDM systems, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 55(9), 922-926.

ÖZGEÇMİŞ



Kişisel Bilgiler

Adı Soyadı	Mehmet Merih LEBLEBİCİ
Uyruğu	T.C.
Doğum tarihi, Yeri	31.05.1989, İZMİR
Telefon	0380 542 11 00-2291
E-mail	merihleblebici@duzce.edu.tr
Web adres	-

Eğitim

Derece	Kurum/Anabilim Dalı/Programı	Yılı
Lisans	İstanbul Üniversitesi, Mühendislik Fak. EEM	2014
Lise	Işıklar Askeri Lisesi	2007

Makaleler / Bildiriler

<p>Odabasioglu, N., Leblebici, M.M., Karakaya, B. and Dogan, H., 2015, Cyclic prefix based time synchronization and comb type channel estimation for SC-FDMA systems over time-varying channels, <i>9th IEEE International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)</i>, 14-16 October 2015 Rostov-on-Don, 359-362.</p> <p>Leblebici, M.M., Odabasioglu, N., Karakaya, B. and Dogan, H., 2016, Time Synchronization and Channel Estimation for Cooperative SC-FDMA Systems over Time Varying Channels, <i>24th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)</i>, 16-19 May 2016, Zonguldak.</p> <p>Acar, Y., Leblebici, M.M., Dogan, H. and Panayirci, E., 2016, Iterative Channel Estimation for SM-OFDM Systems, <i>24th IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)</i>, 16-19 May 2016, Zonguldak.</p>
--