

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**ANTENLERİN HIZLI VE DOĞRU TASARIMI İÇİN ESNEK HESAPLAMAYA
DAYALI SAYISAL KARMA YÖNTEMLER**

DOKTORA TEZİ

Mahmud Esad YİĞİT

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

TEMMUZ 2023

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**ANTENLERİN HIZLI VE DOĞRU TASARIMI İÇİN ESNEK HESAPLAMAYA
DAYALI SAYISAL KARMA YÖNTEMLER**

DOKTORA TEZİ

**Mahmud Esad YİĞİT
(504142305)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. M. Tayfun GÜNEL

TEMMUZ 2023

ISTANBUL TECHNICAL UNIVERSITY ★ GRADUATE SCHOOL

**NUMERICAL HYBRID METHODS BASED ON SOFT COMPUTING FOR
FAST AND ACCURATE DESIGN OF ANTENNAS**



Ph.D. THESIS

**Mahmud Esad Yiğit
(5041432305)**

Department of Electronics and Communication Engineering

Telecommunications Engineering Programme

Thesis Advisor: Prof. Dr. M. Tayfun GÜNEL

JULY 2023

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 504142305 numaralı Doktora Öğrencisi Mahmut Esad YİĞİT, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ANTENLERİN HIZLI VE DOĞRU TASARIMI İÇİN ESNEK HESAPLAMAYA DAYALI SAYISAL KARMA YÖNTEMLER” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. M. Tayfun GÜNEL**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Sedef KENT PINAR**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Mustafa Emre AYDEMİR
İstanbul Esenyurt Üniversitesi

Prof. Dr. Mesut KARTAL
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : 12 Mayıs 2023
Savunma Tarihi : 12 Temmuz 2023





Aileme ve sevdiklerime,



ÖNSÖZ

Tezimi hazırlama aşamasında yardımlarını, bilgi ve ilgilerini eksik etmeyen değerli danışman hocam Prof. Dr. M. Tayfun GÜNEL'e çok teşekkür ederim.

Bilgi ve tecrübelerini paylaşan ve tez çalışmalarında yol gösteren Prof. Dr. Cevdet IŞIK, Prof. Dr. Sedef KENT PINAR, Prof. Dr. Mustafa Emre AYDEMİR ve Prof. Dr. Gülay ÖKE GÜNEL hocalarıma teşekkür ederim.

Doktora eğitimi ve tez yazımı sürecinde her zaman yanımda olan, benden desteğini esirgemeyen aileme ve arkadaşlarıma teşekkürlerimi borç bilirim.

Temmuz 2023

Mahmud Esad YİĞİT
(Elektronik ve Haberleşme Yüksek Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	ix
İÇİNDEKİLER	xi
KISALTMALAR	xv
SEMBOLLER	xvii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xxi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xxiii
ÖZET.....	xxvii
SUMMARY	xxxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Literatür Araştırması	3
2. ANTEN PARAMETRELERİ VE YAYGIN OLARAK KULLANILAN ELEKTROMAGNETİK SİMÜLASYON YAZILIMLARI	11
2.1 Anten Parametreleri.....	11
2.1.1 Işıma diyagramı.....	11
2.1.2 Işıma güç yoğunluğu	12
2.1.3 Işıma yoğunluğu.....	12
2.1.4 Demet genişliği	12
2.1.5 Yönlülük.....	13
2.1.6 Anten verimi	13
2.1.7 Anten kazancı.....	14
2.1.8 Bant genişliği	14
2.1.9 Polarizasyon (Kutuplanma).....	15
2.1.10 Giriş empedansı.....	15
2.1.11 Anten etkin alanı	16
2.2 Yaygın Olarak Kullanılan Elektromagnetik Simülasyon Yazılımları.....	17
2.2.1 HFSS (High Frequency Structure Simulator)	17
2.2.2 CST (Computer Simulation Technology) Studio Suite	18
2.2.3 AWR Microwave Office	19
2.2.4 IE3D (EDA)	19
2.2.5 FEKO	19
3. TEZ ÇALIŞMASINDA KULLANILAN ESNEK HESAPLAMA YÖNTEMLERİ	21
3.1 Yapay Sinir Ağları	21
3.2 Destek Vektör Makinaları	26
3.3 Genetik Algoritma.....	30
3.4 Parçacık Sürü Optimizasyonu	32
3.5 Taguchi Algoritması.....	33
3.6 Konveks Optimizasyon	36

3.7 Yeni Geliştirilen Konveks-Genetik-Taguchi Karma Optimizasyon Algoritması (KGTA).....	36
3.8 Yeni Geliştirilen Parçacık Sürü-Taguchi Karma Optimizasyon Algoritması (HPSTO).....	39
3.9 Yeni Geliştirilen Taguchi-Genetik-Parçacık Sürü Karma Optimizasyon Algoritması (TAGAPSO)	40
3.10 Yeni Geliştirilen Karma Optimizasyon Algoritmalarının Testleri	42
3.10.1 Test fonksiyonları.....	42
3.10.1.1 Küre fonksiyonu.....	45
3.10.1.2 Rastrigin fonksiyonu	45
3.10.1.3 Styblinski-Tang fonksiyonu	46
3.10.1.4 Ackley fonksiyonu	47
3.10.1.5 Zakharov fonksiyonu.....	47
3.10.1.6 Schwefel fonksiyonu	48
3.10.2 KGTA performansının test fonksiyonları ile değerlendirilmesi	49
3.10.2.1 KGTA performansının Küre test fonksiyonu ile analizi	50
3.10.2.2 KGTA performansının Rastrigin test fonksiyonu ile analizi	50
3.10.2.3 KGTA performansının Styblinski-Tang test fonksiyonu ile analizi	50
3.10.2.4 KGTA performansının Ackley test fonksiyonu ile analizi.....	51
3.10.2.5 KGTA performansının Zakharov test fonksiyonu ile analizi	51
3.10.2.6 KGTA performansının Schwefel test fonksiyonu ile analizi	51
3.10.3 HPSTO performansının test fonksiyonları ile değerlendirilmesi	51
3.10.3.1 HPSTO performansının Küre test fonksiyonu ile analizi.....	52
3.10.3.2 HPSTO performansının Rastrigin test fonksiyonu ile analizi	52
3.10.3.3 HPSTO performansının Styblinski-Tang test fonksiyonu ile analizi	53
3.10.3.4 HPSTO performansının Ackley test fonksiyonu ile analizi	53
3.10.3.5 HPSTO performansının Zakharov test fonksiyonu ile analizi	53
3.10.3.6 HPSTO performansının Schwefel test fonksiyonu ile analizi.....	54
3.10.4 TAGAPSO performansının test fonksiyonları ile değerlendirilmesi	54
3.10.4.1 TAGAPSO performansının Küre test fonksiyonu ile analizi.....	54
3.10.4.2 TAGAPSO performansının Rastrigin test fonksiyonu ile analizi	55
3.10.4.3 TAGAPSO performansının Styblinski-Tang test fonksiyonu ile analizi	55
3.10.4.4 TAGAPSO performansının Ackley test fonksiyonu ile analizi	55
3.10.4.5 TAGAPSO performansının Zakharov test fonksiyonu ile analizi ...	56
3.10.4.6 TAGAPSO performansının Schwefel test fonksiyonu ile analizi	56
3.10.5 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının test fonksiyonları ile karşılaştırılması	56
3.10.5.1 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Küre test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması	57
3.10.5.2 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Rastrigin test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması	58
3.10.5.3 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Styblinski-Tang test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması	58
3.10.5.4 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Ackley test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması	58
3.10.5.5 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Zakharov test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması	59

3.10.5.6 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Schwefel test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması	59
4. ANTEN TASARIM ÖRNEKLERİ	61
4.1 Silindirik-Dikdörtgen Mikroşerit Konformal Anten	61
4.1.1 YSA ve HFSS'ten oluşan karma yöntem ile tasarım	64
4.1.2 DVR ve HFSS'ten oluşan karma yöntem ile tasarım	68
4.1.3 HFSS optimizasyonu ile tasarım	71
4.1.4 Yöntemlerin karşılaştırılması	73
4.2 Silindirik-dikdörtgen Halka Mikroşerit Konformal Anten	74
4.3 Çift-bandlı İki-yarıklı Dikdörtgen Mikroşerit Anten	84
4.4 Üç-bandlı Üç-yarıklı Mikroşerit Anten	91
4.5 Doğrusal Anten Dizisi	104
4.5.1 Konveks-Genetik-Taguchi karma optimizasyon algoritması (KGTA) ile tasarım	105
4.5.2 Parçacık Sürü-Taguchi karma optimizasyon algoritması (HPSTO) ile tasarım	109
4.5.3 Taguchi-Genetik-Parçacık Sürü karma optimizasyon algoritması (TAGAPSO) ile tasarım	115
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	121
KAYNAKLAR	125
ÖZGEÇMİŞ	135



KISALTMALAR

ANN	: Artificial Neural Networks
ARM	: Ampirik Risk Minimizasyonu
CPU	: Merkezi İşlem Birimi (İşlemci)
CST	: Computer Simulation Technology
CVX	: Konveks Optimizasyon için MATLAB Yazılımı
ÇKA	: Çok Katmanlı Algılayıcı
ÇKAYSA	: Çok Katmanlı Algılayıcı Yapay Sinir Ağları
DMA	: Dikdörtgen Mikroşerit Anten
DMAÇY	: Çift Yarıklı Dikdörtgen Mikroşerit Anten
DMAÜYAK	: Üç Yarıklı Yay Kesikli Dikdörtgen Mikroşerit Anten
DVM	: Destek Vektör Makineleri
DVR	: Destek Vektör Regresyonu
EH	: Esnek Hesaplama
FDTD	: Zamanda Sonlu Farklar Yöntemi
FEM	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
FIT	: Sonlu İntegrasyon Tekniği
GA	: Genetik Algoritma
HFSS	: High-Frequency Structural Simulator
HIGAPSO	: Hibrit Genetik Algoritma-Parçacık Sürü Optimizasyonu
HPBW	: Half Power Beam Width
HPSTO	: Hibrit Parçacık Sürü-Taguchi Optimizasyonu
HTGA	: Hibrit Taguchi-Genetik Algoritması
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
İBGYA	: İleri-Besleme Geri-Yayılm Ağ
İGO	: İşaret-Gürültü Oranı
İSDG	: İlk Sıfırlar Demet Genişliği
KGTA	: Konveks-Genetik-Taguchi Algoritması
KH	: Katı Hesaplama
LM	: Levenberg-Marquardt
MoM	: Moment Metodu

NIP	: Normalize Işıma Paterni (Diyagramı)
OD	: Ortogonal Diziler
PS	: Pattern Search
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu
RADAR	: RAdio Detection And Ranging
RAM	: Rastgele Erişimli Bellek
RBF	: Radial Basis Function
RF	: Radyo Frekans
RMA	: Rectangular Microstrip Antenna
RTF	: Radyal Temelli Fonksiyon
SC	: Soft Computing
SLL	: Side Lobe Level
SVM	: Support Vector Machines
SVR	: Support Vector Regression
TA	: Taguchi Algoritması
TMH	: Toplam Mutlak Hata
TAGAPSO	: Taguchi-Genetik-Parçacık Sürü Optimizasyonu
TLM	: İletim Hattı Matris Yöntemi
WLAN	: Kablosuz Yerel Ağ
YD	: Yan Demet
YDS	: Yan Demet Seviyesi
YGDG	: Yarım Güç Demet Genişliği
YRM	: Yapısal Risk Minimizasyonu
YSA	: Yapay Sinir Ağları
5G	: Beşinci Nesil Haberleşme

SEMBOLLER

a	: Dalgacık fonksiyonu ölçeklendirme faktörü
A_e	: Anten etkin alanı
A_{em}	: Maksimum etkin açıklık
b_{DVR}	: DVR’de regresör bayası
b	: Dalgacık fonksiyonu öteleme parametresi
b_k	: YSA’da bayas sinyali
c	: Boşluktaki ışık hızı
C	: DVR’de modelin karmaşıklığı ile ayrıştırılamayan noktaların sayısı arasındaki dengeyi kontrol eden bir parametre
c₁, c₂	: PSO’da öğrenim faktörleri
d	: TA’da değişken sayısı
D	: Yönlülük
DF	: DVR’de problemin dual formu
dB	: Desibel
E	: Elektrik Alan
e₀	: Toplam anten verimi
e_c	: İletkenlik verimi
e_{cd}	: Anten ışıma verimi
e_d	: Dielektrik verimi
E_{ds}	: TA’da değişkenlerin toplam etkileri
F	: Anten dizisinin ışıma diyagramı
f_c	: Hesaplanan rezonans frekansı
f_d	: İstenilen rezonans frekansı
f_n	: Anten dizisi n’inci elemanın ışıma diyagramı
f_{r1}, f_{r2}	: Rezonans frekansları
f_{r1}, f_{r2}, f_{r3}	: Rezonans frekansları
f_{r1c}, f_{r2c}, f_{r3c}	: Hesaplanan rezonans frekansları
f_{r1d}, f_{r2d}, f_{r3d}	: İstenilen rezonans frekansları
e_r	: Yansıma verimi
g	: PSO’da sürü için en iyi çözüm

G	: Anten kazancı
G₀	: Maksimum anten kazancını
g₁, g₂, g₃	: İstenilen minimum kazanç değerleri
G_{max}	: Maksimum anten kazancını
global_{min}	: Fonksiyonunun küresel minimum değeri
hw	: Dalgacık (wavelet) fonksiyonu
h	: Anten taban yüksekliği
H	: Manyetik alan
I_n	: Anten dizisi n'inci elemanın besleme akımlarının genlik
j	: YSA'da sinir hücreleri arası düğüm (sinaps) numarası
k	: YSA'da sinir hücresi numarası
$\bar{k}$	: Serbest uzay dalga sayısı
K_{ij}	: DVR'de kernel (çekirdek) fonksiyonu
LF	: DVR'de Lagrange fonksiyonu
L	: Anten uzunluğu
M	: Maksimum nesil sayısı
M_{hesap}	: Hesaplanan maliyet değeri
n	: DVR'de eğitim verisi boyutu
N_{DVR}	: DVR'de eğitim verisindeki eleman sayısı
N	: Değişken sayısı
P	: Değişken sayısı
P_{av}	: Antenden yayılan ortalama güç
p_c	: Çaprazlama olasılığı
P_{in}	: Anten girişindeki güç
p_m	: Mutasyon olasılığı
P_{rad}	: Antenden yayılan ortalama güç
P_T	: Yüke iletilen güç
Q	: Toplam kromozom (parçacık) sayısı
r	: Ark kesiği yarıçapı
R, θ, ϕ	: Küresel koordinat değişkenleri
R_A	: Antenin a-b terminallerindeki direnci
R_L	: Antenin kayıp direnci
R_r	: Antenin ısıma direnci
r₁, r₂	: PSO'da rastgele sayılar
s	: TA'da seviye değeri

S	: Yüzey
S11	: Giriş yansıma katsayısı S-parametresi
sL	: Yarık uzunluğu
sL1, sL2	: Yarık uzunlukları
sW	: Yarık genişliği
sW1, sW2	: Yarık genişlikleri
T	: DVR’de eğitim verisi
TAE	: Toplam mutlak hata
tanδ	: Kayıp tanjantı
U	: Işıma yoğunluğu
U₀	: Bütün yönlerin ortalama ışıma yoğunluğu
U_{max}	: Maksimum yönlülük
v	: PSO’da parçacık süratleri
v_k	: YSA’da aktivasyon fonksiyonu girişi
w	: DVR’de ağırlık vektörü
W	: Anten genişliği
w1, w2	: Ağırlık katsayıları
W_{av}	: Zaman ortalama Poynting vektörü (ortalama güç yoğunluğu)
W_i	: Gelen dalganın güç yoğunluğu
w_{kj}	: YSA’da Sinaptik ağırlık katsayısı
W_{rad}	: Zaman ortalama Poynting vektörü (ortalama güç yoğunluğu)
X	: DVR’de eğitim vektörü
X’	: DVR’de eğitim vektörü
$\hat{x}$	: PSO’da parçacığın en iyi pozisyonu
x, y, z	: Kartezyen koordinat değişkenleri
X_A	: Antenin a-b terminallerindeki reaktansı
x_{bes}	: Anten besleme noktası (x-ekseni)
x_j	: YSA’da sinir modeli girişleri
x_n	: Anten dizisinde birinci ve n’inci eleman arasında λ dalga boyu ile ölçülen mesafedir
$\hat{y}$	: DVR’de destek vektörleri
y_{bes}	: Anten besleme noktası (y-ekseni)
y_i	: DVR’de regresyon modeli
y_k	: YSA’da k’ncı sinirin çıkış sinyali
yarıkL	: Yarık uzunluğu

$\text{yarık}W$	: Yarık genişliği
YDS_{hesap}	: Anten dizisinde hesaplanan yan demet seviyesi
YDS_{maks}	: Anten dizisinde istenilen maksimum yan demet seviyesi
$YGDG_{\text{hesap}}$	: Anten dizisinde hesaplanan yarım güç demet genişliği
$YGDG_{\text{maks}}$	: Anten dizisinde istenilen maksimum yarım güç demet genişliği
Z_A	: Antenin a-b terminallerindeki empedansı
Z_{11}	: Giriş empedansı Z-parametresi
α	: Sıfır ve bir arasında herhangi bir gerçel sayı
β, β^*, η ve η^*	: DVR’de Lagrange çarpanları
γ	: DVR’de Gauss parametresi
Γ	: Yansıma katsayısı
ΔL	: Saçaklanan alanların etkisinden dolayı anten uzunluğundaki genişletme
ε	: DVR’de kabul edilebilir hatanın üst limiti
ε_r	: Bağıl dielektrik geçirgenlik
$\varepsilon_{\text{reff}}$	: Efektif bağıl geçirgenlik
η	: TA’da İşaret-gürültü oranı (SNR)
θ_0	: Yönlendirme açısı
θ_{AD}	: Konveks optimizasyonda ana demetin bulunduğu (yönlendirme açısı) açı
θ_{YD}	: Konveks optimizasyonda yan demet ile ilgili açılar
Λ	: Konveks optimizasyonda pozitif skaler ağırlık faktörü
λ	: Dalga boyu
ξ_i, ξ_i^*	: DVR’de ε tüpünden sapmayı tanımlayan gevşek değişkenler
ϕ	: YSA’da aktivasyon fonksiyonu
Φ	: DVR’de öznitelik uzayındaki giriş verilerinin görüntüsü
ψ_n	: Anten dizisi n’inci elemanının besleme akımlarının genlik

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Tek amaçlı optimizasyon için bazı test fonksiyonları.	44
Çizelge 3.2 : KGTA testi için optimizasyon parametreleri.	49
Çizelge 3.3 : Küre test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	50
Çizelge 3.4 : Rastrigin test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	50
Çizelge 3.5 : Styblinski–Tang test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	50
Çizelge 3.6 : Ackley test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	51
Çizelge 3.7 : Zakharov test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	51
Çizelge 3.8 : Schwefel test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	51
Çizelge 3.9 : HPSTO testi optimizasyon parametreleri.	52
Çizelge 3.10 : Küre test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	52
Çizelge 3.11 : Rastrigin test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	52
Çizelge 3.12 : Styblinski–Tang test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	53
Çizelge 3.13 : Ackley test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	53
Çizelge 3.14 : Zakharov Test Fonksiyonu ile HPSTO Yönteminin Testi Sonucu Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması.	53
Çizelge 3.15 : Schwefel test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	54
Çizelge 3.16 : TAGAPSO testi optimizasyon parametreleri.	54
Çizelge 3.17 : Küre test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	55
Çizelge 3.18 : Rastrigin test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	55
Çizelge 3.19 : Styblinski–Tang test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	55
Çizelge 3.20 : Ackley test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	56
Çizelge 3.21 : Zakharov test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	56
Çizelge 3.22 : Schwefel test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	56

Çizelge 3.23 : KGTA, HPSTO ve TAGAPSO karşılaştırma testi için optimizasyon parametreleri.	57
Çizelge 3.24 : Küre test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	57
Çizelge 3.25 : Rastrigin test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması. ..	58
Çizelge 3.26 : Styblinski–Tang test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması. ..	58
Çizelge 3.27 : Ackley test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması. ..	59
Çizelge 3.28 : Zakharov test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması. ..	59
Çizelge 3.29 : Schwefel test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması. ..	59
Çizelge 4.1 : Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi.	63
Çizelge 4.2 : GA optimizasyon parametreleri.	64
Çizelge 4.3 : YSA parametreleri.	65
Çizelge 4.4 : DVR parametreleri.	68
Çizelge 4.5 : HFSS-GA optimizasyon parametreleri.	72
Çizelge 4.6 : YSA, DVR modeli ve HFSS optimizasyon aracının sonuçlarının karşılaştırılması.	73
Çizelge 4.7 : Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi.	76
Çizelge 4.8 : DVR parametreleri.	76
Çizelge 4.9 : DVR modelinde farklı kernel fonksiyonları kullanılarak elde edilen sonuçların karşılaştırılması.	79
Çizelge 4.10 : PSO optimizasyon parametreleri.	79
Çizelge 4.11 : Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi.	88
Çizelge 4.12 : DVR parametreleri.	88
Çizelge 4.13 : DMA ve DMAÇY sonuçlarının karşılaştırılması.	91
Çizelge 4.14 : Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi.	94
Çizelge 4.15 : DVR model parametreleri.	96
Çizelge 4.16 : DMAÜYAK'ın performans parametrelerinin literatürde verilen bazı antenlerle karşılaştırılması.	101
Çizelge 4.17 : GA ve PS için HFSS optimizasyon parametreleri.	102
Çizelge 4.18 : DVR modeli ve HFSS optimizasyon aracı ile elde edilen sonuçlarının karşılaştırılması.	103
Çizelge 4.19 : Optimizasyon parametreleri [76].	106
Çizelge 4.20 : 11-elemanlı doğrusal anten dizi elemanlarının optimize edilmiş besleme akımlarının genlik değerleri [76].	108
Çizelge 4.21 : Optimizasyon parametreleri.	110
Çizelge 4.22 : $\theta_0=90^\circ$ için 1x11 lineer anten dizisinin optimize edilmiş anten besleme genlikleri (I_n) [77].	112
Çizelge 4.23 : $\theta_0=60^\circ$ için 1x11 lineer anten dizisinin optimize edilmiş anten besleme genlikleri (I_n) [77].	114
Çizelge 4.24 : Optimizasyon parametreleri.	115
Çizelge 4.25 : $\theta_0=90^\circ$ için 1x15 lineer anten dizisinin optimize edilmiş anten besleme genlikleri (I_n) [78].	117
Çizelge 4.26 : $\theta_0=60^\circ$ için 1x15 lineer anten dizisinin optimize edilmiş anten besleme genlikleri (I_n) [78].	119

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Küresel koordinatlarda 3-boyutlu ışıma diyagramı [1].	11
Şekil 2.2 : Verici anten ve eşdeğer devresi [1]: (a) Verici anten. (b) Eşdeğer devresi.	16
Şekil 2.3 : HFSS anten çizimleri: (a) Anten yapısı. (b) Ağ yapısı. (c) Alan çizimleri. (d) $ S_{11} $ matrisi grafiği.	17
Şekil 3.1 : İnsan beyin hücresi.	22
Şekil 3.2 : Yapay sinir modeli.	22
Şekil 3.3 : Aktivasyon fonksiyonları: (a) Basamak fonksiyonu. (b) Sigmoid fonksiyonu (parametrik).	24
Şekil 3.4 : Bazı YSA mimarileri (a) tek katmanlı (b) çok katmanlı.	24
Şekil 3.5 : Eğitici ile öğrenme blok diyagramı.	25
Şekil 3.6 : RTF ağ yapısı.	26
Şekil 3.7 : GA akış diyagramı.	31
Şekil 3.8 : PSO akış diyagramı.	32
Şekil 3.9 : TA akış diyagramı.	35
Şekil 3.10 : KGTA akış diyagramı.	38
Şekil 3.11 : HPSTO akış diyagramı.	40
Şekil 3.12 : TAGAPSO akış diyagramı.	41
Şekil 3.13 : Küre fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.	45
Şekil 3.14 : Rastrigin fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.	46
Şekil 3.15 : Styblinski-Tang fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.	46
Şekil 3.16 : Ackley fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.	47
Şekil 3.17 : Zakharov fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.	48
Şekil 3.18 : Schwefel fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.	48
Şekil 4.1 : GA tabanlı sentez prosedürü akış diyagramı.	62
Şekil 4.2 : Silindirik konformal dikdörtgen mikroşerit anten HFSS çizimi [88].	63
Şekil 4.3 : HFSS parametrik analiz ile elde edilen 256 örnek için $ S_{11} $ grafiği.	64
Şekil 4.4 : YSA modeli.	64
Şekil 4.5 : YSA tarafından eğitilmiş modelle elde edilen test sonuçları.	65
Şekil 4.6 : YSA modeli kullanıldığında $f_d = 6$ GHz için GA'nın yakınsaması.	66
Şekil 4.7 : $L=9.8911$ mm ve $W=12.5233$ mm için $ S_{11} $ grafiği ($f_d=6$ GHz - YSA) [88].	66
Şekil 4.8 : YSA modeli kullanıldığında $f_d = 6,5$ GHz için GA'nın yakınsaması.	67
Şekil 4.9 : $L=9.8877$ mm ve $W=14.7585$ için $ S_{11} $ grafiği ($f_d=6.5$ GHz - YSA) [88].	67
Şekil 4.10 : DVR modeli.	68
Şekil 4.11 : DVR tarafından eğitilmiş modelle elde edilen test sonuçları.	69
Şekil 4.12 : DVR modeli kullanıldığında $f_d = 5.5$ GHz için GA'nın yakınsaması.	70
Şekil 4.13 : $L=11.87$ mm ve $W=11.96$ mm için $ S_{11} $ grafiği ($f_d=5.5$ GHz - DVR) [88].	70
Şekil 4.14 : DVR modeli kullanıldığında $f_d = 6.5$ GHz için GA'nın yakınsaması.	71

Şekil 4.15 : $L=9.70$ mm ve $W=12.16$ mm için $ S_{11} $ grafiği ($f_d=6.5$ GHz - DVR)	
[88].	71
Şekil 4.16 : $L=9.87$ mm ve $W=13.09$ mm için $ S_{11} $ grafiği ($f_d=6.5$ GHz – HFSS- GA).	73
Şekil 4.17 : PSO tabanlı sentez prosedürü akış diyagramı.	74
Şekil 4.18 : Silindirik konformal dikdörtgen mikroşerit halka anten HFSS çizimi	
[90].	76
Şekil 4.19 : Silindirik konformal dikdörtgen mikroşerit halka anten HFSS çizimi...	76
Şekil 4.20 : YSA ile eğitilmiş modelle test sonuçları.	77
Şekil 4.21 : RTF kerneli kullanan DVR tarafından eğitilmiş modelle test sonuçları.	77
Şekil 4.22 : Morlet kerneli kullanan DVR ile eğitilmiş modelle test sonuçları.	78
Şekil 4.23 : Mexican-hat kerneli kullanan DVR ile eğitilmiş modelle test sonuçları.	78
Şekil 4.24 : YSA modeli ile $f_d=5.5$ GHz için PSO'nun yakınsaması.	80
Şekil 4.25 : $yarıkL=5.41$ mm ve $yarıkW=9.0$ mm için $ S_{11} $ grafiği (YSA) [90].	80
Şekil 4.26 : RTF kerneli kullanan DVR modeli ile $f_d=5.5$ GHz için PSO'nun yakınsaması.	81
Şekil 4.27 : $yarıkL=7.14$ mm ve $yarıkW=5.50$ mm için $ S_{11} $ grafiği (RTF-DVR)	
[90].	81
Şekil 4.28 : Morlet kerneli kullanan DVR modeli ile $f_d=5.5$ GHz için PSO'nun yakınsaması.	82
Şekil 4.29 : $yarıkL=5.78$ mm ve $yarıkW=5.80$ mm için $ S_{11} $ grafiği (Morlet-DVR)	
[90].	82
Şekil 4.30 : Mexican-hat kerneli kullanan DVR modeli ile $f_d=5.5$ GHz için PSO'nun yakınsaması.	83
Şekil 4.31 : $yarıkL=7.32$ mm ve $yarıkW=5.97$ mm için $ S_{11} $ grafiği (Mexican-hat- DVR) [90].	83
Şekil 4.32 : Koaksiyel beslemeli DMA: (a) Üstten görünüş. (b) Yandan görünüş. ..	84
Şekil 4.33 : DMA şematik gösterimi.	85
Şekil 4.34 : DMA HFSS çizimi [91].	86
Şekil 4.35 : DMA $ S_{11} $ grafiği [91].	86
Şekil 4.36 : DMA 3-boyutlu kazanç grafiği [91].	86
Şekil 4.37 : DMAÇY şematik gösterimi.	87
Şekil 4.38 : DMAÇY HFSS çizimi [91].	87
Şekil 4.39 : DVR modeli.	88
Şekil 4.40 : DMAÇY $ S_{11} $ grafiği [91].	89
Şekil 4.41 : DMAÇY kazanç grafiği: (a) 2.44 GHz. (b) 5.33 GHz [91].	90
Şekil 4.42 : DMAÇY yüzey akım dağılımları: (a) 2.44 GHz. (b) 5.33 GHz [91].	90
Şekil 4.43 : DMAÜYAK şematik gösterimi.	92
Şekil 4.44 : DMAÜYAK HFSS çizimi [92].	93
Şekil 4.45 : DVR modeli.	93
Şekil 4.46 : Tasarım prosedürü akış diyagramı.	95
Şekil 4.47 : DMAÜYAK $ S_{11} $ grafiği.	96
Şekil 4.48 : DMAÜYAK kazanç grafiği: (a) 2.45 GHz. (b) 4.73 GHz. (b) 5.21 GHz	
[92].	97
Şekil 4.49 : DMAÜYAK $ Z_{11} $ grafiği.	97
Şekil 4.50 : DMAÜYAK'ın y-z ($\Phi = 90^\circ$) ve x-z düzlemlerinde ($\Phi = 0^\circ$) eş-pol. (—) ve çapraz-pol. (---) ışıma diyagramları: (a) 2.45 GHz. (b) 4.73 GHz. (c) 5.21 GHz [92].	98

Şekil 4.51 : DMAÜYAK yüzey akım dağılımları: (a) 2.45 GHz. (b) 4.73 GHz. (c) 5.21 GHz [92].	99
Şekil 4.52 : Gerçeklenmiş DMAÜYAK: (a) Üstten görünüş. (b) Alttan görünüş [92].	100
Şekil 4.53 : Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının $ S_{11} $ grafiklerinin karşılaştırılması.	100
Şekil 4.54 : N-elemanlı doğrusal anten dizisi.	104
Şekil 4.55 : 11-elemanlı doğrusal anten dizisi HFSS çizimi [76].	106
Şekil 4.56 : Doğrusal anten dizisinin normalize ışıma diyagramı: (a) Konveks optimizasyon ve KGTA karşılaştırması. (b) TA ve KGTA karşılaştırması. (c) TA ve KGTA karşılaştırması. (d) HTGA ve KGTA karşılaştırması [76].	107
Şekil 4.57 : GA, TA, HTGA ve KGTA iterasyon sayısına göre maliyet değişimi [76].	108
Şekil 4.58 : HFSS simülasyonu ve KGTA sonuçlarının karşılaştırması [76].	109
Şekil 4.59 : 11-elemanlı doğrusal anten dizisi HFSS çizimi [77].	110
Şekil 4.60 : Doğrusal anten dizisinin TA, PSO ve HPSTO ile elde edilmiş normalize ışıma diyagramları (ana hüzme doğrultusu $\theta_0=90^\circ$).	111
Şekil 4.61 : $\theta_0=90^\circ$ için TA, PSO ve HPSTO'nun iterasyon sayısına göre maliyet değişimi.	111
Şekil 4.62 : Ana hüzme $\theta_0=90^\circ$ için HFSS simülasyonu ve KGTA sonuçlarının karşılaştırması.	112
Şekil 4.63 : Doğrusal anten dizisinin TA, PSO ve HPSTO ile elde edilmiş normalize ışıma diyagramları (ana hüzme doğrultusu $\theta_0=60^\circ$).	113
Şekil 4.64 : $\theta_0=60^\circ$ için TA, PSO ve HPSTO'nun iterasyon sayısına göre maliyet değişimi.	113
Şekil 4.65 : Ana hüzme $\theta_0=60^\circ$ için HFSS simülasyonu ve KGTA sonuçlarının karşılaştırması.	114
Şekil 4.66 : 15-elemanlı doğrusal anten dizisi HFSS çizimi [78].	115
Şekil 4.67 : Doğrusal anten dizisinin TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile elde edilmiş normalize ışıma diyagramları (ana hüzme doğrultusu $\theta_0=90^\circ$).	116
Şekil 4.68 : $\theta_0=90^\circ$ için TA, GA, PSO ve TAGAPSO'nun iterasyon sayısına göre maliyet değişimi.	116
Şekil 4.69 : Ana hüzme $\theta_0=90^\circ$ için HFSS simülasyonu ve TAGAPSO sonuçlarının karşılaştırması.	117
Şekil 4.70 : Doğrusal anten dizisinin TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile elde edilmiş normalize ışıma diyagramları (ana hüzme doğrultusu $\theta_0=60^\circ$).	118
Şekil 4.71 : $\theta_0=60^\circ$ için TA, GA, PSO ve TAGAPSO'nun iterasyon sayısına göre maliyet değişimi.	118
Şekil 4.72 : Ana hüzme $\theta_0=90^\circ$ için HFSS simülasyonu ve TAGAPSO sonuçlarının karşılaştırması.	119



ANTENLERİN HIZLI VE DOĞRU TASARIMI İÇİN ESNEK HESAPLAMAYA DAYALI SAYISAL KARMA YÖNTEMLER

ÖZET

Mikrodalga devre ve sistemlerin karmaşıklığındaki artıştan dolayı basitleştirilmiş teorik modeller, yapının performansının doğru şekilde tespit edilmesinde artık yeterli gelmemektedir. Bu yüzden tasarım güvenilirliğini garantiye almak için tam-dalga elektromagnetik analizin kullanımı zaruri olmuştur. Bunun yanında simülasyon (benzetim) yazılımları ve bilgisayar donanımlarındaki gelişmelere rağmen nümerik optimizasyon algoritmaları hala yüksek hesaplama yükü ve maliyetine sahiptir.

Yüksek kalitede modellemeler mikrodalga sistemlerinin daha iyi ve verimli şekilde tasarımını mümkün kılmıştır. Anten analizi ve sentezi için de bu modellemeleri kullanan elektromagnetik tabanlı bazı simülasyon yazılımları geliştirilmiştir. Böylece daha büyük ve karmaşık sistemler tasarlanabilmektedir. Fakat elektromagnetik simülasyonların hesaplama yükleri çok fazladır. Tasarım parametreleri arttıkça yazılımlar ile yapılan analizlerde işlem yükü ve harcanan zaman artmaktadır. Antenlerde istenilen cevabı almak için fiziksel yapısındaki değişiklikler için optimizasyon işleminin uygulanması gerekir. Tasarımcının bilgi ve tecrübesi yeterli olsa da deneme yanılma yöntemiyle tekrarlı olarak yazılımların çalıştırılması tasarım süresini uzatmaktadır. Tasarım karmaşıklığı arttıkça daha yüksek doğrulukta ve hızda tasarım yöntemleri gerekmektedir. Bu çalışmada, anten tasarımı için hesaplama süresini kısaltmak ve sonuçları yüksek doğrulukla elde etmek için yeni karma yöntemlerin geliştirilerek kullanılması amaçlanmıştır.

Hesaplama süresini kısaltmak ve istenilen performansa en yakın performansı veren anten yapısını tasarlayabilmek için de Esnek Hesaplama (EH) dayalı sayısal karma yöntemlerin geliştirilmesi ve daha sonra anten tasarımıda kullanılması hedeflenmiştir.

“Esnek Hesaplama”, 1994 yılında Lotfi A. Zadeh tarafından ortaya atılmıştır. EH, kesin olmayan ve belirsiz koşullar içeren problemler için gözlenebilir, güvenilir ve düşük maliyetli çözümler sağlayan bir grup yöntemi ifade eder. EH tekniklerinde elde edilen sonuçlar matematiksel olarak kesin değildir ve yaklaşık optimum sonuçlar elde edilir. EH, çeşitli hesaplama tekniklerinin toplamıdır. Bazı EH teknikleri ve uygulamaları arasında bulanık mantık, evrimsel algoritmalar, Yapay Sinir Ağları (YSA) ve Destek Vektör Makineleri (DVM) gibi yöntemler yer alır.

Bu tez çalışmasında literatürde verilen ve sık kullanılan evrimsel algoritmaların yanında yeni karma optimizasyon algoritmaları da geliştirilmiş ve anten tasarımlarında kullanılmıştır.

Bu tezin birinci bölümünde tezin amacı ortaya koyulmuş, bu konuda literatürde yapılan çalışmalara kısaca değinilmiştir.

İkinci bölümde ise anten tasarımı için gereken önemli parametreler ve tanımları verilmiştir. Ayrıca literatürde yaygın olarak kullanılan bazı elektromagnetik simülasyon yazılımları anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde tez çalışmasında kullanılan esnek hesaplama yöntemlerinden bahsedilmiştir. YSA, Destek Vektör Regresyonu (DVR) yöntemlerinin yanında Genetik Algoritma (GA), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ve Taguchi Algortiması (TA) gibi literatürde verilen bazı evrimsel algoritmaların akış diyagramları verilerek ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Daha sonra bu tez çalışmasında yeni geliştirilen Konveks-Genetik-Taguchi Algoritması (KGTA), Hibrit (Karma) Parçacık Sürü Taguchi Optimizasyonu (HPSTO) ve Taguchi-Genetik-Parçacık Sürü Optimizasyonu (TAGAPSO)'nun detayları açıklanmış ve akış şemaları verilmiştir. Yeni geliştirilen bu karma yöntemlerin performansları literatürde verilen bazı test fonksiyonları yardımıyla incelenmiştir. Test sonuçları, yeni geliştirilen karma yöntemlerin içerdikleri yöntemlere göre üstünlüklerini göstermiştir.

Dördüncü bölümde ise tez çalışmasında geliştirilen EH tabanlı karma yöntemler ile literatürde verilen bazı yöntemler birlikte veya ayrı ayrı kullanılarak özgün mikroşerit antenlerin, konformal antenlerin ve anten dizilerinin tasarımları yapılmıştır. Tasarım işlemleri için HFSS ve MATLAB yazılımları kullanılmıştır. HFSS ve MATLAB ile elde edilen simülasyon ve optimizasyon sonuçlarıyla karşılaştırmalar yapılmıştır. Yapılan karşılaştırmalar sonucunda önerilen karma yöntemlerin üstünlükleri ortaya konulmuştur. Ayrıca tasarımı yapılan antenlerden bir tanesi gerçekleştirilerek teorik yaklaşımla elde edilen sonuçların doğruluğu gösterilmiştir.

İlk olarak bir silindirik dikdörtgen mikroşerit konformal antenin tasarımı GA tabanlı YSA yaklaşımı, GA tabanlı DVR yaklaşımı ve HFSS'in optimizasyon aracı kullanılarak yapılmıştır. GA tabanlı YSA, GA tabanlı DVR ve HFSS optimizasyonun sonuçları gereken süre ve doğruluk yönünden karşılaştırılmış ve DVR'nin üstünlüğü görülmüştür.

Daha sonra silindirik dikdörtgen halka mikroşerit konformal anten tasarımı PSO tabanlı YSA ve DVR yaklaşımları kullanılmıştır. DVR'de kernel fonksiyonu olarak Radyal Temelli Fonksiyon (RTF)'nin yanında dalgacık kernel fonksiyonları da kullanılmıştır. Bilindiği kadarıyla dalgacık kernel fonksiyonları DVR ile anten tasarımı ilk defa kullanılmıştır. Anten tasarımı eğitim süresi ve doğruluk bakımından dalgacık kernel fonksiyonlarının RTF ve YSA'ya olan üstünlükleri gösterilmiştir. Anten tasarımı PSO tabanlı yaklaşımla yapılırken dalgacık kernelleri kullanıldığına RTF kerneline göre daha az iterasyon ve zaman gerekmiş ayrıca daha doğru sonuçlar elde edilmiştir.

Bir sonraki çalışmada, WLAN'ın iki frekans bandında da çalışacak çift yarık bir mikroşerit anten tasarımı DVR yaklaşımı ile yapılmıştır. Bilindiği kadarıyla iki bantta çalışacak antenin DVR ile tasarımı ilk defa yapılmıştır. Çift yarık dikdörtgen mikroşerit antenin oluşturulan DVR modeli istenen rezonans frekansını veren yarık boyutu değerlerini bulmak için kullanılmıştır. DVR modeli tersine bir şekilde çalıştırıldığı için ilave bir optimizasyon yöntemi kullanılması gerekmemiştir. Aynı yama boyutları ve taban malzemesine sahip analitik fonksiyonlar kullanılarak tasarlanan klasik dikdörtgen mikroşerit anten (DMA)'e göre antenin performans çıktılarındaki iyileşmeler gösterilmiştir.

Diğer bir çalışmada, DVR modeli yaklaşımıyla anten yamasına birden fazla yarık ve yay-kesiği uygulanarak, istenen rezonans frekansları ve kazanç değerlerine sahip üç bantlı özgün bir mikroşerit anten tasarlanmıştır. Bilindiği kadarıyla üç bantta çalışacak anten ilk defa DVR yaklaşımı ile tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. DVR yaklaşımı ile tasarlanan antenin HFSS simülasyon sonuçları ve gerçekleştirilen antenin ölçüm sonuçları verilmiştir. Gerçeklenen antenin performansı literatürde verilen üçlü bant özelliğine sahip antenler ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca, karşılaştırma amacıyla HFSS'deki optimizasyon aracı kullanılarak anten yeniden tasarlanmıştır. DVR model yaklaşımı ve HFSS optimizasyonu ile tasarım, sonuçlarının doğruluğu ve tasarım süresi bakımından karşılaştırılmıştır.

Daha sonra doğrusal anten dizilerinin YDS ve YGDG'lerini istenilen değerlerde elde etmek için yeni geliştirilen KGTA, HPSTO ve TAGAPSO karma optimizasyon algoritmaları kullanılmıştır. Yeni geliştirilen karma algoritmalar ile elde edilen sonuçlar içerdikleri diğer algoritmalarla elde edilen sonuçlarla karşılaştırılarak üstünlükleri ortaya koyulmuştur.

Son bölümde ise tez çalışması genel olarak özetlenerek elde edilen sonuçlar kısaca açıklanmış ve gelecekteki çalışmalar için öneriler sunulmuştur.



NUMERICAL HYBRID METHODS BASED ON SOFT COMPUTING FOR FAST AND ACCURATE DESIGN OF ANTENNAS

SUMMARY

Due to the increase in the complexity of microwave circuits and systems, simplified theoretical models are no longer sufficient to properly predict the performance of the structure. Therefore, the use of full-wave electromagnetic analysis has become essential to ensure reliability for design. In addition, despite the developments in simulation software and computer hardware, numerical optimization algorithms still have high computational burden and cost.

High-quality models have led to designing microwave systems giving desired performance. Some electromagnetic-based simulation softwares that employ these models have been developed for antenna analysis and synthesis. Thus, large and more complex systems can be designed by this way. However, the computational load of electromagnetic simulations is very high. As the number of design parameters increases, the computational load and time increase. Antennas need to be optimized with changes in their physical structures to get the desired response. Even though the designer's knowledge and experience are sufficient for this purpose, the repetitive running of the software simulations with the trial and error method increases computational time. As design complexity increases, fast design methods having high accuracy are required. In this study, it is aimed to obtain the desired antenna performance with high accuracy in a short time as possible as by developing numerical hybrid methods based on soft computing.

Microstrip antennas have attracted great interest due to their features such as easy production, cheapness, compatibility with integrated circuits and low weight. Antenna performance can be efficiently improved by relatively easy methods such as adding slots on a microstrip antenna patch and/or ground. Today, there are many studies for the analysis and synthesis of slotted microstrip antennas. The complexity of the design and computational time increase with the number of slots.

Conformal antenna is a type of microstrip antenna suitable for structures with a curved surface. Since it takes the shape of the surface, the aerodynamic performance of the system is not affected. Therefore, it is widely used where aerodynamic effects are important such as aircraft, missiles, satellites, etc. However, the computational cost and time required for electromagnetic simulations are high due to the curved shape of the conformal antenna. The traditional trial and error method also increases the computational time and the success of the results is not guaranteed.

In order to meet long distance communication requirements, it is necessary to design high gain antennas. The way to increase the gain of the antenna without increasing the

size of the individual elements is to create an array of antennas in a geometric arrangement. In a remote sensing system called RADAR, array antennas must be used so that the antenna can have an electronically steerable main beam for continuous target tracking. In order to design of array antennas, there are two important parameters that affect antenna performance. These parameters are Side Lobe Level (SLL) and Half Power Beam Width (HPBW). While designing the array antennas, these parameters need to be adjusted optimally. This increases the computational load.

In this thesis, it is aimed to develop numerical hybrid methods based on Soft Computing (SC) in order to shorten the computational time for designing the antenna structure that gives the desired performance with high accuracy.

SC refers to a set of methods that provide traceable, robust and low-cost solutions for problems involving undetermined and uncertain conditions. SC techniques are basically inspired by intelligence in nature such as the functioning of the biological brain, the reasoning mechanism of the human mind or evolutionary processes. The term “Soft Computing” was proposed by Lotfi A. Zadeh in 1994.

The results obtained by SC techniques are not mathematically certain and optimum results are obtained approximately. SC is the sum of various computational techniques. Some SC techniques and applications include fuzzy logic, evolutionary algorithms, Artificial Neural Networks (ANNs) and Support Vector Machines (SVMs).

ANNs has attracted attention in recent years due to its adaptability, generalizability and nonlinearity. ANNs provide a reduction in computational load. In literature ANNs have been used to obtain the performance characteristics of antennas and microwave devices.

SVMs have been attracting a lot of attention recently as they can overcome some of the limitations caused by ANNs. SVMs are heuristic structures that can solve classification, regression and estimation problems. When they are used for regression problems they are called Support Vector Regression (SVR).

The evolutionary optimization methods such as Genetic Algorithm (GA), Particle Swarm Optimization (PSO), Taguchi Algorithm (TA) are also part of SC. In this thesis, new hybrid optimization algorithms have been developed and used for antenna design.

In the first section of the thesis, the aim of the thesis is given and the studies in the literature on the subject are briefly presented.

In the second section, important parameters required for antenna design and their definitions are stated. In addition, information about some electromagnetic simulation softwares used in the literature are given.

In the third section, the SC methods used in the thesis are presented. In addition to ANN and SVR methods, some evolutionary algorithms given in the literature such as GA, PSO and TA are explained in detail by giving their flow diagrams. Then, the explanations and flow charts of the newly developed Convex-Genetic-Taguchi Algorithm (KGTA), Hybrid Particle Swarm Taguchi Optimization (HPSTO) and Taguchi-Genetic-Particle Swarm Optimization (TAGAPSO) methods are presented. The performances of newly developed hybrid methods have been examined with the help of the several test functions given in the literature. The test results show the superiority of the newly developed hybrid methods over the other methods they contain.

In the fourth section, microstrip antennas, conformal antennas and antenna arrays have been designed by using hybrid SC-based methods developed in the thesis and some methods given in the literature. HFSS and MATLAB softwares have been used for the design processes. The simulation and optimization results obtained via HFSS and MATLAB have been compared. As a result of the comparisons, the advantages of the proposed methods have been presented. In addition, one of the designed antennas has been implemented and the accuracy of the results obtained via the theoretical approach has been examined.

Firstly, the design of a cylindrical rectangular microstrip conformal antenna has been carried out using the GA-based ANN approach, the GA-based SVR approach and the optimization tool of HFSS. Results of GA-based ANN, GA-based DVR and HFSS optimization have been compared in terms of computational time and accuracy. The superiority of GA-based SVR over the other methods has been presented.

Then, PSO-based SVR and ANN approaches has been used to design a cylindrical rectangular ring microstrip conformal antenna. In SVR, wavelet kernel functions and Radial Based Function (RBF) have been used. As far as is known wavelet kernel functions have been used for the first time in antenna design via SVR approach. The superiority of wavelet kernel functions over RBF and ANN has been shown in terms of training time and accuracy for antenna design. When the antenna has been designed by using a PSO-based approach with wavelet kernels, less iteration and less time have been required with respect to PSO-based approach with RBF kernel and the results have obtained more accurately.

In the next study, a slotted microstrip antenna has been designed that will work in both frequency bands of WLAN. As far as is known, the antenna with two bands has been designed via SVR approach for the first time. The SVR model of the dual slot rectangular microstrip antenna has been used to find the slot dimensions that give the desired resonance frequencies. Improvements with respect to the performance outputs of classical rectangular microstrip antenna (RMA) designed by using analytical functions for the same patch sizes and substrate material have been presented.

In another study, a novel triple-band microstrip antenna with desired resonance frequencies and gain values has been designed via the SVR model approach by applying multiple slots and arc-truncations to the antenna patch. As far as is known, it is the first time that a triple-band antenna designed via SVR approach is implemented. The HFSS simulation results of the antenna obtained by the SVR approach and the measurement results of the implemented antenna have been given. The performance characteristics of the implemented antenna are compared with the other triple band antennas given in the literature. In addition the antenna has been redesigned using the optimization tool of HFSS for comparison. Results of SVR model approach and HFSS optimization are compared in terms of accuracy and computational time.

Then, the newly developed KGTA, HPSTO and TAGAPSO algorithms have been used to obtain desired values of the SLLs and HPBW of the linear antenna arrays. The results obtained with the newly developed hybrid algorithms have been compared with the results obtained by other algorithms they contain. Their superiorities over the other algorithms have been presented.

In the conclusion part, the thesis is summarized, the results are briefly explained and suggestions for future studies are stated.



1. GİRİŞ

Modern radyo frekans (RF) haberleşme sistemlerinin performansının kalitesi; güç bölücüler, filtreler, kuplörler, faz kaydırıcılar, antenler gibi birçok elemanın etkin ve özenli tasarımına bağlıdır. Bu elemanların her biri sistemin bütün performansı üzerinde önemli bir etkiye sahipken, kablosuz haberleşme sistemlerinin içinde bulunduğu hava ile sistem arasında köprü olması sebebiyle antenlerin önemi de göz ardı edilemez.

Kablosuz haberleşme teknolojisi geliştikçe, anten tasarımı daha da zor hale gelmiştir. Mobil ve taşınabilir haberleşme sistemleri daha küçük boyutlu ve daha az ağırlıkta bunun yanında daha yüksek kazanç ve ışıma etkinliğine sahip, değiştirilebilir ve yönlendirilebilir ışıma diyagramlı antenlere ihtiyaç duymaktadır.

Mikroşerit antenler kolay üretim, ucuzluk, entegre devrelerle uyum ve düşük ağırlıkta olma gibi özellikleri nedeniyle ilk üretildikleri günden beri yoğun ilgi çekmiştir ve çekmeye devam etmektedir. Mikroşerit anten üzerine yarık eklenmesi gibi göreceli kolay yöntemlerle anten performansı verimli bir şekilde arttırılabilir. Mikroşerit antenlerin analiz ve sentezi üzerine günümüzde çok sayıda çalışma yapılmaktadır. Ancak bilindiği kadarıyla literatürde şu ana kadar çeşitli sayı ve tiplerdeki yarıklar için genel bir analitik formül verilmemiştir. Ek olarak, tasarımın karmaşıklığı ve harcanan zaman, yarık sayısıyla birlikte artmaktadır.

Konformal antenler, kavisli bir yüzey üzerindeki yapılar için uygun olan bir mikroşerit anten çeşididir. Yüzeyin şeklini aldıkları için sistemin aerodinamik performansı etkilenmez. Bu nedenle, uçaklar, füzeler, uydular vb. gibi aerodinamik etkilerin önemli olduğu yerlerde yaygın olarak kullanılırlar. Fakat elektromagnetik simülasyonlar ve sayısal analizler için hesaplama maliyeti ve gereken süre, kavisli şekil nedeniyle çok daha yüksektir. Geleneksel deneme yanılma yöntemi de hesaplama süresini artırır ve sonuçların başarısı garanti edilmez.

Uzun mesafe haberleşme gerekliliklerini karşılamak için yüksek kazançlı antenler tasarlamak gerekir. Tek tek elemanların boyutunu büyütme zorunda kalmadan

antenin kazancını artırmanın yolu, geometrik bir düzenleme içerisinde ışıyan elemanlarından oluşan bir dizi anten oluşturmaktır. Ayrıca RADAR gibi sistemlerde sürekli hedef takibi amacıyla antenin elektronik olarak yönlendirilebilir ana demete sahip olabilmesi için dizi antenlerin kullanılması gerekmektedir. Dizi antenlerin tasarımında ise anten performansını etkileyen ve dikkat edilmesi gereken Yan Demet Seviyesi (YDS) ve Yarım Güç Demet Genişliği (YGDG) gibi iki önemli parametre bulunmaktadır. Dizi antenler tasarlanırken bu parametrelerin optimum şekilde ayarlanması gerekmektedir. Bu da gereken hesaplama yükünü artırmaktadır.

1.1 Tezin Amacı

Anten analizi ve anten sentezi, anten problemlerini sınıflandırmak için iki farklı yoldur. Anten analizi; rezonans frekansı, kazanç, yönlülük, bant genişliği, ışıma diyagramı, ışıma direnci gibi performans karakteristiklerini belirlemek için yapılır. Mikroşerit antenleri analiz etmek için bazı analitik ve nümerik (sayısal) yöntemler kullanılır [1]. Analitik yöntemler kesin doğrulukta sonuçlar verir ve yaygın (dikdörtgen, kare, üçgen vb.) yama anten yapıları için kapsamlı veriler sağlar. Nümerik yöntemler farklı şekillerdeki mikroşerit antenler için iyi sonuçlar vermekle birlikte integral denklemlerinin matematiksel karmaşıklığını da beraberinde getirirler.

Bu yaklaşımlarda, geometride yapılacak en ufak bir değişiklikte bile yeni bir çözüm bulunması gerekir. Bu nedenle, analitik yöntemlerdeki ince alt tabaka olma durumu ile birlikte gelen bazı problemler ve geometrik değişimlerin yepyeni bir çözüm gerektirmesi yöntemleri karmaşıktırarak işlem yükünün artmasına neden olur.

Anten sentezi ise anten analizinin tersine halidir. Önceden verilen bir performans parametre kümesine göre anten yapısı belirlenir. Anten sentezi, mümkün olan en iyi anten yapısını araştırmada anten tasarımcılarına yardımcı olur. Anten sentezi, anten yapısı karmaşıktıkça daha zor bir hale gelmektedir. Sentez sürecini kolaylaştırmak için bazı simülasyon (benzetim) paket yazılımları geliştirilmiştir. Bunlar sadece verilen bir yapıyı analiz ederler ve sentezlenmiş bir anten için hesaplanan sonuçları gösterirler.

Anten tasarımı, deneme-yanılma yöntemiyle istenilen karakteristikler elde edilene kadar simülasyon yazılımları tekrarlı şekilde kullanılarak yapılmaya çalışılır. Paket simülasyon yazılımları kabaca bir çözüm sağlayabilir fakat çok fazla hesaplama

zamanı ve işlem yükü gerektirirler. Tasarım parametrelerinin sayısı arttıkça hesaplama yükü çok daha fazla artmaktadır. Ayrıca, anten sentezinde hızlı çözüm gerektiği durumlarda simülasyon yazılımları üzerinden deneme yanılma yöntemi ile anten simülasyonu yapmak sonucu garantilemediği için uygun olmayabilir. Bu geleneksel yöntemlerden dolayı ortaya çıkan zorlukların üstesinden gelmek için doğru sonuçları daha hızlı bir şekilde ortaya koyan bazı yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır.

Kablosuz haberleşme teknolojisindeki çok hızlı gelişmeler frekans spektrumunun etkin bir şekilde kullanılması sonucunu doğurmuştur. Bazı kablosuz uygulamalar birden fazla frekansta çalışmaktadır. Ayrıca kablosuz haberleşmedeki artış elektromagnetik gürültüyü de beraberinde getirmektedir. Bu da antenlerin yüksek kazançlı ve verimli olmasını, yan demet seviyelerinin uygun şekilde bastırılmasını gerektirmektedir. Bu nedenle birden fazla frekansta çalışacak, yeterli bant genişliğine sahip ve yüksek kazançlı antenlere ihtiyaç duyulmaktadır.

Bu tür anten gereksinimlerini karşılayacak anten yapılarının ise tasarım süreci uzun zaman ve fazla hesaplama yükü gerektirir. Bu tez çalışmasında, tasarım süresini kısaltmak ve istenilen gereksinimleri en yakın şekilde karşılayan anten yapısını tasarlayabilmek için Esnek Hesaplamaya (EH) dayalı sayısal yeni karma yöntemlerin geliştirilmesi ve geliştirilen yöntemlerin özgün yapıda anten tasarımları için kullanılması amaçlanmıştır.

1.2 Literatür Araştırması

Literatürde, anten tasarımında kullanılan geleneksel yöntemlerden kaynaklı dezavantajların üstesinden gelmek için EH'ye dayalı farklı yöntemler öne sürülmüştür. EH, analitik formülasyonların bulunmadığı kesin olmayan koşullara sahip karmaşık problemlere hızlı, uygun maliyetli ve yüksek hassasiyetli çözüm sağlayan yapay zekaya ve genetik süreçlere dayalı bir hesaplama teknikleri grubu olarak tanımlanır. "Esnek Hesaplama" terimi, Lotfi A. Zadeh [2,3] tarafından ortaya atılmıştır.

Yapay Sinir Ağları (YSA), genellenebilirlik ve uyarlanabilirlik özelliklerinden dolayı son yıllarda dikkatleri üzerine çekmiştir. YSA'lar hesaplama yükünde büyük bir azalış sağlamaktadırlar. YSA'lar, antenlerin ve mikrodalga cihazların performans parametrelerini elde etmek için birçok çalışmada kullanılmıştır. Bu avantajlarına rağmen, YSA'ların bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Gizli katman ve nöron

sayısını belirlemenin etkili bir yolu yoktur. YSA'ların genelleştirilmesini sağlamak da zor bir iştir. YSA'lar global optimumu garanti etmezler, ancak problemin yerel optimum çözümünde takılıp kalabilirler. YSA'lar, antenlerin ve mikrodalga cihazların performans parametrelerini elde etmek için birçok çalışmada kullanılmıştır [4–17].

Khan ve De, YSA tekniklerinin mikroşerit antenlerde kullanımı üzerine inceleme yapmışlardır [6]. Çalışmada; YSA'nın farklı tekniklerinin mikroşerit anten tasarımı ve sentezinde kullanımı incelenmiş, yama ve yarıklı mikroşerit antenler üzerine çalışılmıştır. İlk olarak farklı yama anten yapıları için sadece bir performans parametresi göz önüne alınmıştır. Daha sonra, farklı performans parametrelerini aynı anda hesaplayabilmek için genelleştirilmiş bir Çok Katmanlı Algılayıcı sinirsel yaklaşım (ÇKAYSA) ele alınmıştır. Performans parametrelerini sağlayacak yarık büyüklüğü ve hava boşluğu değerleri YSA modeli kullanılarak elde edilmeye çalışılmıştır. Çalışmada literatürde kullanılan farklı YSA modelleri incelenmiş ve bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntem kullanılarak yama ve yarık anten yapısı çözümleri yapılmıştır. Hesaplama zamanı ve gereken sistem hafızası yönüyle de ayrıca incelenmiştir.

Singh [12] YSA ile anten analizine yönelik çalışmasında dikdörtgensel mikroşerit yama antenlerin çalışma frekanslarını; yama genişliği, yama uzunluğu, alt tabaka malzeme dielektrik sabiti ve alt tabaka yükseklik değerleri kullanarak elde etmeye çalışmıştır. Farklı ağ yapıları kullanarak eğitim işlemini gerçekleştirmiş ve elde edilen sonuçları karşılaştırmıştır.

Khan ve De [13] Bilgi Tabanlı Sinir Ağları (BTSA) yöntemini kullanarak mikroşerit antenin yarık şekli, yarık büyüklüğü ve düzlemler arası hava boşluğunu önceden hesaplamaya çalışmıştır. İlk olarak yarık şekli, yarık büyüklüğü ve hava boşluğu genelleştirilmiş ÇKA kullanılarak aynı anda elde edilmeye çalışılmıştır. Daha sonra iki farklı BTSA kullanılarak eğitim paterni sayısı azaltılmaya çalışılmıştır. Bu yöntemler daha az eğitim paternleri olmasına rağmen ÇKA'ya göre daha doğru sonuçlar vermiştir. Bu nedenle BTSA yaklaşımının paternlerin üretiminin uzun zaman alacağı durumlarda anten tasarımcılarına yardımcı olacağı sonucuna varılmıştır.

Jain, YSA yöntemini Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ile birlikte kullanmıştır [7]. Elektromanyetik simülasyonu, eğitilmiş bir YSA ile değiştirip bir PSO algoritmasının içine eklemiştir. Önerilen yığın anten yapısının rezonans frekansı ve bant genişliği

ile boyutsal parametreleri arasında ilişki kuracak kapalı formda bir ifade yoktur. Bu nedenle optimizasyon için gerekli maliyet fonksiyonunu oluşturmak zordur. Çalışmada YSA; antenin boyutsal parametreleri ile frekans ve bant genişliği arasında ilişkiyi ortaya koyan kara-kutuyu inşa etmek için kullanılmıştır. Bu kara-kutu antenin boyutsal parametrelerini almakta ve frekans ve bant genişliği cevabını vermektedir. PSO ise tasarımcı tarafından belirlenen frekans ve bant genişliğine göre geometrik parametrelere karar vermede kullanılır. Maliyet fonksiyonun elde edilmesinden sonra ise istenilen sonuç elde edilinceye kadar PSO koşturulur. Eğitilmiş YSA'nın PSO ile birlikte kullanılmasıyla hesaplama yükü ciddi şekilde azalmıştır.

Khan ve De [14] yarık boyutu ve toprak-yama arası hava boşluğu yüksekliğini tahmin etmek için YSA temelli sentez modeli ortaya koymuşlardır. Rezonans frekansı, kazanç, yönlülük ve verim gibi performans parametreleri yarık boyutları ve hava boşluğu yüksekliği değiştirilerek gözlemlenmiştir. YSA modeli besleme koordinatları, kısa devre çubuk yüksekliği, yarık boyutları ve yama boyutlarını giriş olarak alıp çıkışta iki rezonans frekansını vermektedir. Böylece amaç fonksiyonuna sokulup her bir iterasyonda maliyet değerleri hesaplanmaktadır. Çalışmada ÇKAYSA kullanılmıştır. BFGS quasi Newton (BFG), Bayesian regulation (BR), scaled conjugate gradient (SCG), Powell-Beale conjugate gradient (CGB), conjugate gradient with Fletcher-Peeves (CGF), one-step secant (OSS) ve Levenberg-Marquardt (LM) gibi farklı eğitim algoritmaları için eğitim performansları gösterilmiştir. LM algoritması hem eğitim hem de testte daha az hata üretmesiyle en iyi performansı vermiştir. Ayrıca diğerlerine göre daha az eğitim süresi harcamış ve en az sayıda iterasyonla sonuca ulaşmıştır.

Vladimir Vapnik [4,18] tarafından geliştirilen DVM'ler, YSA'lardan kaynaklı bazı kısıtlamaların üstesinden gelebilmesi nedeniyle son zamanlarda yoğun ilgi çekmektedir. Daha iyi genelleme yetenekleri nedeniyle YSA'lardan daha iyi sonuç verdiği bazı çalışmalarda gösterilmiştir. DVM'ler hem sınıflandırma hem de regresyon problemlerini çözmek için kullanılır [19]. Regresyon problemlerinde kullanılan DVM'lere Destek Vektörü Regresyon Regresyonu (DVR) denir. Literatürde DVR'lerin mikrodalga sistemlerinde ve antenlerde kullanıldığı çalışmalar mevcuttur [20–26].

Angiulli ve diğ. çalışmalarında [23] DVR'yi mikrodalga alanında bazı uygulamalar için kullanmışlardır. Elde ettikleri sonuçları YSA ile bulduklarıyla karşılaştırmışlardır.

Bu yolla uygulanan DVR'nin etkinliğini göstermişlerdir. İlk olarak DVR ile bir mikroşerit antenin rezonanstaki giriş empedansı modellenmiştir. Moment Yöntemi (MoM) bu konuda çok güçlü bir analiz yöntemidir. Fakat, bu teknik çok daha fazla uğraşı ve zaman gerektirir. Mikroşerit anten giriş empedansı DVR ile modellendiğinde ÇKAYSA'ya göre daha az hata ile sonuca ulaşılmıştır. Diğer bir çalışma olarak DVR ile mikroşerit radyal hat modellenmiş ve yine ÇKAYSA'ya göre daha az hata ile bulmuştur. DVR mikroşerit yansıtıcı dizi modellenmesinde basit birim hücrenin genlik ve faz eğrilerini tahmin etmek amacıyla da kullanılmıştır. Bu eğriler yansıtıcı dizilerin sentezinde önemli bir yer tutarlar. ÇKAYSA'ya göre hatada ciddi oranda azalma gözlenmiştir.

Khan ve Roy [25] değiştirilmiş toprak düzlemlili yarıklı mikroşerit antenlerin performans parametrelerini DVM yardımıyla tahmin etmek için çalışma yapmıştır. Çalışmada ayrıca YSA ile de hesaplama yapılmış ve DVM ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Yama antenin performans parametrelerini iyileştirmek için ışıyan yüzeyde iki asimetric yarıklı ve toprak yüzeyinde iki simetric yarıklı eklenmiştir. DVM yaklaşımı ile rezonans frekansını %99.15 doğrulukla bulmuşlardır.

Khan ve Roy bir diğer çalışmalarında [27] yarıklı mikroşerit anten sentezi için DVR kullanmışlardır. Antenin ışıyan yama ve toprak tabakasında asimetric yarıklar bulunmaktadır. Yama ve topraktaki yarıkların konumları ve boyutları YSA ve DVR kullanılarak tahmin edilmeye çalışılmıştır. DVR'nin YSA'ya göre %10 daha doğru ve daha hızlı şekilde çalıştığını gözlemlemişlerdir.

Xiao ve diğ. çalışmalarında [28]; ultra-geniş band antenlerin elektromagnetik davranışını parametric olarak modellemek için, eğitim paternlerinin veri madenciliği (data mining) teknikleriyle önceden işlemeyle YSA modeli ortaya atmışlardır. Bu YSA yönteminde, korelasyon analizi ve DVM'ye dayalı veri sınıflandırma olmak üzere iki tane veri madenciliği yöntemi girişteki geometrik değişkenleri belirlemede ve eğitim ve test sırasında girişleri sınıflandırmak için kullanılmışlardır. Geleneksel YSA ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntem daha az eğitim veri kümesi ve daha hassas eğitilmiş model elde edebilir. Çok fazla geometrik değişken olduğu durumda anten tasarımı ve optimizasyonu çok fazla vakit almaktadır. Bu süreyi etkili bir şekilde azaltmak için geometrik değişken sayısı azaltılmalıdır. Fakat her bir geometrik değişken ile karşılık gelen elektromagnetik cevabın arasındaki ilişkinin kesin bir tanımlaması yoktur. Xiao ve diğ. çalışmalarında geometrik değişkenlerle

elektromagnetik cevap arasındaki ilişkiyi tanımlamak için Pearson korelasyon katsayılarını kullanmışlardır. Xiao ve diğ. çalışmalarında önerdikleri modelle, klasik YSA modelini elde ettikleri sonuçlarla karşılaştırmışlardır. DVM'ye dayalı veri madenciliği kullandıkları yöntem klasik YSA' ya göre sonuçları daha doğru ve daha hızlı bir şekilde vermiştir.

Tokan doktora tez çalışmasında [29] DVM'yi çeşitli aktif/pasif mikrodalga cihazların analiz ve sentez modeline uyarlamış ve DVR'leri YSA'lar ile karşılaştırılarak üstünlükleri gösterilmiştir. Çalışmada yapılan uygulamalar; mikrodalga transistörün küçük-ışaret ve gürültü davranışının modellenmesi, mikroşerit iletim hatlarının analiz ve sentezi, mikroşerit antenlerin ölçüm verisinin destek vektör karakterizasyonu gerçekleştirilmesi, bilgi tabanlı DVM'ler tasarlanması ve mikrodalga düzlemsel iletim hatlarının sentezlenmesinde kullanılmasıdır.

Sharma ve Saini [30] anten parametreleri hesabı, anten tasarımı ve optimizasyonunda kullanılan esnek hesaplama yöntemlerini göstermişlerdir. Anten tasarım ve analizinde kullanılan esnek hesaplama yöntemleri bulanık mantık, YSA ve evrimsel algoritmaları kısaca özetlemişlerdir.

DVM'nin genelleştirme özelliğini geliştirmek için Zhang ve diğ. dalgacık (wavelet) kernel tabanlı DVM algoritmasını ilk defa geliştirmişlerdir [31]. Dalgacık kernel fonksiyonları teorik analiz sonuçlarıyla kanıtlanmıştır. Bilgisayar simülasyonları, regresyon ve örüntü tanımda dalgacık destek vektör makinelerinin kullanılabilirliğini ve geçerliliğini göstermişlerdir.

Hou ve diğ. [32] güç analiz ataklarında Dalgacık Destek Vektör Makineleri (DDVM) üzerine çalışmışlardır. Farklı dalgacık kernelleri kullanarak sonuçları karşılaştırmışlardır. Hou ve diğ. çalışmalarında dalgacık kernelleri ile RTF-DVM'den %5~8 daha iyi sonuçları %40 daha az zamanda bulunduğu gösterilmiştir.

Dai ve diğ. [26] kompakt yama anten tasarımı için DVR algoritması kullanmıştır. T şeklindeki yarıkların rezonans frekansı üzerindeki etkisini incelemek için DVR'den yararlanmışlardır. DVR'nin kompakt antenlerin tasarımında etkili ve pratik olduğunu kanıtlamışlardır.

Evrimsel optimizasyon algoritmaları da EH'nın bir parçasıdır. Bu tez çalışmasında literatürde verilen ve sık kullanılan evrimsel algoritmaların yanında yeni karma optimizasyon algoritmaları da geliştirilmiş ve anten tasarımlarında kullanılmıştır.

Genetik Algoritma (GA), evrim ve genetik süreçlerden esinlenilerek oluşturulmuş bir optimizasyon yöntemidir [33]. GA doğal seçim, çaprazlama ve mutasyon gibi yöntemler kullanarak topluluk bireyleri üzerinde bazı genetik değişikliklere yol açar. Bu bireyler kromozom olarak adlandırılır ve her kromozom belirli sayıda gen taşır. Bu genetik değişimler yoluyla daha sağlıklı kromozomlar elde edilir. GA elektronik ve elektromagnetik gibi birçok alanda kullanılmıştır [34–43].

PSO, Kennedy ve Eberhart Kennedy ve Eberhart tarafından kuş ve balık sürülerinin sosyal davranışlarından esinlenilerek oluşturulmuş iyi bilinen evrimsel optimizasyon yöntemidir [44]. PSO'nun uygulanması kolaydır ve ayarlanması gereken birkaç parametreye sahiptir. Elektronik alanında çok sayıda uygulamada kullanılmasının yanında, PSO anten sentezine de başarılı şekillerde uygulanmıştır [43,45–48].

Wen Tao Li ve diğ. tarafından ortaya atılan [49] GA ve PSO tabanlı hibrit optimizasyon algoritması Hibrit Genetik Algoritma-Parçacık Sürü Optimizasyonu (HIGAPSO)'yu geliştirmişler ve anten sentezine uygulamışlardır. HIGAPSO geliştirilirken botanikteki aşılama yönteminden esinlenmişlerdir.

Genichi Taguchi tarafından geliştirilen Taguchi Algoritması (TA) [50,51] kimya, finans, mekanik ve elektronik gibi birçok alanda kullanılmıştır. TA optimum sonuçları birkaç deneme ile üretebilir. Bunu gerçekleştirmek için işaret-gürültü oranı (İGO) ve ortogonal dizileri (OD) kullanır. Elektromanyetik alanında ise öncül çalışma Weng ve diğ. tarafından doğrusal anten dizilerinin sentezi için TA'nın kullanılması ile yapılmıştır [52].

Hibrit Taguchi-Genetik Algoritması (HTGA) Tsai ve diğ. tarafından geliştirilmiştir [53]. HTGA, GA'nın çaprazlama ve mutasyon işlemleri arasında TA'nın eklenmesiyle elde edilir. HTGA elektromagnetikte de kullanılmıştır [54–56].

Konveks optimizasyon ise anten tasarımı konusunda son zamanlarda ilgi çekmektedir [57,58]. Boyd ve diğ. konveks optimizasyon için oluşturdukları MATLAB tabanlı paket yazılım CVX'i geliştirmişlerdir [59]. Konveks optimizasyon doğrusal anten dizilerinin sentezine uygulanmıştır [60].

Mikroşerit antenler [1] kolay üretim, ucuzluk, entegre devrelerle uyum ve düşük ağırlıkta olma gibi özellikleri nedeniyle ilk üretildikleri günden beri yoğun ilgi çekmiştir ve çekmeye devam etmektedir. Mikroşerit antenlerin analiz ve sentezi üzerine günümüzde çok sayıda çalışma yapılmaktadır.

Konformal antenler, kavisli bir yüzey üzerindeki yapılar için uygun olan anten tipleridir. Yüzeyin şeklini aldıkları için sistemin aerodinamik ve hidrodinamik performansı etkilenmez [61]. Bu yüzey silindir, küre gibi geometrik şekiller olabileceği gibi bir araç veya rastgele bir cisim yüzeyi de olabilir. Bu nedenle uçaklar, füzeler, yüksek hızlı trenler ve uydular vb. gibi aerodinamik etkilerin önemli olduğu yerlerde yaygın olarak kullanılırlar.

5G teknolojisinin sadece mobil haberleşmede değil de akıllı ev, akıllı eşyalar gibi nesnelerin interneti (IoT) konuları için de kullanılması düşük gecikmeli, düşük yol kaybına sahip ve kararlı ışıma diyagramına sahip 5G antenlerine duyulan ihtiyacı artırmaktadır. Kumar ve diğ. [62]; çalışmalarında 5. nesil (5G) haberleşmede kullanılan antenlerin tasarımı ve anten performansını iyileştirmede kullanılan teknikleri kapsamlı bir şekilde yeniden gözden geçirmişlerdir.



2. ANTEN PARAMETRELERİ VE YAYGIN OLARAK KULLANILAN ELEKTROMAGNETİK SİMÜLASYON YAZILIMLARI

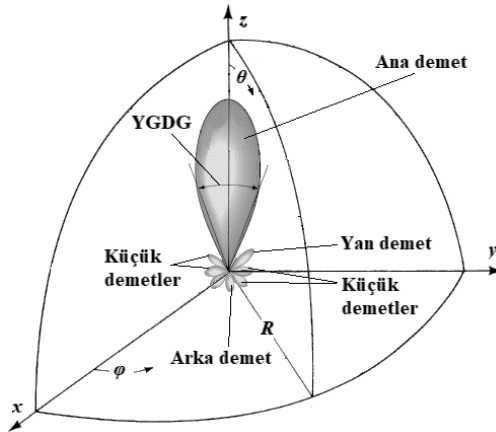
Bu bölümde ilk olarak temel anten parametrelerinden bahsedilecektir. Daha sonra ise anten analizi ve sentezinde sıklıkla kullanılan elektromagnetik simülasyon yazılımları ve bazı özellikleri hakkında kısa bilgi verilecektir.

2.1 Anten Parametreleri

Bir antenin analizinde veya sentezinde performansını açıklamak için çok sayıda parametrenin tanımlanması ve elde edilmesi gerekmektedir. Bu bölümde bu parametrelerin tanımları ve ifadeleri anlatılacaktır.

2.1.1 Işıma diyagramı

Bir anten ışıma diyagramı (paterni), uzay koordinatlarının bir fonksiyonu olarak antenin uzak alandaki elektrik alan genliği, güç yoğunluğu, yönlülük gibi ışıma özelliklerinin matematiksel olarak ifade edilmesi ve koordinat değerleri cinsinden yazılırlar [1]. Işıma diyagramları genellikle maksimum değerlerine göre normalize edilerek, normalize ışıma diyagramları elde edilir. Ayrıca, ışıma diyagramları genellikle logaritmik ölçekte desibel (dB) cinsinden çizilirler. Şekil 2.1’de bir antenin ışıma diyagramı küresel koordinat sisteminde (R, θ, φ) 3-boyutlu olarak verilmiştir.



Şekil 2.1 : Küresel koordinatlarda 3-boyutlu ışıma diyagramı [1].

Şekil 2.1’de ki ana demet maksimum ışımanın olduğu yöndeki ışıma demetidir. Ana demet dışındaki bütün demetlere “küçük demet”lerdir. Ana demet dışında ışıyan demetler “yan demet” olarak adlandırılır. Ana demetin tam zıttı yöndeki demete ise “arka demet” adı verilir. Anten gücünün yarıya düştüğü (veya 3 dB azaldığı) noktalar arasındaki açı “yarım güç demet genişliği” (YGDG) olarak ifade edilir. Küçük demetlerin seviyesi genellikle ilgili demetin güç yoğunluğunun ana demetinkine oranı olarak ifade edilir ve yan demet seviyesi (YDS) olarak adlandırılır. Çoğu anten uygulamasında YDS’nin -20 dB ve üzerinde olması beklenir [1].

2.1.2 Işıma güç yoğunluğu

Zaman ortalama Poynting vektörü (ortalama güç yoğunluğu) [1]:

$$\mathbf{W}_{rad} = \mathbf{W}_{av}(x, y, z) = \frac{1}{2} \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.1)$$

Bir antenin uzak alan bölgesindeki güç yoğunluğu, “ışıma güç yoğunluğu” olarak ifade edilir. Bir antenden yayılan ortalama güç [1]:

$$\begin{aligned} P_{rad} &= P_{av} = \oint \mathbf{W}_{rad} \cdot d\mathbf{S} \\ &= \frac{1}{2} \oint \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) d\mathbf{S} \end{aligned} \quad (2.2)$$

2.1.3 Işıma yoğunluğu

Birim katı açı başına antenden yayılan güce ışıma yoğunluğu denir. Bir katı açının ölçüsü bir steradyandır.

Işıma yoğunluğu uzak alan parametresidir ve aşağıdaki şekilde ifade edilir [1]:

$$U = R^2 W_{rad} \quad (2.3)$$

Burada; R uzaklık, W_{rad} (W/m^2) ışıma güç yoğunluğudur.

2.1.4 Demet genişliği

Işıma paterni üzerinde alınacak iki özdeş nokta arasındaki açısal uzaklığa demet genişliği adı verilir. Bir antenin demet genişliği ile YDS arasında bir takas olması (birisi artarken diğeri azalır) nedeniyle anten dizilerinin tasarımında çok önemli bir parametredir [1].

Uygulamaya bağılı olarak farklı demet genişliği ifadeleri elde edilebilir. En çok kullanılan demet genişliği ifadelerinin birisi tanımı 2.1.1 bölümünde verilen YGDG'dir. Diğer bir önemli demet genişliği tanımı da ışınma diyagramının ilk sıfır noktaları arasındaki açısal farkı ifade eden İlk Sıfırlar Demet Genişliği (İSDG)'dir.

2.1.5 Yönlülük

Belirli bir yöndeki ışınma yoğunluğunun, bütün yönlerin ortalama ışınma yoğunluğuna oranına antenin yönlülüğü adı verilir [1]. Formülasyonu [1];

$$D = \frac{U}{U_0} \quad (2.4)$$

ile verilir. Burada U_0 bütün yönlerin ortalama ışınma yoğunluğudur. Antenen yayılan toplam gücün 4π 'ye bölünmesi ile elde edilebilir [1];

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.5)$$

Buradan yönlülük [1];

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{U}{P_{rad}/4\pi} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

olarak elde edilir. Eğer yön belirtilmemişse maksimum ışınma yoğunluğunun yönü yani aşağıdaki şekilde maksimum yönlülük durumu kastedilmiş demektir [1]:

$$D_{maks} = D_0 = \frac{U_{maks}}{U_0} = \frac{4\pi U_{maks}}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

2.1.6 Anten verimi

Toplam anten verimi e_0 , anten yapısındaki ve girişindeki tüm kayıpların hesaba katılmasıyla elde edilir. Bu kayıplar anten girişindeki uyumsuzluk kayıpları, dielektrik ve iletken kayıpları olarak yazılabilir. Toplam anten verimi [1];

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.8)$$

olarak yazılabilir. Burada; e_c iletkenlik verimi, e_d dielektrik verimi ve e_r ise yansıma katsayısı Γ için $e_r = 1 - |\Gamma|^2$ 'ye eşit olan yansıma verimidir. Çoğu durumda e_c ve e_d hesaplanamaz ve deneysel olarak elde edilirler. Fakat birbirinden ayırtırmak çok zordur. Bu nedenle [1];

$$e_{cd} = e_c e_d \quad (2.9)$$

şeklinde beraber yazılırlar. Bu ifadeye ise “anten ışıma verimi” adı verilir [1]. Bu durumda anten verimi [1]:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.10)$$

2.1.7 Anten kazancı

Anten kazancı, belirli bir yöndeki ışıma yoğunluğunun, izotropik bir anten tarafından alınacak ışıma yoğunluğuna oranı olarak tanımlanır [1]. İzotropik antenin ışıma yoğunluğu ise anten girişindeki gücün 4π ’ye bölünmesi ile elde edilebilir. Bu durumda anten kazancı (G) [1]:

$$G = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}/4\pi} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.11)$$

Antenden yayılan toplam güçle anten girişindeki toplam güç arasında anten ışıma verimi kadar bir bağlantı vardır [1];

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (2.12)$$

ve bu ifadeyi kullanılarak (2.11)’de verilen eşitlik [1];

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{rad}/e_{cd}} = e_{cd} \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (2.13)$$

olarak yazılabilir. Burada (2.5) denklemindeki yönlülük ifadesini içerdiği görülebilir. Bu durumda [1]:

$$G(\theta, \varphi) = e_{cd} D(\theta, \varphi) \quad (2.14)$$

Anten kazancının maksimum değeri maksimum yönlülük ile bağlantılı olarak aşağıdaki şekilde yazılabilir [1]:

$$G_{maks} = G_0 = e_{cd} D_{maks} = e_{cd} D_0 \quad (2.15)$$

2.1.8 Bant genişliği

Antenin bant genişliği, anten performansının belirli bir parametreye veya karakteristiğe uyduğu frekans aralığı olarak tanımlanabilir [1]. Bant genişliği, anten

parametrelerinin bir merkez frekansın her iki tarafındaki kabul edilebilir değerlerine denk gelen frekansların aralığı olarak düşünülebilir.

2.1.9 Polarizasyon (Kutuplanma)

Antenin tarafından belirli bir yönde iletilen dalganın polarizasyonu, antenin polarizasyonu olarak tanımlanır [1]. Yön belirtilmemişse maksimum kazancın olduğu yön dikkate alınır. Bir elektromagnetik dalganın polarizasyonu ise dalganın elektrik alan bileşenin ucunun zamanla çizdiği şekildir.

Polarizasyon; doğrusal, dairesel veya eliptik olarak sınıflandırılabilir. Genellikle elektrik alanın çizdiği şekil bir elipstir ve eliptik olarak polarize olduğu söylenir [1]. Doğrusal ve dairesel polarizasyonlar eliptik polarizasyonun özel bir halidir. Elektrik alanının zamana bağlı fonksiyonu bir doğru ise doğrusal polarize olduğu söylenir. Elektrik alanın çizdiği şekil bir dairesel ise dairesel polarizasyon denir.

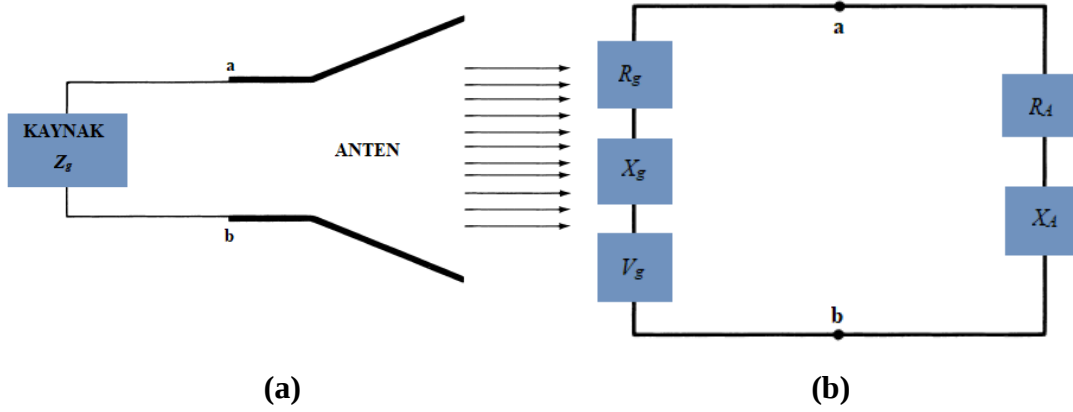
Genel olarak, bir antenin polarizasyon özellikleri, polarizasyon diyagramı tarafından temsil edilebilir. Polarizasyon diyagramı ise bir anten tarafından yayılan alan vektörünün polarizasyonunun antenin ışıma küresi üzerindeki uzaysal dağılımıdır. Işıma küresi üzerindeki her noktada polarizasyon genellikle bir çift ortogonal polarizasyona, eş polarizasyona (co-pol.) ve çapraz (cross-pol.) polarizasyona ayrılır [1]. Eş polarizasyona, antenin ışıması (veya alması) amaçlanan polarizasyonu temsil eder. Çapraz polarizasyon ise belirli bir polarizasyona (genellikle eş polarizasyona) ortogonal olan polarizasyonu ifade eder.

2.1.10 Giriş empedansı

Giriş empedansı; bir antenin terminallerinde sunulan empedans veya bir çift terminalde voltajın akıma oranı veya elektrik ve manyetik alanlarının uygun bileşenlerinin bir noktadaki oranı olarak farklı farklı tanımlanabilir [1]. Şekil 2.2’de verici anten ve eşdeğer devresi verilmiştir. Bir çift terminalde voltajın akıma oranı antenin empedansını tanımlar [1];

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.16)$$

burada; Z_A antenin a-b terminallerindeki empedansı, R_A a-b terminallerindeki direnci, X_A ise a-b terminallerindeki reaktansdır.



Şekil 2.2 : Verici anten ve eşdeğer devresi [1]: (a) Verici anten. (b) Eşdeğer devresi.

Genellikle a-b terminallerindeki direnç R_A [1];

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.17)$$

şeklinde yazılır. Burada, R_r antenin ışıma direnci, R_L ise antenin kayıp direncidir.

2.1.11 Anten etkin alanı

Bir alıcı antenin terminallerindeki mevcut gücün, antene belirli bir yönden gelen düzlem dalganın güç akısı yoğunluğuna oranına anten etkin alanı denir. Anten etkin alanı [1];

$$A_e = \frac{P_T}{W_i} \quad (2.18)$$

olarak yazılır Burada; A_e anten etkin alanı, P_T yüke iletilen güç ve W_i ise gelen dalganın güç yoğunluğudur.

Etkin açıklık, gelen güç yoğunluğu ile çarpıldığında yüke iletilen gücü veren alandır. Maksimum güç aktarımı koşulları ($R_r + R_L = R_T$ ve $X_A = -X_T$) altında etkin alan maksimum etkin açıklık A_{em} adını alır. Maksimum etkin açıklık A_{em} gelen güç yoğunluğu ile çarpıldığında, yüke aktarılan maksimum güce ulaşılır. Maksimum etkin açıklık antenin maksimum yönlülüğü (kayıpsız anten için) ile bağlantılıdır [1]:

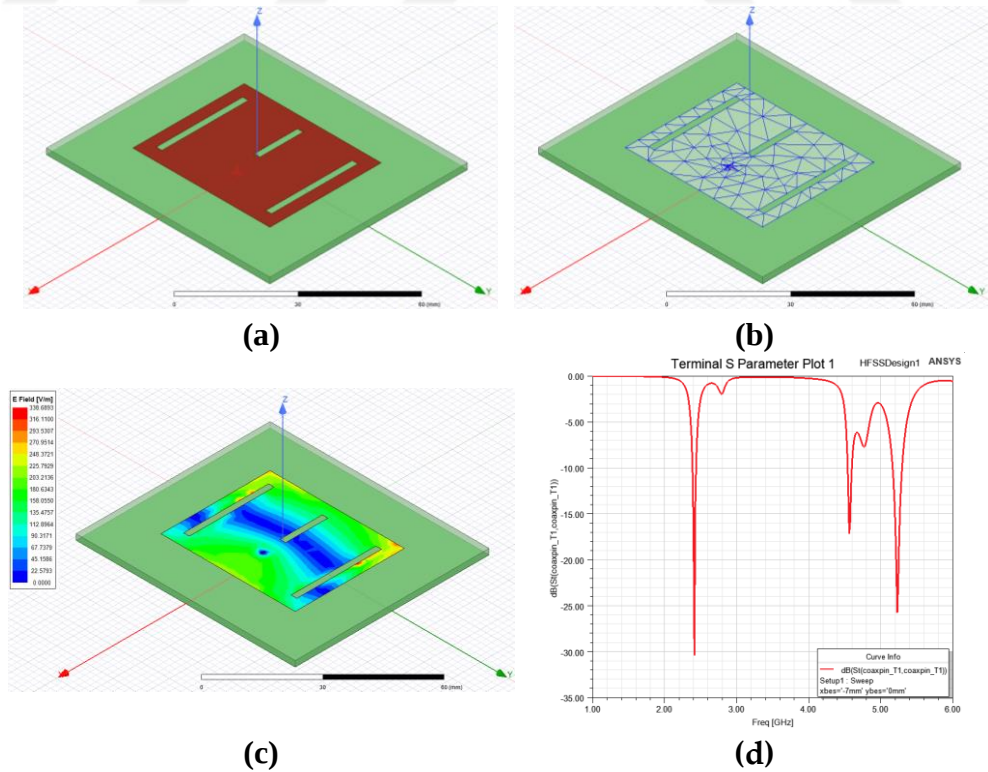
$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_0 \quad (2.19)$$

2.2 Yaygın Olarak Kullanılan Elektromagnetik Simülasyon Yazılımları

Bu bölümde yaygın olarak kullanılan elektromagnetik simülasyon yazılımları, kullandıkları nümerik analiz yöntemleri, avantajları ve öne çıkan yönleri hakkında bilgi verilecektir.

2.2.1 HFSS (High Frequency Structure Simulator)

High Frequency Structure Simulator (HFSS) [63]; antenler, filtreler ve entegre devre gibi çok çeşitli yüksek frekanslı ürünleri tasarlamak için kullanılan bir 3B elektromagnetik simülasyon yazılımıdır. HFSS'te kullanılan nümerik teknik, Sonlu Elemanlar Yöntemi (FEM)'dir. Bu yöntemde bir yapı, sonlu elemanlar adı verilen birçok küçük alt bölüme ayrılır. HFSS'te bu sonlu elemanlar tetrahedra (dört yüzlü) formundadır. Tüm tetrahedra kümesi, sonlu eleman ağını oluşturur. Bu tetrahedra içindeki alanlar için bir çözüm bulunur. Bu alanlar birbiriyle ilişkilidir ve Maxwell Denklemleri tüm elemanlar arası sınırlar boyunca karşılanır. Böylece bütün yapı için bir alan çözümü sağlanır. Alan çözümü bulunduğunda, genelleştirilmiş S-matris çözümü belirlenir. Şekil 2.3'te HFSS'te çizilmiş bir anten yapısı, ağ yapısı, alan çizimleri ve $|S_{11}|$ matrisi grafiği verilmiştir.



Şekil 2.3 : HFSS anten çizimleri: (a) Anten yapısı. (b) Ağ yapısı. (c) Alan çizimleri. (d) $|S_{11}|$ matrisi grafiği.

HFSS'te bir problem, gerilim ve akımlar yerine elektrik ve manyetik alanlar açısından ele alınır. HFSS simülasyonda elektrik ve manyetik alanların bulunduğu bir hacmin bulunması önemlidir. Bu hacimler genellikle dielektrikler ve iletkenlerden oluşur. HFSS, giriş portundan uyarılan bir yapıyla ilişkili alanları ve S-matrisini hesaplamak için alan denklemlerini kullanarak bir sonlu eleman matrisi türetir.

HFSS tarafından kullanılan alan çözümü süreci iteratiftir. HFSS, doğru alan çözümünü elde edinceye kadar ağı sürekli işleyerek çözüm sürecini tekrar tekrar kullanır. Bu tekrarlanan süreç, yüksek doğrulukta sonuçlar veren uyarlanabilir ağ iyileştirme süreci (the adaptive mesh refinement process) olarak bilinir.

HFSS parametrik analiz yöntemi çoklu varyasyonları simüle etmek için kullanılır. Bir parametrik analiz, bir aralık içinde seçilen adım boyutları ile bir dizi değişken değerin (varyasyonun) tanımlanmasıyla başlar. HFSS, her varyasyon için tasarımın analizini gerçekleştirir. Ardından, her varyasyonun tasarımın performansını nasıl etkilediğini görmek için sonuçlar karşılaştırılabilir. Parametrik analiz, makul bir değişken değerleri aralığı sağladığı için tasarım, sentez veya optimizasyon sürecinden önce sıklıkla kullanılır.

HFSS'in optimizasyon aracı da bulunmaktadır. Kendi içerisinde arama ve gradyan tabanlı optimizasyon algoritmaları arzu edilen performans değerlerine ulaştırabilecek optimizasyon işlemleri için kullanılabilir. HFSS optimizasyon içerisinde yapının analizi için kendi çözücüsünü kullanır.

İstanbul Teknik Üniversitesi "ANSYS Electronics" lisansına sahip olduğu için bu tez çalışmasında geliştirilen anten yapılarının analiz ve sentezinde HFSS yazılımı kullanılmıştır.

2.2.2 CST (Computer Simulation Technology) Studio Suite

CST (Computer Simulation Technology) Studio Suite [64], elektromagnetik bileşenleri ve sistemleri tasarlamak, analiz etmek ve optimize etmek için yüksek performanslı bir 3-boyutlu elektromagnetik yazılım paketidir.

CST Studio Suite; antenler, filtreler ve dalga kılavuzları gibi sistemlerin yüksek frekanslı elektromagnetik simülasyonlarında, sonlu elemanlar yöntemi (FEM), sonlu integrasyon tekniği (FIT) ve iletim hattı matris yöntemi (TLM) gibi nümerik yöntemlerini kullanır. Elektromekanik cihazlar, transformatörler veya sensörler gibi

statik ve düşük frekanslı uygulamalara adanmış FEM çözücüler CST Studio Suite içerisinde bulunur. Kullanışlı arayüzü ve diğer özellikleri sayesinde son zamanlarda bilimsel ve ticari anten tasarımı uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır.

2.2.3 AWR Microwave Office

AWR Microwave Office [65] yüksek frekanslı elektronik sistemler geliştirmek için kullanılan devre tasarım yazılımıdır. RF uyumlu düzen, yüksek frekanslı modeller ve güçlü bir harmonik denge (HB) simülatörü, doğru ve hızlı simülasyon sonuçları sağlar.

AWR Microwave Office'te; doğrusal simülatör, Cadence APLAC HB (doğrusal olmayan frekans domen simülasyonu), AXIEM 3-Boyutlu düzlemsel elektromagnetik simülatörü, Analyst 3-boyutlu FEM simülatörü, ve gibi Cadence AWR simülasyon motorlarından herhangi birisi kullanılarak simülasyonlar gerçekleştirilebilir. Tasarımlar optimizasyon aracı kullanılarak optimize edilebilir.

AWR Microwave Office genellikle mikrodalga sistem, devreler ve devre elemanlarının tasarımında kullanılsa da anten tasarımlarında da kullanılmaktadır.

2.2.4 IE3D (EDA)

Yeni adı Electronic Design Automation (EDA) [66] olan IE3D [67], literatürde kullanılan elektromagnetik simülasyon yazılımlarından bir diğeridir. IE3D, 3-boyutlu yapıların akım dağılımlarını çözen 3-boyutlu Moment Metodu (MOM) algoritması tabanlı çözücü kullanır. IE3D; mikrodalga devreler, RF entegre devreler, filtreler, mikroşerit yama ve çeşitli antenlerin tasarımında yaygın olarak kullanılmaktadır.

2.2.5 FEKO

FEKO; tel antenler, mikroşerit, horn, reflektör, konformal ve dizi antenler dahil olmak üzere çok çeşitli anten tiplerini tasarlamak için kullanılır [68]. FEKO frekans ve zaman domeninde birden fazla elektromagnetik çözücü sunmaktadır. Bu yöntemlerin hibrit kullanımı sayesinde antenler, mikrodalga ve RF devreler, biyomedikal sistemler ve antenlerin elektriksel olarak büyük yapılara yerleştirilmesi, saçılma ve elektromagnetik uyumluluğun hesaplanması ve araştırılması gibi elektromagnetik problemlerin analizini sağlar. MoM metalik antenleri çözmek için uygunken, FDTD yöntemi ise geniş bant veya çok bantlı antenler için daha iyi bir seçimdir [69].



3. TEZ ÇALIŞMASINDA KULLANILAN ESNEK HESAPLAMA YÖNTEMLERİ

Esnek hesaplama (EH), kesin olmayan ve belirsiz koşullar içeren problemler için kontrol edilebilir, sağlam ve düşük maliyetli çözümler elde eden bir grup yöntemi ifade eder. EH teknikleri esas olarak biyolojik beynin çalışma prensipleri, insan zihninin muhakeme mekanizması veya genetik süreçlerin doğal seçim prensipleri gibi doğadaki “akıl” mekanizmalarından ilham alır. “Esnek hesaplama” terimi Lotfi A. Zadeh [2,3] tarafından ortaya atılmıştır.

EH tekniklerinde elde edilen sonuçlar matematiksel olarak kesin değildir ve yaklaşık optimum sonuçlar elde edilir. Katı hesaplamada (KH) ise kesin sonuçlara ulaşılır. Ancak bu durum KH’de, hesaplama süresi ve yükünün artışı beraberinde getirir. Ek olarak KH, sistemin ideal modelini veya sistemin davranışını tanımlayan analitik ifadeleri gerektirir. Bu nedenle KH, ideal modelin bulunmadığı karmaşık gerçek dünya problemleri için uygun değildir. Dolayısıyla da EH tekniklerinin önemi günden güne gittikçe artmaktadır.

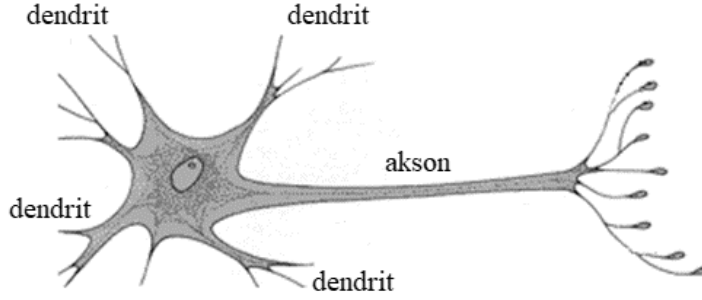
EH, çeşitli hesaplama tekniklerinin toplamıdır. EH tekniklerinden bazıları ve uygulamaları; bulanık mantık [2,3], evrimsel algoritmalar, Yapay Sinir Ağları (YSA) ve Destek Vektör Makineleri (DVM) olarak yazılabilir.

3.1 Yapay Sinir Ağları

Yapay Sinir Ağları (YSA), belirli görev veya fonksiyonun yerine getirilmesindeki yolu modellemek için tasarlanan makinelerdir [5]. YSA genelde elektronik elemanlar kullanılarak oluşturulur veya bilgisayar yazılımı ile simüle edilir. YSA avantajları; nonlineer olabilmesi, giriş-çıkış dönüşümü sağlaması, uyarlanabilirlik ve genelleştirme olarak yazılabilir.

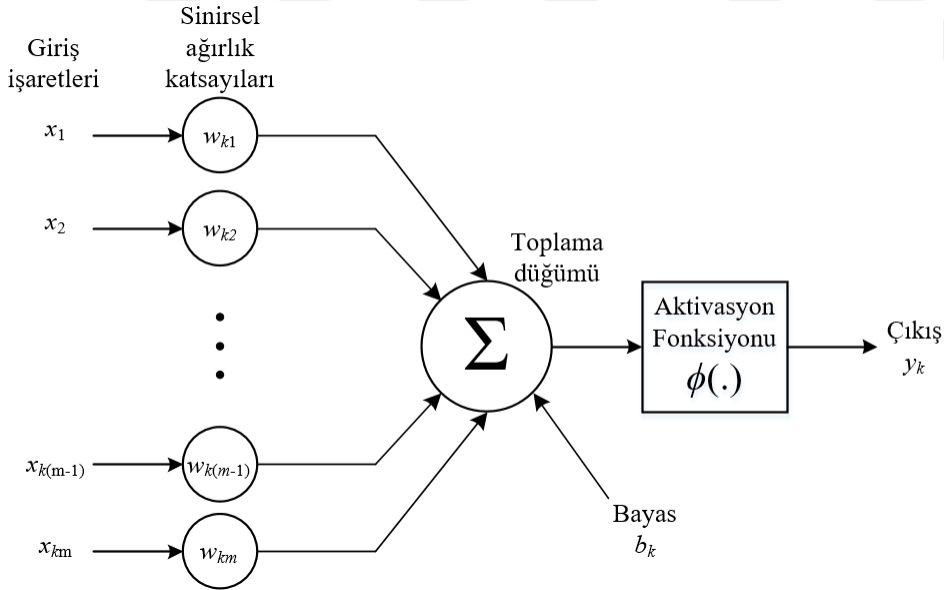
YSA insan beyni yapısı ve çalışma sisteminden esinlenilerek oluşturulmuştur. Şekil 3.1’de insan beyin hücresi yapısı verilmiştir. Dendritler sinir hücresinin sinyal alıcı bölümü, akson gelen sinyalin uçtan uca iletilmesini sağlayan bölüm, akson terminalleri

ise sinapslarda diğer hücreler ile bağlantıyı sağlayan uçlardır. Dendritlerden alınan sinyal akson ile hücre uçlarına iletilir. Sinyal, sinapslarda hücrenin akson terminalleri ile diğer hücrenin dendritleri arasında belirli kimyasal tepkimelerle (neurotransmitter maddeler) diğer sinir hücresine aktarılır. Hücre çıkışında sinyal belirli bir genlik değerinde aksiyon potansiyeline sahiptir.



Şekil 3.1 : İnsan beyin hücresi.

YSA'da kullanılan sinir modeli de insan beyin hücresinden ilham alınarak oluşturulmuştur. Şekil 3.2'de yapay sinir modeli verilmiştir. k 'ncı sinire bağlı sinaps j 'nin girişindeki sinyal x_j , ω_{kj} sinaptik ağırlık katsayısı ile çarpılır. Her bir sinaps kendi ağırlık katsayıları ile karakterize edilir.



Şekil 3.2 : Yapay sinir modeli.

Aktivasyon fonksiyonu $\phi(.)$ sinir çıkış genliğini ayarlar. Şekil 3.2'de verilen yapay sinir modeli matematiksel olarak [5];

$$u_k = \sum_{j=1}^m \omega_{kj} x_j \quad (3.1)$$

ile yazılabilir. Burada $[x_1 x_2 \dots x_j \dots x_m]$ sinir modeli girişleri, $[\omega_{k1} \omega_{k2} \dots \omega_{kj} \dots \omega_{km}]$ sinaptik ağırlık katsayıları, b_k bias sinyali ve y_k doğrusal birleştirici çıkışıdır. Bias, aktivasyon fonksiyonunun girişini artırır veya azaltır. Aktivasyon fonksiyonu girişi [5];

$$v_k = u_k + b_k \quad (3.2)$$

ile ifade edilir. k 'nci sinirin çıkış sinyali y_k [5];

$$y_k = \phi(u_k + b_k) \quad (3.3)$$

olarak verilir. Burada $\phi(\cdot)$, aktivasyon fonksiyonudur. (3.1-3.3) birleştirilerek [5];

$$v_k = b_k + \sum_{j=1}^m \omega_{kj} x_j \quad (3.4)$$

ve

$$y_k = \phi(v_k) \quad (3.5)$$

yazılabilir. Burada girişi $x_0=+1$ ve ağırlık katsayısı $\omega_{k0}=b_k$ olan yeni bir sinaps eklenmiştir.

YSA'da kullanılan bazı aktivasyon fonksiyonları [5];

- Basamak (step) fonksiyonu:

$$\phi(x) = \begin{cases} 1, & x \geq x_0 \\ 0, & x < x_0 \end{cases} \quad (3.6)$$

- Signum fonksiyonu:

$$\phi(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 0, & x = 0 \\ 1, & x > 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

- Sigmoid fonksiyonu (parametrik durum):

$$\phi(x) = \frac{1}{1 + e^{-ax}} \quad (3.8)$$

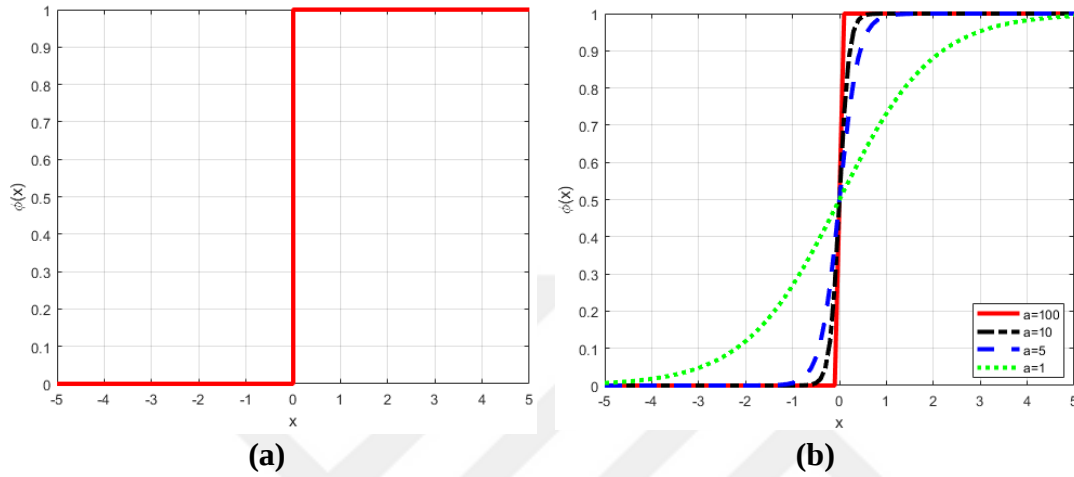
- Doğrusal fonksiyon:

$$\phi(x) = ax + b \quad (3.9)$$

- Hiperbolik tanjant:

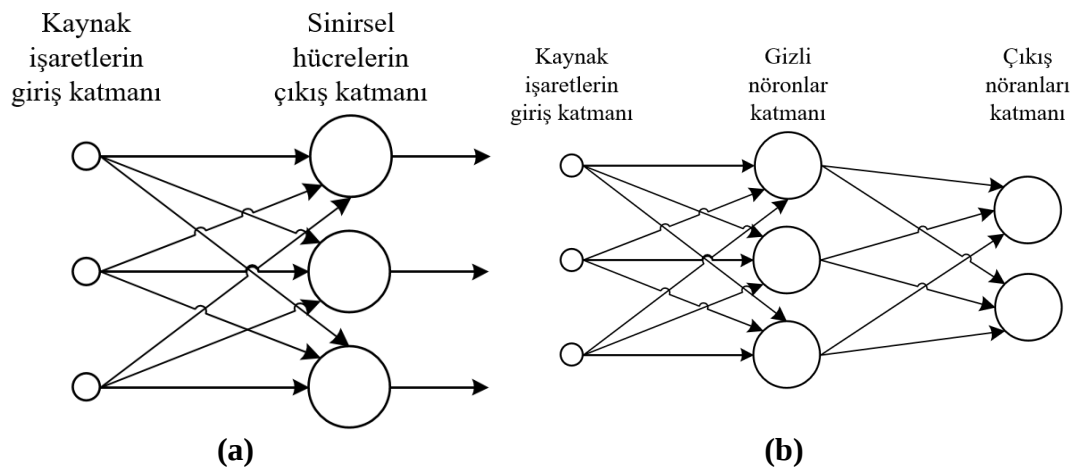
$$\phi(x) = \tanh(x) \quad (3.10)$$

vb. fonksiyonlardır. Şekil 3.3'te en temel iki aktivasyon fonksiyonu olan basamak fonksiyonu ve değişen eğim parametresi a için sigmoid fonksiyonu (parametrik) MATLAB çizimleri verilmiştir.



Şekil 3.3 : Aktivasyon fonksiyonları: (a) Basamak fonksiyonu. (b) Sigmoid fonksiyonu (parametrik).

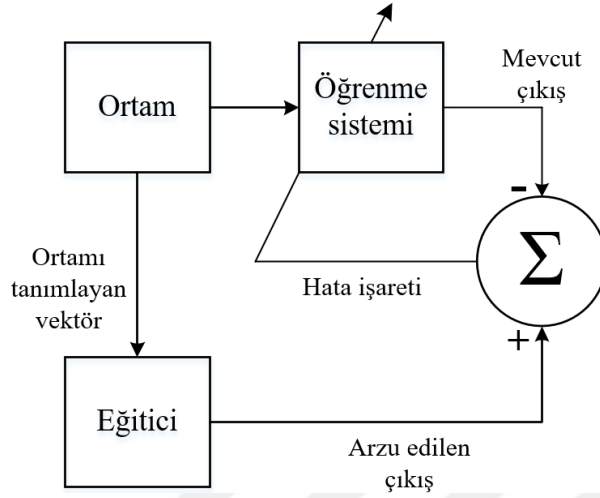
Şekil 3.4'te bazı ağ mimarileri verilmiştir. Ağ yapısında giriş düğümleri katmanı ile çıkış düğümleri katmanı direkt olarak birbirine bağlanabilir veya aralarında bir veya daha fazla katmandan oluşan gizli nöron katmanları bulunabilir. Bu da çok katmanlı ağ yapısını (Çok Katmanlı Algılayıcı, ÇKA) oluşturur.



Şekil 3.4 : Bazı YSA mimarileri (a) tek katmanlı (b) çok katmanlı.

Eğitim; ağın ilintili olduğu çevreden dolayı oluşan uyarım süreci yoluyla sinirsel ağın parametrelerinin (genellikle ağırlık katsayıları ve bayas) ayarlanması işlemidir. Eğitim süreci, eğitici ile öğrenme (supervised learning) ve eğiticişiz öğrenme (unsupervised

learning) olarak ikiye ayrılabilir. Şekil 3.5'te eğitici ile öğrenme blok diyagramı verilmiştir [5].



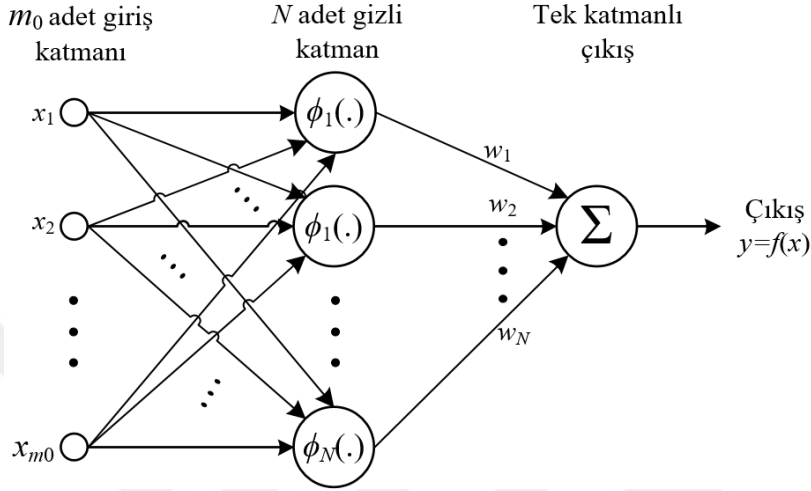
Şekil 3.5 : Eğitici ile öğrenme blok diyagramı.

İlk olarak rasgele ağırlık katsayıları atanır. Daha sonra sinirsel ağ eğitilir. Başlangıçta verilen ağırlık değerleri ile girişten-çıkışa belirli bir çıkış değeri elde edilir. Bu çıkış ve istenilen çıkış değeri kullanılarak bulunan hataya göre çıkıştan girişe doğru ağırlık katsayıları güncellenir. Bu şekilde istenilen hata değerine kadar sistem çalıştırılır.

Çok katmanlı YSA'larda eğitici ile öğrenme geri yayılım algoritması (backpropagation algorithm) ile daha iyi bir hale gelmiştir. Geri yayılım algoritması çok katmanlı ileri-beslemeli sinir ağının ağırlık katsayılarının eğitimi için verilen bir yöntemdir [5]. İstenilen çıkış sinyalini elde etmek için giriş sinyallerinin ağırlık katsayıları değiştirilir. Sistem eğitici ile öğrenme yöntemleri ile eğitilir. Sistem çıkışı ile beklenen sinyal arasındaki hata, sistem katsayılarını düzenlemek için sisteme verilir. Geri yayılım algoritması hem sınıflandırma ve hem de regresyon problemlerinde kullanılabilir [5].

Radyal temelli fonksiyon (RTF, Radial Basis Function), YSA türlerinden biridir. RTF YSA eğitim paterninden örneklerle giriş değerleri arasındaki benzerlikleri ölçerek sınıflandırma gerçekleştirir [5]. Her bir RTF YSA sinir hücresi eğitim kümesindeki örneklerden bir tanesini prototip olarak saklar. Yeni bir giriş sınıflandırılmak istenirse, her sinir hücresi giriş ve prototip arasındaki Öklid uzaklığını hesaplar ve Öklid uzaklığına göre giriş değerlendirilir. Şekil 3.6'da RTF ağ yapısı verilmiştir [5].

YSA'lar genelleştirme ve uyarlanabilirlik özellikleri sayesinde mikrodalga alanında, özellikle mikroşerit anten tasarımında son zamanlarda ilgi çekmektedir. Eğitilmiş bir sinirsel model, sonucu simülasyon veya ölçüme göre daha hızlı vermektedir. YSA yöntemleri geleneksel yöntemlerin tekrarlı şekilde çalıştırılma durumunu ortadan kaldırmaktadır.



Şekil 3.6 : RTF ağ yapısı.

3.2 Destek Vektör Makinaları

Destek Vektör Makineleri (DVM) Vapnik [18] tarafından tanıtılmıştır. Kısaca DVM'ler, sınıflandırmada maksimum marjla iki farklı örnek setini birbirinden ayıran bir hiperdüzlem kurarlar [5]. DVM'ler genellikle sınıflandırma için kullanılmıştır. Ancak regresyon problemlerinde de kullanılırlar ve Destek Vektör Regresyonu (DVR) olarak adlandırılırlar [5]. DVR'ler, genelleme özelliklerinden dolayı ve YSA'lardan kaynaklı bazı kısıtlamaların üstesinden gelebilmesi nedeniyle çeşitli elektromagnetik ve mikrodalga çalışmalarında üstünlüklerini kanıtlamıştır [23,25,28,29]. Tek bantlı antenler tasarlamak için literatürde çeşitli çalışmalarda kullanılmıştır [23–26,29].

YSA'lar hesaplama yükünde büyük bir azalış sağlamaktadırlar. Fakat bazı dezavantajları vardır. Gizli katman ve gizli düğüm noktalarının sayısını belirleyen etkili yöntemler yoktur. Ayrıca YSA'ların genelleştirilmesi zordur. YSA'larda kullanılan geleneksel ampirik risk minimizasyonu (ARM)'ndan daha etkin olduğu gösterilen, DVM'de kullanılan yapısal risk minimizasyonu (YRM) prensibi bunda büyük öneme sahiptir [5]. YSA'larla karşılaştırıldığında DVM'ler daha çok genelleştirilme yeteneğine sahiptir.

Belirli bir eğitim verisi T varsayalım [5];

$$T = \{\mathbf{x}_i, y_i\}_{i=1}^{N_{DVR}} \mathbf{x}_i \in \mathbf{X} \subseteq \mathbb{R}^n, y \in \mathbb{R} \quad (3.11)$$

burada; N_{DVR} , T 'deki eleman sayısı ve n ise girişin boyutudur. T aşağıda verilen regresyon modeli ile temsil edilebilir [5];

$$y_i = \langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle + b_{DVR} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.12)$$

burada $\Phi(\mathbf{x}_i)$ öznitelik uzayındaki giriş verilerinin görüntüsü, b_{DVR} regresör bayası ve w ise ağırlık vektörüdür. Optimizasyonun amacı, eğitim hatasını en aza indirerek ve geometrik marjı optimize ederek ε tüpü içinde en uygun regresörü bulmaktır. Optimizasyon probleminin temel formu şu şekilde formüle edilebilir [5,19,70];

$$\min_{(\mathbf{w}, b)} \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_{i=1}^{N_{DVR}} (\xi_i + \xi_i^*) \quad (3.13)$$

ve kısıtları;

$$\begin{aligned} y_i - \langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle - b_{DVR} &\leq \varepsilon + \xi_i \\ \langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle + b_{DVR} - y_i &\leq \varepsilon + \xi_i^* \\ \xi_i, \xi_i^* &\geq 0; \quad i = 1, 2, \dots, N_{DVR} \end{aligned} \quad (3.14)$$

burada; ε kabul edilebilir hatanın üst limiti olduğunda, ξ_i ve ξ_i^* gevşek değişkenleri ise ε tüpünden sapmayı tanımlarlar [19,70]. Optimizasyon probleminin kısıtları, bir ε duyarsız kayıp fonksiyonu [19,71] tarafından oluşturulur. Primal fonksiyon ve kısıtlamaları, bir Lagrange fonksiyonunu tanımlamak için kullanılır. Lagrange fonksiyonu, negatif olmayan Lagrange çarpanları β , β^* , η ve η^* teşkil edilmesiyle primal fonksiyon ve ilgili kısıtlamaların birleştirilmesi yoluyla türetilir [19,70]:

$$\begin{aligned} LF = & \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_{i=1}^{N_{DVR}} (\xi_i + \xi_i^*) \\ & - \sum_{i=1}^{N_{DVR}} \beta_i (\varepsilon + \xi_i - y_i + \langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle + b_{DVR}) \\ & - \sum_{i=1}^{N_{DVR}} \beta_i^* (\varepsilon + \xi_i^* + y_i - \langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle - b_{DVR}) \\ & - \sum_{i=1}^{N_{DVR}} (\eta_i \xi_i + \eta_i^* \xi_i^*) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Burada C , elde edilen modelin karmaşıklığı ile ayrıştırılamayan noktaların sayısı arasındaki dengeyi kontrol eden bir parametredir. Optimalliği sağlamak için; çözüm noktasındaki primal ve dual değişkenlere bağlı olarak Lagrange'ın semer noktası özelliğinden dolayı, Lagrange'ın primal değişkenlere göre kısmi türevlerinin yok olması gerekir [19]:

$$\frac{\partial LF}{\partial \mathbf{w}} = 0 \rightarrow \mathbf{w} - \sum_{i=1}^{N_{DVR}} \beta_i \langle \mathbf{w}, \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle = 0 \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial LF}{\partial b} = 0 \rightarrow \sum_{i=1}^{N_{DVR}} (\beta_i - \beta_i^*) = 0 \quad (3.17)$$

$$\frac{\partial LF}{\partial \xi_i} = 0 \rightarrow C - \beta_i - \eta_i = 0, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.18)$$

$$\frac{\partial LF}{\partial \xi_i^*} = 0 \rightarrow C - \beta_i^* - \eta_i^* = 0, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.19)$$

Denklem (3.16-3.19)'da verilen optimallik koşullarını (3.15)'te kullanılarak problemin dual formu tanımlanabilir [19];

$$DF = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_{DVR}} \sum_{j=1}^{N_{DVR}} (\beta_i - \beta_i^*)(\beta_j - \beta_j^*) K_{ij} + \varepsilon \sum_{i=1}^N (\beta_i + \beta_i^*) - y_i \sum_{i=1}^{N_{DVR}} (\beta_i - \beta_i^*) \quad (3.20)$$

ve kısıtları;

$$\begin{aligned} 0 &\leq \beta_i \leq C \\ 0 &\leq \beta_i^* \leq C \\ \sum_{i=1}^{N_{DVR}} (\beta_i - \beta_i^*) &= 0 \end{aligned} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3.21)$$

burada K_{ij} , kernel (çekirdek) fonksiyonudur ve $K_{ij} = \Phi^T(\mathbf{x}_i)\Phi(\mathbf{x}_j)$ ile verilebilir. Dual form, doğrusal kısıtlamalara sahip konveks (dışbükey) bir amaç fonksiyonuna sahiptir. Bu nedenle probleme global bir çözüm garanti edilebilir. Dual problemin optimal çözümüne, ikinci dereceden bir programlama çözümü kullanılarak ulaşılabilir ve Lagrange çarpanları elde edilir.

Sıfır olmayan Lagrange çarpanlarına sahip eğitim verileri “Destek Vektörlerini” oluşturur [70–72]. Denklem (3.12)'deki regresyon problemi, destek vektörleri ve karşılık gelen Lagrange çarpanları aracılığıyla tahmin yoluyla çözülebilir:

$$\hat{y}(x) = \sum_{i=1}^{N_{DVR}} \lambda_i K(\mathbf{x}, \mathbf{x}_i) + b_{DVR}, \quad \lambda_i = \beta_i - \beta_i^* \quad (3.22)$$

En çok kullanılan kernel fonksiyonları lineer, polinom ve Radyal temelli fonksiyon (RTF)'dir. RTF [5];

$$K(\mathbf{X}_i, \mathbf{X}_j) = \exp\left(-\gamma \|\mathbf{X}_i - \mathbf{X}_j\|^2\right) \quad (3.23)$$

ile verilir. Burada γ Gauss parametresidir ve $\mathbf{X}$ eğitim vektörüdür. Kernel fonksiyonu benzerlik fonksiyonu gibi çalışır. Verilen iki nesnenin benzerlik değerini çıkarır. Kernel fonksiyonları nasıl karşılaştıracağını bildiği sürece nesneler herhangi bir şey olabilir. RTF kernelde benzerlik γ parametresi ile ağırlaştırılmıştır. Küçük γ değerleri düşük bayasa ve yüksek varyansa neden olurken, büyük γ yüksek bayas ve düşük varyans ile sonuçlanır [5].

DVR'de kernel fonksiyonu olarak yukarıda verilen fonksiyonların yanı sıra dalgacık (wavelet) fonksiyonları da kullanılabilir [31,32,73,74]. Dalgacık analizi, sinyalleri hem zaman hem de frekans alanlarında işleme avantajına sahiptir. Dalgacık kerneli aracılığıyla diğer kernel fonksiyonlarına göre daha doğru bir şekilde tahminler yapılabilir. Dalgacık fonksiyonlarının ortonormalliği, DVR'nin genelleme kapasitesinde bir artışa neden olur [32]. Bir dalgacık fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır [32];

$$hw_{a,b}(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} h\left(\frac{x-b}{a}\right) \quad (3.24)$$

burada; a ölçeklendirme faktörü ve b ise öteleme parametresidir. Dalgacık kerneli [32];

$$K(\mathbf{X}, \mathbf{X}') = \prod_{i=1}^{N_{DVR}} hw\left(\frac{x_i - b_i}{a}\right) hw\left(\frac{x'_i - b'_i}{a}\right) \quad (3.25)$$

şeklinde türetilir. Burada; burada $\mathbf{X}$ ve $\mathbf{X}'$ N boyutlu vektörler, $hw(x)$ dalgacık fonksiyonu, $a, b_i, b'_i, x_i, x'_i \in R$ ve $\mathbf{X}, \mathbf{X}' \in R^N$ 'dir. Ötelemeden bağımsız dalgacık kerneli şu şekilde verilir [32]:

$$K(\mathbf{X}, \mathbf{X}') = \prod_{i=1}^{N_{DVR}} hw\left(\frac{x_i - x'_i}{a}\right) \quad (3.26)$$

Morlet dalgacık fonksiyonu [31,32] aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır:

$$hw(x) = \cos(1.75x) \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) \quad (3.27)$$

Buradan türetilen Morlet dalgacık [31,32] kernel fonksiyonu;

$$K(\mathbf{X}, \mathbf{X}') = \prod_{i=1}^{N_{DVR}} \cos\left(1.75 \frac{(x_i - x'_i)}{a}\right) \cdot \exp\left(-\frac{\|x_i - x'_i\|^2}{2a^2}\right) \quad (3.28)$$

ile verilir.

Mexican-hat dalgacık kernel fonksiyonu [31,32]:

$$K(\mathbf{X}, \mathbf{X}') = \prod_{i=1}^{N_{DVR}} \cos\left(1 - \frac{(x_i - x'_i)^2}{a}\right) \cdot \exp\left(-\frac{\|x_i - x'_i\|^2}{2a^2}\right) \quad (3.29)$$

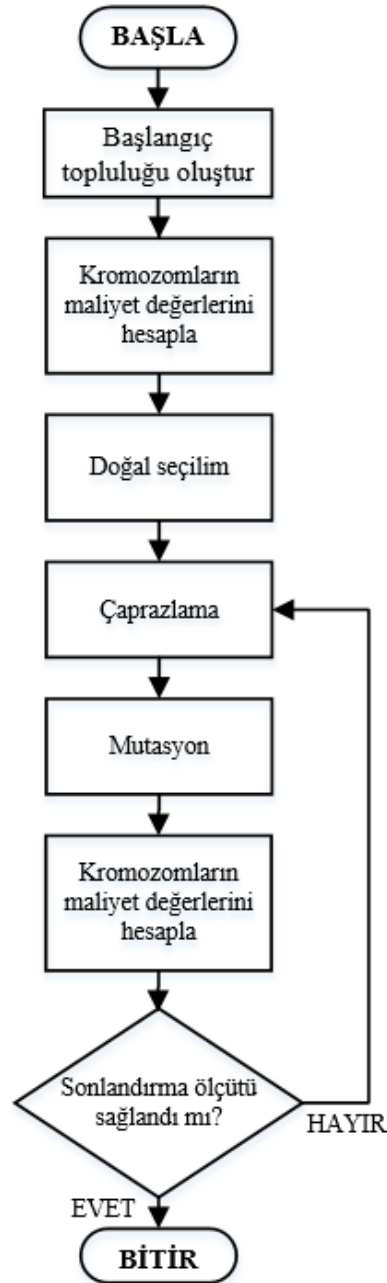
3.3 Genetik Algoritma

Genetik Algoritma (GA), genetik ve evrimsel süreçler baz alınarak oluşturulmuş global optimizasyon algoritmasıdır [33]. Doğal seçim, çaprazlama ve mutasyon gibi evrimsel araçlar canlıların genetik yapılarında değişimlere neden olur. Bu genetik değişimler yeni bireylerin çevreye daha kolay adapte olmasını sağlar ve yaşamlarını kolaylaştırır. Diğer bir deyişle bireyler ve dolayısıyla topluluk çevreye uyum sağlamış yani optimize edilmiş olur.

GA'da topluluğun her bir bireyine kromozom adı verilir ve kromozomlar belirli sayıda optimize edilmesi gereken değişkene (gen) sahiptirler [37]. Kromozomların uygunluk veya maliyet değerleri amaç (maliyet, uygunluk) fonksiyonu ile belirlenir. Belirli sayıda kromozom topluluğu oluşturur.

GA elektromagnetik ve mikrodalga alanında sıklıkla kullanılan yöntemlerden birisidir [34–42]. Şekil 3.7'de GA akış diyagramı verilmiştir.

GA'da ilk olarak uygulamaya göre kısıtlarla rastgele bir başlangıç topluluğu oluşturulur. Her bir kromozomun maliyet değerleri amaç fonksiyonu kullanılarak hesaplanır. Maliyet değerlerine göre kromozomlar doğal seçim işlemine sokulurlar. En sağlıklı bireyler doğal seçim sonucunda hayatta kalırlar.



Şekil 3.7 : GA akış diyagramı.

Doğal seçim topluluğun belirli bir kısmını (genelde yarısı) veya belirli bir maliyet değerinin altındaki maliyet değerine sahip kromozomları hayatta tutularak gerçekleştirilir. Daha sonra yeni nesilleri oluşturacak olan eş (ebeveyn) kromozomlar seçilir. Eş seçiminde en sık kullanılan yöntemler “rulet tekerleği seçimi” ve “turnuva seçimi” yöntemleridir [37]. Birçok çaprazlama yönteminden [37] uygun olan bir tanesi kullanılarak seçilen eş kromozomlar çaprazlanır ve yeni kromozomlar üretilir. Oluşturulan yeni topluluktan rastgele seçilen kromozomlar mutasyona uğratılır. Mutasyon işlemi ile istenilen mutasyon oranına göre kromozomlardan seçilen değişkenlerin değerleri verilen aralığı aşmayacak şekilde değiştirilir. Son olarak elde

edilen topluluktaki her bir kromozomun maliyet değerleri yeniden hesaplanır. Eğer istenilen maliyet değerleri sağlanmışsa algoritma sonlandırılır, sağlanmamışsa tekrar doğal seçilime geçilir ve GA'daki diğer süreçler (doğal seçim, çaprazlama, mutasyon) tekrarlanır. Maliyet değeri istenilen sonlandırma ölçütünü sağlayana kadar GA devam ettirilir. Sonlandırma ölçütleri; iterasyon sayısı, zaman, kabul edilebilir maliyet değeri vb. olabilir.

3.4 Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Kennedy ve Eberhart [44] tarafından kuş toplulukları ve balık sürülerinin sosyal davranışlarından esinlenilerek oluşturulmuş iyi bilinen evrimsel optimizasyon yöntemidir. PSO akış diyagramı Şekil 3.8'de verilmiştir.



Şekil 3.8 : PSO akış diyagramı.

PSO birçok araştırma alanında kullanılmıştır. PSO'nun gerçekleşmesi nispeten kolay ve değişiklik yapılması gereken parametre sayısı azdır. Elektronik alanında çok sayıda uygulamada kullanılmasının yanında, PSO anten sentezine başarılı bir şekilde uygulanmıştır [45–48].

PSO algoritması başlangıç sürüsünün (topluluk) oluşturulması ile başlar. Sürünün her bir elemanına parçacık adı verilir. Her bir parçacık problemin optimum noktasını arar. Parçacıklar arama işlemini belirli bir süratle yaparlar. Her bir parçacık pozisyonunu ve kendisi için en iyi sonucu saklar. Parçacıklar hareketle elde ettikleri sonuçları birbirleri arasında paylaşırlar [44]. Böylece global en iyi sonuç bu yerel en iyiler arasından seçilirler. Her bir parçacık amaç fonksiyonu ile belirlenen bir maliyet değerine sahiptir. Parçacık süratleri [44];

$$v(n + 1) = wv(n) + c_1r_1[\hat{x}(n) - x(n)] + c_2r_2[g(n) - x(n)] \quad (3.30)$$

formülasyonu ile belirlenir. Burada v parçacık sürati, w , c_1 ve c_2 öğrenim faktörleri, r_1 ve r_2 rastgele sayılar, $\hat{x}(n)$ parçacığın en iyi pozisyonu ve $g(n)$ ise sürü için en iyi çözümdür.

3.5 Taguchi Algoritması

Sistemlerin veya süreçlerin performansı analiz etmek için yapılan deneyin sonuçlarına göre, daha iyi performans çıktısı sağlamak için sistem parametreleri her adımda yeniden ayarlanabilir. Buna deneme ve yanılma yaklaşımı (trial and error) adı verilir. Yapılan deneylerden sonra sistem gereksinimlerinin karşılanamıyorsa veya elde edilen sonuçlar uygun değilse bu yöntemin sakıncası her denemeye birlikte artar [52].

Tam faktöriyel deney olarak adlandırılan diğer bir yolda ise deney sırasında gerekli parametrelerin bütün kombinasyonları test edilir [52]. Bu yöntem deneydeki bütün olasılıkları kapsadığı için optimum sonucun elde edilmesi ihtimali çok yüksektir. Fakat bütün kombinasyonlar denendiği için deney sayısı, gerekli zaman ve maliyet çok fazladır [52].

Bu zorlukları çözmek için tasarım sırasında istenilen deney sayısını azaltan Taguchi Algoritması (TA), Genichi Taguchi tarafından geliştirilmiştir [51]. TA kimya, mekanik, elektronik, finans gibi alanlarda başarıyla uygulanmıştır. Fakat elektromagnetik dünyası için çok fazla bilinen bir yöntem değildir [52]. TA,

deneylerde iyileştirme sağlamak için ortogonal dizileri (OD) ve işaret-gürültü oranını (İGO) kullanır.

Ortogonal diziler 1940'larda ortaya konulmuştur ve tasarım deneylerinde geniş ölçüde kullanılmıştır [75]. OD, kontrol parametrelerini belirlemede verimli ve sistematik bir yol sağlarlar. Böylece optimum sonuçlar sadece birkaç denemeyle bulunabilirler [52].

Ortogonal diziler $OD(N,k,s,t)$ notasyonu ile gösterilirler. Burada; N deney sayısı(satır), k değişken sayısı(sütun), s her bir değişkendeki seviye sayısı, t ise güçtür ($0 \leq t \leq k$).

TA'da işaret-gürültü oranı (İGO) kontrol elemanı olarak kullanılır. İGO birkaç yinelemeyi tek bir değere dönüştürür. Bu değer görülen değişimin büyüklüğünü ve ortalama cevabı ifade eder. İGO (η) [52];

$$\eta = -20\log(\text{maliyet}) \quad (3.31)$$

ile bulunur. Burada maliyet, kromozomların maliyet (amaç) fonksiyonu çıktısıdır. Küçük maliyet değerleri büyük İGO değerleri ile sonuçlanır.

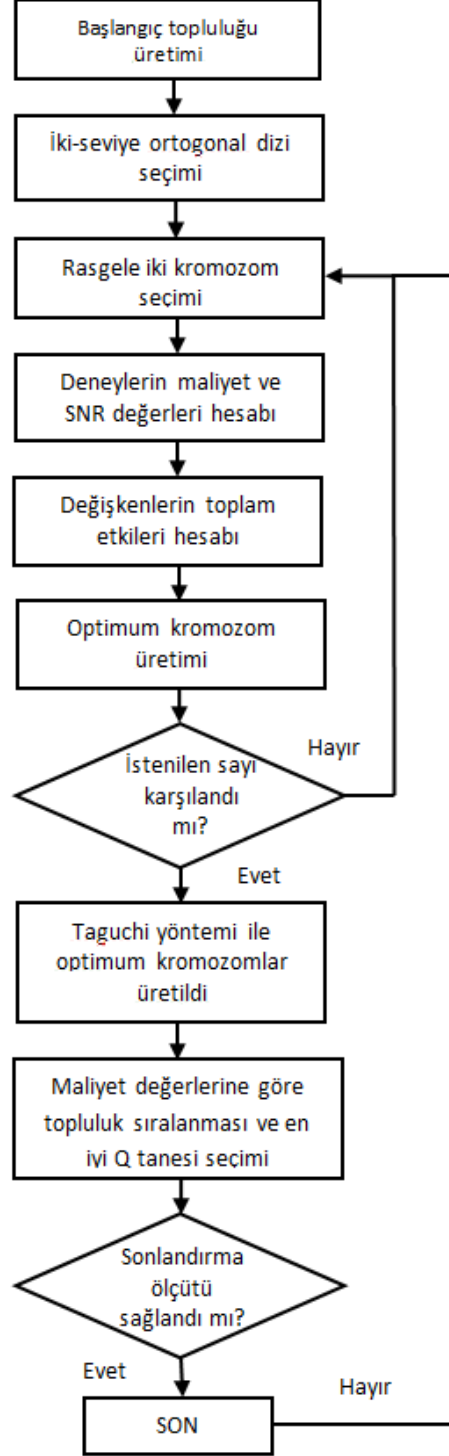
TA başlangıç topluluğunun oluşturulması ile başlar. Daha sonra seçilen ortogonal dizinin seviyesine göre topluluktan kromozomlar rasgele seçilir. Örneğin; ortogonal dizi seviyesi iki ise başlangıç topluluğundan rastgele iki adet kromozom seçilir. OD ve rastgele seçilen iki kromozom kullanılarak yeni topluluk oluşturulur. Kromozomlardan ortogonal dizideki seviyeye göre değişken seçilir. Oluşturulan yeni topluluğun maliyet değerleri maliyet fonksiyonu kullanılarak bulunur. Daha sonra maliyet değerleri İGO denklemi (3.31) kullanılarak hesaplanır. Değişkenlerin toplam etkileri [52];

$$E_{ds} = d \text{ değişkeni için seviye } s' \text{deki } \eta'_i \text{lerin toplamı} \quad (3.32)$$

ile bulunur. Burada i deney sayısı, d değişken sayısı, s seviye değeri ve η ise İGO değeridir. Amaç optimum kromozomu belirlemektir. İki-seviyeli problem için eğer $E_{d1} > E_{d2}$ ise d değişkeni için optimum seviye, seviye 1'dir. Aynı işlemler diğer değişkenler için de uygulanır ve toplam etkiler hesaplanır. Buradan da optimum seviye ve kromozom elde edilir.

Şekil 3.9'da akış diyagramı verilen TA, Q adet kromozomdan başlangıç topluluğunun oluşturulması ile başlar. Ardından optimize edilecek değişken sayısına ve problemin karmaşıklığına göre ortogonal dizi seçilir. Seçilen dizinin seviyesine göre topluluk içerisinde seviye değeri kadar rasgele kromozom seçilir. Seçilen kromozomlar ve

ortogonal dizi kullanılarak oluşturulan deney topluluğunun maliyet ve İGO değerleri hesaplanır. OD ve hesaplanan İGO değerleri kullanılarak her bir değişkenin toplam etkisi hesaplanır. Etkiler karşılaştırılarak optimum kromozom elde edilir. Optimum kromozom sayısı $\frac{1}{2}Qp_c$ olana kadar optimum kromozom üretilir [52]. Burada p_c çaprazlama olasılığıdır.



Şekil 3.9 : TA akış diyagramı.

TA ile istenilen sayıda optimum kromozom elde edildikten sonra optimum kromozomlar başlangıç topluluğuna eklenir. Topluluk maliyet değerlerine göre sıralanır ve en iyi Q tanesi seçilir. Sonlandırma ölçütü sağlanmışsa algoritma sonlandırılır. Sağlamamışsa topluluk içerisindeki seviye değeri kadar kromozom rasgele seçilerek algoritma devam ettirilir.

3.6 Konveks Optimizasyon

Konveks optimizasyon problemi bir konveks fonksiyonun konveks bir küme üzerinde minimize edilmesi ile formüle edilir [57]. Bir problemin konveks optimizasyon yöntemleri ile çözülebilmesi için problem konveks olmalıdır. Bir f fonksiyonunun konveks olma şartı [57];

$$f(\alpha x + (1 - \alpha)y) \leq \alpha f(x) + (1 - \alpha)f(y) \quad (3.33)$$

olarak ifade edilir. Burada $0 \leq \alpha \leq 1$ arasında herhangi bir gerçel sayı ve x, y ise gerçel sayı kümesindeki herhangi bir sayıdır.

Konveks bir optimizasyon problemi [57];

$$\text{minimize } f_0(x) \quad (3.34)$$

ve kısıtları;

$$\begin{aligned} f_i(x) &\leq 0, & i &= 1, \dots, m \\ a_i^T x &= b_i, & i &= 1, \dots, p \end{aligned} \quad (3.35)$$

olarak ifade edilebilir. Burada $f(x)$ konveks bir fonksiyondur. Konveks problemin üç ek gereksinimi vardır [57]. Amaç fonksiyonu konveks olmalıdır. Eşitsizlik kısıt fonksiyonları konveks olmalıdır. Eşitlik kısıt fonksiyonları $h_i(x) = a_i^T x - b_i$ doğrusal olmalıdır.

3.7 Yeni Geliştirilen Konveks-Genetik-Taguchi Karma Optimizasyon

Algoritması (KGTA)

Doğrusal anten dizilerinin ışıma diyagramlarının sentezinin gerçekleştirilmesi için yeni bir karma bir yöntem olan Konveks-Genetik-Taguchi Algoritması (KGTA) geliştirilmiştir [76]. Işıma diyagramlarında istenilen yan demet seviyeleri (YDS) ve

yarım güç demet genişliği (YGDG) elde etmek için doğrusal anten dizisi anten elemanlarının besleme akımlarının genlikleri optimize edilmiştir.

KGTA, konveks optimizasyonla elde edilen elit bireyin, GA ve TA kullanılarak oluşturulan [53] Hibrit Taguchi-Genetik Algoritmasının (HTGA) başlangıç topluluğuna eklenmesiyle gerçekleştirilir.

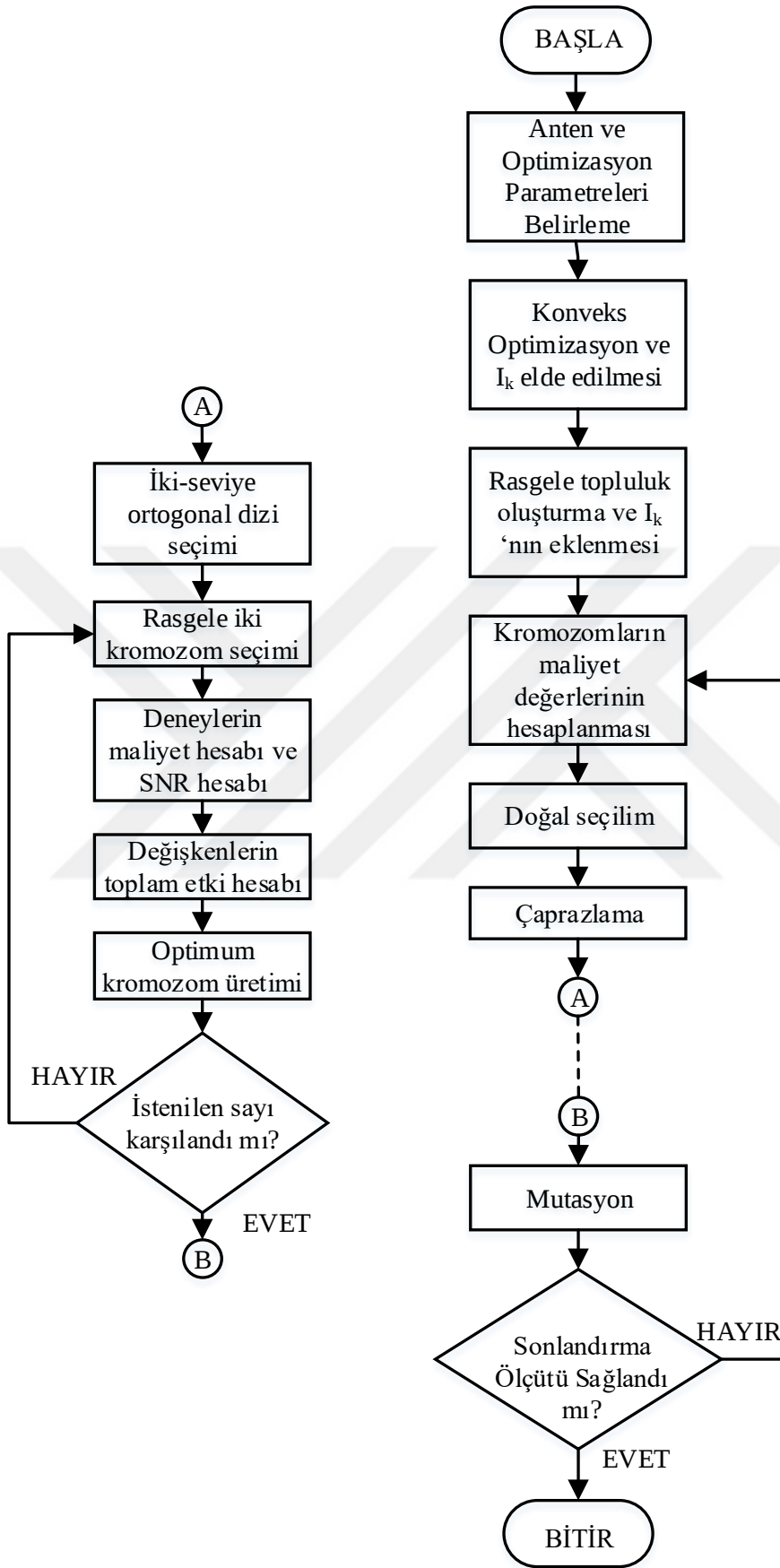
Hibrit Taguchi-Genetik Algoritması (HTGA) Tsai ve diğ. tarafından geliştirilmiştir [53]. HTGA, GA'nın çaprazlama ve mutasyon işlemleri arasında TA'nın eklenmesiyle elde edilir. Konveks optimizasyonla bulunan sonuçların iyileştirilmesi amacıyla HTGA, konveks optimizasyonla birlikte kullanılmıştır.

KGTA'da ilk olarak CVX [59] kullanılarak konveks optimizasyon ile dizi elemanlarının besleme akımlarının genlikleri elde edilir. CVX sonunda YDS'de belirli bir azalma gözlenir. Bu azalmayı artırmak ve istediğimiz YDS değerini, istenilen YGDG ile birlikte elde etmek için HTGA uygulanır. KGTA akış diyagramı Şekil 3.10'da verilmiştir.

HTGA için bir rastgele başlangıç topluluğu üretilir. Bu topluluğa konveks optimizasyon ile elde edilen I_k bireyi (vektörü) de kromozom olarak eklenir. Topluluk maliyet (hata) fonksiyonuna uygulanarak her bir kromozomun maliyeti hesaplanır. Çaprazlama işleminden sonra TA basamakları uygulanır. Seçilen ortogonal dizinin seviyesine göre topluluktan kromozomlar seçilir. Seçilen iki kromozom ve orthogonal dizi kullanılarak yeni topluluk oluşturulur. Bu topluluğun kromozomlarının maliyet ve İGO değerleri hesaplanır.

Daha sonra kromozomlardaki her bir değişkenin toplam etkileri hesaplanır. Toplam etkilere göre her değişken için optimum seviye belirlenir ve seçilen iki kromozomdan bu seviyelere göre optimum kromozom elde edilir. Optimum kromozomlar beklenen sayı kadar üretilirler. Beklenen sayı $\frac{1}{2}Qp_c$ olarak seçilmiştir. Burada Q toplam kromozom sayısı, p_c ise çaprazlama olasılığıdır. TA sonucunda üretilen optimum kromozomlar, çaprazlama sonucunda elde edilenlere katılarak yeni topluluk oluşturulur ve bu topluluk mutasyon işleminden geçer.

Sonlandırma kriteri sağlandı ise algoritma sona erer, sağlanmadı ise doğal seçim işlemine geri dönülür ve algoritma devam eder.



Şekil 3.10 : KGTA akış diyagramı.

3.8 Yeni Geliştirilen Parçacık Sürü-Taguchi Karma Optimizasyon Algoritması (HPSTO)

Hibrit Parçacık Sürü Taguchi Optimizasyonu (HPSTO) yöntemi geliştirilmiş ve doğrusal anten dizisinin ışıma diyagramı sentezinde kullanılmıştır [77]. HPSTO; istenilen yan demet seviyesi (YDS) ve yarım güç demet genişliğini (YGDG) elde etmek için TA ve PSO'yu kullanır.

HPSTO, Wen Tao Li ve diğ. tarafından ortaya atılan [49] GA ve PSO tabanlı karma optimizasyon algoritması Hibrit Genetik Algoritma Parçacık Sürü Optimizasyonu (HIGAPSO)'dan esinlenilerek oluşturulmuştur. Wen Tao Li ve diğ. HIGAPSO'yu geliştirirken botanikteki aşılama yönteminden esinlenmişlerdir. HIGAPSO'daki GA yerine, HPSTO yönteminde TA kullanılmıştır.

HPSTO, TA ve PSO'yu birlikte kullanır. HPSTO'da başlangıç topluluğu üç parçaya ayrılır. Topluluğun en sağlıklı bireyleri gelecek nesile direkt olarak aktarılırlar. Ortalama sağlıklı bireylere TA uygulanarak yeni nesli üretir. Kötü sağlıklı bireylerle TA tarafından oluşturulan yeni nesil birlikte PSO'nun başlangıç sürüsünü oluştururlar. Daha sonra direkt aktarılan en iyi bireyler, TA ile elde edilen yeni nesil ve PSO ile üretilen yeni nesil birleştirilerek gelecek neslin başlangıç topluluğunu oluştururlar. HPSTO akış diyagramı Şekil 3.11'de verilmiştir.

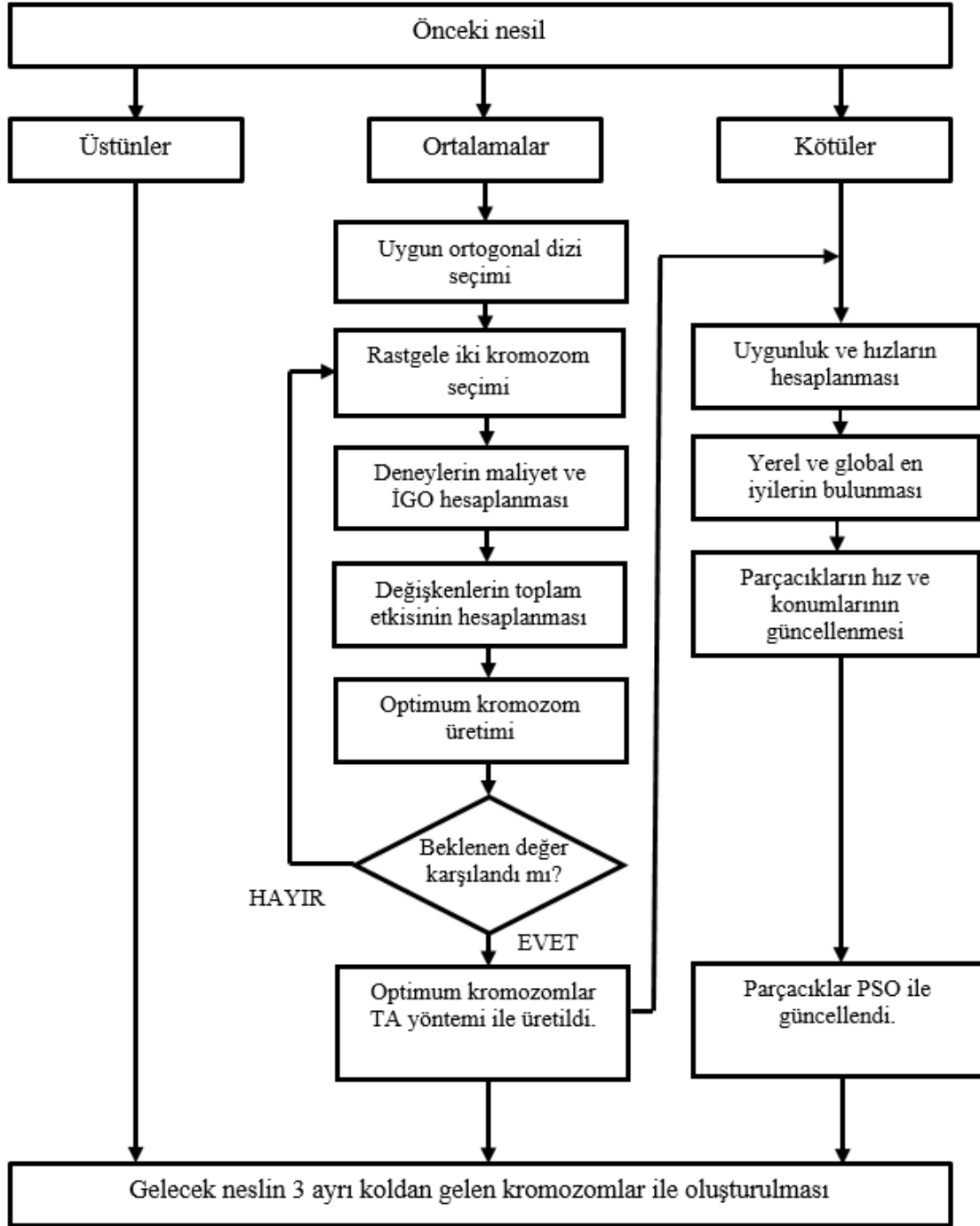
HPSTO, TA ve PSO'yu birleşiminden oluşur. Başlangıç popülasyonu üç bölüme ayrılmıştır.

Popülasyonun en uygun parçacıkları (üstünler) doğrudan bir sonraki nesle aktarılır.

Ortalama uygunluk değerine (ortalamalar) sahip olan parçacılara, TA uygulanır ve yeni nesli oluşturur. Beklenen optimal üye sayısı oluşturulduğunda TA durur. Beklenen sayı $\frac{1}{2}Qp_c$ dir, burada Q, popülasyondaki parçacık sayısı ve p_c , çaprazlama olasılığıdır. TA'nın yavruları (TA sonrası elde edilen bireyler) da PSO'da kullanılır.

En kötü uygunluk değerli bireyler (kötüler) ve TA tarafından geliştirilmiş bireylerle birlikte PSO giriş topluluğunu oluşturur. Topluluğun en kötü bireyleri ile TA tarafından geliştirilmiş bireylerine ise PSO uygulanır ve yeni parçacıklar üretilir.

Daha sonra üstlerin, ortalamaların ve en kötü üyelerin çocukları tekrar bir araya gelir. Yeniden birleştirilen topluluk, bir sonraki yinelemenin başlangıç topluluğudur. Algoritma, sonlandırma kriterleri karşılanana kadar devam ettirilir.

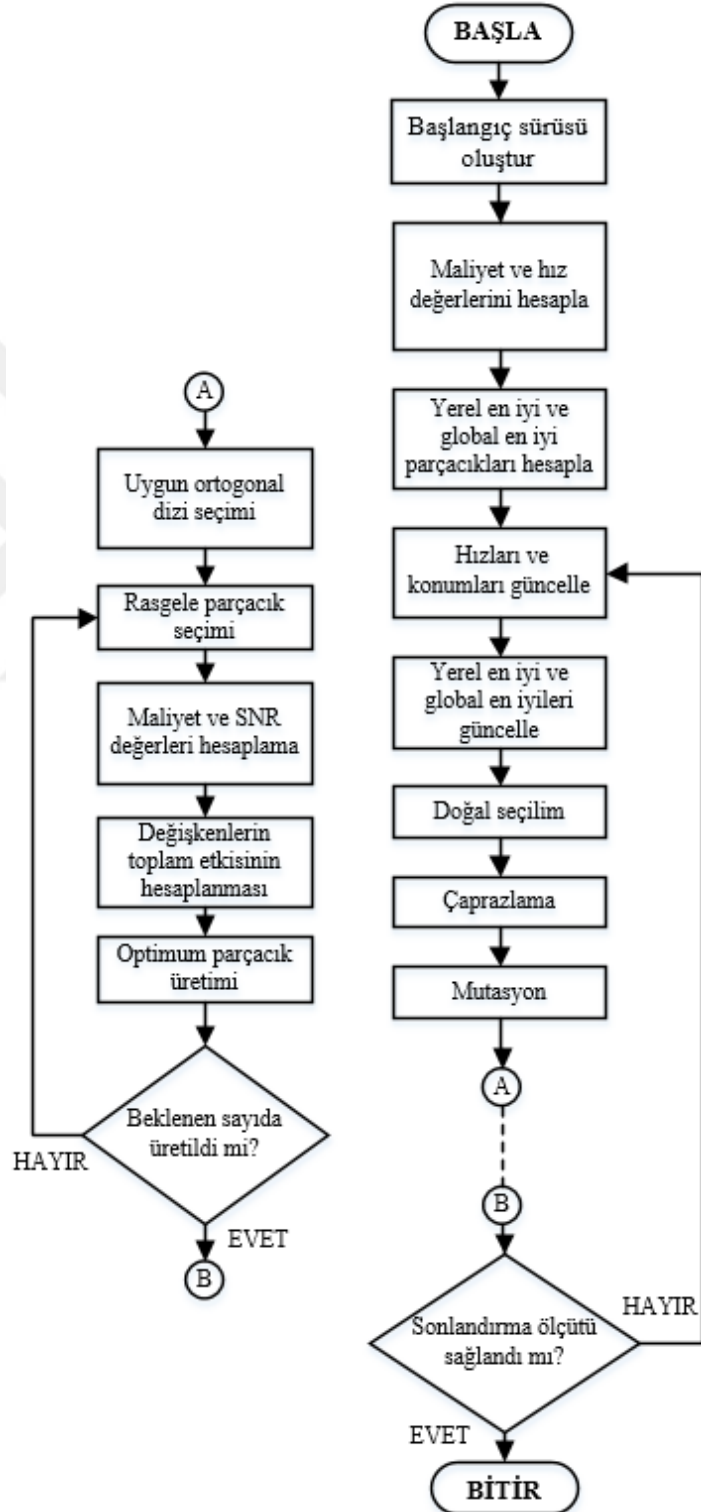


Şekil 3.11 : HPSTO akış diyagramı.

3.9 Yeni Geliştirilen Taguchi-Genetik-Parçacık Sürü Karma Optimizasyon Algoritması (TAGAPSO)

Yeni bir karma yaklaşım olarak Taguchi-Genetik-Parçacık Sürü Optimizasyonu (TAGAPSO) yöntemi geliştirilmiş ve doğrusal anten dizisinin ışıma diyagramı sentezinde kullanılmıştır [78]. Çalışmada TA, GA ve PSO ve TAGAPSO ile ayrı ayrı optimizasyonlar yapılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Liang ve Yang tarafından geliştirilen [43] GA ve PSO tabanlı karma optimizasyon algoritması GA-PSO her iki algoritmanın da avantajlarından yararlanmaktadır. Bu çalışmada ise TA optimizasyonu hızlandırmak ve sonuçların doğruluğunu artırmak için GA ve PSO ile beraber kullanılmıştır. TAGAPSO akış diyagramı Şekil 3.12’de verilmiştir.



Şekil 3.12 : TAGAPSO akış diyagramı.

TAGAPSO algoritması başlangıç sürüsünün oluşturulması ile başlar. Sürünün her bir elemanına parçacık adı verilir. Her bir parçacık problemin optimum noktasını arar. Parçacıklar arama işlemini belirli bir hızla yaparlar. Her bir parçacık pozisyonunu ve kendisi için en iyi sonucu saklar. Parçacıklar hareketle elde ettikleri sonuçları birbirleri arasında paylaşırlar. Böylece global en iyi sonuç bu yerel en iyiler arasından seçilirler. Her bir parçacık amaç fonksiyonu ile belirlenen bir maliyet değerine sahiptir. Global en iyiler ve yerel en iyiler bulunduktan sonra parçacık hız ve pozisyonları güncellenir. Daha sonra doğal seçim ile en iyi parçacıklar hayatta kalır ve birbiriyle eşleşerek çaprazlama işlemi yapılır. Rasgele seçilen parçacıklara mutasyon işlemi uygulanır.

Mutasyon işleminden sonra oluşan yeni sürü içerisinde ortogonal diziye göre belirli sayıda parçacık seçilir. Bu seçilen parçacıklar ve OD kullanılarak yeni sürü oluşturulur. Bu sürünün bireylerinin maliyet ve İGO değerleri hesaplanır. Bu İGO değerleri kullanılarak her bir değişken için toplam etki hesaplanır ve optimum parçacık istenilen sayıda üretilir. İstenilen sayı $\frac{1}{2}Qp_c$ olarak seçilmiştir. Burada Q sürüdeki parçacık sayısı, p_c ise çaprazlama olasılığıdır.

Optimum kromozomlar üretildikten sonra sonlandırma kriteri sağlanmış işe TAGAPSO algoritması sonlandırılır. Sağlanmamışsa optimum parçacıkları içeren yeni sürünün pozisyon ve hızları güncellenir ve algoritma devam eder.

3.10 Yeni Geliştirilen Karma Optimizasyon Algoritmalarının Testleri

Yakınsama oranı, doğruluk, yakınsama hızı gibi parametreler optimizasyon algoritmalarının değerlendirilmesinde önemli performans karakteristikleridir. Test fonksiyonları, optimizasyon algoritmalarının karşılaştığı farklı durumlar hakkında fikir vermeleri ve performans karakteristiklerini elde edilmesini sağlamaları nedeniyle çok kullanışlılardır. Literatürde çok sayıda test fonksiyonu sunulmuştur. Bunlardan uygun olan bazıları kullanılarak yeni geliştirilen algoritmaların (KGTA, HPSTO, TAGAPSO) optimizasyon performansı, 2.4 GHz CPU ve 8 GB RAM'e sahip bilgisayar ile test edilmiş ve sonuçları karşılaştırılmıştır.

3.10.1 Test fonksiyonları

Test fonksiyonları, optimizasyon algoritmalarını test etmek için kullanılan matematiksel formüllerdir. Yakınsama oranı, yakınsama hızı, doğruluk ve genel

özüm performansı açısından testler gerçekleştirilebilir [79–81]. Tek amaçlı optimizasyon için literatürde verilen bazı test fonksiyonları, formülasyonları, global minimum değerleri ve kullanılması uygun olan test aralıkları Çizelge 3.1’de verilmiştir.



Çizelge 3.1 : Tek amaçlı optimizasyon için bazı test fonksiyonları.

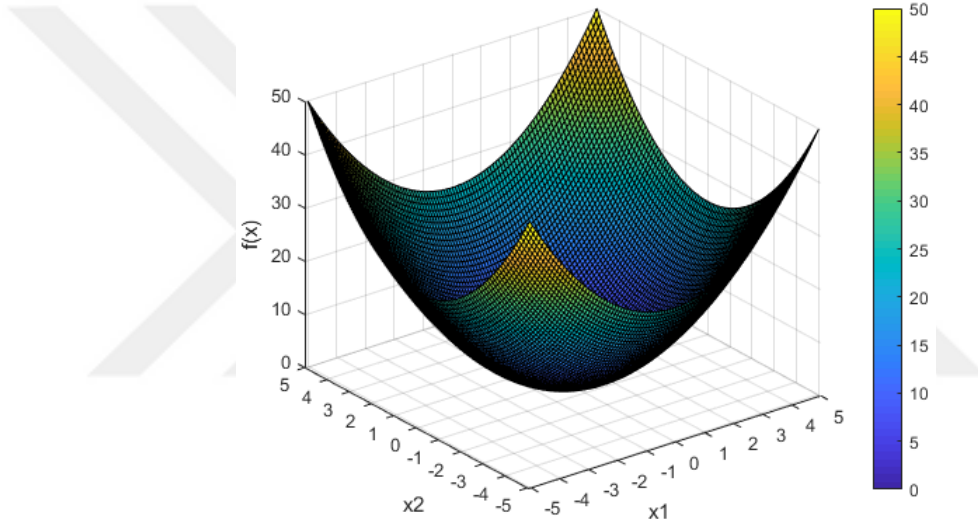
Test Fonksiyonu	Formülasyon	Global Minimum	Aralık
Küre [80,82]	$f(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2$	$f(0, \dots, 0) = 0$	$-\infty \leq x_i \leq \infty$ $1 \leq i \leq n$
Rastrigin [80,83]	$f(x) = A_n + \sum_{i=1}^n [x_i^2 A \cos(2\pi x_i)]$ $A = 10$	$f(0, \dots, 0) = 0$	$-5.12 \leq x_i \leq 5.12$ $1 \leq i \leq n$
Styblinski–Tang [84]	$f(x) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (x_i^4 - 16x_i^2 + 5x_i)$	$f(-2,903534; \dots)$ $= -39,16599 \times n$	$-5 \leq x_i \leq 5$ $1 \leq i \leq n$
Ackley [80,85]	$f(x) = -a \exp \left(-b \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2} \right) - \exp \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos(cx_i) \right)$ $a = 20, b = 0.2, c = 2\pi$	$f(0, \dots, 0) = 0$	$-32.768 \leq x_i \leq 32.768$ $1 \leq i \leq n$
Zakharov [80,86]	$f(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2 + \left[\sum_{i=1}^n 0,5ix_i \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^n 0,5ix_i \right]^4$	$f(0, \dots, 0) = 0$	$-5 \leq x_i \leq 10$ $1 \leq i \leq n$
Schwefel [80,87]	$f(x) = 418.9829n - \sum_{i=1}^n x_i \sin(\sqrt{ x_i })$	$f(420,9687; \dots)$ $= 0$	$-500 \leq x_i \leq 500$ $1 \leq i \leq n$

3.10.1.1 Küre fonksiyonu

Küre fonksiyonu, en basit ve temel test fonksiyonlarından biridir. Sürekli, dışbükey (konveks) ve tek modludur. Global olanın dışında n adet yerel minimuma sahiptir. Genel formülasyonu [80,82]:

$$f(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2 \quad (3.36)$$

ile verilir. Test bölgesi genelde $-5.12 \leq x_i \leq 5.12, i = 1, \dots, n$ hiperküpü ile sınırlandırılır [80,82]. $x_i = 0, i = 1, \dots, n$ için global minimum $f(x) = 0$ olarak elde edilir. Şekil 3.13'te Küre fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi verilmiştir.



Şekil 3.13 : Küre fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.

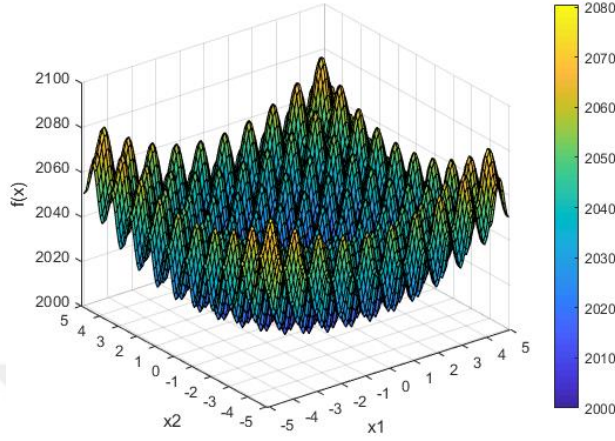
3.10.1.2 Rastrigin fonksiyonu

Matematiksel optimizasyonda, Rastrigin fonksiyonu, optimizasyon algoritmaları için performans testi problemi olarak kullanılan dışbükey (konveks) olmayan bir fonksiyondur. Doğrusal olmayan çok modlu fonksiyonların tipik bir örneğidir. Bu fonksiyonun minimumunu bulmak, geniş arama uzayı ve çok sayıda yerel minimumu nedeniyle oldukça zor bir problemdir. Rastrigin fonksiyonunun birkaç yerel minimumu vardır. Çok modludur, ancak minimumların yerleri düzenli olarak dağılmıştır [2]. Fonksiyon [80,83];

$$f(x) = A_n + \sum_{i=1}^n [x_i^2 A \cos(2\pi x_i)] \quad (3.37)$$

$A = 10$

formülasyonu ile verilir. Test bölgesi genelde $-5.12 \leq x_i \leq 5.12, i = 1, \dots, n$ hiperküpü ile sınırlandırılır [80,83]. $x_i = 0, i = 1, \dots, n$ için global minimum $f(x) = 0$ olarak elde edilir. Şekil 3.14'te Rastrigin fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi verilmiştir.



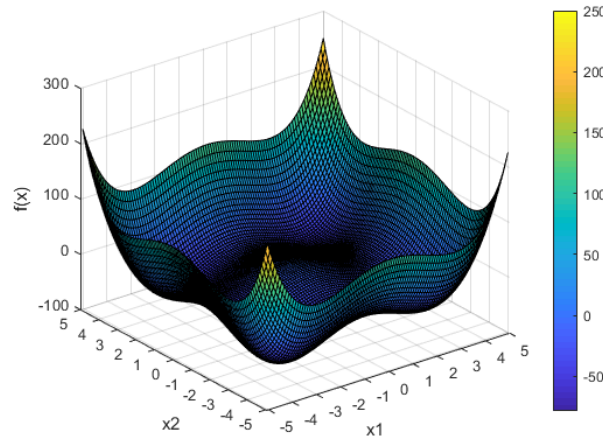
Şekil 3.14 : Rastrigin fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.

3.10.1.3 Styblinski-Tang fonksiyonu

Styblinski-Tang fonksiyonu, optimizasyon yöntemleri için yaygın olarak kullanılan test fonksiyonlarından birisidir. Fonksiyon [84];

$$f(x) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (x_i^4 - 16x_i^2 + 5x_i) \quad (3.38)$$

formülasyonu ile verilir. Test bölgesi genelde $-5 \leq x_i \leq 5, i = 1, \dots, n$ hiperküpü ile sınırlandırılır [84]. $x_i = (-2,903534; \dots; -2,903534)$ için global minimum $f(x) = -39,16599 \times n$ olarak elde edilir. Şekil 3.15'te Styblinski-Tang fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi verilmiştir.



Şekil 3.15 : Styblinski-Tang fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.

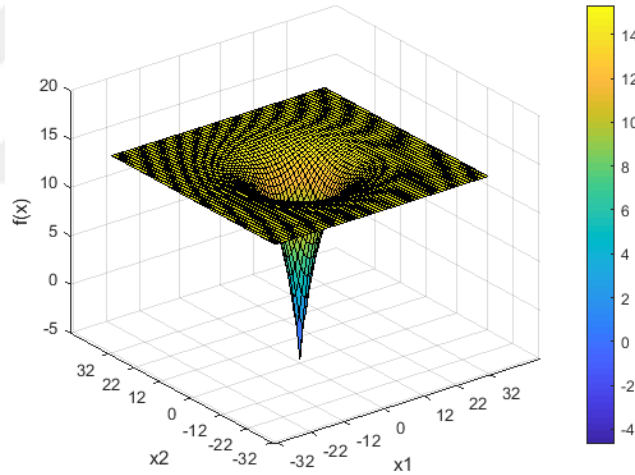
3.10.1.4 Ackley fonksiyonu

Ackley fonksiyonu, optimizasyon algoritmalarını test etmek için yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biridir. Neredeyse düz bir dış bölge ve merkezde büyük bir delik ile karakterize edilir. Bu fonksiyon, optimizasyon algoritmaları için birçok yerel minimumdan birinde sıkışıp kalma riski oluşturur. Fonksiyon [80,85];

$$f(x) = -a \exp \left(-b \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2} \right) - \exp \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos(cx_i) \right) \quad (3.39)$$
$$a = 20, b = 0.2, c = 2\pi$$

formülasyonu ile verilir. Test bölgesi genelde $-32.768 \leq x_i \leq 32.768, i = 1, \dots, n$ hiperküpü ile sınırlandırılır [80,85]. $x_i = 0$ için global minimum $f(x) = 0$ olarak elde edilir.

Şekil 3.16'da Ackley fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi verilmiştir.



Şekil 3.16 : Ackley fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.

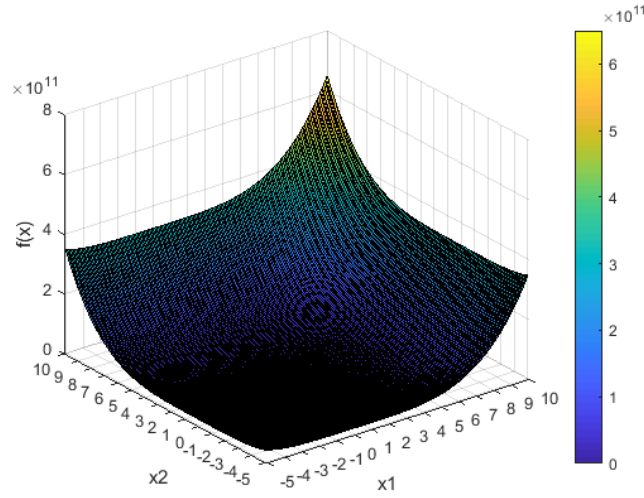
3.10.1.5 Zakharov fonksiyonu

Zakharov fonksiyonunun global minimum dışında başka bir yerel minimumu olmayan optimizasyon test fonksiyonlarından biridir. Fonksiyon [80,86];

$$f(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2 + \left[\sum_{i=1}^n 0.5ix_i \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^n 0.5ix_i \right]^4 \quad (3.40)$$

formülasyonu ile verilir. Test bölgesi genelde $-5 \leq x_i \leq 10, i = 1, \dots, n$ hiperküpü ile sınırlandırılır [80,86]. $x_i = 0, i = 1, \dots, n$ için global minimum $f(x) = 0$ olarak elde edilir.

Şekil 3.17’de Zakharov fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi verilmiştir.



Şekil 3.17 : Zakharov fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.

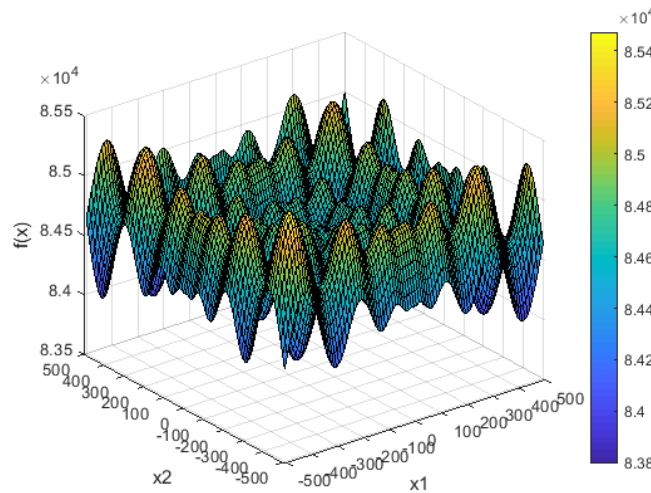
3.10.1.6 Schwefel fonksiyonu

Schwefel fonksiyonunu birçok yerel minimuma sahip karmaşık optimizasyon test fonksiyonlarından birisidir. Fonksiyon [80,87];

$$f(x) = 418.9829n - \sum_{i=1}^n x_i \sin(\sqrt{|x_i|}) \quad (3.41)$$

formülasyonu ile verilir. Test bölgesi genelde $-500 \leq x_i \leq 500, i = 1, \dots, n$ hiperküpü ile sınırlandırılır [80,87]. $x_i = (420,9687; \dots; 420,9687)$ için global minimum $f(x) = 0$ olarak elde edilir.

Şekil 3.18’de Schwefel fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi verilmiştir.



Şekil 3.18 : Schwefel fonksiyonunun 3-boyutlu çizimi.

3.10.2 KGTA performansının test fonksiyonları ile değerlendirilmesi

Test fonksiyonları ayrı ayrı kullanılarak KGTA, TA ve GA algoritmaları karşılaştırmalı olarak test edilmiştir. Her yöntem 10 defa arka arkaya çalıştırılarak elde edilen ortalama sonuçlar gösterilmiştir. Optimizasyon parametreleri Çizelge 3.2’de verilmiştir. Maliyet fonksiyonu:

$$\text{Maliyet} = |global_{min} - M_{hesap}| \quad (3.42)$$

Burada $global_{min}$, seçilen test fonksiyonunun global minimum değeri, M_{hesap} ise hesaplanan maliyet değeridir.

Çizelge 3.2 : KGTA testi için optimizasyon parametreleri.

	Küre	Rastrigin	Styblinski-Tang	Ackley	Zakharov	Schwefel
Kromozom (parçacık) sayısı (Q)	99	99	99	99	99	99
Değişken Sayısı (n)	15	15	15	15	15	15
Çaprazlama Olasılığı (p_c)	0.75	0.75	0.75	0.75	0.75	0.75
Mutasyon Olasılığı (p_m)	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
Maksimum Nesil Sayısı (M)	100	100	100	100	100	100

Konveks optimizasyonda amaç fonksiyonu konveks olmalıdır. Küre ve Zakharov fonksiyonları konveks olduğu için direkt olarak konveks optimizasyon ile optimize edilebilir. Fakat Rastrigin, Styblinski-Tang, Ackley ve Schwefel fonksiyonları konveks değildir. Bu nedenle minimum değerlerini direkt olarak konveks optimizasyonla bulamayız. Bu nedenle bu konveks olmayan fonksiyonlar için optimizasyon yöntemi:

$$\min_{w_{KGTA}} (\max(w_{KGTA} f(x))) + \beta_{KGTA} \|w_{KGTA}\|_1 \quad (3.43)$$

şeklinde modifiye edilebilir. Burada; β_{KGTA} pozitif skaler ağırlık faktörü, w_{KGTA} ağırlık katsayıları, $f(x)$ ilgili test fonksiyonunun, ilgili aralıklarda alınacak rastgele $i = 1, \dots, n$ noktalarındaki x değerlerine karşılık gelen fonksiyon değerleridir.

3.10.2.1 KGTA performansının Küre test fonksiyonu ile analizi

İlk olarak Küre test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, GA ve KGTA algoritmaları Küre test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.3'te özetlenmiştir.

Çizelge 3.3 : Küre test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	15	12,08	9,03
GA	100	21,05	10,77
KGTA	6	0	1,0

3.10.2.2 KGTA performansının Rastrigin test fonksiyonu ile analizi

Rastrigin test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, GA ve KGTA algoritmaları Rastrigin test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.4'te özetlenmiştir.

Çizelge 3.4 : Rastrigin test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	0,34	52,03
GA	100	19,84	10,77
KGTA	11	0	1,01

3.10.2.3 KGTA performansının Styblinski–Tang test fonksiyonu ile analizi

Styblinski–Tang test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, GA ve KGTA algoritmaları Styblinski–Tang test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.5'te özetlenmiştir.

Çizelge 3.5 : Styblinski–Tang test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	0,02	55,12
GA	100	0,02	10,56
KGTA	10	0	1,01

3.10.2.4 KGTA performansının Ackley test fonksiyonu ile analizi

Ackley test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, GA ve KGTA algoritmaları Ackley test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.6’da özetlenmiştir.

Çizelge 3.6 : Ackley test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	4,05	54,76
GA	100	7,41	11,02
KGTA	9	0	1,01

3.10.2.5 KGTA performansının Zakharov test fonksiyonu ile analizi

Zakharov test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, GA ve KGTA algoritmaları Zakharov test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.7’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.7 : Zakharov test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	38,60	54,44
GA	100	62,14	11,01
KGTA	9	0	1,01

3.10.2.6 KGTA performansının Schwefel test fonksiyonu ile analizi

Schwefel test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, GA ve KGTA algoritmaları Schwefel test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.8’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.8 : Schwefel test fonksiyonu ile KGTA yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	1,83	54,44
GA	100	321,27	11,01
KGTA	10	0	1,0

3.10.3 HPSTO performansının test fonksiyonları ile değerlendirilmesi

Test fonksiyonları ayrı ayrı kullanılarak HPSTO, PSO ve TA algoritmaları karşılaştırmalı olarak test edilmiştir. Her yöntem 10 defa arka arkaya çalıştırılarak elde

edilen ortalama sonuçlar gösterilmiştir. Optimizasyon parametreleri Çizelge 3.9’da verilmiştir. Maliyet fonksiyonu olarak (3.42)’de verilen eşitlik kullanılmıştır.

Çizelge 3.9 : HPSTO testi optimizasyon parametreleri.

	Küre	Rastrigin	Styblinski-Tang	Ackley	Zakharov	Schwefel
Kromozom (parçacık) sayısı (Q)	1000	1000	1000	1000	1000	1000
Değişken Sayısı (n)	15	15	15	15	15	15
Çaprazlama Olasılığı (p_c)	0.75	0.75	0.75	0.75	0.75	0.75
Üstün kromozom sayısı	4	4	4	4	4	4
Öğrenim faktörleri $c_1 - c_2$	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2
Maksimum Nesil Sayısı (M)	100	100	100	100	100	100

3.10.3.1 HPSTO performansının Küre test fonksiyonu ile analizi

İlk olarak Küre test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, PSO ve HPSTO algoritmaları Küre test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.10’da özetlenmiştir.

Çizelge 3.10 : Küre test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	0	50,17
PSO	77	0	8,85
HPSTO	8	0	8,43

3.10.3.2 HPSTO performansının Rastrigin test fonksiyonu ile analizi

Rastrigin test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, PSO ve HPSTO algoritmaları Rastrigin test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.11’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.11 : Rastrigin test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	0,3	51,49
PSO	100	0,1	11,07
HPSTO	14	0	14,01

3.10.3.3 HPSTO performansının Styblinski–Tang test fonksiyonu ile analizi

Styblinski–Tang test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, PSO ve HPSTO algoritmaları Styblinski–Tang test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.12’te özetlenmiştir.

Çizelge 3.12 : Styblinski–Tang test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	0,01	56,42
PSO	100	0,02	11,06
HPSTO	2	0	1,85

3.10.3.4 HPSTO performansının Ackley test fonksiyonu ile analizi

Ackley test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, PSO ve HPSTO algoritmaları Ackley test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.13’te özetlenmiştir.

Çizelge 3.13 : Ackley test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	0,54	54,76
PSO	100	0,11	10,88
HPSTO	19	0	19,37

3.10.3.5 HPSTO performansının Zakharov test fonksiyonu ile analizi

Zakharov test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, PSO ve HPSTO algoritmaları Zakharov test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.14’te özetlenmiştir.

Çizelge 3.14 : Zakharov Test Fonksiyonu ile HPSTO Yönteminin Testi Sonucu Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	32,56	53,04
PSO	100	0,14	10,81
HPSTO	34	0	23,32

3.10.3.6 HPSTO performansının Schwefel test fonksiyonu ile analizi

Schwefel test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. TA, PSO ve HPSTO algoritmaları Schwefel test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.15’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.15 : Schwefel test fonksiyonu ile HPSTO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
TA	100	0,95	53,43
PSO	100	118,4	10,78
HPSTO	17	0	16,55

3.10.4 TAGAPSO performansının test fonksiyonları ile değerlendirilmesi

Test fonksiyonları ayrı ayrı kullanılarak GA, PSO, TA ve TAGAPSO algoritmaları karşılaştırmalı olarak test edilmiştir. Her yöntem 10 defa arka arkaya çalıştırılarak elde edilen ortalama sonuçlar gösterilmiştir. Optimizasyon parametreleri Çizelge 3.16’da verilmiştir. Maliyet fonksiyonu olarak (3.42)’de verilen eşitlik kullanılmıştır.

Çizelge 3.16 : TAGAPSO testi optimizasyon parametreleri.

	Küre	Rastrigin	Styblinski-Tang	Ackley	Zakharov	Schwefel
Kromozom (parçacık) sayısı (Q)	1000	1000	1000	1000	1000	1000
Değişken Sayısı (n)	15	15	15	15	15	15
Çaprazlama Olasılığı (p_c)	0.75	0.75	0.75	0.75	0.75	0.75
Mutasyon Olasılığı (p_m)	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
Öğrenim faktörleri $c_1 - c_2$	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2
Maksimum Nesil Sayısı (M)	100	100	100	100	100	100

3.10.4.1 TAGAPSO performansının Küre test fonksiyonu ile analizi

İlk olarak Küre test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. GA, PSO, TA ve TAGAPSO algoritmaları Küre test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.17’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.17 : Küre test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre (sn)
GA	100	0,26	10,23
PSO	90	0	10,89
TA	100	0,1	51,61
TAGAPSO	16	0	15,83

3.10.4.2 TAGAPSO performansının Rastrigin test fonksiyonu ile analizi

Rastrigin test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır.

GA, PSO, TA ve TAGAPSO algoritmaları Rastrigin test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.18’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.18 : Rastrigin test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
GA	100	17,89	10,36
PSO	100	4,05	9,87
TA	100	14,52	52,33
TAGAPSO	9	0	12,03

3.10.4.3 TAGAPSO performansının Styblinski–Tang test fonksiyonu ile analizi

Styblinski–Tang test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. GA, PSO, TA ve TAGAPSO algoritmaları Styblinski–Tang test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.19’da özetlenmiştir.

Çizelge 3.19 : Styblinski–Tang test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
GA	100	0,01	9,79
PSO	100	0,02	10,24
TA	100	0,01	54,12
TAGAPSO	2	0	1,89

3.10.4.4 TAGAPSO performansının Ackley test fonksiyonu ile analizi

Ackley test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. GA, PSO, TA ve TAGAPSO algoritmaları Ackley test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.20’te özetlenmiştir.

Çizelge 3.20 : Ackley test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
GA	100	4,77	10,24
PSO	100	0,12	10,28
TA	100	5,67	51,23
TAGAPSO	12	0	11,54

3.10.4.5 TAGAPSO performansının Zakharov test fonksiyonu ile analizi

Zakharov test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. GA, PSO, TA ve TAGAPSO algoritmaları Zakharov test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.21’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.21 : Zakharov test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
GA	100	71,58	10,55
PSO	100	1,13	10,12
TA	100	38,22	52,66
TAGAPSO	10	0	10,90

3.10.4.6 TAGAPSO performansının Schwefel test fonksiyonu ile analizi

Schwefel test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. GA, PSO, TA ve TAGAPSO algoritmaları Schwefel test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.22’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.22 : Schwefel test fonksiyonu ile TAGAPSO yönteminin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
GA	100	20,23	10,33
PSO	100	2,31	10,12
TA	100	1,1	52,44
TAGAPSO	6	0	7,03

3.10.5 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının test fonksiyonları ile karşılaştırılması

Bu bölümde, test fonksiyonları ayrı ayrı kullanılarak yeni geliştirilen KGTA, HPSTO ve TAGAPSO algoritmalarının performansı karşılaştırılmıştır. KGTA, HPSTO ve TAGAPSO algoritmaları aynı optimizasyon parametreleri ve başlangıç değerleri

kullanılarak karşılaştırmalı olarak test edilmiştir. Her yöntem 10 defa arka arkaya çalıştırılarak elde edilen ortalama sonuçlar gösterilmiştir. Optimizasyon parametreleri Çizelge 3.23'te verilmiştir. Maliyet fonksiyonu olarak (3.42)'de verilen eşitlik kullanılmıştır.

Çizelge 3.23 : KGTA, HPSTO ve TAGAPSO karşılaştırma testi için optimizasyon parametreleri.

	Küre	Rastrigin	Styblinski-Tang	Ackley	Zakharov	Schwefel
Kromozom (parçacık) sayısı (Q)	99	99	99	99	99	99
Değişken Sayısı (n)	15	15	15	15	15	15
Çaprazlama Olasılığı (p_c)	0.75	0.75	0.75	0.75	0.75	0.75
Mutasyon Olasılığı (p_m)	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
Öğrenim faktörleri $c_1 - c_2$	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2
Üstün kromozom sayısı	3	3	3	3	3	3
Maksimum Nesil Sayısı (M)	100	100	100	100	100	100

3.10.5.1 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Küre test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması

İlk olarak Küre test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. KGTA, HPSTO ve TAGAPSO algoritmaları Küre test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.24'te özetlenmiştir.

Çizelge 3.24 : Küre test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
KGTA	6	0	1,01
HPSTO	6	0	6,88
TAGAPSO	14	0	14,02

3.10.5.2 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Rastrigin test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması

Rastrigin test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. KGTA, HPSTO ve TAGAPSO algoritmaları Rastrigin test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.25'te özetlenmiştir.

Çizelge 3.25 : Rastrigin test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
KGTA	10	0	1,01
HPSTO	12	0	12,87
TAGAPSO	7	0	7,23

3.10.5.3 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Styblinski–Tang test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması

Styblinski–Tang test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. KGTA, HPSTO ve TAGAPSO algoritmaları Styblinski–Tang test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.26'da özetlenmiştir.

Çizelge 3.26 : Styblinski–Tang test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
KGTA	10	0	1,01
HPSTO	5	0	5,86
TAGAPSO	7	0	7,12

3.10.5.4 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Ackley test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması

Ackley test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. KGTA, HPSTO ve TAGAPSO algoritmaları Ackley test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.27'de özetlenmiştir.

Çizelge 3.27 : Ackley test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
KGTA	9	0	1,01
HPSTO	12	0	12,54
TAGAPSO	13	0	13,22

3.10.5.5 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Zakharov test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması

Zakharov test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. KGTA, HPSTO ve TAGAPSO algoritmaları Zakharov test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.28’de özetlenmiştir.

Çizelge 3.28 : Zakharov test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
KGTA	8	0	1,01
HPSTO	20	0	21,13
TAGAPSO	8	0	9,62

3.10.5.6 KGTA, HPSTO ve TAGAPSO performanslarının Schwefel test fonksiyonu yardımıyla karşılaştırılması

Schwefel test fonksiyonu kullanılarak optimizasyon algoritmaları karşılaştırılmıştır. KGTA, HPSTO ve TAGAPSO algoritmaları Schwefel test fonksiyonu ile ayrı ayrı test edilmiş, elde edilen sonuçlar Çizelge 3.29’da özetlenmiştir.

Çizelge 3.29 : Schwefel test fonksiyonu ile KGTA, HPSTO ve TAGAPSO yöntemlerinin testi sonucu elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

	İterasyon	Maliyet(Hata)	Süre(sn)
KGTA	11	0	1,01
HPSTO	11	0	12,01
TAGAPSO	8	0	8,93



4. ANTEN TASARIM ÖRNEKLERİ

Bu bölümde tasarım süresini kısaltmak ve istenilen performansı en yakın şekilde sağlayan anten yapısını tasarlayabilmek için geliştirilen esnek hesaplamaya (EH) dayalı sayısal karma yöntemlerle çeşitli anten tasarımları gerçekleştirilmiştir.

4.1 Silindirik-Dikdörtgen Mikroşerit Konformal Anten

Konformal antenler; aerodinamik ve hidrodinamik etmenlerin önemli olduğu uçak, füze, yüksek hızlı tren, uydu vb. gibi bir çok alanda sıkça kullanılmaktadır. Konformal antenler kavisli yüzeye entegre haldedir ve kavisli yüzeyin şeklini alması nedeniyle yapının aerodinamik ve hidrodinamik performansını etkilemezler [61]. Fakat konformal antenlerin performans parametrelerini hesaplamak için belirli bir analitik formül yoktur. Kavisli yapıdan dolayı nümerik hesaplamaların ve elektromagnetik simülasyonların hesaplama maliyetleri çok yüksek ve hesaplama süreleri çok uzun olur. Performans parametrelerini elde etmek için tasarımcılar genellikle deneme-yanılma yöntemini kullanırlar. Bu da tasarımda harcanan zamanı artırır, ayrıca doğru sonuç bulunması da garanti edilemez.

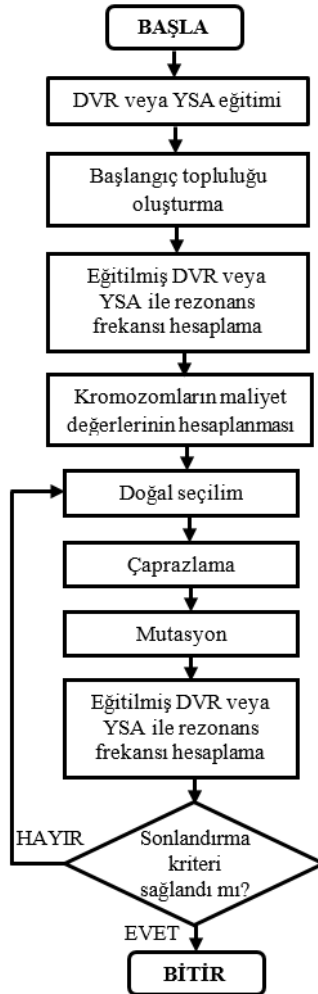
Bu çalışmada [88], silindirik yüzey üzerine konforme edilmiş dikdörtgen şekilli mikroşerit antenin çalışma frekansı eğitilmiş YSA-DVR modelleri ve HFSS optimizasyonu ile elde edilmiştir. YSA-DVR modellerinde arzu edilen çalışma frekansını elde etmek içinse GA kullanılmıştır. Önceden eğitilmiş yapay sinir ağı ve destek vektör regresyon modelleri GA içerisinde çalışma frekansı üretici olarak görev yapmaktadır.

GA tabanlı yaklaşım, konformal antenin rezonans frekansını elde etmek için DVR ve YSA modellerini kullanır. DVR ve YSA modellerinin girişleri dikdörtgen biçimli konformal antenin uzunluk (L) ve genişlik (W) değerleridir. DVR ve YSA modelleri verilen L ve W değerleri için rezonans frekansını elde etmede ayrı ayrı kullanılmışlardır. GA ise arzu edilen rezonans frekansını verecek L ve W değerlerini elde etmek için uygulanmıştır.

İlk olarak HFSS [63] kullanılarak hesaplanan uygun eğitim paterni ile DVR ve YSA modelleri MATLAB [89] kullanılarak eğitilmiştir. Daha sonra GA'nın başlangıç topluluğu oluşturulmuştur. Topluluğun bireyleri olan kromozomlar L ve W değerlerini içeren 2 adet gene (değişken) sahiplerdir. Eğitilmiş DVR ve YSA modelleri her bir kromozom için rezonans frekansını hesaplar. Daha sonra her bir kromozomun maliyet değeri;

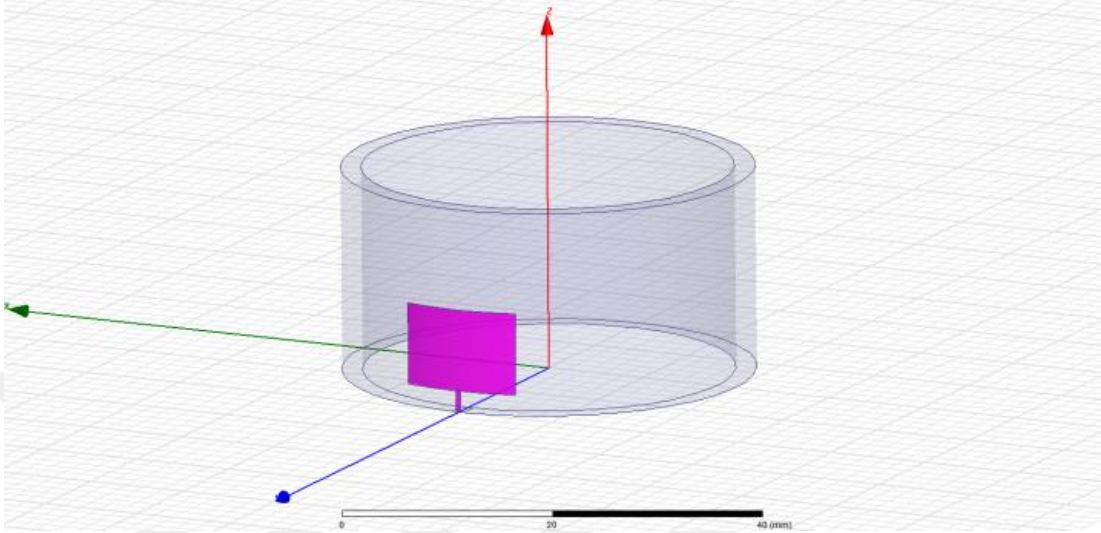
$$maliyet = |f_d - f_c| \quad (4.1)$$

maliyet fonksiyonu ile hesaplanır. Burada f_d istenilen rezonans frekansı, f_c ise hesaplanan rezonans frekansıdır. Kromozomlar maliyet değerlerine göre sıralanır ve doğal seçim yoluyla topluluğun yarısı elimine edilir. Daha sonra kromozomlar çaprazlama ve mutasyon işlemlerine tabi tutulurlar. İstenilen rezonans frekansı elde edilene kadar optimizasyon devam eder. Şekil 4.1'de sentez prosedürü akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.1 : GA tabanlı sentez prosedürü akış diyagramı.

Bu çalışmada; silindirik yüzeye uydurulmuş dikdörtgen biçimli anten kullanılmıştır. Dielektrik geçirgenliği $\epsilon_r=4.7$ ve $h=2\text{mm}$ kalınlığı olan FR-4 alt tabakası kullanılmıştır. Mikroşerit hat beslemeli silindirik konformal antenin HFSS çizimi Şekil 4.2’de verilmiştir.



Şekil 4.2 : Silindirik konformal dikdörtgen mikroşerit anten HFSS çizimi [88].

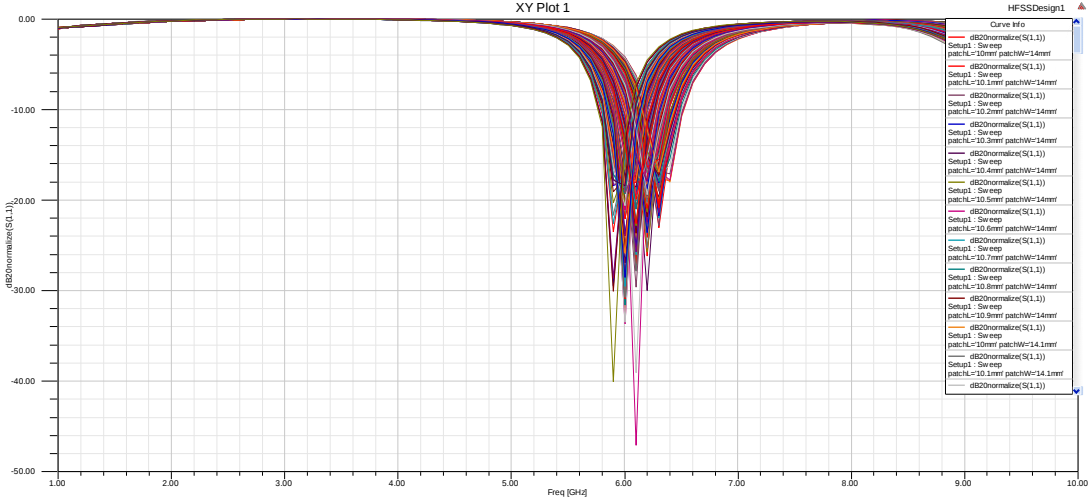
Eğitim paterni HFSS kullanılarak oluşturulmuştur. Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi.

Parametre	Değer ve Aralık
Uzunluk (L)	$9 \text{ mm} \leq L \leq 16 \text{ mm}$
Genişlik (W)	$9 \text{ mm} \leq W \leq 16 \text{ mm}$
Toplam örnek sayısı	256
Eğitim örnekleri sayısı	200
Test örnekleri sayısı	56

Patern kümesindeki bir eleman için HFSS simülasyonu ~2 dakika 13 saniye, bütün patern için HFSS simülasyonu ~1 saat 23 dakika sürmüştür. Kullanılan bilgisayar 2.4 GHz CPU ve 8 GB RAM’e sahiptir. Tüm paternin normalize $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.3’te verilmiştir. Bu grafik bilgisi dışarıya alınarak rezonans frekansları içerisinden çekilmiş ve MATLAB’e aktarılmıştır. 256 toplam örnekten 56’sı test örneği olarak ayrılmış, 200 örnek ise YSA ve DVR modellerini eğitmek için kullanılmıştır.

GA, YSA ve DVR modelleri yolu ile konformal antende istenilen rezonans frekansını sağlayacak uzunluk (L) ve genişlik (W) elde etmede kullanılır. GA için optimizasyon parametreleri Çizelge 4.2’de verilmiştir.



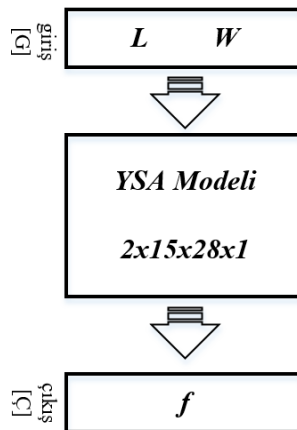
Şekil 4.3 : HFSS parametrik analiz ile elde edilen 256 örnek için $|S_{11}|$ grafiği.

Çizelge 4.2 : GA optimizasyon parametreleri.

Parametre	Değer
Kromozom Sayısı (Q)	50
Nesil Sayısı (M)	50
Değişken sayısı (N)	2
Çaprazlama olasılığı (p_c)	0.4
Mutasyon Olasılığı (p_m)	0.1
L ve W için optimizasyon aralığı	[9mm,16mm]

4.1.1 YSA ve HFSS'ten oluşan karma yöntem ile tasarım

Bu çalışmada, rastgele geometrik değişkenlere (uzunluk- L ve genişlik- W) sahip konformal bir dikdörtgen mikroşerit antenin rezonans frekansı YSA modeli ile elde edilmiştir. Eğitilmiş YSA modelinden arzu edilen rezonans frekansı için antenin uzunluğunu ve genişliğini elde etmek için Şekil 4.1'deki sentez prosedürü akış diyagramında verildiği gibi GA kullanılmıştır. YSA modeli 4.4'da verilmiştir. YSA parametreleri Çizelge 4.3'te verilmiştir.



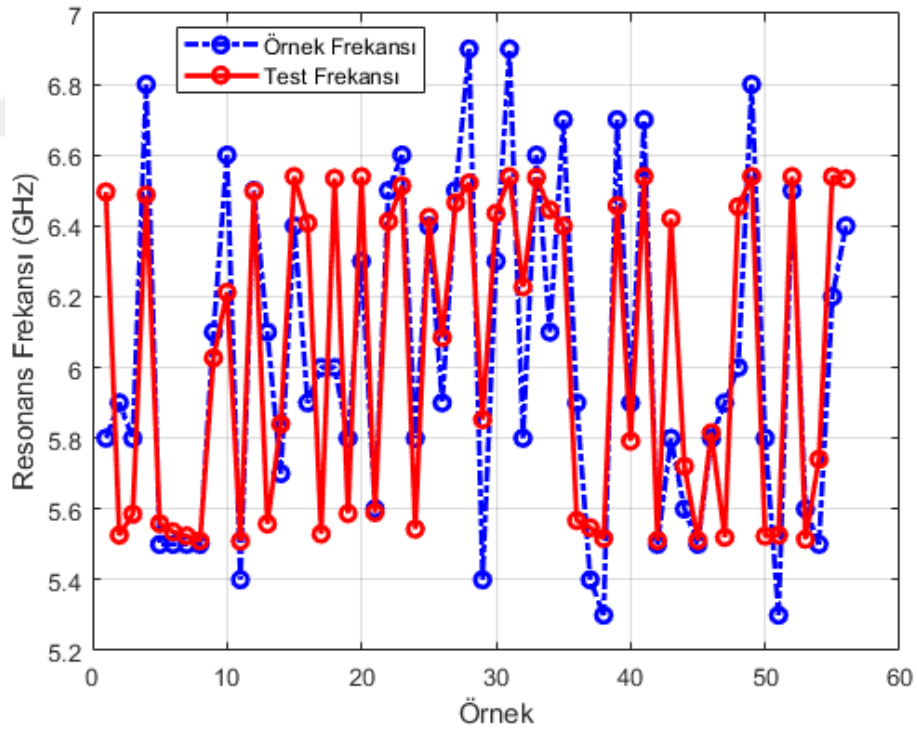
Şekil 4.4 : YSA modeli.

Çizelge 4.3 : YSA parametreleri.

Konfigurasyon	$2 \times 15 \times 28 \times 1$
Ağ tipi	İBGYA
Eğitim algoritması	LM
Epoc sayısı	1000

YSA modeli Çizelge 4.1’de verilen eğitim paterni ile eğitilmiştir. $2 \times 15 \times 28 \times 1$ düzenine sahip çok katmanlı algılayıcı yapay sinir ağı (ÇKAYSA) modeli kullanılmıştır. Ağ tipi olarak ileri-besleme geri-yayılım ağ (İBGYA, Feed-Forward Back-Propogation Network) ve eğitimde Levenberg-Marquardt (LM) algoritması seçilmiştir. İBGYA’nın eğitim süresi 6.31 saniye olarak kaydedilmiştir.

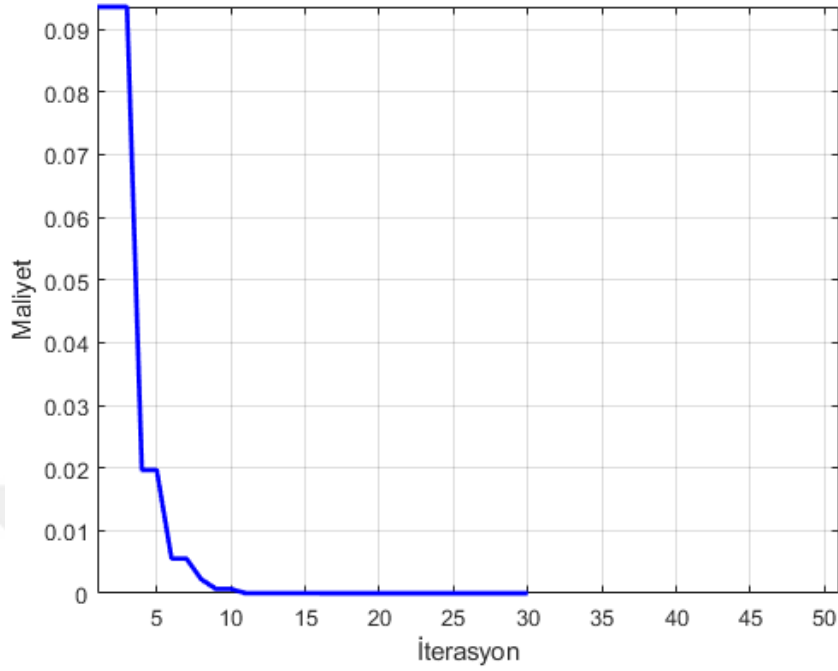
56 test örneğiyle yapılan test sonuçları Şekil 4.5’te verilmiştir. YSA modelinin ortalama tutarlılığı %95.83 olarak hesaplanmıştır. Burada örnek frekansı HFSS tarafından elde edilen frekans değerleri, test frekansı ise eğitilmiş YSA ve ileriki adımlardaki DVR modelleri ile elde edilen frekans değerleridir.



Şekil 4.5 : YSA tarafından eğitilmiş modelle elde edilen test sonuçları.

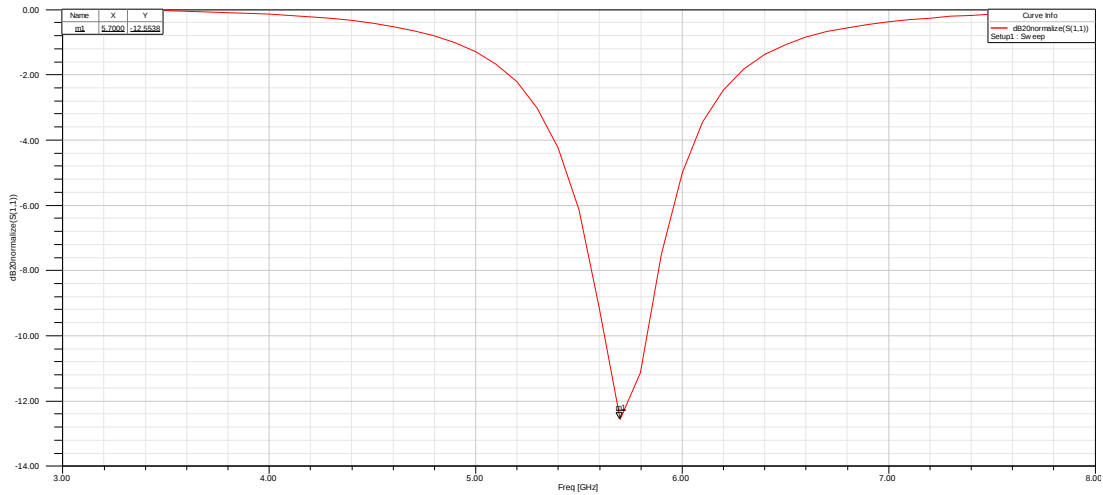
Eğitilmiş YSA modeli GA içerisinde kullanılarak arzu edilen rezonans frekansını verecek geometrik değişkenler elde edilmiştir. İlk YSA’lı optimizasyon örneği olarak hedef rezonans frekansı $f_d = 6$ GHz olarak seçilmiştir. İterasyona göre maliyet değişim

grafığı Şekil 4.6’da verilmiştir. Denklem (4.1)’de verilen maliyet fonksiyonunu kullanarak her bir kromozomun maliyet değeri hesaplanmaktadır.



Şekil 4.6 : YSA modeli kullanıldığında $f_d=6$ GHz için GA'nın yakınsaması.

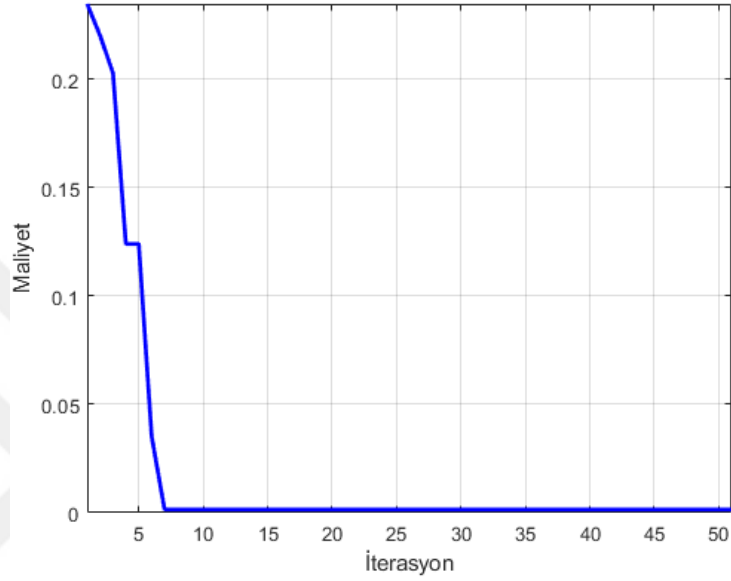
GA 30. iterasyonda yakınsamıştır. Toplam optimizasyon süresi 7.37 saniyedir. $f_d=6$ GHz için optimizasyon sonucu elde edilen L ve W değerleri $L=9.8911$ mm ve $W=12.5233$ mm'dir. Optimizasyon ile bulunan L ve W değerleri kullanarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafığı Şekil 4.7’de verilmiştir.



Şekil 4.7 : $L=9.8911$ mm ve $W=12.5233$ mm için $|S_{11}|$ grafığı ($f_d=6$ GHz - YSA) [88].

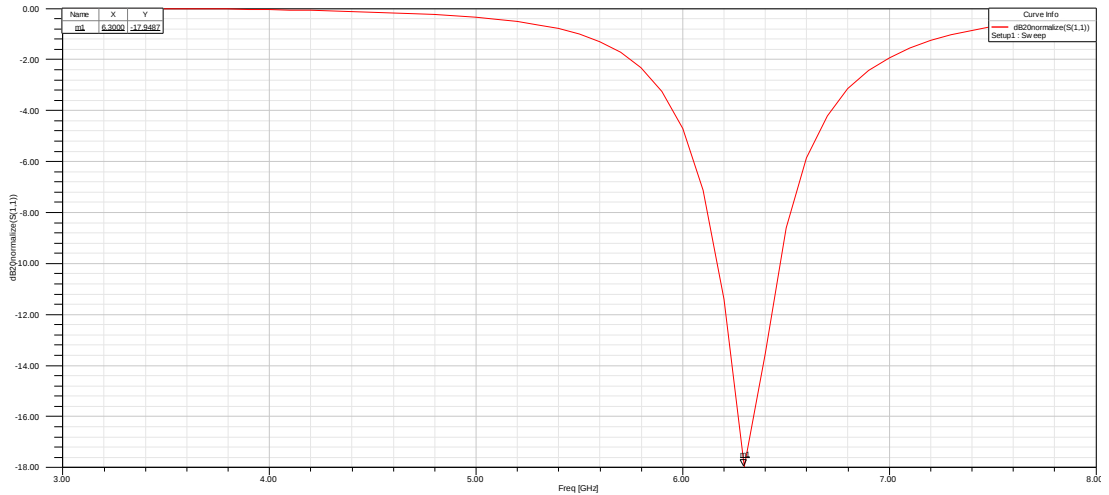
HFSS simülasyonu ile rezonans frekansı 5.7 GHz olarak bulunmuştur. Optimizasyon sonucu bulunan rezonans frekansı ile HFSS simülasyonu sonucu bulunan rezonans frekansı arasındaki hata $\sim 5\%$ 'tir.

YSA modeli ile optimizasyona diğer bir örnek olarak hedef rezonans frekansı $f_d=6.5$ GHz olarak seçilmiştir. İterasyona göre maliyet değişim grafiği Şekil 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4.8 : YSA modeli kullanıldığında $f_d = 6,5$ GHz için GA'nın yakınsaması.

Bu durumda ise GA yakınsayamamış ve maksimum nesil sayısına belirli bir hata değeri ile ulaşmıştır. Toplam optimizasyon süresi 8.07 saniyedir. $f_d=6.5$ GHz için optimizasyon sonucu elde edilen L ve W değerleri $L=9.8877$ mm ve $W=14.7585$ mm'dir. Optimizasyon ile bulunan L ve W değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.9'da verilmiştir.

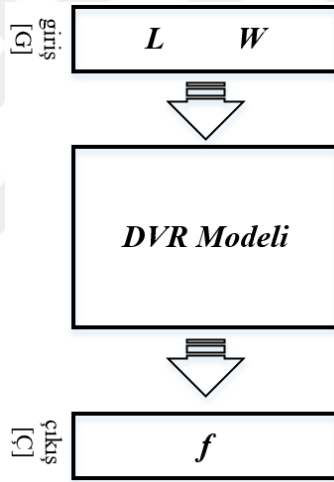


Şekil 4.9 : $L=9.8877$ mm ve $W=14.7585$ için $|S_{11}|$ grafiği ($f_d=6.5$ GHz - YSA) [88].

HFSS simülasyonu ile rezonans frekansı 6.3 GHz olarak bulunmuştur. Optimizasyon sonucu bulunan rezonans frekansı ile HFSS simülasyonu sonucu bulunan rezonans frekansı arasındaki hata $\sim 3.07\%$ 'dir.

4.1.2 DVR ve HFSS'ten oluşan karma yöntem ile tasarım

Literatürde dikdörtgen bir mikroşerit silindirik konformal antenin rezonans frekansının hesaplanması için herhangi bir analitik ifade bulunmaması nedeniyle bu çalışmada analitik bir fonksiyon yerine bir model elde etmek için YSA'dan sonra DVR modeli de kullanılmıştır. Silindirik bir yüzeye uydurulmuş (konforme edilmiş) dikdörtgen bir mikroşerit antenin istenen rezonans frekansını elde etmek için DVR modeli yardımıyla rezonans frekanslarını elde etmek için Şekil 4.1'deki sentez prosedürü akış diyagramında verildiği gibi GA kullanılmıştır. DVR modeli Şekil 4.10'da verilmiştir. DVR parametreleri Çizelge 4.4'da verilmiştir.



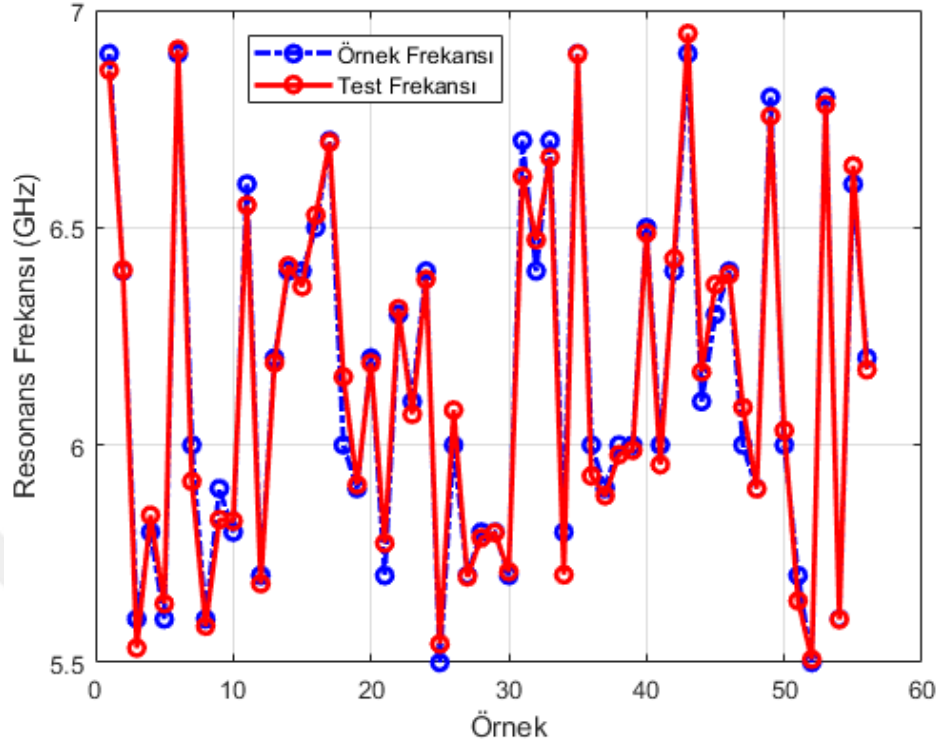
Şekil 4.10 : DVR modeli.

Çizelge 4.4 : DVR parametreleri.

Kernel Fonksiyonu	Radyal Temelli Fonksiyon (RTF)
Düzenleme Parametresi (C)	10^{12}
ϵ	10^{-4}

DVR modeli, Çizelge 4.1'te verilen eğitim paterni ve Çizelge 4.4'te verilen parametreler kullanılarak eğitilmiştir. DVR modelin eğitim süresi 2.92 saniye olarak ölçülmüştür. DVR modelinin ortalama tutarlılığı 99.49% olarak hesaplanmıştır. Eğitilmiş DVR modeli kullanılarak 56 test örneğiyle yapılan test işleminin sonuçları Şekil 4.11'de verilmiştir. Açık olarak görülebilir ki DVR modelinin tutarlılığı YSA

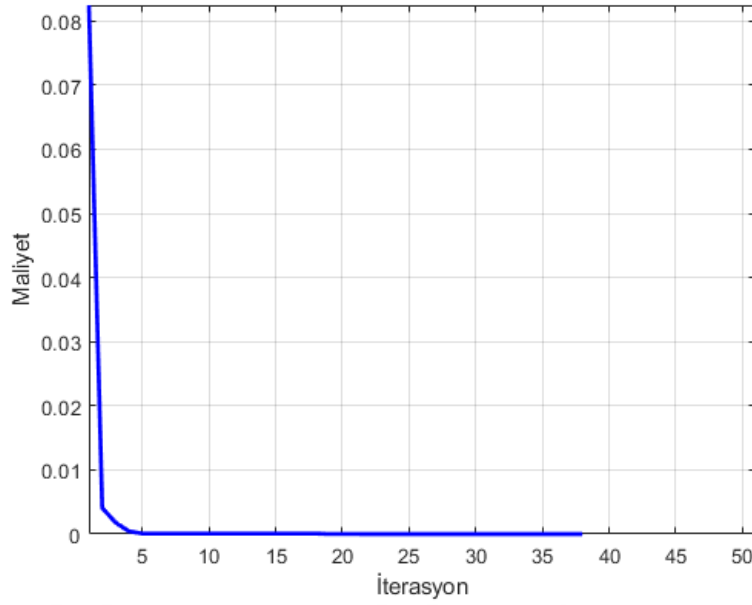
modelinden daha iyidir. Ayrıca DVR modeli daha iyi sonuçları daha hızlı bir şekilde bulmaktadır.



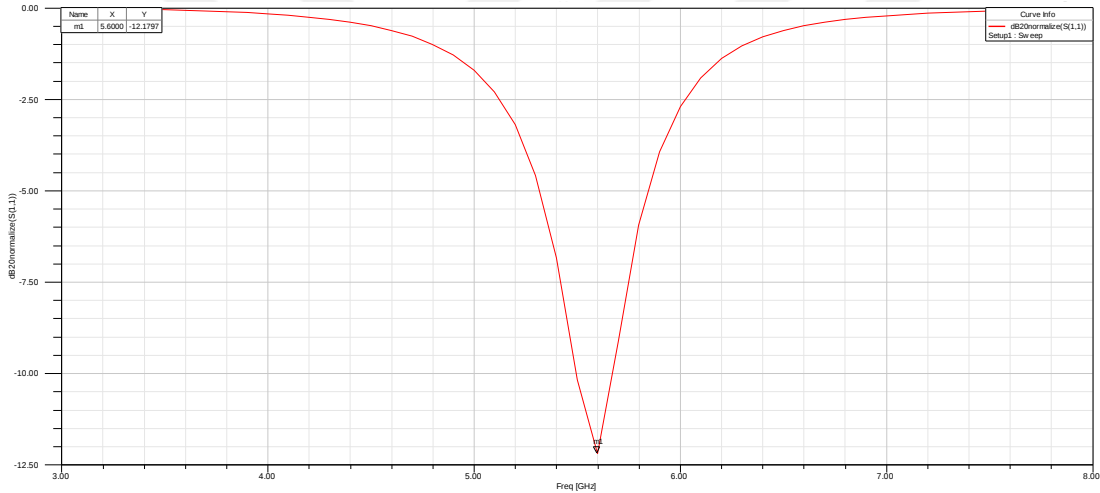
Şekil 4.11 : DVR tarafından eğitilmiş modelle elde edilen test sonuçları.

Eğitilmiş DVR modeli GA içerisinde kullanılarak arzu edilen rezonans frekansını verecek geometrik değişkenler elde edilmiştir. İlk DVR'li optimizasyon örneği olarak hedef rezonans frekansı $f_d = 5.5$ GHz olarak seçilmiştir. İterasyona göre maliyet değişim grafiği Şekil 4.12'de verilmiştir. Hedef rezonans frekansı f_d ilk olarak 5.5 GHz olarak seçilmiştir. Çizelge 4.1'de verilen patern ile eğitilmiş DVR modeli optimizasyonda rezonans frekans üretici olarak görev almaktadır. Topluluktaki her bir kromozmda bulunan L ve W değerlerine göre rezonans frekansını tahmin etmektedir. Denklem (4.1)'de verilen maliyet fonksiyonunu kullanarak her bir kromozomun maliyet değerleri hesaplanmaktadır.

GA 38. iterasyonda yakınsamıştır. Toplam optimizasyon süresi 3.66 saniyedir. $f_d=5.5$ GHz için optimizasyon sonucu elde edilen L ve W değerleri $L=11.87$ mm ve $W=11.96$ mm'dir. Optimizasyon ile bulunan L ve W değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.13'te verilmiştir.



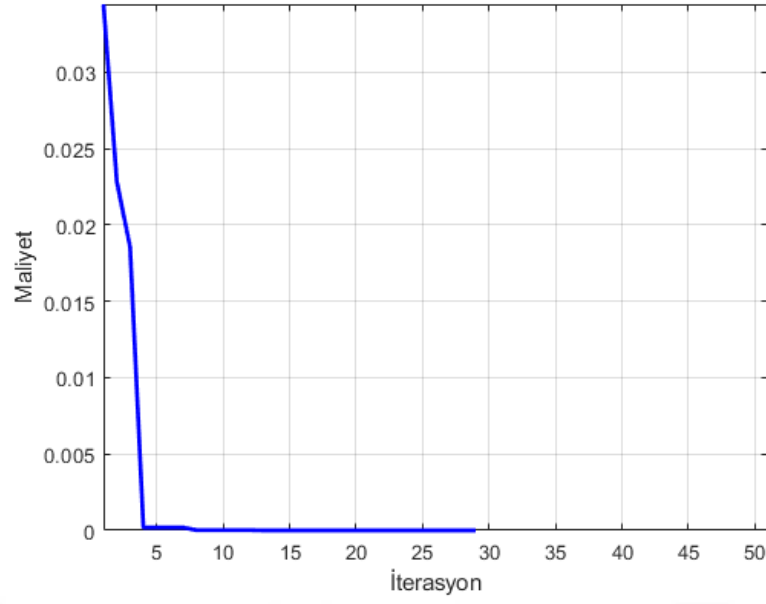
Şekil 4.12 : DVR modeli kullanıldığında $f_d = 5.5$ GHz için GA'nın yakınsaması.



Şekil 4.13 : $L=11.87$ mm ve $W=11.96$ mm için $|S_{11}|$ grafiği ($f_d=5.5$ GHz - DVR) [88].

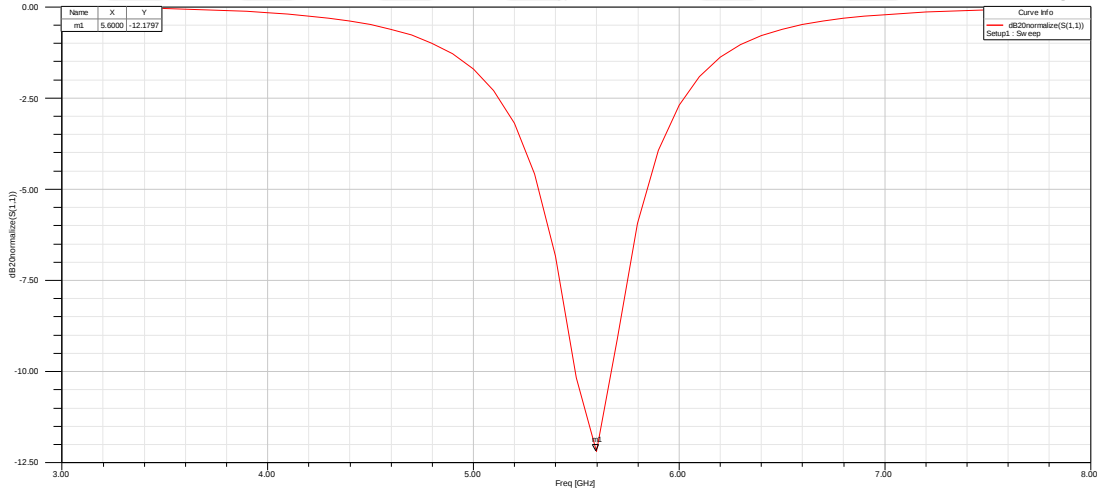
HFSS simülasyonu ile rezonans frekansı 5.6 GHz olarak bulunmuştur. Optimizasyon sonucu bulunan rezonans frekansı ile HFSS simülasyonu sonucu bulunan rezonans frekansı arasındaki hata $\sim 1.81\%$ 'dir.

DVR modeli ile sentez için diğer bir örnek olarak hedef rezonans frekansı $f_d=6.5$ GHz olarak seçilmiştir. $f_d=6.5$ GHz için iterasyon adımına göre topluluktaki en sağlıklı bireyin maliyet değişimi Şekil 4.14'te verilmiştir.



Şekil 4.14 : DVR modeli kullanıldığında $f_d=6.5$ GHz için GA'nın yakınsaması.

GA 29. iterasyonda yakınsamıştır. Toplam optimizasyon süresi 3.37 saniyedir. $f_d=6.5$ GHz için optimizasyon sonucu elde edilen L ve W değerleri $L=9.70$ mm ve $W=12.16$ mm'dir. Optimizasyon ile bulunan L ve W değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.15'te verilmiştir.



Şekil 4.15 : $L=9.70$ mm ve $W=12.16$ mm için $|S_{11}|$ grafiği ($f_d=6.5$ GHz - DVR) [88].

HFSS simülasyonu ile rezonans frekansı 6.6 GHz olarak bulunmuştur. Optimizasyon sonucu bulunan rezonans frekansı ile HFSS simülasyonu sonucu bulunan rezonans frekansı arasındaki hata $\sim\%1.53$ 'tür.

4.1.3 HFSS optimizasyonu ile tasarım

Sonuçları doğruluk ve gerekli süre açısından karşılaştırmak için HFSS'in optimizasyon aracı kullanılmıştır. HFSS optimizasyon aracı, gradyan tabanlı ve arama tabanlı

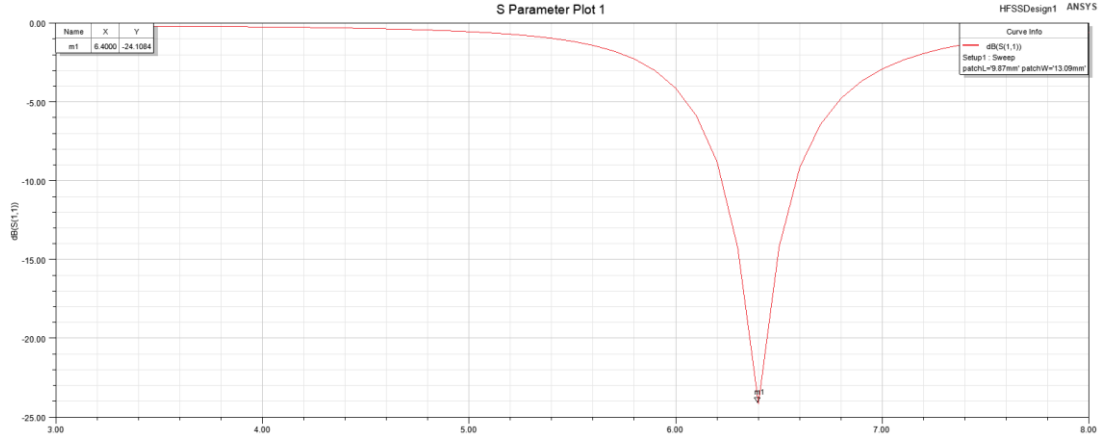
algoritmalar gibi farklı optimizasyon yöntemlerine sahip olması nedeniyle çok kullanışlıdır. Tasarımcılar çeşitli hesaplamalar yaparak optimizasyon ve tasarım parametrelerini belirleyebilir ve hedefleri seçebilir. HFSS'teki optimizasyon aracı, optimizasyon algoritmasında tanımlanan maliyet fonksiyonunun değerini hesaplamak için HFSS'nin kendi sayısal elektromagnetik analiz yöntemini kullanır.

İstenilen rezonans frekansları için antenin yarık boyutlarını tahmin etmek için arama tabanlı GA optimizasyon yöntemi kullanılmıştır. Şekil 4.2'de verilen silindirik konformal anten için HFSS optimizasyonunda arzu edilen rezonans frekansı $f_d=6.5$ GHz olarak seçilmiştir. GA optimizasyon parametreleri Çizelge 4.5'te verilmiştir.

Çizelge 4.5 : HFSS-GA optimizasyon parametreleri.

Parametre	GA
Ebeveyn sayısı (Güncel nesil)	30
Eş sayısı	30
Çocuk sayısı	30
Çaprazlama tipi	Simüle ikili
Mutasyon tipi	Polinom
Sağ kalan sayısı	10
Birey sayısı (Sonraki nesil)	30
Seçilim tipi	Rulet
Seçilim basıncı	10
Maksimum iterasyon sayısı	500
Mutasyon oranı	0.01
Çaprazlama oranı	0.98

Çizelge 4.1'te verilen aynı örnekleme stratejisi, HFSS optimizasyon aracında da kullanılmıştır. HFSS'in GA optimizasyon aracı ile L ve W değerleri sırasıyla 9,87 mm ve 13,09 mm olarak elde edilmiştir. En iyi değere 341. iterasyonda ulaşılmıştır. HFSS optimizasyonu için gereken süre, 2.4 GHz CPU ve 8 GB RAM'e sahip bir bilgisayarda 4 saat 7 dakikadır. Optimizasyon ile bulunan L ve W değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.16'da verilmiştir. Rezonans frekansı 6.4 GHz olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.16 : $L=9,87$ mm ve $W=13,09$ mm için $|S_{11}|$ grafiği ($f_d=6.5$ GHz – HFSS-GA).

4.1.4 Yöntemlerin karşılaştırılması

Bu çalışmada ilk olarak silindirik yüzey üzerine dikdörtgen şekilli konformal antenin istenilen rezonans frekanslarını elde etmek için YSA ve DVR modelleri kullanılarak GA optimizasyonu yapılmıştır. DVR modelinin eğitim süresi ve test sonucu hata oranı YSA modeline göre daha az olduğu görülmüştür. Ayrıca DVR modeli ile yapılan GA optimizasyonu işlemi YSA modeli ile yapıldığına göre sonuçları daha hızlı ve tutarlı bir şekilde vermiştir.

Daha sonra ise YSA ve DVR modelleri ile elde edilen sonuçları doğruluk ve gerekli süre açısından karşılaştırmak için HFSS'in optimizasyon aracı kullanılmıştır. YSA ve DVR modelinin eğitim paternini HFSS üzerinden elde etmek için gereken toplam süre 1 saat 15 dakika idi. HFSS optimizasyonu için gereken süre ise 4 saat 40 dakikadır. YSA-DVR modeli kullanıldığında HFSS optimizasyonu ile elde edilenlerden daha hızlı ve daha doğru bir şekilde istenilen sonucun elde edildiği görülmektedir. YSA modeli yaklaşımı, DVR modeli yaklaşımı ve HFSS optimizasyonu ile elde edilen sonuçlar Çizelge 4.6'da karşılaştırılmıştır.

Çizelge 4.6 : YSA, DVR modeli ve HFSS optimizasyon aracının sonuçlarının karşılaştırılması.

	YSA Modeli	DVR Modeli	HFSS Optimizasyonu
Arzu edilen rezonans frekansı (GHz)	6.5	6.5	6.5
Hesaplanan rezonans frekansı (GHz)	6.3	6.6	6.4
Eğitim süresi	6.31 sn	2.92 sn	-
Test süresi	8.07 sn	3.37 sn	-
Toplam Hesaplama süresi	1 saat 15 dk 14,41 sn	1 saat 15 dk 6,29 sn	4 saat 7 dk

4.2 Silindirik-dikdörtgen Halka Mikroşerit Konformal Anten

Bu çalışmada [90], PSO tabanlı yaklaşım ile YSA ve DVR modelleri kullanılarak konformal (uyarlanabilir) anten sentezi gerçekleştirilmiştir. Konformal antenler kavisli yüzeye sahip yapılar için uygun olan anten tipleridir. Fakat bilindiği kadarıyla konformal antenlerin performans parametrelerini hesaplamak için belirli bir analitik formül yoktur.

Silindirik yüzey üzerine konforme edilmiş dikdörtgen şekilli halka mikroşerit antenin çalışma frekansı YSA ve DVR modelleri kullanılarak elde edilmiştir. Arzu edilen çalışma frekansını elde etmek içinse PSO kullanılmıştır. Önceden eğitilmiş DVR ve YSA modelleri PSO içerisinde çalışma frekansı üretici olarak görev yapmaktadır. PSO, istenilen çalışma frekansını elde etmek için YSA ve DVR modellerinden anten yarık boyutlarını hesaplamak için kullanılır. Şekil 4.17’de sentez prosedürü akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.17 : PSO tabanlı sentez prosedürü akış diyagramı.

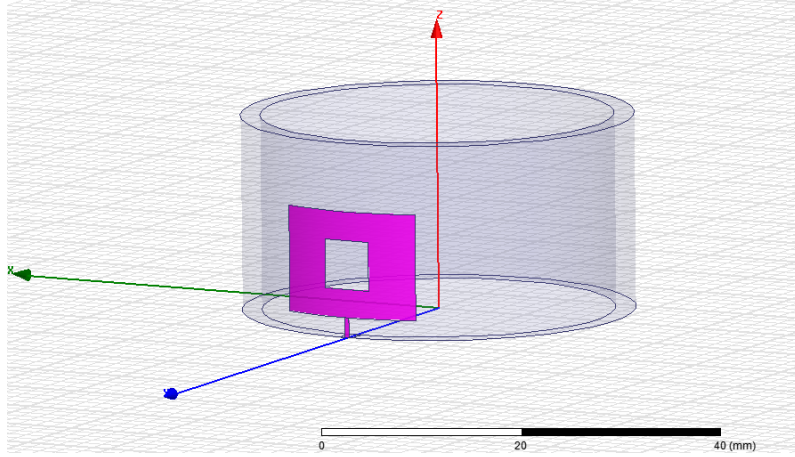
PSO tabanlı yaklaşım, dikdörtgen şekilli halka silindirik konformal antenin rezonans frekansını elde etmek için YSA veya DVR modellerini kullanır. YSA ve DVR modellerinin girişleri dikdörtgen biçimli halka konformal antenin yarık uzunluğu ($yarıkL$) and genişlik ($yarıkW$) değerleridir. YSA ve DVR modelleri verilen $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri için rezonans frekansını elde etmede kullanılmışlardır. PSO ise arzu edilen rezonans frekansını verecek $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerlerini elde etmek için uygulanmıştır.

Bu çalışmada, DVR modeli içerisinde RTF kernelinin yanında bilindiği kadarıyla dalgacık kernel fonksiyonları da anten tasarımında DVR içerisinde ilk defa kullanılmıştır. Dalgacık kernelleri ile tahmin sürecinin hassasiyeti, doğrusal, polinom ve RTF kernellerine göre daha yüksek olmaktadır. Dalgacık fonksiyonlarının ortonormalitesinden dolayı DVR'nin genelleştirme yeteneği de artmaktadır.

HFSS kullanılarak hesaplanan uygun eğitim paterni ile YSA ve DVR modelleri MATLAB kullanılarak eğitilmiştir. Daha sonra PSO'nun başlangıç sürüsü oluşturulmuştur. Sürünün bireyleri olan parçacıklar $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerlerini içeren iki adet değişkene sahiplerdir. Eğitilmiş DVR modelleri her bir parçacık için rezonans frekansını hesaplar. Her bir parçacık için maliyet değeri denklem (4.1) yolu ile hesaplanır. Yerel en iyi ve global en iyi parçacıklar hesaplandıktan sonra parçacıkların hızları ve konumları güncellenir. Daha sonra eğitilmiş YSA veya DVR modelleri ile rezonans frekansları tekrar hesaplanır ve her bir parçacığın maliyeti hesaplanır. İstenilen rezonans frekansı elde edilene kadar optimizasyon devam eder.

Bu çalışmada; silindirik yüzeye uydurulmuş dikdörtgen biçimli halka anten kullanılmıştır. Dielektrik geçirgenliği $\epsilon_r=4.7$ ve $h=2$ mm kalınlığı olan FR-4 alt tabakası kullanılmıştır. Yama antenin boyutları $L = 10.9\text{mm}$ ve $W = 15.5\text{mm}$ olarak seçilmiştir. Mikroşerit hat beslemeli silindirik konformal halka antenin geometrisi ve HFSS çizimi Şekil 4.18'de verilmiştir.

İlk olarak DVR'nin YSA'ya olan üstünlüğünü göstermek için eğitim ve test sonuçları karşılaştırılmıştır. Eğitim paterni HFSS kullanılarak oluşturulmuştur. Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi Çizelge 4.7'de verilmiştir. Patern kümesindeki bir eleman için HFSS simülasyonu ~1 dakika 18 saniye, bütün patern için HFSS simülasyonu ~1 saat 15 dakika sürmüştür. Kullanılan bilgisayar 2.4 GHz CPU ve 8 GB RAM'e sahiptir.

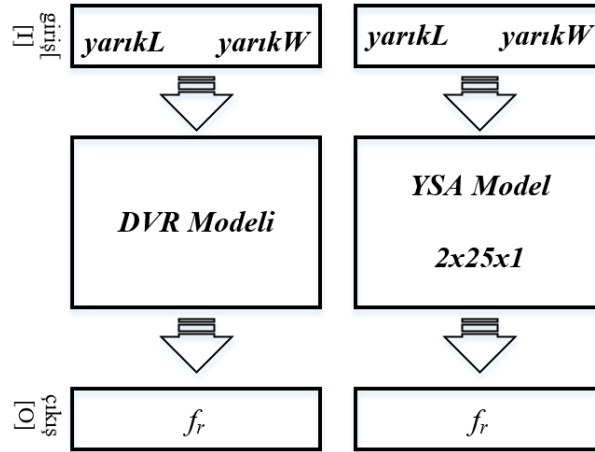


Şekil 4.18 : Silindirik konformal dikdörtgen mikroşerit halka anten HFSS çizimi [90].

Çizelge 4.7 : Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi.

Parametre	Değer ve Aralık
Yarık uzunluğu (<i>yarıkL</i>)	$2mm \leq yarıkL \leq 9mm$
Yarık genişliği (<i>yarıkW</i>)	$2mm \leq yarıkW \leq 9mm$
Toplam örnek sayısı	225
Eğitim örnekleri sayısı	190
Test örnekleri sayısı	35

Çalışmada kullanılan YSA ve DVR modelinin girişleri [*yarıkL yarıkW*] vektörlerini içerirken, çıkış rezonans frekansı [*f_r*] vektörünü içerir. YSA ve DVR modelleri Şekil 4.19’da verilmiştir. DVR parametreleri Çizelge 4.8’de verilmiştir.

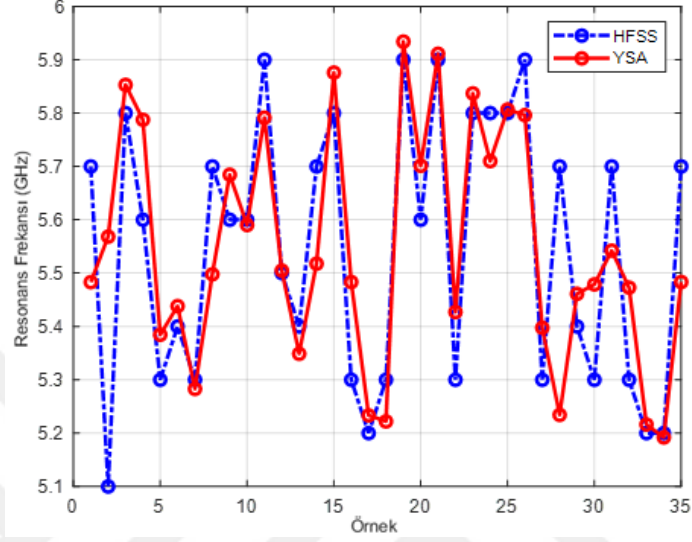


Şekil 4.19 : Silindirik konformal dikdörtgen mikroşerit halka anten HFSS çizimi.

Çizelge 4.8 : DVR parametreleri.

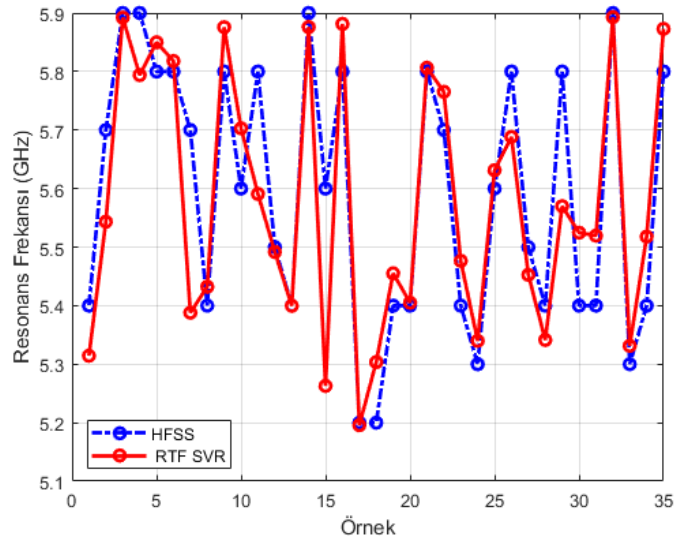
Düzenleme Parametresi (C)	1.077×10^{11}
ϵ	5.722×10^{-4}
σ	12.8698
a	3.5

İlk olarak YSA modeli Çizelge 4.1’de verilen eğitim paterni kullanılarak ile eğitilmiştir. Ağ tipi olarak İBGYA ve eğitimde LM algoritması seçilmiştir. İBGYA’ nın eğitim süresi 5.31 saniye olarak kaydedilmiştir. 35 test örneğiyle yapılan test sonuçları Şekil 4.20’de verilmiştir. YSA modelinin ortalama tutarlılığı %97.43 olarak hesaplanmıştır.



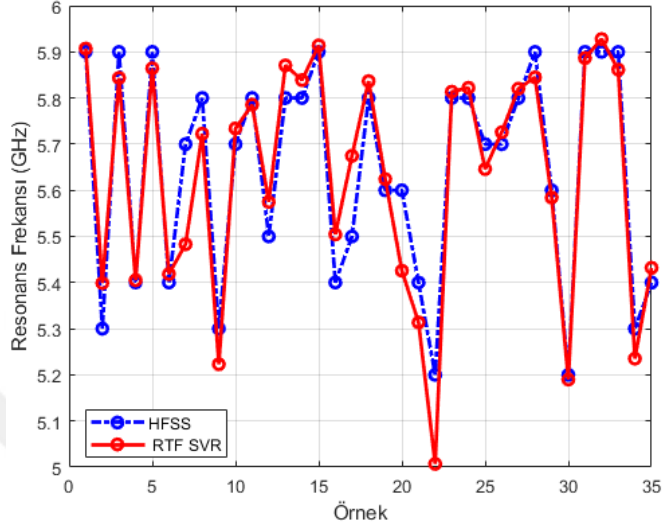
Şekil 4.20 : YSA ile eğitilmiş modelle test sonuçları.

Daha sonra DVR modeli Çizelge 4.7’de verilen eğitim paterni ve Çizelge 4.8’de verilen parametreler kullanılarak ilk olarak (3.23) ile verilen “RTF kerneli” ile eğitilmiştir. DVR modelin eğitim süresi 2.824 saniye olarak ölçülmüştür. RTF kerneli kullanan DVR modelinin ortalama tutarlılığı %98.49 olarak hesaplanmıştır. RTF kerneli kullanan eğitilmiş DVR modeli kullanılarak 35 test örneğiyle yapılan test işleminin sonuçları Şekil 4.21’de verilmiştir.



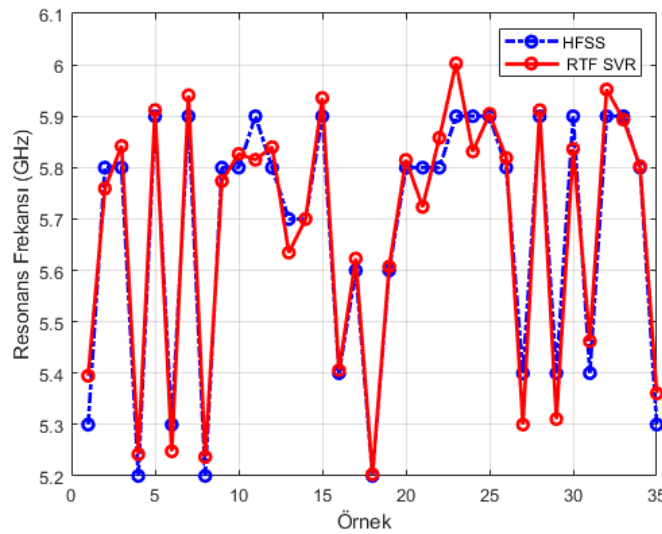
Şekil 4.21 : RTF kerneli kullanan DVR tarafından eğitilmiş modelle test sonuçları.

Bir sonraki aşamada DVR modeli (3.28) ile verilen “Morlet kerneli” kullanılarak eğitilmiştir. DVR modelin eğitim süresi 2.378 saniye olarak ölçülmüştür. Morlet kerneli kullanan DVR modelinin ortalama tutarlılığı %98.93 olarak hesaplanmıştır. Morlet kerneli kullanan eğitilmiş DVR modeli kullanılarak yapılan test işleminin sonuçları Şekil 4.22’de verilmiştir.



Şekil 4.22 : Morlet kerneli kullanan DVR ile eğitilmiş modelle test sonuçları.

Son olarak DVR modeli, (3.29) ile verilen “Mexican-hat kerneli” kullanılarak eğitilmiştir. Eğitim süresi 2,32 saniyedir. Mexican-hat kernel ile DVR ile elde edilen ortalama doğruluk %99.09 olarak bulunmuştur. Mexican-hat kerneli kullanan eğitilmiş DVR modeli kullanılarak yapılan test işleminin sonuçları Şekil 4.23’te verilmiştir.



Şekil 4.23 : Mexican-hat kerneli kullanan DVR ile eğitilmiş modelle test sonuçları.

YSA modeli ile ve RTF, Morlet ve Mexican-hat kernelleri kullanılarak DVR modeli ile yapılan 10 bağımsız çalışma ile elde edilen sonuçlar Çizelge 4.9’da özetlenmiştir. Morlet ve Mexican-hat dalgacık kernel fonksiyonları ile elde edilen sonuçlar YSA ve RTF kerneli kullanıldığı duruma göre daha hızlı ve daha hassas olarak elde edilmiştir.

Çizelge 4.9 : DVR modelinde farklı kernel fonksiyonları kullanılarak elde edilen sonuçların karşılaştırılması.

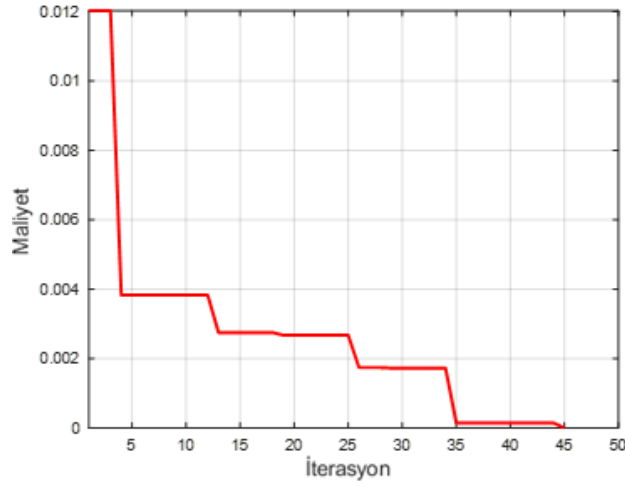
	YSA	RTF	Morlet	Mexican-hat
Eğitim süresi (sn)	5,31	2,87	2,36	2,31
Doğruluk (%)	97,43	98,39	98,91	98,94

Şekil 4.18’de verilen silindirik dikdörtgen şekilli halka konformal anten yapısı için PSO, YSA veya DVR modelleri yolu ile konformal antende istenilen rezonans frekansını sağlayacak $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerlerini elde etmek için kullanılır. Eğitim için Çizelge 4.7’de verilen patern seçilmiştir. DVR ve YSA modellerini eğitmek için 190 eğitim paterni kullanılmıştır. Optimizasyon parametreleri Çizelge 4.10’da verilmiştir.

Çizelge 4.10 : PSO optimizasyon parametreleri.

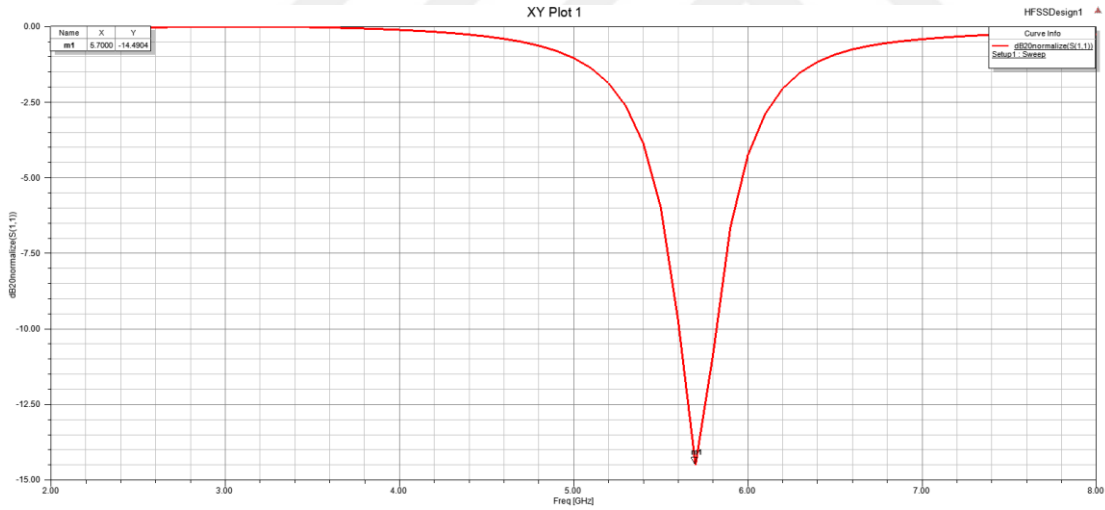
Parametre	Değer
Parçacık Sayısı (Q)	50
Nesil Sayısı (M)	50
Değişken sayısı (N)	2
c_1	1
c_2	2
$yarıkL$ ve $yarıkW$ için optimizasyon aralığı	[2mm,9mm]

İlk olarak YSA modeli eğitilmiştir. Eğitilmiş YSA modeli rezonans frekanslarını elde etmek için optimizasyon algoritmasında kullanılmıştır. Sürüdeki her bir parçacıkta bulunan $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerlerine göre rezonans frekansını tahmin etmektedir. Denklem (4.1)’de verilen maliyet fonksiyonunu kullanılarak her bir parçacığın maliyet değerleri hesaplanmaktadır. $f_d=5.5$ GHz için iterasyon adımına göre topluluktaki en sağlıklı bireyin maliyet değişimi Şekil 4.24’te verilmiştir.



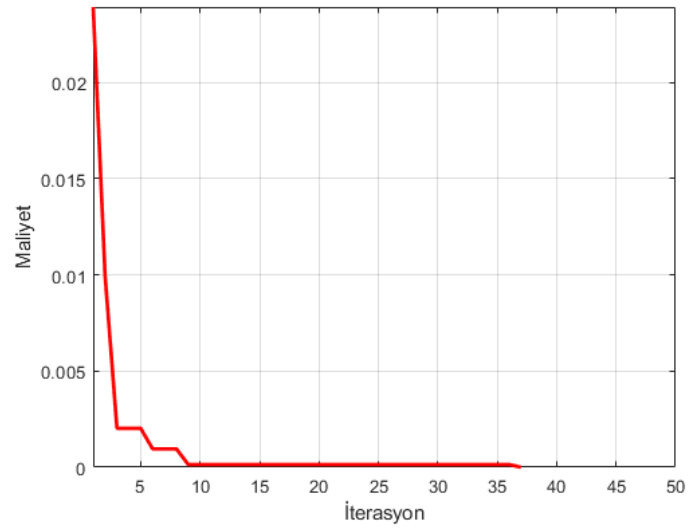
Şekil 4.24 : YSA modeli ile $f_d=5.5\text{GHz}$ için PSO'nun yakınsaması.

PSO 45. iterasyonda yakınsamıştır. Toplam optimizasyon süresi 6.54 saniyedir. $f_d=5.5$ GHz için optimizasyon sonucu elde edilen $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri $yarıkL=5.41$ mm ve $yarıkW=9.00$ mm'dir. Optimizasyon ile bulunan $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.25'te verilmiştir. HFSS simülasyonu ile rezonans frekansı 5.7 GHz olarak bulunmuştur.



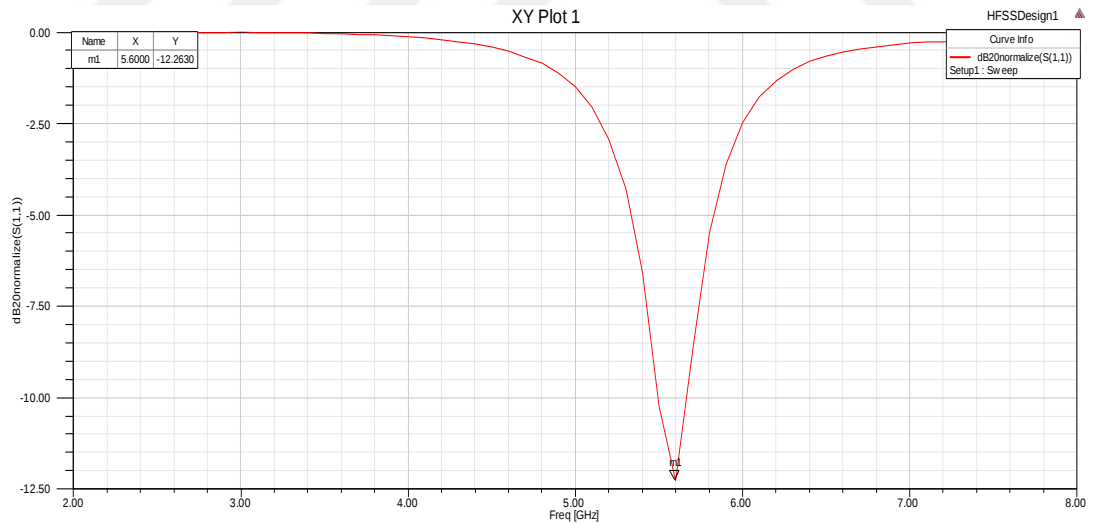
Şekil 4.25 : $yarıkL=5.41$ mm ve $yarıkW=9.0$ mm için $|S_{11}|$ grafiği (YSA) [90].

Daha sonra DVR modeli ilk olarak RTF kerneli kullanılarak eğitilmiştir. RTF ile eğitilmiş DVR modeli rezonans frekanslarını elde etmek için optimizasyon algoritmasında kullanılmıştır. Hedef rezonans frekansı $f_d=5.5$ GHz olarak seçilmiştir. Sürüdeki her bir parçacıkta bulunan $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerlerine göre rezonans frekansını tahmin etmektedir. Denklem (4.1)'de verilen maliyet fonksiyonunu kullanarak her bir parçacığın maliyet değerleri hesaplanmaktadır. İterasyon adımına göre topluluktaki en sağlıklı bireyin maliyet değişimi Şekil 4.26'da verilmiştir.



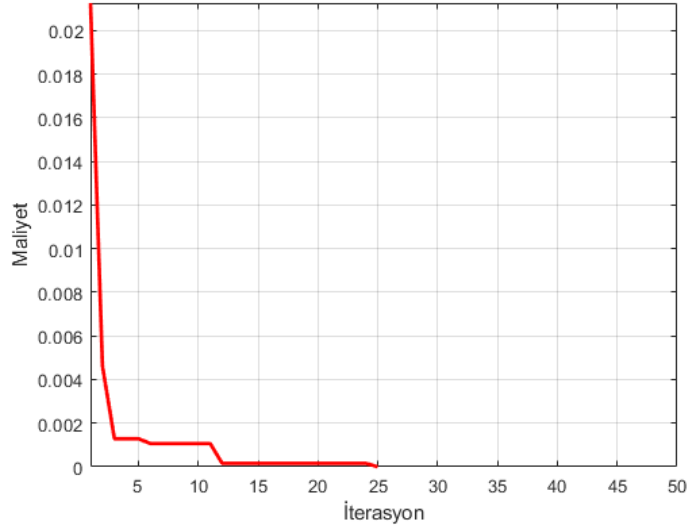
Şekil 4.26 : RTF kerneli kullanan DVR modeli ile $f_d=5.5\text{GHz}$ için PSO'nun yakınsaması.

PSO 37. iterasyonda yakınsamıştır. Toplam optimizasyon süresi 3.81 saniyedir. $f_d=5.5\text{GHz}$ için optimizasyon sonucu elde edilen $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri $yarıkL=7.14\text{ mm}$ ve $yarıkW=5.50\text{ mm}$ 'dir. Optimizasyon ile bulunan $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.27'de verilmiştir. HFSS simülasyonu ile rezonans frekansı 5.6 GHz olarak bulunmuştur.



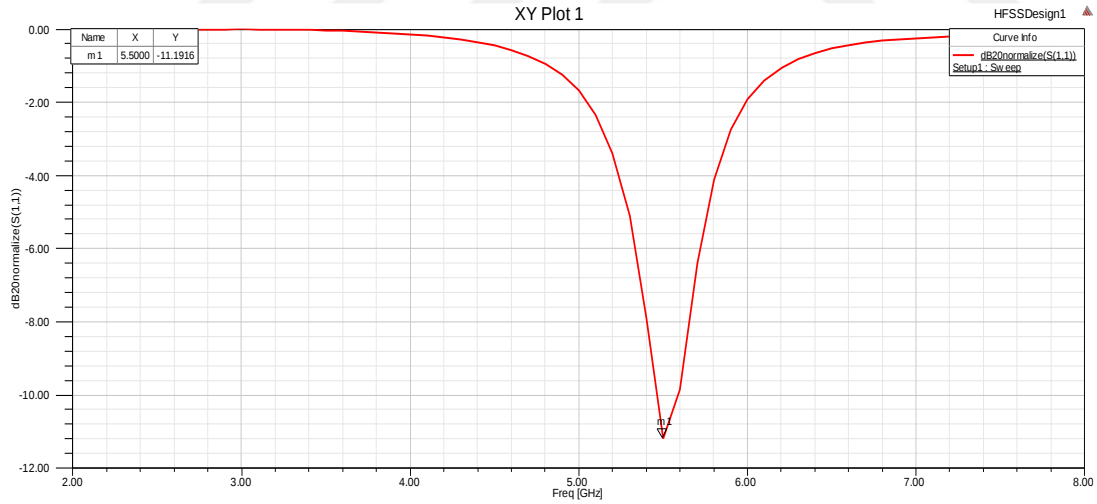
Şekil 4.27 : $yarıkL=7.14\text{ mm}$ ve $yarıkW=5.50\text{ mm}$ için $|S_{11}|$ grafiği (RTF-DVR) [90].

DVR modeli ikinci olarak Morlet kerneli kullanılarak eğitilmiştir. Morlet kerneli ile eğitilmiş DVR modeli rezonans frekanslarını elde etmek için optimizasyon algoritmasında kullanılmıştır. Hedef rezonans frekansı $f_d=5.5\text{ GHz}$ olarak seçilmiştir. İterasyon adımına göre topluluktaki en sağlıklı bireyin maliyet değişimi Şekil 4.28'de verilmiştir.



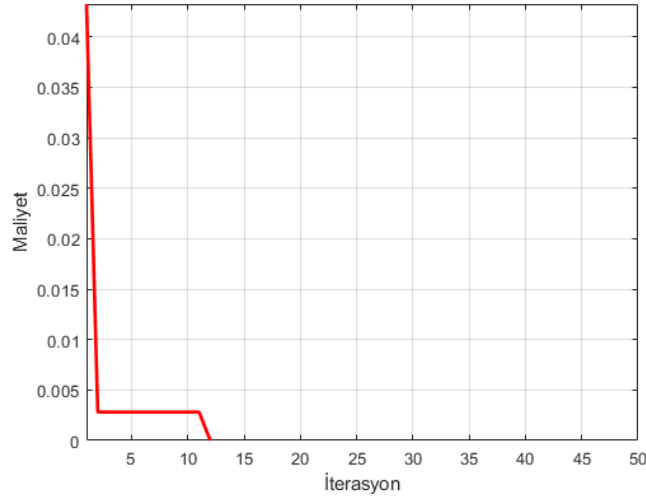
Şekil 4.28 : Morlet kerneli kullanan DVR modeli ile $f_d=5.5\text{GHz}$ için PSO'nun yakınsaması.

PSO 18. iterasyonda yakınsamıştır. Toplam optimizasyon süresi 3.51 saniyedir. $f_d=5.5\text{GHz}$ için optimizasyon sonucu elde edilen $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri $yarıkL=5.78\text{ mm}$ ve $yarıkW=5.80\text{ mm}$ 'dir. Optimizasyon ile bulunan $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.29'da verilmiştir. HFSS simülasyonu ile rezonans frekansı 5.5 GHz olarak bulunmuştur.



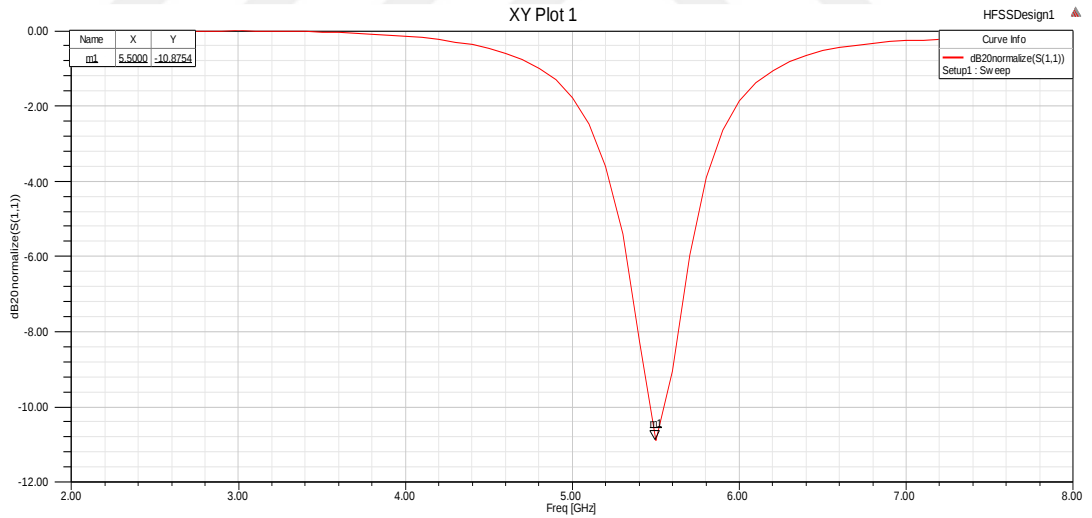
Şekil 4.29 : $yarıkL=5.78\text{ mm}$ ve $yarıkW=5.80\text{ mm}$ için $|S_{11}|$ grafiği (Morlet-DVR) [90].

Son olarak, DVR modeli Mexican-hat kerneli kullanılarak eğitilmiştir. Mexican-hat kerneli ile eğitilmiş DVR modeli rezonans frekanslarını elde etmek için optimizasyon algoritmasında kullanılmıştır. Hedef rezonans frekansı $f_d=5.5\text{ GHz}$ olarak seçilmiştir. İterasyon adımına göre topluluktaki en sağlıklı bireyin maliyet değişimi Şekil 4.30'da verilmiştir.



Şekil 4.30 : Mexican-hat kerneli kullanan DVR modeli ile $f_d = 5.5\text{GHz}$ için PSO'nun yakınsaması.

PSO 12. iterasyonda yakınsamıştır. Toplam optimizasyon süresi 3.30 saniyedir. $f_d = 5.5\text{GHz}$ için optimizasyon sonucu elde edilen $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri $yarıkL = 7.32\text{ mm}$ ve $yarıkW = 5.97\text{ mm}$ 'dir. Optimizasyon ile bulunan $yarıkL$ ve $yarıkW$ değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.31'de verilmiştir. HFSS simülasyonu ile rezonans frekansı 5.5 GHz olarak bulunmuştur.



Şekil 4.31 : $yarıkL = 7.32\text{ mm}$ ve $yarıkW = 5.97\text{ mm}$ için $|S_{11}|$ grafiği (Mexican-hat-DVR) [90].

Bu çalışmada silindirik yüzey üzerine dikdörtgen şekilli halka konformal antenin istenilen rezonans frekanslarını elde etmek için YSA ve DVR modelleri kullanılarak PSO tabanlı yaklaşım yapılmıştır. DVR modeli, RTF yanı sıra dalgacık kernelleri kullanılarakta eğitilmiştir. Morlet ve Mexican-hat dalgacık kerneli ile yapılan eğitim işlemlerinde eğitim süresi ve test sonucu hata oranı RTF kerneli kullanılan modelinkine göre daha az olduğu görülmüştür. Ayrıca YSA ve farklı kerneller

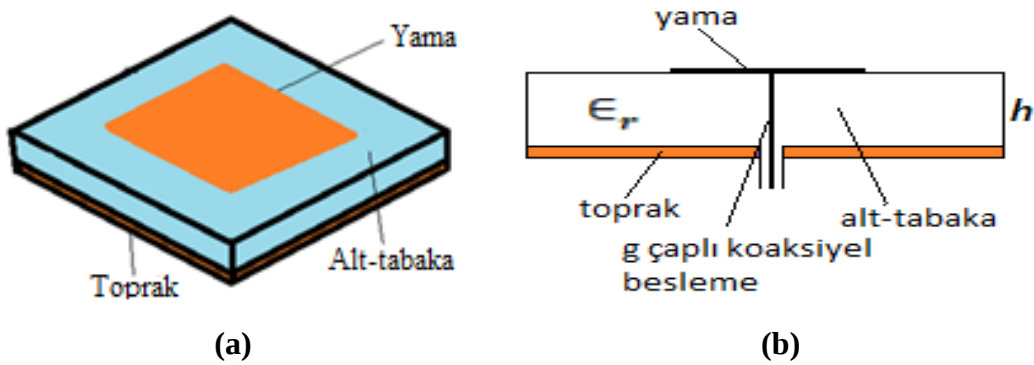
kullanılarak DVR modeli ile yapılan PSO işleminde, dalgacık kerneli kullanıldığında elde edilen sonuçlar YSA ve RTF kerneli DVR modelleri kullanıldığında elde edilen sonuçlara göre daha hızlı ve tutarlı bir olmuştur.

4.3 Çift-bandlı İki-yarıklı Dikdörtgen Mikroşerit Anten

Bu çalışmada [91], DVR yaklaşımı kullanılarak WLAN frekans bantlarında çalışan çift yarıklı anten sentezi yapılmıştır. Mikroşerit antenler küçük boyut, düşük maliyet, üretim kolaylığı, kullanılabilirlik ve entegrasyon gibi özellikleri sayesinde son yıllarda büyük ilgi çekmiştir. Mikroşerit antenlerin performanslarını geliştirmek amacıyla literatürde çeşitli yöntemler sunulmuştur. En çok kullanılan yöntemlerden birisi anten yamasına yarık eklenmesidir. Farklı anten yapıları için çeşitli yarık tipleri kullanılabilir. Fakat, her bir yarık çeşidi için mikroşerit antenlerin performans parametrelerini elde etmekte genel bir analitik eşitlik yoktur. Nümerik hesaplamaların ve elektromagnetik simülasyonların hesaplama maliyetleri çok yüksek ve hesaplama süreleri çok uzun olur. Performans parametrelerini elde etmek için tasarımcılar genellikle deneme-yanılma yöntemini kullanırlar. Bu da tasarımda harcanan zamanı artırır, ayrıca doğru sonuç bulunması da garanti edilemez.

DVR, arzu edilen çalışma frekanslarını veren dikdörtgen mikroşerit antenin yarık boyutlarını tahmin etmek kullanılmıştır. WLAN frekans bantlarında (2.4 GHz ve 5 GHz) çalışan koaksiyel beslemeli çift yarıklı dikdörtgen mikroşerit anten (DMAÇY) tasarlanmıştır.

İlk olarak analitik fonksiyonlar kullanılarak klasik dikdörtgen mikroşerit anten (DMA) tasarlanmıştır. Şekil 4.32’de koaksiyel beslemeli DMA’nın üstten ve yandan görünüşü verilmiştir.



Şekil 4.32 : Koaksiyel beslemeli DMA: (a) Üstten görünüş. (b) Yandan görünüş.

İstenilen bir çalışma frekansı f_r için anten yama genişliği (W) [1];

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (4.2)$$

ile hesaplanır. Burada, c boşluktaki ışık hızı ve ϵ_r anten alt-tabakasının bağıl dielektrik geçirgenliğidir. Efektif bağıl geçirgenlik [1];

$$\epsilon_{reff} = \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right] + \left[\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right] \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1/2} \quad (4.3)$$

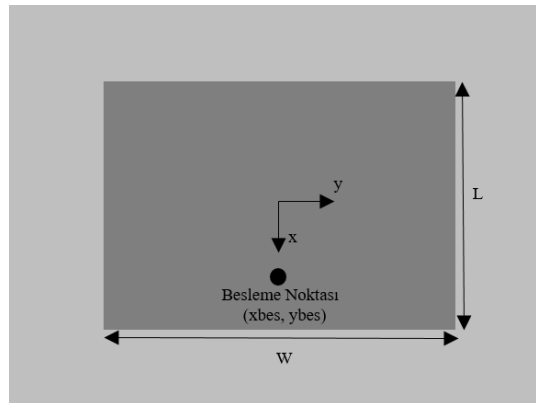
ile verilir. Burada h anten alt-tabakasının yüksekliğidir. Anten yama uzunluğu (L) [1];

$$L = \left[\frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \right] - 2\Delta L \quad (4.4)$$

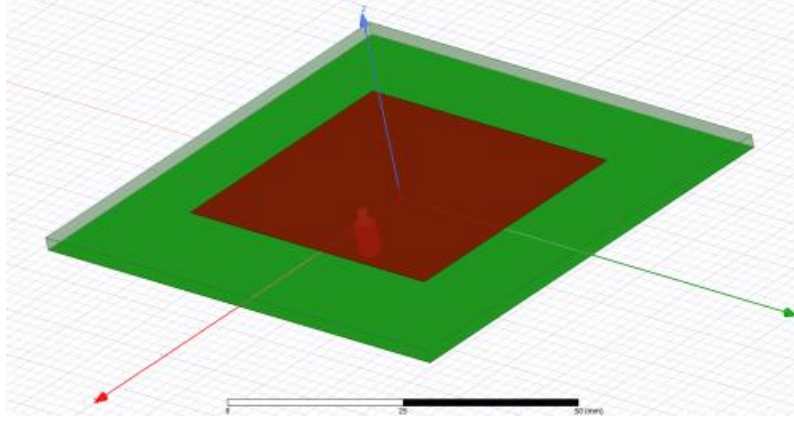
ile bulunur. Burada ΔL , saçaklanan alanların etkisinden dolayı anten uzunluğundaki genişletmedir [1]:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.5)$$

Klasik DMA'nın uzunluk (L) ve genişlik (W) değerleri (4.2-4.5) kullanılarak hesaplanır. İstenilen rezonans frekansı 2.46 GHz olarak seçilmiştir. Anten alt-tabakası kayıp tanjantı 9×10^{-4} , dielektrik geçirgenliği 2.2 ve kalınlığı 2 mm olan Rogers RT/duroid 5880 olarak seçilmiştir. L ve W sırasıyla 38.6 mm ve 47.5 mm olarak hesaplanmıştır. Besleme noktası parametrik analiz ile $x_{bes}=7.75$ mm and $y_{bes}=0$ mm olarak seçilmiştir. DMA'nın şematik gösterimi Şekil 4.33'te, HFSS çizimi ise 4.34'te verilmiştir.

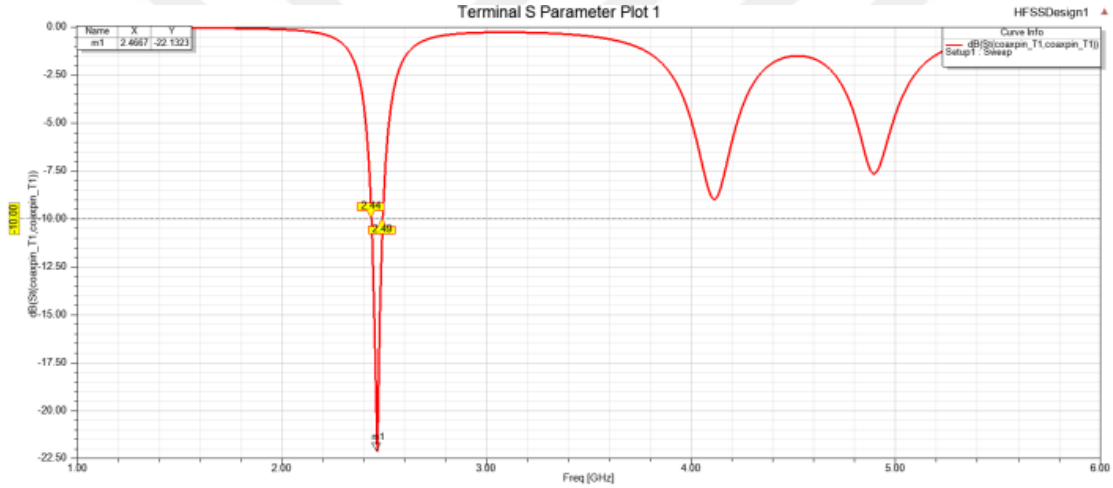


Şekil 4.33 : DMA şematik gösterimi.

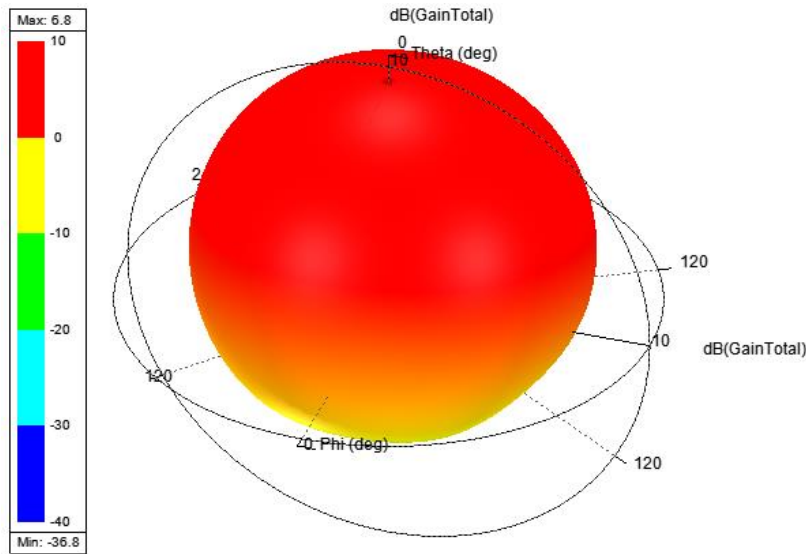


Şekil 4.34 : DMA HFSS çizimi [91].

DMA'nın HFSS ile elde edilen $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.35'te gösterilmiştir. Rezonans frekansı 2.46 GHz olarak elde edilmiştir. 10-dB bant genişliği ise 50 MHz'dir. DMA için 3-boyutlu kazanç grafiği Şekil 4.36'da verilmiştir.



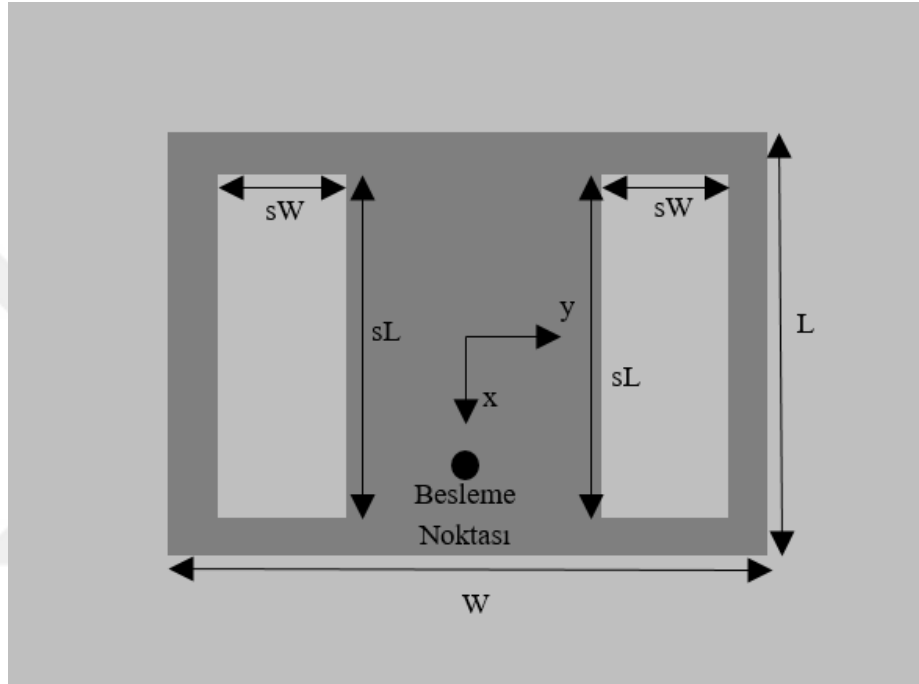
Şekil 4.35 : DMA $|S_{11}|$ grafiği [91].



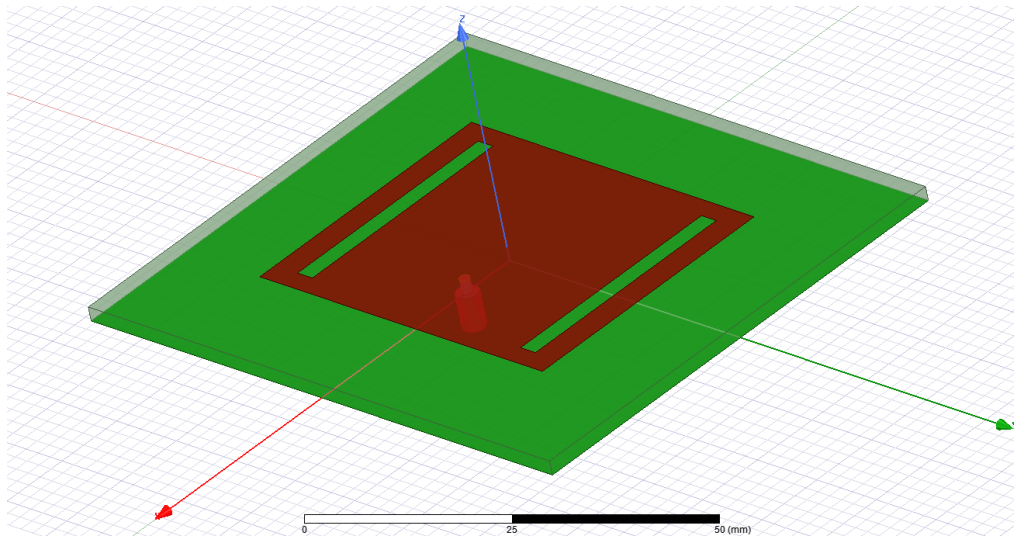
Şekil 4.36 : DMA 3-boyutlu kazanç grafiği [91].

Daha sonra istenilen çift bant özelliğini sağlayacak ve anten performansını iyileştirecek yarıklar DMA yaması üzerine eklenmiştir. DMAÇY'nin şematik gösterimi Şekil 4.37'de, HFSS çizimi ise 4.38'de verilmiştir.

Mexican-Hat dalgacık kerneli içeren DVR modeli kullanılarak istenilen rezonans frekanslarını sağlayacak Çift-yarıklı Dikdörtgen Mikroşerit Anten (DMAÇY)'in yarık uzunluk (sL) ve genişlik (sW) değerleri elde edilmiştir. İstenilen iki rezonans frekansı (f_{r1} ve f_{r2}) DVR modelin girdileri, sL ve sW değerleri ise çıktılarıdır.



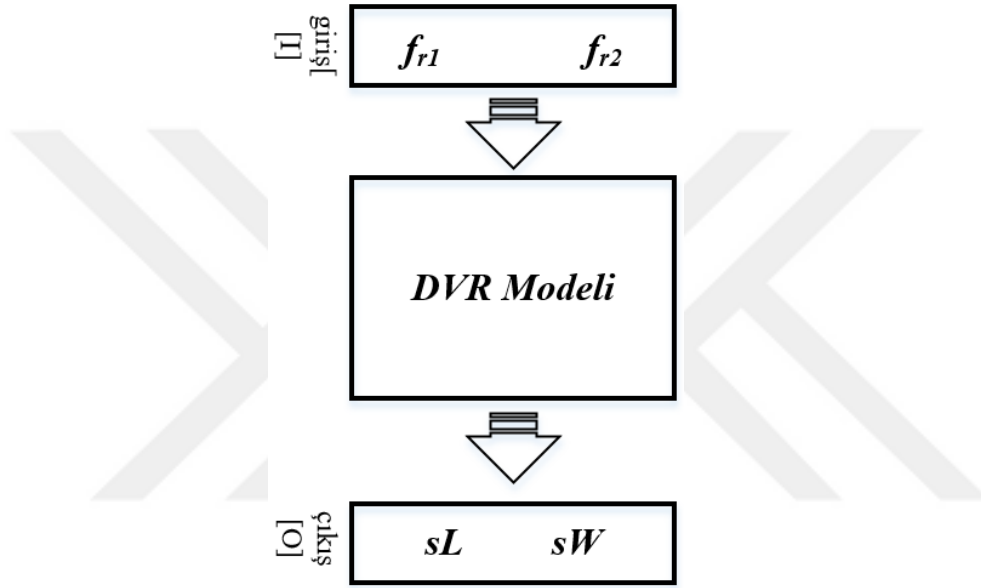
Şekil 4.37 : DMAÇY şematik gösterimi.



Şekil 4.38 : DMAÇY HFSS çizimi [91].

Anten alt-tabakası bir önceki DMA ile aynı olacak şekilde kayıp tanjantı 9×10^{-4} , dielektrik geçirgenliği 2.2 ve kalınlığı 2 mm olan Rogers RT/duroid 5880 olarak seçilmiştir. L ve W değerleri sırasıyla 38.6 mm ve 47.5 mm ve besleme noktası ise $x_{bes}=7.75$ mm ve $y_{bes}=0$ mm olarak DMA ile aynı seçilmiştir. Yarıkların geometrik merkezi ise $x=0$ mm ve $y=\pm 18.75$ mm'dir.

DVR modeli Şekil 4.39'da gösterilmiştir. Uygun bir eğitim paterni oluşturmak için HFSS kullanılmıştır. Örneklem stratejisi Çizelge 4.11'de ve DVR parametreleri Çizelge 4.12'de verilmiştir.



Şekil 4.39 : DVR modeli.

Çizelge 4.11 : Eğitim ve test paternlerinin örneklem stratejisi.

Parametre	Değer ve Aralık
Yarık uzunluğu (sL)	$1mm \leq sL \leq 20mm$
Yarık genişliği (sW)	$1mm \leq sW \leq 30mm$
Toplam örnek sayısı	269
Eğitim örnekleri sayısı	219
Test örnekleri sayısı	50

Çizelge 4.12 : DVR parametreleri.

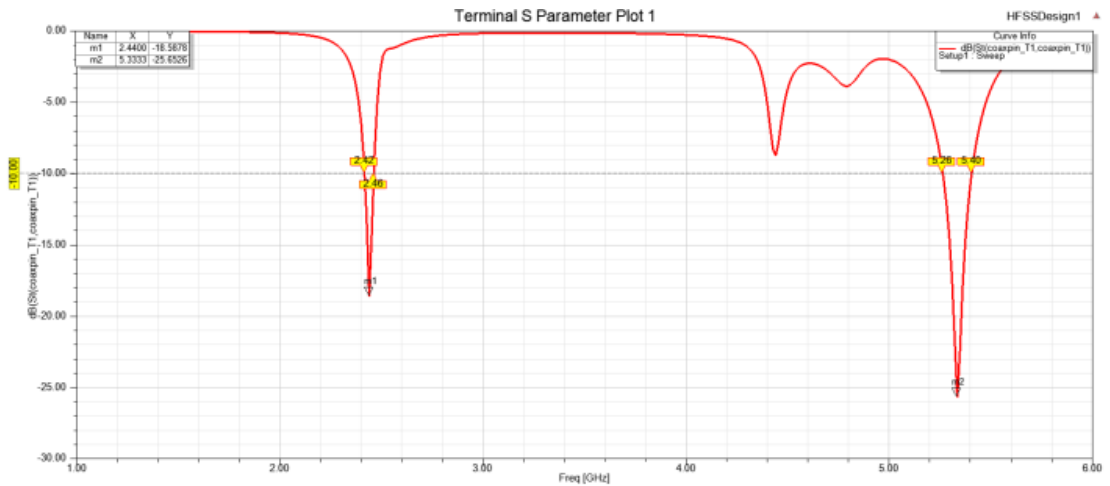
Kernel Fonksiyonu	Mexican-hat
Düzenleme Parametresi (C)	1.057×10^{11}
ϵ	10-4
a	3.5

DVR modeli; Çizelge 4.11’de verilen eğitim paterni ve Çizelge 4.12’de listelenen parametreler kullanılarak eğitilmiştir. Eğitim süresi 2.73 saniyedir. 50 örnekle yapılan test sonucu ortalama hassasiyet %98.90 olarak hesaplanmıştır.

Şekil 4.39’da verilen DVR modelinde de görüldüğü gibi önceki çalışmalardan farklı olarak DVR modelinin girdilerini frekans değerleri çıktılarını ise yarık değerleri oluşturmaktadır. DVR modeli ters şekilde eğitilerek (frekanslar girdi, geometrik parametreler çıktı) ayrıca bir optimizasyon yöntemi ile istenilen değere ulaşma gereği ortadan kaldırılmıştır.

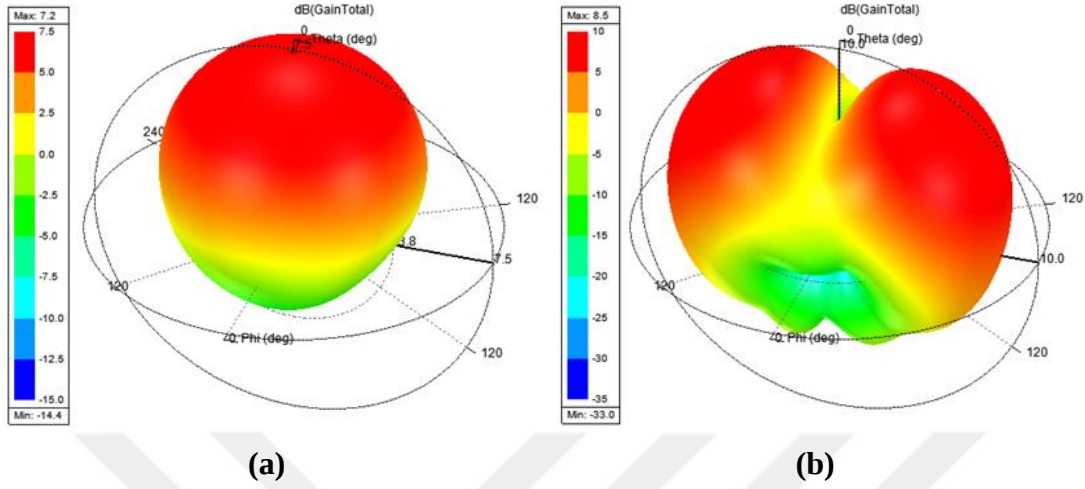
Eğitim paterninin oluşturulduğu HFSS parametrik analizinde girdiler yarık değerleri iken çıktılar frekans değerleridir. Bu değerleri içeren matris HFSS’ten dışarıya MATLAB’e aktarılır. MATLAB’te DVR modeli eğitilirken bu aktarılan matris ters şekilde çalıştırılır. Eğitimin girdileri frekans değerleri çıktıları yarık değerleridir. Böylece eğitilmiş bir DVR modeli arzu edilen frekans değerleri için gereken yarık değerlerini herhangi bir dış optimizasyon yöntemi kullanımına gerek kalmadan verir.

Eğitilmiş DVR modeli arzu edilen rezonans frekansı için sL ve sW değerlerini elde etmede kullanılmıştır. İstenilen rezonans frekansları WLAN uygulamaları için $f_{r1}=2.4$ GHz ve $f_{r2}=5.3$ GHz bantları olarak seçilmiştir. DVR modeli ile elde edilen sL ve sW değerleri sırasıyla 33 mm ve 2.5 mm’dir. Bulunan yarık boyutları kullanılarak yapılan HFSS simülasyonu ile elde edilen $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.40’ta gösterilmiştir. Rezonans frekansları 2.44 GHz ve 5.33 GHz olarak elde edilmiştir. 10-dB bant genişliği ise 40 MHz ve 140 MHz’dir.



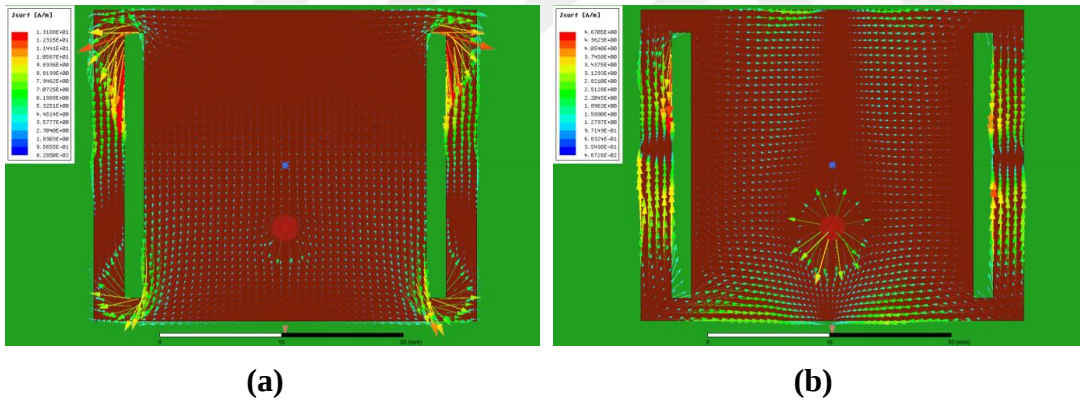
Şekil 4.40 : DMAÇY $|S_{11}|$ grafiği [91].

DMAÇY için kazanç grafikleri 2.44 GHz ve 5.33 GHz için sırasıyla Şekil 4.41a ve 4.41b’de verilmiştir. Anten kazancı rezonans 2.44 GHz frekansında 7.2 dB ve 5.33 GHz frekansında 8.5 dB olarak elde edilmiştir.



Şekil 4.41 : DMAÇY kazanç grafiği: (a) 2.44 GHz. (b) 5.33 GHz [91].

Yüzey akım dağılımları 2.44 GHz ve 5.33 GHz frekansları için sırasıyla Şekil 4.42a ve 4.42b’de verilmiştir.



Şekil 4.42 : DMAÇY yüzey akım dağılımları: (a) 2.44 GHz. (b) 5.33 GHz [91].

DMA ve DVR kullanılarak elde edilen DMAÇY’nin performans ve geometrik parametrelerin karşılaştırılması Çizelge 4.13’te yapılmıştır.

Bu çalışmada, WLAN frekansları için yarıklı ve yarıksız DMA tasarımı yapılmıştır. İlk olarak, geleneksel bir DMA analitik formüller kullanılarak tasarlanmıştır. Ardından, DMAÇY için HFSS üzerinden DVR modeli oluşturulmuştur. DVR modeli, istenen rezonans frekansını veren yarık uzunluğu ve yarık genişliği değerlerini bulmak için kullanılmıştır. İstenen rezonans frekansları için DVR modelinden elde edilen yarık

boyutlarını kullanarak HFSS simülasyonu gerçekleştirilmiştir. DMA ve DMAÇY'nin HFSS simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.

Çizelge 4.13 : DMA ve DMAÇY sonuçlarının karşılaştırılması.

Parametre	DMA	DMAÇY
L (mm)	38.6	38.6
W (mm)	47.5	47.5
Alt-tabaka bağıl dielektrik sabiti (ϵ_r)	2.2	2.2
Kayıp tanjantı ($\tan\delta$)	9×10^{-4}	9×10^{-4}
Alt-tabaka kalınlığı (mm)	2	2
Besleme noktası (mm)	$x=7.75, y=0$	$x=7.75, y=0$
Yarık merkez noktaları (mm)	-	$x=0, y=\pm 18.75$
$sL \times sW$ (mm)	-	33×2.5
Çalışma frekansı (GHz)	2.46	2.44 ve 5.33
Bantgeniřlięi (MHz)	50	40 ve 140
Kazanç (dB)	6.8	7.2 ve 8.5

4.4 Üç-bandlı Üç-yarıkli Mikroşerit Anten

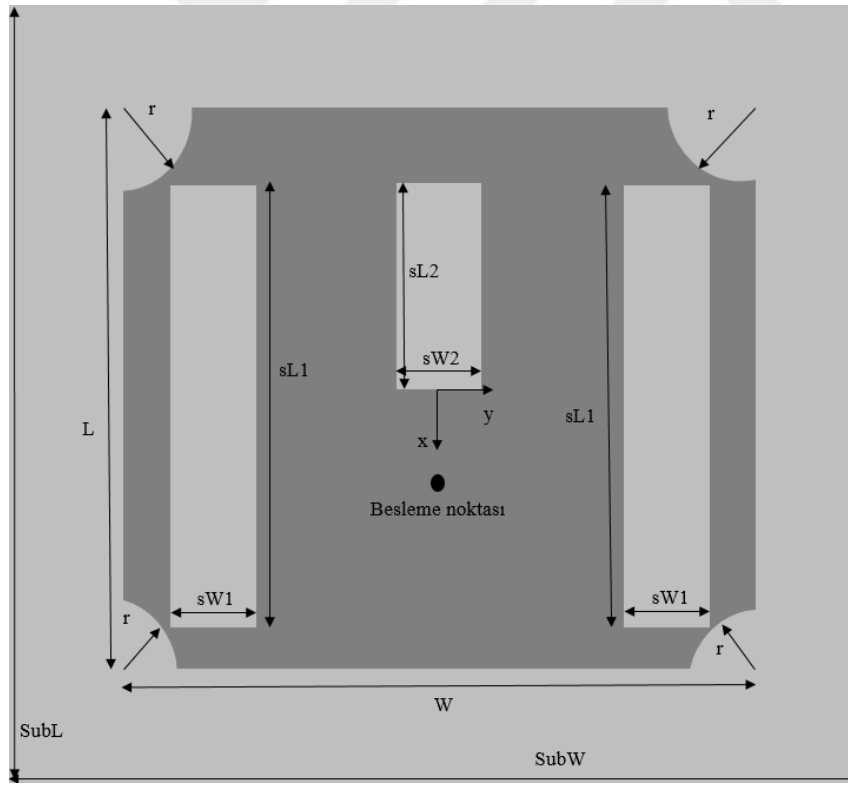
Bu çalışmada [92], üç bantta çalışan bir mikroşerit yama anten tasarımında EH tabanlı bir yöntem kullanılmıştır. İstenen performansı sağlayacak rezonans frekansı ve kazanç değerleri, bir DVR modeli kullanılarak elde edilmiştir. İstenilen kazanç değerleri ile üçlü bantta çalışan bir anten elde etmek için anten yaması üzerine çoklu yarıkli ve ark kesiği [93–96] uygulanmıştır. Arzu edilen üçlü bantın rezonans frekansları, kablosuz yerel ağın (WLAN) 2,4 ve 5 GHz bantlarında ve 5G'nin n80 (4,4–4,9 GHz) bandı olarak [62] seçilmiştir. Sunulan bu çalışmada temel olarak iki yenilik bulunmaktadır. İlk yenilik üç bantlı antenin yeni yapısı, diğer yenilik ise DVR kullanılarak tasarlanan üç bantlı bir antenin ilk kez gerçekenmesidir. Önerilen anten tasarım yönteminin performansını doğrulamak için simülasyon ve gerçekleme sonuçları sunulmuştur. Ayrıca elde edilen performans, literatürde verilen birçok anten tasarımı ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar önerilen yaklaşımın üstünlüğünü göstermektedir.

İlk olarak, geleneksel bir DMA (4.2-4.5) kullanılarak tasarlanmıştır. Anten taban malzemesi gerçeklemeye yönelik olarak 2.33 bağlı geçirgenlik, 0.787 mm kalınlık ve 0.0012 kayıp tanjantı ile Rogers RT/duroid 5870 [97] olarak seçilmiştir. DMA istenilen rezonans frekansı 2.4 GHz, WLAN temel frekansı olarak seçilmiştir. (4.2-

4.5) kullanılarak, anten yama boyutları L ve W sırasıyla 38,6 mm ve 47,5 mm olarak hesaplanmıştır. Ardından en iyi yansıma katsayısını ve giriş empedansını sağlayacak yarıksız mikroşerit yama anteninin rezonans frekansını 2,4 GHz'e yakın olacak şekilde ayarlayacak besleme konumunu elde etmek için bir HFSS parametrik analiz gerçekleştirilmiştir. Besleme noktası parametrik analiz ile $x_{bes}=7.75$ mm and $y_{bes}=0$ mm olarak elde edilmiştir.

Daha sonra, çoklu bant özelliği elde etmek için aynı yama boyutlarına ve tabana sahip geleneksel mikroşerit antene çoklu yarıklar eklenmiştir. Ardından, kazanç performansını iyileştirmek için antenin dört köşesine ark kesiği tekniği [93–95] uygulanmıştır.

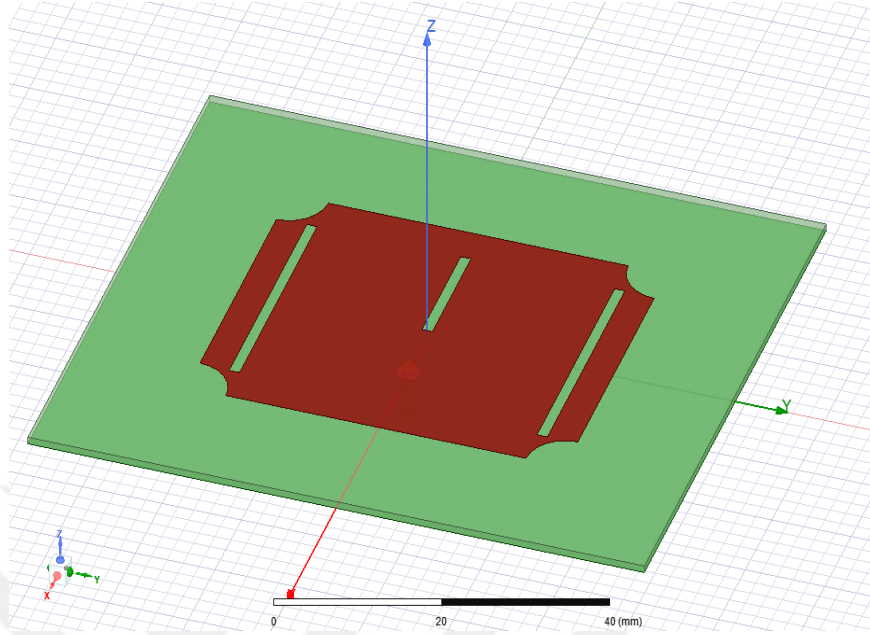
Üç yarıklı yay kesikli dikdörtgen mikroşerit antenin (DMAÜYAK) şematik gösterimi Şekil 4.43'te, HFSS çizimi ise 4.44'te verilmiştir. Şekil 4.43'te; L anten uzunluğu, W anten genişliği, $sL1$ ve $sL2$ yarık uzunlukları, $sW1$ ve $sW2$ yarık genişlikleri ve r ise yay kesiği yarıçapıdır.



Şekil 4.43 : DMAÜYAK şematik gösterimi.

İki büyük yarık için merkez noktaları, yarıkların besleme noktasından uzakta olmasını ve anten yamasının kenarına çok yakın olmamasını sağlayacak şekilde seçilmiştir. Küçük yarığın merkez noktası ise, anten yamasının üst yarısında bulunur. Böylece

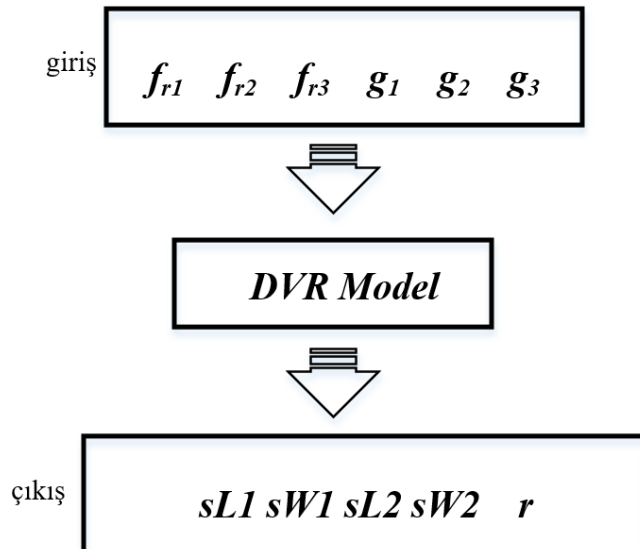
yarıkların birbiriyle, besleme noktasıyla ve anten yaması kenarlarıyla çakışmaması sağlanır.



Şekil 4.44 : DMAÜYAK HFSS çizimi [92].

Yarıkların başlangıç konumları rastgele seçilmiştir. Daha sonra istenen frekans bantlarına yakın frekans değerleri sağlayan slotların konumlarını belirlemek için HFSS üzerinden parametrik analiz birkaç adımda gerçekleştirilmiştir. Yarıkların geometrik merkezleri $x_1 = 0$ mm, $y_1 = -19,35$ mm'ye eşittir; $x_2 = -7,32$ mm, $y_2 = 0$ mm; ve sırasıyla $x_3 = 0$ mm, $y_3 = 19,35$ mm.

Denklem (3.29)'da verilen Mexican-hat dalgacık kerneli [31,32] içeren DVR modeli Şekil 4.45'te gösterilmiştir.



Şekil 4.45 : DVR modeli.

DVR modelinin girdileri f_{r1} , f_{r2} , f_{r3} üçlü bant rezonans frekansları ve bu frekanslarda g_1 , g_2 , g_3 istenen minimum kazançlardır. DVR modelinin çıktıları, DMAÜYAK'ın yarık uzunluğu ve genişliği değerleri ($sL1$, $sL2$, $sW1$, $sW2$) ve yay kesiği yarıçapıdır (r).

Uygun eğitim ve test modellerini oluşturmak için HFSS'nin parametrik analiz aracı kullanılmıştır. Parametrik analiz, yarık boyutlarına ve ark kesiklerinin yarıçaplarına bağlı olarak rezonans frekanslarını ve kazanç değerlerini elde etmek için kullanılır. Eğitim ve test paternleri için örnekleme stratejisi Çizelge 4.14'te verilmiştir.

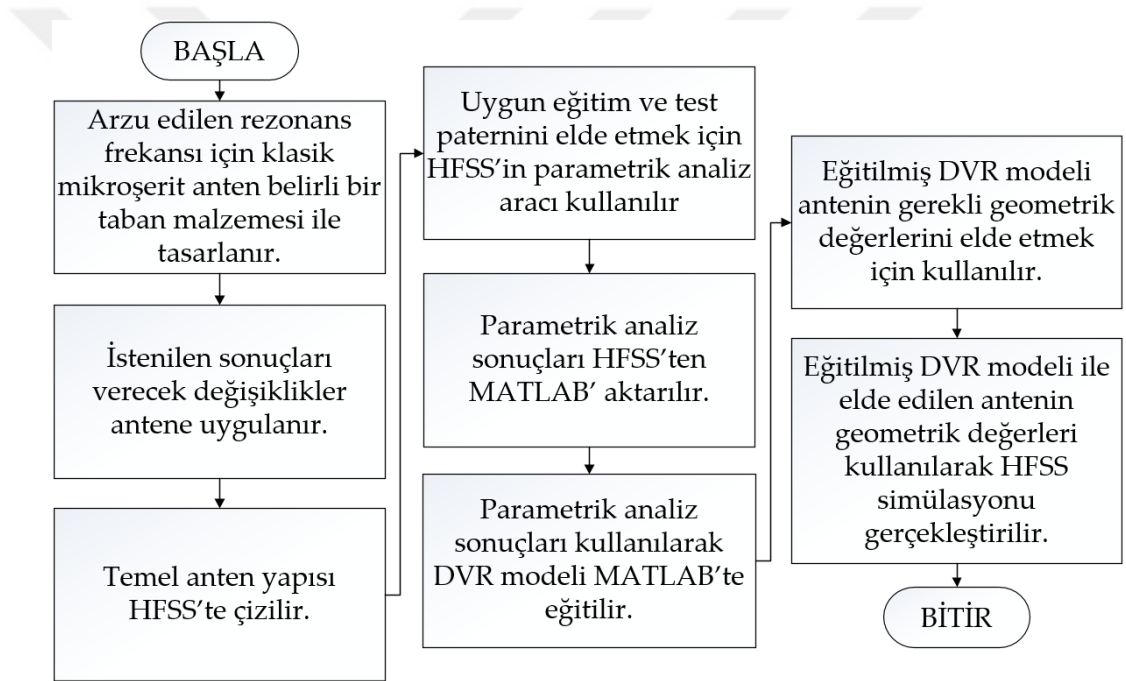
Çizelge 4.14 : Eğitim ve test paternlerinin örnekleme stratejisi.

Parametre	Değer ve Aralık
Yarık genişliği 1 ($sW1$)	$0.5 \text{ mm} \leq sW1 \leq 10 \text{ mm}$
Yarık genişliği 2 ($sW2$)	$0.5 \text{ mm} \leq sW2 \leq 10 \text{ mm}$
Yarık uzunluğu 1 ($sL1$)	$10 \text{ mm} \leq sL1 \leq 30 \text{ mm}$
Yarık uzunluğu 2 ($sL2$)	$0.5 \text{ mm} \leq sL2 \leq 15 \text{ mm}$
Yay Kesik Yarıçapı (r)	$0.5 \text{ mm} \leq r \leq 5 \text{ mm}$
Eğitim Örnekleri Sayısı	1100
Test Örnekleri Sayısı	149
Toplam Örnek Sayısı	1249

Antenden istenen performans özelliklerini elde edebilecek şekilde eğitim ve test paternlerini oluşturmak için örnekleme stratejisinde geniş bir aralıkta seçilen farklı değerler kullanılır. EH yöntemlerinde seçilen veri seti, öğrenilmesi gereken aralığın tüm kısımlarını kapsamalıdır. Yarık boyutlarının aralığı ve ark kesiklerinin yarıçapları; yarıkların ve kesiğin birbiriyle, besleme noktasıyla ve antenin kenarlarıyla çakışmamasını sağlayacak şekilde seçilmiştir. Örneklerin arasındaki adım boyutu, örnek sayısını belirlemektedir. Adım boyutları rastgele seçilir. Ancak, bilgisayarın hesaplama yükünü artırmamak için çok küçük değerlerden kaçınılmaktadır. Örnek sayısı (varyasyonlar), bilgisayarın hesaplama gücü ile sınırlıdır.

Tasarım prosedürü Şekil 4.46'da akış diyagramı ile özetlenmiştir. Parametrik analizden sonra, HFSS'nin tüm parametrik analiz verileri MATLAB'e aktarılır. Veri setinin bazı elemanları test örnekleri olarak ayrılır ve geri kalanlar MATLAB'te DVR modelini eğitmek için kullanılır. İstenen kernel fonksiyonu, gerekli parametreler aracılığıyla MATLAB'te seçilir ve oluşturulur. Doğrusal kısıtlı regresyon probleminin dual formu ilgili parametrelerle (kernel fonksiyonu, C , ε) MATLAB'te yazılır. Dual

form, doğrusal kısıtlara sahip bir konveks amaç fonksiyonuna sahiptir. Bu nedenle, probleme global bir çözüm garanti edilir. Dual problemin optimal çözümü, ikinci dereceden bir programlama çözümü kullanılarak elde edilebilir ve böylece Lagrange çarpanları elde edilir. Bu çalışmada ikinci dereceden programlama çözümü olarak MATLAB'in “quadprog” fonksiyonu kullanılmıştır. β ve λ , ikinci dereceden bir programlama çözümü aracılığıyla elde edilir ve w değerleri güncellenir. Bayas (b) değerleri, eğitim modeli değerlerinin çıktısı ile ağırlık değerleri arasındaki farka göre güncellenir. Denklem (3.12)'de verilmiş olan regresyon problemi; λ , b elde edilerek ve kernel fonksiyonu kullanılarak çözülür. Bu şekilde eğitilmiş bir DVR modeli elde edilir. Bu eğitilmiş model, modelin doğruluğunu (hassasiyetini) veren test hatasını hesaplamak için kullanılabilir.



Şekil 4.46 : Tasarım prosedürü akış diyagramı.

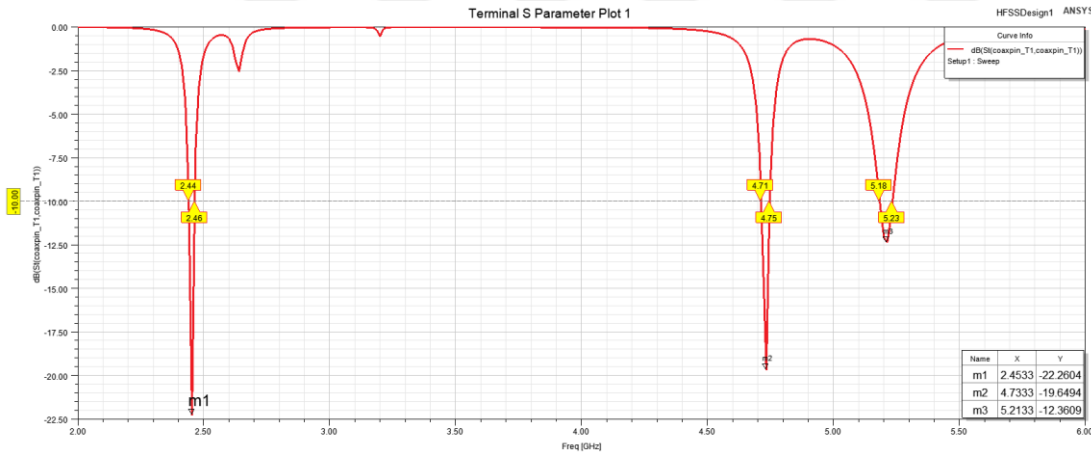
Mexican-hat dalgacık kernel fonksiyonu ile ilgili DVR model parametreleri Çizelge 4.15'te verilmiştir. 4.0 GHz CPU ve 16 GB RAM'e sahip bir bilgisayar kullanılarak toplam 1249 örnekle eğitim ve test paternlerinin HFSS simülasyonu 2 saat 36 dakika sürmüştür. Çizelge 4.15'te verilen ilgili parametreleri uygulayarak DVR modelini MATLAB aracılığıyla eğitmek için toplam 1100 eğitim örneği kullanılmıştır. En iyi performansı veren DVR parametreleri seçilmiştir. Eğitim süresi 2,8 sn'dir. Kalan 149 test örneği ile yapılan testlerde ortalama doğruluk %98,35 olarak elde edilmiştir.

Çizelge 4.15 : DVR model parametreleri.

Kernel Fonksiyonu	Mexican-hat dalgacık
Düzenleme Parametresi (C)	2×10^{12}
ϵ	5×10^{-4}
a	2.97

Eğitilmiş DVR modeli, istenen rezonans frekansları ve istenen minimum kazançları sağlayacak DMAÜYAK'ın geometrik değerlerini ($sL1$, $sL2$, $sW1$, $sW2$ ve r) elde etmek için kullanılmıştır. İstenen giriş rezonans frekansları WLAN ve 5G (n80) için $f_{r1} = 2,4$ GHz, $f_{r2} = 4,7$ GHz ve $f_{r3} = 5,3$ GHz bantları ve arzu edilen minimum kazanç $g = 5$ dB olarak seçilmiştir.

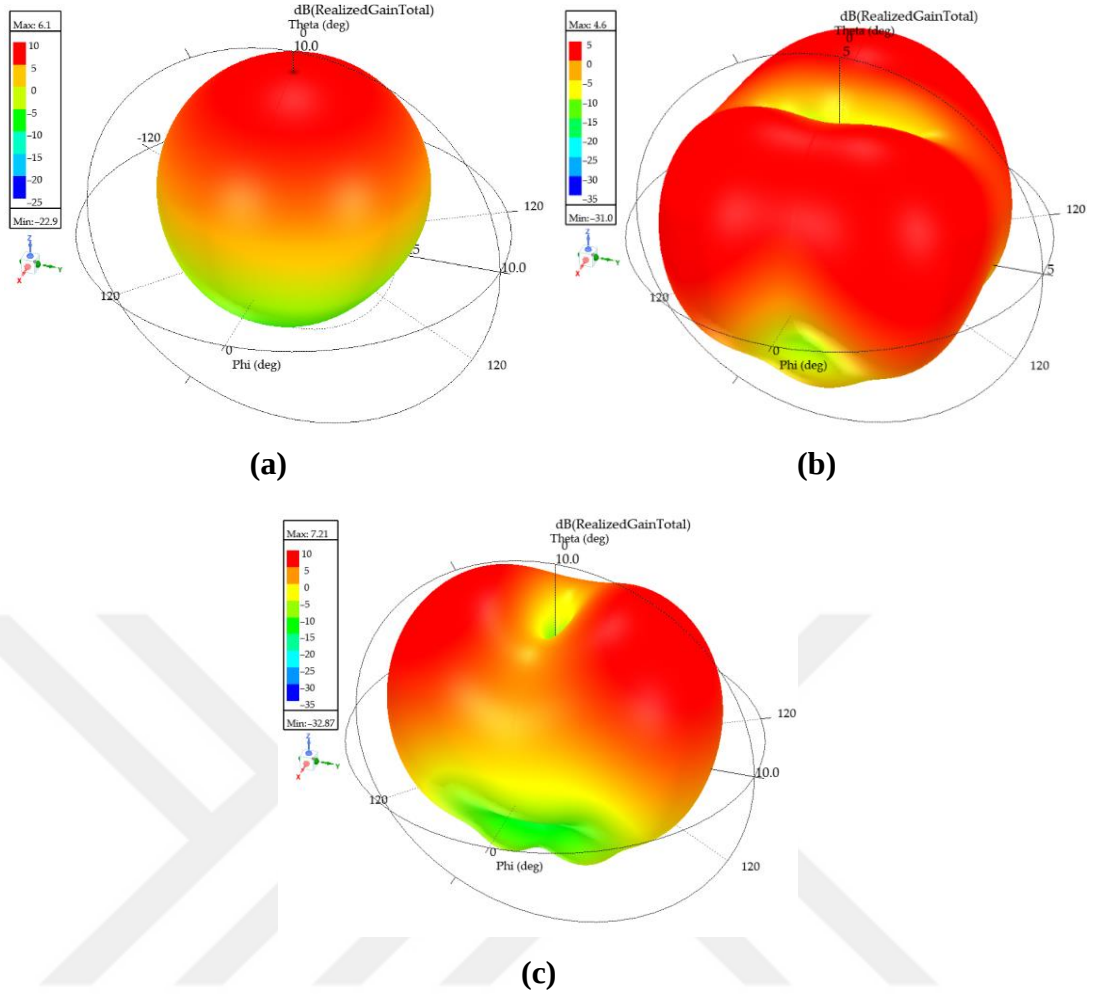
Eğitilmiş DVR modeli kullanılarak DMAÜYAK'ın geometrik değerleri $sW1 = 1,3$ mm, $sW2 = 0,65$ mm, $sL1 = 29,3$ mm, $sL2 = 14,70$ mm ve $r = 4,9$ mm olarak hesaplanmıştır. Eğitilmiş DVR modeli ile elde edilen DMAÜYAK'ın geometrik parametre değerleri ($sL1$, $sL2$, $sW1$ ve $sW2$ ve r) kullanılarak HFSS simülasyonu gerçekleştirilmiştir. DMAÜYAK'ın $|S_{11}|$ grafiği Şekil 4.47'de gösterilmektedir.



Şekil 4.47 : DMAÜYAK $|S_{11}|$ grafiği.

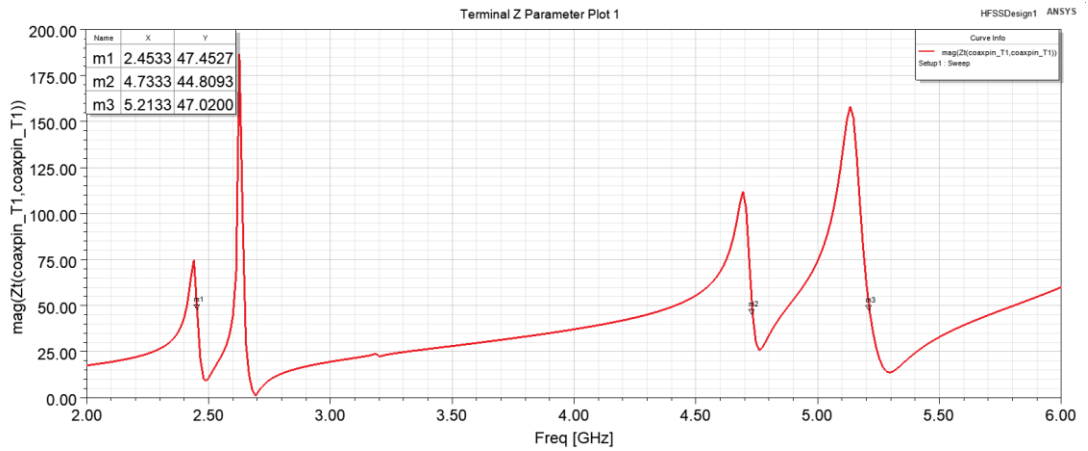
Elde edilen rezonans frekansları 2,45 GHz, 4,73 GHz ve 5,21 GHz'dir. Bu frekanslarda 10-dB bant genişlikleri sırasıyla 20 MHz, 40 MHz ve 50 MHz olarak hesaplanmıştır.

DMAÜYAK'ın 2,45 GHz, 4,73 GHz ve 5,21 GHz için 3-boyutlu realize kazanç diyagramları sırasıyla Şekil 4.48a-c'de gösterilmektedir. Maksimum realize anten kazançları 6.1 dB, 4.6 dB ve 7.21 dB olarak elde edilmiştir.



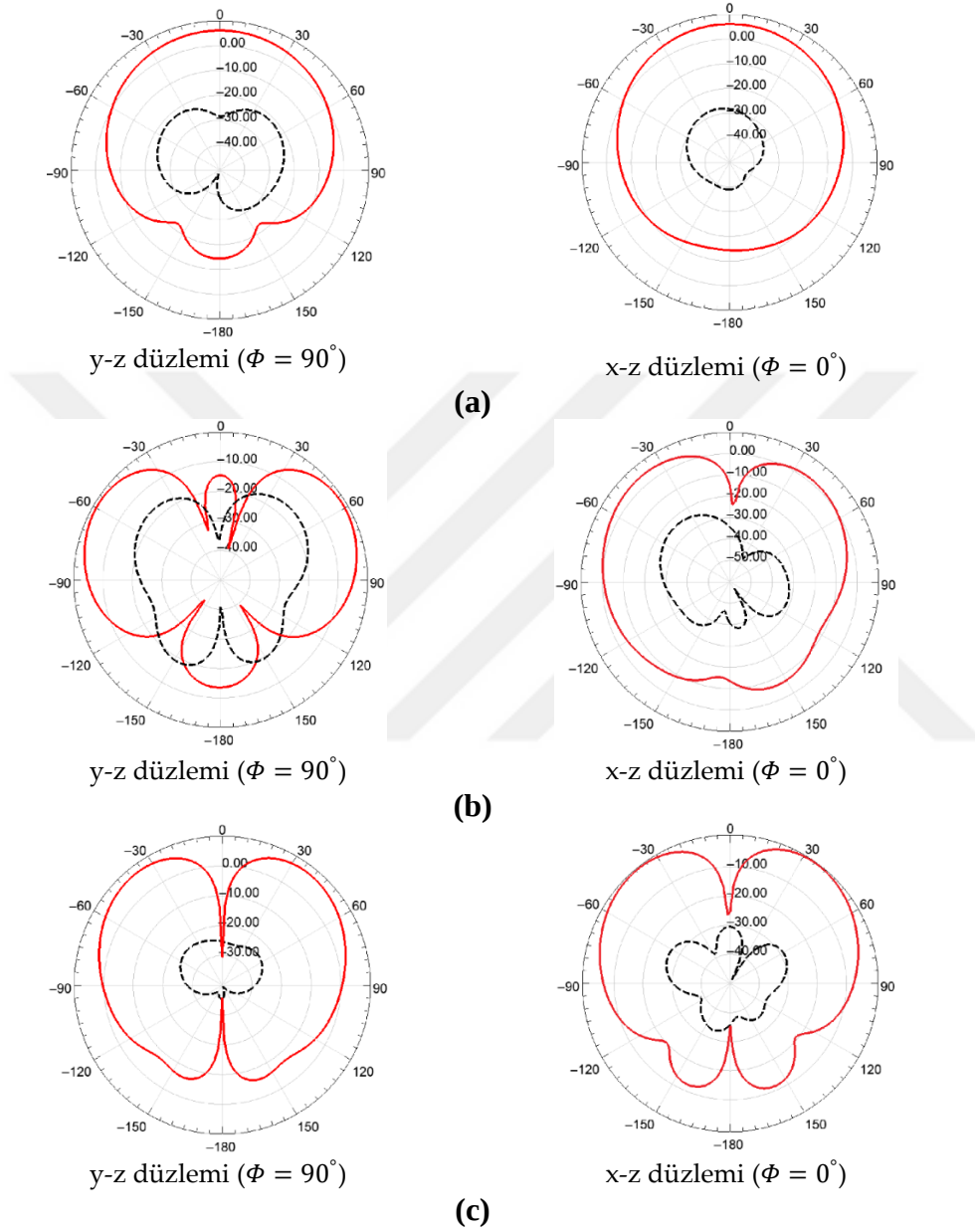
Şekil 4.48 : DMAÜYAK kazanç grafiği: (a) 2.45 GHz. (b) 4.73 GHz. (b) 5.21 GHz [92].

DMAÜYAK'ın $|Z_{11}|$ parametre grafiği Şekil 4.49'da verilmiştir. Rezonans frekansları için giriş empedansları $\sim 50 \Omega$ olarak ayarlanmıştır. Giriş empedansları 2,45 GHz, 4,73 GHz ve 5,21 GHz için sırasıyla 47,45 Ω , 44,80 Ω ve 47,02 Ω 'dur.



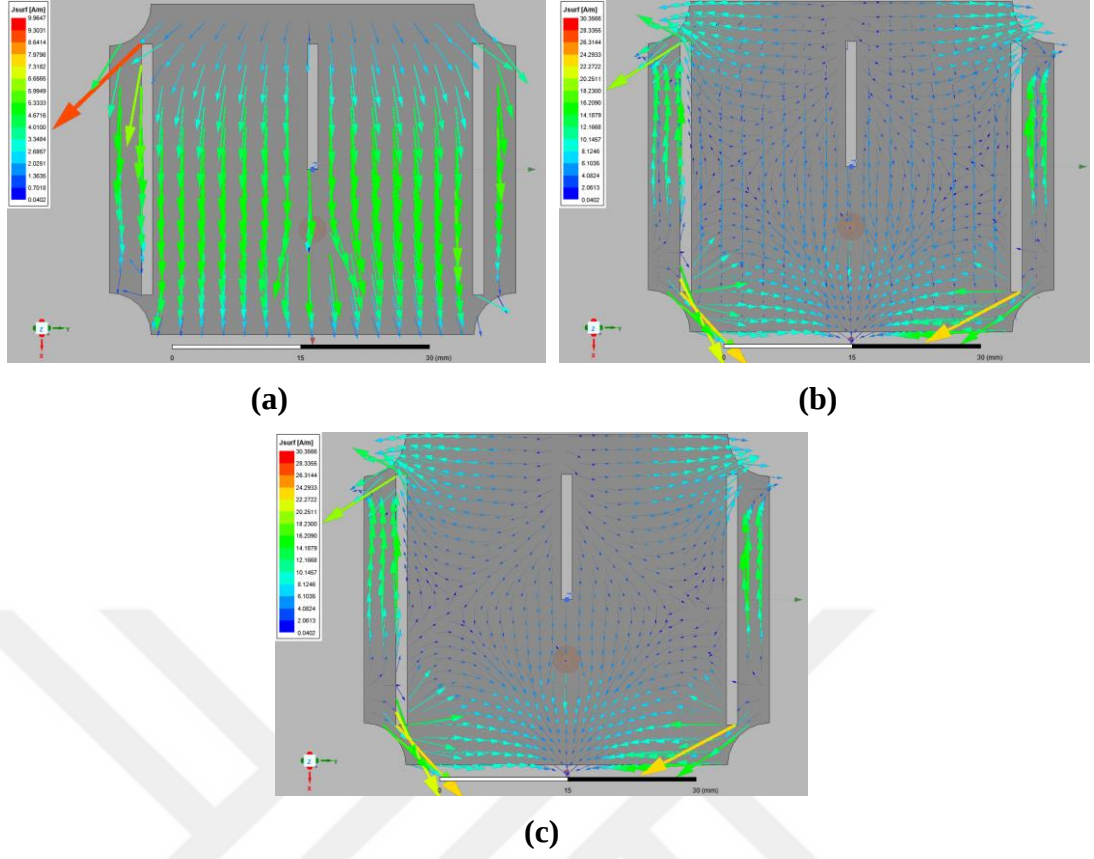
Şekil 4.49 : DMAÜYAK $|Z_{11}|$ grafiği.

Eş-polarizasyon (co-pol.) ve çapraz polarizasyon (cross-pol.), antenlerin performansını analiz etmek için uygulama açısından çok önemlidir. Şekil 4.50a-c'de, DMAÜYAK'ın eş-pol. ve çapraz-pol. ışıma diyagramları sırasıyla 2,45 GHz, 4,73 GHz ve 5,21 GHz için y-z düzleminde ve x-z düzleminde gösterilmiştir.



Şekil 4.50 : DMAÜYAK'ın y-z ($\Phi = 90^\circ$) ve x-z düzlemlerinde ($\Phi = 0^\circ$) eş-pol. (—) ve çapraz-pol. (---) ışıma diyagramları: (a) 2.45 GHz. (b) 4.73 GHz. (c) 5.21 GHz [92].

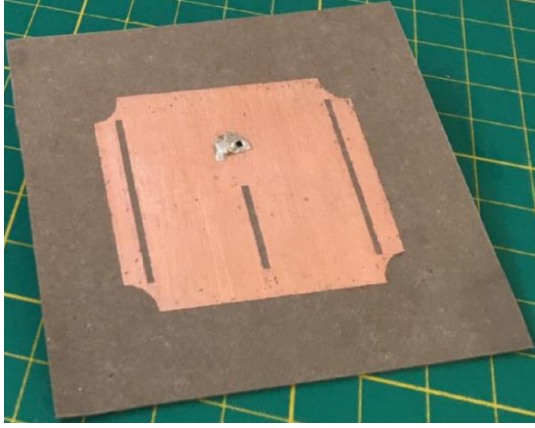
Yüzey akım dağılımları 2,45 GHz, 4,73 GHz ve 5,21 GHz frekansları için Şekil 4.51a-c'de gösterilmiştir. Işıma verimi 2,45 GHz için %96, 4,73 GHz için %75 ve 5,21 GHz için %98 olarak elde edilmiştir. Rezonans frekanslarında tatmin edici ışıma verimliliği değerleri elde edilmiştir.



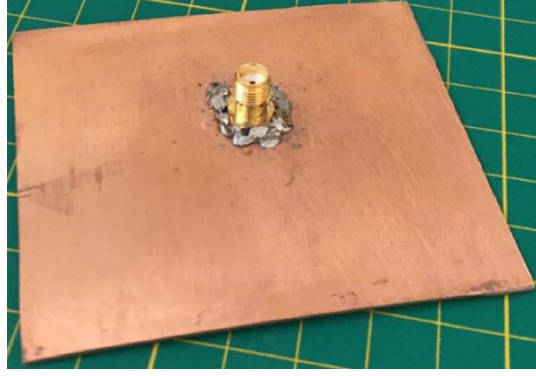
Şekil 4.51 : DMAÜYAK yüzey akım dağılımları: (a) 2.45 GHz. (b) 4.73 GHz. (c) 5.21 GHz [92].

Şekil 4.43-44'te verilen DMAÜYAK, 2.33 bağıl geçirgenliği ve 0.787 mm alt tabaka kalınlığı olan Rogers RT/duroid 5870 ve yukarıda verilen anten geometrik değerleri ile kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen DMAÜYAK'ın üstten ve alttan görünüşleri sırasıyla Şekil 4.52a-b'de gösterilmiştir. Şekil 4.52'deki lehimleme klasik bir şekilde elle yapılmıştır. Bağlantılar bir Multimetre ile test edildikten sonra, dış iletken-anten toprağı ile iç iletken-anten yaması arasında herhangi bir bağlantı sorunu tespit edilmemiştir. Gerçeklenen DMAÜYAK'ın $|S_{11}|$ grafiği bir ağ çözümleyici (network analyzer) tarafından elde edilmiştir.

Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının $|S_{11}|$ grafiklerinin karşılaştırılması Şekil 4.53'te verilmiştir. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının yaklaşık olarak birbiriyle örtüştüğü görülmektedir. Simülasyon ve ölçüm arasındaki fark, ölçüm ve uygulama hatalarından kaynaklanmaktadır. Ölçülen rezonans frekanslarında ölçülen maksimum anten kazançları sırasıyla 3,1 dB, 3,8 dB ve 7,1 dB'dir.

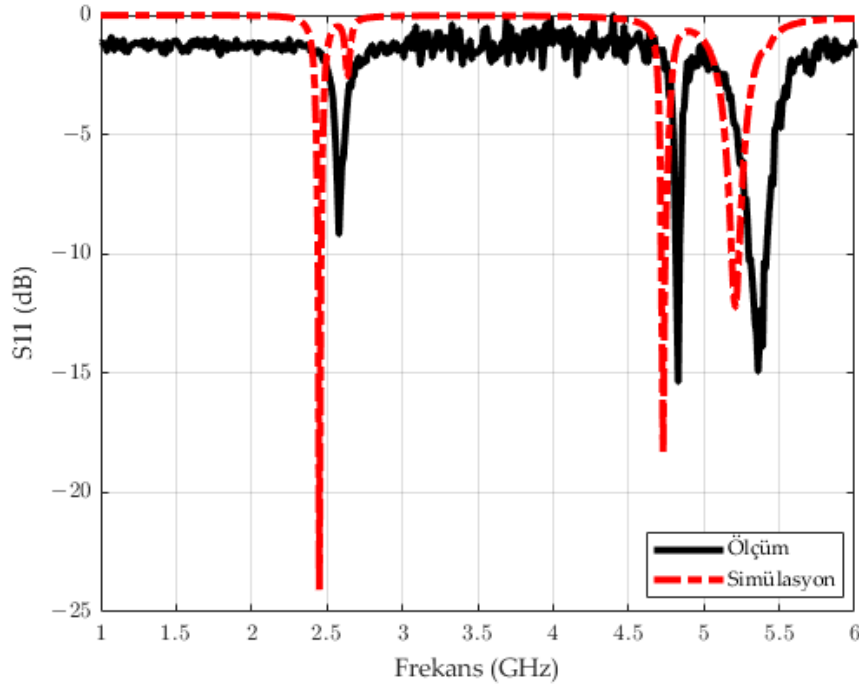


(a)



(b)

Şekil 4.52 : Gerçeklenmiş DMAÜYAK: (a) Üstten görünüş. (b) Alttan görünüş [92].



Şekil 4.53 : Simülasyon ve ölçüm sonuçlarının $|S_{11}|$ grafiklerinin karşılaştırılması.

Önerilen yöntemle tasarlanan antenin literatürde [98–105] verilen bazı üç bantlı antenlerle karşılaştırılması Çizelge 4.16’da gösterilmektedir. Anten kazançları açısından, DMAÜYAK nispeten daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir. Literatürde verilen bu antenlerin esnek hesaplama teknikleriyle tasarlanmadığına da dikkat edilmelidir.

Çizelge 4.16 : DMAÜYAK’ın performans parametrelerinin literatürde verilen bazı antenlerle karşılaştırılması.

	DMAÜYAK	[98]	[99]	[100]	[101]	[102]	[103]	[104]	[105]
Bant sayısı	üçlü	üçlü	üçlü	üçlü	üçlü	üçlü	üçlü	üçlü	üçlü
Anten Boyutları $L \times W$ (mm)	47.5 × 38.6	27 (yarıçap)	34 × 18	20 × 21	29 × 10	60 × 60	40 × 50	60 × 60	44 × 45
Taban malzemesi	RT Duroid 5870	RT Duroid 5870	FR-4	FR-4	FR-4	FR-4	FR-4	kot	FR-4
Taban kalınlığı (mm)	0.787	1.5	1.6	1.57	1.6	1.56	0.8	1	1.6
Rezonans (çalışma) frekansları (GHz)	2.5	1.8	2.5	1.29	2.4	2.6	1.65	2.45	2.39
	4.8	2.4	3.5	2.44	3.5	4.2	1.93	3.25	3.55
	5.3	5.4	5.5	3.26	5.5	4.6	2.2	5.8	4.13
Bant genişlikleri (MHz)	20		300	210	80	580	70	76	196
	40	-	300	300	420	120	60	156	110
	50		1000	1390	600	100	280	328	220
Rezonans frekansındaki kazançlar (dB)	3.1	5.5	0.28	1.29	~1.75	4.4	1.08	0.025	4.05
	3.8	7.8	1.42	2.44	~2	3.9	1.82	-1.871	2.52
	7.1	7.9	4.76	3.26	~2.3	3.8	2.93	3.703	2.15

DVR yöntemiyle elde edilen sonuçları karşılaştırmak için bu çalışmada HFSS optimizasyon aracı da kullanılmıştır. Optimizasyon sırasında gereken süre ve simülasyon sonuçlarının istenilen değerlere göre doğruluğu ana karşılaştırma parametreleri olarak seçilmiştir. Optimizasyon yöntemi olarak GA ve Örüntü Arama (Pattern Search, PS) [106–108] yöntemleri kullanılmıştır. Hedef parametreleri DVR modeli yaklaşımında olduğu gibi $fr_1 = 2,4$ GHz, $fr_2 = 4,7$ GHz ve $fr_3 = 5,3$ GHz olarak seçilmiştir. Bu rezonans frekanslarında hedef değerleri -10 dB'den küçük veya eşit olacak şekilde bulunması beklenmektedir. GA ve PS için HFSS optimizasyon parametreleri Çizelge 4.17'de verilmiştir. Çizelge 4.14'te verilen, DVR modeliyle aynı örnekleme stratejisi, HFSS optimizasyonunda da kullanılmıştır.

Çizelge 4.17 : GA ve PS için HFSS optimizasyon parametreleri.

Parametre	GA	PS
Ebeveyn sayısı (Güncel nesil)	30	-
Eş sayısı	30	-
Çocuk sayısı	30	-
Çaprazlama tipi	Simüle ikili	-
Mutasyon tipi	Polinom	-
Sağ kalan sayısı	10	-
Birey sayısı (Sonraki nesil)	30	-
Seçilim tipi	Rulet	-
Seçilim basıncı	10	-
Maksimum iterasyon sayısı	1000	1000
Mutasyon oranı	0.01	-
Çaprazlama oranı	0.98	-
Ağırlıklar	1	1

HFSS-GA optimizasyonu 715. iterasyonda optimal sonuçları elde ettiği gözlemlenmiştir. HFSS-GA optimizasyon aracı ile yapılan optimizasyon işlemi sonunda yarı ve ark kesiği değerleri $sW1$ ve $sW2 = 1.8$ mm, $sL1 = 25.5$ mm, $sL2 = 12.75$ mm ve $r = 1.36$ mm olarak elde edilmiştir. Bu anten geometrik parametreleri ile yapılan HFSS simülasyonu sonucu rezonans frekansları 2.37 GHz, 4.52 GHz ve 5.17 GHz olarak elde edilmiştir. Bu rezonans frekansları için gerçekleştirilen maksimum anten kazançları ise sırasıyla 5,9 dB, 3,5 dB ve 6,6 dB'dir.

HFSS-PS optimizasyonu 625. iterasyonda optimal sonuçları elde ettiği gözlemlenmiştir. HFSS-PS optimizasyon aracı ile yapılan optimizasyon işlemi sonunda yarı ve ark kesiği değerleri $sW1$ ve $sW2 = 3.23$ mm, $sL1 = 21.34$ mm, $sL2 = 10.67$ mm ve $r = 1.0$ mm olarak elde edilmiştir. Bu anten geometrik parametreleri ile

yapılan HFSS simülasyonu sonucu rezonans frekansları 2.33 GHz, 4.54 GHz ve 5.38 GHz olarak elde edilmiştir. Bu rezonans frekansları için gerçekleştirilen maksimum anten kazançları ise sırasıyla 5,6 dB, 2,8 dB ve 6,5 dB'dir.

DVR modeli yaklaşımı ile elde edilen simülasyon sonuçları, HFSS optimizasyonları ile elde edilen sonuçlarla Çizelge 4.18'de karşılaştırılmıştır. DVR modeli için hesaplama süresi, HFSS parametrik simülasyon yoluyla eğitim ve test modellerini elde etmek için gereken süredir. HFSS optimizasyonu için hesaplama süresi, HFSS optimizasyon aracı tarafından gereken toplam optimizasyon süresidir. Çizelge 4.18'de gösterilen DVR modeli için hesaplanan rezonans frekansları Şekil 4.42'de ve rezonans frekanslarında hesaplanan maksimum gerçekleşen kazançlar Şekil 4.43'te daha önce verilmiştir.

Çizelge 4.18 : DVR modeli ve HFSS optimizasyon aracı ile elde edilen sonuçlarının karşılaştırılması.

Parametre	DVR Modeli Yaklaşımı	HFSS Optimizasyonu GA	HFSS Optimizasyonu PS
Hesaplama süresi	2 saat 36 dakika	9 saat 46 dakika	7 saat 32 dakika
TMH_f (GHz) (4.6)	0.17	0.34	0.31
Arzu edilen rezonans frekansı (GHz)	2.4	2.4	2.4
	4.7	4.7	4.7
	5.3	5.3	5.3
Hesaplanan rezonans frekansı (GHz)	2.45	2.37	2.33
	4.73	4.52	4.54
	5.21	5.17	5.38
Rezonans frekansında hesaplanan maksimum realize kazanç (dB)	6.1	5.9	5.6
	4.6	3.5	2.8
	7.21	6.6	6.5

Çizelge 4.18'de TMH_f , toplam mutlak hatayı ifade eder ve bu çalışmada kullanılan yöntemlerin doğruluğunu değerlendirmek için kullanılmıştır. Rezonans frekansları için TMH_f şu şekilde hesaplanabilir:

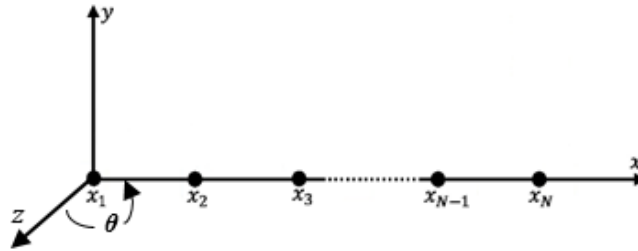
$$TMH_f = |f_{r1d} - f_{r1c}| + |f_{r2d} - f_{r2c}| + |f_{r3d} - f_{r3c}| \quad (4.6)$$

Burada f_{r1d} , f_{r2d} , ve f_{r3d} arzu edilen rezonans frekansları; f_{r1c} , f_{r2c} , ve f_{r3c} hesaplanan rezonans frekanslarıdır.

Bu çalışmada, istenen rezonans frekansı ve kazancına sahip üç bantlı bir anten tasarlamak için esnek hesaplama yöntemlerinden biri olan Destek Vektörü Regresyonu (DVR) kullanılmıştır. İstenen anten değişkenlerini sağlayan bir antenin geometrik parametreleri için en uygun değerleri elde etmek için DVR modeli kullanılmıştır. Üç yarıklı ve ark-kirikli (DMAÜYAK) bir mikroşerit yama anten, bu değerler kullanılarak HFSS aracılığıyla simüle edilmiş ve simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. DMAÜYAK'ın performans parametreleri, literatürde verilen birkaç anten için elde edilenlerle karşılaştırılmıştır. Daha sonra anten, aynı anten parametre değerleri ile HFSS optimizasyon araçları kullanılarak yeniden tasarlanmıştır. DVR yaklaşımı ve HFSS optimizasyon yöntemi, doğruluk ve gerekli hesaplama süresi açısından karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonuçları, önerilen tasarım yaklaşımının üstünlüğünü haklı çıkarmaktadır.

4.5 Doğrusal Anten Dizisi

N elemanlı, elemanları $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ noktalarına yerleştirilmiş bir doğrusal anten dizisi Şekil 4.54'te verilmiştir.



Şekil 4.54 : N -elemanlı doğrusal anten dizisi.

N -elemanlı doğrusal anten dizisinin ışıma diyagramı [1];

$$F(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n f_n(\theta) \exp[jkx_n \cos\theta + \psi_n] \quad (4.7)$$

$$\psi_n = -\bar{k}x_n \cos\theta_0 \quad (4.8)$$

ile verilir. Burada $\bar{k}$ serbest uzay dalga sayısı ($\bar{k} = 2\pi/\lambda$), λ dalga boyu, θ z-ekseninden ölçülen açı, θ_0 yönlendirme açısı, I_n ve ψ_n n 'inci antenin besleme

akımlarının genlik ve fazı, $f_n(\theta)$ tek anten elemanın ışıma diyagramı, x_n birinci ve n 'inci eleman arasında λ dalga boyu ile ölçülen mesafedir ($x_1 = 0$).

Maliyet fonksiyonu;

$$\begin{aligned} \text{maliyet} = & w_1 \times (YDS_{maks} - YDS_{hesap}) \\ & + w_2 \times (YGHG_{maks} - YGHG_{hesap}) \end{aligned} \quad (4.9)$$

olarak seçilmiştir. Burada YDS_{maks} istenilen maksimum yan demet seviyesi ve YDS_{hesap} hesaplanan yan demet seviyesidir. $YGDG_{maks}$ istenilen maksimum yarım güç demet genişliği ve $YGDG_{hesap}$ hesaplanan yarım güç demet genişliğidir. w_1 ve w_2 ağırlık katsayılarıdır.

Bu çalışmada, yeni geliştirilen karma bir yöntemler KGTA, HPSTO ve TAGAPSO kullanılarak doğrusal anten dizilerinin ışıma diyagramlarının sentezi gerçekleştirilmiştir. Işıma diyagramlarında istenilen yan demet seviyeleri (YDS) ve yarım güç demet genişliği (YGDG) elde etmek için doğrusal anten dizisi anten elemanlarının besleme akımlarının genlikleri optimize edilmiştir. Dizi anten elemanları az maliyetli, düşük profilli olması ve kolay üretilebilmesi nedeniyle özdeş mikroşerit antenler olarak seçilmiştir.

4.5.1 Konveks-Genetik-Taguchi karma optimizasyon algoritması (KGTA) ile tasarım

Anten dizisi probleminde sadece besleme akımların genlik değerleri optimize edilirse bu problem konveks optimizasyon ile çözülebilir. Dizi elemanlarının pozisyonları optimizasyon sürecine dahil edilirse problem konveks olmaktan çıkar. Çünkü eleman pozisyonları eksponansiyel veya trigonometrik fonksiyon parametreleri olarak ortaya çıkarlar [60].

Optimizasyondaki amaç, dizi eleman genliklerini değiştirerek yan demet seviyesini ve yarım güç demet genişliğini minimize etmektir. Konveks optimizasyon yöntemi [60];

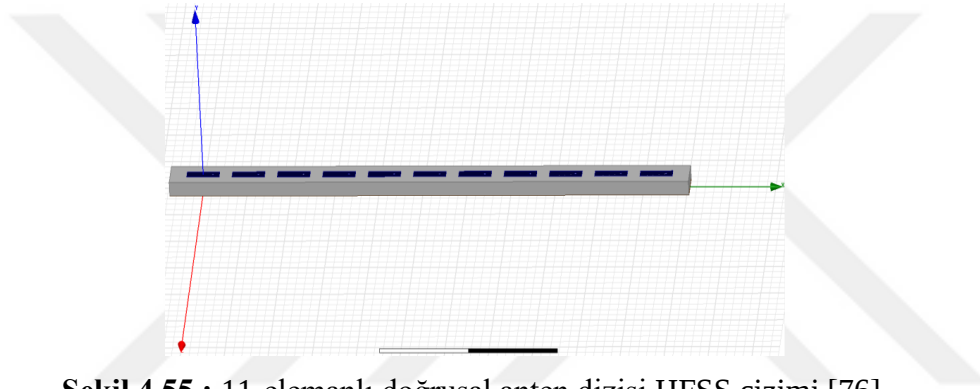
$$\begin{aligned} \min_I & s + \lambda \|I\|_1 \\ |F(\theta_{YD})| & \leq s, F(\theta_{AD}) = 1 \end{aligned} \quad (4.10)$$

olarak verilmiştir. Burada λ pozitif skaler ağırlık faktörü, $I = \{I_1, I_2, \dots, I_N\}$ dizi elemanı besleme akımları genlik değerleri, θ_{YD} yan demet ile ilgili açılar ($\theta_{YD} \in \text{Yan Demet}$) ve

θ_{AD} ise ana demetin bulunduğu (yönlendirme açısı) açıdır. $F(\theta_{AD})=1$ ile ana demetin yönlendirme açısında birim cevaba sahip olması amaçlanır (normalize olarak 0 dB).

Denklem (4.9) ile verilen amaç fonksiyonu problemin konveks olduğunu gösterir ve konveks optimizasyon yöntemleri ile çözülebilir. Bu çalışmada Michael Grant ve Stephen Boyd tarafından geliştirilen MATLAB aracı CVX, konveks optimizasyon için kullanılmıştır [59].

Bu çalışmada [76] 11 elemanlı doğrusal anten dizisi sentezlenmiştir. Anten dizisinde özdeş dikdörtgen biçimli mikroşerit yama anten elemanları kullanılmıştır [39]. Elemanlar arası uzaklık x -ekseninde yarım dalga boyu ($\lambda/2$) olarak seçilmiştir. Anten dizisinin HFSS çizimi Şekil 4.55'te verilmiştir.



Şekil 4.55 : 11-elemanlı doğrusal anten dizisi HFSS çizimi [76].

11 elemanlı dizinin 11 adet besleme akım genlik değeri optimize edileceği için TA içerisinde OD(12,11,2,2) [75] ortogonal dizisi seçilmiştir. Optimizasyon hedefi olarak -25 dB maksimum yan demet seviyesi ve 10 derece maksimum yarım güç demet genişliği seçilmiştir. Optimizasyon parametreleri Çizelge 4.19'da verilmiştir.

Çizelge 4.19 : Optimizasyon parametreleri [76].

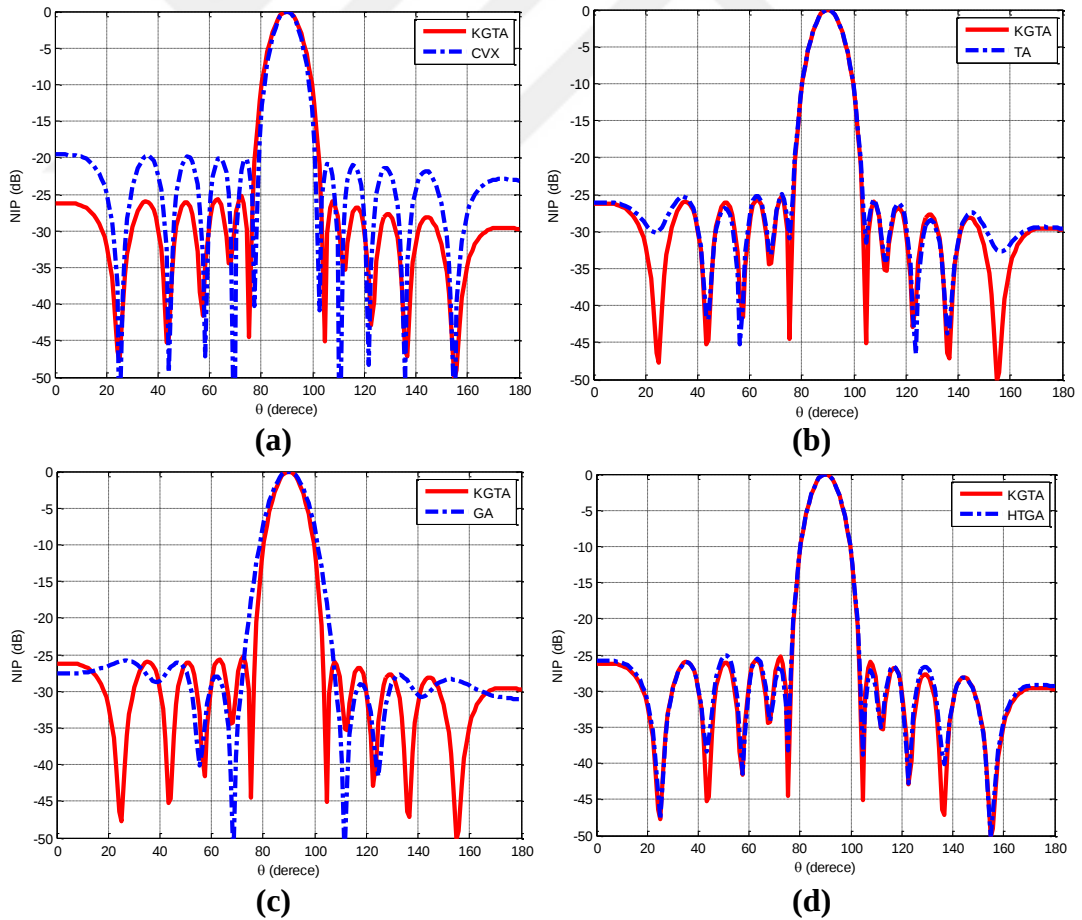
Parametre	GA
Kromozom sayısı (Q)	500
Maksimum nesil sayısı (M)	50
Değişken sayısı (N)	11
Çaprazlama olasılığı (p_c)	0.4
Mutasyon olasılığı (p_m)	0.1
w_1, w_2	1
Kullanılan ortogonal dizi	OD(12,11,2,2)
Optimizasyon aralığı	[0, 1]

Konveks optimizasyon, GA, TA, HTGA ve KGTA optimizasyonu ile elde edilen anten dizisi elemanlarının besleme akımlarının genlik değerleri kullanılarak (4.7) yardımı ile normalize ışıma diyagramları çizdirilmiştir.

Hibrit Taguchi-Genetik Algoritması (HTGA) Tsai ve diğ. tarafından geliştirilmiştir [53]. Bu çalışmada, konveks optimizasyonla bulunan sonuçların iyileştirilmesi amacıyla HTGA, konveks optimizasyonla birlikte kullanılmıştır. HTGA, GA'nın çaprazlama ve mutasyon işlemleri arasında TA'nın eklenmesiyle elde edilir [53].

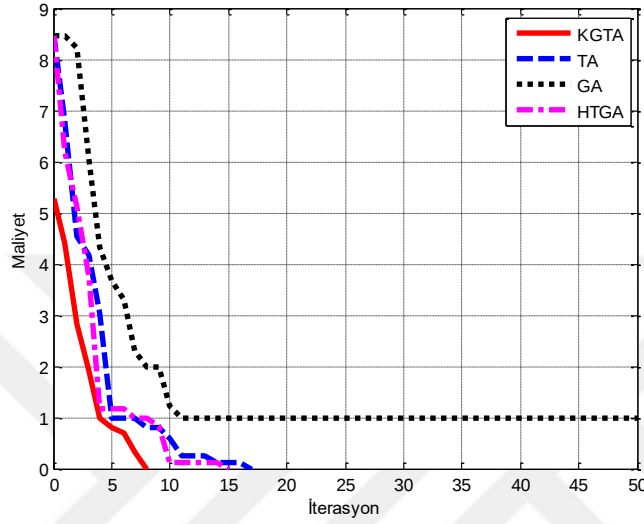
Şekil 4.56a'da konveks optimizasyon ile elde edilen ışıma diyagramı ile KGTA ile elde edilen ışıma diyagramları karşılaştırılmıştır. Konveks optimizasyon ile yan demet seviyesi -19.57 dB seviyesine kadar inebilmiştir. Konveks optimizasyon ile elde edilen besleme akımları genlik dizisi (I_k) kullanılarak KGTA optimizasyonu uygulanmış ve daha iyi sonuç alınmıştır. Yan demet seviyesi -25 dB 'ye çekilmiştir.

Şekil 4.56b'de TA ve KGTA, Şekil 4.56d'de HTGA ve KGTA ile elde edilen normalize ışıma paternleri (diyagramları) (NIP) karşılaştırılmıştır. HTGA ve TA istenilen optimizasyon hedeflerine ulaşmıştır. Şekil 4.56c'de ise GA ve KGTA sonuçları karşılaştırılmıştır. GA istenilen hedefi tam olarak sağlayamamıştır. Yan demet seviyesini indirebilse de istenilen yarım güç demet genişliğini sağlayamamıştır.



Şekil 4.56 : Doğrusal anten dizisinin normalize ışıma diyagramı: (a) Konveks optimizasyon ve KGTA karşılaştırması. (b) TA ve KGTA karşılaştırması. (c) TA ve KGTA karşılaştırması. (d) HTGA ve KGTA karşılaştırması [76].

Şekil 4.57’de maliyet fonksiyonu değerlerinin iterasyona bağlı olarak değişimi verilmiştir. Rastgele oluşturulan aynı başlangıç topluluğu kullanılarak GA, TA ve HTGA optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Aynı rastgele topluluk, konveks optimizasyondan elde edilen I_k besleme akımı genlik dizisinin de eklenmesiyle KGTA optimizasyonuna uygulanmıştır. Konveks optimizasyon ile elde edilen elit birey KGTA’nın daha iyi başlangıç koşulu ile başlamasını sağlamıştır.



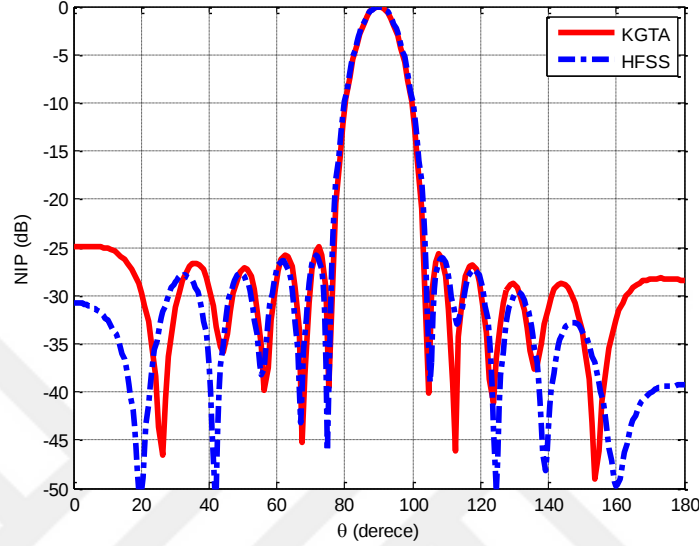
Şekil 4.57 : GA, TA, HTGA ve KGTA iterasyon sayısına göre maliyet değişimi [76].

KGTA 8. iterasyonda, TA 17. iterasyonda, HTGA 12. iterasyonda istenilen sonuçları bulurken, GA maksimum döngü sayısına belirli hata ile ulaşmıştır. KGTA konveks optimizasyon ile elde edilen YDS’yi hem iyileştirmiş hem de daha hızlı sonuca varmıştır. Konveks optimizasyon, GA, TA ve KGTA ile elde edilen anten dizisi elemanlarının besleme akımlarının genlikleri Çizelge 4.20’de verilmiştir.

Çizelge 4.20 : 11-elemanlı doğrusal anten dizi elemanlarının optimize edilmiş besleme akımlarının genlik değerleri [76].

<i>n</i>	CVX	GA	TA	HTGA	KGTA
1	0.0751	0.0691	0.2864	0.1329	0.3011
2	0.0654	0.2274	0.4673	0.1692	0.3938
3	0.0854	0.2602	0.5823	0.2504	0.5647
4	0.1022	0.5082	0.7566	0.3286	0.7507
5	0.1133	0.7418	0.8676	0.4001	0.8752
6	0.1172	0.8107	0.9846	0.3964	0.8932
7	0.1133	0.9883	0.9933	0.3638	0.8280
8	0.1022	0.7733	0.8521	0.3299	0.7388
9	0.0854	0.6658	0.7033	0.2549	0.6077
10	0.0654	0.4371	0.4241	0.1851	0.4270
11	0.0751	0.2489	0.3817	0.1448	0.3252

En iyi ve hızlı sonucu veren KGTA ile elde edilen besleme akımları genlik değerleri kullanılarak HFSS yazılımı ile doğrusal anten dizisi simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonucu elde edilen ışıma diyagramı, KGTA ile elde edilen ışıma diyagramı ile Şekil 4.58’de karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar benzerlik göstermiştir.



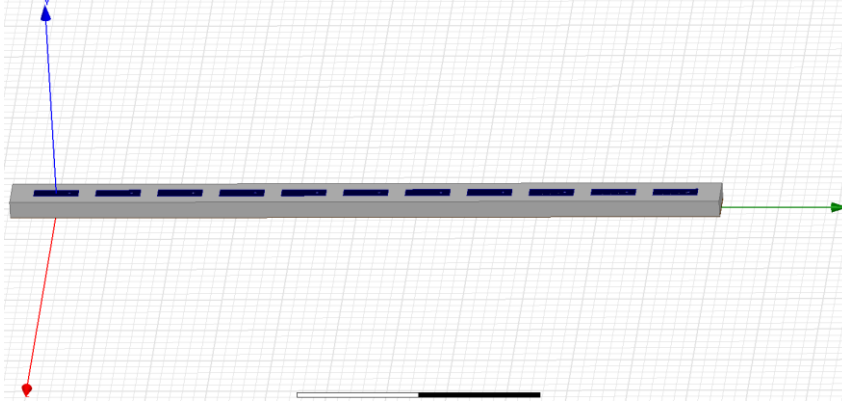
Şekil 4.58 : HFSS simülasyonu ve KGTA sonuçlarının karşılaştırması [76].

Bu çalışmada, konveks optimizasyon, GA ve TA kullanılarak yeni oluşturulan karma optimizasyon yöntemi olan KGTA tanıtılmıştır. KGTA doğrusal anten dizilerinin ışıma diyagramları sentezinde kullanılmıştır. Doğrusal anten dizi elemanları besleme akımlarının genlik değerleri konveks optimizasyon (CVX), GA, TA, HTGA ve KGTA ile ayrı ayrı optimize edilerek elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. İstenilen yan demet seviyesi ve yarım güç demet genişliklerini TA ve KGTA sağlayabilmiştir. GA ise belirli hata ile maksimum nesil sayısına ulaşmıştır. KGTA konveks optimizasyon ile elde edilen besleme akımı genlik değerlerini de kullanarak istenilen sonuçları daha hızlı bulabilmiştir. KGTA ile elde edilen sonuçlar, HFSS ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmış ve benzer sonuçlar elde edildiği görülmüştür.

4.5.2 Parçacık Sürü-Taguchi karma optimizasyon algoritması (HPSTO) ile tasarım

Bu çalışmada [77] TA, PSO ve yeni geliştirilen HPSTO algoritmaları kullanılarak lineer anten dizisi sentezi gerçekleştirilmiştir. Algoritmalar $N=11$ elemanlı lineer anten dizisine uygulanmıştır. Dizide birbirinin aynı dikdörtgen mikroşerit yama anten

elemanları kullanılmıştır. Eleman aralığı, x-ekseni üzerinde $\lambda/2$ olarak seçilmiştir. Doğrusal anten dizisinin HFSS çizimi Şekil 4.59'da verilmiştir.



Şekil 4.59 : 11-elemanlı doğrusal anten dizisi HFSS çizimi [77].

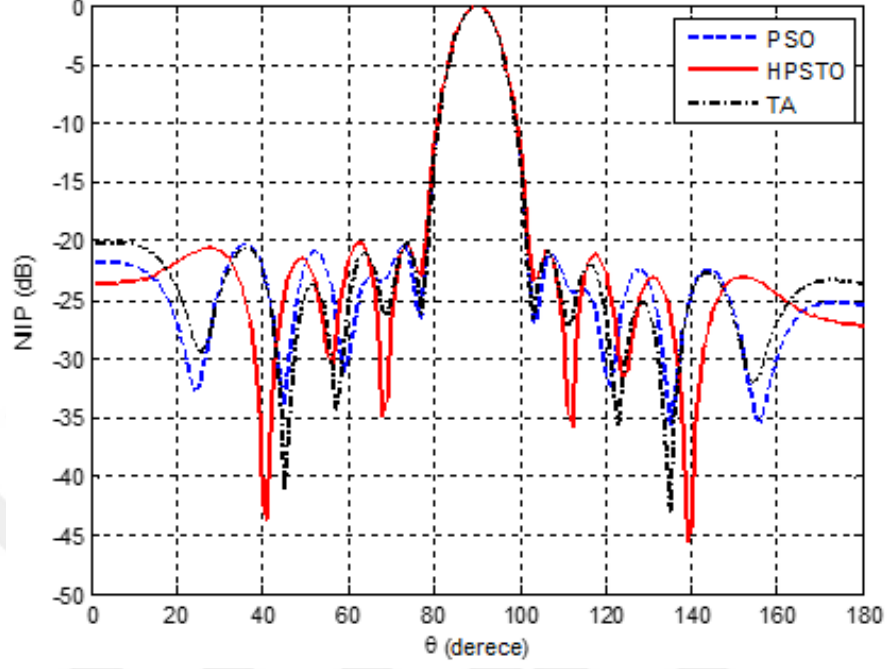
Doğrusal anten dizisi 11 anten elemanına sahip olduğu için $OD(12,11,2,2)$ [75] ortogonal dizisi seçilmiştir. Doğrusal anten dizisi faktörü, farklı global optimizasyon algoritmaları kullanılarak sentezlenmiştir. Optimizasyonun amacı, anten dizisinin maksimum YGDG 10 derece ve maksimum YDS -20 dB olacak şekilde elde etmektir. Optimizasyon parametreleri Çizelge 4.21’de verilmiştir. Topluluğun bir sonraki nesle aktarılacak en uygun (üstün) birey sayısı 4 olarak seçilmiştir. Kalan parçacıkların yarısı TA’ya, diğer yarısı da PSO’ya uygulanır.

Çizelge 4.21 : Optimizasyon parametreleri.

Parametre	GA
Parçacık sayısı (Q)	100
Maksimum nesil sayısı (M)	100
Değişken sayısı (N)	11
Çaprazlama olasılığı (p_c)	0.4
Üstün parçacık sayısı	4
c_1 ve c_2	1 ve 2
w_1, w_2	1
Kullanılan ortogonal dizi	OA(12,11,2,2)
Optimizasyon aralığı	[0, 0,5]

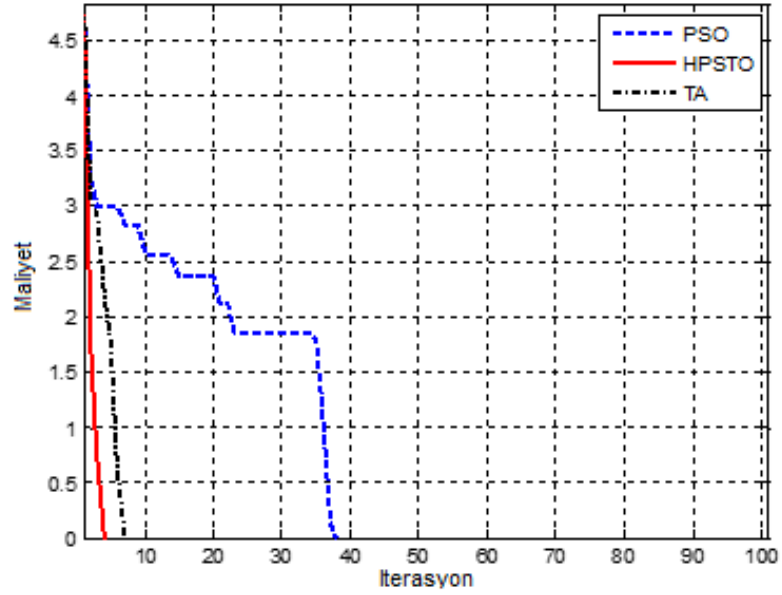
Anten dizisinin radyasyon paterni, (4.9)'da verilen maliyet fonksiyonu kullanılarak (4.7)’de verilen anten faktörü denkleminin optimizasyonu ile elde edilmiştir. Arzu edilen YDG (-20 dB) ve YGDG (10 derece), TA, PSO ve HPSTO ile elde edilmiştir.

İlk olarak ana hüzme $\theta_0=90^\circ$ (yönlendirme açısı) olacak şekilde ayarlanmıştır. Her bir anten dizisi elemanın fazı sıfıra eşittir. Doğrusal anten dizisinin TA, PSO ve HPSTO ile elde edilmiş normalize ışın diyagramları Şekil 4.60'ta verilmiştir.



Şekil 4.60 : Doğrusal anten dizisinin TA, PSO ve HPSTO ile elde edilmiş normalize ışın diyagramları (ana hüzme doğrultusu $\theta_0=90^\circ$).

TA, PSO ve HPSTO için ana hüzme doğrultusu $\theta_0=90^\circ$ için maliyet fonksiyonu değerinin iterasyona bağlı olarak değişimleri Şekil 4.61'de gösterilmektedir.



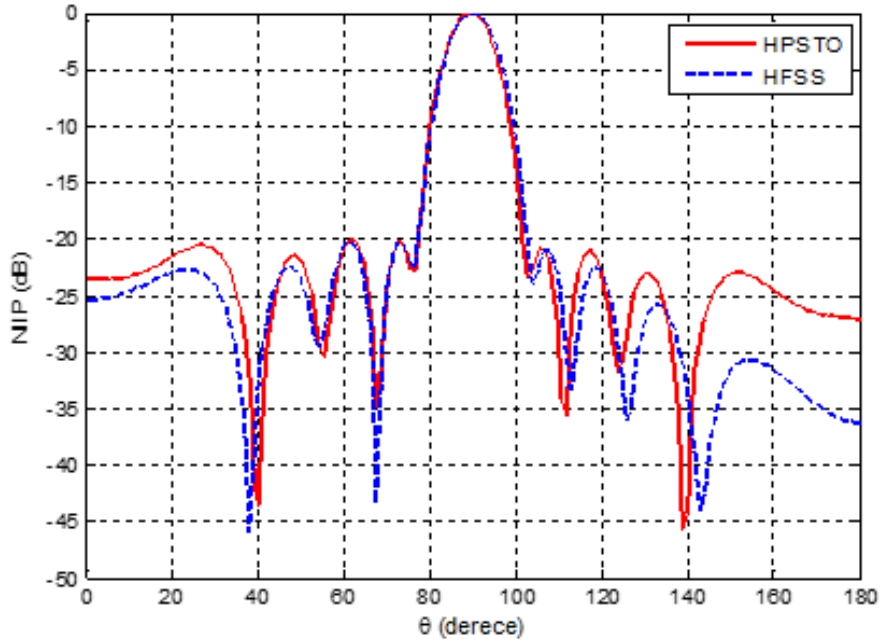
Şekil 4.61 : $\theta_0=90^\circ$ için TA, PSO ve HPSTO'nun iterasyon sayısına göre maliyet değişimi.

TA, 7. iterasyonda, HPSTO, 4. iterasyonda ve PSO, 38. iterasyonda yakınsamıştır. Ana hüzme yönü $\theta_0=90^\circ$ için dört algoritmanın tümü optimizasyon hedeflerine başarılı bir şekilde ulaşmıştır. Ana hüzme yönü $\theta_0=90^\circ$ için TA, PSO ve HPSTO ile elde edilen anten elemanı besleme genlikleri Çizelge 4.22'de verilmiştir.

Çizelge 4.22 : $\theta_0=90^\circ$ için 1x11 lineer anten dizisinin optimize edilmiş anten besleme genlikleri (I_n) [77].

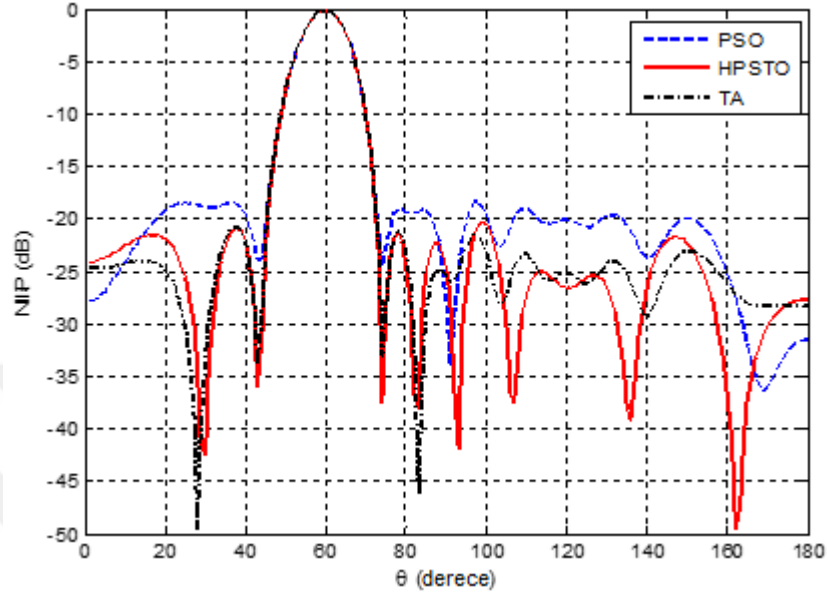
n	TA	PSO	HPSTO
1	0.1997	0.3088	0.2937
2	0.2515	0.3348	0.2677
3	0.3129	0.5000	0.3787
4	0.3407	0.5000	0.4074
5	0.3224	0.5000	0.5000
6	0.3553	0.5000	0.4032
7	0.3599	0.5000	0.3615
8	0.2712	0.5000	0.3096
9	0.2383	0.2900	0.2249
10	0.1290	0.1737	0.2581
11	0.1828	0.2284	0.3793

Ana hüzme yönü $\theta_0=90^\circ$ için HFSS simülasyonunun sonucu, HPSTO tarafından elde edilen sonuçla Şekil 4.62'de karşılaştırılmıştır. HPSTO ve HFSS birbirine yakın sonuçlar vermiştir.



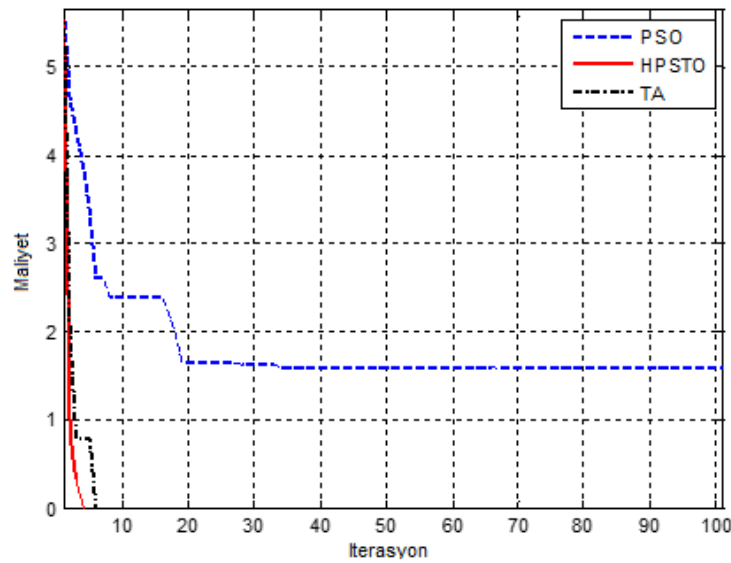
Şekil 4.62 : Ana hüzme $\theta_0=90^\circ$ için HFSS simülasyonu ve KGTA sonuçlarının karşılaştırması.

Daha sonra ise ana hüzme $\theta_0=60^\circ$ olacak şekilde optimizasyon yapılmıştır. Her bir anten dizisi elemanın fazı ana hüzme $\theta_0=60^\circ$ olacak şekilde (4.8) kullanılarak hesaplanmıştır. Doğrusal anten dizisinin TA, PSO ve HPSTO ile elde edilmiş normalize ışıma diyagramları Şekil 4.63'te verilmiştir.



Şekil 4.63 : Doğrusal anten dizisinin TA, PSO ve HPSTO ile elde edilmiş normalize ışıma diyagramları (ana hüzme doğrultusu $\theta_0=60^\circ$).

TA, PSO ve HPSTO için ana hüzme doğrultusu $\theta_0=60^\circ$ için maliyet fonksiyonu değerinin iterasyona bağlı olarak değişimleri Şekil 4.64'te gösterilmektedir. TA 6. iterasyonda, HPSTO 4. iterasyonda yakınsamıştır. Ancak, PSO yakınsayamamış ve maksimum nesil sayısına belirli bir hata değeriyle ulaşmıştır.



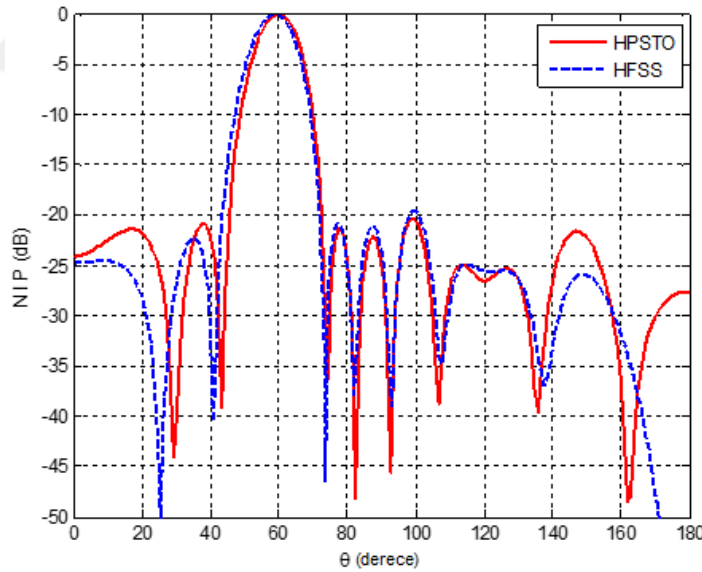
Şekil 4.64 : $\theta_0=60^\circ$ için TA, PSO ve HPSTO'nun iterasyon sayısına göre maliyet değişimi.

Ana hüzme yönü $\theta_0=60^\circ$ için TA, PSO ve HPSTO ile elde edilen anten elemanı besleme genlikleri Çizelge 4.23'te verilmiştir.

Çizelge 4.23 : $\theta_0=60^\circ$ için 1x11 lineer anten dizisinin optimize edilmiş anten besleme genlikleri (I_n) [77].

n	TA	PSO	HPSTO
1	0.1410	0.2547	0.2132
2	0.2636	0.5000	0.3400
3	0.3517	0.5000	0.3101
4	0.4687	0.5000	0.4781
5	0.4735	0.5000	0.4825
6	0.4720	0.5000	0.5000
7	0.4993	0.5000	0.4614
8	0.4702	0.5000	0.4743
9	0.3580	0.4179	0.2667
10	0.2351	0.0000	0.3552
11	0.1828	0.2284	0.3793

Ana hüzme yönü $\theta_0=60^\circ$ için HFSS simülasyonunun sonucu, HPSTO tarafından elde edilen sonuçla Şekil 4.65'te karşılaştırılmıştır. HPSTO ve HFSS birbirine yakın sonuçlar elde edilmiştir.



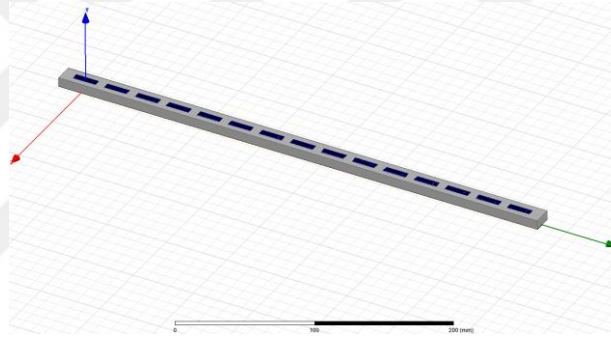
Şekil 4.65 : Ana hüzme $\theta_0=60^\circ$ için HFSS simülasyonu ve KGTA sonuçlarının karşılaştırması.

Bu çalışmada, yeni bir karma yöntem olan HPSTO geliştirilmiş ve doğrusal bir anten dizisinin ışınma diyagramı sentezine uygulanmıştır. Doğrusal anten dizisi TA, PSO ve HPSTO yöntemleri kullanılarak ayrı ayrı optimize edilmiştir. Optimizasyon hedefleri ($\theta_0=90^\circ$) ve ($\theta_0=60^\circ$) ana hüzme doğrultuları için -20 dB YDS ve 10 derece YGDG olarak seçilmiştir. Sonuçlar, istenen YDS ve YGDG değerlerinin başarıyla elde

edildiğini göstermektedir. TA, PSO ve HPSTO ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. En iyi sonuçlar HPSTO tarafından elde edildiği görülmüştür. En HPSTO tarafından elde edilen besleme genliği değerleri kullanılarak HFSS simülasyonu yapılmıştır ve benzer sonuçlar elde edildiği görülmüştür.

4.5.3 Taguchi-Genetik-Parçacık Sürü karma optimizasyon algoritması (TAGAPSO) ile tasarım

Bu çalışmada [78] TAGAPSO yöntemi geliştirilmiş ve doğrusal anten dizisinin ışıma diyagramı sentezinde kullanılmıştır. TA, GA, PSO ve TAGAPSO algoritmaları, $N=15$ elemanlı doğrusal anten dizisi ışıma paterni sentezine uygulanmıştır. Dizide özdeş dikdörtgen şekilli mikroşerit yama elemanları kullanılmıştır. Anten elemanları arasındaki uzaklık çoklu kuplajı engellemek için yarım dalga boyu olarak seçilmiştir. Doğrusal anten dizisinin HFSS çizimi Şekil 4.66’da verilmiştir.



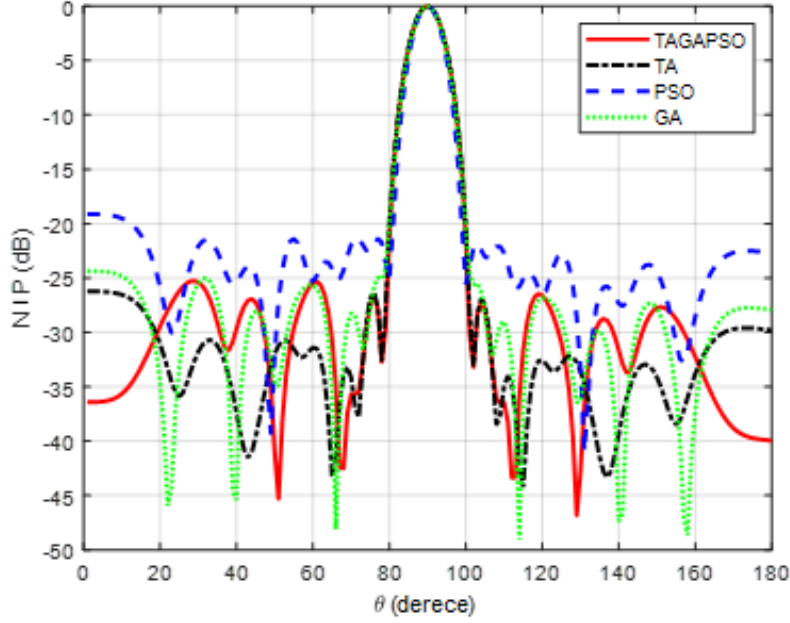
Şekil 4.66 : 15-elemanlı doğrusal anten dizisi HFSS çizimi [78].

Bu çalışmada anten dizisi 15 elemandan oluştuğu için TA’da OD(16,15,2,2) ortogonal dizisi kullanılmıştır [75]. Anten elemanlarının besleme genlikleri TA, GA, PSO ve TAGAPSO kullanılarak istenilen YDS ve YDGD değerlerini elde etmek için optimize edilmiştir. Optimizasyon hedefi olarak maksimum YDGD 10 derece ve maksimum YDS -25 dB seçilmiştir. Optimizasyon parametreleri Çizelge 4.24’te verilmiştir.

Çizelge 4.24 : Optimizasyon parametreleri.

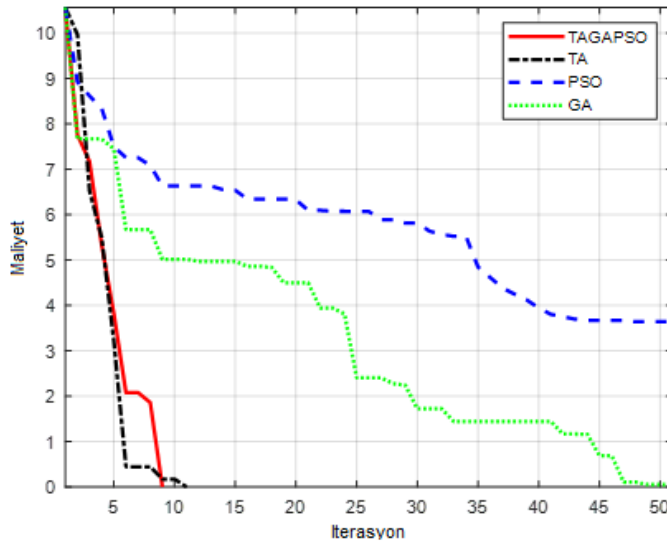
Parametre	GA
Parçacık sayısı (Q)	50
Değişken sayısı (N)	15
Çaprazlama olasılığı (p_c)	0.75
Mutasyon olasılığı (p_m)	0.1
Maksimum nesil sayısı (M)	150
w_1, w_2	1
c_1, c_2	1
Optimizasyon aralığı	[0, 1]

İlk olarak ana hüzme yönü $\theta_0=90^\circ$ için optimizasyon yapılmıştır. $\theta_0=90^\circ$ yönlendirme açısı için TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile optimizasyon sonucu elde edilen normalize ışın diyagramları Şekil 4.67’de verilmiştir. Hedeflenen YDS ve YDGD değerleri TA ve TAGAPSO için sağlanmıştır.



Şekil 4.67 : Doğrusal anten dizisinin TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile elde edilmiş normalize ışın diyagramları (ana hüzme doğrultusu $\theta_0=90^\circ$).

$\theta_0=90^\circ$ ana hüzme yönü için TA, GA, PSO ve TAGAPSO maliyet fonksiyonu değerlerinin değişimi Şekil 4.68’de verilmiştir. TA 12. iterasyonda, TAGAPSO 8. iterasyonda yakınsamıştır. $\theta_0=90^\circ$ yönlendirme açısı için TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile elde edilen anten elemanlarının besleme genlikleri Çizelge 4.25’da verilmiştir.

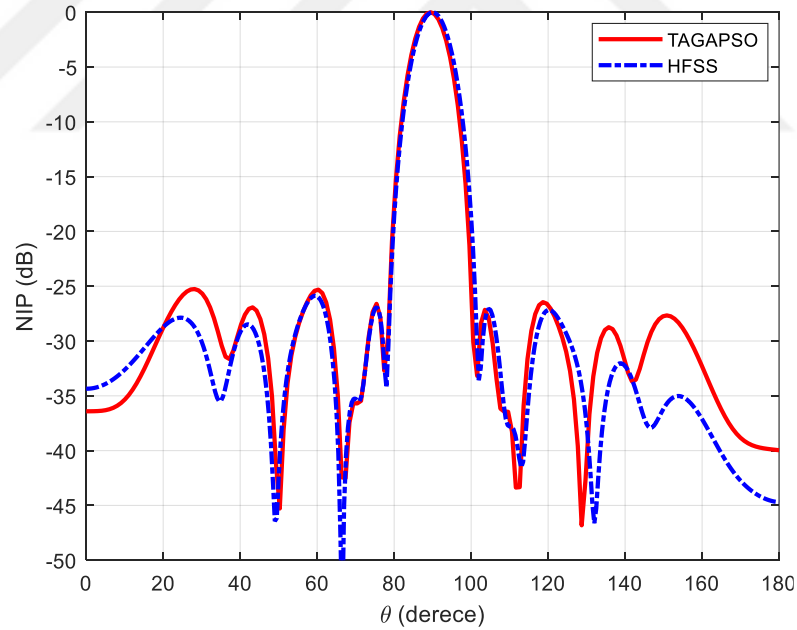


Şekil 4.68 : $\theta_0=90^\circ$ için TA, GA, PSO ve TAGAPSO’nun iterasyon sayısına göre maliyet değişimi.

Çizelge 4.25 : $\theta_0=90^\circ$ için 1x15 lineer anten dizisinin optimize edilmiş anten besleme genlikleri (I_n) [78].

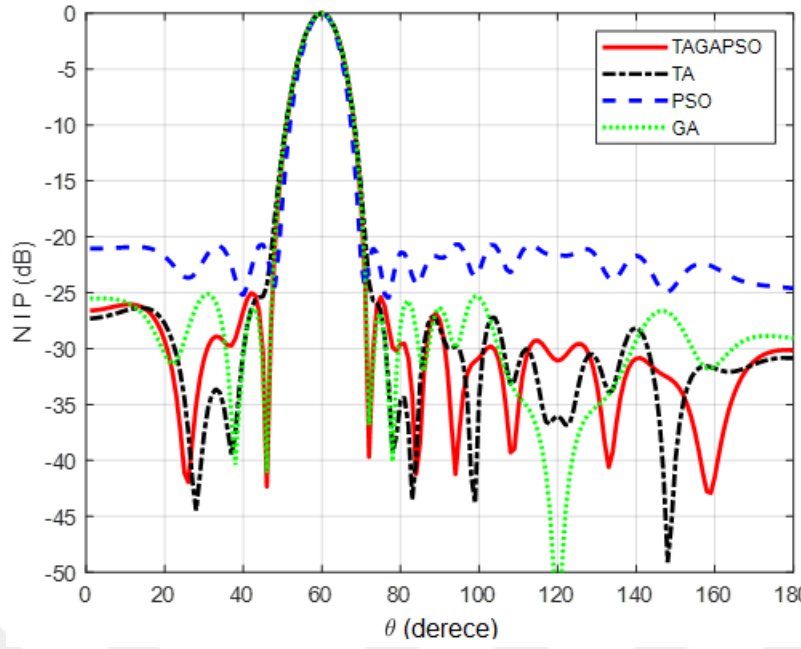
n	TA	GA	PSO	TAGAPSO
1	0.1942	0.2107	0.5928	0.3477
2	0.3041	0.1953	0.3679	0.4128
3	0.4473	0.4846	1.0000	0.5958
4	0.6020	0.4810	1.0000	0.7322
5	0.8397	0.5344	1.0000	1.0000
6	0.8855	0.7062	1.0000	1.0000
7	0.9002	0.8727	1.0000	1.0000
8	0.9650	0.8811	1.0000	0.9823
9	0.9214	0.8960	1.0000	1.0000
10	0.7545	0.9719	1.0000	1.0000
11	0.7364	0.8574	1.0000	0.5931
12	0.5209	0.6251	0.4741	0.6134
13	0.4859	0.5082	0.3365	0.4089
14	0.2509	0.3309	0.3787	0.2325
15	0.1552	0.3155	0.4571	0.1663

$\theta_0=90^\circ$ ana hüzme yönü için TAGAPSO ile elde edilen sonuçların HFSS simülasyonu ile karşılaştırılması Şekil 4.69’da verilmiştir. Birbirine yakın sonuçlar elde edilmiştir.



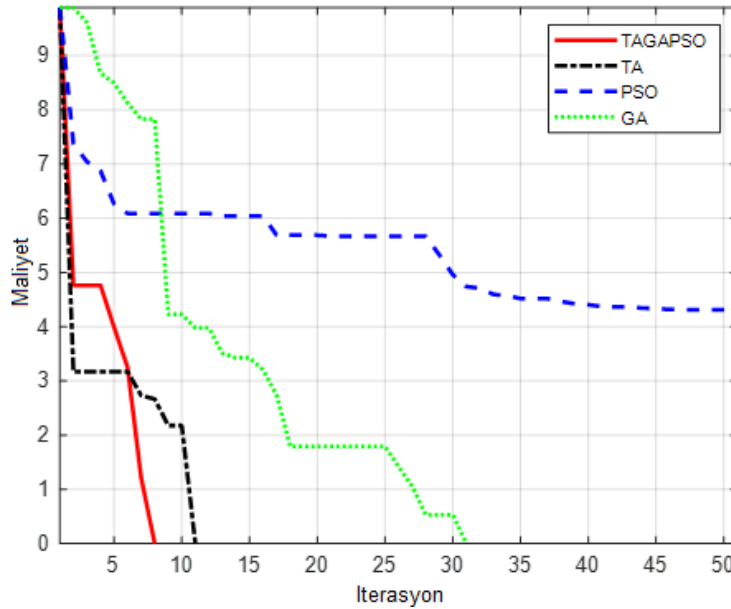
Şekil 4.69 : Ana hüzme $\theta_0=90^\circ$ için HFSS simülasyonu ve TAGAPSO sonuçlarının karşılaştırılması.

Daha sonra ise ana hüzme yönü $\theta_0=60^\circ$ için optimizasyon yapılmıştır. Her bir anten dizisi elemanın fazı ana hüzme $\theta_0=60^\circ$ olacak şekilde (4.8) kullanılarak hesaplanmıştır. $\theta_0=60^\circ$ için TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile optimizasyon sonucu elde edilen normalize ışıma diyagramları Şekil 4.70’te verilmiştir. $\theta_0=60^\circ$ ana hüzme yönü için hedeflenen YDS ve YDGD değerleri TA, GA ve TAGAPSO için sağlanmıştır.



Şekil 4.70 : Doğrusal anten dizisinin TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile elde edilmiş normalize ışınma diyagramları (ana hüzme doğrultusu $\theta_0=60^\circ$).

$\theta_0=60^\circ$ için TA, GA, PSO ve TAGAPSO maliyet fonksiyonu değerlerinin değişimi Şekil 4.71’de verilmiştir. TA 11. iterasyonda, TA 32. iterasyonda ve TAGAPSO 8. iterasyonda yakınsamıştır. Fakat PSO yakınsayamamış ve maksimum nesil sayısına belirli bir hata değeriyle ulaşmıştır.



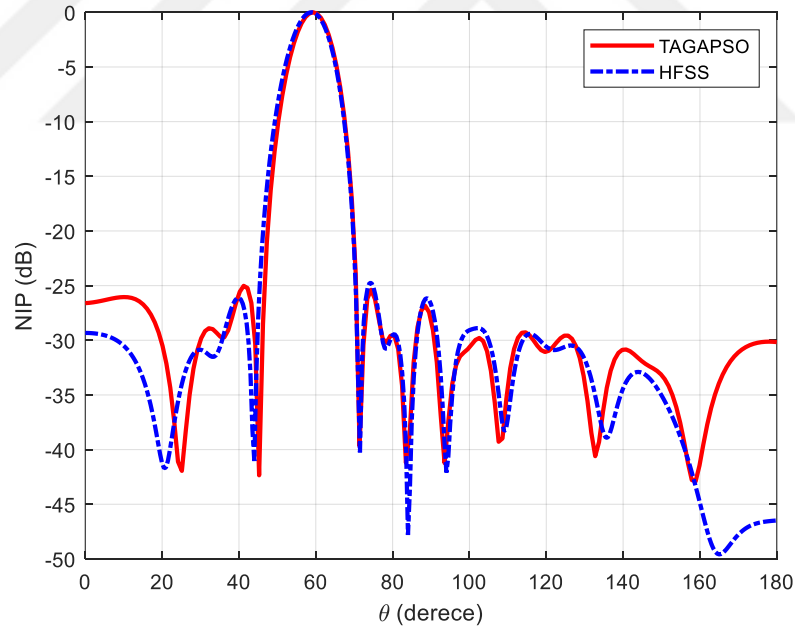
Şekil 4.71 : $\theta_0=60^\circ$ için TA, GA, PSO ve TAGAPSO’nun iterasyon sayısına göre maliyet değişimi.

$\theta_0=60^\circ$ yönlendirme açısı için TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile elde edilen anten elemanlarının besleme genlikleri Çizelge 4.26’da verilmiştir.

Çizelge 4.26 : $\theta_0=60^\circ$ için 1x15 lineer anten dizisinin optimize edilmiş anten besleme genlikleri (I_n) [78].

n	TA	GA	PSO	TAGAPSO
1	0.1777	0.1098	1.0000	0.2185
2	0.3100	0.3440	0.0521	0.4397
3	0.4468	0.4030	0.4882	0.6053
4	0.6498	0.4492	0.7752	0.6665
5	0.7385	0.7328	1.0000	0.7604
6	0.8837	0.8021	1.0000	1.0000
7	0.9882	0.7158	1.0000	0.9396
8	0.9046	0.9800	1.0000	1.0000
9	0.7737	0.9152	1.0000	1.0000
10	0.7714	0.7854	1.0000	1.0000
11	0.6415	0.7255	1.0000	0.7472
12	0.5372	0.5527	1.0000	0.7097
13	0.3591	0.5380	0.7104	0.3595
14	0.2297	0.3994	0.4995	0.3520
15	0.3188	0.1835	0.2463	0.2168

$\theta_0=60^\circ$ ana hüzmeye yönü için TAGAPSO ile elde edilen sonuçların HFSS simülasyonu ile karşılaştırılması Şekil 4.72’de verilmiştir. Birbirine yakın sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 4.72 : Ana hüzmeye $\theta_0=90^\circ$ için HFSS simülasyonu ve TAGAPSO sonuçlarının karşılaştırılması.

Bu çalışmada TA, GA ve PSO tabanlı yeni bir hibrit optimizasyon yaklaşımı olan TAGAPSO algoritması geliştirilmiş ve doğrusal anten dizisi ışın diyagramı sentezine uygulanmıştır. Doğrusal anten dizisi elemanları besleme genlik değerleri TA, GA, PSO ve TAGAPSO yöntemleri kullanılarak ayrı ayrı optimize edilmiştir. TA, GA,

PSO ve TAGAPSO ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Doğrusal anten dizisi, TAGAPSO ile elde edilen besleme genlik değerleri kullanılarak HFSS ile simüle edilmiştir. Benzer sonuçlar HFSS ile de elde edilmiştir.



5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Anten analizi ve sentezi için elektromagnetik simülasyon yazılımları kullanılmaktadır. Tasarım parametreleri arttıkça işlem yükü ve yazılımların yaptığı analizlerde harcanan süre de artmaktadır. Arzu edilen performans değerlerini sağlayacak anten tasarımı için antenlerin fiziksel yapısındaki bazı değişikliklerle optimize edilmesi gerekir. Bu da tasarım süresini uzatır. Tasarımcının bilgi birikimi ve tecrübesi yeterli olsa da optimizasyon veya deneme yanılma yöntemiyle tekrar tekrar yazılımı çalıştırmak tasarım süresini olumsuz etkiler. Ayrıca bu yöntemlerle sonuç elde edilmesi garanti değildir. Bu tez çalışmasında, anten tasarımında kullanılan geleneksel yöntemlerden kaynaklı dezavantajların üstesinden gelmek için Esnek Hesaplamaya (EH) dayalı literatürde verilen yöntemler irdelenmiş ve yeni karma yöntemler geliştirilmiştir. Literatürde verilen ve yeni geliştirilen yöntemler özgün ve farklı şekillerdeki antenlerin tasarımlarında kullanılmıştır.

İlk olarak Yapay Sinir Ağları (YSA) ve Destek Vektör Regresyonu (DVR) tabanlı karma yaklaşım kullanılarak silindirik yüzeyli konformal mikroşerit dikdörtgen anten tasarımı yapılmıştır. Konformal mikroşerit dikdörtgen antenin rezonans frekansı için literatürde belirli bir analitik formülasyon bulunmadığı için anten boyutlarına göre rezonans frekansını veren bir model YSA ve DVR ile elde edilmiştir. YSA ve DVR modelleri yardımı ile arzu edilen çalışma frekansını elde etmek için de Genetik Algoritma (GA) kullanılmıştır. Önceden eğitilmiş YSA ve DVR modelleri GA içerisinde çalışma frekansı üretici olarak görev yapmaktadır. Daha sonra konformal mikroşerit dikdörtgen antenin rezonans frekansı HFSS'in optimizasyon aracı kullanılarak elde edilmeye çalışılmıştır. YSA, DVR ve HFSS optimizasyonu karşılaştırılarak DVR model tabanlı yaklaşımın diğerlerine göre üstünlüğü gösterilmiştir.

Sonraki çalışmada Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) tabanlı karma yaklaşım ile YSA ve DVR modelleri kullanılarak silindirik yüzey üzerindeki dikdörtgen şekilli halka mikroşerit antenin çalışma frekansı elde edilmiştir. Önceden eğitilmiş destek vektör regresyon modelleri optimizasyon süreci içerisinde çalışma frekansını elde

etmek için analitik fonksiyon yerine bir model olarak kullanılmıştır. PSO ise istenilen çalışma frekansını elde etmek için YSA ve DVR modellerinden anten yarık boyutlarını hesaplamak için kullanılmıştır. DVR modeli Radyal Temelli Fonksiyonun (RTF) yanı sıra dalgalık kernelleri kullanılarak da eğitilmiştir. Dalgalık kernelleri ile yapılan eğitim işlemlerinde eğitim süresi ve test sonucu hata oranının RTF kerneli kullanılan modelinkine göre daha az olduğu görülmüştür. Ayrıca farklı kerneller kullanılarak DVR modeli ile yapılan PSO optimizasyonu işleminde dalgalık kerneli kullanıldığında elde edilen sonuçlar RTF kerneli kullanıldığında elde edilen sonuçlara ve YSA ile elde edilen sonuçlara göre daha hızlı ve doğru olmuştur.

Bir sonraki çalışmada, WLAN frekansları için çift yarıklı bir dikdörtgen mikroşerit anten (DMA) tasarımı bilindiği kadarıyla ilk kez DVR kullanılarak yapılmıştır. DVR modeli tersine şekilde kullanılarak herhangi bir optimizasyon aracı kullanılmadan istenilen performans çıktılarını sağlayacak anten boyutları elde edilmiştir. İlk olarak, klasik bir DMA analitik formüller kullanılarak tasarlanmıştır. Ardından, Çift Yarıklı Dikdörtgen Mikroşerit Anten (DMAÇY) için DVR modeli, HFSS kullanılarak oluşturulmuştur. DVR modeli, istenilen rezonans frekansını veren yarık boyutlarını elde etmek için kullanılmıştır. Eğitilmiş DVR modeli yardımıyla elde edilen yarık boyutları kullanılarak HFSS simülasyonu gerçekleştirilmiştir. DMA ve DMAÇY'nin HFSS sonuçları karşılaştırılmıştır. DMAÇY ile klasik DMA'ya göre anten performansında sağlanan iyileştirmeler gösterilmiştir.

Diğer bir çalışmada, istenilen rezonans frekansı ve kazancına sahip üç bantlı özgün bir anten bilindiği kadarıyla ilk defa DVR yaklaşımı ile tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Hedeflenen performansa en yakın performansa sahip bir mikroşerit yama anteni daha hızlı tasarlamak için Destek Vektör Makinesi (DVM) tabanlı bir regresyon modeli ve HFSS'ten oluşan karma bir yöntem kullanılmıştır. Yama antene birden fazla yarık ve yay-kesiği eklenerek, istenilen rezonans frekansları ve kazanç değerlerine sahip üç bantlı özgün yapıda bir mikroşerit anten tasarlanmıştır. Üç yarıklı ve yay-kesikli mikroşerit yama antenin (DMAÜYAK) HFSS simülasyon sonuçları ve tasarlanan antenin gerçekleştirilmesi sonucu elde edilen ölçüm sonuçları verilmiş ve birbirine yakın sonuçlar elde edildiği görülmüştür. Elde edilen antenin performans çıktıları literatürde verilen üçlü bant özelliğine sahip antenler ile karşılaştırılmış ve literatürde verilen EH teknikleriyle tasarlanmamış bu antenlere göre anten kazançları bakımından, DMAÜYAK'ın nispeten daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Ayrıca, karşılaştırma

için HFSS'in optimizasyon aracı kullanılarak iki ayrı optimizasyon yöntemi ile DMAÜYAK yeniden tasarlanmıştır. DVR ile HFSS'ten oluşan karma yöntem ve HFSS optimizasyon araçları ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Karma yöntemin daha doğru sonuçları daha hızlı bir şekilde verdiği görülmüştür.

Doğrusal anten dizilerinin sentezlenmesinde de yeni geliştirilen karma optimizasyon algoritmaları kullanılmıştır.

İlk olarak; konveks optimizasyon, GA ve Taguchi Algoritması (TA) kullanılarak yeni oluşturulan karma optimizasyon algoritması olan Konveks-Genetik-Taguchi Algoritması (KGTA) tanıtılmıştır. KGTA doğrusal anten dizilerinin ışıma diyagramları sentezinde kullanılmıştır. Doğrusal anten dizi elemanları besleme akımlarının genlik değerleri konveks optimizasyon, GA, TA ve KGTA ile ayrı ayrı optimize edilerek elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. KGTA istenilen sonuçları daha hızlı bulabilmiştir.

Diğer bir çalışmada TA, PSO ve yeni geliştirilen Hibrit Parçacık Sürü Taguchi Optimizasyonu (HPSTO) yöntemleri doğrusal anten dizilerinin ışıma diyagramları sentezinde kullanılmıştır. Doğrusal anten dizi elemanları besleme akımlarının genlik değerleri TA, PSO ve HPSTO ile ayrı ayrı optimize edilerek bulunan sonuçlar karşılaştırılmıştır. HPSTO istenilen sonuçları daha hızlı ve doğru şekilde bulabilmiştir.

Yeni bir karma yaklaşım olarak Taguchi-Genetik-Parçacık Sürü Optimizasyonu (TAGAPSO) yöntemi geliştirilmiş ve doğrusal anten dizisinin ışıma diyagramının sentezinde kullanılmıştır. Çalışmada TA, GA, PSO ve TAGAPSO ile ayrı ayrı optimizasyonlar yapılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. TAGAPSO'nun daha hızlı ve daha az hata ile sonuca ulaştığı görülmüştür.

Tez çalışmasındaki karma yöntemler anten tasarım süreçlerinin hızlandırılmasını ve istenilen performans çıktılarının daha yüksek doğrulukta elde edilmesi sağlamaktadır. Sonuçlar karma yöntemlerin anten tasarımında kullanılmaya son derece uygun olduklarını göstermiştir. Yeni karma yöntemler MIMO antenler gibi farklı anten yapılarının tasarımlarında da kullanılabilir.

Yeni geliştirilen karma optimizasyon algoritmalarının doğruluk ve hızları literatürde verilen test fonksiyonları yardımı ile de gösterilmiştir. Bu algoritmalar anten dizisi sentezinde kullanılmış, karşılaştırma sonuçları üstünlüklerini ortaya koymuştur. Bu algoritmalar, ileride farklı yapı ve şekillerdeki anten ve anten dizilerinin tasarımlarında

kullanılabileceği gibi elektromagnetik ve mikrodalga dışındaki diğer alanlara da uygulanabilir. Ayrıca farklı türlerde daha hızlı ve doğru sonuçlar verebilecek yeni karma algoritmalar geliştirilerek anten ve anten dizilerinin tasarımları için kullanılabilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Balanis, C. A.** (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design*. (3rd ed.). Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.
- [2] **Zadeh, L. A.** (1994). Soft computing and fuzzy logic, *IEEE Software*, 11(6), 48–56. doi: 10.1109/52.329401
- [3] **Zadeh L. A.** (1996). Fuzzy logic = computing with words, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 4(2), 103–11. doi: 10.1109/91.493904
- [4] **Vapnik, V. N.** (1999). An overview of statistical learning theory, *IEEE Transactions on Neural Networks*, 10(5), 988–99. doi: 10.1109/72. 788640.
- [5] **Haykin, S.** (2009). *Neural Networks and Learning Machines*. (3rd ed.). Hoboken, New Jersey: Pearson Prentice Hall.
- [6] **Khan, T., De, A.** (2015). Modeling of microstrip antennas using neural networks techniques: a review, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 25, 747–57. doi: 10.1002/mmce.20910.
- [7] **Jain, S. K.** (2016). Bandwidth enhancement of patch antennas using neural network dependent modified optimizer, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 8(7), 1111-1119. doi: 10.1017/S1759078715000616.
- [8] **Aneesh, M., Singh, A., Ansari, J. A., Kamakshi, Sayeed, S. S.** (2014). Investigations for performance improvement of X-shaped RMSA using artificial neural network by predicting slot size, *PIER C*, 47, 55–63. doi: 10.2528/PIERC13122803.
- [9] **Günel, T.** (2000). Combination of artificial neural network model with genetic algorithm for the synthesis of microstrip radial stubs, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 54(4), 241–243.
- [10] **Aşık, U., Günel, T., Erer, I.** (2004). A wavelet-based radial-basis function neural network approach to the inverse scattering of conducting cylinders, *Microwave and Optical Technology Letters*, 41(6), 506–510. doi: 10.1002/mop.20186.
- [11] **Guney, K., Sarikaya, N.** (2007). A hybrid method based on combining artificial neural network and fuzzy inference system for simultaneous computation of resonant frequencies of rectangular, circular, and triangular microstrip antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(3), 659–668. doi: 10.1109/TAP.2007.891566

- [12] **Singh, B. K.** (2015). Design of rectangular microstrip patch antenna based on artificial neural network algorithm, *Proceedings of 2015 2nd International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*, (pp. 6–9), Noida, India: February 19–20. doi: 10.1109/SPIN.2015.7095291.
- [13] **Khan, T.** (2016). Prediction of slot-shape, slot-size and inserted air-gap of a micro strip antenna using knowledge-based neural network, *Progress In Electromagnetics Research C*, 65, 23–32. doi: 10.2528/PIERC16011602.
- [14] **Khan, T., De, A.** (2014). Estimation of different performance parameters of slotted microstrip antennas with air-gap using neural networks, *International Scholarly Research Notices*, 2014, 1–6. doi: 10.1155 /2014/296105.
- [15] **Wang, Z., Fang, S., Wang, Q., Liu, H.** (2012). An ANN-based synthesis model for the single-feed circularly-polarized square microstrip antenna with truncated corners, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(12), 5989–5992. doi: 10.1109/TAP.2012.2214195.
- [16] **Bedra, S., Bedra, R.** (2014). Radiation characteristics of circular microstrip patch antenna with and without air-gap using neuro-spectral computation approach, *WSEAS Transactions on Communications*, 13, 340–347.
- [17] **Gunavathi, N., Sriramkumar, D.** (2015). Estimation of resonant frequency and bandwidth of compact unilateral coplanar waveguide-fed flag shaped monopole antennas using artificial neural network, *Microwave and Optical Technology Letters*, 57(2), 337–342. doi: 10.1002/mop.28838.
- [18] **Cortes, C., Vapnik, V.** (1995). Support-vector networks, *Machine Learning*, 20, 273–297. doi: 10.1007/BF00994018.
- [19] **Smola, A. J., Schölkopf, B.** (2004). A tutorial on support vector regression, *Statistics and Computing*, 14, 199–222. doi: 10.1023/B:STCO.0000035301.49549.88.
- [20] **Cai, J., King, J., Yu, C., Liu, J., Sun, L.** (2018). Support vector regression-based behavioral modeling technique for RF power transistors, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(5), 428–430. doi: 10.1109/LMWC.2018.2819427.
- [21] **Xu, J., Jiang, W., Ma, L., Li, M., Yu, Z., Geng, Z.** (2019). Augmented time-delay twin support vector regression-based behavioral modeling for digital predistortion of RF power amplifier, *IEEE Access*, 7, 59832–59843. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2915281.
- [22] **Wu, Y., Tang, Z., Xu, Y., Guo, Y., Zhang, B.** (2007). Support vector regression for measuring electromagnetic parameters of magnetic thin-film materials, *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(12), 4071– 4075. doi: 10.1109/TMAG.2007.908372
- [23] **Angiulli, G., Cacciola, M., Versaci, M.** (2006). Microwave devices and antennas modelling by support vector regression machines, *Proceedings of 2006 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*, (pp. 302–302), Miami, Florida: April 30–May 3. doi: 10.1109/CEFC-06.2006.1633092.

- [24] **Tokan, N. T., Gunes, F.** (2008). Support vector design of the microstrip antenna, *Proceedings of 2008 IEEE 16th Signal Processing, Communication and Applications Conference*, (pp. 1–4), Aydın, Türkiye: April 20-22. doi: 10.1109/SIU.2008.4632716.
- [25] **Roy, C., Khan, T., Kanaujia, B. K.** (2017). Performance parameters prediction of slotted microstrip antennas with modified ground plane using support vector machine, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 9(5), 1169–1177. doi: 10.1017/S1759078716001264.
- [26] **Dai, X. W., Mi, D. L., Wu, H. T., Zhang, Y. H.** (2022). Design of compact patch antenna based on support vector regression, *Radioengineering*, 31(3), 339–345. doi: 10.13164/re.2022.0339.
- [27] **Khan, T., Roy, C.** (2019). Prediction of slot-position and slot-size of a microstrip antenna using support vector regression, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29, 1–10 doi: 10.1002/mmce.21623
- [28] **Xiao, L. Y., Shao, W., Yao, Z. X., & Gao, S.** (2018). Data mining techniques in artificial neural network for UWB antenna design. *Radioengineering*, 27(1), 70–78. doi: 10.13164/re.2018.0070.
- [29] **Tokan, N. T.** (2009). *Destek Vektör Makinelerinin Mikrodalga Teori ve Tekniğin deki Uygulamaları*. (Doktora tezi). Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [30] **Sharma, A., Saini, G.** (2016). Soft computing techniques implementation and challenges in antenna engineering. *Proceedings of 2016 International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE)*, (pp. 167–172), Ghaziabad, India: September 22–23. doi: 10.1109/ICMETE.2016.69.
- [31] **Zhang, L., Zhou, W., Jiao, L.** (2004). Wavelet support vector machine, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)* 34(1), 34–39. doi: 10.1109/TSMCB.2003.811113.
- [32] **Hou, S., Zhou, Y., Liu, H., Zhu, N.** (2017). Wavelet support vector machine algorithm in power analysis attacks, *Radioengineering*, 26(3), 890-902. doi: 10.13164/re.2017.0890.
- [33] **Goldberg, D. E.** (1989). *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning Reading*. Boston, Massachusetts: Addison-Wesley.
- [34] **Haupt, R. L.** (1995). An introduction to genetic algorithms for electromagnetics, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 37(2), 7–15. doi: 10.1109/74.382334.
- [35] **Weile, D. S., Michielssen, E.** (1997). Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: a review, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45(3) 343–353. doi: 10.1109/8.558650.
- [36] **Johnson, J. M., Rahmat-Samii, V.** (1997). Genetic algorithms in engineering electromagnetics, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 39(4), 7–21. doi: 10.1109/74.632992.

- [37] **Haupt, R. L., Werner, D. H.** (2007). *Genetic algorithms in electromagnetics*. Hoboken New Jersey: John Wiley & Sons.
- [38] **Haupt, R. L., Menozzi, J. J., McCormack, C. J.** (1993). Thinned arrays using genetic algorithms, *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 42(7), (pp. 993–999). doi: 10.1109/8.299602.
- [39] **Günel, T.** (2000). An optimization approach to the synthesis of rectangular microstrip antenna elements with thick substrates for the specified far-field radiation pattern, *AEÜ-International Journal Of Electronics and Communications*, 54(5), 303–306.
- [40] **Aydemir, M. E., Günel, T., Üstüner, F.** (2006). Genetic approach to the minimization of the coupling between aircraft antennas, *AEÜ-International Journal Of Electronics and Communications*, 60(4), 299–305.
- [41] **Xu, Z., Li, H., Liu, Q. Z., Li, J. Y.** (2008). Pattern synthesis of conformal antenna array by the hybrid genetic algorithm, *Progress In Electromagnetics Research*, 79, 75–90. doi: 10.2528/PIER07091901.
- [42] **Chung, Y. C., Haupt, R.** (2002). Low-sidelobe pattern synthesis of spherical arrays using a genetic algorithm, *Microwave and Optical Technology Letters*, 32(6), 412–414. doi: 10.1002/mop.10193.
- [43] **Liang, Z., Ouyang, J., Yang, F.** (2018). A hybrid GA-PSO optimization algorithm for conformal antenna array pattern synthesis, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 32(13), 1601–1615. doi: 10.1080/09205071.2018.1462257.
- [44] **Kennedy, J., Eberhart, R.** (1995). Particle swarm optimization, *Proceedings of ICNN'95-International Conference on Neural Networks*, (pp. 1942–1948), Perth, WA, Australia: November 27–December 1. doi: 10.1109/ICNN.1995.488968.
- [45] **Robinson, J., Rahmat-Samii, Y.** (2004). Particle swarm optimization in electromagnetics, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(2), 397–407. doi: 10.1109/TAP.2004.823969.
- [46] **Boeringer, D. W., & Werner, D. H.** (2004). Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(3), 771–779. doi: 10.1109/TAP.2004.825102.
- [47] **Khodier, M. M., Christodoulou, C. G.** (2005). Linear array geometry synthesis with minimum sidelobe level and null control using particle swarm optimization, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(8), 2674–2679. doi: 10.1109/TAP.2005.851762.
- [48] **Bevelacqua, P. J., Balanis, C. A.** (2007). Minimum sidelobe levels for linear arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(12), 3442–3449. doi: 10.1109/TAP.2007.910490.
- [49] **Li, W. T., Shi, X. W., Hei, Y. Q., Liu, S. F., Zhu, J.** (2010). A hybrid optimization algorithm and its application for conformal array pattern synthesis, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(10), 3401–3406. doi: 10.1109/TAP.2010.2050425.

- [50] **Taguchi, G., Chowdhury, S., Wu, Y., Taguchi, S., Yano, H.** (2005). *Taguchi's Quality Engineering Handbook*, New Jersey: John Wiley & Sons.
- [51] **Taguchi, G.** (1995). Quality engineering (Taguchi methods) for the development of electronic circuit technology, *IEEE Transactions on Reliability*, 44(2), 225–229. doi: 10.1109/24.387375.
- [52] **Weng, W. C., Yang, F., Elsherbeni, A. Z.** (2007). Linear antenna array synthesis using Taguchi's method: a novel optimization technique in electromagnetics, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(3), 723–730. doi: 10.1109/TAP.2007.891548.
- [53] **Tsai, J. T., Liu, T. K., Chou, J. H.** (2004). Hybrid Taguchi-genetic algorithm for global numerical optimization, *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 8(4), 365–377. doi: 10.1109/TEVC.2004.826895.
- [54] **Yiğit, M. E., Günel, T.** (2015). Hybrid optimization approach to the pattern synthesis of conformal antenna array, *Proceedings of 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, (pp. 337–341). Bursa, Türkiye: November 26–28. DOI: 10.1109/ELECO.2015.7394577.
- [55] **Rao, A. P., Sarma, N. V. S. N.** (2015). Hybrid Taguchi-Genetic algorithm based beamforming for smart antenna system, *Proceedings of 2015 13th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility (INCEMIC)*, (pp. 60–65). Visakhapatnam, India: July 22–23. doi: 10.1109/INCEMIC.2015.8055847.
- [56] **Yiğit, M. E., Günel, T., Misir, K. O.** (2019). Hybrid Taguchi-genetic approach to design of thin and broadband electromagnetic absorber for microwave frequencies, *Proceedings of 2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, (pp. 632–636). Bursa, Türkiye: November 28–30.
- [57] **Boyd, S., Vandenberghe, L.** (2004). *Convex optimization*, Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press.
- [58] **Lebret, H., & Boyd, S.** (1997). Antenna array pattern synthesis via convex optimization, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(3), 526–532. doi: 10.1109/78.558465.
- [59] **Url-1** <<http://cvxr.com/cvx/>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [60] **Cen, L., Ser, W., Cen, W., Yu, Z. L.** (2010). Linear sparse array synthesis via convex optimization, *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, (pp. 4233–4236). Paris, France: May 30–June 2. doi: 10.1109/ISCAS.2010.5537576
- [61] **Josefsson, L., Persson, P.** (2006). *Conformal array antenna theory and design*, Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons.
- [62] **Kumar, S., Dixit, A. S., Malekar, R. R., Raut, H. D., Shevada, L. K.** (2020). Fifth generation antennas: A comprehensive review of design and performance enhancement techniques, *IEEE Access*, 8, 163568–163593. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3020952.
- [63] **Url-2** <<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>>, erişim tarihi 13.03.2023.

- [64] **Url-3** <<https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studiosuite/>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [65] **Url-4** <https://www.cadence.com/ko_KR/home/tools/systemanalysis/rfmicrowave-design/awr-microwave-office.html>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [66] **Url-5** <<https://eda.sw.siemens.com/en-US/>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [67] **Url-6** <<https://www.rfglobalnet.com/doc/full-wave-3-d-em-simulator-for-both-planar-an-0001>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [68] **Url-7** <<https://www.altair.com/feko/>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [69] **Url-8** <https://www.s-t.com.tr/altair_feko.html>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [70] **İplikçi, S.** (2006). Online trained support vector machines-based generalized predictive control of non-linear systems, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 20(10), 599–621. doi: 10.1002/acs.919.
- [71] **Cristianini, N., Shawe-Taylor, J.** (2000). *An introduction to support vector machines and other kernel-based learning methods*, Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press.
- [72] **İplikçi, S.** (2010). A comparative study on a novel model-based PID tuning and control mechanism for nonlinear systems, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 20(13), 1483–1501. doi: 10.1002/rnc.1524.
- [73] **Parikh, U. B., Das, B., Maheshwari, R. P.** (2008). Combined wavelet-SVM technique for fault zone detection in a series compensated transmission line, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 23(4), 1789–1794. doi: 10.1109/TPWRD.2008.919395
- [74] **Du, P., Tan, K., Xing, X.** (2010). Wavelet SVM in reproducing kernel Hilbert space for hyperspectral remote sensing image classification, *Optics Communications*, 283(24), 4978–4984. doi: 10.1016/j.optcom.2010.08.009.
- [75] **Url-9** <<http://neilsloane.com/oadir/>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [76] **Yiğit, M. E., Günel, T.** (2016). Doğrusal anten dizisi ışın diyagramının sentezi için konveks-genetik-Taguchi algoritmalarına dayalı yeni bir karma optimizasyon yaklaşımı, *Elektrik - Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı (ELECO)*, (s. 572–576), Bursa, Türkiye: Aralık 1-3.
- [77] **Yiğit, M. E., Günel, T.** (2017). Pattern synthesis of linear antenna array using hybrid particle swarm-Taguchi optimization, *Proceedings of 2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, (pp. 1017–1021), Bursa, Türkiye: November 30–December 2.
- [78] **Yigit, M. E., Günel, T.** (2018). Pattern synthesis of linear antenna array via a new hybrid Taguchi - genetic - particle swarm optimization algorithm, *Proceedings of 2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, (pp. 17–21). Istanbul, Türkiye: October 31–November 2. doi: 10.1109/MMS.2018.8611954.

- [79] **Molga, M., Smutnicki, C.** (2005). Test functions for optimization needs. Robert Marks.org. Retrieved March 5, 2023, from <https://robertmarks.org/>.
- [80] **Yang, X. S.** (2010). *Test problems in optimization*. arXiv.org e-Print Archive. Retrieved March 5, 2023, from <https://arxiv.org/abs/1008.0549>.
- [81] **Url-10** <<https://www.sfu.ca/~ssurjano/optimization.html>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [82] **Url-11** <<https://www.sfu.ca/~ssurjano/spheref.html>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [83] **Url-12** <<https://www.sfu.ca/~ssurjano/rastr.html>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [84] **Url-13** <<https://www.sfu.ca/~ssurjano/stybtang.html>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [85] **Url-14** <<https://www.sfu.ca/~ssurjano/ackley.html>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [86] **Url-15** <<https://www.sfu.ca/~ssurjano/zakharov.html>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [87] **Url-16** <<https://www.sfu.ca/~ssurjano/schwef.html>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [88] **Yiğit, M. E., Günel, G. Ö., Günel, T.** (2017). Genetic based approach to the synthesis of a cylindrical-rectangular microstrip conformal antenna using artificial neural network and support vector regression models, *Proceedings of 2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, (pp. 1022–1026), Bursa, Türkiye: November 30-December 2.
- [89] **Url-17** <<https://www.mathworks.com/products/matlab.html>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [90] **Yigit, M. E., Günel, T., Günel, G. Ö.** (2018). PSO based approach to the synthesis of a cylindrical-rectangular ring microstrip conformal antenna using SVR models with RBF and wavelet kernels, *Proceedings of 2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, (pp. 13–16). Istanbul, Türkiye: October 31–November 2. doi: 10.1109/MMS.2018.8612069
- [91] **Yiğit, M. E., Günel, T., Günel, G. Ö.** (2019). SVR approach to the design of dual-band rectangular microstrip antenna with a pair of slots for WLAN applications, *Proceedings of 2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, (pp. 659–663). Bursa, Türkiye: November 28–30. doi: 10.23919/ELECO47770.2019.8990593
- [92] **Yiğit, M. E., Günel, G. Ö., Aydemir, M. E., Günel, T.** (2022). Soft computing approach to design a triple-band slotted microstrip patch antenna, *Applied Sciences*, 12(23), 1–17. doi: 10.3390/app122311923.
- [93] **Haneishi, M., Yoshida, S.** (1981). A design method of circularly polarized rectangular microstrip antenna by one-point feed, *Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications)*, 64(4), 46–54. doi: 10.1002/ecja.4410640407.
- [94] **Mathew, S., Anitha, R., Deepak, U., Aanandan, C. K., Mohanan, P., Vasudevan, K.** (2015). A compact tri-band dual-polarized corner-truncated sectoral patch antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(12), 5842–5845. doi: 10.1109/TAP.2015.2479216.

- [95] **Nirate, S., Vani, R. M., Hunagund, P. V., & Mallikarjun, S. L.** (2016). Arc truncated suspended rectangular microstrip antenna, *International Journal of Advanced Research In Electrical, Electronics And Instrumentation Engineering (IJAREEIE)*, 5, 1771–1775.
- [96] **Yiğit, M. E., Günel, G. Ö., Günel, T.** (2021). SVR based design of triple band rectangular microstrip antenna for WLAN and 5G applications, *2021 4th International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, (pp. 1–5). Alkhobar, Saudi Arabia: December 6–8. doi: 10.1109/ISAECT53699.2021.9668560.
- [97] **Url-18** <<https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/rt-duroidlaminates/rt-duroid-5870-laminates>>, erişim tarihi 13.03.2023.
- [98] **Parveen, T., Khan, Q. U., Fazal, D., Ali, U., Akhtar, N.** (2019). Design and analysis of triple band circular patch antenna, *AEÜ-International Journal of Electronics and Communications*, 112, 152960. doi: 10.1016/j.aeue.2019.152960.
- [99] **Li, Y., Yu, W.** (2015). A miniaturized triple band monopole antenna for WLAN and WiMAX applications, *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015, 146780. doi: 10.1155/2015/146780.
- [100] **Li, L., Zhang, X., Yin, X., Zhou, L.** (2016). A compact triple-band printed monopole antenna for WLAN/WiMAX applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 1853-1855. doi: 10.1109/ISAPE.2012.6408728
- [101] **Zheng, Y., Wang, P., Hua, M., Gao, P.** (2013). Compact triple-band monopole antenna for WLAN/WiMAX applications. *IEICE Electronics Express*, 10(22), 20130638. doi: 10.1587/elex.10.20130638.
- [102] **Paul, P. M., Kandasamy, K., Sharawi, M. S.** (2017). A tri-band slot antenna loaded with split ring resonators, *Microwave and Optical Technology Letters*, 59(10), 2638–2643. doi: 10.1002/mop.30791.
- [103] **Sarkar, D., Saurav, K., Srivastava, K. V.** (2014). Multi-band microstrip-fed slot antenna loaded with split-ring resonator, *Electronics Letters*, 50(21), 1498–1500. doi: 10.1049/el.2014.2625.
- [104] **Li, H., Du, J., Yang, X. X.** (2021). Compact triple-band wearable circular patch antenna for WLAN/WiMAX applications, *Proceedings of 2021 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, (pp. 1–2), Taipei, Taiwan: October 19–22. doi: 10.23919/ISAP47258.2021.9614587.
- [105] **Maity, B., Nayak, S. K.** (2022). Design of compact microstrip-fed triple-band slot antenna with defected ground structure for wireless communications, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 36(12), 1702–1716. doi: 10.1080/09205071.2022.2041491.

- [106] **Hooke, R., Jeeves, T. A.** (1961). "Direct search" solution of numerical and statistical problems, *Journal of the ACM (JACM)*, 8(2), 212–229. doi: 10.1145/321062.321069.
- [107] **Torczon, V.** (1997). On the convergence of pattern search algorithms, *SIAM Journal on Optimization*, 7(1), 1–25. doi: 10.1137/S1052623493250780.
- [108] **Gardeux, V., H. Omran, M. G., Chelouah, R., Siarry, P., Glover, F.** (2017). Adaptive pattern search for large-scale optimization. *Applied Intelligence*, 47, 319-330. doi: 10.1007/s10489-017-0901-8.





ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Mahmud Esad YİĞİT

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2011, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2014, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2012-2020 yılları arasında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak elektromagnetik, mikrodalga ve antenler konularında çalıştı.
- 2020 yılından beri Çankırı Karatekin Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.

DOKTORA TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Yiğit, M. E., Günel, T.** 2016. Doğrusal Anten Dizisi Işıma Diyagramının Sentezi İçin Konveks-Genetik-Taguchi Algoritmalarına Dayalı Yeni Bir Karma Optimizasyon Yaklaşımı. *2016 Elektrik, Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı (ELECO)*, December 1-3, 2016 Bursa, Türkiye.
- **Yiğit, M. E., Günel, T.** 2017. Pattern Synthesis Of Linear Antenna Array Using Hybrid Particle Swarm-Taguchi Optimization. *2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, November 30-December 2, 2017 Bursa, Türkiye.
- **Yiğit, M. E., Günel, G. Ö., Günel, T.** 2017. Genetic Based Approach to the Synthesis of a Cylindrical-Rectangular Microstrip Conformal Antenna Using Artificial Neural Network and Support Vector Regression Models. *2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, November 30-December 2, 2017 Bursa, Türkiye.
- **Yiğit, M. E., Günel, G. Ö., Günel, T.** 2018. PSO Based Approach to the Synthesis of a Cylindrical-Rectangular Ring Microstrip Conformal Antenna Using SVR Models with RBF and Wavelet Kernels. *2018 The 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, October 31-November 2, 2018 İstanbul, Türkiye.
- **Yiğit, M. E., Günel, T.** 2018. Pattern Synthesis of Linear Antenna Array via a New Hybrid Taguchi - Genetic - Particle Swarm Optimization Algorithm. *2018 The 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, October 31-November 2, 2018 İstanbul, Türkiye.

- **Yiğit, M. E.,** Günel, G. Ö., Günel, T. 2019. SVR Approach to the Design of Dual-Band Rectangular Microstrip Antenna with a Pair of Slots for WLAN Applications. *2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, November 28-30, 2019 Bursa, Türkiye.
- **Yiğit, M. E.,** Günel, T., Günel, G. Ö. 2021. SVR Based Design of Triple Band Rectangular Microstrip Antenna for WLAN and 5G Applications. *The 4th International Symposium on Advanced Electrical & Communication Technologies (ISAECT)*, December 6-8, 2021, Khobar, Saudi Arabia.
- **Yiğit, M. E.,** Günel, G.Ö., Aydemir, M.E., Günel, T. 2022. Soft Computing Approach to Design a Triple-Band Slotted Microstrip Patch Antenna. *Applied Sciences*, 12(23):11923, 1-17, 2022.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Yiğit, M. E.,** Günel, T. 2013. Conformal Antenna Array Synthesis Using Taguchi Algorithm. *8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, November 28-30, 2013 Bursa, Türkiye.
- **Yiğit, M. E.,** Günel, T. 2015. Hybrid Optimization Approach to the Pattern Synthesis of Conformal Antenna Array. *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, November 26-28, 2015 Bursa, Türkiye.
- Günel, T., **Yiğit, M. E.** 2018. A Genetic-Based Synthesis Approach to the Composite Right/Left-Handed Transmission Line Phase Shifter. *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, November 21-23, 2018 Rabat-Kenitra, Morocco.
- Günel, T., **Yiğit, M. E.,** Günel, G. Ö. 2018. Genetic-Based Approach to the Synthesis of Rectangular Microstrip Antenna Elements with Reduced Mutual Coupling," *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, November 21-23, 2018 Rabat-Kenitra, Morocco.
- **Yiğit, M. E.,** Günel, T., Mamasadikov, S., Arkan, A. 2018. Askılı Taban Üzerinde Yeni Bir Yay Kesikli Eşkenar Üçgen Mikroşerit Anten Tasarımı. *2018 Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı (ELECO)*, November 30-December 1, 2018 Bursa, Türkiye.
- **Yiğit, M. E.,** Günel, T., Misir, K. O. 2019. Hybrid Taguchi-Genetic Approach to Design of Thin and Broadband Electromagnetic Absorber for Microwave Frequencies. *2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, November 28-30, 2019 Bursa, Türkiye.
- Günel, T., **Yiğit, M. E.,** Günel, G. Ö. 2020. Modified Calculation Based on Genetic Algorithm for the Resonant Frequencies of 30°-60°-90° Triangular Patch Antenna. *2020 Innovations in Intelligent Systems and Applications Conference (ASYU)*, October 15-17, 2020 İstanbul, Türkiye.
- Günel, T., **Yiğit, M. E.,** Günel, G. Ö. 2021. Multiwall Carbon Nanotube Time Delay Section," *2021 4th International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, December 6-8, 2021 Khobar, Saudi Arabia.
- **Yiğit, M. E.,** Günel, T. 2022. Optimization Approach to the Design of Dual Band Slotted Circular Microstrip Antenna. *The 1st International Karatekin Science and Technology Conference (IKSTC)*, September 1-3, 2022 Çankırı, Türkiye.