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

YIĞIN ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (M-MIMO) SİSTEMLERDE ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ KULLANARAK KANAL KESTİRİMİ

Hazırlayan
Adem ERGEÇ

Danışman
Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Yüksek Lisans Tezi

Haziran 2021
KAYSERİ

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

YIĞIN ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (M-MIMO) SİSTEMLERDE ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ KULLANARAK KANAL KESTİRİMİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Hazırlayan
Adem ERGEÇ

Danışman
Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Haziran 2021
KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

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

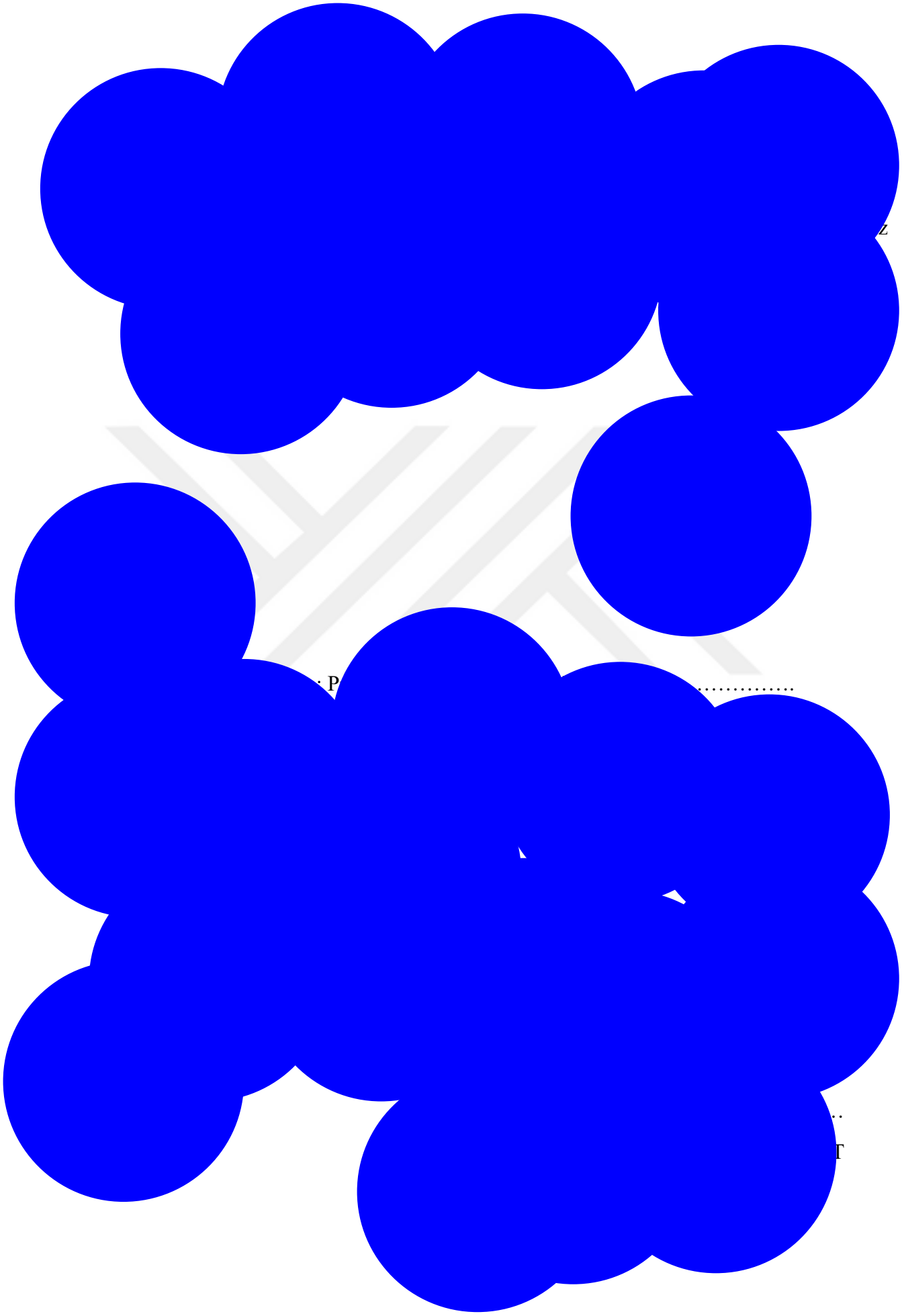
Adem ERGEÇ

Yığın Çok Girişli-Çok Çıkışlı (M-MIMO) Sistemlerde Zeki Optimizasyon Teknikleri Kullanarak Kanal Kestirimi adlı Yüksek Lisans tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi 'ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Tezi Hazırlayan	**Danışman**
Adem ERGEÇ	Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Başkanı

Prof. Dr. Ömer Galip SARAÇOĞLU



TEŞEKKÜR

İlk olarak yüksek lisans eğitimim boyunca bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan, yol gösterici ve çalışmaya teşvik edici tutumu ile yüksek lisans eğitimimi başarıyla bitirmemi sağlayan danışman hocam sayın Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR'a teşekkürlerimi sunarım. Simülasyon çalışmalarım sırasında karşılaştığım zorlukları aşmamda yardımlarından dolayı sayın Ar.Gör. Burak Kürşat GÜL'e teşekkür ederim.

Sadece bu tez çalışmasında değil, hayat boyu maddi ve manevi her türlü desteği sağlayıp bugünlere gelmemde büyük emekleri olan çok sevgili aileme çok teşekkür ederim.

Adem ERGEÇ

Haziran 2021 KAYSERİ

YIĞIN ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (M-MIMO) SİSTEMLERDE ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ KULLANARAK KANAL KESTİRİMİ

Adem ERGEÇ

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Yüksek Lisans Tezi, Haziran 2021
Danışman: Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

ÖZET

Günümüzde artan veri transfer ihtiyacı için MIMO baz istasyonundaki anten sayısının önemli ölçüde artırılması ile uzaysal çoğullama yeteneğinden daha fazla yararlanılarak ihtiyaç duyulan veri hızının artırabileceği bilinmektedir. Anten sayısının önemli ölçüde artışı ile beraber yığın MIMO kavramı ortaya çıkmıştır. Yığın MIMO sistemi birçok avantaja sahip olmasına rağmen, sağlıklı bir veri iletiminin sağlanabilmesi için yüksek hızlı ve geniş bantlı veri kanallarının kanal durum bilgisinin (CSI) elde edilmesi gerekmektedir. Gezgin haberleşme sistemlerinde veri iletimi için hayati öneme sahip CSI ihtiyacının karşılanması amacıyla kanal kestirim yöntemlerine başvurulmaktadır. Yığın MIMO sistemleri daha büyük boyutlu anten yapılarına, daha büyük bant genişliklerine sahip olması nedeniyle, daha hızlı geçici etkiler ve artan yol kaybı gibi sönümlenmeli kanalların sinyaller üzerindeki yıkıcı etkileri kanal kestirimi sayesinde ortadan kaldırılabilir. LS ve MMSE başta olmak üzere pek çok pilot tabanlı kanal kestirim yöntemi mevcuttur. LS algoritması, yapısal olarak oldukça sadedir. Ancak sönümlü ve zamanla değişen kanal yapısındaki performansı oldukça zayıftır. MMSE algoritması LS algoritması ile kıyaslandığında daha iyi performans gösterir, ancak oldukça karmaşık yapıya sahip olmasından dolayı kullanışlı değildir.

Bu tezde yığın çok girişli-çok çıkışlı sistemlerde PSO, GA, HSA, IWO, EHO ve RFA optimizasyon algoritmaları kullanarak bilgisayar ortamında simülasyon çalışmaları yapılarak LS kanal kestirim yönteminde pilot ton optimizasyonu uygulanmış, sistem başarımları değerlendirilmiştir. Bunun sonucunda LS kanal kestirim yönteminde pilot tonların yerleri optimize edilerek daha iyi sonuçlar elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Yığın MIMO, Kanal kestirimi, Zeki optimizasyon teknikleri

CHANNEL ESTIMATION USING INTELLIGENT OPTIMIZATION TECHNIQUES IN MASSIVE MIMO SYSTEMS

Adem ERGEÇ

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

Master Thesis, May 2021
Thesis Supervisor: Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

ABSTRACT

Nowadays, for the increasing need for data transfer is the required data rate which can be increased by making more use of the spatial multiplexing capability by significantly increasing the number of antennas in the MIMO base station. With the significant increase in the number of antennas, the concept of massive MIMO has emerged. Although the massive MIMO system has many advantages, it is necessary to obtain the channel state information (CSI) of high speed and broadband data channels in order to ensure an effective data transmission. Channel estimation methods are used in order to meet the CSI requirement, which is vital for data transmission in mobile communication systems. Due to the fact that massive MIMO systems have larger antenna structures and larger bandwidths, the destructive effects of fading channels on signals such as faster transient effects and increased path loss can be eliminated by channel estimation. There are many pilot based channel estimation methods, mainly LS and MMSE algorithms. The LS algorithm is structurally quite simple. However its performance is quite poor in fading and time-varying channels. The MMSE algorithm performs better than the LS algorithm, but it is not useful due to its highly complex structure.

In this thesis, pilot tone optimization was applied in the LS channel estimation method by using PSO, GA, HS, IWA, EHO and RFA optimization algorithms in massive MIMO systems in the computer environment, and the system performances were evaluated. As a result, it is obtained better results by optimizing the locations of the pilot tones in the LS channel estimation method.

Keywords: Massive MIMO, Channel estimation, Intelligent optimization techniques

İÇİNDEKİLER

YIĞIN ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (M-MIMO) SİSTEMLERDE ZEKİ OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ KULLANARAK KANAL KESTİRİMİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK ..... İİ

KABUL VE ONAY ..... İV

TEŞEKKÜR V

ÖZET ..... Vİ

ABSTRACT ..... Vİİ

İÇİNDEKİLER ..... Vİİİ

KISALTMALAR ..... Xİ

SEMBOLLER ..... Xİİİ

TABLOLAR XV

ŞEKİLLER ..... XVİ

GİRİŞ 1

TEZİN LİTERATÜRDEKİ YERİ 1

TEZİN AMACI VE ÖNEMİ 4

1. BÖLÜM

YIĞIN ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (M-MIMO) SİSTEMLER

1.1. Yığın MIMO Sistemi Nedir? 6

1.1.1. Sistem Modeli 7

1.2. Yığın MIMO Sistemlerinde Kanal Kestirimindeki Zorluklar 12

1.2.1. Kanal Karşılıklılığı 12

1.2.2. Pilot Kirliliği 13

1.2.3. Frekans Bölmeli Çoklamada Uygulanma Güçlükleri 16

2. BÖLÜM

YIĞIN ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (M-MIMO) SİSTEMLERDE KANAL KESTİRİMİ

2.1. MIMO Kanal Kestirimi 18

2.1.1. Eğitim Sembol Tabanlı Kanal kestirimi: 20

2.1.2. DFT Tabanlı Kanal kestirimi: 20

2.1.3. Karara Yönelik Kanal kestirimi: 20

2.1.4. Kör Kanal kestirimi: 20

2.2. Yığın Çok Girişli-Çok Çıkışlı (M-MIMO) Sistemlerde Kanal Kestirimi: ... 21

2.2.1. Pilot Tabanlı Kanal Kestirim Yöntemleri 25

2.2.2. Kanal Kestirim Algoritmaları 28

3. BÖLÜM

ZEKİ OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI

3.1. Zeki Optimizasyon Algoritmaları 29

3.1.1. Parçacık Sürü Optimizasyonu 31

3.1.2. Genetik Algoritma 34

3.1.3. Harmoni Arama Algoritması 37

3.1.4. İstilacı Ot Algoritması 41

3.1.5. Fil Sürüsü Optimizasyonu Algoritması 44

3.1.6. Rastgele Orman Algoritması.....46

4. BÖLÜM

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

4.1. Simülasyonlarda Kullanılan Sistem Parametreleri 50

4.2. Parçacık Sürü Optimizasyonu Kullanarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi 51

4.3. Genetik Algoritma Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi.....54

4.4. Harmoni Arama Algoritması Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi 55

4.5. İstilacı Ot Algoritması Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi.....57

4.6. Fil Sürüsü Optimizasyonu Algoritması Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi 59

4.7. Rastgele Orman Algoritması Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi 61

4.8. Pilot Tonların Yerlerinin Optimizasyonu İçin Zeki Optimizasyon Algoritmaları Performanslarının Kıyaslanması 63

5. BÖLÜM

SONUÇ VE ÖNERİLER

KAYNAKÇA 69

ÖZGEÇMİŞ.....69

KISALTMALAR

OFDM:	(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) -Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
ISI:	(Inter Symbol Interference) -Semboller Arası Girisim
MAI:	(Multiple Access Interference) -Çoklu Erisim Girisimi
CSI:	(Channel State Information) -Kanal Durum Bilgisi
LS:	(Least Squares)-En Küçük Kareler
MMSE:	(Minimum Mean Square Error) -En Küçük Ortalama Karesel Hata
SISO:	(Single Input Single Output)-Tek Girişli Tek Çıkışlı
MIMO:	(Multiple Input Multiple Output) -Çok Girişli Çok Çıkışlı
MU-MIMO:	(Multi User MIMO)-Çok Kullanıcılı Çok Girişli Çok Çıkışlı
M-MIMO:	(Massive MIMO)-Yığın Çok Girişli Çok Çıkışlı
BER:	(Bit Eror Rate)-Bit Hata Oranı
MSE:	(Mean Square Error)-Ortalama Karesel Hata
SNR:	(Signal Noise Rate)-Sinyal Gürültü Oranı
LMS:	(Least Mean Squares) -En Küçük Ortalama Kareler
FDD:	(Frequency Division Duplexing) -Frekans Bölmeli Çoklama
TDD:	(Time Division Duplexing) -Zaman Bölmeli Çoklama
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

QPSK:	(Quadrate Phase Shift Keying) -Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama
FEC:	(Forward Error Correction) -İleri Hata Düzeltme
AWGN:	(Additive White Gaussian Noise) -Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültüsü
CP:	(Cyclic Prefix) -Döngüsel Önek
ESE:	(Elementary Signal Estimator)-Temel Sinyal Kestirici
BS:	(Base Station)-Baz İstasyonu
DEC:	(Decoder) -Kod Çözücü
DD:	(Decision-Directed)-Karara Bağlı
SI:	(Swarm Inteligence)-Sürü Zekası
PSO:	(Particle Swarm Optimization)-Parçacık Sürüsü Optimizasyonu
GA:	(Genetic Algorithm)-Genetik Algoritma
HSA:	(Harmony Search Algortihm)-Harmoni Arama Algoritması
IWO:	(Invasive Weed Optimization Algorithm)-İstilacı Ot Algoritması
EHO:	(Elephant Herding Algorithm)-Fil Sürüsü Optimizasyonu Algoritması
RFA:	(Random Forest Algorithm)-Rastgele Orman Algoritması

SEMBOLLER

Bc	Kanalın bant genişliği
Bs	İletilen sinyalin bant genişliği
T_s	Sinyal periyodu
Tc	Kanal tutarlılık zamanı
$\mathbf{h} \in C^{Mx1}$	Gerçek Kanal Vektörü
$\tilde{h} \in C^{Mx1}$	Kestirilen Kanal Vektörü
$\mathbf{y} \in C^{Tx1}$	Kullanıcı Cihaz Tarafından Alınan Sinyali,
$R_H \in C^{MxM}$	Kanal İlinti Matrisi
σ^2	Gürültü Varyansı
$\mathbf{X} \in C^{MxT}$	Pilot Sembolleri
M	Yama Antenlerinin Sayısı
T	Bağımsız Pilot Sembollerinin Sayısı
T^d	Pilot Sembol Sayısı
$\mathbf{y}^d \in C^{Td x1}$	Kullanıcı Cihaza Ulaşan Sinyali
$\mathbf{h}^d \in C^{Mx1}$	Aşağı Bağlantı Kanal Bilgisi
$\mathbf{X}^d \in C^{MxTd}$	Aşağı Bağlantı Pilot Sembolleri
$\mathbf{n}^d \in C^{Td x1}$	Cihaza Ulaşan Karmaşık Sıfır Ortalama Ve Birim Varyansa Sahip Gürültü
H"	Hermit transpozu
l	2x2'lik birim matris
$Var(\blacksquare)$	Varyans
$Cov(-)$	Kovaryans
$(\blacksquare)^H$	Hermit matrisi

F	Ayrık Fourier dönüşüm (DFT) matrisi
N	Kanal gürültüsü
X	İletilen veri
Y	Alınan veri
R_{hy}	h ve y arasındaki çapraz kovaryans matrisi
R_{yy}	y'nin otokovaryans matrisi
σ_n^2	Gürültü varyansı
h	Kanal frekans cevabı

TABLOLAR

Tablo 4-1. Yığın MIMO simülasyon parametreleri 51
Tablo 4-2. Simülasyonlarda kullanılan zeki optimizasyon algoritmalarının parametreleri 51

ŞEKİLLER

Şekil 1.1. NOKIA 64x64 MIMO anten çözümü yığın MIMO BS prototipi 7
Şekil 1.2. Yığın MIMO'da ağ modeli [22] 9
Şekil 1.3 Yığın MIMO yukarı bağlantı sistem modeli [91] 11
Şekil 1.4. Pilot kirliliği nedeniyle oluşan hücreler arası bağlantı paraziti [22]. 15
Şekil 1.5. Yığın MIMO sistem modeli [34] 16
Şekil 2.1. FDD ve TDD haberleşme teknikleri [71] 22
Şekil 2.2. Aşağı ve yukarı bağlantı kanal durum yapısı [2] 24
Şekil 2.3. Blok tip pilot ton dizilişi [37] 26
Şekil 2.4. Tarak tip pilot ton dizilişi [70] 27
Şekil 3.1. PSO akış şeması [90] 32
Şekil 3.2. GA akış şeması [89] 36
Şekil 3.3. HSA akış şeması [77] 41
Şekil 3.4. IWO akış şeması [83] 43
Şekil 3.5. EHO akış şeması [89] 46
Şekil 3.6. RFA akış şeması 48
Şekil 4.1. PSO ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı 52
Şekil 4.2. PSO ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı 53
Şekil 4.3. GA ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı 54
Şekil 4.4. GA ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı 55
Şekil 4.5. HSA ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı 56
Şekil 4.6. HSA ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı 57
Şekil 4.7. IWO ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı 58
Şekil 4.8. IWO ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı 58
Şekil 4.9. EHO ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı 60
Şekil 4.10. EHO ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı 60
Şekil 4.11. RFA ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı 62
Şekil 4.12. RFA ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı 62
Şekil 4.13. Zeki optimizasyon algoritmalarının BHO performansı 63
Şekil 4.14 Zeki optimizasyon algoritmalarının BHO performansı (Detay) 64
Şekil 4.15. Zeki optimizasyon algoritmalarının OKH performansı 64
Şekil 4.16 Zeki optimizasyon algoritmalarının OKH performansı (Detay) 65

GİRİŞ

Tezin Literatürdeki Yeri

Gezgin veri trafiğinde, özellikle son yıllarda çok ciddi bir artış yaşanmaktadır. Yakın gelecekte, sayıları her geçen gün artan akıllı telefon ve benzeri insan odaklı cihazların yanı sıra, nesneler arası haberleşmeye dayanan nesnelerin interneti (IoT,Internet of things) teknolojisinin de yaygınlaşması ile birlikte özellikle gezgin internetin daha önce hiç olmadığı kadar hayatımızın bir parçası haline geleceği öngörülmektedir. Bu durum, 5G haberleşme teknolojisinden yeni beklentilerin oluşmasına sebep olmaktadır. Günden güne artan mobil kullanıcı ihtiyaçlarının karşılanmasının yanı sıra, IoT teknolojisi ile birlikte hayatımıza girmesi beklenen nesneler arası haberleşmenin de sorunsuz bir şekilde gerçekleştirilebilmesi, çok daha yüksek veri oranlarında ve spektral etkinlikte iletişim hizmeti sunan yeni nesil haberleşme sistemlerinin geliştirilmesine bağlıdır [1-7]. Beşinci nesil (5G) kablosuz iletişim, hem yüksek spektrum verimliliği hem de yüksek enerji verimliliği sağlamaktadır. Ortaya çıkan bu gereksinimleri karşılamak için pek çok yeni teknik önerilmiştir. Bunlar arasında, yakın zamanda ortaya çıkan yığın çok girişli-çok çıkışlı sistemler (M-MIMO,Massive-MIMO) önemli bir yer tutmaktadır [8,9].

M-MIMO sistemleri gezgin haberleşme sistemlerinde band genişliği kısıtlamalarından kaynaklanan hız problemine çözüm olması için oluşturulmuş bir çoklu veri gönderme ve alma teknolojisidir. Günümüzde LTE'de ve 4G sisteminde kullanılan MIMO baz istasyonundaki anten sayısının önemli ölçüde artırılması ile uzaysal çoğullama yeteneğinden daha fazla yararlanılarak ihtiyaç duyulan veri hızının artırabileceği bilinmektedir. Baz istasyonundaki anten sayısının önemli ölçüde artışı ile beraber yığın MIMO kavramı ortaya çıkmıştır [1-11].

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output,Çok-Girişli Çok-Çıkışlı), bir veri paketini aynı anda tek bir sinyal kanalı kullanarak çok sayıda anten vasıtasıyla iletebilen, kaliteli haberleşme amacıyla geliştirilmiş bir altyapıdır. Gönderilen veri dağıtım noktasında

MIMO modülünün yardımıyla birden fazla veri paketine bölünür ve alıcı noktasında ayarlanmış belli sayıdaki anten ile tekrar birleştirilir [2].

Alıcı devresi her bir sinyalin iletimi esansında oluşan zaman farklarını, kayıp sinyalleri, girişim ve eklenen gürültüyü hesaba katarak tasarlanmalıdır. Bu yüzden de kanal kestirimine ihtiyaç duyulmaktadır [2]. Gezgin haberleşme sistemlerinde veri iletimi için hayati öneme sahip kanal durum bilgisi ihtiyacının karşılanması amacıyla kanal kestirim yöntemlerine başvurulmaktadır. Kablosuz haberleşmenin temelinde yer alan sinyalde doğal veya insan yapımı çeşitli sebeplerden dolayı bozulma ve sönümlenme meydana geldiği bilinen bir gerçektir. Bu sebeple sinyalin alıcıda tekrar doğru bir şekilde bir araya getirilmesi oldukça zorlaşır. Yığın MIMO sistemlerinde de diğer haberleşme sistemlerinde olduğu gibi kanal durum bilgisinin (CSI) tespitine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yüzden kanal durum bilgisini elde edebilmek için kanal kestirim yöntemlerine başvurmak gerekmektedir. Kanal kestirimi için kullanılan klasik yöntemler olarak kör kanal kestirimi ve pilot tabanlı kanal kestirimi söylenebilir [12-15].

Kör kanal kestirim metodunda, iletilen verilere herhangi bir ekleme yapılmaksızın, sadece alınan bilgi sinyalinin istatistiksel özelliklerinden yararlanılarak kanal durum bilgisi elde edilir. Bu özelliğiyle kör kanal kestirim yönteminde, pilot tonlara ihtiyaç olmaksızın kanal katsayılarının elde edilmesi bir avantaj gibi görünse de, iletilen sinyalin istatistiki bilgilerinden kanal katsayılarını tam olarak kestirebilmek için alıcıda çok miktarda veriye ihtiyaç duyulacağından dolayı çok fazla tercih edilen bir yöntem değildir. Bu durum, kablosuz haberleşme kanallarının zamana bağımlı olması nedeniyle büyük bir dezavantaj teşkil eder. Bu yüzden kablosuz sistemlerde, kör kanal kestirim yöntemleri genellikle pilot tabanlı kanal kestirim metotlarından daha kötü bir performansa sahiptir [30-32].

Pilot destekli kanal kestirim yöntemlerinde, pilot tonları olarak adlandırılan ve vericide bilgi sinyaline eklenen veriler alıcı tarafından da bilinmelidir. Pilot tonları işlenmemiş veri ile birlikte iletim kanalından geçirilerek kablosuz haberleşme kanalı boyunca her türlü etkiye maruz bırakılır. Sonuç olarak pilot tonlarının bozulmaya uğramış hali ile bozulmamış hali, kanal kestirimi amacıyla geliştirilmiş olan çeşitli algoritmalar yardımıyla karşılaştırılarak kanalın frekans cevabı elde edilir. Pilot destekli kanal kestirim yöntemi de, pilot tonlarının yerleşimi bakımından, blok tipi ve tarak tipi olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Blok tipi pilot yerleşiminde kanal kestirimi için kullanılan semboller, alt

taşıyıcıların tamamına belirli aralıklarla düzenli olarak konumlandırılır. Eğer kanal blok boyunca değişkenlik göstermiyor ve sabit kalıyorsa, bütün alt taşıyıcılar üzerinde pilot tonları olduğu için sorunsuz bir kanal kestirimi gerçekleştirilebilir. Diğer taraftan, birbirine komşu yığın MIMO kanalları arasında değişkenlik gösteren hızlı sönümlü kanallar için tarak tipi pilot yerleşimi olarak bilinen, pilot tonlarının alt taşıyıcılara belirli aralıklarla yerleştirildiği yerleşim yöntemi kullanılmaktadır. Bu pilot yerleşim türünde, kanal frekans cevabını elde edebilmek için ara hesaplama (interpolasyon) yapılır [35-38].Pilot ton eklemeli kanal kestirim yöntemleri arasında literatürde zeki algoritmalarına başvurulduğu görülmektedir. Uygulamalarda genellikle en küçük kareler (LS,Least Squares) kanal kestiriminin iyileştirilmesi ve minimum ortalama karesel hata (MMSE,Minimum Mean Square Error) yönteminin karmaşıklığının azaltılması uygulamaları örnek verilebilir [46-48,51].

Bu iki algoritma, karmaşıklık ve performans bakımından farklılık göstermektedir. LS algoritması, herhangi bir sisteme kolaylıkla adapte edilebilir olup, yapısal olarak olukça sadedir. Ancak hızlı sönümlü ve zamana göre değişen kanallarda zayıf bir performans sergilemektedir. Bu sebeple LS algoritmasının, performansa önem verilen sistemlerde pek fazla tercih edilmeyeceği düşünülebilir. Öte yandan, MMSE algoritmasının kanal kovaryansı ve gürültü varyansı bilgilerine ihtiyaç duyması kanal katsayılarını kestirimede LS algoritmasına oranla çok daha iyi bir performans göstermesine rağmen karmaşıklığının fazla olması onu kullanışsız hale getirmektedir [22-33].

Özellikle son yıllarda araştırmacılar dikkatlerini yığın MIMO sistemlerine yoğunlaştırmış ve bu konuda farklı noktalar üzerinde araştırma yapmışlardır. Bazı telekomünikasyon şirketleri ve Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumu konu hakkında 5G'nin geleceği ve kurumların bu konuda yaptığı araştırmaları ve öngörülerini içeren çalışmalar [9-11] yayınlamışlardır. [5,13,20,52-55] no'lu çalışmalarda, özellikle yığın MIMO konusunda enerji ve spektral verimlilik üzerine araştırmalar yapılmıştır. [1,2,8,17,34,36,40] no'lu çalışmalarda, yığın MIMO sistemlerinde karşılaşılan zorluklar ve pilot kirliliği üzerine incelemeler ve çözüm önerileri sunulmuştur. [26,33,41] no'lu çalışmalarda, hüzmeleme (beamforming) incelemeleri yapılmıştır ve verimliliğin artırılması ve antenler arası girişimlerin azaltılması için akıllı yönlendirme araştırmaları yapılmıştır. [39-45] no'lu çalışmalarda, kanal kestirimi amacıyla tasarlanan pilot tabanlı kestirimciler, MIMO-OFDM ve yığın MIMO gibi iletişim sistemlerine uygulanmıştır. [46-52] no'lu

çalışmalarda, çeşitli iletişim sistemleri için sürü zekâsına dayalı kanal kestirim yöntemleri incelenmiş, ancak yığın MIMO sistemler için güncel zeki optimizasyon algoritmaları kullanarak optimize edilmiş yöntemlere literatürde rastlanmamıştır.

Tezin Amacı ve Önemi

Yığın MIMO sistemleri özellikleri nedeniyle daha büyük boyutlu anten yapılarına, daha büyük bant genişliklerine, donanımsal kısıtlamalara, daha hızlı geçici etkilere ve artan yol kaybı gibi faktörlere bağlıdır. Anten başına güç amplifikatörlerinin gürültüsü, daha büyük bant genişlikleri, daha küçük anten boyutları, pilot kirliliği ve taşıyıcı frekans kayması sorunları, ortak pilot temelli kestirim yöntemlerini verimsiz ve hatta imkânsız kılmaktadır. Ek olarak, bu tür sistemlerin düşük SNR (Signal Noise Rate,Sinyal Gürültü Oranı) değerlerinde çalışması beklenmektedir [4]. Bu sistemlerde aynı anda aynı veriyi taşıyan onlarca kanal dikkate alınarak değerlendirilmekte ve kanal kestirimi yapılmaktadır.

Zeki optimizasyon teknikleri sade ve esnek yapıları, kompleks matematiksel ifadeler gerektirmemeleri sebebiyle tercih edilmektedir. Bu teknikler uygulandıkları sistemin karmaşıklığını çok fazla artırmamaları ve daha yüksek doğruluk yüzdesiyle sonuç vermeleri gibi önemli üstünlüklerinden faydalanarak klasik yöntemlerin sahip olduğu dezavantajları minimize etmeye yardımcı olmaktadır [57].

Bu çalışmada, yığın çok girişli-çok çıkışlı (M-MIMO) anten sistemlerinde Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO, Particle Swarm Optimization), Genetik Algoritma (GA, Genetic Algorithm), Harmoni Arama Algoritması (HSA, Harmony Search Algortihm), İstilacı Ot Algoritması (IWO, Invasive Weed Optimization Algorithm), Fil Sürüsü Optimizasyon Algoritması (EHO, Elephant Herding Algorithm) ve Rastgele Orman Algoritması (RFA, Random Forest Algorithm) isimli zeki optimizasyon teknikleri kullanılarak kanal kestirimi yapılacak ve sistemlerin başarımları değerlendirilecektir.

LS klasik kanal kestirim yöntemine bahsedilen zeki optimizasyon teknikleri entegre edilerek, ilgili yöntemlerin performanslarının artırılmasının yanı sıra karmaşıklıkları da düşürülecektir. Çalışmalarda, çok kullanıcılı yığın çok girişli çok çıkışlı (MU-MIMO, Multi User MIMO) sistem için pilot ton optimizasyonu ve kanal kestirim algoritması, N pilot kullanılarak zaman bölmeli çoklama (TDD, Time Division Duplexing) üzerinde

gerçekleştirilecektir. Algoritmalarda; kanal kestirim problemi pilot sembolleri ve tanıtılan değişkenleri içeren ortalama karesel hata (MSE, Mean Square Error) minimizasyon problemi olarak formüle edilmektedir [36]. Sonuç olarak, bahsedilen zeki optimizasyon algoritmaları kullanılarak yığın MIMO sistemlerde kanal kestirimi incelenecek, rastgele yerleştirilmiş, düzenli aralıklarla yerleştirilmiş ve pilotların konumları optimize edilerek yerleştirilmiş sinyaller bilgisayar ortamında simüle edilecek ve sonuçlar değerlendirilecektir. Bu işlem yukarda belirtilen her bir zeki optimizasyon tekniği için ayrı ayrı uygulanacak ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak en iyi sonuçları veren yöntem tespit edilmeye çalışılacaktır.

Tezin birinci bölümünde, yığın MIMO sistemleri ve bu sistemlerde gerçekleştirilen kanal kestirimindeki zorluklardan bahsedilmiştir.

İkinci bölümde, MIMO ve yığın MIMO'da kullanılan kanal kestirim yöntemleri açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde, zeki optimizasyon algoritmalardan PSO, GA, HSA, IWO, EHO ve RFA ayrıntılı bir biçimde açıklanmıştır.

Dördüncü bölümde zeki optimizasyon algoritmaları ile elde edilen simülasyon sonuçları incelenmiştir.

Beşinci bölümde ise simülasyon sonuçlarına göre değerlendirmeler yapılarak, gelecekte yapılabilecek çalışmalar için önerilerde bulunulmuştur.

1. BÖLÜM

YIĞIN ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (M-MIMO) SİSTEMLER

1.1. Yığın MIMO Sistemi Nedir?

Yığın MIMO anten sistemlerinin altında yatan mantık genel olarak konvansiyonel MIMO ile aynıdır; ancak daha büyük bir ölçekte uygulanmaktadır. Yığın MIMO anten sistemi yüzlerce antenin bir arada çalıştığı, aynı anda onlarca alıcı terminal noktasına aynı zaman ve frekans kanalını kullanarak veri akışının sağlandığı bir sistem olarak düşünülebilir [1]. Literatürde pek çok çalışma ile gönderici ve alıcı konumundaki anten sayılarının artırılması olarak tanımlanan MIMO teknolojisinin hücresel haberleşme sistemlerinde birçok avantaja sahip olduğu gösterilmiştir [2]. Baz istasyonu üzerindeki yama anten sayısındaki belirgin şekilde artış ile birlikte önceleri geniş ölçekli anten sistemi olarak adlandırılan sistem artık popüler olarak yığın MIMO olarak kullanılmaktadır. Hâlihazırda 5G sistemlerinde de yeni kullanılan yığın MIMO sistemlerin kanal kapasitesini artırarak, yüksek hızlı ve kesintisiz veri iletim ihtiyacını karşılayacağı değerlendirilmektedir.

Genel olarak, yığın MIMO gelecekteki geniş bandın geliştirilmesi için bir kolaylaştırıcıdır. Sabit ve mobil ağlarda enerji tasarruflu, güvenli, sağlam ve verimli bir spektrum sağlayacaktır. Bu nedenle, gelecekteki dijital toplum altyapısını oluştururken nesnelerin interneti, bulutlar ve diğer ağ altyapı ile bağlantı kurulması için kullanışlı bir temel teşkil edecektir. Belirtildiği gibi, bir hücrede bulunan baz istasyonunun (BS) anten sayısı aktif kullanıcı sayısından büyük ölçüde fazladır [23]. Geleneksel MIMO sistemlere kıyasla, çok hücreli yığın MIMO sistemler daha geniş sistem kapasitesi ve enerji verimliliği elde etme olanağına sahiptir [1].

Literatüre baktığımız zaman MIMO sistemlerinin sunduğu kazançlar, verici ve alıcı anten sayısı ile ölçeklendiğinden, son yıllarda yığın MIMO sistemleri üzerine yapılan araştırmaların hız kazandığı görülmektedir [8-11]. Bu alanda yapılan ilk çalışmalar yığın MIMO sistemlerinin faydalı olabileceğini göstermiştir [12] ve bu teknolojinin olanaklarını ve sınırlamalarını incelemek için bazı saha araştırmaları hız kazanmıştır [13-15]. Yığın MIMO, MIMO sistemlerinde kullanılan baz istasyonu (BS)'nun geleneksel yapısına kıyasla daha fazla sayıda parça anten ile donatıldığı bir MU-MIMO'dur. Örneğin, bir LTE-A baz istasyonu en çok 8'e kadar anten barındırabilirken, bir yığın MIMO baz istasyonu onlarca hatta yüzlerce antenden oluşabilir. Şekil 1.1'de toplam çift boyutu 8x8 olan çift-polarize yama anteni ile 3.7 GHz'de yığın MIMO BS'nin ilk örneklerinden biri gösterilmektedir [22].



Şekil 1.1. NOKIA 64x64 MIMO anten çözümü yığın MIMO BS prototipi

1.1.1. Sistem Modeli

Sırasıyla N_t ve N_r antenleri kullanarak veri ileten ve alan bir MIMO sisteminde, küçük ölçekli sönümlenme kanalı bir $N_t \times N_r$ matrisi ile H olarak ifade edilebilir. İstatistiksel matris teorisine göre, bu rastgele matrisin boyutları büyüdükçe, H'nin tekil değerlerinin dağılımı, girişlerinin istatistiksel dağılımından bağımsız hale gelir ve sadece N_t / N_r oranına bağlı olacaktır. Bu özelliğin önemli bir etkisi, çok uzun veya çok geniş (sırasıyla çok küçük veya çok büyük N_t / N_r) kanal matrislerinin iyi durumda olmasıdır [64]. Bu özellik aynı zamanda, H'nin her bir gerçekleştirmesinin tekil değerlerinin, histogramının

tekil değerlerin ortalama dağılımına çok yakın hale geldiğini ifade eder. Bu durum aynı zamanda kanal güçlendirme özelliği olarak da bilinir [18]. Örneğin, sabit sayıda mobil kullanıcılı bir MU-MIMO sisteminin ters bağlantısında, N_r artarsa, N_t / N_r oranı çok küçük olur. Kanal güçlendirme özelliğine dayanarak, H^HH daha baskın diyagonal ve çok küçük diyagonal olmayan varlıkları ifade eder; böylece H^HH / N_r özdeğerleri 1'e yaklaşır. Bu özellik aynı zamanda iki aşırı $N_r \ll N_t$ veya $N_t \ll N_r$ durumunda H satırlarının veya sütunlarının dikliği açısından da ifade edilebilir [22].

$N_r \ll N_t$ ve $N_t \to \infty$ olduğunda, H'nin satır vektörleri asimptotik olarak dik olacak ve dolayısıyla,

$$H^HH \approx N_tI_{Nr}\,, \tag{1.1}$$

olacaktır. Benzer şekilde, $N_t \ll N_r$ ve $N_r \to \infty$ olduğunda H sütunları asimptotik dikey hale gelecektir:

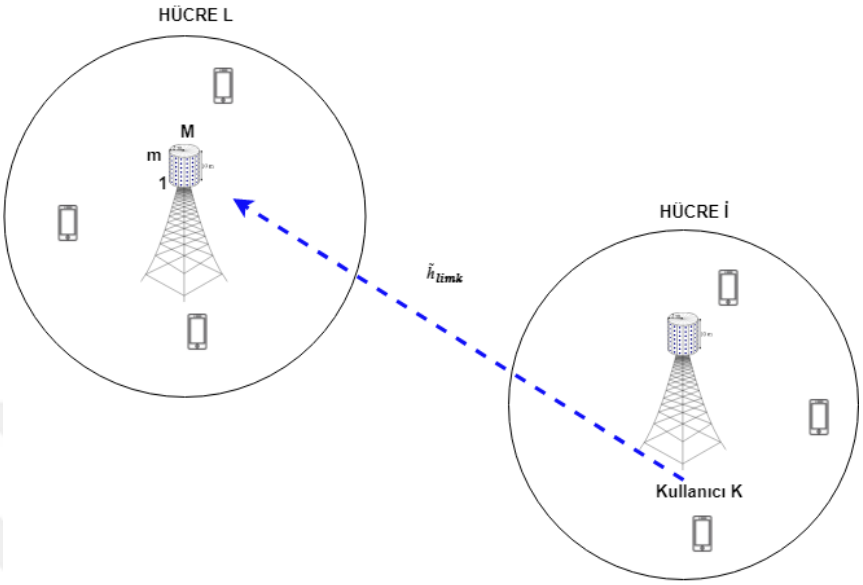
$$H^HH \approx N_rI_{Nt} \tag{1.2}$$

Denklem (1.1) ve (1.2) uygun yayılma koşulları olarak da adlandırılır. Durumu bir örnekle açıklamak gerekirse bir baz istasyonunda L hücre ve her bir hücrede K adet kullanıcıları bulunan bir MU-MIMO ağını göz önüne alalım. Baz istasyonunun M tane anteni olduğunu ve tüm kullanıcıların tek antenli terminalleri olduğunu varsayalım. Bu ağın basit bir şeması Şekil 1.2'de dar bant blok sönümlenme kanalı varsayılarak gösterilmektedir. *l'*inci baz istasyonunun *m'*inci anteni ile *i'nci* hücresinde bulunan *k'ıncı* kullanıcısı arasındaki kanal kazancı $\tilde{h}_{limk}$ olarak belirtilir. Her kanal faktörü $\tilde{h}_{limk}$ aşağıdaki gibi modellenebilir:

$$\tilde{h}_{limk} = \tilde{g}_{limk}\sqrt{\beta_{lik}} \tag{1.3}$$

$\tilde{g}_{limk}$ ve β_{lik}, sırasıyla bağımsız küçük ölçekli sönümlenme ve büyük ölçekli gölgeleme etkilerini temsil etmektedir. Bu modelde, $\tilde{g}_{limk}$, *i* hücresindeki *k*'ncı kullanıcının *l*' inci baz istasyonunun *m*'inci anteni ile arasındaki hızlı değişen sönümlenme kanalı ve β_{lik}, *i*

hücresindeki *k*'ıncı kullanıcının *l*'inci baz istasyonu ile arasındaki yavaş değişen gölgeleme kazancıdır.



Şekil 1.2. Yığın MIMO'da ağ modeli [22]

β_{lik} baz istasyonunun dizi numarası m'den bağımsızdır ve baz istasyonundaki tüm anten elemanları için aynıdır. $\tilde{g}_{lik}$'i, *i*'nci hücrede *l*'inci baz istasyonu ile *k*'ıncı kullanıcı arasındaki küçük ölçekli sönümlenme kazanımlarını M × 1 vektörü olarak ifade edersek, *i* hücresinin *l* 'nci baz istasyonunun tüm kullanıcıları arasındaki toplam sönümlenme, M × K matrisi $\tilde{G}_{li} = [\tilde{g}_{li1} \ldots\ldots \tilde{g}_{liK}]$ ile temsil edilmektedir.

Sonuç olarak, gölgeleme faktörleri dâhil edilerek toplam kanal kazancı Denklem (1.4)' de görüldüğü şekilde verilir:

$$\tilde{H}_{li} = \tilde{G}_{li} \tag{1.4}$$

Burada, D_{li} k = 1. . . K için βlik değerlerine sahip bir köşegen matristir.
Yani;

$$D_{li}=\begin{bmatrix} \beta_{li1} & 0 & 0 \\ 0 & \beta_{li2} & 0 \\ 0 & 0 & \beta_{lik} \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

Baz istasyonlarına çok sayıda anten yerleştirmenin etkilerini göstermek için, yani L = 1 tek hücreli ağı gözüne alalım. Ters bağlantıda baz istasyonunda alınan vektör aşağıdaki denklemle verilir:

$$y = \sqrt{\rho}\,\tilde{H}\,x + n \tag{1.6}$$

Burada x, birim enerji sembollerinin iletilen vektörü, n tanımlanmış kovaryans matrisine sahip sıfır ortalamalı toplanabilir Gauss gürültüsü ve ρ, işaret/gürültü oranıdır. M için ve Denklem (1.2) 'deki uygun kanal durumuna dayanarak,

$$\tilde{H}^H\tilde{H} \approx \mathrm{MD} \tag{1.7}$$

Bu bağlantının kapasitesi aşağıdaki şekilde verilir:

$$C = \log_2 det(I_K + \rho H^H H) \tag{1.8}$$

Kanal güçlendirme özelliği kullanılarak büyük M için Denklem(1.8) 'de basitleştirilebilir:

$$C = \sum_{k=1}^{K} \log_2(1 + M\rho\beta_k) \text{ bits/s/Hz} \tag{1.9}$$

Bu formül, ulaşılabilir başarımın M'ye bağımlılığını açıkça göstermektedir. Denklem (1.9) 'daki kapasitenin, uyumlu filtre (MF) alıcısı ile elde edilebileceği gösterilebilir [8].

Zaman bölmeli çoklama (TDD) modunu varsayarak, ileri ve geri bağlantılar üzerinden aktarımlar aynı frekans bandında yapılacaktır. Bu nedenle, kanal karşılıklılık özelliğine bağlı olarak, ileri bağlantının kanal matrisi, ters bağlantının kanal matrisinin transpozesi olacaktır. Sonuç olarak, ileri bağlantı için alınan vektör şu şekilde verilir:

$$y = \sqrt{\rho}\tilde{H}^T x + n \tag{1.10}$$

Bu bağlantının kapasitesi

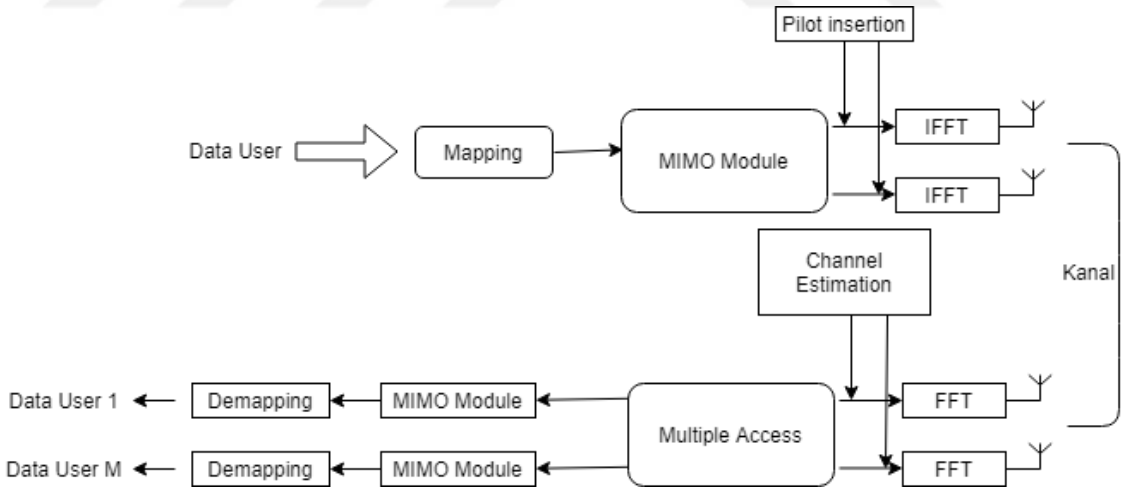
$$C = \max_{P} \log_2 det\left(I_M + \rho \tilde{H} P \tilde{H}^H\right) \text{bits/s/Hz} \quad (1.11)$$

şeklindedir. Burada P verici antenlere tahsis edilmiş güçlerin pozitif bir diyagonal matrisidir ve $\sum_{k=1}^{K} P_k = 1$ şeklinde tanımlanır.

Uygun kanal koşulu altında ve *det* (I + AA^H) = *det* (I + A^HA) denkliğini kullanarak, verilen kapasite aşağıdaki gibi basitleştirilir:

$$C = \max_{P} \log_2 det(I_K + \rho MPD) \text{ bits/s/Hz} \quad (1.12)$$

Bu denklem, başarımın M'ye doğrudan bağımlılığını gösterir.



Şekil 1.3 Yığın MIMO yukarı bağlantı sistem modeli [91]

Yığın MIMO baz istasyonu-kullanıcı iletişiminde, çok sayıda verici anten nedeniyle aşağı bağlantı kanal kestirimini gerçekleştirmek oldukça zordur. Bu nedenle, TDD tabanlı yaklaşım, ortogonal pilotları kullanarak bunları mobil istasyondan baz istasyonuna gönderir. Bu durumda pilot sayısı, baz istasyonundaki anten sayısından çok daha küçük olan mobil istasyon anten sayısı ile orantılıdır. Bu, kanal karşılıklılığının varsayımını,

TDD kullanımını ve iki yönlü iletim için yeterince uzun bir tutarlılık süresini gerektirmektedir. Yığın MIMO yukarı bağlantı sistem modeli Şekil 1.3'de gösterilmiştir [91].

Yığın MIMO sistemlerindeki büyük anten dizilerinin umut verici faydaları kanal verimini ve enerji verimliliğini artırmak gibi iki ana alanda sınıflandırılabilir [20]. Bu avantajlarına rağmen, çok sayıda anten bulunan sistemlerin dağıtımında ele alınması gereken bazı önemli sorunlar vardır.

1.2. Yığın MIMO Sistemlerinde Kanal Kestirimindeki Zorluklar

1.2.1. Kanal Karşılıklılığı

Aşağı ve yukarı bağlantı her iki iletim bağlantısı da tam olarak eşleşirse buna "Kanal karşılıklılığı" denir. Bu sayede vericideki yukarı bağlantı yönünün kanal kestirimi, aşağı bağlantıdaki bağlantı adaptasyonu için doğrudan kullanılabilir. Zaman Bölmeli Çoklama (TDD) sistemlerinin Frekans Bölmeli Çoklama (FDD) sistemlerine kıyasla temel avantajı, kanal karşılıklılığından yararlanma olasılığıdır. Genellikle, kanal karşılıklılığı FDD sistemlerinde geçerli değildir çünkü aşağı bağlantı ve yukarı bağlantı iletiminde farklı frekans bantları kullanılır [28]. TDD operasyonu kanal karşılıklılığına bağlıdır. Yayılma, değişik manyetik özelliklere sahip malzemelerden etkilenmediği sürece, yayılma kanalının kendisinin esasen karşılıklı olduğu konusunda makul bir fikir birliği olduğu görülmektedir. Ayrıca mükemmel kanal karşılıklılığı olduğu varsayılmaktadır, yani yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı kanal katsayılarının aynı olduğu kabul edilmektedir. Yayılma kanalının kendisi karşılıklı olmasına rağmen, gönderme ve alma taraflarındaki donanım zincirleri aynı değildir. Bu nedenle, pratikte, kanal karşılıklılığından yararlanmayı sağlamak için kanal kalibrasyonu gereklidir. Yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı kanalları arasında uyumsuzluğa neden olan parametreler yavaşça değiştiğinden, bunlar ancak küçük ek yük sinyali kullanılarak kestirilebilmektedir [17]. TDD sistemlerinde, kanal karşılıklılığı nedeniyle, yukarı bağlantı kanal kestirimleri, aşağı bağlantı ön kodlayıcılarını oluşturmak için kullanılır. Yukarı bağlantıdaki kanal katsayılarını ne kadar iyi kestirirsek, aşağı bağlantı ön kodlayıcıları o kadar doğru olur. Bu nedenle, TDD sistemlerinde hem yukarı bağlantı hem de aşağı bağlantı iletimlerinde yarı kör kanal kestiriminden yararlanırız [18].

Bununla birlikte, baz istasyonundaki ve terminal alıcı-vericisindeki donanım zincirleri, cihaz-istasyon hattı ve istasyon-cihaz hattı arasında karşılıklı olmayabilir. Donanım zincirlerinin kalibrasyonu ciddi bir sorun teşkil etmemektedir ve pratikte bir dereceye kadar test edilmiş kalibrasyona dayalı çözümler bulunmaktadır [65,66]. Yığın MIMO'nun tam ışın oluşturma kazançlarını elde etmek için terminal yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı zincirlerinin kalibrasyonu gerekli değildir. Baz istasyonu donanımı uygun şekilde kalibre edilmişse, dizi gerçekten cihaza tutarlı bir ışın iletecektir. (Alıcı cihaza gelen dizi zinciri içinde hala bir miktar uyumsuzluk olacaktır, ancak bu, pilotların ışın yoluyla terminale iletilmesiyle ele alınabilir; bu ek pilotların yükü de çok küçüktür.) Dizi içinde mutlak kalibrasyon gerekli değildir. Bunun yerine, Shepard vd. [65]'te önerildiği gibi, antenlerden biri referans olarak ele alınabilir ve sinyaller referans anten ile diğer antenlerin her biri arasında o anten için bir dengeleme faktörü türetilerek dengelenebilir. Dizi içinde karşılıklılık kalibrasyonundan tamamen vazgeçmekte mümkün olabilir; örneğin, yukarı bağlantı zinciri ile aşağı bağlantı zinciri arasındaki maksimum faz farkı 60 dereceden az olsaydı, kazançta olası 3 dB'lik bir azalma olsa da, tutarlı ışın oluşumu yine de meydana gelebilecektir [5].

1.2.2. Pilot Kirliliği

Pilotların bir hücreden diğerine yeniden kullanılmasının etkisi ve bununla ilişkili olumsuz sonuçlar “pilot kirliliği” olarak adlandırılır. Yığın MIMO'nun pratik bir hücresel ağ olması gerektiğinden, çok hücreli bir sistem olarak birden çok hücreli dağıtım ağına sahiptir. Kanal kestirimi için her terminal, hücre içi girişimi ortadan kaldırmak için farklı bir pilot sekansına sahiptir. Ek olarak, karşılıklı olarak dikgen pilot dizilerinin sayısı, her bir hücre aralığındaki antenlerin sayısından daha fazla olmalıdır. Bu nedenle, zaman-frekans alanlarının kısıtına bağlı olarak, pilot dizilerinin diğer hücrelerde yeniden kullanılması gerekir. Bu sınırlama nedeniyle pilot kirliliği meydana gelebilir. Bu durum aynı pilot diziyi paylaşan terminallere yönlendirilen sinyallerin girişimiyle sonuçlanır [12]. Bu girişim, gönderilmek istenen sinyalle aynı oranda verici antenlerinin sayısı ile artar. Temel bir durum olarak pilot kirliliği, gerçekten yığın MIMO'ya özgü değildir, ancak yığın MIMO üzerindeki etkisinin, klasik MIMO'dan çok daha derin olduğu görünmektedir [13].

Daha önce de belirtildiği gibi, yığın MIMO'nun tüm faydaları sinyal kanalı hakkında bilgi sahibi olmanıza bağlıdır. Yığın MIMO'daki kanalların kestirimi, pilot kirliliğinin etkisi

nedeniyle bir takım sınırlamalara maruz kalmaktadır; Geleneksel MIMO'da ise tüm hücrelerde çoğu kullanıcı için yeterli dikgen pilot kullanmak mümkündür. Ancak yığın MIMO'da pilotlar tarafından tüketilen zaman ve frekans kaynakları anten sayısı ile arttırılmalıdır. Bu nedenle pilotların ek olarak diğer hücrelerde yeniden kullanılması gerekir, ancak bu durum ilave gürültü girişimi meydana getirir [29]. Bununla birlikte, kanalın tutarlılık özelliklerinin kısıtlanmasından dolayı, dik dizilerin sayısı sınırlıdır. Buna göre, bitişik hücreler tarafından kullanılan pilot sekanslar dikgen olmayabilir ve pilot kirliliği problemine yol açar [40]. Büyük anten dizileri kullanılarak azaltılabilen hücre içi çok kullanıcılı girişiminden farklı olarak, pilot kirliliğinin neden olduğu hücreler arası etkileşim baz istasyonlardaki anten sayısı artırılarak giderilmesi olanaksızdır [2].

Pilot kirliliğinin zararlı etkilerini göstermek için, Şekil 1.4'de sunulan çok hücreli yığın MIMO modelini kullanabiliriz. Mobil kullanıcıların senkronize ve eşzamanlı olarak yukarı bağlantı kanalı kestirimi için pilot dizileri ilettiği en kötü senaryoyu varsayalım. Bir başka önemli varsayım olarak da, pilotlar arasında tam hücre içi diklik ve tüm pilotlarda aynı pilot setinin kullanıldığını varsayalım.τ pilotların uzunluğu olarak kabul edildiğinde, tüm hücredeki k'ıncı kullanıcılarının pilot sekansı, p_k olarak belirtilen 1 × τ sıra vektörü ile düşünülebilir. Sonuç olarak, her hücre içindeki tüm K dikgen pilotlarının matrisini, bir K × p matrisi olan P = $[p_1^T, \ldots\ldots, p_K^T]^T$ ile gösterebiliriz . Hücre içi diklik ile $PP^H = \tau I_K$ olur. Genelliği kaybetmeden, ilk baz istasyonunda cihaz-istasyon hattı kanal kestirimini, yani l = 1 olduğunu varsayalım. (1.6) 'dan ve yukarıdaki varsayımlara göre, bu baz istasyonunda alınan matris şu şekilde yazılabilir:

$$Y_1 = \sqrt{\rho} \sum_{l=1}^{L} \widetilde{H}_{1l} P + N_1 \tag{1.13}$$

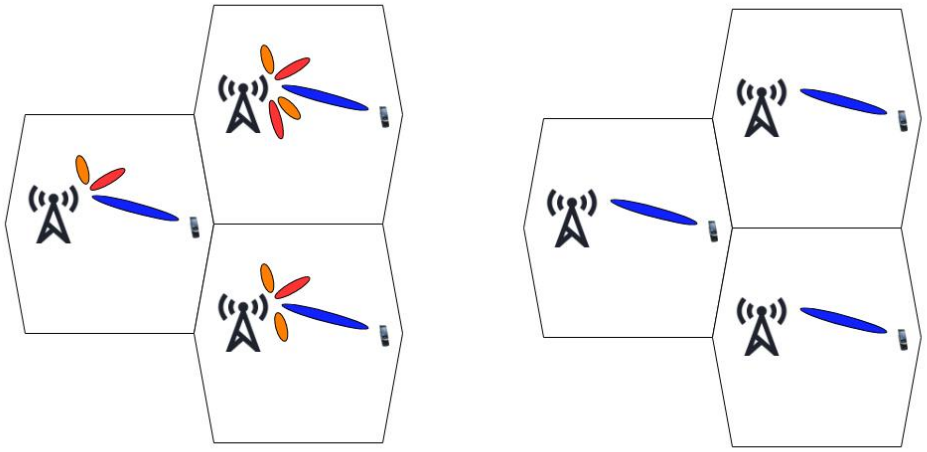
burada $\widetilde{H}_{1l} \in C^{M \times K}$ (1.4) 'de tanımlanmıştır ve $N_1 \in C^{M \times K}$, pilot iletim sırasında birinci baz istasyonunun ilave gürültü matrisidir.

Kanal kestirimi için, hedef baz istasyonu alınan sinyalleri dikey pilotların uzayına yansıtmalıdır. Bu, alınan matrisin P^H ile çarpılmasıyla uygulanabilir.
Bu nedenle, H_{11}'in kestirimi $\widetilde{H}_{11}$ olarak verilir,

$$H_{11} = \frac{1}{\tau\sqrt{\rho}} Y_1 P^H \tag{1.14}$$

$$= \tilde{H}_{11} + \sum_{i \neq l} \tilde{H}_{il} + \frac{1}{\tau\sqrt{\rho}} N_1 P^H \tag{1.15}$$

(1.15) 'in sağ tarafındaki ikinci terim, nihai kestirime ekstra bir gürültü olarak görünen pilot kirlenmesinin etkisini göstermektedir [22,67].



Şekil 1.4. Pilot kirliliği nedeniyle oluşan hücreler arası bağlantı paraziti [22].

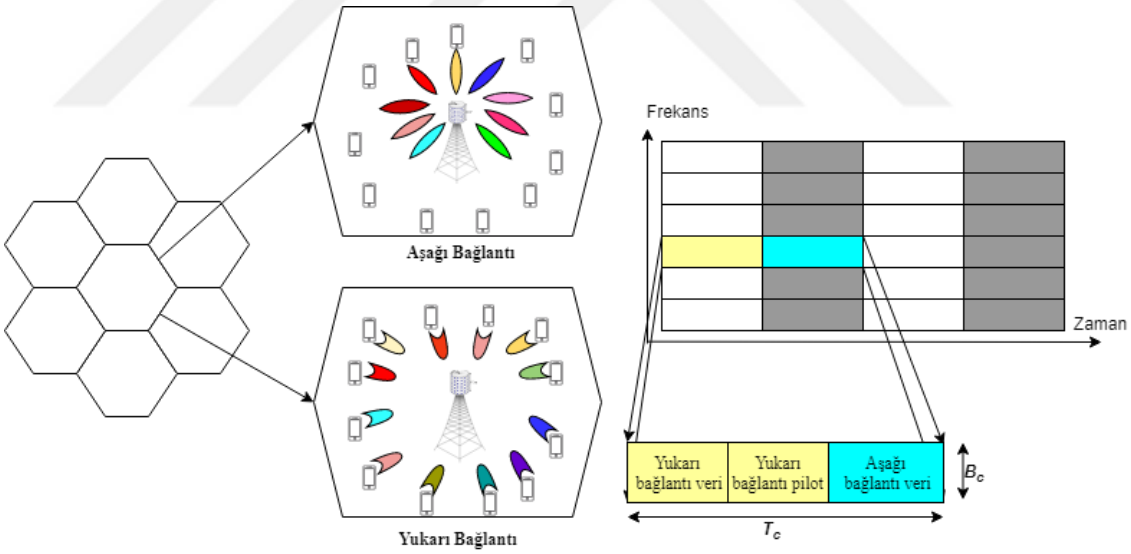
(4a) Çarpık hüzmeleme (pilot kirlenmeli)

(4b) Mükemmel hüzmeleme (pilot kirlenmesiz)

Bu modeldeki tüm değişkenlerin karmaşık değerli olduğu düşünüldüğünde, küçük bir karmaşık gürültünün bile sonuçta ortaya çıkan kestirim fazını olumsuz etkileyebileceğini ortaya koymaktadır. Baz istasyonu, bu bağlantıyı ileri bağlantıda hüzmeleme için kullandığından, kanal kestirim hatası, bitişik hücrelerdeki diğer kullanıcılara doğru yan hüzmeler oluşturur ve bu durum, önemli bir parazit kaynağı olacaktır. Hücre içi girişim yığın MIMO uygulanarak azaltılabilirken, bu hücre içi girişimin zararlı etkileri anten sayısı artırılarak hafifletilemez [22,67]. Pilot kirliliği nedeniyle oluşan hücreler arası bağlantı paraziti Şekil 1.4'te gösterilmiştir.

1.2.3. Frekans Bölmeli Çoklamada Uygulanma Güçlükleri

Her bir BS'nin M antenleri ile donatıldığı ve K terminallerine hizmet ettiği, görüş hattı yayılmasında yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı Şekil 1.5'de gösterildiği gibidir. Kanal karşılıklılığından yararlanarak, hem yukarı bağlantı hem de aşağı bağlantıda yük veri iletimi olur, ancak yukarı bağlantıda ilave olarak pilot iletimi de vardır. Şekil 1.5'de gösterilen yığın MIMO modeli, TDD işlemine dayanmaktadır. Bunun nedeni, BS'da veri işlemenin CSI gerektirmesidir ve CSI ediniminin ek yükü, kanal karşılıklılığından yararlanılarak büyük ölçüde azaltılabilir. Bununla birlikte, birçok çağdaş ağ, yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı farklı frekans bantlarının kullanıldığı ve kanal karşılıklılığının kullanılamadığı FDD modunda çalışmaktadır. Yığın MIMO teknolojisinin benimsenmesi, teorik olarak araştırılan FDD'de de çalışacak şekilde uyarlanabilse sistem çok daha hızlı olurdu. Ancak kritik soru şudur: Yığın MIMO, FDD operasyonunda çalışabilir mi?



Şekil 1.5. Yığın MIMO sistem modeli [34]

TDD ve FDD arasındaki farkı açıklamak için, ilgili CSI edinim ek yükünü açıklamak gerekirse. TDD iletiminde veri uzunluğu τ = BcTc sembollerinden oluşur [1,34,36]. Bu süre, taşıyıcı frekansı, yayılma ortamı ve kullanıcı hareketliliği gibi çeşitli faktörlere bağlıdır ve kanalın tutarlılık süresinin (Tc) ve tutarlılık bant genişliğinin (Bc) ürünü olarak ölçülebilir. TDD modunda Yığın MIMO, tutarlılık bloğu başına K yukarı bağlantı bandı pilot sembolleri kullanır ve kanal güçlendirme, aşağı bağlantı bandı pilotlarına olan

ihtiyacı ortadan kaldırır. Bunun tersine, temel bir FDD şeması, aşağı bağlantı bandındaki tutarlılık bloğu başına M pilot sembolü ve yukarı bağlantı bandı üzerindeki terminal başına K pilot sembolleri artı H kanal katsayılarının geri beslemesini gerektirir. Bjornson vd. 34'nolu çalışmada yapılan analizde iyi bir çalışma noktasına, TDD operasyonunda yalnızca %12,5 pilot ek yükü ile ulaşılabilirken, FDD kaynakların %50'sini ek sinyalizasyona harcayarak bunu bile destekleyememektedir. Bu nedenle, FDD'nin yalnızca özel düşük hareketlilik ve düşük frekans senaryolarında yığın MIMO'yu destekleyebileceği görülmektedir. FDD modunda zorlu CSI ediniminden motive olan birkaç araştırma grubu, genel giderleri azaltmak için bir takım yöntemler önermişlerdir. Bu yöntemler bir tür kanal seyrekliği olduğunu varsaymaktadır; örneğin, güçlü bir uzamsal korelasyonun olduğu ve yalnızca birkaç güçlü öz yönün kestirilmesinin gerektiği veya dürtü tepkilerinin zaman içinde seyrek olduğu durumlardır. Bu tür yöntemler incelenirken, seyreklik varsayımlarının şimdiye kadar sadece hipotezler olduğu görülmektedir [34].

Literatürde bulunan ölçüm sonuçları, uzamsal seyreklik varsayımlarının daha düşük frekanslarda sorgulanabilir olduğunu göstermektedir. Son yıllarda yığın MIMO ile ilgili araştırma çabaları, 5G ile ilgili teknolojinin temel özelliklerinin çoğunu oluşturmuştur, ancak yığın MIMO'nun FDD modunda ne ölçüde uygulanabileceği hala belirsizdir. Seyreklik hipotezlerinden herhangi birinin gerçekten doğru olup olmadığını veya ek sinyalleri azaltmanın başka yolları olup olmadığını belirlemek önümüzdeki yıllarda araştırmacıların bu durumu daha detaylı araştırmasına bağlıdır. Bu sorulara doğru cevaplar bulabilmek, yığın araştırma faaliyetleri ve kanal ölçümleri gerektirmektedir [1,34].

Basit hüzmeleme teknikleri bile, parazit bastırma yeteneğini etkinleştirmek için baz istasyonunda doğru CSI'nı gerektirmektedir. Frekans bölmeli çift bağlantı (FDD) sistemlerde kanal kestirimi için bir kapalı döngü kurulumu gereklidir. Aşağı bağlantı kanalları, bir aşağı bağlantı eğitim aşamasında kestirilmeli ve aşağı bağlantı huzme oluşturmaya izin vermek için sistem ana istasyona geri beslenmelidir. Tek antenli alıcılar tarafından vektör kanallarının kestirimini için gerekli en kötü durumdaki dikgen pilot sayısının, baz istasyonu antenlerinin sayısına eşit olması gerekmektedir. Kanalların sabit sayıda kanal erişimiyle bir tutarlılık aralığında sabit olduğu bir blok sönümleme modeli verildiğinde, baz istasyonundaki anten sayısının çok fazla olması nedeniyle yığın MIMO

sistemi için doğru bir kapalı döngü kanal kestirimi uygulamak oldukça zordur [13]. CSI'nı güncelleme veya kestirme süreci zaman, bant genişliği, güç ve hesaplama kaynaklarını tüketim konusunda oldukça maliyetlidir. Genellikle, CSI kestirimi, bilinen bir pilot dizi iletilerek gerçekleştirilir. Pilotun uzunluğu en az verici anten sayısına eşit olmalıdır. Bu nedenle, yığın MIMO sistemlerinde kanal kestirimi için gerekli kaynaklar, verici antenlerin sayısıyla orantılıdır ve alıcı antenlerin sayısından bağımsızdır [22]. Bu bakımdan, teorik avantajlarına rağmen, FDD'yi yığın MIMO'da kullanmak hala açık bir sorun olarak görülmektedir.

2. BÖLÜM

YIĞIN ÇOK GİRİŞLİ-ÇOK ÇIKIŞLI (M-MIMO) SİSTEMLERDE KANAL KESTİRİMİ

2.1. MIMO Kanal Kestirimi

MIMO sisteminde, verici, mesaj bit dizisini PSK / QAM gibi sembollere modüle etmektedir. Daha sonra zaman domeninde sinyallere dönüştürmek için semboller üzerinde IFFT (Ters Hızlı Fourier Dönüşümü) gerçekleştirir ve kablosuz bir kanal aracılığıyla gönderir. Alınan sinyal genellikle kanal tarafından bozulmaktadır. İletilen bitleri geri kazanmak için, kanalın durumunun alıcıda kestirilmesi ve bozulan bitlerin düzeltilmesi gerekmektedir [70]. En iyi cihaz-istasyon bağı CSI kestirimini elde etmek için, farklı mobil kullanıcıların pilot dizileri dik olmalıdır. Bununla birlikte, kanalın tutarlılık özelliklerinin kısıtlanmasından dolayı, dik dizilerin sayısı sınırlıdır. TDD'de ileri ve geri bağlantıların fiziksel kanalları aynı olsa da, iki bağlantı sinyali farklı elektrik devresi ile üretilmektedir. Bu nedenle, TDD modunda bile saf karşılıklılık mevcut değildir. Bununla birlikte, uygun periyodik kalibrasyonlar uygulanarak, iki bağlantı özdeş sayılabilecek kadar yaklaştırılabilir. Böylece aşağı ve yukarı bağlantıların aynı frekans bandında fakat farklı zaman aralıklarında olduğu TDD'de, kanal karşılıklılığı kullanılabilir [22,64]. Ancak iletilen sinyal, sadece her yama antende kanal yanıtının kestirilmesiyle geri kazanılabilir. Genel olarak kanal, hem verici hem de alıcı tarafından bilinen, pilot tonlar arasındaki kanal yanıtını kestirmek için çeşitli enterpolasyon (ara hesaplama) tekniklerini kullanan bir başlangıç eki veya pilot semboller kullanılarak kestirilebilir. Genel olarak, veri sinyali ve eğitim sinyali veya her ikisi de kanal kestirimi için kullanılabilir.

2.1.1. Eğitim Sembol Tabanlı Kanal kestirimi:

Eğitim sembolleri, genellikle iyi bir performans sağlayan kanal kestirimi için kullanılabilir. Bununla birlikte, veri sembollerine ek olarak iletilen başlangıç eki veya pilot tonları gibi eğitim sembollerinin ek yükü nedeniyle aktarım verimlilikleri azalmaktadır. En küçük kareler (LS) ve minimum ortalama karesel hata (MMSE) teknikleri, eğitim sembolleri mevcut olduğunda kanal kestirimi için yaygın olarak kullanılmaktadır [75].

2.1.2. DFT Tabanlı Kanal kestirimi:

DFT (Ayrık Fourier Dönüşümü) tabanlı kanal kestirim tekniği, maksimum kanal gecikmesi dışındaki gürültünün etkisini ortadan kaldırarak LS veya MMSE kanal kestiriminin performansını iyileştirmek için türetilmiştir. Maksimum kanal gecikmesinin önceden bilinmesi gerekmektedir. Bu teknik, gürültü azaltma için kullanılmaktadır [28].

2.1.3. Karara Yönelik Kanal kestirimi:

Başlangıç eki veya pilotlar ile ilk kanal kestirimi yapıldıktan sonra, kanalın katsayıları, başlangıç ekini veya pilotları kullanmayan karara yönelik karara bağlı (DD) kanal kestirimi ile güncellenebilir. DD tekniği, daha sonra sinyali tespit etmek için kanal kestirimini kullanırken zamanla değişen kanalı izlemek için tespit edilen sinyal geri beslemesini kullanır [70,75].

2.1.4. Kör Kanal kestirimi:

Alınan sinyallerin istatistiksel özellikleri kullanılarak kanal, başlangıç ekine veya pilot sinyallere başvurulmadan kestirilebilir. Şöyle ki, kör kanal kestirim tekniği, eğitim sinyalleri ile bir ek yüke maruz kalmama avantajına sahiptir [30]. Bununla birlikte, istatistiksel özellikleri çıkarmak için genellikle çok sayıda alınan sembole ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca, performansları genellikle eğitim sinyalini kullanan diğer geleneksel kanal kestirim tekniklerinden daha kötüdür [32]. Bir filtre, sıfır bellekli doğrusal olmayan kestirimci ve uyarlanabilir bir algoritmadan oluşur. Sıfır bellekli doğrusal olmayan kestirimcinin nasıl oluşturulduğuna bağlı olarak, Sato Algoritması, CMA (Sabit Modül Algoritması) veya Godard Algoritması kör kanal kestirim algoritmalarına örnek olarak verilebilir [70].

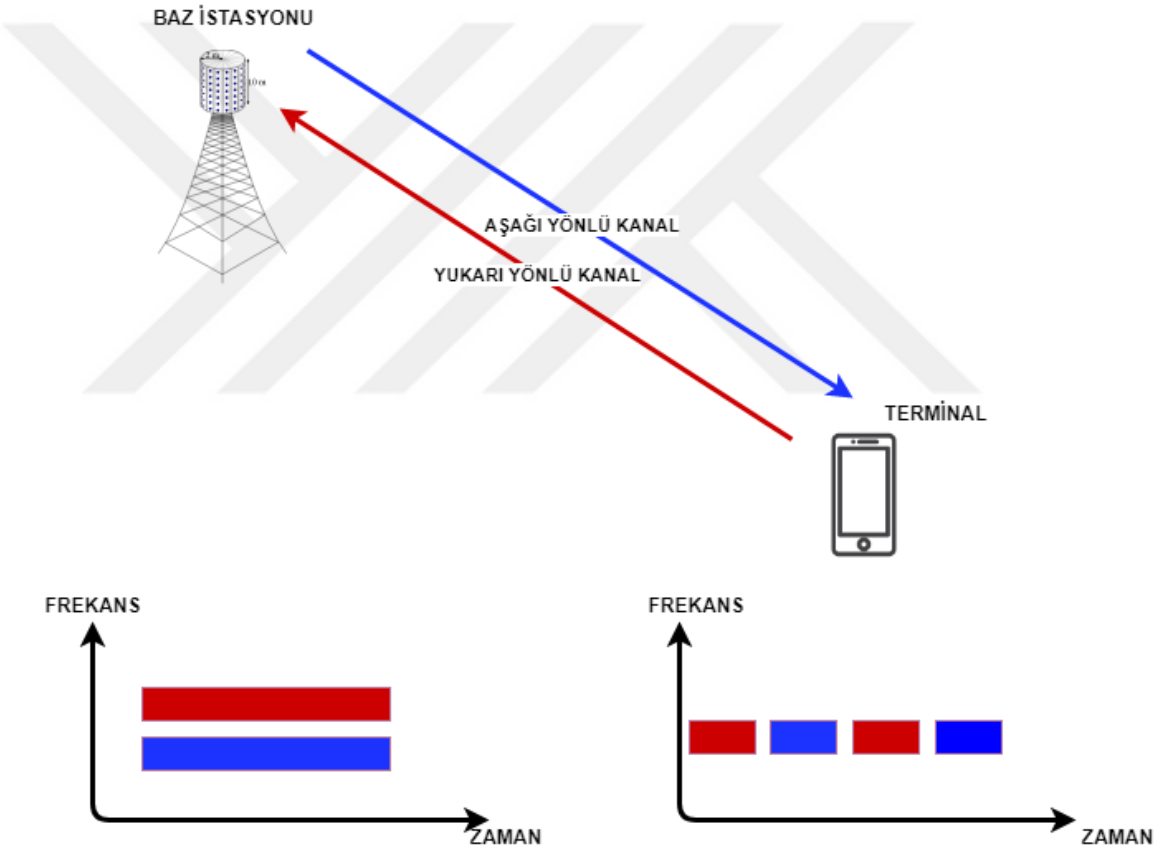
Çoklu gönderme ve alma antenleri kullanan bir MIMO sistemi, toplam iletim gücünü veya bant genişliğini artırmadan uzamsal çeşitlilikten, daha yüksek veri hızından, daha fazla kapsama alanından ve geliştirilmiş bağlantı sağlamlığından yararlanır. Bununla birlikte MIMO, veri algılama ve kod çözme için alıcıdaki kanal durum bilgisine güvenmektedir. Kanal düz sönümlendiğinde ve alıcı tarafından mükemmel bir şekilde bilindiğinde, MIMO sisteminin performansının, hangisi daha az olursa olsun, verici veya alıcı antenlerin sayısı ile doğrusal olarak arttığı kanıtlanmıştır. Ancak büyük anten dizilerini kullanarak azaltılabilecek hücre içi çok kullanıcılı girişiminden farklı olarak, pilot kirliliğin neden olduğu hücreler arası etkileşimin baz istasyonlarındaki anten sayısı artırılarak giderilemeyecektir. Bu nedenle, kablosuz yığın MIMO sistemlerinde tutarlı veri iletimi için doğru ve sağlam bir kanal kestirimi çok önemlidir [7].

2.2. Yığın Çok Girişli-Çok Çıkışlı (M-MIMO) Sistemlerde Kanal Kestirimi:

Daha öncede ifade edildiği gibi, hem açık hem de kapalı döngü MIMO yapılandırmaları kanal durum bilgisi (CSI) gerektirmektedir. MU-MIMO'da CSI, ileri bağlantıda çok kullanıcılı ön kodlama ve hem ileri hem de geri bağlantılarda sembol algılama için kullanılmaktadır. Hücresel kanalların zamanla değişen doğası nedeniyle, CSI nın zamanla değişmesi nedeniyle nispeten kısa zaman aralıklarında periyodik olarak güncellenmelidir. CSI'ı güncelleme veya kestirme süreci zaman, bant genişliği, güç ve hesaplama kaynaklarını tüketmektedir. Genellikle, CSI kestirimi bilinen bir pilot dizisinin iletilmesiyle gerçekleştirilir. Pilotun uzunluğu en az verici anten sayısına eşit olmalıdır. Bu nedenle, MIMO sistemlerinde kanal kestirimi için gerekli kaynaklar, verici antenlerin sayısıyla orantılıdır ve alıcı antenlerin sayısından bağımsızdır. CSI kestirimi kısa bir süre geçerli olacağından, pilot ve yük aktarımları, kanalın neredeyse sabit olduğu bir zaman / frekans diliminde gerçekleştirilmelidir [16].

Herhangi bir kablosuz teknik gibi, MIMO alıcı-vericileri de FDD veya TDD modunda çalışabilir. Statik bir kanal durumunda sınırlı sayıda sembol için yukarıdaki açıklamalar ışığında, FDD ve TDD modlarının kanal kestirimini farklı şekilde gerçekleşecektir. Şekil 2.1'de gösterildiği gibi FDD kullanılırsa, aşağı ve yukarı bağlantılar farklı frekans bantlarında olduğundan, aşağı bağlantı ve yukarı bağlantı kanalların CSI'ları farklı olacaktır. TDD'den farklı olarak, yukarı bağlantının CSI tespiti iki aşamada gerçekleştirilmelidir. İlk başta baz istasyonu cihaza bir pilot dizi iletir ve her kullanıcı

kendi istasyon-cihaz bağlantısı CSI'nı kestirir. Daha sonra cihazlar CSI ölçümlerini baz istasyonuna iletmelidir. Bu süreç için gerekli kaynaklar baz istasyonunun anten sayısı ile orantılı olduğundan, en iyi durumda, tüm $T_c \times B_c$ sembolleri statik bir kanal yapısında, pilot sembollere ayrılmalıdır [11,22]. Yığın MIMO'da TDD sistemlere kıyasla FDD yöntemi kullanan sistemlerde aşağı bağlantı CSI'nı elde etmek daha zordur. Bunun nedeni ise FDD yönteminde aşağı bağlantı ve yukarı bağlantılarda taşıyıcıların farklı frekans bantlarını kullanıldığı için karşılıklılık ilkesinin uygulanamamasıdır [45,65].



Şekil 2.1. FDD ve TDD haberleşme teknikleri [71]

FDD ve TDD arasındaki farkın bir örneği: (a) FDD'de yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı aynı anda iletim yapar ancak farklı frekans bantlarını işgal eder. (b) TDD'de, yukarı bağlantı ve aşağı bağlantı aynı frekans bandını paylaşır, ancak sırayla aktarılır.

LS (en küçük kareler) için

$$\tilde{h} = (y^T X^t)^T$$
$$X^t = X^H (X X^H)^{-1} \quad (2.1)$$

denklemleri ve MMSE (minimum ortalama karesel hata) için

$$\tilde{h} = (y^T (X^H R_H X + \sigma^2 I)^{-1} X^H R_H)^T$$
$$R_H = E\{h h^H\} \quad (2.2)$$

denklemleri kanal kestirimi için kullanılmaktadır. Denklem (2.1) ve (2.2)'da; $\mathbf{h} \in C^{Mx1}$ gerçek kanal vektörünü, $\tilde{h} \in C^{Mx1}$ kestirilen kanal vektörünü, $\mathbf{y} \in C^{Tx1}$ kullanıcı cihaz tarafından alınan sinyali, $R_H \in C^{MxM}$ kanal ilinti matrisini, σ^2 gürültü varyansını ve $\mathbf{X} \in C^{MxT}$ pilot sembolleri ifade etmektedir. Bu yöntemlerin kanal kestiriminde başarılı olması için kullanılan pilot sembollerin "**X**" birbirinden bağımsız olarak tasarlanması gerekmektedir. Baz istasyonu yama antenlerinin sayısı "*M"* ile bağımsız pilot sembollerinin sayısı "*T*" arasında doğrusal bir bağıntı vardır. Bu ilişki *O(M)* şeklinde ifade edilebilir. Şekil 2.2'de gösterilen baz istasyonunun verici konumunda bulunduğu hücresel haberleşme sisteminde aşağı bağlantı kanal kestirimi ifadesi

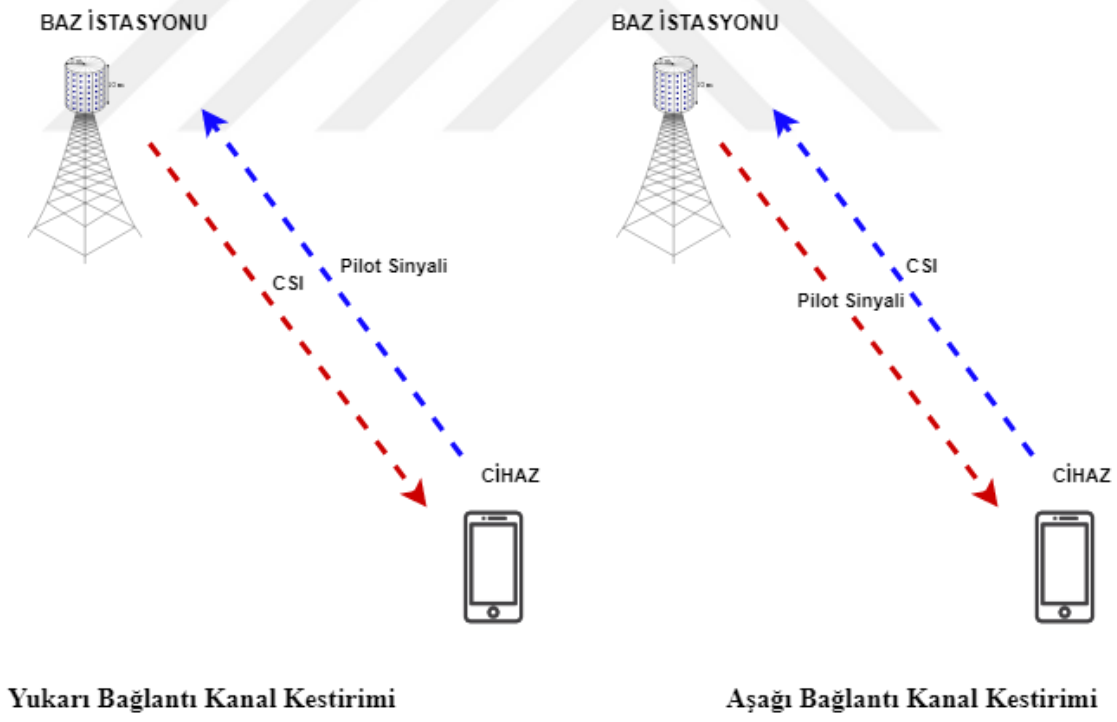
$$(y^d)^T = (h^d)^T X^d + (n^d)^T \quad (2.3)$$

şeklindedir. Bu ifadede T^d pilot sembol sayısını, $\mathbf{y}^d \in C^{Td x1}$ kullanıcı cihaza ulaşan sinyali, $\mathbf{h}^d \in C^{Mx1}$ aşağı bağlantı kanal bilgisini, $\mathbf{X}^d \in C^{MxTd}$ aşağı bağlantı pilot sembolleri, $\mathbf{n}^d \in C^{Td x1}$ ise kullanıcı cihaza ulaşan karmaşık sıfır ortalamalı ve birim varyanslı gürültüyü ifade etmektedir. Denklem (2.3) incelendiğinde klasik kanal kestirim yöntemlerinden denklem (2.1) ile ifade edilen LS kanal kestirim metodunun başarı gösterebilmesi için ihtiyaç duyulan bağımsız pilot sembol sayısı $T^d \geq M$ en az baz istasyonu yama anten sayısı kadar olmalıdır. Ancak bu durum bile hücreler arası girişimin önüne geçemez. Şekil

2.2'de gezgin haberleşme sisteminde baz istasyonunun alıcı durumunda bulunduğu yukarı bağlantı kanal kestirimi ifadesi

$$Y^u = h^u(x^u)^T + N^u \tag{2.4}$$

şeklindedir. Bu ifadede T^u pilot sembollerinin sayısını, $\mathbf{Y}^u \in C^{MxTu}$ kullanıcı cihaza ulaşan sinyali, $\mathbf{h}^u \in C^{Mx1}$ yukarı bağlantı kanal durum bilgisini, $\mathbf{X}^u \in C^{Tux1}$ yukarı bağlantı pilot sembolleri, $\mathbf{N}^u \in C^{MxTu}$ ise baz istasyonuna ulaşan karmaşık sıfır ortalamalı ve birim varyanslı gürültüyü ifade etmektedir. Denklem (2.4) incelendiğinde klasik kanal kestirim yöntemlerinden denklem (2.1) ile ifade edilen LS kanal kestirim metodunun başarı gösterebilmesi için ihtiyaç duyulan bağımsız pilot sembol sayısı $T^u \geq 1$ kullanıcı terminali anten sayısına eşit veya daha fazla olmalıdır [71].



Şekil 2.2. Aşağı ve yukarı bağlantı kanal durum yapısı [2]

Kanal kestirimlerinde aşağı bağlantı ve yukarı bağlantı pilot sembollerinin sayısı $T^d \geq M$ ve $T^u \geq 1$ olmalıdır. Yığın MIMO sistemlerinde baz istasyonu yama anten sayısının kullanıcı anten sayısına kıyasla oldukça fazla olduğu $M \gg 1$ dikkate alındığında aşağı

bağlantı kanal kestirimine gereksinim duyulmadan yukarı bağlantı kanal kestiriminin daha kolay yapılması sayesinde, Şekil 2.2'de gösterilen TDD yönteminde karşılıklılık özeliği $\hat{h}^u = \hat{h}^d$ olduğundan aşağı bağlantı CSI elde edilebilir. Bu sayede TDD yöntemi kullanılan MU-MIMO sistemlerde, uzaysal çoğullama avantajından yararlanılabilmekte, aşağı bağlantı CSI'na kolay bir şekilde ulaşılabilmektedir. Şekil 2.2'de gösterilen CSI'nın tekrar kullanıcı cihaza iletilmesinin amacı kullanıcı cihaz seviyesindeki sinyal işleme süreçleridir. Yığın MIMO'da aşağı bağlantı CSI'nın baz istasyonunda yani vericide olması uzaysal çoğullamadan faydalanmak için gereklidir. İletim CSI'nın baz istasyonu tarafından kestirilmesi TDD sistemlerde her bir kullanıcının $T{\sim}R$ tüm kullanıcıların anten sayısı miktarında pilot sembol göndermesiyle mümkündür [22].

Bu sebeple aşağı bağlantı kanal kestiriminde geleneksel yöntemler göz önünde bulundurulduğunda $T^d \geq M$ pilot sayısının yama anten sayısından daha fazla olması gerekmektedir. Yığın MIMO sistemlerde M baz istasyonu yama anten sayısının önemli ölçüde artması pilot sembollerinin sayısının artmasını gerektirmekte ve tutarlılık süresi içerisindeki veri paketinde gönderilen veri miktarının azalmasına ve sistemin yavaşlamasına sebep olmaktadır. TDD metodunda aşağı bağlantı CSI'nın kestiriminde kullanılacak pilot sembol sayısını azaltabilmek için geleneksel yöntemlerin dışında farklı yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır [64,65].

Tez çalışmasında yığın MIMO kanal yapısının daha verimli hale getirilebilmesi için, TDD yönteminde aşağı bağlantı kanal kestiriminde pilot sembol sayısının azaltılması ve daha yüksek gürültü ortamında kanal kestirimi yapılabilmesi için pilot tonlarının daha verimli yerleştirilebilmesi amacıyla zeki optimizasyon algoritmaları incelenecektir.

2.2.1. Pilot Tabanlı Kanal Kestirim Yöntemleri

Kanal kestirimi yaparken pilot tonların konumlandırılma yerleri olarak iki temel yöntem kullanılmaktadır [37]:

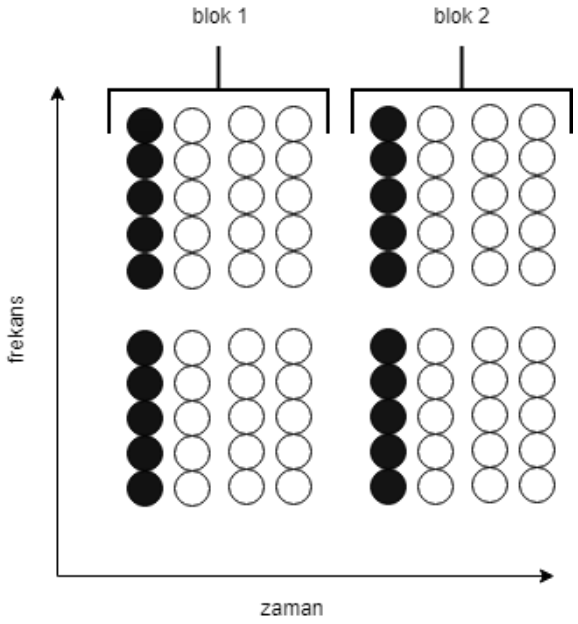
• Blok tip pilot ton dizilişi

• Tarak tip pilot ton dizilişi

2.2.1.1. Blok Tipi Pilot Ton Dizilişi

Şekil 2.3'de blok tipi bir pilot ton düzenlemesi gösterilmektedir. Bu tipte, tüm yama antenlerde pilot sembolleri, kanal kestirimi için periyodik olarak iletilir. Bu pilotları kullanarak, zaman ekseni boyunca kanalı kestirmek için bir zaman alanı enterpolasyonu gerçekleştirilir. Tutarlılık süresi, kanaldaki Doppler frekansı ($f_{Doppler}$)'in tersi biçiminde verildiğinden, pilot sembol periyodu aşağıdaki eşitsizliği karşılamalıdır [70]:

$$S_f \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \tag{2.5}$$



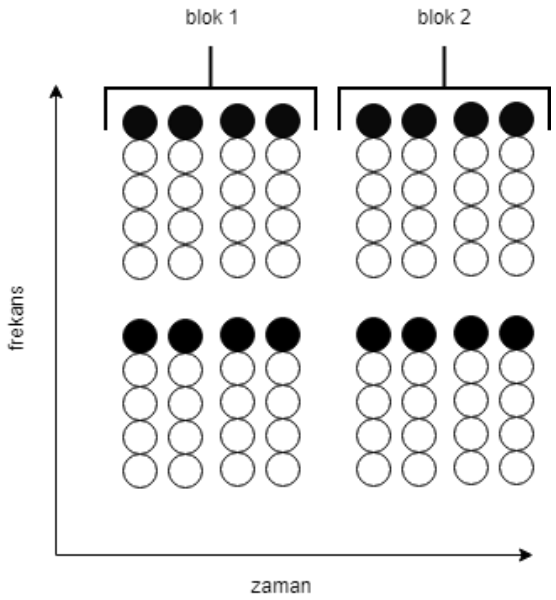
Şekil 2.3. Blok tip pilot ton dizilişi [37]

Blok tipi pilot düzeninde, pilot tonlar periyodik olarak alt taşıyıcılara yerleştirilir ve tüm alt taşıyıcılarda pilot ton olarak kullanılır. Yeni pilot sembol ile birlikte iletilen bilgiler bir sonraki bloğa ulaşana kadar her blok için alınan kanal kestirim işleminden elde edilen verileri yorumlamak amacıyla pilot tonların konumları kullanılır. Bu düzenlemede, pilot tonlar ve alınan veri sembolleri kanal dürtü yanıtını saptamak için kullanılabilir. Bu tip, sistem karmaşıklığı ve pilot ton yerleşimi açısından avantajlı olsa da, kanal kestirim performansı yüksek sönümlü kanal koşulları altında yetersizdir [37].

2.2.1.2. Tarak Tip Pilot Ton Dizilişi

Tarak tipi pilot düzenlemesi, Şekil 2.4'te gösterilmektedir. Bu diziliş yönteminde, veri sinyalinin periyodik olarak yerleştirilmiş pilot tonları vardır. Bu pilot dizileri frekans ekseni boyunca kanalı kestirmek için bir frekans alanı enterpolasyonu için kullanılır. Tutarlılık bant genişliği maksimum gecikme yayılımının tersi ile belirlendiğinden, pilot sembol periyodu aşağıdaki eşitsizliği karşılamalıdır [70]:

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \tag{2.6}$$



Şekil 2.4. Tarak tip pilot ton dizilişi [70]

Tarak pilot ton düzeninde, pilot sinyali iletilen her sinyale aralıklarla yerleştirilir ve pilotun konumu alıcı kısmında bilinir. Bu sayede, kanal kestirim performansı hızla değişen kanalarda artırılabilir. Pilot tonlar her bir yama anten tarafından gönderilen sinyale ayrı ayrı yerleştirildiğinden, ancak aralıklı olduğundan, tüm frekans bandındaki kanalın değişimini kestirmek için enterpolasyon yöntemi uygulanmalıdır. [70].

2.2.2. Kanal Kestirim Algoritmaları

Hangi tip pilot yapısı kullanılırsa kullanılsın alıcıda iletilen verinin tespit edilmesine ihtiyaç vardır. Kanal kestirim algoritmalarının en yaygın olanları en küçük kareler (LS) ve minimum ortalama karesel hata (MMSE) algoritmalarıdır [7].

2.2.2.1. LS Algoritması

LS algoritması genel yapı olarak basit, uygulanabilirliği kolay bir algoritmadır, ancak zamana bağlı olarak değişen sönümlü kanallarda oldukça düşük performans sergilemektedir. Aşağıdaki denklemde H Rayleigh düz sönümlenen MIMO kanalını, S eğitim dizisini, Y alınan sinyali ve N toplanabilir beyaz Gauss gürültüsünü temsil etmektedir [37,73]:

$$Y=SH+N \tag{2.7}$$

LS kanal kestirimcisi cevabı "$\widehat{H}$" olmak üzere, $S\widehat{H} \approx Y$.
Aşağıdaki ifadeyi elde etmek için Öklid mesafesini minimize edersek:

$$\begin{aligned} \|S\widehat{H}-Y\|^2 &= \left(S\widehat{H}-Y\right)^H\left(S\widehat{H}-Y\right) \\ &= \left(S\widehat{H}\right)^H\left(S\widehat{H}\right) - Y^H S\widehat{H} - \left(S\widehat{H}\right)^H Y + Y^H.Y \end{aligned} \tag{2.8}$$

$\widehat{H}$ 'ye göre türetildikten ve denklemi sıfıra eşitledikten sonra:

$$2S^H.SH - 2S^H.Y = 0 \rightarrow S^H S\widehat{H} = S^H.Y \tag{2.9}$$

Elde edilir. LS kanal kestirim algoritması $\widehat{H}$ son şekliyle aşağıdaki gibi ifade edilebilir [68]:

$$\widehat{H} = (S^H.S)^{-1}S^H.Y \tag{2.10}$$

2.2.2.2. MMSE Algoritması

LS algoritmasına göre çok daha başarılı bir performans gösteren MMSE algoritması oldukça karmaşık bir yapıya sahiptir. CSI'yı tespit edebilmek için kanalın istatistiksel

verileri gibi bazı bilgilere ihtiyaç duyulması, MMSE algoritmasının karmaşıklığını önemli ölçüde artırmaktadır. Kanal impuls vektörü h ise ve Gauss kanal gürültüsü n ile ilintisiz ise, MMSE'de h'nin kestirimi şu şekilde verilir [37,42]:

$$\hat{h}_{MMSE} = F R_{hy} R_{yy}^{-1} y \tag{2.11}$$

Burada

$$R_{hy} = E\{hy^H\} = R_{hh} F^H X^H \tag{2.12}$$

$$R_{yy} = E\{yy^H\} = XF R_{hh} F^H X^H + \sigma_n^2 I_n \tag{2.13}$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu ifadede R_{hy}, h ve y arasındaki çapraz kovaryans matrisini, R_{yy} ise y 'nin otokovaryans matrisini ifade etmektedir. Ayrıca, h 'nin otokovaryans matrisi R_{hh} olarak tanımlanırken $E\{|n_k|^2\}$, σ_n^2 gürültü varyansını temsil etmektedir [75]. F matrisinin sütunları hem normalize edilmiş hem de dik oldukları için, $\hat{h}_{MMSE}$ şeklinde tanımlanan kanalın frekans cevabı aşağıdaki gibi gösterilmektedir [72]:

$$\hat{h}_{MMSE} = F\hat{h}_{MMSE} = F Q_{MMSE} F^H X^H y \tag{2.14}$$

Q_{MMSE} yukarıdaki ifadeden aşağıdaki şekilde yazılabilir [72,74]:

$$Q_{MMSE} = R_{hh}[(F^H X^H X F)^{-1}\sigma_n^2 + R_{hh}]^{-1}(F^H X^H X F)^{-1} \tag{2.15}$$

3. BÖLÜM

ZEKİ OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI

3.1. Zeki Optimizasyon Algoritmaları

Sürü, birbirleriyle etkileşim içinde olan dağınık yapılı bireyler topluluğunu ifade etmektedir. Bonabeau, sürü zekâsı (SI,Swarm Inteligence)'nı "basit gruplardan ortaya çıkan kollektif zekâ" olarak tanımlamıştır [58]. Sürülerde belirli sayıda üye ortak bir amacı gerçekleştirmek için birlikte hareket etmektedir. Rahatlıkla gözlemlenebilen bu "ortak zekâ" bireyler arasında sık sık tekrar edilen davranışlardan ortaya çıkmaktadır. Bireyler basit kurallar kullanarak faaliyetlerini sürdürmekte ve grubun kalan kısmıyla etkileşim sayesinde sürü amaçlarına ulaşmaktadır. Koloni davranışı, bireylerin arasındaki nispeten basit eylemlerden veya etkileşimlerden ortaya çıkar. Sosyal sürü faaliyetlerinin birçok boyutu kendi kendine organize olur ve merkezi kontrol olmadan çalışmaktadır [57].

Zeki algoritmalar, büyük ölçekli problemler için makul süre içinde ve düşük işlem yükü ile en iyiye yakın çözümler sunabilmektedir. Literatürde zeki algoritmaların çok geniş bir kullanım alanı olduğu görülmektedir. Her türde çalışan sistemlerin zaman, performans, maliyet ve verimlilik gibi pek çok noktasında eniyileme tekniklerinin başında zeki algoritmalara yer verilmektedir. Sezgisel eniyileme algoritmaları; fizik, kimya, biyoloji, sürü, sosyal ve müzik tabanlı olmak üzere genel olarak altı farklı grupta değerlendirilebilir. Zeki algoritmalar topluluk olarak yaşayan kuş, ağaç, balık, kurt, arı ve böcek gibi canlı türlerinin yaşam biçimlerinin gözlemlenmesiyle geliştirilmiştir [56].

Sürü tabanlı algoritmaların temel özellikleri şunlardır:

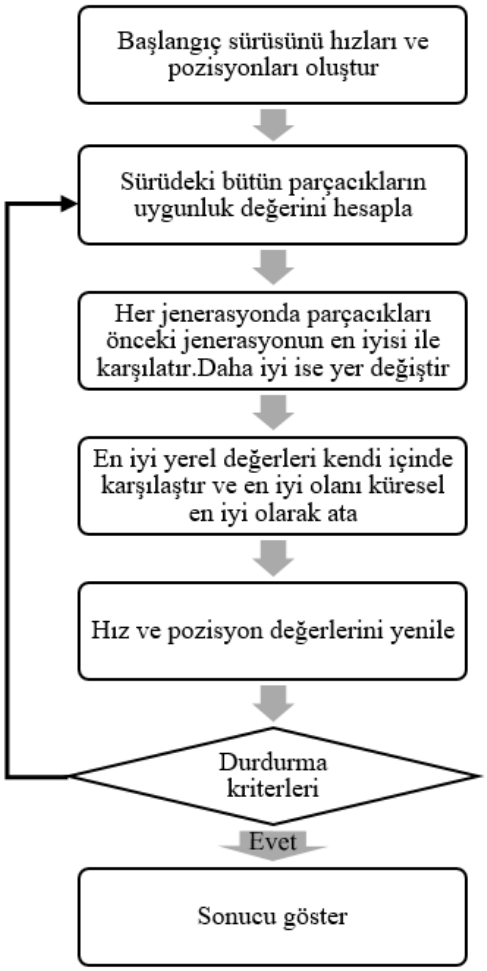
- Genellikle nüfus temellidirler.
- Arama süreçlerinde çoklu eleman kullanırlar.
- Popülasyonu oluşturan bireyler genellikle homojendir.
- Sistemin genel tutumu, her bir bireyin birbiriyle ve çevre ile etkileşime girmesinden kaynaklanır.
- Bireyler her zaman hareketlidir ve rastlantısal hareket eder.
- Eylemleri çevreye tepki olarak gerçekleşir.
- Merkezi bir kontrol yoktur, liderler her yinelemedeki performanslarına göre ortaya çıkarlar [59].

Aşağıda, farklı araştırmacılar tarafından önerilen ve simülasyon çalışmalarımızda kullandığımız zeki optimizasyon algoritmaları incelenmiştir.

3.1.1. Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (PSO), 1995 yılında Kennedy ve Eberhart tarafından önerilmiştir. Parçacıkları küresel en uygun çözümler aramaya yönlendirmek için kuşların sürü davranışını taklit eden basit bir mekanizma kullanmaktadır. PSO basitleştirilmiş sosyal sistemin bir benzetimi olarak ortaya çıkmıştır. Başlangıçta kuş ya da balık sürü koreografisinin grafiksel olarak benzetimlerini amaçlamışlardır. Ancak grafiksel benzetimden sonra, parçacık sürü modelinin bir optimizasyon yöntemi olarak kullanılabileceği keşfedilmiştir [39].

PSO, tüm yüksek boyutlu problem alanlarında uygulanabilecek verimli bir optimizasyon algoritması olduğunu kanıtlamıştır. Sürülerin hareketine ve zekâsına dayanan sağlam bir stokastik optimizasyon tekniğidir. Sosyal etkileşim kavramını problem çözmeye uygular ve optimize edilmekte olan problemin gradyanını kullanmaz, bu nedenle klasik optimizasyon yöntemlerinin gerektirdiği gibi optimizasyon probleminin diferansiyel olmasını gerektirmez [42]. Gürültülü ve zamanla değişen düzensiz sorunların optimizasyonu PSO kullanılarak belirlenebilir [43-47]. PSO algoritmasının işlem adımlarını gösteren akış şeması Şekil 3.1'de yer almaktadır.



Şekil 3.1. PSO akış şeması [90]

PSO'nun parametreleri, parçacık sayısı, bireylerin çözüm uzayındaki konumu, etmenlerin hızı ve komşuluğundan oluşur. PSO algoritması, öncelikle sürü oluşturarak başlar. İlk yinelemede, tüm parçacıklar en iyi çözümü bulmak için yayılır. İkinci adımda, her bir parçacık değerlendirilir, ardından bireysel ve küresel en iyiler güncellenir ve daha sonra parçacıkların hızı ve konumu güncellenir. Yakınsama, tüm parçacıkların en iyi çözüme çekilmesiyle elde edilecektir. İkinci adım, sonlandırma koşulu oluşana kadar tekrarlanır. Bratton ve Kennedy'nin yapmış olduğu çalışma, tüm optimizasyon problemleri için uygulanabilecek mutlak bir popülasyon boyutu sayısının olmadığını göstermiştir [62]. Bu yüzden her bir problem için optimal parçacık sayısı değişkenlik göstermektedir [58].

PSO rastgele bir çözümle başlatılır ve her bir tekrarlama (iterasyon) ile parçacıkların konumları en iyi iki değer arasında güncellenir. Bu iki değerden ilki parçacığın o zamana kadarki elde ettiği en iyi çözümü sağlayan koordinat olup pbest olarak isimlendirilir. Diğer en iyi değer ise o zamana kadar elde edilen tüm parçacıkların en iyi çözümü olan koordinat değeridir ve gbest olarak adlandırılır. D boyutlu arama uzayından oluşan n adet parçacığın olduğu bir problemi göz önüne aldığımızda popülasyon parçacık matrisi aşağıdaki gibi olacaktır:

$$x = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \cdots & \cdots & x_1^D \\ x_2^1 & x_2^2 & \cdots & \cdots & x_2^D \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ x_n^1 & x_n^2 & \cdots & \cdots & x_n^D \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

i'nci parçacığının pozisyon vektörü matriste $x_i = (x_i^1, x_i^2 x_i^3, \ldots., x_i^D)$'dir. $pbest_i^d = (p_i^1, p_i^2, \ldots., p_i^D)$ i'inci parçacığın bireysel eski en iyi uygunluk değerini veren pozisyondur. Her bir tekrarda tüm parçacıkların en iyi konumu $gbest^d = (p^1, p^2, \ldots p^D,)$ ile ifade edilir ve tektir. $v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \ldots, v_{id})$ her bir boyuttaki i parçacığının değişim hızıdır. Parçacıkların hızları ve konumları aşağıdaki verilen ifadeler ile güncellenir:

$$v_i^d(t+1) = wv_i^d(t) + c_1 r_i^1(t)\left(pbest_i^d(t) - x_i^d(t)\right) + c_2 r_i^2(t)\left(gbest^d(t) - x_i^d(t)\right) \tag{3.2}$$

$$x_i^d(t+1) = x_i^d(t) + v_i^d(t+1) \tag{3.3}$$

denklemlerinde c_1 ve c_2 her bir parçacığın pbest ve gbest değerlerine yönelmesini sağlayan öğrenme katsayılarıdır. c_1 parçacığın kişisel öğrenme katsayısı iken c_2 ise global öğrenme katsayısıdır. r_i^1 ve r_i^2 , [0 1] arasında düzgün dağılımlı rastgele sayılardır. *w* ise atalet katsayısı olup önceki hız ile mevcut hız vektörlerinin kontrol edilmesini sağlar.

Atalet katsayısının en uygun w değeri aşağıdaki ifade kullanılarak bulunur [90]:

$$w = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{tekrar_{max}} * tekrar \quad (3.4)$$

3.1.2. Genetik Algoritma

Genetik algoritma (GA) 1975 yılında John Holland tarafından önerilmiştir. GA, doğal evrimi esas alan güçlü bir araştırma algoritması olarak tanımlanmıştır [24]. GA doğadaki evrim mekanizmasını örnek alan bir çözüm tekniğidir. GA, soruna bir havuz veya olası çözümlerden oluşan bir toplulukla başlar. Bu çözümler daha sonra çaprazlama ve mutasyona uğrayarak yeni bireyler üretilir ve süreç nesiller boyunca tekrarlanır [48]. Her bir bireye (veya aday çözüme) bir uygunluk değeri oluşturulur ve daha iyi olan kişilere çiftleşme ve daha "iyi" bireyler üretme şansı verilir. Temelde daha güçlü olanın hayatta kalması prensibine dayanır. Çözümlemeler genel olarak 0'lar ve 1'lerden meydana gelen zincirlerdir. Evrim başlangıçta bireylerden rastgele başlar ve tüm nesiller boyunca devam eder. Her yeni nesille birlikte mevcut topluluktan çeşitli bireyler seçilir ve yeni topluluklar oluşturmak için evrilir (mutasyona uğrar ve kopyalanır). Bu topluluklar algoritmanın devamında yeni bir topluluk olarak yoluna devam eder [58]. Çaprazlama, mevcut genlerin potansiyellerini incelemek ve artırmak için kullanılan yöntemdir. Fakat bu genler popülasyonda kodlanmış bütün bilgiyi içermediği takdirde, çaprazlamadan istenen verim alınamaz. Çaprazlama yönteminde, ebeveynlerden seçilen genler ile işlem yapılarak yeni yavrular oluşturulmaktadır. Bu sebeple, mevcut gen havuzundan yeni kromozomlar üretebilen bir operatöre ihtiyaç duyulmaktadır. Mutasyon operatörü, bu eksikliği karşılayarak olası yeni çözümlerin kaybını engellemektedir [61].

Genetik operatörler genetik algoritma yaklaşımının problemler üzerine uygulanmasını sağlayan temel işlemcilerdir. GA'nın temel operatörleri bireyler arasında bilgi değişimini sağlayan "çaprazlama" ve evrimi gerçekleştiren "mutasyon" dur

Çaprazlama Operatörü: Genetik algoritmanın performansını doğrudan etkileyen en önemli parametrelerden olan çaprazlama operatörü doğal hayattaki çaprazlamaya karşılık gelmektedir. Üreme sonucunda elde edilen yeni popülasyondan rastgele seçilen iki kromozom karşılıklı çaprazlama işlemine tabi tutulmaktadır. Çaprazlama işleminde dizi uzunluğu L olmak üzere, $1 \leq k \leq L - 1$ aralığında k tamsayısı seçilmektedir. Bu tamsayı

değerine göre dizi çaprazlamaya uğratılır. En basit çaprazlama yöntemi tek noktalı çaprazlama yöntemidir. En klasik tek noktalı çaprazlama birinci ve ikinci kromozom üzerinde ortak belirlenen rastgele nokta temel alınarak birinci kromozomun bu noktadan önceki kısmı ile ikinci kromozomun bu noktadan sonraki kısmı birleştirilerek yeni bir kromozom elde edilir. Tek noktalı çaprazlama yapılabilmesi için her iki kromozomun da aynı gen uzunluğunda olması gerekir. İki noktalı çaprazlamada ise kromozomlar üzerinde rastgele belirlenen kromozom iki noktadan kesilir ve kromozomların bu noktalar arasında kalan kısımlarının karşılıklı değiştirildiği çaprazlamadır. Aşağıda örnekler üzerinde gösterilmiştir [90].

Tek noktalı çaprazlama:

Kromozom 1	11001010	Yeni kromozom 1	11000110
Kromozom 2	10110110	Yeni kromozom 2	10111010

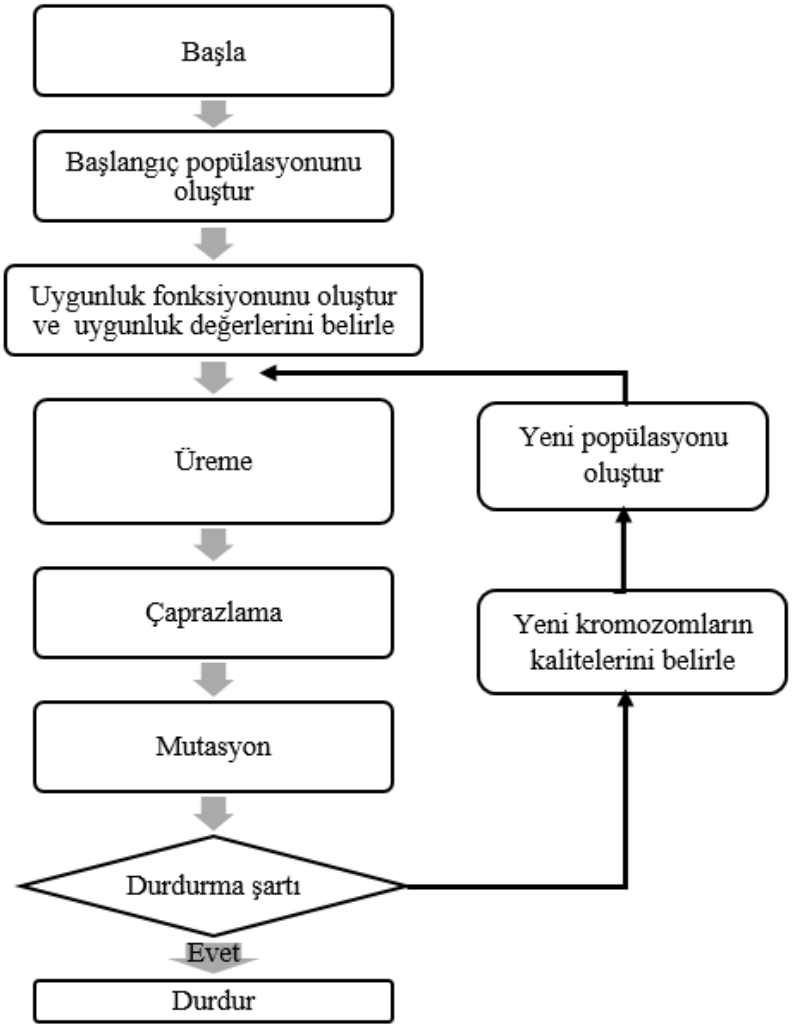
Çift noktalı çaprazlama:

Kromozom 1	11001010	Yeni kromozom 1	11110110
Kromozom 2	10110110	Yeni kromozom 2	10001010

Mutasyon operatörü: bireylerin genleri veya genleri oluşturan küçük birimleri üzerinde değişiklik yapılması sağlanır. Yeni bireylerde bulunan genler teker teker incelenerek mutasyon oranına dikkate alınarak 1 ise 0'a, 0 ise 1'e dönüştürülür. Gösterim olarak buna uymayan bir yapıda da yine rastgele seçilecek iki genin yerleri veya sırası değiştirilmek suretiyle mutasyon gerçekleştirilir. Genetik algoritmalarda mutasyonun avantajı, çözüm uzayının araştırılmasında yön değişiklikleri yaparak araştırmanın yerel minimumlara takılmasını önlemektir [90].Mutasyon işlemi aşağıda gösterilmiştir.

Eski dizi 110101001110

Yeni dizi 110001101010



Şekil 3.2. GA akış şeması [89]

Çözüm uzayındaki sonuçlar birer dizi olarak kodlanır. Her bireyin uygunluk değerine göre ne kadar iyi olduğu hesaplanır. Belirlenen bireylere bir olasılık değerine göre rastlantısal olarak üreme işlemi uygulanır. Bireyler, çaprazlama ve mutasyon işlemlerine tabi tutulur. Önceden tanımlanan yineleme sayısına veya minimum hata koşuluna

ulaşıncaya kadar GA akış şemandaki işlemler sürdürülür. Belirli nesil sayısı veya tanımlanan minimum hata koşuluna ulaşınca işlem sonlandırılır [58].

3.1.3. Harmoni Arama Algoritması

Harmoni arama algoritması (HSA), 2001 yılında Geem ve arkadaşları tarafından önerilmiştir. Bir orkestranın çaldığı notalar ile armonik olarak en iyi melodinin elde edilmesi esasına dayanmaktadır [63]. HSA müzik tabanlı bir meta-sezgisel algoritmadır. Orkestranın çok sayıda nota ve enstrüman ile dinleyicilerin kulağına hoş gelecek bir melodi aramaları sürecini benzetimde kullanma fikri, HSA'nın ortaya çıkmasını sağlamıştır. Kısaca, HSA'da bir müzisyenin bir besteyi oluşturma süreci taklit edilmektedir. Müzisyenler, belirli bir beğeni ölçütüne ulaşmak için daha iyi bir melodi oluşturmaya çalışırlar. Buna göre çalınan parça ne kadar güzelse müzik aletleri ve notalar da o kadar iyi bir harmoni oluşturmuştur. HSA'da beğeni çözüm kümesine karşılık gelmektedir [77].

Müzisyenler şu üç yaklaşımla en iyi harmoniyi (çözümü) bulmayı amaçlar:

- Ezberindeki, iyi olduğuna inandığı melodiyi çalma - Ezbere çalma.
- Ezberindeki melodiyi değiştirme - Notalarda küçük değişiklikler yapma.
- Rastgele notalar üretme - Tüm ihtimaller arasından yeni dizi oluşturma [63].

HSA ile bir problem çözümü beş basamakta gerçekleşmektedir: Problemin belirlenmesi ve çözüm parametrelerinin oluşturulması, harmoni hafızasının oluşturulması, yeni harmonilerin oluşturulması, harmoni hafızasının güncellenmesi ve durdurma şartının oluşması olarak sıralanabilir [77].
Pilot tasarım için HS algoritması:
Pilot tasarım problemimizde, bir harmoniye karşılık gelen her aday çözüm, $x_i = (x_i^1, x_i^2, x_i^3, \dots, x_i^D)$ gibi D-boyutlu bir vektör olarak ifade edilir. Optimize edilecek pilot pozisyonları, 1'den D'ye kadar olan vektör boyutları ile temsil edilir. Simülasyonlarda, pilot pozisyonlara karşılık gelen i'inci çözüm vektörünün boyutları için üst ve alt sınırlar (Lb) tanımlanır. 256 alt taşıyıcı kullanılan sistemimizde pilot ton sayısı 16 olarak belirlenmiş, boyut numarası HM matrisinin her bir çözüm vektörü için 16 olarak tanımlanmıştır. Pilot tasarım problemimize HS algoritmasının uygulaması Şekil 3.3'de verilen detaylı bir akış şeması ile açıklanmıştır.

HS algoritmasının uygunluk fonksiyonu: Pilot ton optimizasyonu sürecinde algoritmanın HS için uygunluk fonksiyonu olarak verilen denklem (3.5)'deki MSE 'yi kullanmak mümkündür.

$$MSE = \frac{\sigma^2}{P} \tag{3.5}$$

Bununla birlikte, (3.5)'deki matris ters çevirme işleminin gerekliliği, HS tabanlı pilot optimizasyon algoritmasının hesaplama karmaşıklığını artırır. Bu nedenle, GG^H matrisi pozitif ve gerçek özdeğerlere sahip olduğundan, hesaplama karmaşıklığını azaltmak amacıyla Gershgorin daire teoremini kullanarak MSE'nin üst sınırını (Ub) elde etmek mümkündür.

Gershgorin daire teoremi kavramı aşağıdaki gibi şekilde tanımlanabilir. A, elemanları x_{ij} olan bir N × N kare matris olsun. A matrisindeki i. satırın köşegen olmayan elemanlarının toplamı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$R_i = \sum_{j=1, j\neq i}^{N} |x_{ij}| \qquad i = 1,2,\dots.,N; \qquad j = 1,2,\dots.,N; \tag{3.6}$$

Gershgorin diskini $D(x_{ii}, R_i)$ ifadesiyle tanımlayalım, burada x_{ii} ve R_i sırasıyla diskin merkezini ve yarıçapını gösterir. Gershgorin daire teoremine göre, A matrisinin özdeğerlerinin her biri Gershgorin disklerinden en az birinde bulunur.

GG^H'nin özdeğerleri λ_1 , λ_2 , …, λ_N olarak tanımlanırsa, $(GG^H)^{-1}$'in özdeğerleri $1/\lambda_1, 1/\lambda_2, \dots, 1/\lambda_N$ olur. İzleme operatörü, giriş argümanının özdeğerlerinin toplamını hesapladığı için, $(GG^H)^{-1}$ 'in izleme opeatörü aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$tr\{(GG^H)^{-1}\} = \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{\lambda_i} \tag{3.7}$$

GG^H matrisinin ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$GG^H = \begin{bmatrix} P & x_{1,2} & x_{1,3} & \cdots & x_{1,N} \\ x_{2,1} & P & x_{2,3} & \cdots & x_{2,N} \\ x_{3,1} & x_{3,2} & P & \cdots & x_{3,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N,1} & x_{N,2} & x_{N,3} & \cdots & P \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

burada P ile belirtilen köşegen elemanlar birbirine eşittir. (3.6)'da tanımlanan R_i, GG^H matrisindeki i'inci satırın köşegen dışı bileşenlerinin toplamına karşılık gelir ve ayrıca ilgili matrise ait i'nci Gershgorin diskinin yarıçapını temsil eder. Bu nedenle, $R_{max} = \max(R_i)$, GG^H matrisinin sahip olduğu Gershgorin disklerinin yarıçapları arasındaki maksimum yarıçapa karşılık gelir. Gershgorin daire teoremine göre, eğer $P > R_{max}$, burada P ayrıca GG^H matrisine ait her bir Gershgorin diskinin merkezini gösterirse, GG^H matrisi için aşağıdaki eşitsizlik yazılabilir [63]:

$$|\lambda_i - P| \leq R_{max} \qquad i = 1,2,\dots,N \tag{3.9}$$

(3.9)'dan iki eşitsizlik elde edebiliriz. Birinci ve ikinci eşitsizlikler sırasıyla (3.10) ve (3.11)'in son kısımlarında elde edilir.

$$|\lambda_i - P| \leq R_{max} \;\rightarrow\; \lambda_i - P \leq R_{max}$$

$$\rightarrow\; P + R_{max} \geq \lambda_i \;\rightarrow\; \frac{1}{P + R_{max}} \leq \frac{1}{\lambda_i} \tag{3.10}$$

$$\rightarrow\; \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{\lambda_i} \geq \frac{N}{P + R_{max}}$$

$$|\lambda_i - P| \leq R_{max} \;\rightarrow\; -\lambda_i + P \leq R_{max}$$

$$\rightarrow\; P - R_{max} \leq \lambda_i \;\rightarrow\; \frac{1}{P - R_{max}} \geq \frac{1}{\lambda_i} \tag{3.11}$$

$$\rightarrow \quad \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{\lambda_i} \leq \frac{N}{P - R_{max}}$$

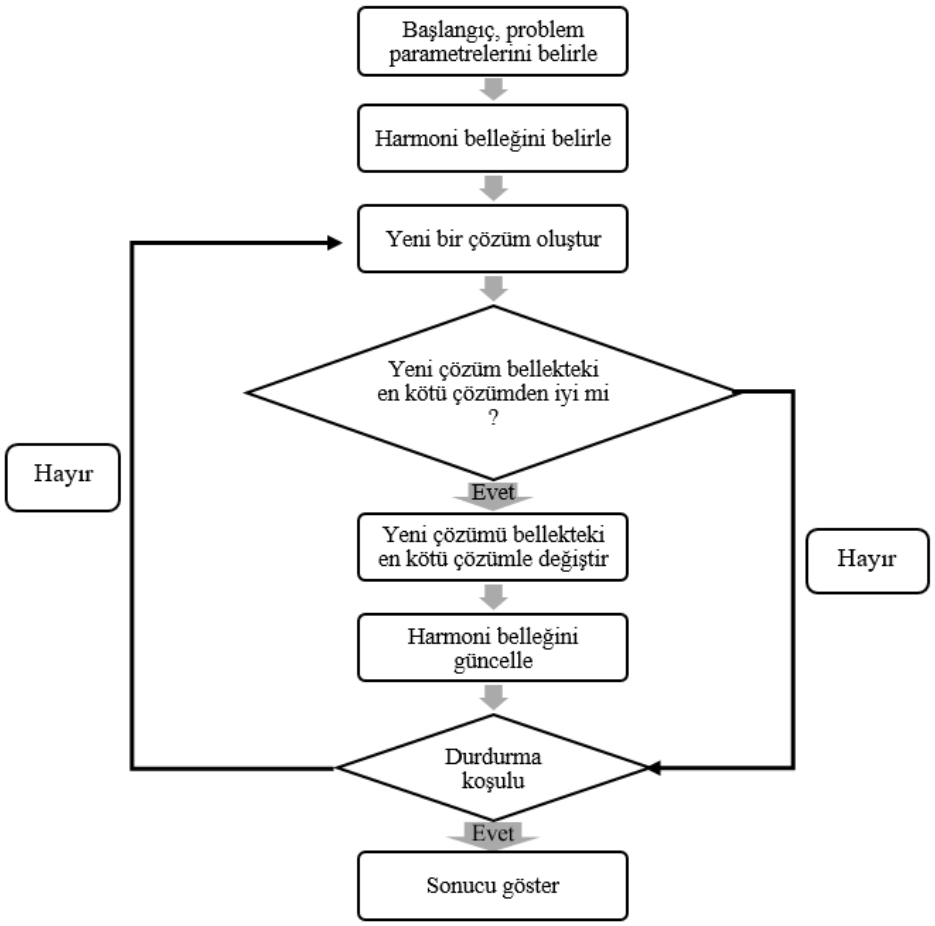
(3.7)'da verilen ifadenin alabileceği minimum değeri (3.10)'un son kısmını kullanarak elde edebilirken (3.11)'in son kısmından ilgili ifadenin maksimum değerini elde edebiliriz.

$$MSE = \frac{\sigma^2}{P - R_{max}} \tag{3.12}$$

Sonuç olarak, HS algoritması için nihai uygunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi belirlenir:

$$uygunluk\ fonk. = \frac{R_{max}}{P} \tag{3.13}$$

P köşegen bileşeninin değeri optimizasyon süreci boyunca değişmediğinden, uygunluk fonksiyonu doğrudan R_{max} değerine bağlıdır. (3.12)'deki MSE'nin Ub'si dikkate alınırsa, optimizasyon işlemi sırasında uygunluk fonksiyonunu en aza indirerek, R_{max} değeri sıfıra yaklaşır. R_{max} değerinin sıfıra indirgendiği varsayılırsa, (3.12) minimum MSE'yi tanımlayan (3.5)'e eşit olur. Bu nedenle bu çalışmadaki amacımız yığın MIMO sisteminde MSE değerini minimum seviyeye indirebilmek için pilot pozisyonlarını optimize ederek R_{max} değerini sıfıra yaklaştırmaktır [63].



Şekil 3.3. HSA akış şeması [77]

Hafıza, HSA'nın en önemli parçasıdır [63]. Harmoni hafızası aracılığıyla iyi melodiler sonraki yinelemelere aktarılabilecek, böylece her yinelemede arzu edilen harmoniye yaklaşılmaya çalışılacaktır. HSA ile GA arasında hesaplama bakımından benzerlikler olsa da, iki yöntem arasındaki en önemli fark yeni bir karar değişkeninin oluşturulması aşamasındadır. HSA metodunda oluşturulan yeni melodi harmoni hafızası içindeki tüm özellikleri taşıyabilirken GA'da yeni bireyler sadece toplum içerisindeki iki adet bireyin (ebeveynlerin) özelliklerini kullanır.

3.1.4. İstilacı Ot Algoritması

İstilacı ot algoritması (IWO), 2006 yılında Mehrrabian ve Lucas tarafından önerilmiştir. Doğadaki istilacı otların büyüme sürecinden ilham alır. İstilacı otlar, saldırgan büyüme

alışkanlıkları ile faydalı bitkiler için ciddi bir tehdit oluşturan güçlü bitkilerdir. IWO'nun temeli, istilacı otların çok dayanıklı ve çevresel değişikliklere yüksek adaptasyon kabiliyetleridir. IWO, istilacı ot kolonisinin uyumluluğunu ve rastgeleliğini taklit eden popülasyon tabanlı bir optimizasyon yöntemidir. Bu algoritma bir istilacı ot topluluğunun direncini, uyarlanabilirliğini ve rastlantısallığını taklit etmeye çalışır, etkili optimizasyon yaklaşımları için temel bir tasarım olarak kullanılabilir [83].

İstilacı otlar, rastlantısal dağılım yoluyla bir araziyi istila ederler ve arazideki faydalı ürünler tarafından kullanılmayan alanları kaplamaktadırlar. İstilacı otlar, bu alanlardaki kaynakları tüketirken, yeni tohumlar üreterek, bağımsız yeni istilacı otların oluşmasına olanak sağlarlar [84]. Üretilen yeni tohumların sayısı, topluluktaki istilacı otun uygunluğuna bağlıdır. Daha fazla kaynak alanına sahip olan ve çevreye daha iyi uyum sağlayan otlar daha hızlı büyür ve daha fazla tohum elde edilir. Üretilen tohumlar rastlantısal olarak tarlaya yayılır ve yeni istilacı otlara dönüşür. Bu süreç, kaynakların sınırlılığından dolayı azami istilacı ot sayısına ulaşılıncaya kadar devam eder. Azami nüfusa ulaşıldıktan sonra ancak daha güçlü istilacı otlar hayatta kalabilir ve yeni istilacı otlar üretebilir. İstilacı otlar arasındaki rekabete dayalı mücadele, doğada hayatta kalmalarını ve gelişmelerini sağlar [85]. Yabani otların habitat davranışını simüle etmek için sürecin bazı temel özellikleri aşağıdaki gibi kabul edilir:

Birincil popülasyon başlatma: Arama alanında sınırlı sayıda tohum dağıtılır.

Üreme: Her tohum bir çiçekli bitkiye dönüşür ve uygunluk değerlerine bağlı olarak tohumlar üretir. Çim tanelerinin sayısı S_{max}'tan S_{min}'e aşağıdaki gibi doğrusal olarak azalır:

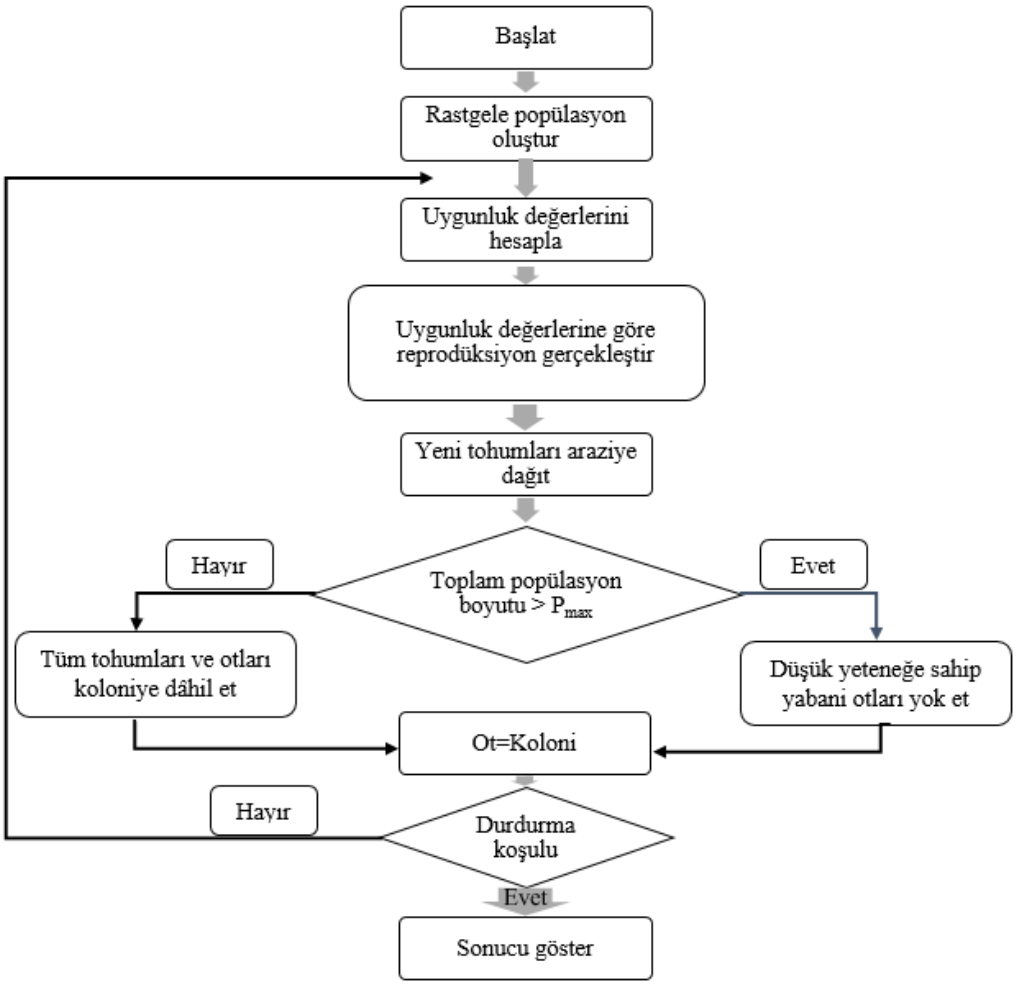
$$n(wi) = \frac{s_{max}\left(max_{fit} - fit(w_i)\right) + s_{min}\left(fit(w_i) - min_{fit}\right)}{max_{fit} - min_{fit}} \tag{3.14}$$

Spektral Yayılma: Ortalama dikim pozisyonu ve standart sapma (SD) ile normal dağılımda grubun ürettiği tohumlar aşağıdaki denklem ile üretilir:

$$\sigma_t = \left(\frac{T-t}{t}\right)^n \left(\sigma_{başlangıç} - \sigma_{final}\right) + \sigma_{final} \tag{3.15}$$

Burada T maksimum yineleme sayısıdır, σ_t mevcut standart sapmadır, n doğrusal olmayan modülasyon indeksidir. Bu dönüşüm, tohum düşüşünün her adımda doğrusal olmayan bir şekilde azalmasını, daha uygun bitkilere yol açmasını ve uygun olmayan bitkileri ortadan kaldırmasını sağlar [83].

Rekabetçilik: Ot sayısı, kolonideki maksimum ot sayısını (P_{max}) aşarsa, en kötü uygunluğa sahip çimen koloniden çıkarılır, böylece kolonide sabit sayıda bitki kalır. Şekil 3.4'de tipik bir istilacı ot algoritması akış şeması gösterilmektedir.



Şekil 3.4. IWO akış şeması [83]

Diğer algoritmalarda olduğu gibi ilk olarak topluluğun oluşturulmasıyla başlanır. İkinci adımda istilacı otlar atanmış olan uygunluk değerlerine göre sıralanırlar ve bu değere göre her istilacı otun yeni tohumlar üretmesine izin verilir. Üçüncü aşamada yeni tohumlar üredikleri otun konumuna göre değişen uzaklıklarda arama alanının üzerine rastlantısal olarak dağıtılır. Son olarak tüm tohumlar arama alanındaki konumlarını bulduktan sonra, büyüyerek ebeveynleri ile birlikte uygunluk değerlerine göre sıralanırlar. Kolonideki sıralamaları daha düşük olan otlar P_{max} azami koloni sayısına erişmek için elenir. İşlemler durdurma koşulları gerçekleşinceye kadar tekrarlanır [83-85].

3.1.5. Fil Sürüsü Optimizasyon Algoritması

Fil sürüsü optimizasyon algoritması (EHO), 2015 sonunda Wang tarafından optimizasyon problemlerini çözmek için önerilen, sürü zekâsına dayalı bir meta-sezgisel arama yöntemidir [79]. EHO, gerçek fillerin doğadaki klan oluşturma davranışlarının modellenmesinden ortaya çıkmıştır.

Sürü davranışı şu şekilde özetlenebilir:

- Fil sürüleri, bir dizi dişi fil ve yavru filden oluşan klan adı verilen bir dizi alt gruptan oluşur.
- Her klan bir ana filin liderliği altında hareket eder.
- Yetişkinliğe ulaşan erkek yavru filler, ait oldukları klanı terk ederler [80].

EHO, fillerin sürü davranışlarını iki operasyonda modeller:

a) Klan güncellemesi: Her klandaki dişi filler bir ana filin (yetişkin dişi) önderliğinde yaşar ve diğer klan fillerinin konumu, ana filin konumunu kullanacak şekilde konumlarından etkilenir ve güncellenir.

b) Ayrılık: Her fil klanında erkek fil, yetişkin yaşına geldikten sonra gruptan ayrılıp yalnız yaşamaya başlar. Optimizasyon problemlerinde, bu ayırma işlemine ayırma operatörü adı verilir. EHO yönteminde, en kötü verime sahip yetişkin erkek fil her nesilde ayrılır [81].

EHO akış şeması Şekil 4.5'de verilmiştir. Belirtilen davranışlar EHO için benzetim gerçekleştirildiğinde, her fil bir aday çözüme karşılık gelmektedir. Klanların kendi içerisinde de alt gruplara bölünmeleri sonucunda alt klanlar oluşur. Her klanda en iyi fil, ana fil olarak seçilir. Her yineleme sonunda klan içerisindeki en kötü fil klandan

ayırılarak, kendisine yeni bir konum aramaktadır. Ayrılma işleminden sonra klanların birleşmesiyle meydana gelen yeni fil sürüsü uygunluk değerine göre sıralanmaktadır. Optimizasyon işlemi aracılığıyla mevcut klandan en iyi uygunluk değerine sahip belirlenen sayıda filler, yeni oluşturulan klandaki en kötü fillerin yerini alır. Klanın gelişme ve eniyileme sürecindeki adımlar durdurma koşulu sağlanıncaya kadar tekrarlanır, durdurma koşulu sağlandığında ise algoritma sonlandırılır [79-82].

Klan güncelleme operatörü: Daha önce de belirtildiği gibi, tüm filler her klanda bir ana filin önderliğinde bir arada yaşar. Bu nedenle, *ci* klanındaki her filin bir sonraki konumu, ana fil *ci*'den etkilenir. *ci* klanındaki *j* fili şu şekilde güncellenebilir:

$$x_{yeni,ci.j} = x_{ci,j} + \alpha * \left(x_{eniyi,ci} - x_{ci,j}\right) * r \tag{3.16}$$

burada *ci* klanındaki fil *j* için $x_{yeni,ci.j}$ yeni güncellenmiş ve $x_{ci,j}$ eski konumdur. $\alpha \in [0,1]$ ana fil *ci*'nin $x_{ci,j}$ üzerindeki etkisini belirleyen bir ölçek faktörüdür. $x_{eniyi,ci}$, *ci* klanındaki en uygun fil bireyi olan ana fil *ci*'yi temsil eder. Burada r ∈ [0, 1] aralığındadır ve düzgün dağılım kullanılır. Her klandaki en uygun fil denklem (3.16) ile güncellenemez. En uygun olanı için şu şekilde güncellenebilir:

$$x_{yeni,ci.j} = \beta * x_{merkez,ci} \tag{3.17}$$

burada $\beta \in [0,1]$ $x_{merkez,ci}$'nin $x_{yeni,ci.j}$ üzerindeki etkisini belirleyen bir faktördür. Denklem (3.17)'deki $x_{yeni,ci.j}$ yeni birey *ci* klanındaki tüm filler tarafından elde edilen bilgilerle üretilir. $x_{merkez,ci}$ *ci* klanının merkezidir ve d boyutu için şu şekilde hesaplanabilir:

$$x_{merkez,ci,d} = \frac{1}{n_{ci}} * \sum_{1=j}^{n_{ci}} x_{ci,j,d} \tag{3.18}$$

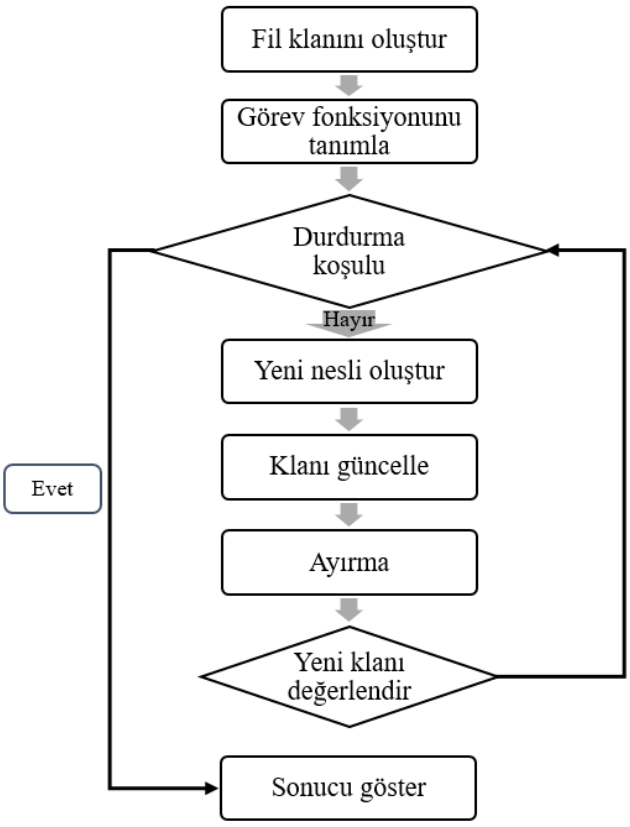
1≤d≤D, d boyutunu gösterir ve D, toplam boyuttur. n_{ci}, *ci* klanındaki fil sayısıdır. $x_{ci,j,d}$, $x_{ci,j}$ 'deki d'inci bireysel fildir. *ci* klanının merkezi, $x_{merkez,ci,d}$, Denklem (3.18) ile D hesaplamaları ile hesaplanabilir [79-82].

Ayırma operatörü: Fil grubunda erkek filler ergenlik çağına geldiklerinde aile gruplarından ayrılarak yalnız yaşayacaklardır. Bu ayırma işlemi, optimizasyon problemlerini çözerken bir ayırma operatörü olarak modellenebilir. EHO yönteminin

arama kabiliyetini daha da geliştirmek için, en kötü uygunluğa sahip fil bireylerinin, denklem (3.19)'da gösterildiği gibi her nesilde ayırma operatörünü uygulanmaktadır.

$$x_{enkötü,ci} = x_{min} + (x_{max} - x_{min} + 1) * rand \tag{3.19}$$

burada x_{max} ve x_{min}, fil bireyinin konumunun sırasıyla üst ve alt sınırlarıdır. $x_{enkötü,ci}$, ci klanındaki en kötü fil bireyidir. Rand $\in [0, 1]$ bir tür stokastik dağılımdır. Klan güncelleme operatörü ve ayırma operatörünün tanımına dayalı olarak, EHO yöntemi geliştirilmiştir [79] ve ana çerçevesi Şekil 3.5'te gösterildiği gibi özetlenebilir.



Şekil 3.5. EHO akış şeması [89]

3.1.6. Rastgele Orman Optimizasyon Algoritması

Rastgele Orman optimizasyon algoritması, (RFA) 2001 yılında bir istatistikçi olan Leo Breiman, tarafından önerilmiştir. Ağaç tipi sınıflandırıcılar topluluğudur. Gelişmiş bir

torbalama yöntemi olarak kabul edilmektedir. Ağaç sayısının değişkenlik gösterebildiği yüksek hızlı ve belirli bir kalıbı olmayan, bir yöntem olarak öne çıkmaktadır. RFA'da torbalama yönteminin tercih edilmesinin temel iki nedeni vardır; birincisi, torbalama işleminde doğruluğun artması için rastgele özellik kullanılması; ikincisi, ortalama hataların hesaplanmasıdır [86]. RFA üç ana aşama içerir: ağaçların yerel tohumlanması, nüfus sınırlaması ve ağaçların küresel tohumlanması. RFA'nın genel yapısı şu şekildedir.

Diğer evrimsel algoritmalar gibi, RFA ilk olarak ağaç topluluğunun (Rastgele Ormanın) oluşturulmasıyla başlar, böylece her ağaç problemin potansiyel bir çözümünü temsil eder. Bir ağaç, değişkenlerin değerlerine ek olarak, ilgili ağacın yaşını temsil eden bir bölüme sahiptir. Her ağacın yaşı başlangıçta "0" olarak ayarlanmıştır. Ağaçların başlatılmasından sonra, yerel tohumlama operatörü 0 yaşında ağaçlardan yeni genç ağaçlar (veya gerçekte tohumlar) üretecek ve yeni ağaçları Rastgele Ormana ekleyecektir. Sonra, yeni oluşturulanlar dışındaki tüm ağaçlar yaşlanır ve yaşları "1" artar. Daha sonra, Rastgele Ormandaki ağaçların nüfusu üzerinde bir kontrol adımı uygulanır ve bazı ağaçlar Rastgele Ormandan çıkarılır. Küresel tohumlama aşaması için aday nüfusu oluşturulur [87]. Şekil 3.6'da RFA'nın akış şemasını gösterilmektedir.

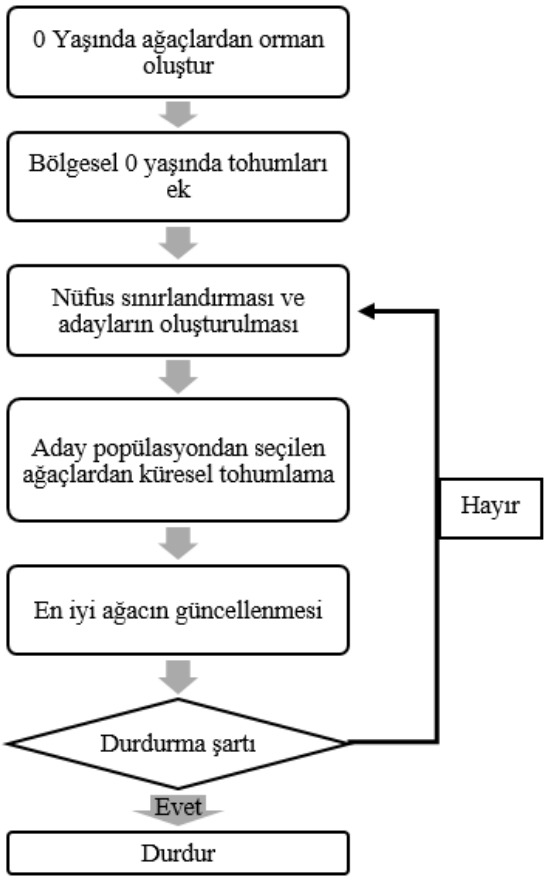
Rastgele Orman Algoritmasının matematiksel modellenmesi: Verilen veriler $(Y_i, X_i) \in R \times R^D, i = 1,\ldots,n,$ ortalama fonksiyonun RFA tahmini $m(x) = E(Y \mid X = x)$, m'nin n_{tree} regresyon ağacı tahminlerinin ortalamasıdır. Bir regresyon ağacında, veriler bir kök düğümden başlayarak bir ağacın düğümlerine özyinelemeli olarak bölünür. Bir düğümü bölmek için, bir dizi $(M_{try} \ll D)$ özelliği rastgele seçilir ve verilerin karşılık gelen özelliğindeki tüm "boşluklar" aranarak her bir özelliğe göre en iyi bölünme noktası belirlenir. Burada "$en\ iyi$", MSE değerini minimize eden değer olarak belirlenir:

$$\frac{1}{n_P}\left[\sum_{i=1}^{n_P}(Y_i^P - \bar{Y}^P)^2 - \sum_{i_r=1}^{n_R}(Y_i^R - \bar{Y}^R)^2 - \sum_{i=1}^{n_L}(Y_i^L - \bar{Y}^L)^2\right] \quad (3.20)$$

burada Y_i^P , Y_i^R ve Y_i^L sırasıyla ebeveyn düğüm, sağ çocuk ve sol çocuktaki yanıtları gösterir. $\bar{Y}^P$, $\bar{Y}^R$ ve $\bar{Y}^L$ ilgili düğüm araçlarını belirtir $n_p = n_R + n_L$, $n_R$ve n_L ilgili düğüm kardinaliteleridir. Alt düğümleri oluşturmak için CART-split kriterini en aza

indiren özellik ve kesme değeri kombinasyonu seçilir. Her bölme yalnızca bir özelliğe dayandığından, tüm düğümler hiper-dikdörtgenlerdir. Her yeni oluşturulan düğüme, düğüm üyelerinin yanıtlarının ortalaması olan bir düğüm temsilcisi atanır [87].

Düğümler, önceden belirlenmiş bir durdurma kuralı karşılanana kadar bu şekilde yinelemeli olarak bölünür - tek bir elemana (tamamen büyümüş ağaç) sahip olan yaprak düğümlerine ulaşırız veya her bir yaprak düğümündeki veri noktası sayısı önceden belirlenmiş bir sayıdan azdır veya toplam düğüm sayısı önceden belirlenmiş bir eşiğe ulaşıncaya kadar devam eder. Bir $x \in R^d$ girdi özelliği için regresyon ağacı tahmini, basitçe, x'i içeren düğümün temsili değeri ile verilir. RFA, yalnızca verilerin bir yeniden örneğini veya alt örneğini kullanan her ağaçla bir regresyon ağaçları grubunun ortalamasıdır [87].



Şekil 3.6. RFA akış şeması

Küresel tohumlama aşamasında, aday nüfusun belirli bir oranı Rastgele Ormanda daha uzağa taşınmak üzere seçilir. Küresel tohumlama aşaması, yerel optimumlardan kurtulmak için Rastgele Ormana bazı yeni potansiyel çözümler ekler. Yeni çözümlerle birlikte Rastgele Ormanın ağaçları uygunluk değerlerine göre yeniden sıralanmakta ve en büyük uygunluk değerine sahip ağaç en iyi ağaç olarak seçilir. En iyi ağacı Rastgele Ormandan çıkarmamak için en iyi ağacın yaşı 0 olarak ayarlanmaktadır; çünkü yerel tohumlama aşaması, en iyi ağacın yaşı dâhil tüm ağaçların yaşını arttırmaktadır. Bu aşamalar, durdurma koşulu karşılanıncaya kadar devam edecektir. Diğer evrimsel algoritmalar gibi, üç durdurma koşulu düşünülebilir. Bu koşullar: önceden tanımlanmış yineleme sayısı, birkaç yineleme için en iyi ağacın uygunluk değerinde hiçbir değişikliğin gözlenmemesi ve belirlenen doğruluk düzeyine ulaşılmasıdır [86-88].

4. BÖLÜM

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Bu çalışmada yığın MIMO kanal kestirimi için PSO, GA, HSA, IWO, EHO ve RFA optimizasyon algoritmaları ile LS kanal kestirim yöntemi iyileştirilmeye çalışılmıştır. Yığın MIMO kanal kestirimi için uygulanabilir genel çözümler sunulmakla birlikte algoritmaların performansı da Monte Carlo simülasyonları ile değerlendirilmektedir. Ayrıca, yakınsama sağlanana kadar gerekli yinelemelerin dağılımına dayanan karmaşıklığın analizi için önerilen yöntemlerde, asgari simülasyon yükü ile maksimum sayıda yinelemenin hesaplanmasına izin verildiğinden, eksik parametreler bir enterpolasyon (ara değerleme) yoluyla yeniden oluşturulmaktadır.

4.1. Simülasyonlarda Kullanılan Sistem Parametreleri

Klasik kanal kestirim yöntemleri ve zeki optimizasyon algoritmaları kullanılarak tasarlanmış kanal kestirim performanslarını değerlendirmek için Şekil 1.4'de verilen yığın MIMO sistem modeli kullanılmış olup, sistem parametreleri ise Tablo 4.1'deki gibi belirlenmiştir. Simülasyonlarda kullanılan zeki optimizasyon algoritmalarının parametreleri Tablo 4.2'deki gibi belirlenmiştir.

Simülasyon çalışmalarında her biri 32 yama anten barındıran bir yığın MIMO anten yapısı ve alıcı olarak 8 adet kullanıcı terminali belirlenmiştir [92]. Pilot sayısı 16 olarak belirlenmiştir. Simülasyonlar da kullanılan diğer parametreler ise Tablo 4.1'de verilmiştir.

Tablo 4-1. Yığın MIMO simülasyon parametreleri

Verici anten sayısı	32
Kullanıcı sayısı	8
Pilot ton sayısı	16
Modülasyon tipi	16QAM

Tablo 4-2. Simülasyonlarda kullanılan zeki optimizasyon algoritmalarının parametreleri

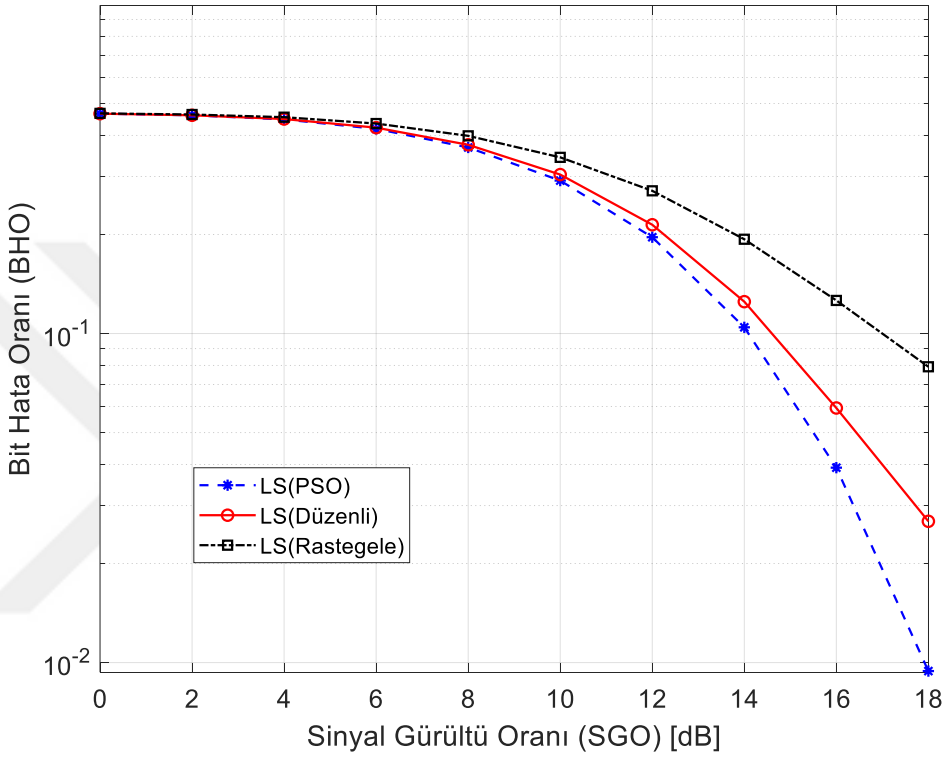
PSO				GA		
P*	C_1	C_2	W_{damp}	nPop	pCrossover	pMutation
25	1,5	2	0.9	25	0.8	0.2
EHO				HSA		
nPop	Keep	alpha	beta	HMS	HMCR	PAR
25	2	0.5	0.1	25	0.85	0.3
RFA				IWO		
area_limit	Life_time	LSC	GSC	nPop	Smin-Smax	Exponent
25	15	%5	%10	25	0-5	2

4.2. Parçacık Sürü Optimizasyonu Kullanarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi

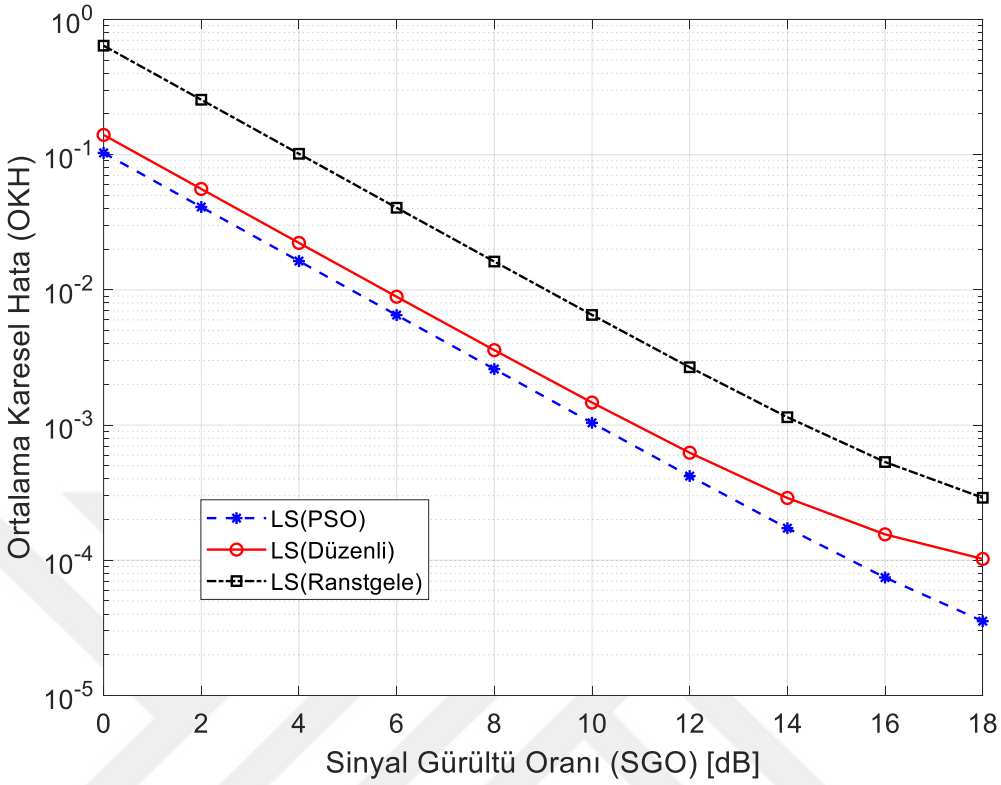
PSO algoritması ile pilot tonların optimizasyonu için kullanılan sistem parametreleri aşağıda verilmiştir. Bu parametrelerin belirlenmesinde; yerel minimuma takılmama, hızlı yakınsama gibi genel yaklaşımlar esas alınmış ve çeşitli denemeler sonucunda uygun benzetimler kullanılmıştır.

PSO kullanılarak pilot tonların optimizasyonu için, öncelikle rastgele pilot tonların yerlerinin oluşturulması amacıyla parçacıklar 0 ile 256 arasında konumlandırılır. Parçacıkların konumları ve hızları uygunluk fonksiyonuna göre değerlendirilir.

Parçacıkların mevcut konumunun uygunluk değeri, önceki en iyi konumundan daha iyi ise parçacığın hızı ve konumu güncellenir [78]. Durdurma koşulları gerçekleşinceye veya yineleme sayısı 200'e ulaşıncaya kadar bu işlemler tekrarlanır. Elde edilen en iyi parçacık konumları pilot tonların optimal konumu olarak seçilir.



Şekil 4.1. PSO ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı

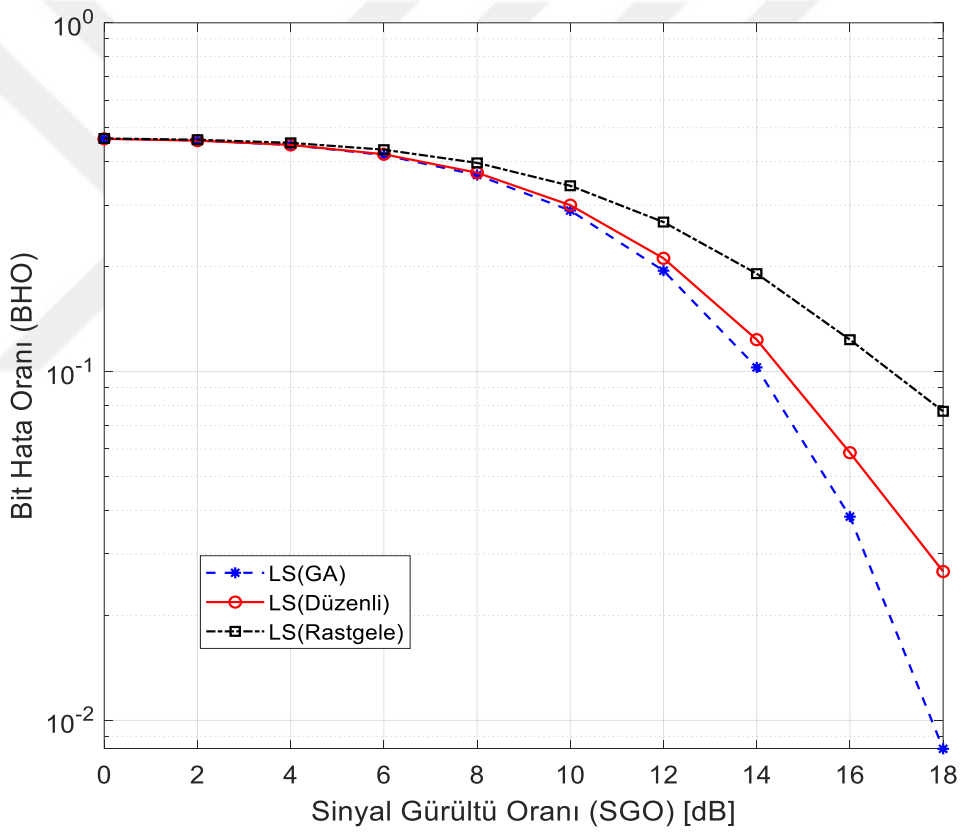


Şekil 4.2. PSO ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı

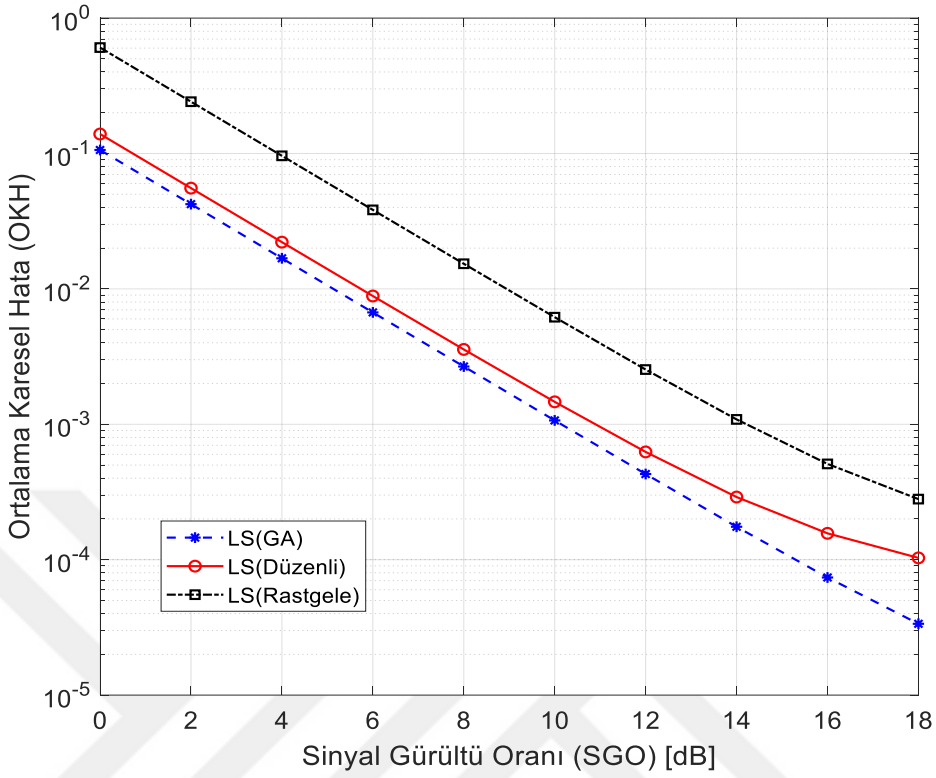
Şekil 4.1 ve Şekil 4.2'te, pilot tonların 0-18 dB SGO (Sinyal Gürültü Oranı)'ndaki BHO (Bit Hata Oranı) ve OKH (Ortalama Karesel Hata) değerleri gösterilmektedir. Şekil 4.1'de görüldüğü üzere rastgele pilot ton yerleşimi durumunda kanal kestirim performansı düzenli ve PSO algoritması ile optimize edilmiş pilot yerleşime göre düşük kalmaktadır. Rastgele yerleştirmek yerine pilot tonların düzenli olarak yerleştirilmesi kestirimci performansının artmasını sağlamıştır. Şekil 4.2'de görüldüğü üzere, 10^{-3} OKH değerinde düzenli pilot yerleşimi rastgele yerleşime göre yaklaşık 3 dB daha iyi SGO performansına sahiptir. PSO kullanılarak pilot ton yerleşimlerinin optimize edilmesi durumunda ise sistem performansının daha da arttığı gözlemlenmiştir. 18 dB SGO değerinde optimal yerleşimli pilot tonlar, düzenli pilot yerleşimine kıyasla yaklaşık olarak $1.7\text{x}10^{-2}$'lik BHO kazancına sahipken bu kazanç rastgele yerleşimlilere göre yaklaşık olarak $6.8\text{x}10^{-2}$'dir.

4.3. Genetik Algoritma Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi

GA ilk olarak pilot tonların rastgele yerlerinin belirlenmesi için 0-256 arasında nüfus üretilerek başlatılır. Popülasyondaki her bir bireyin uygunluk değeri hesaplanır. Daha sonrasında pilotların en iyi yerlerini belirlemek için ayrıntıları bölüm 3'te yer alan GA işlem adımları uygulanmaktadır. Uygunluk değeri en yüksek olan bireyler seçilerek pilot tonların optimal yerleri belirlenir. Bu işlemler durdurma koşulları sağlanıncaya kadar tekrar edilir [61]. Simülasyonlarda yineleme sayısı olarak 200 tekrar kullanılmıştır.



Şekil 4.3. GA ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı



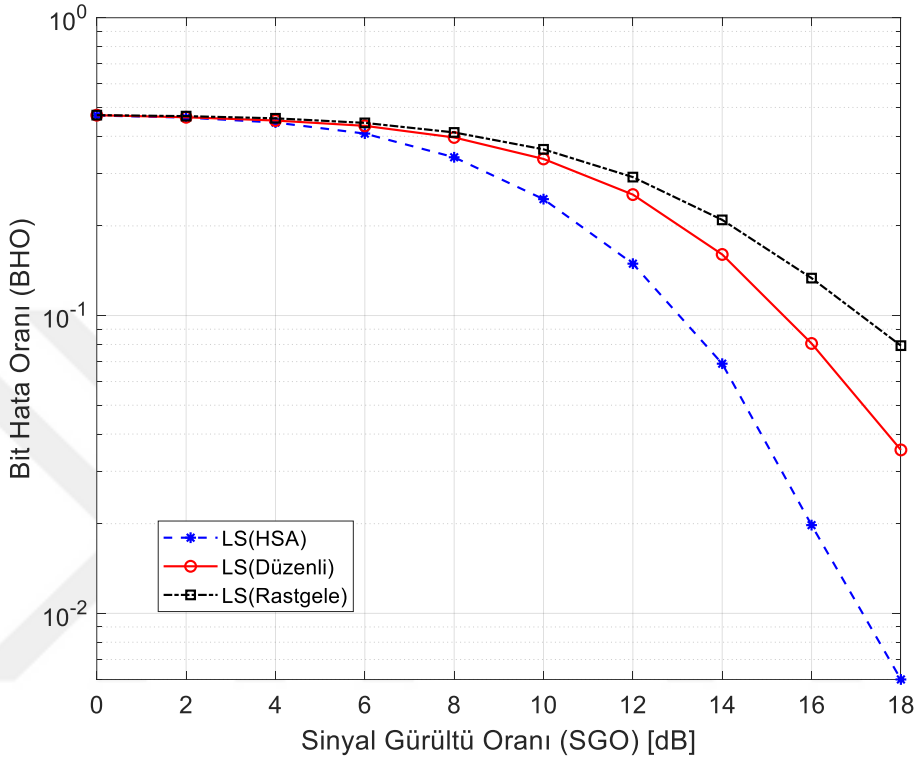
Şekil 4.4. GA ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı

Şekil 4.3'te ve Şekil 4.4'de, elde edilen 0-18 dB SGO aralığındaki BHO ve OKH grafikleri görülmektedir. Şekil 4.3 incelendiğinde genetik algoritma ile optimize edilmiş pilot yerleşimi, rastgele ve düzenli yerleşime göre daha az BHO değerlerine sahiptir. 18 dB SGO değerinde optimal ile rastgele yerleşim arasındaki BHO farkı yaklaşık 6.8×10^{-2} civarındadır. BHO'nun 10^{-1} değerinde ise optimal yerleşim, rastgele yerleşimden yaklaşık 3 dB daha az SGO'ya sahiptir. 10^{-3} OKH değerinde optimal yerleştirilmiş pilotlar, düzenli yerleştirilmiş pilotlara göre 1 dB, rastgele yerleştirilmiş pilotlara göre ise 4 dB daha iyi performansa sahiptir.

4.4. Harmoni Arama Algoritması Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi

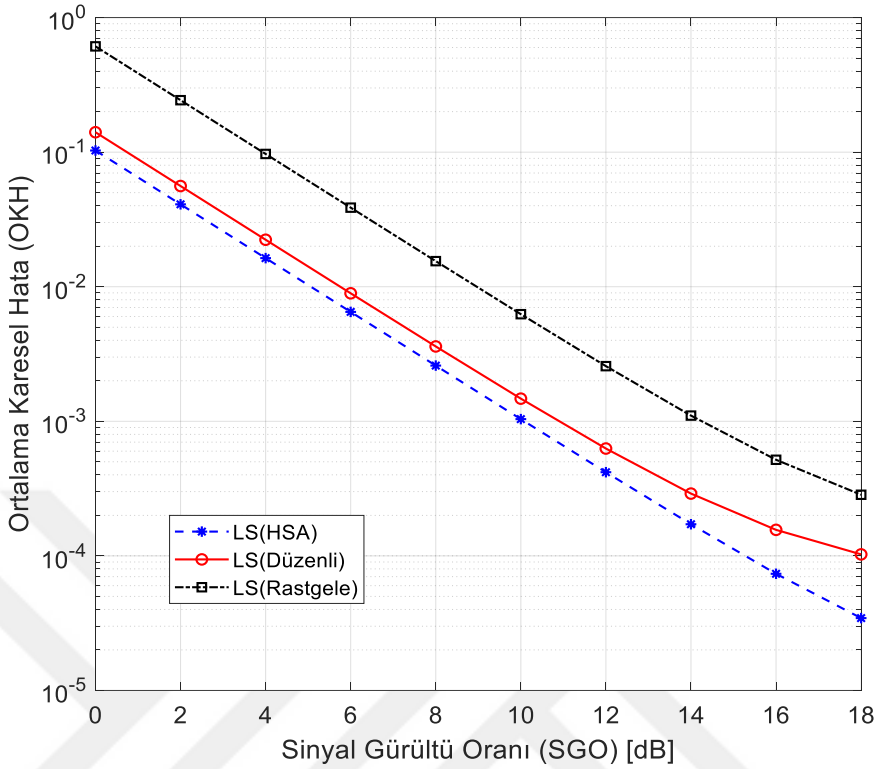
HSA ilk olarak pilot tonların rastgele yerlerinin belirlenmesi için 0-256 arasında Harmoni belleği üretilerek başlatılır. Popülasyondaki her bir notanın uygunluk değeri hesaplanır. Durdurma şartı oluşuncaya kadar yeni harmonilerin oluşturulması için ezberden çalma ve değiştirme oranları dikkate alınarak güncellemeler yapılır ve harmoni hafızasının

güncellenmesi ile çözüm parametrelerinin oluşturulması sağlanır [63]. Uygunluk değeri en iyi melodi seçilerek pilot tonların yerleri belirlenmektedir. Simülasyonlarda yineleme sayısı olarak 5000 tekrar kullanılmıştır.



Şekil 4.5. HSA ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı

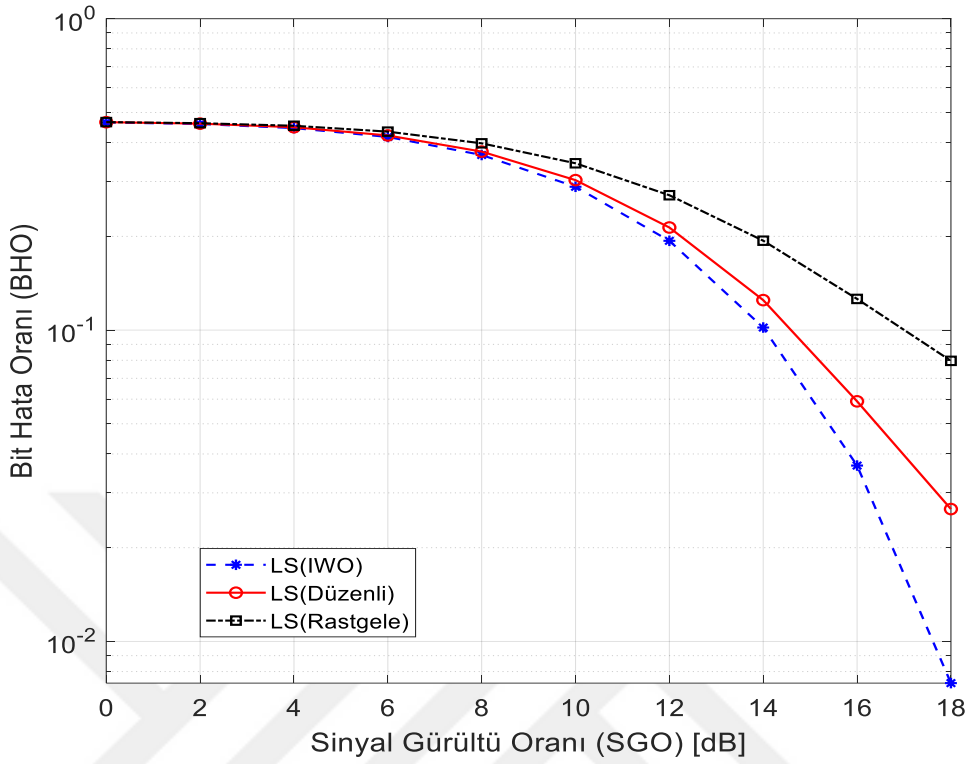
Şekil 4.5'de ve Şekil 4.6'da, elde edilen 0-18 dB SGO aralığındaki BHO ve OKH grafikleri görülmektedir. Şekil 4.5 incelendiğinde, HSA ile optimize edilmiş pilot yerleşimi, rastgele ve düzenli yerleşime göre daha az BHO değerlerine sahiptir. 18 dB SGO değerinde optimal yerleşim ile rastgele yerleşim arasındaki BHO farkı yaklaşık olarak 7.10^{-2} civarındadır. BHO'nun 10^{-1} değerinde ise optimal yerleşim, düzenli yerleşimden 2 dB daha iyi SGO'ya sahiptir. 10^{-3} OKH değerinde optimal yerleştirilmiş pilotlar, rastgele yerleştirilmiş pilotlara göre 4 dB daha iyi performansa sahiptir.



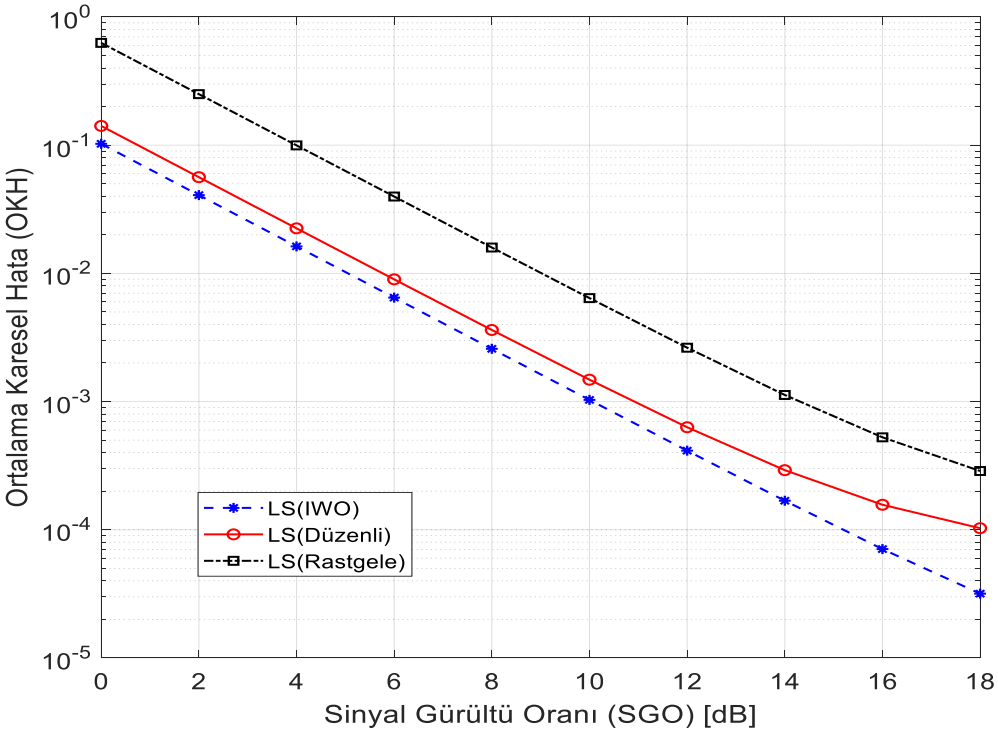
Şekil 4.6. HSA ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı

4.5. İstilacı Ot Algoritması Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi

IWO ilk olarak pilot tonların rastgele yerlerinin belirlenmesi için 0-256 arasında istilacı ot kolonisi üretilerek başlatılır. Popülasyondaki her bir bireyin uygunluk değeri hesaplanır. Daha sonrasında pilotların en iyi yerlerini belirlemek için ayrıntıları bölüm 3' te yer alan IWO işlem adımları uygulanmaktadır. Uygunluk değeri en yüksek olan bireyler seçilerek pilot tonların yerleri belirlenir ve bu işlemler durdurma koşulları gerçekleşene dek tekrar edilmektedir [84]. Simülasyonlarda yineleme sayısı olarak 200 tekrar kullanılmıştır.



Şekil 4.7. IWO ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı

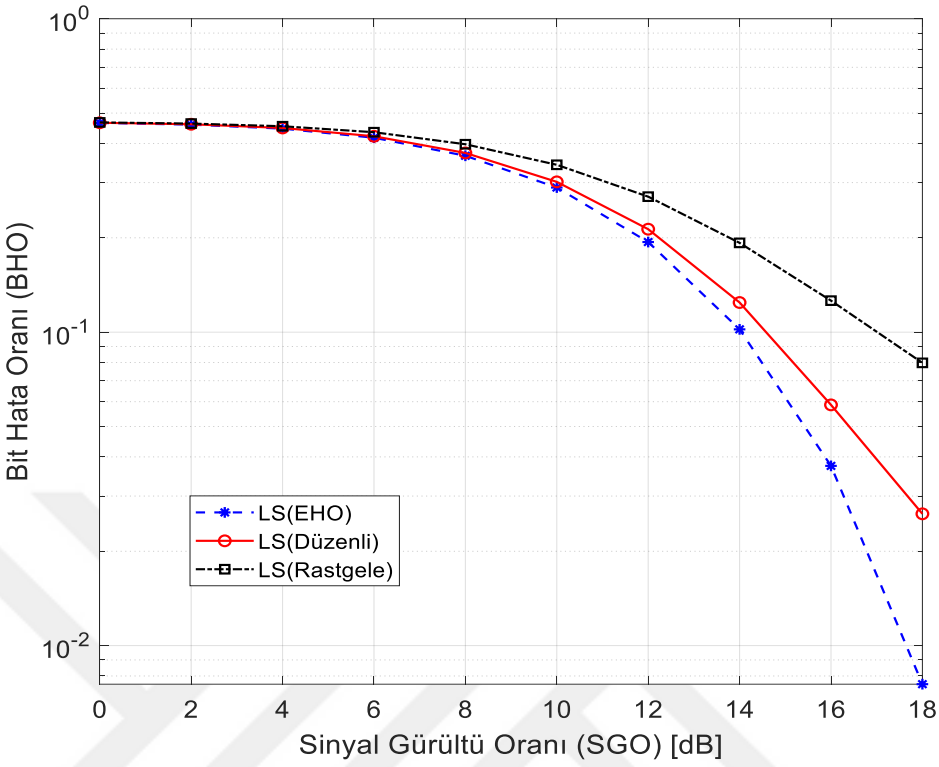


Şekil 4.8. IWO ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı

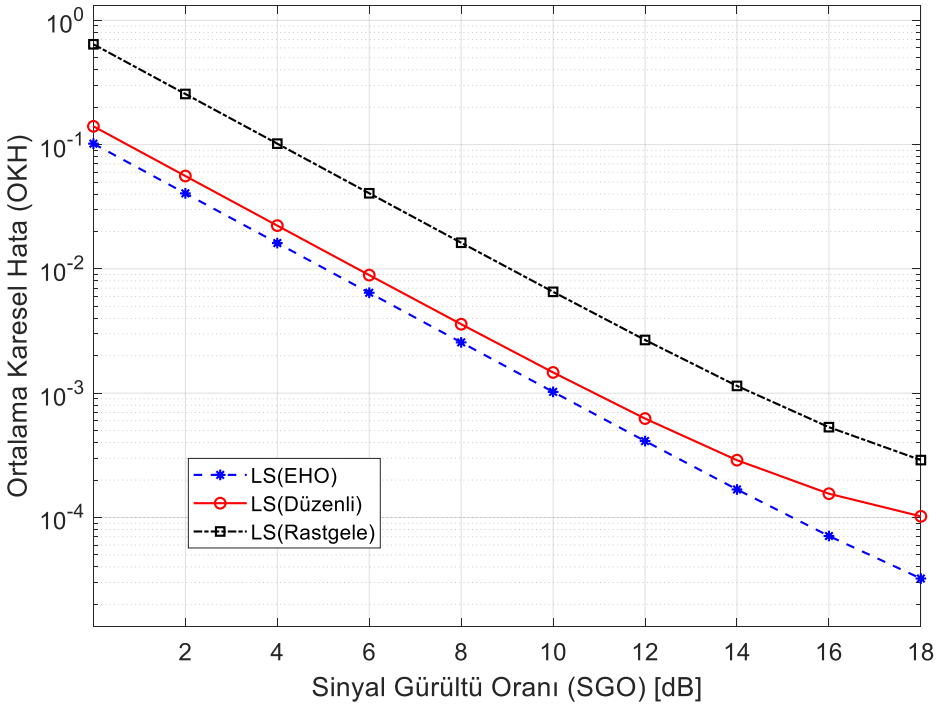
Şekil 4.7'de ve Şekil 4.8'de, elde edilen 0-18 dB SGO aralığındaki BHO ve OKH grafikleri görülmektedir. Şekil 4.7 incelendiğinde, optimal yerleştirilmiş pilot, rastgele ve düzenli yerleşimlere göre daha az BHO değerlerine sahiptir. Örneğin, 18 dB SGO değerinde istilacı ot optimizasyon algoritması ile optimize edilmiş ve rastgele yerleştirilmiş pilot tonlar arasındaki BHO farkı $7.2x10^{-2}$'den daha fazladır. BHO'nun 10^{-1} değerinde ise optimal yerleşim, rastgele yerleşimden yaklaşık 3 dB daha iyi SGO'ya sahiptir.

4.6. Fil Sürüsü Algoritması Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi

EHO ilk olarak pilot tonların rastgele yerlerinin belirlenmesi için 0-256 arasında fil klanı üretilerek başlatılır. Popülasyondaki her bir bireyin uygunluk değeri hesaplanır. En iyi dişi fil, ana fil klan lideri olarak belirlenir ve diğer fillerin hareketleri ana file göre değerlendirilir. Daha sonrasında pilotların en iyi yerlerini belirlemek için ayrıntıları bölüm 3'te yer alan EHO işlem adımları uygulanmaktadır. Uygunluk değeri en yüksek olan bireyler seçilerek pilot tonların yerleri belirlenir ve bu işlemler durdurma koşulları gerçekleşene kadar tekrar edilmektedir [82]. Simülasyonlarda yineleme sayısı olarak 200 tekrar kullanılmıştır.



Şekil 4.9. EHO ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı



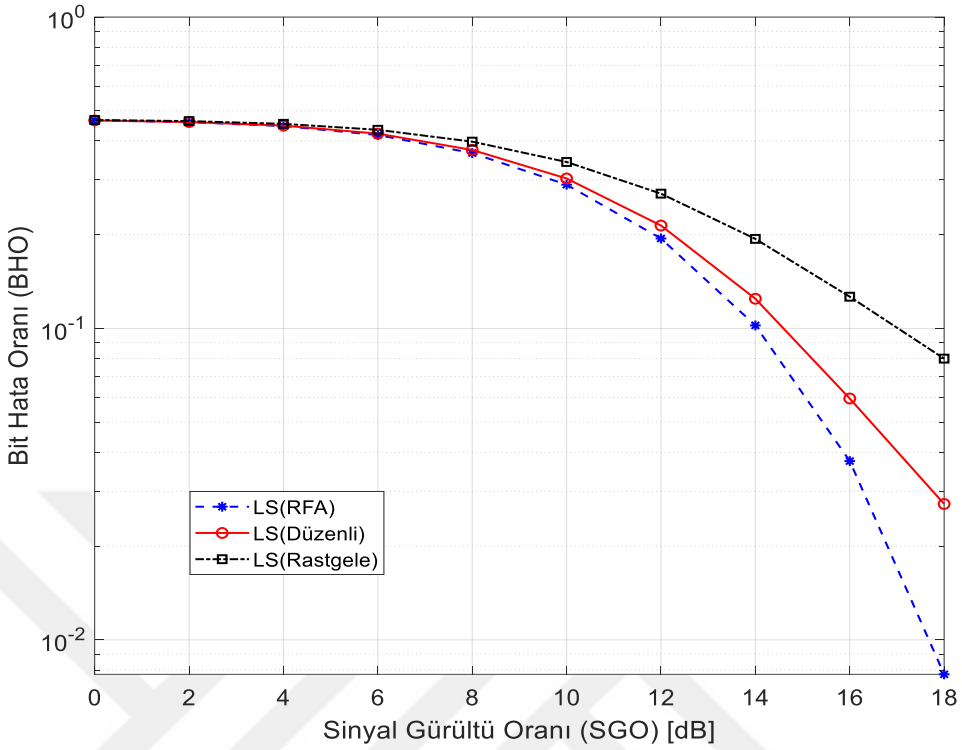
Şekil 4.10. EHO ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı

Şekil 4.9'da ve Şekil 4.10'da, elde edilen 0-18 dB SGO aralığındaki BHO ve OKH grafikleri görülmektedir. Şekil 4.9 incelendiğinde, EHO ile optimize edilmiş pilot tonların 18 dB BHO değeri $7.5x10^{-3}$ iken, düzenli yerleşimin BHO değeri yaklaşık $2.6x10^{-2}$ 'dür. 18 dB SGO değerinde optimal yerleşim ile rastgele yerleşim arasındaki BHO farkı $7.2x10^{-2}$'dür. BHO'nun 10^{-1} değerinde ise optimal yerleşim, rastgele yerleşimden yaklaşık 3 dB daha iyi SGO'ya sahiptir.

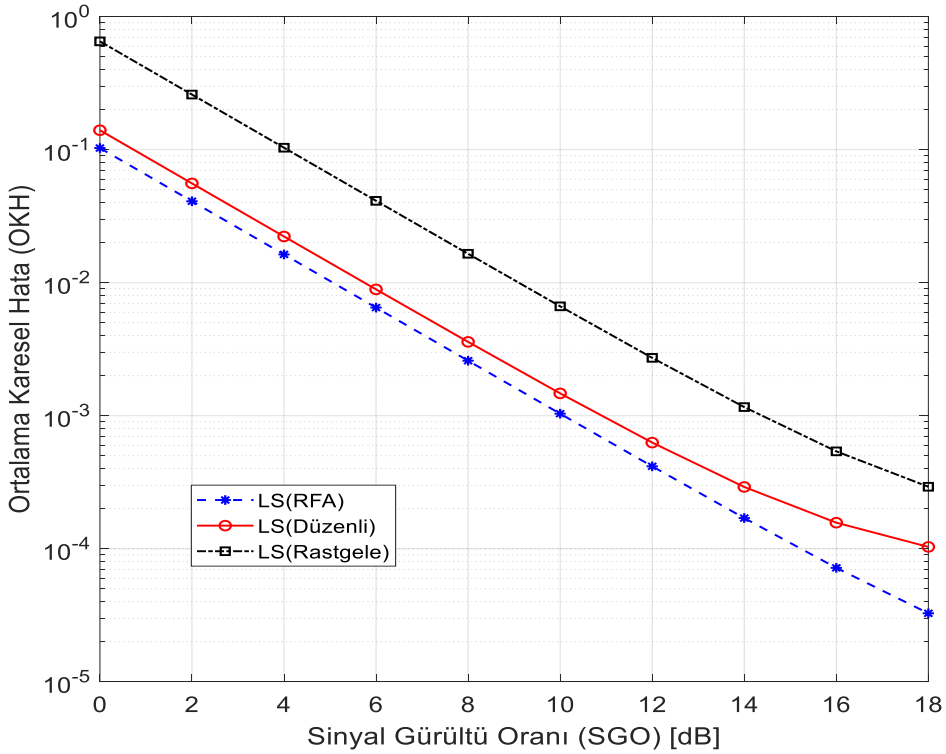
4.7. Rastgele Orman Algoritması Kullanılarak Pilot Tonların Yerlerinin Optimize Edilmesi

RFA ilk olarak pilot tonların rastgele yerlerinin belirlenmesi için 0-256 arasında ağaç topluluğu oluşturularak başlatılır. Rastgele ormandaki her bir ağacın uygunluk değeri hesaplanır. Böylece her ağaç problemin potansiyel bir pilot konumunu temsil eder. Daha sonrasında pilotların en iyi yerlerini belirlemek için ayrıntıları bölüm 3'te yer alan RFA işlem adımları uygulanmaktadır. Uygunluk değeri en yüksek olan bireyler seçilerek pilot tonların yerleri belirlenir ve bu işlemler durdurma koşulları gerçekleşinceye kadar tekrar edilmektedir [87]. Simülasyonlarda yineleme sayısı olarak 200 tekrar kullanılmıştır.

Şekil 4.11'de ve Şekil 4.12'de, elde edilen 0-18 dB SGO aralığındaki BHO ve OKH grafikleri görülmektedir. Şekil 4.11 incelendiğinde, RFA ile optimize edilerek yerleştirilmiş pilotlar, rastgele ve düzenli yerleşimlere göre daha az BHO değerlerine sahiptir. 18 dB SGO değerinde optimal yerleşim ile rastgele yerleşim arasındaki BHO farkı yaklaşık olarak $7.3x10^{-2}$'dir. 18 dB SGO değerinde optimize edilmiş pilot tonların BHO değeri yaklaşık 7.10^{-3}'dür. OKH'ın 10^{-3} değerinde ise optimal yerleşim, düzenli yerleşimden yaklaşık 1 dB, rastgele yerleşimden ise yaklaşık 4 dB daha iyi SGO'ya sahiptir.



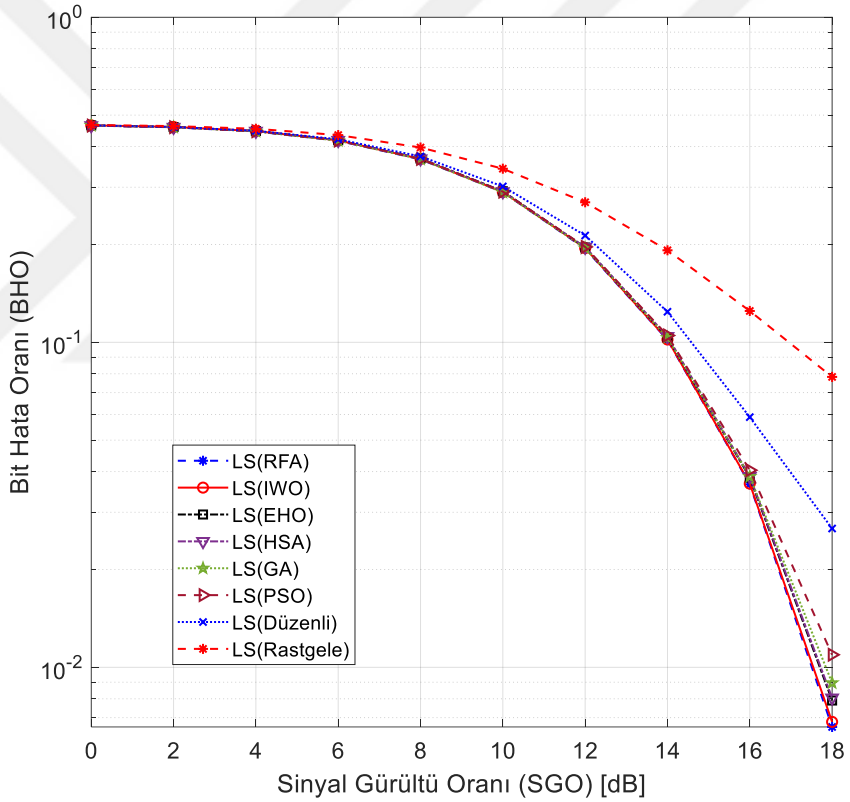
Şekil 4.11. RFA ile optimize edilmiş pilot tonların BHO performansı



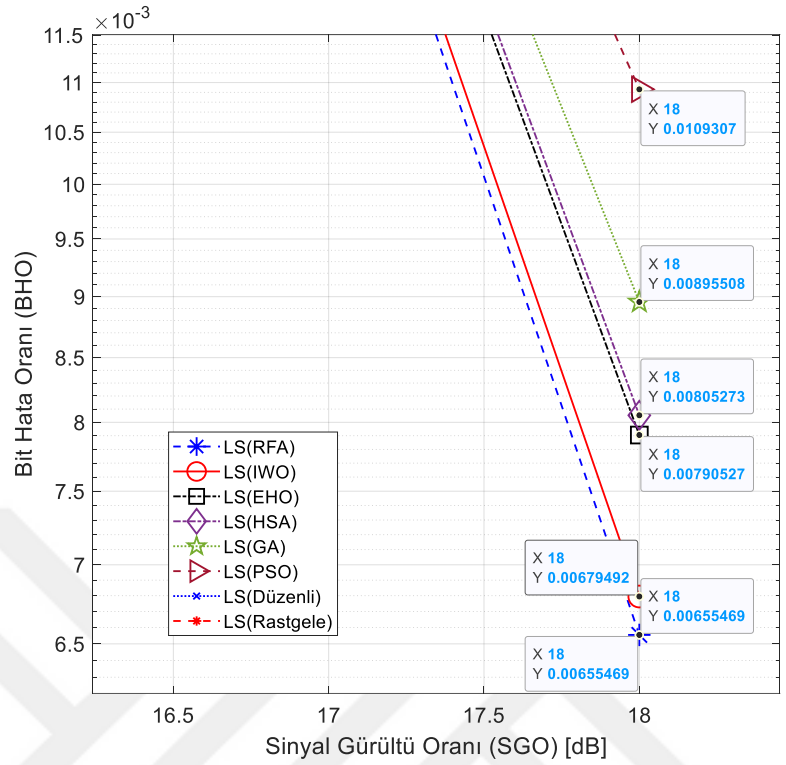
Şekil 4.12. RFA ile optimize edilmiş pilot tonların OKH performansı

4.8. Pilot Tonların Yerlerinin Optimizasyonu İçin Zeki Optimizasyon Algoritmaları Performanslarının Kıyaslanması

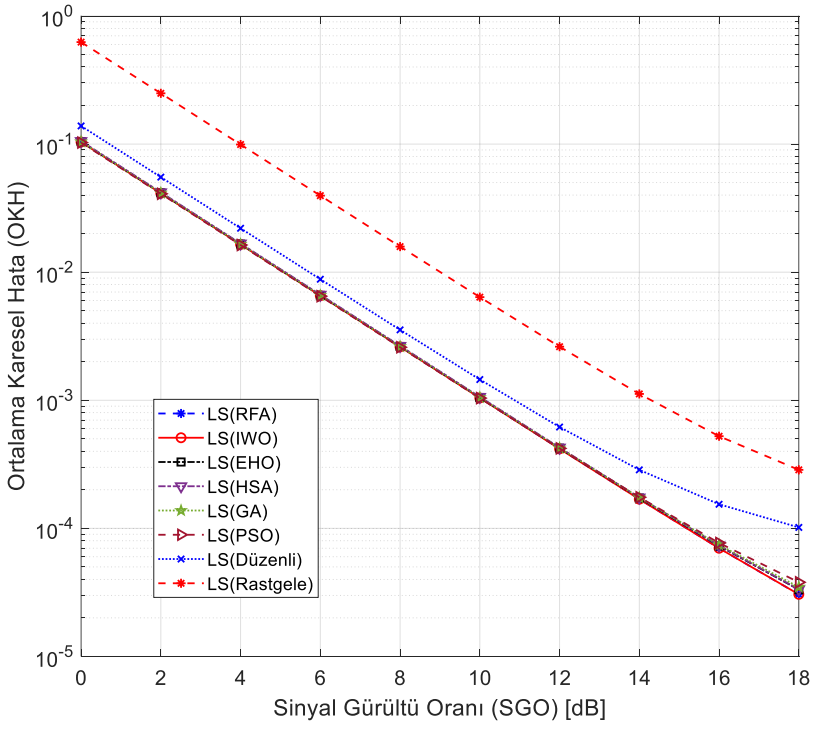
Şekil 4.13 ve Şekil 4.14'de, pilot tonların yerlerinin optimizasyonu için kullanılan zeki optimizasyon algoritmalarının BHO değişim grafikleri yer almaktadır. Şekil 4.13'te görüldüğü üzere istilacı ot algoritması ve rastgele orman algoritması hemen hemen örtüşerek 0-18 dB aralığında en iyi BHO değerine sahipken, en kötü BHO değerine ise PSO sahiptir. 18 dB SGO'da PSO ve diğer iki algoritma arasındaki BHO değeri yaklaşık 4.10^{-3}'dir.



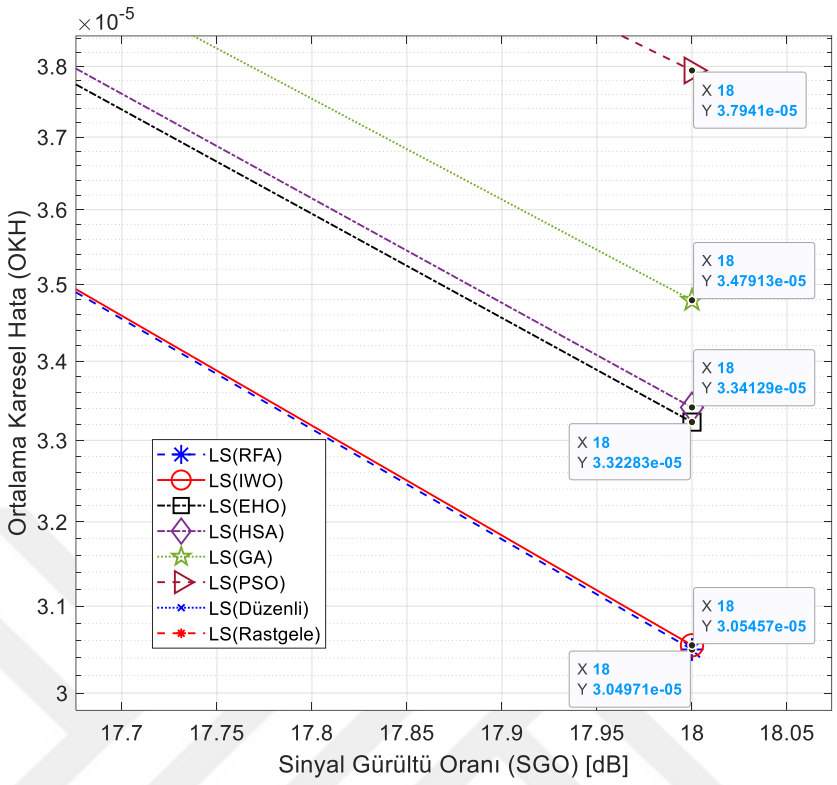
Şekil 4.13. Zeki optimizasyon algoritmalarının BHO performansı



Şekil 4.14 Zeki optimizasyon algoritmalarının BHO performansı (Detay)



Şekil 4.15. Zeki optimizasyon algoritmalarının OKH performansı



Şekil 4.16 Zeki optimizasyon algoritmalarının OKH performansı (Detay)

Şekil 4.15 ve Şekil 4.16 incelendiğinde, PSO'nun OKH değerinin diğer algoritmalardan daha kötü olduğu görülmektedir. Ancak 18 dB SGO değerinde PSO $3.79\text{x}10^{-5}$ ve RFA $3.04\text{x}10^{-5}$ iken aynı OKH değerinde düzenli yerleşim $1\text{x}10^{-4}$ ve rastgele yerleşim $2\text{x}10^{-4}$ olmaktadır. Bu da göstermektedir ki her ne kadar algoritmalar arasında küçük farklar olsa da tüm algoritmalar rastgele ve düzenli yerleşime göre önemli ölçüde üstünlük sağlamışlardır.

5. BÖLÜM

SONUÇ VE ÖNERİLER

Yığın MIMO kanal kestirimi durumunda, $N_R \cdot N_T$ kanal katsayılarının, düz sönümlenen zamanla değişmeyen bir kanal olduğu varsayılmaktadır. Daha önce belirtildiği gibi, sürü algoritmalarının performansı artan boyutlarla azalır. Optimizasyon probleminin boyutları sadece gönderici veya alıcı anten sayısı ile değil aynı zamanda kanal hafızası uzunluğu ile de belirlenir. Çalışma boyunca incelediğimiz kanal yapısında 32 adet verici anten ile 8 adet kullanıcı ve 16 adet pilot kullanılmıştır. Hızlı bir yakınsama sağlamak için algoritmalarda minimum sayıda üye ataması yapılmıştır. Ek olarak, bir eşik değere ulaşıldığında birey sayısı arttırılarak algoritmaların performanslarının artırılmasının mümkün olmadığı görülmüştür. İdeal birey sayısı optimizasyon problemine bağlıdır.

Bu çalışmada algoritmaların yığın MIMO kanal kestirimi için uygulanabilirliği, ortalama kare hata (OKH) performansı ve bit hata oranı (BHO) açısından değerlendirilmektedir. PSO, GA, HSA, IWO, EHO ve RFA, algoritmalarının hepsi de rastgele başlatılan bir popülasyonla başladıkları ve nüfus üyelerini değerlendirmek amacıyla bir uygunluk değeri kullandıkları için birçok benzerlik paylaşmaktadırlar. Bu algoritmaların arasındaki temel fark ise liderlerin, ebeveynlerin ya da yeni üyelerin konumlarının veya üretimlerinin güncellenmesi aşamasında ortaya çıkmaktadır. Algoritma içindeki nüfus üyeleri yinelemeli olarak güncellenir ve en iyi sonuçları elde etmeye çalışır.

Yapılan benzetim çalışmalarına göre, zeki optimizasyon yöntemleri kullanılarak tasarlanmış olan kanal kestirim algoritmalarının her biri, LS algoritmasında rastgele ve düzenli pilot yerleşimine göre daha iyi performans göstermiştir. LS algoritması herhangi bir sisteme kolaylıkla uygulanabilen, fazla matematiksel işlem gerektirmeyen yapısı itibariyle oldukça sade bir algoritma olmasına rağmen, zamana göre değişen çok yollu sönümlemeli kanallarda zayıf performans göstermektedir.

Zeki optimizasyon yöntemleri kullanılarak pilot destekli kanal kestirimi yapılırken pilot tonların en iyi noktalarda konumlandırılması sayesinde daha verimli iletim sağlanabilmektedir. Bu da zeki optimizasyon algoritmalarını kullanan kanal kestiricileri, geleneksel düzenli yerleştirilmiş pilot tabanlı kanal kestirim algoritmaları arasında ön plana çıkarmaktadır. Zeki optimizasyon algoritmalarının farklı uygulamalarda, optimum sonuçların oluşturulmasında iyi sonuçlar alınmasından yola çıkılarak pilot tonların yerleşiminde optimum yerlerin bulunabileceği öngörülmüştür. Pilot konumları optimize edilerek oluşturulan kanal kestirim sonuçları, rastgele yerleşim ve düzenli yerleşimli sonuçlar ile bilgisayar ortamında karşılaştırılmıştır. Yapılan simülasyonlarda zeki optimizasyon algoritmaları kullanılarak elde edilen pilot tonların hem rastgele hem de düzenli yerleşime göre daha iyi bit hata oranı ve ortalama karesel hata değerlerine sahip olduğu gözlemlenmiştir. Ortaya çıkan sonuçlarla pilot ton optimizasyonunun kanal kestirim performansına önemli bir katkı sağladığı görülmüştür. PSO, GA, HSA, IWO, EHO ve RFA'nın performansları incelendiğinde rastgele orman algoritması ve istilacı ot algoritması öne çıkarken, PSO algoritması görece en kötü performansı sergilemiştir. Ancak aralarında çok büyük farklar da yoktur.

Yığın MIMO sistemlerde zeki optimizasyon yöntemleri ile kanal kestirim işleminin sahip olduğu en büyük avantaj FDD'de mevcut olmayan kanal karşılıklığı, dezavantaj ise çok fazla birbirine yakın antenden kaynaklanan pilot kirliliğidir. Bu dezavantaj, TDD üzerinde işlem yapılarak ve pilot çeşitliliği artırılarak ortadan kaldırılabilmektedir. Ancak FDD'de kanal kestirimi yığın MIMO için hala açık bir sorundur. İlerde yapılacak çalışmalarda, yığın MIMO sistemlerde zeki optimizasyon yöntemleri kullanarak FDD üzerinde pilot yükünü aşırı artırmadan kanal kestirimi yapılarak ve antenlerin çalışma düzenleri üzerine verimlilik artışı sağlayacak optimizasyon çalışmaları yapılarak söz konusu haberleşme sistemlerinde daha verimli iletişim sağlanabilecektir. Böylece yığın MIMO sistemleri için daha önceden kullanılmakta olan klasik kanal kestirim

algoritmalarının sahip olduğu dezavantajların ortadan kaldırılabileceği düşünülmektedir. Bunun sonucunda, çok yollu sönümlü kanalların sahip olduğu yıkıcı etkilerin ortadan kaldırılmasıyla sistem performanslarının artırılabilme olasılığı söz konusu olabilir.

KAYNAKÇA

1. Björnson, E., Hoydis, J., Sanguinetti, L., 2017. Massive MIMO networks: Spectral, energy, and hardware efficiency. **Foundations and Trends in Signal Processing: Vol. 11**, No. 3-4: 154–655
2. Ngo, H. Q., 2015. Massive MIMO: Fundamentals and system designs. Division of Communication Systems Department of Electrical Engineering. ISY Linköping University. 47 pp.
3. Zhao, L., Zhao, H., Zheng, K., Xiang, W., 2020. Massive MIMO in 5G Networks: Selected Applications: 93 pp.
4. Gunnarsson, S., Flordelis, J., Van der Perre, L., Tufvesson, F., 2018. Channel hardening in massive MIMO-A measurement based analysis. **IEEE 19th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)**: 1-5.
5. Larsson, E., Tufvesson, F., Edfors, O., Marzetta, T. 2013. Massive MIMO for next generation wireless systems. **IEEE Communications Magazine**, vol. 52, no. 2: 186-195
6. Larsson E.G., 2017. Massive MIMO for 5G: Overview and the road ahead, **2017 51st Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)**, pp. 1-1,
7. Moqbel, M., Wangdong, W., al-marhabi, Z., 2017. MIMO channel estimation using the LS and MMSE algorithm. **IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering. 12:** 13-22
8. Busari, S.A., Huq, K., Mumtaz, S., Dai, L., Rodriguez, J., 2017. Millimeter-wave massive MIMO communication for future wireless systems: a survey. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**. vol. 20: 836-869
9. New 5G, New Antenna, 2019. **5G Antenna White Paper,** Huawei Technologies
10. 5G Network Architecture-A High Level View, 2016. Huawei Technologies
11. 5G ve Ötesi Beyaz Kitap, 2018. Bilgi Teknolojileri ve İletişim Kurumu
12. Gaspar, G.R., 2016. Channel estimation in massive MIMO systems. Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa. 68 pp.
13. Neumann, D., Joham, M., Utschick, W., 2015. Channel estimation in massive MIMO systems. Technische University Munchen, Munich, Germany

14. Seyman, M. N., Taşpınar, N., 2012. Optimization of pilot tones using differential evolution algorithm in MIMO-OFDM systems**. Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences**, vol.20, no.1: 15-23
15. Sancar, Ş., 2018. Masif MIMO Sistemlerde Kanal Kestirimi. Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul Üniversitesi.Yüksek Lisans Tezi. İstanbul. 48 s.
16. Li, Y., Tao, C., Seco-Granados, G., Mezghani, A., Swindlehurst, AL., Liu, L., 2017. Channel estimation and performance analysis of one-bit massive MIMO systems. **IEEE Transactions on Signal Processing, 65** (15): 4075-4089
17. Azizipour, MJ., Mohamed-Pour, K., Lee Swindlehurst, A., 2019. A burst-form CSI estimation approach for FDD massive MIMO systems. Signal Processing, 162 **Bell Labs Technical Journal 20 2015**: 106-114
18. Nayebi, E., 2018. TDD massive MIMO systems: Channel estimation, power optimization, and access point location design. UC San Diego.
19. You, L., Gao, X., Swindlehurst, AL, & Zhong, W., 2016. Channel acquisition for massive MIMO-OFDM with adjustable phase shift pilots. **IEEE Transactions on Signal Processing, 64** (6): 1461-1476
20. Ngo, H. Q., Larsson, E. G., Marzetta, T. L., 2013. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems, **IEEE Transactions on Communications,** vol. 61, no. 4: 1436–1449
21. Khan, I., Rodrigues, J., Al-Muhtadi, J., Khattak, M., Khan, Dr.Y., Altaf, F., Mirjavadi, S., Choi, B., 2019. A robust channel estimation scheme for 5G massive MIMO systems. Wireless Communications and Mobile Computing.
22. Ghavami, K., 2017. Channel Estimation and Symbol Detection in Massive MIMO Systems Using Expectation Propagation. LSU Doctoral Dissertations. 110 pp.
23. Ding, Y., 2018. Channel estimation for massive MIMO systems based on sparse representation and sparse signal recovery. UC San Diego.
24. Sohail, M., Ghauri, S., Khan, S., 2017. Channel estimation in massive MIMO systems using heuristic approach. **Wireless Personal Communications. 97:** 6483–6498
25. Li, S., Su, B., Jin, L., Cai, M., Wu, H., 2019. Joint measure matrix and channel estimation for millimeter-wave massive MIMO with hybrid precoding. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking.** 293

26. Vlachos, E., Alexandropoulos, G., Thompson, J., 2018. Massive MIMO channel estimation for millimeter wave systems via matrix completion. **IEEE Signal Processing Letters**. vol. 25, no. 11: 1675-1679
27. Gao, X., Edfors, O., Rusek, F., Tufvesson, F. 2015. Massive MIMO performance evaluation based on measured propagation data. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, vol. 14, no. 7: 3899-3911
28. Dai, J., Liu, A. V., Lau, K. N., 2018. FDD massive MIMO channel estimation with arbitrary 2D-array geometry, **IEEE Transactions on Signal Processing**, vol. 66, no. 10: 2584-2599
29. Xie, H., Gao F., Jin, S., 2016. An overview of low-rank channel estimation for massive MIMO systems, **IEEE Access**, vol. 4: 7313-7321,
30. Mezghani, A., Swindlehurst, A.L., 2018. Blind estimation of sparse broadband massive MIMO channels with ideal and One-Bit ADCs. **IEEE Transactions on Signal Processing, 66** (11): 2972-2983.
31. Mezghani, A., Swindlehurst, A., 2017. Blind estimation of sparse multi-user massive MIMO channels. WSA 2017; **21th International ITG Workshop on Smart Antennas**, 1-5.
32. Karlsson, M., 2018. Blind Massive MIMO Base Stations: Downlink Transmission and Jamming. PhD Dissertation, Linköping University Electronic Press, Linköping,
33. Şimşir, Ş., Taşpınar, N., 2017. Pilot tones design using grey wolf optimizer for OFDM-IDMA system. **Physical communication,** vol.25: 259-267.
34. Björnson, E., Larsson, E., Marzetta, T., 2016. Massive MIMO: Ten myths and one critical question. **IEEE Communications Magazine, 54**:114-123.
35. Pragati E. O., 2015. Pilot based channel estimation technique in MIMO-OFDM system. **International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE)** Volume 4, Issue 1,
36. Bogale, T. E., Le, L., 2014. Pilot optimization and channel estimation for multiuser massive MIMO systems. **2014 48th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)**: 1-6,
37. Coleri Ergen, S., Ergen, M., Puri, A., Bahai, A., 2002. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. **IEEE Transactions on, 48**: 223 - 229.

38. Li, Y., Tao, C., Liu, L., Seco-Granados, G., & Lee Swindlehurst, A., 2016. Channel estimation and uplink achievable rates in one-bit massive MIMO systems. **Proceedings of the IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop,** 2016-September: 1-5.

39. Seyman, M. N., Taşpınar, N. 2013. Pilot tones optimization using artificial bee colony algorithm for MIMO-OFDM systems. **Wireless Personal Communications,** vol.71, no.1: 151-163.

40. Saraereh, O., Khan, I., Lee, B., Tahat, A., 2019. Efficient pilot decontamination schemes in 5G massive MIMO systems. Electronics. 8.(1): 55.

41. Noh, S., Zoltowski, M., Sung, Y., Love, D., 2013. Pilot beam pattern design for channel estimation in massive MIMO systems. Selected Topics in Signal Processing, **IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing**, vol. 8, no. 5: 787-801.

42. Jacobsson, S., Durisi, G.Coldrey, M., Gustavsson, U., Studer, C., 2015. One-Bit massive MIMO: channel estimation and high-order modulations. **2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)** :1304-1309

43. Jing, X., 2018. Superimposed pilot optimization design and channel estimation for multiuser massive MIMO systems. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. 67, no. 12: 11818-11832,

44. Tinjaca İ., 2015. Sparse Channel Estimation for Massive MIMO using Quasi Orthogonal Pilots. Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Canada. 69 pp.

45. Kulsoom, F., Vizziello, A., Chaudhry, H., Savazzi, P., 2018. Pilot reduction techniques for sparse channel estimation in massive MIMO. **2018 14th Annual Conference on Wireless On-demand Network Systems and Services (WONS)**: 111-116,

46. Yao, W., Hanzo, L., 2012. Particle swarm optimization aided MIMO multiuser transmission designs. **Journal of Computational and Theoretical Nanoscience, 9:** 266-275.

47. Taşpınar, N., Şimşir, Ş., 2019. Pilot tones design using particle swarm optimization for OFDM-IDMA system. **Neural Computing & Applications**, vol.31, no.9: 5299-5308.

48. Knievel, C., Hoeher, P.A., 2012. On particle swarm optimization for mimo channel estimation. **Journal of Electrical and Computer Engineering, c. s. 614384,** Mar. 2012,

49. Gu, Y., Zhang, Y., 2018. Pilot design for Gaussian mixture channel estimation in massive MIMO. **2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)** :3266-3270.

50. Taşpınar, N., Şimşir, Ş., 2018. An efficient technique based on firefly algorithm for pilot design process in OFDM-IDMA systems. **Turkısh Journal of Electrıcal Engıneerıng and Computer Scıences**, vol.26, no.2 :817-829.

51. Bhange, D., Dethe, C., 2018. A novel LS/LMMSE based PSO approach for 3D-channel estimation in Rayleigh fading. **Advanced Electromagnetics. 7:** 117-123.

52. Gül, B., Taşpınar, N., 2020. Usage of multi-objective genetic and multi-objective differential evolution algorithms on energy and spectral efficiencies in Massive MIMO systems. **Global Journal of Engineering and Technology Advances. 5:** 018-024.

53. Papazafeiropoulos, A., Ngo, H., Kourtessis, P., Chatzinotas, S., Senior, J., 2021. Towards optimal energy efficiency in Cell-Free massive MIMO systems. **IEEE Transactions on Green Communications and Networking**. vol. 5, no. 2: 816-831.

54. Long, N.,Duong, T., Ngo, H., Tourki, K., 2017. Energy efficiency in cell-free massive MIMO with Zero-Forcing precoding design. **IEEE Communications Letters**. vol. 21, no. 8: 1871-1874.

55. Bashar, M., Cumanan, K., Burr, A., Ngo, H., Larsson, E., Xiao, P. 2019. Energy efficiency of the Cell-Free massive MIMO uplink with optimal uniform quantization. **IEEE Transactions on Green Communications and Networking**. vol. 3, no. 4: 971-987.

56. Mavrovouniotis, M., Li, C., 2017. A survey of swarm intelligence for dynamic optimization: algorithms and applications. **Swarm and Evolutionary Computation. 33:** 1-17.

57. Blum, C., Li, X., 2008. Swarm Intelligence in Optimization. Swarm Intelligence. Natural Computing Series. Springer, Berlin: 85.

58. Ab W., Mohd N., Nefti-meziani, S., Atyabi, A., 2015. A comprehensive review of swarm optimization algorithms. **PLoS ONE 10** (5): 36.

59. Odili, J., 2018. Swarm intelligence optimization algorithms: a review. **Journal of Telecommunication**. vol.10, no.1-4: 139-142.
60. Alatas, B., Akyol, S., 2012. The Current Swarm Intelligence Optimization Algorithms. Nevşehir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitü Dergisi 1 (2012) 36-50.
61. Reeves, C., 2010. Genetic algorithms. School of Mathematical and Information Sciences. Coventry University, 57-82.
62. Siew M, Sandy L., Leong, K., 2018. A brief survey on intelligent swarm-based algorithms for solving optimization problems. Nature-inspired Methods for Stochastic, Robust and Dynamic Optimization: 47-61.
63. Şimşir, Ş., Taşpınar, N., 2018. Advanced pilot design procedure based on HS algorithm for OFDM-IDMA System**.** **IET Communications**, vol.12, no.10: 1155-1162
64. Rashid, M., 2021. Channel estimation in multi-user massive MIMO systems by expectation propagation based algorithms. Louisiana State University and Agricultural and Mechanical College, LSU Doctoral Dissertations. 113 pp.
65. Shepard, C., Yu, H., Anand, N., Li, E., Marzetta, T., Yang, R., Zhong, L., 2012. Argos: practical many-antenna base stations.
66. Kaltenberger, F., Jiang, H., Guillaud, M., Knopp, R., 2010. Relative channel reciprocity calibration in MIMO/TDD systems. **2010 Future Network and Mobile Summit.** 1-10.
67. Elijah, O., Leow, C.Y., Rahman, T., Nunoo, S., Iliya, S., 2015. A comprehensive survey of pilot contamination in massive MIMO - 5G system. **IEEE Communications Surveys & Tutorials.** 18 pp.
68. Moqbel, M., Wangdong, W., Al-marhabi, Z., 2017. MIMO channel estimation using the LS and MMSE algorithm. **IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering. 12:** 13-22.
69. Ngo, H., Marzetta, T., Larsson, E., 2011. Analysis of the pilot contamination effect in very large multicell multiuser MIMO systems for physical channel models. ICASSP, **IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing** - Proceedings. 3464-3467.
70. Kahlon, R., Walia, G., Sheetal, A., 2015. Channel estimation techniques in MIMO-OFDM systems. Review Article. **IJARCCE. 4:** 637-642.

71. Demiray Ö., 2018. Çok Kullanıcılı Yoğun Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistemler İçin Sıkıştırılmış Algılama Tabanlı Kanal Kestirimi. Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Tez Koleksiyonu Hacettepe Üniversitesi. Doktora Tezi. İstanbul. 80 s.
72. Şimşir Ş., 2015. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama-Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim (OFDM-IDMA) Sistemlerinde Yapay Zeka Teknikleri İle Kanal Kestirimi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erciyes Üniversitesi. Yüksek Lisans Tezi. Kayseri. 79 s.
73. Kumar M.E., Rajasekhar K. S., 2015. MMSE channel estimation for MIMO-OFDM using spatial and temporal correlations. Acharya Nagarjuna University, Andhra Pradesh, India 550-555.
74. Vidhya K., Kumar, K.R., 2014. An intelligent channel estimation approach for MIMO-OFDM systems using meta-heuristic optimization algorithm. **Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology. 7:** 4079-4087.
75. Rajendra P. K., Srinivasan M., Sravya, P., Gnaneswari, P., Naga K., Pranob K. C., 2011. Performance of iterated EKF technique to estimate time varying channel using pilot assisted method in MIMO-OFDM system. **International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC)** Vol.3, No.5: 193-203.
76. Erozan İ., 2018. Harmoni Arama Algoritması. Endüstri Mühendisliği Bölümü, DPU
77. Özyön S., Yaşar C., Temurtas, H., 2011. Harmoni arama algoritmasının çevresel ekonomik güç dağıtım problemlerine uygulanması. Çukurova Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 26: 65-76.
78. Seyman, M. N. Taşpınar, N., 2011. Particle Swarm Optimization for Pilot Tones Design in MIMO-OFDM Systems. **EURASIP Journal On Advances In Signal Processing. 10** 5529
79. Wang, G., Deb, S., Coelho. L. S., 2015. Elephant herding optimization. **2015 3rd International Symposium on Computational and Business Intelligence (ISCBI),** 1-5.
80. Almufti, S., Asaad, R., Salim, B., 2018. Review on elephant herding optimization algorithm performance in solving optimization problems. **International Journal of Engineering and Technology. 7:** 6109-6114.
81. Li, J., Lei, H., Alavi, A., Wang, Gai-G., 2020. Elephant Herding Optimization: Variants, Hybrids, and Applications. **Mathematics**. 8. 1415.

82. Haklı, H., 2019. Sürekli optimizasyon problemleri için çoklu arama stratejisi kullanan fil sürü optimizasyonu. **Academic Platform Journal of Engineering and Science. 7:** 261-268.
83. Misaghi, M., Yaghoobi, M., 2019. Improved invasive weed optimization algorithm (IWO) based on chaos theory for optimal design of PID controller. **Journal of Computational Design and Engineering. 6:** 284-295.
84. Sedighy, S. H., Mallahzadeh, A. R., Soleimani M., Rashed-Mohassel J., 2010. Optimization of printed Yagi antenna using invasive weed optimization (IWO). **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, vol. 9: 1275-1278.
85. Dadalipour, B., Mallahzadeh, A. R., Davoodi-Rad, Z., 2008. Application of the invasive weed optimization technique for antenna configurations. **Loughborough Antennas and Propagation Conference,** 2008: 425-428.
86. Ok, A., Akar, Ö., Gungor, O., 2011. Rastgele Orman Sınıflandırma Yöntemi Yardımıyla Tarım Alanlarındaki Ürün Çeşitliliğinin Sınıflandırılması. TUFUAB 2011 VI. Teknik Sempozyumu.
87. Saha, A. Basu, S. Datta, A., 2020. Random forests for dependent data. Cornell University, New York, 67 pp.
88. Kallus, N., Mao, X., 2020. Stochastic optimization forests. Cornell University, New York, 72 pp.
89. Almufti, S., Marqas, R., Saeed, V., 2019. Taxonomy of Bio-Inspired Optimization Algorithms. **Journal of Advanced Computer Science & Technology. 8.** 23-31.
90. Seyman, M.N., 2011. Çok Girişli-Çok Çıkışlı Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama Sistemlerinde Yapay Zeka Teknikleri İle Kanal Kestirimi, Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erciyes Üniversitesi. Doktora Tezi. Kayseri 140 s.
91. Bergaoui, H., Mlayeh, Y., Tlili, F., 2021. Adaptive pilot pattern for massive MIMO systems. **IEEE Access, vol. 9,** 81115-81124.
92. Tian, Y., Magaña, M., 2021. Pilot-aided channel estimation for massive MIMO systems in TDD-mode using walsh-hadamard transformed subsampled data at the base station. **Wireless Personal Communications** 119: 423–440

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı: Adem ERGEÇ

Uyruğu: Türkiye (TC)

Doğum Tarihi ve Yeri:

Medeni Durumu:

Tel:

Fax:

email:

Yazışma Adresi:

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Lisans	Hava Harp Okulu Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2009
Lise	Yenidoğan Lisesi, Kayseri 2005	

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev

YABANCI DİL

İngilizce