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

TEK TAŞIYICILI FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (SC-FDMA) SİSTEMLERİNDE TAŞIYICI FREKANS KAYMASININ KESTİRİMİ

Hazırlayan Merve BALKİ

Danışman Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Yüksek Lisans Tezi

Haziran 2016 KAYSERİ

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

TEK TAŞIYICILI FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (SC-FDMA) SİSTEMLERİNDE TAŞIYICI FREKANS KAYMASININ KESTİRİMİ (Yüksek Lisans Tezi)

Hazırlayan Merve BALKİ

Danışman Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Bu çalışma; Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından FYL-2014-5573 kodlu proje ile desteklenmiştir.

> Haziran 2016 KAYSERİ

BILIMSEL ETIĞE UYGUNLUK

L

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.

Merve BALKİ

YÖNERGEYE UYGUNLUK

Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (SC-FDMA) Sistemlerinde Taşıyıcı Frekans Kaymasının Kestirimi adlı Yüksek Lisans tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi'ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan

Merve BALKİ

Danışman

Veen Rem

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Veen Cam.

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR danışmanlığında Merve BALKİ tarafından hazırlanan "Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (SC-FDMA) Sistemlerinde Taşıyıcı Frekans Kaymasının Kestirimi" adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

22 /06 / 2016

JÜRİ:

Danışman : Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Üye : Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

Üye

: Yrd. Doç. Dr. Asuman SAVAŞCIHABEŞ

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun <u>3.9.196.126</u> tarih ve <u>2.9.16.129.-19</u> sayılı kararı ile onaylanmıştır.

Prof. Dr. Mehmet AKKURT

Enstitü Müdürü

Nem

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca değerli bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşarak bana destek olan, beni her zaman çalışmaya teşvik eden danışman hocam sayın Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR'a teşekkürlerimi sunarım.

Sadece bu tez çalışmasında değil, hayat boyu her konuda, her türlü desteği sağlayıp bugünlere gelmemde büyük emekleri olan sevgili aileme özellikle de akademik süreçte en büyük örneğim babam Yrd.Doç.Dr. Nihat BALKİ' ye çok teşekkür ederim.

Ayrıca tez çalışmam sırasında, benden emeklerini ve desteğini esirgemeyen sayın Şakir ŞİMŞİR hocama teşekkür ederim.

Merve BALKİ

Kayseri, Haziran 2016

TEK TAŞIYICILI FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERİNDE (SC-FDMA) TAŞIYICI FREKANS KAYMASININ KESTİRİMİ

Merve BALKİ

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans Tezi, Haziran 2016 Tez Danışmanı: Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

ÖZET

Günümüzde kablosuz ağlar çok hızlı bir şekilde gelişmekte ve büyümektedir. Bu büyümeye karşılık kablosuz ağları kullanma isteği de hızla artmaktadır. Hızla artan bu isteği karşılama ihtiyacı yeni nesil sistemlerin geliştirilmesine yol açmıştır. Fakat kablosuz ağların gelişimi şıraşında semboller araşı girişim (ISI), coklu erişim girişimi (MAI) ve spektrum kısıtlılığı gibi problemlerle karşılaşılmaktadır. Bu problemleri gidermek ve artan ihtiyaçları karşılamak amacı ile OFDM tabanlı sistemler önerilmiştir. OFDM tabanlı sistemler çok yollu yayılım sonucunda meydana gelen girişimleri dikgen frekans bölmeli çoğullama yaparak gidermeye çalışır. OFDM sistemler dikgen frekans bölmeli çoğullama işlemini, mevcut spektrumu daha küçük alt kanallara bölerek gerçekleştirirler. Bu sayede verinin yüksek miktarlarda iletimine izin verir. OFDMA sistemler OFDM tabanlı çoklu erişim sistemleridir. OFDMA sistemler yüksek miktarda veri hacimlerine izin vermelerine karşılık yüksek tepe-ortalama güç oranlarına (PAPR) sahiptirler. Yüksek PAPR değerleri kablosuz sistemler için istenmeyen bir durumdur. PAPR değeri güç verimliliğinin bir ölçüsüdür. Verimli sistemler için düşük PAPR oranları istenmektedir. Bu yüzden SC-FDMA sistemler, OFDMA sistemlere yer-uydu bağı haberleşmesi için LTE tarafından alternatif olarak kabul edilmiştir.

SC-FDMA sistemler yüksek veri hızlarında ve geniş bant genişliklerinde haberleşme yaparlar. Fakat SC-FDMA sistemler taşıyıcı frekans kaymalarına (CFO) karşı hassasiyet gösterirler. Yani CFO, SC-FDMA sistemleri için istenmeyen bir durum olup sistem performansını olumsuz yönde etkilemektedir. CFO miktarı arttıkça sistem performansı düşmektedir. SC-FDMA sistemlerini elverişli hale getirebilmek için bu CFO değerlerinin kestirilip düzeltilmesi gerekmektedir.

Bu tezde CFO'nun sistem performansı üzerine etkileri incelenmiş olup, kestirim algoritması olarak da daha önce OFDM sistemlerde kullanılmış olan CP (cyclic prefix)

tabanlı kestirim metodu ve Maximum-likelihood kestirim metodu bu sisteme uyarlanarak kullanılmıştır. Bu metotların yanı sıra yapay sinir ağları (Çok Katmanlı Algılayıcılar-MLP) kullanılarak bilgisayar ortamında simülasyon çalışmaları ile bir kestirim metodu önerilmiştir. Son olarak bu üç kestirim metodu karşılaştırılmış ve en uygun yöntem seçilmeye çalışılmıştır.

Anahtar Sözcükler: SC-FDMA, CFO, CP tabanlı kestirim, ML kestirimi, yapay sinir ağları MLP.

ESTIMATION OF CARRIER FREQUENCY OFFSET IN SINGLE CARRIER FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS (SC-FDMA) SYSTEMS

Merve BALKİ

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences Master Thesis, June 2016 Thesis Supervisor: Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

ABSTRACT

Wireless networks have a fast growth and development nowadays. In response to this transition, indeed the demand to use them is rising drastically. The requirement to meet this market resulted in developing new generation systems. As new wireless networks are designed; however, such problems exist as intersymbol interference (ISI), multiple access interference (MAI), and spectrum constraints. Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) is proposed to eliminate those problems, and to meet the existing demand. OFDM is achieved by which the total bandwidth is divided into a series of non-overlapping frequency sub-bands. Thus, high volume of data is allowed. OFDMA systems are multi-user versions of the OFDM scheme. Although OFDMA systems are fast with high data volume, they have a high peak-to-average power ratio (PAPR- a measure of power efficiency) undesirable for wireless systems. Since low PAPR values are required for efficient systems, SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) has been adopted as a modified form of OFDM with similar throughput complexity and performance.

SC-FDMA systems utilize broadband, high speed, and high data rate uplink communication. Yet, SC-FDMA systems are vulnerable to carrier frequency offsets (CFO) and suffer performance degradation, an undesirable situation directly proportional to the CFO. CFO values are subject to be minimized and corrected in order to make SC-FDMA systems convenient.

In this thesis, we have analyzed the effects of CFO on system performance adopting the cyclic prefix (CP), widely used in OFDM systems as a prediction algoritm, and maximum likelihood (ML) estimation. Among those methods, a prediction method is proposed using artificial neural Networks (multilayer perceptron-MLP) in computer

simulations. In conclusion, three prediction methods are compared and the most suitable method is predicted.

Keywords: SC-FDMA, CFO, Cyclic prefix (CP), Maximum likelihood (ML), artificial neural networks, MLP.

İÇİNDEKİLER

TEK TAŞIYICILI FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (SC-FDMA) SİSTEMLERİNDE TAŞIYICI FREKANS KAYMASININ KESTİRİMİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK SAYFASI	I
YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI	II
KABUL VE ONAY SAYFASI	III
TEŞEKKÜR	IV
ÖZET	V
ABSTRACT	VII
İÇİNDEKİLER	IX
KISALTMA VE SİMGELER	XII
TABLOLAR LİSTESİ	XVI
ŞEKİLLER LİSTESİ	XVII

GİRİŞ

Tezin Literatürdeki Yeri	1
Tezin Amacı ve Önemi	4

1. BÖLÜM

TEK TAŞIYICILI FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (SC-FDMA)

.1. Radyo Kanal Karakteristikleri6	
1.1.1. Radyo Yayılımının Fiziksel Özellikleri	7
1.1.1.1. Zayıflama	7
1.1.1.2. Gölgeleme	7
1.1.1.3. Doppler Kayması	8
1.1.1.4. Semboller Arası Girişim (ISI)	8

1.1.1.5. Düz Sönümleme ve Frekans Seçici Sönümleme9
1.1.2. Harici Sinyallerin Etkileri9
1.1.2.1. Ortak Kanal Girişimi (Co-Channel Interference)9
1.1.2.2. Komşu Kanal Girişimi (Adjacent Channel Interference)9
1.1.2.3. Gürültü 10
1.1.3. Verici ve Alıcı Ekipmanları10
1.1.3.1. Gürültü 10
1.1.3.2. Lineer Olmayan Bozunma10
1.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM)10
1.3. Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (SC-FDMA)11
1.3.1. Alt Taşıyıcı Haritalama (Subcarrier Mapping)13
1.3.2. SC-FDMA Sinyallerinin Zaman Domeninde Gösterimi16
1.3.3. Taşıyıcı Frekans Kayması17
1.4. Taşıyıcı Frekans Kayması Kestirimi18
1.4.1. Zaman Domeni Kestirim Metodu19
1.4.1.1. CP Tabanlı CFO Kestirim Metodu19
1.4.2. Frekans Domeni Kestirim Metodu20
1.4.2.1. Maximum Likelihood (ML) CFO Kestirim Metodu20
1.5. Taşıyıcı Frekans Kayması Düzeltimi22

2. BÖLÜM

YAPAY SİNİR AĞLARI

2.1. Giriş	3
2.1.1. Biyolojik Sinir Hücresi2	3

2.1.2. Yapay Sinir Ağlarının Temel Yapısı	24
2.1.3. YSA'nın Matematiksel Modeli	25
2.1.4. Aktivasyon Fonksiyonları	26
2.1.4.1. Doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu	27
2.1.4.2. Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonu	27
2.1.4.3. Eşik Aktivasyon Fonksiyonu	28
2.1.5. Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme	28
2.1.6. Öğrenme Algoritmaları	29
2.1.6.1. Geri Yayılım Algoritması	29
2.1.6.2. Levenberg-Marquardt Algoritması	32
2.1.7. Yapay Sinir Ağı Yapıları	33

3. BÖLÜM

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

3.1. Giriş	
3.2. SC-FDMA Sistem Parametreleri	
3.3. CP tabanlı CFO Kestirim Metodu	
3.4. ML CFO Kestirim Metodu	41
3.5. MLP Sinir Ağları Kullanarak CFO Kestirimi	44

4. BÖLÜM

SONUÇ VE ÖNERİLER

KAYNAKÇA	
ÖZGEÇMİŞ	

KISALTMA VE SİMGELER

<u>Kısaltma</u>	Anlamı
OFDM	(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ⇒ Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
OFDMA	(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) ⇒ Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
SC-FDMA	(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) ⇒ Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
LTE	(Long Term Cellular Evolution) \Rightarrow Uzun Süreli Gelişim
3GPP	(The 3rd Generation Partnership Project) ⇒ Üçüncü nesil mobil iletişim ortaklık projesi
CFO	(Carrier Frequency Offset) ⇒ Taşıyıcı Frekans Kayması
ISI	(Inter Symbol Interference) ⇒ Semboller Arası Girişim
MAI	(Multiple Access Interference) ⇒ Çoklu Erişim Girişimi
ICI	(Inter Carrier Interference) ⇒ Taşıyıcılar Arası Girişim
IBI	(Inter Block Interference) ⇒ Bloklar Arası Girişim
PAPR	(Peak-to-Avarage Power Ratio) ⇒ Tepe-Ortalama Güç Oranı
IFDMA	(Interleaved Frequency Division Multiple Access) ⇒ Serpiştirilmiş Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
LFDMA	(Localized Frequency Division Multiple Access) ⇒ Lokalize Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
DFDMA	(Distributed Frequency Division Multiple Access) ⇒ Dağıtılmış Frekans Bölmeli Çoklu Erişim

CDS	(Channnel-Dependent Scheduling) ⇒ Kanal Bağımlı Zamanlama
MSE	(Mean Square Error) ⇒ En Küçük Ortalama Karesel Hata
MLP	(Multilayered Perceptrons) ⇒ Çok Katmanlı Algılayıcılar
BPA	(Backpropagation Algorithm) ⇒ Geri Yayılım Algoritması
ВНО	Bit Hata Oranı
ОКН	Ortalama Karesel Hata
FDM	(Frequency Division Multiplexing) ⇒ Frekans Bölmeli Çoğullama
IFFT	(Inverse Fast Fourier Transform) ⇒ Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
FFT	(Fast Fourier Transform) ⇒ Hızlı Fourier Dönüşümü
DFT	(Discrete Fourier Transform) ⇒ Ayrık Fourier Dönüşümü
IDFT	(Inverse Discrete Fourier Transform) ⇒ Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
BPSK	(Binary Phase Shift Keying) ⇒ İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
QAM	(Quadrature Amplitude Modulation) ⇒ Karesel Genlik Modülasyonu
QPSK	(Quadrate Phase Shift Keying) ⇒ Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama
AWGN	(Additive White Gaussian Noise) \Rightarrow Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsü
СР	(Cyclic Prefix) ⇒ Döngüsel Önek
LM	Levenberg-Marquardt

XIII

<u>Simge</u>	<u>Anlamı</u>
d	Alıcı ile verici arasındaki mesafe
f_c	Taşıyıcı frekansı
Δf	Frekanstaki değişim
f_c	Kaynak frekansı
Δv	Kaynak ile alıcı arasındaki hız farkı
С	Işık hızı
<i>f</i> _o	Alt taşıyıcı aralığı
x _m	Giriş veri dizisi
X _a	DFT bloğu çıkışı
Y _b	Alt taşıcı haritalama bloğu çıkışı
$x^{(k)}$	k. kullanıcıya ait giriş verisi
$S^{(k)}$	N-noktalı IDFT bloğu çıkışı
D_M	M-noktalı DFT çıkışı
I_N	N-noktalı IDFT işlemi
L _{CP}	CP uzunluğu
$h^{(k)}$	k. kullanıcı için kanal dürtü cevabı
r	Alınan sinyal
w	Toplanabilir beyaz Gauss gürültüsü
\otimes	Dairesel Konvolüsyon
ε_k	k. kullanıcı için taşıyıcı frekans değeri
y_k	k. kullanıcı için çıkış dizisi

Eşlenik
3

$H^{(k)}$	k. taşıyıcıda kanalın transfer fonksiyonu
В	Bant genişliği
Ν	Alt taşıyıcı sayısı
έ	Kestirilen CFO değeri
x _i	Nöron giriş sayısı
W	Ağırlık matrisi
b	Aktivasyon fonksiyonunun eşik değeri (bias)
v	Net giriş
у	Nöron çıkışı
φ	Aktivasyon fonksiyonu
(d_j)	YSA çıkışında hesaplanan değer
Ε	Hata fonksiyonu,
е	Hata vektörü
Р	Eğitim örnek sayısı
т	Çıkış sayısı
<i>J</i> (<i>x</i>)	Jacobian matrisi
Wj	Gizli katmandan çıkış katmanına yapılmış olan bağlantılar (ağırlıklar)
E_b/N_0	Bit başına enerjinin gürültüye oranı

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. Hücresel Sistemlerde	İletim Bozuklukları	7
Tablo 3.1. SC-FDMA sistem para	cametreleri	36

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1	Çok yollu yayılım etkisi	8
Şekil 1.2	SC-FDMA alıcı verici yapısı1	2
Şekil 1.3	SC-FDMA sembollerinin üretimi1	3
Şekil 1.4	Alt taşıyıcı haritalama modelleri; dağıtılmış ve lokalize 1	4
Şekil 1.5	Farklı alt taşıcı haritalama modellerinin örnekleri, $M=4$, $Q=3$ ve $N=12$	
	için1	5
Şekil 1.6	Çoklu kullanıcılar için alt taşıyıcı tahsis metotları (3 kullanıcı, 12 taşıyıcı	1
	ve her kullanıcı için tahsis edilen 4 alt taşıyıcı)1	5
Şekil 1.7	K Kullanıcılı SC-FDMA Sistem Verici Modeli1	6
Şekil 1.8	Taşıyıcı frekans kayması etkisindeki SC-FDMA sistem modeli 1	8
Şekil 1.9	SC-FDMA Sembol (CP ile)	0
Şekil 2.1	Biyolojik sinir hücresi yapısı	4
Şekil 2.2	Yapay sinir hücresi yapısı	5
Şekil 2.3	Doğrusal aktivasyon fonksiyonu2	7
Şekil 2.4	Sigmoid aktivasyon fonksiyonu2	7
Şekil 2.5	Eşik aktivasyon fonksiyonu2	8
Şekil 2.6	YSA'da Eğitim İşlemi2	8
Şekil 2.7	Üç katmanlı yapay sinir ağı3	0
Şekil 2.8	Çok katmanlı algılayıcı (MLP) yapısı	4
Şekil 3.1	SC-FDMA sistemlere CFO etkisi	7
Şekil 3.2	SC-FDMA sistemlerde CFO düzeltimi	8
Şekil 3.3	FFT boyutunun SC-FDMA sistemine etkisi	9
Şekil 3.4	CP tabanlı kestirim metodu kullanılarak CFO kestirim sonuçları4	0
Şekil 3.5	CP tabanlı kestirim sonucu hesaplanan OKH değerleri4	1
Şekil 3.6	ML kestirim metodu kullanılarak CFO kestirim sonuçları4	2
Şekil 3.7	ML kestirim sonucu hesaplanan OKH değerleri4	3
Şekil 3.8	İki yöntemin karşılaştırılması4	4
Şekil 3.9	CFO kestirimi için MLP modeli4	5
Şekil 3.10	YSA ile CFO kestirim sonuçları4	7

Şekil 3.11	YSA ile yapılan kestirim sonucu hesaplanan OKH değerleri	47
Şekil 3.12	Yöntemlerin CFO kestirim değerleri açısından karşılaştırılması	48
Şekil 3.13	Tüm yöntemlerin OKH açısından karşılaştırılması	49

GİRİŞ

Tezin Literatürdeki Yeri

Günümüzde hızla gelişen kablosuz ağ teknolojisi artan yüksek hız gereksinimi ve geniş ağ kapasitesi gibi talepleri de beraberinde getirmiştir. Bu artan talepler yeni nesil kablosuz standartların gelişmesine zemin hazırlamıştır. Kablosuz ağ teknolojisinin gelişiminde birçok engel ile karşılaşılmaktadır. Bu engellerden en önemlileri; girişim, çok yollu yayılım, yayılan güç ve spektrum kısıtlamalarıdır. Spektrum, kablosuz ağlarda en önemli kıstastır fakat geliştirilmesi mümkün değildir. Spektrumda yayılan gücü artırmak yerine gücün verimli kullanılması esastır. Bu da çok taşıyıcılı modülasyon tekniği kullanılması ile mümkün hale gelir. Çok taşıyıcılı modülasyon çok yollu yayılım nedeniyle meydana gelen bozunmaları ve girişimleri azaltır. Bu sayede yüksek miktarda işlem hacmine izin verir.

4G yeni nesil Long Term Evolution (LTE) sistemi bu artan talepleri karşılamak amacıyla geliştirilmektedir. LTE sistemi daha yüksek veri hızları, geliştirilmiş sistem kapasitesi ve kapsamı, esnek bant genişliği, çoklu anten desteği ve mevcut mobil iletişim sistemleri entegrasyonunu içerir. Dördüncü nesil sistem standardı olarak bilinen LTE 3G sistemlerin evrimsel gelişimi olarak kabul edilir. Bu yüzden kablosuz ağların gelişiminde LTE ve standartları önemlidir. Üçüncü nesil mobil iletişim ortaklık projesi (3GPP) ile LTE standardı 300 Mbps maksimum veri hızları sunmaktadır. SC-FDMA sistemi, LTE için 3GPP tarafından yüksek veri hızları gerektiren yukarı hat haberleşme sistemleri için umut vadeden bir teknolojidir. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) sistemleri, dijital ses yayını (DAB) ve karasal dijital video yayını (DVB) gibi kablosuz uygulamaların çoğunda fiziksel katman teknolojisi olarak seçilmiştir. OFDM spektrum verimliliği ve frekans seçici sönümlemeye karşı dirençli olması gibi avantajlarına da sahiptir. Ayrıca OFDM tabanlı sistemlerle karşılaştırılırsa SC-FDMA sistemler daha düşük tepe-ortalama güç oranı (PAPR) değerine sahiptirler [1-13].

Yüksek hızda veri servisleri için birçok faydalarının olmasına rağmen SC-FDMA sistemler frekans kaymalarına karşı oldukça hassastırlar. Taşıyıcı frekansında osilatör uyumsuzluğu veya Doppler kaymasından dolayı meydana gelen küçük bir kayma miktarı bile alıcı tarafta işarette güç kaybına, taşıyıcılar arası girişime (ICI) ve çoklu erişim girişimine (MAI) neden olmaktadır. Yukarı hat haberleşmesinde, alıcı tarafta elde edilen sinyaller her biri farklı taşıyıcı frekans kayması (CFO) değerlerine sahip farklı kullanıcılardan gelen çoklu sinyallerin kombinasyonlarıdır. Bu CFO değerleri, alt taşıyıcılar arasındaki ortogonallikleri bozmaktadır. Ortogonalliklerin bozulması ise alıcı tarafta ICI ve MAI oluşumuna neden olmaktadır. Bu ise sistem performansının ciddi bir şekilde kötüleşmesine yol açmaktadır. Sistem performansını iyileştirmek için CFO değerlerinin kestirilip düzeltilmesi gerekmektedir [14-20].

CFO kestirimi ile ilgili literatürde geniş çaplı araştırmalar mevcuttur [21-34]. [21] nolu çalışmada yüksek taşıyıcı frekans kaymaları ve zaman kaymalarına (TO), SC-FDMA ve OFDMA sistemlerinin hassasiyetleri arasındaki farklar karşılaştırılmıştır. Öncelikle sistemlerde, taşıyıcı frekans kayması ve zaman kaymasının olmadığı yani mükemmel senkronizasyonun olduğu varsayılarak başlanmıştır. Bu durumda MMSE denkleştirici ile SC-FDMA sistemlerin BHO (Bit Hata Oranı) eğrileri OFDMA sistemlere göre daha iyi elde edilmiştir. Ayrıca SC-FDMA sistemlerde ICI etkisinden dolayı, MMSE denkleştirici ile SC-FDMA sistem performansı, düşük karmaşıklı girişim giderimi (IC) kullanılarak geliştirilebilir. Yüksek taşıyıcı frekans kaymaları ve zaman kaymaları olması durumlarında ise MAI meydana gelecek ve sistem performansı kötüye gidecektir. Sistem performansı alıcıda farklı kullanıcılardan gelen CFO ve TO bilgileri kullanılarak benimsenen çok katmanlı IC teknikleri tarafından düzeltilebilinir. [22] nolu çalışmada CFO kestirimi için, denkleştirme ve CFO kompanzasyonunu birlikte yapan yeni bir minimum ortalama karesel hata (MMSE) denkleştiricisi önerilmiştir. Denkleştiricinin matematiksel ifadesi kanal gürültüsü ve MAI hesaplanarak türetilmiştir. Banded matris yaklaşımı kullanılarak CFO kestirmi ve bastırımı yapılarak sistem performansı iyileştirilmiştir. [23] nolu çalışmada tek taşıyıcılı serpiştirilmiş frekans bölmeli çoklu erişim (SC-IFDMA) sistemleri üzerinde CFO etkisi incelenmiş olup CFO kompanzasyonu için yeni bir düşük karmaşıklı zaman domeni CFO kompanzasyon şeması (TD-CC) geliştirilmiştir. Önerilen yöntem sayesinde sistem performansı geliştirilmiştir. [24]'da SC-FDMA yukarı hat sistemlerinde CFO etkisini azaltmak için, birleştirilmiş minimum ortalama karesel hata frekans domeni denkleştiricisi (MMSE-FDE) ve IC şeması önerilmiştir. Bu şemada, CFO kompanzasyonu ile ortak FDE (JFC), her kullanıcı için başlangıç kestirim değerini gözlemlemek için kullanılmıştır. Bu yöntem sonucunda da sistem performansı iyileştirilmiştir. [25] no'lu çalışmada frekans denkleştirme için, çıkış sinyali-gürültü eklentili girisim oranı (SINR) ile zero forcing frekans domeni denklestirme (ZF-FDE) ve MMSE-FDE'nin kümülativ dağılım fonksyonunu (CDF) ters Laplace dönüşümü yapılarak türetilir. [26] nolu çalışmada aralıklı alt taşıyıcı tahsisi kullanan yukarı hat SC-FDMA sistemde, CFO kestirimi için bir yarı-kör CFO kestirim yöntemi önerilmiştir. Bu sistemde kestirim için paralel faktör analiz modeli (PARAFAC) kullanılmıştır. Böylece tüm kullanıcıların CFO değerleri benzersiz olarak kestirilir. [27] nolu çalışmada ise CFO kestirimi için, iletilen her bloğun bir kısmını pilot sinyal olarak vererek ve maksimum soncul bir ölçüt (MAP) belirlenerek geliştirilen bir yöntem kullanılmıştır. Bu yöntemde CFO kompanzasyonu da paralel IC kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

OFDM tabanlı sistemlerde, yukarı hat haberleşmesinde kullanılan frekans senkronizasyonu metotları gruplandırılırlar. İlk grup geri beslemeli metotlar olarak adlandırılır. Bu metotlar alıcı taraftaki CFO kestirim bilgisini aşağı hat geri beslemeli kontrol kanalı kullanarak iletir. Her kullanıcı taşıyıcı frekansı ayarlayarak kendi kaymasını düzeltir. Fakat bu yöntem iletim yükünü artıracağından zamanla değişen sistemde geçersiz kestirime neden olacaktır. Bu sisteme alternatif olarak [28-34] çalışmalarında bahsedildiği gibi kontrol kanalı olmaksızın yukarı hat iletişimi yapan alıcıda sinyal işleyerek senkronizasyon yapılır. [29-32] çalışmalarında, paralel girişim giderimi (PIC) yanı sıra ardışık girişim giderimi (SIC) metotları da kullanılmıştır. Bu metotlarda, alıcı sinyal güvenilir grup ve güvenilir olmayan grup olarak iki sınıfa ayrılır. Güvenilir olmayan sinyaller doğrudan tespit edilirler ve alınan sinyallerden ayrıştırılırlar. Güvenilir olmayan sinyaller ise güvenilir sinyallerden dolayı meydana gelen MAI etkisinin giderilmesinden sonra tespit edilirler. Diğer bir girişim bastırma metodu ise ters girişim matrisinin kullanılması ile [31-32] numaralı çalışmalarda anlatılan metottur.

[29-33]'te anlatılan metotlar ise çoklu CFO'ların kusursuz kestirimine dayanmaktadır. Bu tür bir uygulama pratikte mümkün olmadığından kalan CFO'lar sistem performansında bozulmalara neden olacaktır.

Tezin Amacı ve Önemi

SC-FDMA sistemler yüksek veri hızlarında çalışan, geniş bant kapasitesine ve düşük PAPR değerlerine sahip sistemler olmasına rağmen taşıyıcı frekans kaymalarına karşı oldukça hassastırlar. Alıcı ile verici arasındaki osilatör uyumsuzluğundan ya da Doppler kaymasından dolayı taşıyıcı frekansında kayma meydana gelmektedir. Meydana gelen küçük bir kayma bile sistemde girişimlere neden olacağından, sistem performansını olumsuz yönde etkileyecektir. Bu yüzden sistem performansını iyileştirilmek amacıyla CFO kestirimi şarttır.

SC-FDMA sisteminde CFO kestirimi için daha önce OFDM sistemlerde frekans kayması kestirimi amacıyla kullanılan iki yöntem kullanılmıştır. SC-FDMA sistemler OFDM tabanlı sistemler olduklarından dolayı kestirim teknikleri SC-FDMA sistemlere adapte edilmiş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Bu teknikler; CP (Cylic Prefix) tabanlı kestirim metodu ve ML (Maximum-likelihood) kestirim metodudur. İki teknik de sistemin döngüsel önek (CP) uzunluğuna bağlı olarak çalışmaktadır. Kullanılan teknikler bazı varsayımlar yapılarak simüle edilmiş ve doğru kestirim sonuçlarına ulaşılmıştır. Bu iki teknik kendi aralarında karşılaştırılarak en doğru yöntem bulunmaya çalışılmıştır. Bu tezde, bu iki yöntem klasik yöntem olarak varsayılmıştır.

Bu yöntemlere ek olarak daha az işlem gerektiren, bir yapay zeka tekniği olan yapay sinir ağları ile kestirim işlemi denenmiştir. Bu amaçla, bu tezde önerilen MLP ve RBFNN gibi yapay zeka tekniklerinden faydalanılarak CFO kestirimi denenmiş olup literatüre yeni bir çalışma kazandırılmak istenilmiştir.

Tezin birinci bölümünde, gezgin radyo karakteristikleri, dikgen frekans bölmeli çoğullama tekniği, tek taşıyıcılı frekans bölmeli çoklu erişim sistem modeli ve son olarak CP tabanlı kestirim metodu ve ML kestirim metodu gibi klasik CFO kestirim algoritmalarından bahsedilmiştir.

İkinci bölümde, bu tez çalışmasında CFO kestirimi için kullanılmış olan yapay sinir ağı Çok Katmanlı Algılayıcılar (MLP) sistemleri açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde, SC-FDMA sistem performansı üzerinde CFO etkisinin incelenmesi, önerilen kestirim algoritmalarının kullanılması ile ve son olarak yapay sinir ağı teknikleri kullanılarak yapılan CFO kestirimi ile ilgili elde edilen simülasyon sonuçları verilmiştir.

Dördüncü ve son bölümde ise, elde edilen simülasyon sonuçları yorumlanıp çeşitli değerlendirmeler yapılmıştır. Ayrıca ilerde yapılacak çalışmalar için önerilerde bulunulmuştur.

1. BÖLÜM

TEK TAŞIYICILI FREKANS BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM (SC-FDMA)

1.1. Radyo Kanal Karakteristikleri

Hücresel sistemlerde taşınabilir cihazlarda yukarı hat iletim tekniklerinin yüksek spektral verimlilik, yüksek hacim (bant genişlikleri), düşük gecikme süreleri ve uzun batarya ömrü gibi özelliklere sahip olması istenmektedir. Haberleşme kanallarında zayıflamaların olması durumunda bu özelliklerin optimum seviyede tutulması radyo sistemlerin dizaynı sırasında karşılaşılan bir problemdir. Spektral verimliliği arttırmak ve artan bir şekilde yüksek veri hızlarına ulaşmak için, hücresel sistemlerin birbirini izleyen kuşakları sinyalleri gittikçe yükselen bant genişliklerinde taşımak zorundadır. 4G yeni nesil Long Term Evolution (LTE) GSM teknolojisi için Üçüncü nesil mobil iletişim ortaklık projesi (3GPP) tarafından geliştirilen teknolojiler, veri iletimi için 20 MHz kadar yüksek bant genişliklerini kullanırlar [35]. SC-FDMA sistemlerini kapsayan geniş bant iletim teknolojilerinin performansı ve tasarımı sırasında meydana gelen bozulmalar aşağıdaki gibi üç sınıfta gruplandırılır:

- Verici taraftan alıcı tarafa doğru radyo yayılımının fiziksel özelliklerinden kaynaklanan bozulmalar;
- Alıcı antende harici sinyallerin varlığından meydana gelen bozulmalar; ve
- Alıcı ve verici ekipmanlarının özelliklerinden dolayı meydana gelen bozulmalar.

Tablo 1.1 her kategoride meydana gelen bozulmaları gösterir.

1.1.1. Radyo Yayılımının Fiziksel Özellikleri

1.1.1.1. Zayıflama

Zayıflama, sinyalin bir noktadan bir noktaya iletilmesi sırasında gücünde meydana gelen azalmadır. Çok yönlü antenden yayılan enerji atmosfere dağılır ve böylece alıcı antende orijinal enerjinin bileşenleri, verici ve alıcı anten arasındaki uzaklıkla ters orantılı olacak şekilde elde edilir. Serbest uzayda alınan enerji uzaklığın (d metre) karesi ile ters orantılı olacak şekilde değişir. Karasal sinyaller için alınan enerji uzaklık ile ters orantılı bir şekilde değişir $(1/d^a)$. Fakat çeşitli çevresel faktörler sonucunda a > 2 olur. Çoğu hücresel çevrelerde, 3.5 < a < 4.5 kabul edilir [35].

Radyo yayılımının fiziksel özellikleri	Zayıflama Gölgeleme Doppler Kayması Semboller Arası Girişim (ISI) Düz ve Frekans Seçici Sönümleme
Harici Sinyallerin Etkileri	Ortak Kanal Girişimi (Co-Channel Interference) Komşu Kanal Girişimi (Adjacent Channel Interference) Gürültü
Verici ve Alıcı Ekipmanları	Gürültü Lineer Olmayan Bozunma Frekans Kayması Zamanlama Hataları

Tablo 1.1. Hücresel Sistemlerde İletim Bozuklukları [35]

1.1.1.2. Gölgeleme

Gölgeleme, alıcı ile verici arasındaki engeller nedeniyle sinyal gücünün soğurulmasıdır. Sinyal gücündeki gölgelemeden kaynaklanan değişim, alıcı ve verici arasındaki engellerin boyutu ile alakalıdır.

1.1.1.3 Doppler Kayması

Mobil kullanıcıların hareketinden dolayı alıcıya ulaşan sinyaller, gönderilen sinyal ve bileşenlerin gerçek frekans değerlerinden farklı olarak elde edilecektir. Alıcı ve verici arasında oluşan bu frekans farklılıkları Doppler kayması olarak adlandırılmaktadır. Alınan sinyalin Doppler kayması (Δf);

$$\Delta f = f_c \frac{\Delta v}{c} (Hz) \tag{1.1}$$

Burada f_c ,orijinal sinyal frekansı, Δv verici ile alıcı arasındaki hız farkını, c ise ışık hızını simgelemektedir. [35]

1.1.1.4. Semboller Arası Girişim (ISI)

Semboller arası girişim, haberleşmede farklı tip bozunmaların arasında en fazla veri kaybına yol açan olaydır. Semboller arası girişim genellikle kanalın lineer olmayan frekans cevabı ve bant sınırlı kanallarda sinyalin çok yollu yayılımı sonucunda meydana gelir [36].



Şekil 1.1. Çok yollu yayılım etkisi

1.1.1.5. Düz Sönümleme (Flat Fading) ve Frekans Seçici Sönümleme (Frequency-Selective Fading)

Düz sönümlemeli kanallar, genliği değişken kanallar olarak bilinir. Haberleşme kanalının bant genişliği, iletilen sinyalin bant genişliğinden büyük ve haberleşme kanalı bant genişliği boyunca sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahipse alıcıdaki işaret düz sönümlemeye uğrar. Düz sönümlemede, haberleşme kanalının çok yollu yapısından dolayı iletilen işaretin spektral karakteristiği alıcı tarafta aynen korunacağı anlamına gelir. Fakat işaretin spektral formu korunmasına rağmen gücü zamanla değişecektir.

Frekans seçici sönümleme, haberleşme kanalının bant genişliğinin iletilen işaretin bant genişliğinden küçük olduğu durumlarda, çok yollu gecikme yayılımının iletilen simgenin periyodunu geçmesi sonucu meydana gelir. Alıcıdaki işaret gönderilen işaretin daha zayıf ve zamanda gecikmiş birçok versiyonunun birleşiminden oluştuğu için işaret alıcıda bozulmaya uğrar. Bu ise kanalda semboller arası girişime (ISI) neden olur [37].

1.1.2. Harici Sinyallerin Etkileri

1.1.2.1. Ortak Kanal Girişimi (Co-Channel Interference)

İki erişim noktası aynı zaman aralığında aynı kanalları kullanmaları sonucunda ortak kanal girişimi meydana gelir. Ortak kanal girişimi hücresel spektrumun yeniden kullanımının sonucunda meydana gelir. Hücresel radyo spektrumunu verimli bir şekilde kullanmak için bir hizmet alanındaki baz istasyonları aynı fiziksel kanallarda eş zamanlı olarak kullanılır [35].

1.1.2.2. Komşu Kanal Girişimi (Adjacent Channel Interference)

İki erişim noktası aynı zaman aralığında komşu kanalları kullanmaları sonucunda komşu kanal girişimi meydana gelir [38].

1.1.2.3. Gürültü

Ortak kanal girişimi ve komşu kanal girişimi bir hücresel sistem tarafından üretilen sinyallerin etkileridir. Bu yüzden hücresel ağ operatörleri tarafından kontrol altına alınabilir. Buna rağmen, bir ağ operatörünün kontrolü dışında doğal ve yapay kaynaklar tarafından hücresel bantlarda yayılan sinyaller vardır. Bu sinyallerin etkileri genellikle alıcı tarafta beyaz gürültü ya da darbe-gürültü olarak modellenir [35].

1.1.3. Verici ve Alıcı Ekipmanları

1.1.3.1. Gürültü

Elektronik cihazlardaki termal gürültü, radyo alıcısındaki atmosferik gürültü gücünü artırır.

1.1.3.2. Lineer Olmayan Bozulma

Verici güç yükselteçlerindeki nonlineerlik frekans bölmeli tekniklerin performansındaki eksiklik olarak nitelendirilir. Frekans bölmeli çoklu erişim sistemlerinde, yüksek ortalama güç oranı (PAPR) alıcı tarafta güç yükselteçlerinde nonlineer bozunmalara yol açar [39]. Bu yüzden SC-FDMA gibi yeni nesil sitemlerde alternatif iletim tekniklerine oranla daha düşük ortalama güç oranı elde edilmeye çalışılmıştır.

1.1.3.3. Frekans Kayması

Haberleşme sistemlerinde, alıcı ve verici arasında kaçınılmaz olarak faz ve frekans farkları meydana gelir. Alıcı ve verici arasındaki bu kaymalardan dolayı sinyallerin ortogonallikleri bozulmakta ve alıcı tarafta veri kayıpları oluşmaktadır. Bu yüzden frekans kaymalarının tespiti ve düzeltilmesi yeni nesil sistemler için oldukça önemlidir.

1.2. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM)

Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) sistemlerde, veri iletimi mevcut bant genişliğinin çok sayıda dar bantlı alt kanallara ayrılıp ve bu kanallar üzerinden eş zamanlı olarak taşınması ile gerçekleşir. Her bir alt kanaldan iletilen veri miktarı düşük olmasına rağmen, alıcı tarafta yüksek hızlara ulaşılmaktadır [40]. OFDM, çok yollu yayılımı nedeniyle oluşan bozulmaları ve radyo frekans (RF) girişimini azaltır. Bu sayede yüksek miktarda işlem hacmine izin verir. Ayrıca dikgen alt taşıyıcılar sayesinde frekans bandı daha verimli bir şekilde kullanılmaktadır [41]. Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (OFDMA), OFDM sistemlerin modifiye edilmiş şeklidir. OFDMA sistemler daha yüksek işlem hacmine sahiptirler. Üçüncü nesil mobil iletişim ortaklık projesi (3GPP) tarafından aşağı yönlü iletişim için seçilmiştir. OFDM sistemlerde veri alt kanallarda eş zamanlı olarak iletildiğinden dolayı yüksek tepe-ortalama güç oranı (PAPR) oluşturur. PAPR oranı güç verimliliğini ifade eder. Güç verimliliği ise mobil cihazlar için önemli parametrelerden birisidir. Bu yüzden mobil cihazlarda gücün verimli kullanılması esastır. OFDMA sistemlerde, OFDM sistemlerin aksine veri alt kanallardan paralel olarak değil de ard arda iletilerek alıcıya ulaşmaktadır. Bu sayede PAPR oranı azaltılmıştır. Fakat verinin alt kanallarda ard arda iletilmesi için çok hızlı iletim yapılması gerekmektedir. Bu ise semboller arası girişime (ISI) yol açar. ISI etkisini yok etmek için alıcı tarafta denkleştirme yapılması gerekmektedir. Denkleştirme işlemi aynı zamanda çok yollu yayılımın sebep olduğu lineer bozulmalar giderilebilir [42]. Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (SC-FDMA) sistemleri ise yüksek veri hızlarında OFDMA sistemlere oranla daha düsük PAPR oranlarına sahip olduklarından tercih edilmektedir.

1.3. Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (SC-FDMA)

SC-FDMA sistemler Dördüncü nesil hücresel sistem olan LTE için 3GPP tarafından yukarı hat iletişimi için uygun görülmüştür. OFDM tabanlı sistemler ile benzer performans ölçümlerine ve işlem karmaşıklığına sahiptir. SC-FDMA ayrık Fourier dönüşüm (DFT) - yayılımlı OFDM olarak adlandırılır. Bu yüzden OFDM sistemlerin avantajlarına sahiptir. Bunun yanı sıra geniş bantlarda iletim yapan sistemler içerisinde, düşük PAPR değerlerine sahip olması ve çok yollu yayılım etkilerine karşı dayanıklılığı sayesinde tercih edilme sebebidir. Şekil 1.2 basit bir SC-FDMA sistem alıcı ve verici yapısını göstermektedir.



Şekil 1.2. SC-FDMA alıcı verici yapısı

Verici modülatör girişinde veri dizisi rastgele olarak seçilmiştir. Pratikte, zayıf kanallarda İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying – BPSK) modülasyonu kullanılmaktadır. SC-FDMA gibi güçlü kanallarda ise 64 seviyeli Karesel Genlik Modülasyonuna (64- level Quadrature Amplitude Modulation-64 QAM) kadar olan modülasyon türleri kullanılır. Veri blokları R_{kaynak} sembol/saniye hızında üretilen M adet kompleks modülasyon sembolünden oluşur. Şekil 1.3 iletim sırasında üç temel blokta gerçekleştirilen işlemleri detaylı olarak göstermektedir. *M* noktalı ayrık zamanlı Fourier dönüşümü (DFT) bloğu, frekans domeninde *M* adet sembolü, *N* adet dikgen alt taşıyıcıdan *M* tanesini aşağıdaki yayma formülüne göre bant genişliğine yayar:

$$B_{kanal} = N.f_0 \tag{1.2}$$

Formülde f_0 Hz alt taşıyıcı aralığıdır. Kanal iletim hızı ise şu formülle ifade edilir:

$$R_{kanal} = \frac{N}{M} \cdot R_{kaynak} \tag{1.3}$$

Q ise band genişliği yayma faktörünü temsil eder:

$$Q = \frac{R_{kanal}}{R_{kaynak}} = \frac{N}{M}$$
(1.4)

SC-FDMA sistemi her kaynak M tane dikgen alt taşıyıcının farklı bir dizisini kullanacak şekilde Q tane dikgen kaynak sinyalini işleyebilir [35]. Alt taşıyıcı haritalama bloğuna giren veri dizisi N boyutlu olarak çıkışa aktarılır. Daha sonra Ters Fourier dönüşümü

(IDFT) uygulanarak frekans domenindeki semboller tekrar zaman domeninde elde edilir.



Şekil 1.3. SC-FDMA sembollerinin üretimi [35]

 x_m (m = 0, 1, 2, ..., M - 1) giriş veri setinin modüle edilmesinden sonra elde edilen giriş dizisidir. x_m dizisinin M noktalı DFT bloğundan geçirilmesi ile X_a frekans domeni sembolleri elde edilir. Alt taşıyıcı haritalama işleminde ise üretilen veri dizisinin boyutu değişmektedir. Y_b (b = 0, 1, 2, ..., N - 1) alt taşıyıcı haritalama işleminden sonra elde edilen frekans domeni sembollerini ifade eder. M ve N veri sembollerinin sayısını gösterir. N adet alt taşıyıcı arasından M adeti giriş verisi taşımaktadır. Y_b veri dizisinin IDFT bloğundan geçirilmesi ile zaman domeninde N boyutlu y_n sembolleri üretilir [35].

Bloklar arasında çok yollu yayılımının neden olduğu zaman yayılımı sonucu meydana gelen ISI etkisini elimine etmek için döngüsel önek (Cyclic Prefix-CP) üretilir. CP veri dizisinin son kısmının tekrarlanması ile oluşur. CP iki sebepten dolayı sisteme uygulanır. İlk olarak ardışık bloklar arasında koruma zamanı olarak görev alır. Eğer CP uzunluğu kanalın maksimum gecikme yayılımından daha uzun ise bloklar arası girişim (Inter Block Interference -IBI) oluşmayacaktır. İkincisi ise CP veri dizisinin son kısmının kopyası olduğundan, ayrık zamanlı lineer konvolüsyonu ayrık zamanlı dairesel konvolüsyona dönüştürür. Böylece, kanal boyunca iletilen veri kanal dürtü cevabı ve iletilen veri bloğu arasında dairesel bir konvolüsyon olarak modellenebilir bu da DFT frekans örneklerinin frekans domeninde noktasal çarpımına eşittir. Kanal bozunmasını gidermek için ise alınan sinyalin DFT'si ile kanal dürtü cevabının DFT'si tarafından bölünerek basitçe bulunabilir [35].

1.3.1. Alt Taşıyıcı Haritalama (Subcarrier Mapping)

DFT bloğunun çıkışındaki veri sembollerinin alt taşıyıcıların bir alt dizisiyle haritalanması işlemine alt taşıyıcı haritalama adı verilir. Alt taşıyıcı haritalama DFT çıkışındaki kompleks değerleri seçilen alt taşıyıcıların bazılarına atar. Alt taşıyıcı haritalama işlemi iki şekilde gerçekleştirilir: Lokalize Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (Localized Frequency Division Multiple Access - LFDMA) ve Dağıtılmış Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (Distributed Frequency Division Multiple Access - DFDMA). Lokalize haritalama tekniğinde, DFT bloğunun çıkışları ardışık alt taşıyıcıların bir dizisine haritalanır ve böylece veri sistem band genişliğinin sadece bir çerçevesinde sınırlandırılmış olunur. 3GPP LTE'de mevcut uygulamalarda lokalize haritalama kullanılır. Dağıtılmış haritalama tekniğinde ise, giriş veri dizisinin DFT bloğu çıkışları band genişliğinin tamamını kapsayacak ve sürekli olmayacak şekilde atanır. Boşta kalan alt taşıyıcılar ise sıfır olacak şekilde düzenlenir. Dağıtılmış SC-FDMA'nın özel bir durumu olarak serpiştirilmiş (Interleaved Frequency Division Multiple Access -IFDMA) SC-FDMA tanımlanmıştır. Bu haritalama sisteminde ise, veri bant genişliğinin tamamında eşit aralıklı olacak şekilde yerleştirilir. Şekil 1.4 alt taşıyıcı haritalama modellerini göstermektedir [44].



Şekil 1.4. Alt taşıyıcı haritalama modelleri; dağıtılmış ve lokalize

Şekil 1.5 frekans domeninde her bloktaki sembol sayısı M = 4, N = 12 alt taşıyıcı sayısı ve Q = N/M = 3 terminal sayısı olacak şekilde SC-FDMA sisteminde iletilen sembollerde üç alt taşıyıcı haritalama modeli de gösterilmiştir.



Şekil 1.5. Farklı alt taşıcı haritalama modellerinin örnekleri, M=4, Q=3 ve N=12 için.

Lokalize tekniğinde, dört modülasyon sembolü 0, 1, 2, 3. Alt taşıyıcıları işgal eder. $Y_0 = X_0$, $Y_1 = X_1$, $Y_2 = X_2$, $Y_3 = X_3$ ve $i \neq 0,1,2,3$ *için* $Y_i = 0$ şeklinde ifade edilir. Dağıtılmış teknikte, modülasyon sembolleri alt taşıyıcılara eşit aralıklarla yerleştirilir. $Y_0 = X_0$, $Y_2 = X_1$, $Y_4 = X_2$, $Y_6 = X_3$ ve serpiştirilmiş teknikte ise $Y_0 = X_0$, $Y_3 = X_1$, $Y_6 = X_2$, $Y_9 = X_3$.

Şekil 1.6, bir baz istasyonuna üç farklı kaynaktan gönderilen sinyallerin IFDMA ve LFDMA tekniklerine göre alt taşıyıcılara tahsis edilme şekillerini gösterir.


Şekil 1.6. Çoklu kullanıcılar için alt taşıyıcı tahsis metotları (3 kullanıcı, 12 alt taşıyıcı ve her kullanıcı için tahsis edilen 4 alt taşıyıcı) [35]

Kaynak tahsisi açısından, alt taşıyıcı haritalama metotları statik zamanlama ve kanal bağımlı zamanlama (Channnel-Dependent Scheduling - CDS) olmak üzere iki kısımda incelenir. CDS kullanıcıları her bir kullanıcının kanal frekans cevabına göre alt taşıyıcılara atar. Her iki haritalama metodunda, dağıtılmış alt taşıyıcı haritalama iletilen sinyalin bant genişliğinin tamamına yayılmış olmasından dolayı frekans çeşitliliği sağlar. CDS, dağıtılmış alt taşıyıcı haritalama ile birlikte artan bir şekilde performansını geliştirir. Buna karşın, çok kullanıcı çeşitliliği sağlamasından dolayı lokalize alt taşıyıcı haritalama ile de CDS büyük faydalar sağlamaktadır [35].

1.3.2. SC-FDMA Sinyallerinin Zaman Domeninde Gösterimi

Şekil 1.3'te gösterilen işlemler IFDMA, LFDMA ve DFDMA için $\{x_m: m = 0, 1, 2,, M - 1\}$ modülasyon sembollerinin bir dizisi üzerinde lineer bir işlem olarak tanımlanır. Bu yüzden $\{y_n: n = 0, 1, 2,, N - 1\}$ çıkış dizisinin her elemanı giriş dizisinin elemanlarının ağırlıklı toplamıdır. Burada ağırlıklar kompleks sayılardır. Bu durum kullanılarak SC-FDMA iletişiminde sinyallerinin zaman domenindeki gösterimleri elde edilebilir [35].

Şekil 1.7' de K kullanıcılı ve N alt taşıyıcılı bir SC-FDMA sistemin verici modeli gösterilmiştir. Bu sistemde, her kullanıcı kendisine ait alt taşıyıcısı sayesinde baz istasyonu ile haberleşir. Her kullanıcı $M_k = N/K$ tane alt taşıyıcıya sahiptir. k. kullanıcı tarafından iletilen veri:

$$x^{(k)} = \left[x_0^{(k)}, x_1^{(k)}, \dots, x_{Mk-1}^{(k)}\right]^T$$
(1.5)



Şekil 1.7. K Kullanıcılı SC-FDMA Sistem Verici Modeli

x giriş verisi, modülatör çıkışında $X^{(k)}$ şekline dönüşür. D_M M-noktalı DFT işlemini, I_N N-noktalı IDFT işlemini temsil etmektedir. M ise alt taşıyıcı haritalama işlemini gösterir. Böylece N-noktalı IDFT bloğunun çıkışı;

$$s^{(k)} = D_M M I_N X^{(k)}$$
(1.6)

N-noktalı IDFT çıkışı CP eklendikten sonraki kısımdır. CP uzunluğu L_{CP} maksimum kanal gecikme yayılımından daha uzundur. Bu da bloklar arası girişimin (IBI) olmasını engellemektedir. Kanal her kullanıcı için zamanla değişmezdir ve k. kullanıcı için kanal dürtü cevabı (Channel Impulse Response - CIR) aşağıdaki gibidir:

$$h^{(k)} = \left[h_0^{(k)}, h_1^{(k)}, \dots, h_R^{(k)}\right]^T$$
(1.7)

Toplamalı beyaz Gauss gürültüsü (Additive White Gauss Noise - AWGN) eklendikten ve CP kaldırıldıktan sonra alıcı tarafta elde edilen sinyal aşağıdaki gibi gösterilir:

$$r = \sum_{k=1}^{K} (s^{(k)} \otimes h^{(k)}) + w$$
(1.8)

w AWGN gürültüsünü, ⊗ işlemi ise dairesel konvolüsyonu temsil etmektedir. Dairesel konvolüsyon frekans domeninde noktasal çarpımı ifade eder.

1.3.3. Taşıyıcı Frekans Kayması

SC-FDMA sistemler OFDMA sistemlere göre daha düşük PAPR oranlarına sahip olmasına rağmen taşıyıcı frekans kaymalarına (Carrier Frequency Offset - CFO) karşı oldukça hassastırlar. CFO alt taşıyıcılar arasındaki dikliği bozmaktadır. Alt taşıyıcılar arasındaki dikliğin bozulması ISI'ya ve çoklu erişim girişimine (Multiple Access Interference - MAI) neden olmaktadır. Bu durum ise sistem performansını olumsuz yönde etkilemektedir [23]. Bu yüzden CFO kestirimi ve düzeltilmesi SC-FDMA sistemler için oldukça önemlidir. Şekil 1.8 SC-FDMA sistemine CFO eklenmesi ile oluşturulmuş alıcı verici yapısını göstermektedir.



Şekil 1.8. Taşıyıcı frekans kayması etkisindeki SC-FDMA sistem modeli [43]

CFO sisteme AWGN gürültüsünden önce etki eder. CFO etkisindeki sistemde alıcı tarafta elde edilen sinyal aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$r = \sum_{k=1}^{K} e^{\frac{j2\pi\varepsilon_k(n-1)}{N}} \left(s^{(k)} \otimes h^{(k)} \right) + w$$
(1.9)

 ε_k , k. kullanıcı için taşıyıcı frekans değeri, n ise CP eklendikten sonra sistem giriş veri dizisinin uzunluğudur [16].

1.4. Taşıyıcı Frekans Kayması Kestirimi

Taşıyıcı frekans kayması taşıyıcılar arası girişime (Inter Carrier Interference - ICI) yol açmaktadır. Taşıyıcılar arası girişim, bir alt taşıyıcının frekans bileşenlerinin bir diğer alt taşıyıcının frekans bileşenlerinden etkilenmesi sonucunda meydana gelir [45]. Bu durum ise alt taşıyıcıların dikgenlik özelliklerinin bozulması ve sistem performansının olumsuz yönde etkilenmesi ile sonuçlanmaktadır. Bu yüzden CFO kestirimi SC-FDMA sistemlerde oldukça önemlidir [46, 47]. CFO kestirimi için birçok teknik önerilmiştir. Önerilen tekniklerde zaman domeni ve frekans domeni yaklaşımları kullanılarak CFO kestirimleri yapılmaktadır. Bu tez de klasik yöntem olarak zaman domeni yaklaşımı olan CP tabanlı kestirim ve frekans domeni yaklaşımı olarak da Maximum Likelihood yaklaşımı kullanılmıştır.

1.4.1. Zaman Domeni Kestirim Metodu

Zaman domeninde kestirim metotları CP veya eğitim dizisi üretimine ve bunlar arasındaki ilişkiye dayalı metotlardır [48-51].

1.4.1.1. CP Tabanlı CFO Kestirim Metodu

OFDM sistemlerde, OFDM sembolünün son kısmının tekrarlanması ile ISI etkisini yok etmek için eklenen CP aynı zamanda CFO kestirimi için kullanılmaktadır. OFDM sistemlerde kullanılan bu teknik bu tezde SC-FDMA sistemler için uyarlanarak başarılı sonuçlar elde edilmiştir. CP tabanlı kestirim metodunda zaman domeninde CFO tespiti için CP kullanılır. Bu metotta kanal etkisi ihmal edilebilir. Böylece CFO etkisindeki SC-FDMA sembolü aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$y^{(k)}(n) = s^{(k)}(n)e^{\frac{j2\pi\epsilon n}{N}}$$
(1.10)

CP ekleme süreci göz önünde bulundurulduğunda denklem:

$$y^{(k)}(n+N) = s^{(k)}(n+N)e^{\frac{j2\pi\varepsilon(n+N)}{N}}$$
(1.11)

$$y^{(k)}(n+N) = s^{(k)}(n+N)e^{\frac{j2\pi\varepsilon n}{N} + j2\pi\varepsilon}$$
(1.12)

Denklem (1.10) ve (1.12) karşılaştırıldığında, SC-FDMA sembolü ile CP arasındaki faz farkının $2\pi\epsilon$ olduğu gözlemlenir. Böylece CFO değeri, CP eşleniği kullanılarak SC-FDMA sembollerinin çarpımlarının argümentinin alınması ile bulunur.

$$\dot{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg\{y^{(k)^*}(n)y^{(k)}(n+N)\}, n = -1, -2, \dots, -L_{CP}$$
(1.13)

Burada L_{CP} , CP uzunluğunu ve $\dot{\epsilon}$ ise kestirilen CFO değerini göstermektedir. * simgesi sembollerin eşleniğini ifade etmektedir. Denklemde kullanılan argüment operatörü ise $tan^{-1}()$ işlemini temsil etmektedir.



Şekil 1.9. SC-FDMA Sembol (CP ile) [52]

Gürültü etkisini azaltmak için bir CP aralığında örneklerin ortalaması alınarak aşağıdaki formül elde edilir:

$$\dot{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=L_{\rm CP}}^{-1} y^{(k)^*}(n) \cdot y^{(k)}(n+N) \right\}, n = -1, -2, \dots, -L_{\rm CP}$$
(1.14)

CP tabanlı kestirim metodu $|\xi| \le 0.5$ değerlerinde en iyi kestirimi yapar [52].

1.4.2. Frekans Domeni Kestirim Metodu

Frekans domeni kestirim metotları zaman senkronizasyonunun mükemmel olduğu varsayımı düşünülerek yapılmaktadır. Ayrıca frekans domeni kestirim metotları iletilen iki özdeş sembolün veya pilot tonların sisteme dahil edilmesi ile yapılmaktadır [53, 54].

1.4.2.1. Maximum Likelihood (ML) CFO Kestirim Metodu

OFDM sistemlerin performansı üzerinde CFO etkisi birçok çalışmada incelemiş ve kestirim metotlarından birisi olarak da Maximum-Likelihood CFO kestirim metodu önerilmiştir. Bu metot ardışık ve özdeş iki eğitim sembollerinin kullanılması ile çalışır. Aynı veri setinin tekrarlanması sonucunda ardışık semboller arasında her taşıyıcının faz değerlerinin karşılaştırılması ile CFO kestirimi yapılmaktadır. Bu tezde OFDM için yapılmış olan ML kestirim metodu SC-FDMA sistem için uyarlanmıştır.

Alıcıda bir SC-FDMA sinyali, sisteme gürültü eklenmeden önce, aynı veri setinin tekrarlanması sonucu aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

$$r_n = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=-K}^{K} X^{(k)} H^{(k)} e^{2\pi j n (k+\varepsilon)/N} \right], \qquad n = 1, \dots, 2N - 1$$
(1.15)

Burada $X^{(k)}$ iletilen sinyal, $H^{(k)}$ k. taşıyıcıda kanalın transfer fonksiyonu ve ε ise taşıyıcı frekans kaymasıdır. Taşıyıcı frekans kaymasını tespit etmek için verilen bir frekansta alıcıda ardışık iki veri sembollerinin karşılaştırılması yapılmaktadır.

Denklem (1.15)'in ilk N noktasının N noktalı DFT işleminin k. elemanı:

$$R_{1k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-2\pi j n k/N} \quad ; k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$
(1.16)

Aynı dizinin ikinci yarısının DFT işleminin k.elemanı ise:

$$R_{2k} = \sum_{n=N}^{2N-1} r_n e^{-2\pi j n k/N} = \sum_{n=0}^{N-1} r_{n+N} e^{-2\pi j n k/N} \quad ; k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$
(1.17)

Yukarıdaki denklemlerden çıkarılan sonuç:

$$r_{n+N} = r_n e^{2\pi j\varepsilon} \to R_{2k} = R_{1k} e^{2\pi j\varepsilon}$$
(1.18)

Sisteme AWGN eklenmesi ile aşağıdaki denklem elde edilir:

$$Y_{1k} = R_{1k} + W_{1k} \tag{1.19}$$

$$Y_{2k} = R_{1k}e^{2\pi j\varepsilon} + W_{2k}, k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$
(1.20)

Böylece nisbi frekans kayması olan é bulmak için ML yaklaşımı kullanılır ise:

$$\dot{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\left(\sum_{k=-K}^{K} Im[Y_{2k}Y_{1k}^*] \right)}{\left(\sum_{k=-K}^{K} Re[Y_{2k}Y_{1k}^*] \right)} \right]$$
(1.21)

Burada $\hat{\varepsilon}$, $\varepsilon = N\varepsilon/B$ olarak tanımlanan nisbi frekans kaymasının ML algoritması ile kestirilen değerdir. Denklem de, *B* band genişliğini, *N* alt taşıyıcı sayısını ve ε ise Hz olarak taşıyıcı frekans kaymasını ifade etmektedir.

1.5. Taşıyıcı Frekans Kayması Düzeltimi

Taşıyıcı frekans kayması, bahsedilen yöntemler kullanılarak kestirildikten sonra kestirilen değerlerin kullanılması ile alıcı tarafta düzeltme işlemi yapılır. Düzeltme işlemi alıcı tarafta CP kaldırıldıktan sonra yapılır. Düzeltme işlemi, denklem 1.22' deki gibi yapılmaktadır:

$$\gamma^{(k)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \cdot e^{-\frac{j2\pi\varepsilon_k n}{N}}$$
(1.22)

Denklemde $\gamma^{(k)}$ düzeltilmiş sinyaldır. Düzeltme işleminden sonra alıcı tarafta ters alt taşıyıcı haritalama, IDFT ve demodülasyon işlemleri yapılmaktadır [55].

2. BÖLÜM

YAPAY SİNİR AĞLARI

2.1. Giriş

Yapay sinir ağları ya da kısaca YSA, insan beyninin en önemli özelliklerinden birisi olan öğrenme fonksiyonunu bilgisayar simülasyonları yardımı ile gerçekleştiren sistemlerdir. YSA fikri, insan beyninin sinir hücrelerinden oluşmuş katmanlı ve paralel yapısının sayısal olarak modellenmeye çalışılması sonucunda ortaya çıkmıştır. Yapay sinir ağları öğrenme işlemini örnekler aracılığıyla gerçekleştirirler. Bu ağlar birbirine bağlı yapay sinir hücrelerinden oluşurlar [56].

2.1.1. Biyolojik Sinir Ağlarının Temel Yapısı

İnsan beyni, nöron olarak adlandırılan yaklaşık 10¹¹ tane sinir hücresinden ve bunları birbirine bağlayan trilyonlarca taşıyıcıdan meydana gelmektedir. Bu sinirler girdi bilgilerini duyu organlarından alırlar. Alıcı (taşıyıcı) sinirler ile bu sinyalleri işleyip bir sonraki sinire aktararak sinyalin belirli bir eşik değerini aşması ile merkezi sinir sistemine kadar ulaşmasını sağlarlar. Merkezi Sinir Sistemi (MSS) bu sinyalleri alıp yorumladıktan sonra tepki sinyalleri üretir. Tepki sinyalleri ise tepkilerin oluşacağı organlara iletilirler. Biyolojik bir sinir hücresi; hücre gövdesi, akson, çok sayıda sinir ucu (dentrit) ve akson ile diğer sinir hücresinin sinir ucu arasında kalan ince uzantılar (sinaps) olmak üzere dört bölümden meydana gelmektedir. Dendritler, gelen elektriksel sinyalleri hücre gövdesine iletir. Aksonlar ise gelen bilgiyi hücreden dışarı taşıyan daha uzun bir yoldur. Aksonların bitimi sinaps adı verilen ince yollara ayrılabilir ve bu yollar, diğer hücreler için dentritleri oluşturur [57]. Şekil 2.1'de basit bir biyolojik sinir hücresi yapısı görülmektedir.



Şekil 2.1. Biyolojik sinir hücresi yapısı.

2.1.2. Yapay Sinir Ağlarının Temel Yapısı

YSA sistemi, insan beyninin yapısındaki sinir hücreleri arasındaki bağlantıların tam ve eksiksiz olarak sağlanması işlevinin taklit edilmesi ile oluşturulmuş sistemlerdir. Yapay sinir hücreleri, gerçek sinir hücrelerinin simule edilmesiyle gerçekleştirilir. Yapay sinir ağlarının dayandığı ilk hesaplama modelinin temelleri 1940'ların başında McCulloch ve Pitts tarafından ortaya atılmıştır. Bu modelde mantık sistemlerinde basit eşdeğer yapısı kullanımı önerilmiştir [58]. Yapılan çalışmalar sonucunda Şekil 2.2' de gösterilen yapay nöron modeli geliştirilmiştir.



Şekil 2.2. Yapay sinir hücresi yapısı.

Geliştirilen bu modele göre, dış ortamdan veya diğer hücrelerden alınan girdiler, ağırlıklar yardımıyla hücreye bağlanır. Toplama fonksiyonu ile net girdi hesaplanır. Net girdinin aktivasyon fonksiyonundan geçirilmesi ile net çıktı hesaplanır. Bu işlem aynı zamanda bir hücrenin çıkışını verir.

2.1.3. YSA'nın Matematiksel Modeli

Bir yapay sinir hücresi girdi değerleri, ağırlıklar, toplama fonksiyonu, aktivasyon fonksiyonu ve çıkış olmak üzere beş temel bölümden oluşur. Girdi değerleri, sinir ağı hücresine dışarıdan veya diğer hücrelerden veri gelmesini sağlayan bağlantılardır. Ağırlıklar, her girdi değerinin önemini belirtecek ve ona özgü olacak şekilde hücreye gelen bilginin etkisini gösterir. Toplama fonksiyonu, gelen verileri ağırlıkları ile çarpıp toplar ve hücrenin net giriş değerini hesaplar. Aktivasyon fonksiyonu, hücrenin net giriş bilgisine göre çıktı bilgisini üretir. Çıkış ise çıktı bilgisinin dış dünyaya, başka bir hücreye veya kendisine gönderilmesini sağlar. Şekil 2.2' de bir YSA'nın matematiksel modeli gösterilmiştir. Burada girdi değerleri sinaptik bağıntılar üzerindeki ağırlıklar ile çarpılarak bir toplayıcıya uygulanmakta ve elde edilen toplam, nöronun aktivasyon fonksiyonundan geçirilerek çıkışlar hesaplanmaktadır [59]. Şekilde gösterilen *b* değeri

bias ya da aktivasyon fonksiyonunun eşik değeri olarak adlandırılır. Bias değeri, net giriş *v*'yi oluşturmak için ağırlıklandırılmış girişlerle toplanır:

$$v = w_1 \cdot x_1 + w_2 \cdot x_2 + w_3 \cdot x_3 + \dots + w_m \cdot x_m + b = \sum_{i=1}^m w_i \cdot x_i + b$$
 (2.1)

Denklem 2.1'de YSA'da ağırlıklı toplam hesaplanmıştır. Burada x_i, w_i simgeleri sırasıyla giriş fonksiyonu ve ağırlıklandırma faktörünü ifade etmektedir. Nöron çıkışı ise aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$y = \varphi(v) \tag{2.2}$$

Denklem 2.2'de y, çıkış fonksiyonunu φ ise aktivasyon fonksiyonunu temsil etmektedir. YSA'nın her bir girdi değerindeki değişim, çıkış fonksiyonunda belirli bir değişime neden olmaktadır. Bu değişim, bağlantı kazançlarına, toplayıcının eşik değerine ve nöron aktivasyon fonksiyonunun tipine bağlıdır [60].

2.1.4. Aktivasyon Fonksiyonları

Aktivasyon fonksiyonu hücreye gelen net girdiyi işleyerek hücrenin bu girdiye karşılık üreteceği çıktıyı belirler. Aktivasyon fonksiyonu genellikle doğrusal olmayan bir fonksiyon seçilir. Yapay sinir ağlarında kullanılan aktivasyon fonksiyonlarının çeşitliliğine göre çıkış değerleri değişmektedir. Bu yüzden sistem için uygun aktivasyon fonksiyonlarının seçimi önemlidir. Aktivasyon fonksiyonu seçilirken dikkat edilmesi gereken bir nokta ise fonksiyonun türevinin kolay hesaplanabilir olmasıdır. Denklem 2.2'de bahsedilen φ fonksiyonu matematiksel olarak herhangi bir fonksiyon olabilir. Fakat YSA'da genellikle aktivasyon fonksiyonu olarak kullanılan 3 temel fonksiyon vardır:

2.1.4.1. Doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu

Doğrusal problemler çözmek amacıyla aktivasyon fonksiyonu doğrusal bir fonksiyon olarak seçilebilir. Genellikle katmanlı YSA'nın çıkış katmanında kullanılan doğrusal fonksiyon, hücrenin net girdisini doğrudan hücre çıkışı olarak verir. Toplama fonksiyonundan çıkan sonuç belirli bir katsayı ile çarpılarak hücrenin çıktısı hesaplanır. Doğrusal aktivasyon fonksiyonu matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir:



Şekil 2.3. Doğrusal aktivasyon fonksiyonu [61].

2.1.4.2. Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonu

Sigmoid aktivasyon fonksiyonu sürekli ve türevi alınabilir bir fonksiyondur. Doğrusal olmamasından dolayısıyla yapay sinir ağı uygulamalarında en sık kullanılan fonksiyondur. Bu fonksiyon girdi değerlerinin her biri için 0 ile 1 arasında bir değer üretir.



Şekil 2.4. Sigmoid aktivasyon fonksiyonu [61].

Sigmoid fonksiyon denklemi aşağıdaki gibidir:

$$y = \frac{1}{1 + e^{-\nu}}$$
(2.4)

(2.3)

2.1.4.3. Eşik Aktivasyon Fonksiyonu

Şekil 2.5'te görüldüğü gibi gelen bilgilerin değeri 0'dan küçük-eşit olduğunda çıkışı 0, 1 den büyük eşit olduğunda ise çıkışı 1 olarak sabitler. Gelen bilgiler 0 ile 1 arasında olduğunda ise yine kendisini veren çıktılar üretilebilir.



Şekil 2.5. Eşik aktivasyon fonksiyonu [61].

2.1.5. Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme

Biyolojik sinir sistemlerinde öğrenme, nöronlar arasındaki sinaptik bağlantıların ayarlanması ile olur. Yani insanlar doğumlarından itibaren yaşayarak öğrenme süreci içerisine girerler. Bu süreç içerisinde beyin sürekli bir gelişme göstermektedir. Yaşayıp tecrübe ettikçe sinaptik bağlantılar ayarlanır ve hatta yeni bağlantılar oluşur. Bu sayede öğrenme gerçekleşir. Bu durum YSA için de geçerlidir. Öğrenme, gerçekleşme girdi/çıktı verilerinin işlenmesiyle olur yani eğitme algoritmasının bu verileri kullanarak bağlantı ağırlıklarını güncellemesi ile olur [62]. Genel olarak bir YSA blok diyagramı aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.6. YSA'da Eğitim İşlemi

Şekil 2.6'da görülen giriş ve çıkış vektörü ağı eğitmek için kullanılmaktadır. Her iterasyon sonucunda elde edilen çıkış verisi hedef verisi ile karşılaştırılır ve karşılaştırma sonucunda verilen hata değerine göre ağırlık ayarlama işlemi gerçekleştirilir. Bunun sonucunda eğitime devam edilir ya da eğitim sonlandırılır [61].

2.1.6. Öğrenme Algoritmaları

Öğrenme algoritmaları, eldeki problemin özelliğine göre öğrenme kuralının yapay sinir ağına nasıl adapte edileceğine karar verilmesinde yardımcı olduklarından dolayı YSA'nın ayrılmaz bir parçasıdır. Eğiticili ve eğiticisiz olmak üzere iki çeşit öğrenme algoritması yaygın olarak kullanılmaktadır.

Eğiticili öğrenmede, elde doğru örnekler vardır. Yani $x_1, x_2, x_3, ..., x_m$ şeklindeki giriş vektörünün, $y_1, y_2, y_3, ..., y_m$ şeklindeki çıkış vektörü, tam ve doğru olarak bilinmektedir. Her bir giriş çıkış çifti $(x_1, y_1), (x_2, y_2), ..., (x_m, y_m)$ için ağ doğru sonuçları verecek şekilde ağ eğitimi yapılmaktadır.

Eğiticisiz öğrenme, ağa sadece girdi verileri verilir ve ağın ulaşması gereken çıkışlar verilmez. Girişe verilen örnekten elde edilen çıkış bilgisine göre ağ kendi kuralını kendisi belirler. Ağ daha sonra bağlantı ağırlıklarını aynı özellikleri gösteren desenler oluşturmak üzere ayarlar [63].

2.1.6.1. Geri Yayılım Algoritması

Öğrenme algoritması olarak geri yayılım algoritması kullanılan yapay sinir ağlarında, eğiticili öğrenme kullanılır. Eğiticili öğrenme de, giriş ve çıkış örneklerinin bilinmesi özelliğinden dolayı gerçek değer ve tahmini değer arasındaki hata değeri hesaplanır. Geriye yayılım algoritmasının amacı, eğitim verilerini YSA öğreninceye kadar bu hata değerini en aza indirgemektir. Eğitim random ağırlıklarla başlar ve hata değeri minimum oluncaya kadar devam eder [64].



Şekil 2.7. Üç katmanlı yapay sinir ağı.

Geriye yayılım algoritması uygulamalarında çıkış, YSA'nın aktivasyon fonksiyonu ile elde edilen ağırlıklandırılmış toplamın çarpımıdır. Giriş x_i değerlerinin sırasıyla kendi ağırlıklarıyla (w_{ji}) çarpılıp toplanması ile elde edilen fonksiyon:

$$A_j(x,w) = \sum_{i=1}^m x_i \, w_{ji}$$
(2.5)

Geriye yayılım algoritmasında çoğunlukla çıkış fonksiyonu olarak sigmoid fonksiyonu kullanılmaktadır:

$$y_j(x,w) = \frac{1}{1 + e^{-A(x,w)}}$$
(2.6)

Eğitim işleminin amacı, verilen belirli giriş değerlerine karşılık istenilen çıkış değerlerini elde etmektir. Hata ise gerçek değer ile istenilen değer arasındaki farktır. Hata değeri ağırlıklara bağlı olduğundan ağırlıklar, hata değerini minimum yapacak şekilde seçilmelidir. Çıkış katmanındaki her bir nöron için hata fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$E_{i}(x, w, d) = (y_{i}(x, w) - d_{i})^{2}$$
(2.7)

Hata değerinin daima pozitif çıkması için çıkış değeri ve hesaplanan değerin (d_j) farkının karesi alınır. Ağın hata değeri, çıkış katmanındaki tüm nöronların hatalarının toplamıdır:

$$E_j(x, w, d) = \sum_j (y_j(x, w) - d_j)^2$$
(2.8)

Geriye yayılım algoritması hata değerinin giriş, çıkış ve ağırlıklara olan bağımlılığını gradyent iniş metodu kullanarak hesaplar:

$$\Delta w_{ji} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{ji}} \tag{2.9}$$

Her ağırlığın (Δw_{ji}) güncellenmesi işleminde hata fonksiyonunun bir önceki ağırlık değerine göre türevi alınır ve sabit negatif bir η değeri ile çarpılır. Güncelleme işlemi sonucunda, eğer ağırlıkların etkisi hata değerini artıracak yönde ise hata değerini minimum yapacak şekilde bir η değeri seçilerek tekrar güncelleme işlemi yapılır.

Geriye yayılım algoritmasının amacı geriye doğru yayılımı yani geri beslemeyi sağlamaktır. Bu yüzden çıkış verisinin hataya olan etkisini incelemek amacı ile denklem 2.7'nin çıkışa göre türevi alınır:

$$\frac{\partial E}{\partial y_j} = 2(y_j - d_j) \tag{2.10}$$

Çıkışın aktivasyona bağımlılığını ölçmek için denklem 2.5 ve 2.6 düzenlenerek aşağıdaki denklem elde edilir:

$$\frac{\partial y_j}{\partial w_{ji}} = \frac{\partial y_j}{\partial A_j} \cdot \frac{\partial A_j}{\partial w_{ji}} = y_j (1 - y_j) x_i$$
(2.11)

Bu işlemlerin sonucunda denklem 2.9 ve 2.11 kullanılarak ağırlıkların güncellenmesi aşağıdaki gibi yapılır:

$$\Delta w_{ji} = -2\eta (y_j - d_j) y_j (1 - y_j) x_i$$
(2.12)

Denklem 2.12 iki katmanlı YSA yapısı için kullanılabilir. Daha fazla katmana sahip YSA yapıları için denklemlerde düzenlemeler yapılması gerekmektedir. Bunun için önceki katmanların ağırlıkları v_{il} ile temsil edilir. Ayrıca denklem 2.10, 2.11 ve 2.12'de ki w_{ii} değerleri yerine x_i yazılırsa:

$$\Delta v_{il} = -\eta \frac{\partial E}{\partial v_{il}} = -\eta \frac{\partial y_j}{\partial x_i} \cdot \frac{\partial x_i}{\partial v_{il}}$$
(2.13)

Burada:

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ji}} = 2(y_j - d_j)y_j(1 - y_j)w_{ji}$$
(2.14)

Son olarak denklem 2.11 giriş çıkış değerleri açısından düzenlenecek olursa:

$$\frac{\partial x_i}{\partial v_{il}} = x_i (1 - x_i) v_{il} \tag{2.15}$$

Eğer yeni bir katman daha eklenmek istenirse aynı işlemler tekrarlanır. Katman sayısı, katmanlardaki nöron sayısı, giriş değerleri hesaplanan hata değerini etkileyecektir. Bu yüzden parametrelerin uygun olarak seçilmesi gerekmektedir.

2.1.6.2. Levenberg-Marquardt Algoritması

Kenneth Levenberg ve Donald Marquardt tarafından geliştirilen Levenberg-Marquardt (LM) algoritması maksimum komşuluk fikri üzerine kurulmuş olup genelde yavaş yakınsama problemlerinden etkilenmez. İleri beslemeli ağlarda öğrenme hızını belirgin bir şekilde artırmaktadır [65]. LM algoritması Newton algoritmasının hızını, en dik iniş algoritmasının da kararlılık özelliğinin birleştirilmesi sonucu oluşturulmuş olup sıklıkla kullanılan bir algoritmadır [66]. LM algoritmasına ait parametre güncelleme işlemi aşağıdaki gibidir:

$$\Delta w = (J^T J + \mu I) J^T e \tag{2.16}$$

Denklemde w, I, μ sırasıyla ağırlık vektörü, birim matris ve kombinasyon katsayısıdır. J, [(Pxm), N] boyutunda Jacobian matrisini e ise [(Pxm), 1] boyutunda hata vektörünü göstermektedir. P, eğitim örnek sayısını, m, çıkış sayısını ve N ise ağırlık sayısını temsil etmektedir. Levenberg-Marquardt algoritmasının geri yayılım algoritmasından farkı, parametre güncelleme işlemini yaparken tüm girdi değerleri için oluşturduğu hata vektörünü ve Jacobian matrisini kullanmaktır. Denklem 2.17 Jacobian matrisinin oluşumunu göstermektedir:

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_{11}}{\partial w_1} & \frac{\partial e_{11}}{\partial w_2} & \cdots & \frac{\partial e_{11}}{\partial w_m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial e_{1n}}{\partial w_1} & \frac{\partial e_{1n}}{\partial w_2} & \cdots & \frac{\partial e_{1n}}{\partial w_m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial e_{P1}}{\partial w_1} & \frac{\partial e_{P1}}{\partial w_2} & \cdots & \frac{\partial e_{P1}}{\partial w_m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial e_{Pn}}{\partial w_1} & \frac{\partial e_{Pn}}{\partial w_2} & \cdots & \frac{\partial e_{Pn}}{\partial w_m} \end{bmatrix}$$
(2.17)

Hata vektörü *e* ise aşağıdaki gibidir:

$$e = \begin{bmatrix} e_{1n} \\ \cdots \\ e_{1n} \\ \cdots \\ e_{P1} \\ \cdots \\ e_{Pn} \end{bmatrix}$$
(2.18)

Denklem 2.16'da kullanılan μ parametresi ayarlanabilir bir değerdir. Bu parametrenin değerine göre LM algoritması en dik iniş algoritması ya da Newton algoritması gibi davranır. Eğer μ değeri çok büyükse yöntem en dik iniş metodu, çok küçükse Newton metodu gibi davranmaktadır [67].

$$\mu(t) = \begin{cases} \mu(t)k & E(t) > E(t-1) \\ \mu(t)/k & E(t) \le E(t-1) \end{cases}$$
(2.19)

2.1.7. Yapay Sinir Ağı Yapıları

Bu tezde, CFO kestirimi için çok katmanlı algılayıcılar (MLP) kullanılmış olup, aşağıda bu ağların yapıları ve çalışma prensiplerinden bahsedilmiştir:

2.1.7.1. Çok Katmanlı Algılayıcılar ÇKA (Multi Layer Perceptron MLP)

Çok katmanlı algılayıcılar (MLP), doğrusal olmayan problemleri çözmek amacı ile geliştirilmiş ağ modelidir. Birçok öğretme algoritmasının bu ağı eğitmede kullanılabilir olması ve özellikle mühendislik alanındaki problemlere çözüm getirmesi sebebiyle en çok kullanılan yapay sinir ağı çeşitlerinden bir tanesidir. Şekil 2.8' te basit bir MLP ağ yapısı görülmektedir. Bir MLP modeli, bir giriş katmanı, bir veya daha fazla sayıda gizli katman ve bir de çıkış katmanından meydana gelmektedir. Her bir katman ise nöron olarak adlandırılan işlem elemanlarından oluşmaktadır [63].



Şekil 2.8. Çok katmanlı algılayıcı (MLP) yapısı.

MLP sistemlerinde, bir katmandaki tüm işlem elemanları bir üst katmandaki işlem elemanlarına bağlıdır. Bilgi akışı ileri doğrudur yani geri besleme yoktur. MLP modelinin temel amacı, gerçek çıktı değeri ile tahmin edilen çıktı değeri arasındaki hatayı en aza indirgemektir. Ağın görevi, verilen her giriş değerlerine karşılık gelen çıkış değerini üretmektir. Bir MLP yapısında, örnekler giriş katmanına verilir, ara katmanda işlenir ve çıkış katmanından da çıkışlar üretilir [63].

3. BÖLÜM

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

3.1. Giriş

Bu bölümde SC-FDMA sistemi için, çeşitli parametreler kullanılarak performans ölçümleri yapılıp, CFO kestirim algoritmaları incelenmiştir. Daha önce OFDM sistemler için kullanılan kestirim algoritmaları SC-FDMA sistemler için uyarlanmıştır. Kestirim algoritmaları olarak CP tabanlı kestirim algoritması ve ML kestirim algoritması incelenmiştir. Bu yöntemler CFO kestirimi için klasik yöntem olarak anlatılmıştır. Klasik yöntem kestirim algoritmalarına ek olarak yapay sinir ağları kullanılarak kestirim işlemi yapılmış olup tüm bu süreçler bilgisayar ortamında simülasyon çalışmaları ile yapıldıktan sonra sonuçlar arasında karşılaştırılmalar yapılmıştır.

3.2. SC-FDMA Sistem Parametreleri

SC-FDMA sistem performansı üzerindeki CFO etkisini incelemek amacı ile Şekil 1.8'de verilen sistem modeli kullanılmış olup, sistem parametreleri ise Tablo 3.1'deki gibi belirlenmiştir.

Simülasyon çalışmalarında ilk olarak M = 16 sembol olacak şekilde random veri seti üretilir. Daha sonra DFT bloğunda 16-noktalı DFT işlemi ve N = 512 olacak şekilde 512-noktalı IDFT işlemi gerçekleştirilir. SC-FDMA sistemi gibi çok yollu kanallar için, nispeten daha düşük kanal gecikmelerine sahip Pedestrian A kanalı AWGN ile birlikte kullanılmaktadır.

Sistem band genişliği	5 MHz
Örnekleme hızı	5 Mega-örnek/saniye
Modülasyon çeşidi	QPSK
Döngüsel Önek (CP)	20 örnek (4 <i>µs</i>)
Verici IFFT boyutu	512
Alt taşıyıcı haritalama tekniği	LFDMA
Alt taşıyıcılar arası boşluk	9.765625(=5 MHz/512)
Kanal kestirimi	Mükemmel
Denkleştirici	Zero forcing veya MMSE
Sezme	Bir-sıfır algılayıcı (Hard)

Tablo 3.1. SC-FDMA sistem parametreleri.

Tabloda verilen parametreler ile SC-FDMA sistem performansı üzerinde CFO etkisi farklı şekillerde incelenmiş ve sembol hata oranı (SHO) grafikleri çizdirilmiştir. Şekil 3.1' de bir SC-FDMA sistemde taşıyıcı frekans kaymasının sistem performansına olan etkisi, sembol hata oranının (SHO) 0-10 dB arası işaret/gürültü oranına göre değişim grafiği ile incelenmiştir. İnceleme bilgisayar ortamında simülasyon ile yapılmış olup Tablo 3.1'de verilen parametreler kullanılmıştır. İlk olarak CFO etkisinin olmadığı durum göz önünde bulundurulmuştur. Bu durum SC-FDMA sistem performansının en iyi olduğu ideal bir durumdur. Yapılan çalışmalar bu en iyi durumu elde etmeye yöneliktir. Şekilden de anlaşılacağı üzere sistemdeki CFO değeri arttıkça sembol hata oranı artmakta ve böylece sistem performansı düşmektedir.



Şekil 3.1. SC-FDMA sistemlere CFO etkisi

SC-FDMA sistemlerde CFO düzeltimi için yapılan çalışma sonucunda Şekil 3.2 ortaya çıkmıştır. Düzeltme işlemi, birinci bölümde anlatıldığı üzere denklem 1.22 esas alınarak yapılmaktadır. Düzeltme, SC-FDMA sistemde alıcı tarafta döngüsel önek kaldırıldıktan sonra yapılmaktadır. Düzeltme işlemine ilk olarak sisteme 0,25 değerinde CFO değeri verilmesi ile sistem performansındaki düşüşün gözlemlenmesi ile başlanılmıştır. Daha sonra alıcı tarafta düzeltme işlemi yapılarak ideal sonuca ulaşmak istenilmiştir. Grafikten de görüldüğü gibi düzeltim işleminden sonra sistem, CFO sistemde yokken göstermiş olduğu performansa çok yakın bir performans sergilemiştir. Bu ise düzeltme işleminin başarılı bir şekilde yapıldığının göstergesidir.



Şekil 3.2. SC-FDMA sistemlerde CFO düzeltimi

Şekil 3.3'te taşıyıcı frekans kayması etkisindeki bir SC-FDMA sisteminde FFT boyutunun sistem performansına olan etkisi incelenmiştir. 0,25'lik bir kayma etkisindeki sistemde FFT boyutu arttıkça sembol hata oranı artmaktadır. Sembol hata oranının artması ise sistem performansının kötüleşmesine yol açar. Bu yüzden FFT boyutu seçilirken sistem için en elverişli durum göz önünde bulundurulmuştur.



Şekil 3.3. FFT boyutunun SC-FDMA sistemine etkisi

3.3. CP tabanlı CFO Kestirim Metodu

OFDM sistemler için önerilen ve uygulanan CP tabanlı CFO kestirim metodu SC-FDMA sistemlere adapte edilmiştir. Bu metot $\varepsilon \leq 0,5$ şartını sağlayan frekans kayması değerlerinin kestiriminde oldukça başarılı olup düşük ortalama karesel hatalar (OKH) vermektedir. CP tabanlı CFO kestirim yönteminde çok yollu kanal etkisi ihmal edilerek kestirim yapılmaktadır. Tablo 3.1'de verilen SC-FDMA sistem parametreleri kullanılmakta olup kestirim işlemi alıcı tarafta yapılmaktadır. Sisteme verilen 0,25 değerindeki CFO değeri için kestirim yapılmıştır. Sonuçların daha net görülmesi için SNR değeri 1 ile 30 dB aralığında seçilmiştir. Şekil 3.4'te kestirilmiş olan her bir CFO değeri MC (Monte Carlo) simülasyonu kullanılarak her döngü sonucunda elde edilen değerlerin ortalaması alınarak bulunmuştur. 20 dB değerinden sonra kestirim algoritması ideal sonuca oldukça yakınsamıştır.



Şekil 3.4. CP tabanlı kestirim metodu kullanılarak CFO kestirim sonuçları.

Kestirim işlemi yapıldıktan sonra her döngü sonucunda kestirilen değer ile gerçek CFO değeri arasındaki farkın karesinin alınması ile ortalama karesel hata hesabı yapılmaktadır.

$$OKH = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (\dot{\varepsilon}_i - \varepsilon_i)^2 \tag{3.1}$$

Denklem 3.1'de, *n* döngü sayısını, $\dot{\epsilon}$ kestirilen CFO değerini, ϵ ise gerçek CFO değerini temsil etmektedir. Bunun sonucunda Şekil 3.5'te gösterilen sonuçlar elde edilir. Şekilden de görüldüğü üzere, CP tabanlı kestirim metodu CFO kestirim metodu olarak kullanışlı bir metot olup, oldukça küçük OKH değerlerine sahiptir. 30 dB sinyal/gürültü aralığında yaklaşık olarak 1x10⁻⁶ hata değerine sahiptir.



Şekil 3.5. CP tabanlı kestirim sonucu hesaplanan OKH değerleri.

3.4. ML CFO Kestirim Metodu

OFDM sistemler için kullanılan ML kestirim metodu SC-FDMA sistemi için adapte edilmiştir. ML kestirim işlemine ilk olarak sisteme gürültü (AWGN) eklenmeden önce giriş veri dizisi tekrarlanarak başlanır. Tekrarlama işlemi simülasyon programında tekrarlama matrisinin kullanılması ile yapılmaktadır. Bu metotta da çok yollu yayılım kanal etkisi ihmal edilir. Şekil 3.6'da da, CP tabanlı kestirim metodunda olduğu gibi, kestirilen her bir CFO değeri 100 iterasyona sahip MC (Monte Carlo) simülasyonu kullanılarak her döngü sonucunda elde edilen değerlerin ortalaması alınarak bulunmuştur. ML kestirimcisi sistemdeki CP sayısına bağımlı olarak kestirim yapmaktadır. Bu yüzden bu yöntem için CP sayısı önemli bir parametredir. Kestirimci için CP sayısı 32 olarak seçilmiştir.



Şekil 3.6. ML kestirim metodu kullanılarak CFO kestirim sonuçları.

Şekil 3.7 kestirilen CFO değeri ile gerçek CFO değeri arasındaki farkların hesaplanması sonucu çizdirilmiş OKH grafiğidir. Bu grafiğin çizdirilmesi için CP tabanlı kestirim metodunda olduğu gibi denklem 3.1 baz alınır. ML kestirimcisi için OKH değeri 0-30 dB sinyal/gürültü aralığında 1×10^{-3} değerinden başlamış olup literatürde yapılan çalışmalarla uyumludur.



Şekil 3.7. ML kestirim sonucu hesaplanan OKH değerleri.

Şekil 3.8'de zaman domeni yaklaşımı olan CP tabanlı kestirim metodu ve frekans domeni yaklaşımı olan ML kestirim metodu karşılaştırılmıştır. CP sayısı her iki yöntem için de uygun olacak şekilde 32 seçilmiştir. Aynı şartlar altında yapılan karşılaştırma işlemi sonucunda ML kestirim metodunun CP tabanlı kestirim metoduna göre daha düşük OKH değerine sahip olduğu sonucuna varılmıştır. CP tabanlı kestirim metodu için başlangıç OKH değeri 1×10^{-2} iken ML kestirim metodu için 1×10^{-3} olduğu gözlemlenmiştir. 0-20 dB SNR değeri aralığında CFO kestirimi için en uygun yöntemin ML kestirim metodu olduğu sonucuna varılmıştır.



Şekil 3.8. İki yöntemin karşılaştırılması.

3.5. MLP Sinir Ağları Kullanarak CFO Kestirimi

CFO kestirimi için kullanılan çok katmanlı YSA modeli Şekil 3.9' da görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, bir gizli katman, bir de çıkış katmanından oluşan iki katmanlı sinir ağı, CFO kestirimi için tasarlanmıştır. Simülasyon çalışmasında, 5 nöronlu gizli katman için tanjant hiperbolik fonksiyonu kullanılırken, 2 nöronlu çıkış katmanı için lineer aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır. Kullanılan bu parametreler, deneme yanılma yöntemi ile belirlenen en uygun değerlerdir.



Şekil 3.9. CFO kestirimi için MLP modeli

SC-FDMA sisteminde vericiden gönderilen semboller kompleks sayılardan meydana gelmektedir. YSA sistemleri ise sadece reel sayılarla işlem yaptıklarından dolayı SC-FDMA sembolleri YSA sistemine reel ve imajiner kısımlarına ayrılarak verilir. Yani iki giriş ve iki çıkışa sahip olur. Bu sayede SC-FDMA sistemleri, YSA sistemlerine adapte edilmiş olunur. Sinir ağı, CFO kestirimcisi olarak kullanabilmek için, öncelikle Levenberg-Marquardt (LM) algoritması kullanılarak eğitime tabi tutulmuştur. Eğitim verisi olarak ise gerçek taşıcı frekans kayma değerleri kullanılmıştır. 15000 tane gerçek taşıyıcı frekans kayma değerlerinden oluşan eğitim seti ile 500 tekrar (epoch) boyunca sinir ağı eğitilmiştir. Eğitim işleminden sonra, elde edilen verilerin reel ve imajiner kısımları ayrılmış şekilde ağın giriş katmanına uygulanmış ve ağ çıkışından kestirilmiş CFO değerleri elde edilmiştir. CFO kestirimi için kullanılan MLP sinir ağında işlemler, matematiksel olarak şu şekilde gerçekleştirilmektedir:

Alınan sinyallerin reel ve imajiner kısımları giriş katmanına uygulandıktan sonra, gizli katman aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$net_j = \sum_{i=1}^{l_1} r_i w_{ij}$$
(3.2)

Burada w_{ij} , giriş katmanının *i*'inci girişinden gizli katmanın *j*'inci düğümüne olan ağırlık değeridir. I_1 ise giriş nöron sayısıdır. Gizli katmanda aktivasyon fonksiyonu

olarak tanjant hiperbolik fonksiyonu kullanıldığı için aktivasyon fonksiyonundan sonraki gizli katman değeri aşağıdaki gibi olmaktadır:

$$h_j = f(net_j) = \frac{e^{2net_j} - 1}{e^{2net_j} + 1}$$
(3.3)

Çıkış katmanında çıkış düğümleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$net_k = \sum_{j=1}^{l_2} h_j w_{jk}$$
 (3.4)

$$y_k = f(net_k) = net_k \tag{3.5}$$

Burada w_{jk} , gizli katmanın *j*'inci düğümünden çıkış katmanının *k*'ıncı düğümüne olan ağırlık bağlantısıdır. I_2 ise gizli katmandaki düğüm sayısını ifade etmektedir. Sonuç olarak, MLP CFO kestirimcinin çıkışlarından bir tanesi aşağıdaki gibi olacaktır:

$$y_{k} = f(net_{k}) = f\left\{\sum_{j=1}^{l_{2}} w_{jk} f\left[\sum_{i=1}^{l_{1}} w_{ij} r_{i}\right]\right\}$$
(3.6)

Kestirilmiş CFO değerleri ise, ağ çıkışındaki veri çiftlerinin birbirleriyle toplanması sonucu elde edilen H(j) değerleri kullanılarak hesaplanmaktadır.

Şekil 3.10'da yapay sinir ağları kullanılarak yapılan CFO kestirimi sonucunda kestirilen CFO değerleri görülmektedir. 20 dB'lik SNR değerinden sonra YSA ile kestirim metodu oldukça başarılı sonuçlar vermektedir. 15 dB'lik SNR değerinden sonra ise YSA metodunun gerçek CFO değerine yakınsadığı görülmektedir.

Şekil 3.11 her iterasyon sonucunda gerçek CFO değeri ile kestirilen CFO değerlerinin arasındaki farkların alınması ile denklem 3.1 kullanılarak hesaplanan OKH değerinin hesaplanma grafiğidir. YSA kestirim metodu, 0-30 dB aralığında, özellikle 20 dB'lik SNR değerinden sonra düşük OKH değerlerine sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 3.12'de daha önce bahsedilen CP tabanlı ve ML klasik kestirim metotları ile önerilen YSA kestirim metodu karşılaştırılması yapılmaktadır. Şekil 3.4 ve Şekil 3.6'nın birleşimine YSA kestirim sonuçları eklenerek şekil 3.12 elde edilmiştir. Böylece üç kestirim metodu arasındaki fark net olarak görülmektedir.







Şekil 3.11. YSA ile yapılan kestirim sonucu hesaplanan OKH değerleri.



Şekil 3.12. Yöntemlerin CFO kestirim değerleri açısından karşılaştırılması.

Şekil 3.13, CFO kestiriminde klasik yöntemlerin ve yapay zeka tekniği olan YSA yönteminin OKH değerleri açısından karşılaştırılma grafiğidir. Üç yöntem karşılaştırılırsa, 20 dB'lik SNR değerine kadar en iyi yöntemin ML kestirim algoritması olduğu, fakat buna karşın YSA tekniğinin klasik yöntem kestirim metotlarına yakınsamakta ve yaklaşık olarak 22 dB'lik SNR değerinden sonraki değerlerde de YSA kestirim metodunun en iyi kestirim metodu olduğu görülmektedir.



Şekil 3.13. Tüm yöntemlerin OKH açısından karşılaştırılması.

4. BÖLÜM

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde, yüksek veri hızlarında ve bant genişliklerinde haberleşmeyi sağlayan SC-FDMA sistemlerde, sistem taşıyıcı frekansında meydana gelen kaymaların sistem performansına olan etkileri çeşitli parametreler kullanılarak incelenmiştir. İnceleme sonunda sistem performansı üzerinde olumsuz etkiye sebep olan CFO değerleri tespit edilmek istenmiştir. Bu sebeple, daha önce OFDM sistemlerde denenmiş olan kestirim metotları SC-FDMA sistemine uyarlanmış olup başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Daha önce OFDM sistemlerde kullanılan CP tabanlı kestirim metodu ve ML kestirim metodu SC-FDMA sisteme adapte edilmek için yeniden düzenlenmiştir. Bu yöntemler, bu tezde klasik yöntemler olarak anlatılmış olunup yeni yöntem olarak yapay zeka tekniklerinden YSA kullanılarak CFO tespiti yapılması önerilmiştir. Bunun için Çok Katmanlı Algılayıcılar (MLP) kullanılarak CFO değerleri belirlenmeye çalışılmıştır. MLP sinir ağının eğitiminde, eğitim verileri olarak gerçek CFO değerleri verilmiş olunup, Levenberg-Marquardt (LM) eğitim algoritması kullanılmıştır.

Yapılan simülasyon çalışmalarına göre, ML kestirim yöntemi CP tabanlı kestirim yöntemine göre daha düşük OKH vermektedir. Önerilen YSA kestirim modeli ise yüksek SNR değerlerinde en iyi sonucu göstermektedir. Fakat bu haberleşme sistemleri için istenen bir durum değildir. YSA kestirim modeli eğitim işleminden sonra giriş bilgisine göre çıkış ürettiklerinden dolayı diğer yöntemlerde yapılan ara işlemler yapılmamaktadır. Buna rağmen, klasik yöntemlere nispeten daha kötü sonuçlar vermiştir.

YSA kullanarak tasarlanan sistemlerin en büyük dezavantajı eğitim algoritmalarının, katman sayılarının, giriş veri sayılarının seçiminde belirli kuralların olmamasıdır. Yani bu tür parametrelerin seçimi için deneme-yanılma yöntemi kullanılmaktadır.

İlerde yapılacak çalışmalarda, SC-FDMA gibi sistemlerde yapay sinir ağları dışında yapay optimizasyon algoritmaları ile CFO kestirimi yapılarak söz konusu haberleşme sistemlerinde daha kaliteli iletişim sağlanabilir. Böylelikle klasik CFO kestirim algoritmalarından daha başarılı sonuçlar elde edilebilir ve daha az işlem karmaşıklığına sahip yöntemler geliştirilebilir. Tüm bu kestirim işlemlerinin sonucu olarak çok yollu kanalların sahip olduğu bozucu etkiler ortadan kaldırılmış olunup, sistem performansında gözle görülür bir şekilde artış olacaktır.
KAYNAKÇA

- Sauter M.,2009. Beyond 3G Bringing Networks, Terminals and the Web Together: LTE, WiMAX, IMS, 4G Devices and the Mobile Web 2.0.John Wiley & Sons Ltd, Germany, 349 pp.
- Türker H., 2010. Yeni Nesil Mobil Networkler; 3G'den 4G (LTE)'ye Geçerken Mimari Değişim Gereksinimleri ve Uyumluluk, Y. Lisans Tezi, İ.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 300 s.
- Baker M., Toufik I., and Sesia S. LTE, 2010. The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice. John Wiley & Sons, France, 721 pp.
- Hanzo L. and Akthman Y., 2011. MIMO-OFDM for LTE, Wi-Fi and WiMAX" John Wiley & Sons, United Kingdom, 670 pp.
- 5. Ramseier S. Shuffling, 2003. Bits in time and frequency-an optimum interleaver for OFDM. *In Proceedings of the IEEE International Conference on Communication (ICC'03).*
- 3GPP TS 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation. Version 8.8.0 Release 8; 2009.
- 7. 3GPP TS 36.101. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); user equipment (UE) radio transmission and reception. Version 8.7.0 Release 8; 2009.
- 8. 3GPP TS 36.211. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); physical channels and modulation. Version 8.8.0 Release 8; 2009.
- Proakis J. G., and Salehi M., 2004. Fundamentals of Communication Systems, 2nd edition. Prentice Hall, 886 pp.
- H. G. Myung, J. Lim and D. J. Goodman, 2006. Single carrier FDMA for uplink wireless transmission, IEEE Vehicular Technology Magazine, 1(3):30-38.
- D. Falconer, R. Dinis, C.T. Lam and M. Sabbaghian, 2004. A multiple access scheme for uplink broadband wireless systems, pp. 3808-3812, *in Proc. Of IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM 2004)*, Dec. 2004, Dallas, Tx.
- H. G. Myung, J. Lim and D. J. Goodman, 2006. Peak-to-average power ratio of single carrier FDMA signals with pulse shaping, pp. 1-5, in Proc. Of 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'06), Sept. 2006, Helsinki.

- Zhongren Cao, Ufuk Türeli, Yu-Dong Yao, September 2004. Deterministic Multiuser Carrier-Frequency Offset Estimation for Interleaved OFDMA Uplink.
 IEEE Transactions on Communications, 52 (9): 1585-1594.
- P. H. Moose., Oct.1994. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. IEEE Transactions on Communications, 42(10):2908-2914.
- Cao A., Wang G., Ma Y., Xiao P., Tafazolli R.,2014. Frequency domain pilotbased carrier frequency offset estimation in SC-FDMA system, pp.27-32. *International Symposium on Wireless Communications Systems*, August 26-29, 2014, Barcelona.
- Selvaraj K., Margaret M.Alice, Kumar P.Ganesh, 2014. Low complexity CFO compensation scheme for SC-FDMA uplink. International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, 3(3): 2411-2416.
- Morelli M., 2004. Timing and frequency synchronization for the uplink of an OFDMA system, IEEE Transactions on Communications, 52(2):296-306.
- X. P. Zhang and H.-G.Ryu, 2010. Suppression of ICI and MAI in SC-FDMA communication system with carrier frequency offsets. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 56(2):359-365.
- Tonello A. M., Laurenti N., Pupolin S., 2000. Analysis of the uplink of an asynchronous multi-user DMT OFDMA system impaired by time offsets, frequency offsets, and multi-path fading, pp.1094-1099, *in VCT Conference Record*, vol 3,.Oct. 2000, Boston, MA.
- Zhang X., Ryu H.-G., 2010. Joint estimation and suppression of phase noise and carrier frequency offset in multiple-input multiple- output single carrier frequency division multiple access with single- carrier space frequency block coding, IET Communications, 4(16):1998-2007.
- Raghunath K. and Chockalingam A., 2009. SC-FDMA versus OFDMA: sensitivity to large carrier frequency and timing offsets on uplink, pp. 1-6, *in Proc. of IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM 2009)*, Dec. 2009, USA.
- 22. Al-Kamali F.S., Dessouky M.I., Sallam B.M., Shawki F. and Abd El-Samie F.E., 2012. Uplink single-carrier frequency division multiple access system with

joint equalization and carrier frequency offsets compensation, IEEE Trans. on Wireless Communications, 5(4):425-433.

- Zhu Y., Letaief K., 2009. CFO estimation and compensation in single carrier interleaved FDMA systems," *in Proc. IEEE Global Commun. Conf.* (GLOBECOM 2009), pp. 1-5, Dec. 2009, USA.
- 24. Chen G., Zhu Y., and Letaief K., 2010. Combined MMSE-FDE and interference cancellation for uplink SC-FDMA with carrier frequency offsets, *in Proc. IEEE International Conference on Communications*, pp. 1-5, May 2010, Cape Town, South Africa.
- 25. Wang H., You X., Jiang B., and Gao X., 2008. Performance analysis of frequency domain equalization in SC-FDMA systems, *in Proc. of IEEE International Conference on Communications (ICC'2008)*, pp. 4342-4347, May 2008, Beijing, China.
- Sidiropoulos N., Giannakis G., and Bro R., 2000. Blind PARAFAC receivers for DS-CDMA systems, IEEE Trans. on Signal Processing, 48(3):810-823.
- Shamaei K. and Sabbaghian M., 2012. Frequency offset estimation in SC-FDMA systems, *in Proc. of IEEE Global Telecommunication Conference*, pp. 216-220, Nov. 2012, California, USA.
- 28. Dai X., 2007. Carrier frequency ofset estimation and correction for OFDMA uplink, **in IET Communications**, **1**(2):273-281.
- 29. Fantacci R., Marabissi D. and Papini S., 2004. Multiuser interference cancellation receivers for OFDMA uplink communications with carrier frequency ofset, *IEEE Global Communications Conference '04*, pp.2808-2812, Nov. 2004, Dallas, Tx, USA.
- Manohar S., Sreedhar D., Tikiya V. and Chockalingam A., 2007. Cancellation of multiuser interference due to carrier frequency offset compensation in uplink OFDMA, IEEE Transactions on Wireless Communications, 6(7):2560-2571.
- 31. Cong Nguyen H., Carvalho E. De and Prasad R., 2006. Multi-user interference cancellation scheme(s) for multiple carrier frequency offset compensation in uplink OFDMA, *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2006*, pp.1-5, Sept.2006, Helsinki, Finland.

- Yucek T. and Arslan H., 2007. Carrier frequency ofset compensation with successive cancellation in uplink OFDMA systems, IEEE Transactions on Wireless Communications, 6(10): 3546-3551.
- Cao Z., Tureli U., Yao Yu-Dong and Honan P.,2004. Frequency synchronization for generalized OFDMA uplink, *IEEE Global Communications Conference* '04, Vol. 2, pp. 1071-1075, Nov. 2004, Dallas, Tx, USA.
- Sun P., Zhang L., A novel pilot aided joint carrier frequency offset estimation anad compensation for OFDMA, uplink systems, *IEEE Vehicular Technology Conference Spring 2008*, pp. 963-967, May 2008, Singapore.
- Myung, H. G., Goodman D. J., 2008. Single Carrier FDMA A New Air Interface For Long Term Evolution", John Wiley & Sons, West Sussex, 183 pp.
- 36. Chethan B, Ravisimha B N, Dr. M Z Kurian, 2014. The effects of Inter Symbol Interference (ISI) and FIR Pulse Shaping Filters: A survey, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 3(5):9411-9416.
- Goldsmith, A., 2005. Wireless Communications, Cambridge University Press, Cambridge, 559 pp.
- Kahveci S., Kaya İ.,2006. Komşu ve ortak kanal girişimi altında Bluetooth'un performans hesabı, Union Radio-Scientifique Internationale (URSİ) 2006, s. 285-287. Eylül 2006, Ankara.
- Gayathri T., Bavithra K., 2013. Peak to average power ratio reduction of OFDM system, International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering, 2(1): 895-897.
- Soysal B., Kaya İ., 2006. Frekans ve zaman bölgesi kanal denkleştiricili OFDM sistemlerinin kodlamasız ve katlamalı kodlanmış başarımlarının karşılaştırılması, Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Dergisi, 18 (2): 217-223.
- 41. Seyman N. M. ve Taşpınar N., Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama Sistemlerinde Çevrimsel Ön Takı Tabanlı Senkronizasyon Tekniğinin AWGN ve Rayleigh Sönümlü Kanallardaki Performansının İncelenmesi, Union Radio-Scientifique Internationale (URSİ) 2006, s.499-501, Eylül 2006, Ankara.
- 42. Mert T., Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim Sistemleri İçin Toplam Veri Hızını En Büyükleyen Özkaynak Tahsisi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans tezi, İstanbul, 2013.

- 43. Taspinar N., Balki M., 2016. The investigation of the effect of the carrier frequency offset (CFO) in SC-FDMA System, *in Proc. of The 39th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics MIPRO 2016*, pp.558-561, May 2016, Opatijia, Croatia.
- 44. Ixia, 2009. Single carrier FDMA in LTE. (Web page: <u>https://www.ixiacom.com/sites/default/files/resources/whitepaper/sc-fdma-indd.pdf)</u>, (Date access: June 2016).
- 45. Lee J., Lou H., Toumpakaris D. and Cioffi, J.M., 2004. Effect of Carrier Frequency Offset on OFDM Systems for Multipath Fading Channels, *IEEE Communication*, 0-7803 8794-5, *Globecom* 2004, pp. 3721- 3725.
- Zhao Y. and Haggman ,S.G., 2001. Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems, IEEE Transactions on Communications, 49(7): 1185-1191.
- Al-Bassiouni A. M., Muhammad, M. I., and Zhuang, W., 2013. An Eigenvalue Based Carrier Frequency Offset Estimator for OFDM Systems, IEEE Wireless Communications Letters, 2(5): 475-478.
- Van de Beek, J.J., Sandell, M., and Borjesson, P.O., 1997. ML Estimation of Timing and Frequency Offset in OFDM Systems, IEEE Transactions on Signal Processing, 45(7):1800-1805.
- 49. Hsieh, M.H. and Wei, C.H., 1999. A Low-complexity Frame Synchronization and Frequency Offset Compensation Scheme for OFDM Systems Over Fading Channels", **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **48**(5):1596-1609.
- 50. Institute of Electrical and Electronics Engineers, "Part11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications", IEEE Std 802.11, June 2007.
- Qiao, Y., Wang, Z., and Ji, Y., 2010. Blind Frequency Offset Estimation Based on Cyclic Prefix and Virtual Subcarriers in Co-OFDM System", Chinese Optics Letters, 8(9):888-893.
- 52. Mohamed S. Abd Raboh, Hatem M. Zakaria, Abdel Aziz M. Al Bassiouni, Mahmoud M. El Bahy, 2014. Carrier Frequency Offset (CFO) Estimation Methods, A Comparative Study, IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), 9(4): 2278-8735.

- Moose, P.H., 1994. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction", IEEE Transactions on Communications, 42(10): 2908–2914.
- Classen, F. and Meyr, H., 1994. Frequency Synchronization Algorithms for OFDM Systems suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels, IEEE transactions on communications, 3:1655-1659.
- 55. Margaret K., Margaret M.Alice and Kumar P.Ganesh, 2014. Low Complexity CFO Compensation Scheme for SC-FDMA Uplink System, International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, 3(3): 2411-2415.
- 56. ÖZTEMEL Ercan, 2012. Yapay Sinir Ağları, Papatya Yayıncılık Eğitim, İstanbul 2012, s. 29.
- Demir, Y.K., 1997. Yapay Sinir Ağları ile Ulaştırma Taleplerinin Modellenmesi,
 İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans tezi, İstanbul.
- Civalek, Ö., 1999. Dairesel Plakların Nöro-Fuzzy Tekniği ile Analizi, DEÜ Mühendislik Fakültesi Fen ve Mühendislik Dergisi, 1(2):13-31.
- 59. Fırat M., Güngör M., 2004. Askı Madde Konsantrasyonu ve Miktarının Yapay Sinir Ağları ile Belirlenmesi, **İMO Teknik Dergi**, **15**(73): 3267-3282.
- 60. Efe, M., Kaynak, O., 2000. Yapay Sinir Ağları ve Uygulamaları, Boğaziçi Üniversitesi Yayınevi, İstanbul, 148 s.
- 61. Altun H., Eminoğlu U., Tezekici B. S., MLP yapay sinir ağlarında öğrenme sürecinin aktivasyon fonksiyonu ve istatiksel değişim gösteren giriş verilerine bağımlılığı,(Web sayfası:http://www.emo.org.tr/ekler/490c742cd8318b8_ek.pdf (Erişim tarihi: Haziran 2016).
- 62. <u>https://tr.wikipedia.org/wiki/Yapay_sinir_a%C4%9Flar%C4%B1</u>
- 63. Bilecik Üniversitesi, Nöral sistemlere giriş, (Web sayfası: <u>http://bm.bilecik.edu.tr/Dosya/Icerik/107/DosyaEki/nsg_ders_notu.pdf</u>), (Erişim tarihi: Haziran 2016).
- 64. Ege Üniversitesi, Yapay sinir ağları, (Web sayfası: http://ube.ege.edu.tr/~cinsdiki/UBI521/Chapter-1/cinsdikici-neural-netgiris.pdf), (Erişim tarihi: Haziran 2016).
- 65. Mete, T., 2008. Kesikli Bir Bioreaktörde Yapay Sinir Ağlarının Kullanımı, Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans tezi, İstanbul, 129s.

- 66. Wilamowski, B.M., Chen, Y., 1999, Efficient algorithm for training neural Networks with one hidden layer, *in Proc. of the International Joint Conference on Neural Networks*, pp. 1725-1728, July 1999, Washington, DC.
- 67. Çavuşlu M. A., Geriye yayılım ve levenberg marquardt algoritmalarının YSA eğitimlerindeki başarımlarının dinamik sistemler üzerindeki başarımı, (Web sayfası: <u>http://www.alicavuslu.gen.tr/wp-content/uploads/2015/08</u>), (Erişim tarihi: Haziran 2016).

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı: Merve BALKİ

Uyruğu: Türkiye (TC)

Doğum Tarihi ve Yeri: 24 Ocak 1992, Sivas

Medeni Durumu: Bekâr

email: mervebalki@gmail.com

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Lisans	Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2013
Lise	Milliyet Anadolu Öğretmen Lisesi, Erzincan	2009

YABANCI DİL

İngilizce

YAYINLAR

1. Taşpınar, N., Balki, M., The investigation of the effect of the carrier frequency offset (CFO) in SC-FDMA System pp. 558-561. *MIPRO 2016-39th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics* June, 2016, Opatija, Croatia.