

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜN PARETO OPTİMAL
KARAKTERİZASYONU

Ahmet ULUSLU

DOKTORA TEZİ
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Haberleşme Programı

Danışman
Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Temmuz, 2020

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜN PARETO OPTİMAL
KARAKTERİZASYONU

Ahmet ULUSLU tarafından hazırlanan tez çalışması 23.07.2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Sedef KENT PINAR, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Umut Engin AYTEN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ahmet Arif ERGİN, Üye
Yeditepe Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Mikrodalga Transistörün Pareto Optimal Karakterizasyonu başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Ahmet ULUSLU

İmza

Aileme

TEŞEKKÜR

Bu çalışma Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme programında doktora tezi olarak hazırlanmıştır. Günümüzde gelişen teknoloji ile beraber her şeyin en hızlı şekilde elde edilmesi hedeflenmiştir.

Bu tez çalışmasında, günümüzün en popüler genetik optimizasyon algoritmalarından biri olan baskın-olmayan sıralamalı genetik algoritma (NSGA), mikrodalga mühendisliğinin halen önemini koruyan çalışmalarından biri olan ultra-geniş bant (UWB) minyatür düşük gürültülü amplifikatörü (LNA) tasarımı için etkili bir yöntem olarak sunulmuş ve analitik çalışmalarla kıyaslanarak algoritmanın problemlerin başarılı bir şekilde üstesinden gelebildiği gösterilmiştir.

Öncelikle bu muazzam çalışmanın hazırlanmasında ve tez çalışmalarım sırasında değerli yardımlarını esirgemeyen, gerek bilgi ve gerekse moral açısından bana her zaman destek olan, akademik anlamda bitmeyen enerjisiyle bana önemli bir rol model olan danışman hocam sayın Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ'e teşekkür ederim.

Çalışmam süresince değerli zamanlarını ayırarak her türlü teknik destek ve bilgiyi bana aktaran Dr. Öğr. Üyesi Peyman MAHOUTİ arkadaşşıma, akademik katkı ve teşvikleriyle tez izleme komitemde bulunan Prof. Dr. Sedef KENT ve Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK'e çok teşekkür ederim.

Tezimin bu konu üzerinde çalışacak araştırmacılara kaynak niteliğinde olması dileğiyle.

Ahmet ULUSLU

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	ix
KISALTMA LİSTESİ	xii
ŞEKİL LİSTESİ	xiv
TABLO LİSTESİ	xxii
ÖZET	xxvi
ABSTRACT	xxviii
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	2
1.3 Hipotez	3
2 GENETİK ALGORİTMALAR İLE OPTİMİZASYON	4
2.1 Optimizasyon	5
2.1.1 Optimizasyonun Aşamaları	6
2.1.2 Temel Optimizasyon Yaklaşımları	8
2.2 Genetik Algoritmalar	10
2.2.1 Genetik Algoritma Tanımı	11
2.2.2 Genetik Algoritma Temel Kavramları	12
2.2.3 Genetik Algoritmaların Çalışma Prensibi	14
2.2.4 Genetik Algoritma Aşamaları ve Akış	18
2.2.5 Genetik Algoritmanın Avantajları ve Sınırları	20
2.2.6 Genetik Algoritmanın Uygulama Alanları	20
2.2.7 Genetik Algoritmayı Kullanma Nedenleri	21
2.2.8 Genetik Algoritmalarda Kullanılan Bilgisayar Programları	21
3 GENETİK OPTİMİZASYON	22
3.1 Çok Amaçlı Optimizasyon	23
3.1.1 Çok Amaçlı Optimizasyonun Kriterleri	23

3.1.2	Pareto Optimal Çözümler	24
3.2	Baskın-Olmayan Sıralamalı Genetik Algoritma (NSGA)	25
3.2.1	Rütbeleme	26
3.2.2	Yoğunluk Mesafesi	27
3.2.3	Seçkinlik (Elitizm)	27
3.2.4	Seçim	29
3.3	NSGA-III Algoritması	29
3.3.1	Popülasyonun Baskın-Olmayan Seviyelere Sınıflandırılması . . .	30
3.3.2	Hiper-Düzlemde Referans Noktalarının Belirlenmesi	30
3.3.3	Popülasyon Üyelerinin Uyarlamalı Normalleştirilmesi	31
3.3.4	Birleşme Operasyonu	33
3.3.5	Niş Koruma Çalışması	33
3.3.6	Yavru Popülasyonu Yapmaya Yönelik Genetik Operasyonlar . . .	38
3.3.7	NSGA-III'ün Bir Nesilinin Hesaplama Karmaşıklığı	38
3.3.8	NSGA-III'ün Parametre Az Mülkiyeti	39
4	MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN OPTİMİZASYONU	40
4.1	Transistörün Performans Ölçü Fonksiyonları	40
4.1.1	Gürültü Faktörü (F)	40
4.1.2	Giriş VSWR (V_{in})	41
4.1.3	Çıkış VSWR (V_{out})	42
4.1.4	Güç Kazancı (G_T)	42
4.2	Gerçekleştirilebilir Tasarım Hedefinin Belirlenmesi	43
4.3	Amaç Fonksiyon Çiftleri ve Performans Dörtlüsü	46
4.4	Pareto Optimalitesi	47
5	BİR MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN NSGA-III ALGORİTMASI İLE PARETO OPTİMİZASYONU	49
5.1	Amaç Fonksiyon Çifti Seçimi	50
5.2	Optimal Algoritma Parametre Seti Seçimi	51
5.2.1	Optimum Maksimum İterasyon ve Popülasyon Parametreleri . .	53
5.2.2	Optimum Mutasyon ve Çaprazlama Yüzdesi	53
5.3	Pareto Sınırları	56
5.3.1	($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi	57
5.3.2	($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi	60
5.3.3	($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi	63

5.3.4	($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi	66
5.3.5	($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi	69
5.4	Pareto Optimal Özellikleri	72
5.4.1	($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	72
5.4.2	($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	74
5.4.3	($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	75
5.4.4	($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	78
5.4.5	($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	78
5.4.6	Belirlenen Performans Dörtlülerinin Hedefe Yakınsama Özellikleri	81
5.5	Optimum Bias Durumu	84
5.5.1	$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	84
5.5.2	$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	85
5.5.3	$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	89
5.5.4	$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	92
5.5.5	$V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm	95
5.5.6	Belirlenen Bias Noktalarının Hedefe Yakınsama Özellikleri . . .	96
5.6	Monte Carlo Analizi	99
5.6.1	$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi	100
5.6.2	$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi	100
5.6.3	$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi	102
5.6.4	$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi	102
5.6.5	$V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi	107

5.7 Tipik Uygulamalar	107
6 SONUÇ VE ÖNERİLER	111
KAYNAKÇA	112
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	119

SİMGE LİSTESİ

V_{in}	Giriş gerilimi
V_{out}	Çıkış gerilimi
V_{DS}, I_{DS}	Transistör kutuplama, gerilim akımı
f	Çalışma frekansı
F_{min}	Minimum gürültü faktörü
F_{req}	Talep edilen gürültü faktörü
G_T	Dönüştürücü güç kazancı
G_{Tmak}	Maksimum kazanç değeri
G_{Tmin}	Minimum kazanç değeri
G_P	Güç kazancı
G_A	Elde edilebilir güç kazancı
V_{outreq}	Talep edilen çıkış gerilimi
Z_L	Yük empedansı
Z_S	Kaynak empedansı
F	Gürültü faktörü
f_i	Uygunluk değeri
P_c	Çaprazlama yüzdesi
P_m	Mutasyon yüzdesi
N	Popülasyon
N_{pop}	Toplam popülasyon sayısı
N_{keep}	Saklanan popülasyon sayısı
σ_{share}	Paylaşılan uygunluk
I_{rank}	Baskın-olmayan rütbe

$I_{distance}$	Kalabalık mesafesi
$\prec_n$	İki çözüm karşılaştırma operatörü
H	Referans nokta sayısı
Z_{opt}	Optimum kaynak empedansı
ρ_{in}	Giriş yansıma katsayısı
ρ_{out}	Çıkış yansıma katsayısı
R_n	Eşdeğer gürültü direnci
P_L	Yüke aktarılan güç
P_{AVS}	Kaynaktan çekilebilen maksimum güç
P_{AVN}	Ağdan elde edilebilir güç
P_{IN}	Ağa giren güç
ϵ	Hata fonksiyonu
V_g	Kaynak gerilimi
Z_{out}	Çıkış empedansı
Z_{in}	Giriş empedansı
Z_{outIMN}	Giriş uydurma devresinin çıkış empedansı
Z_{IMN}	Transistörün giriş empedansı
Z_{inOMN}	Çıkış uydurma devresinin giriş empedansı
Z_{sOMN}	Transistörün çıkış empedansı
Z_g	Kaynak direnci
r_n	Gürültü direnci
Γ	Yansıma Katsayısı
Γ_{IN}	Giriş tarafındaki yansıma katsayısı
Γ_{OUT}	Çıkış tarafındaki yansıma katsayısı
Γ_{opt}	Optimum yansıma katsayısı
Γ_L	Yük yansıma katsayısı
Γ_S	Yansıma katsayısı
Z_0	İletim hattı karakteristik empedansı
l	İletim hattı fiziksel uzunluğu

λ	Dalgaboyu
S_{11}	Uygun çıkış sonlandırma ile giriş yansıma katsayısı
S_{21}	Uygun çıkış sonlandırma ile ileri iletim katsayısı
S_{22}	Uygun giriş sonlandırma ile çıkış yansıma katsayısı
S_{12}	Uygun giriş sonlandırma ile ters iletim katsayısı

KISALTMA LİSTESİ

AAA	Artificial Algorithm Algorithm (Yapay Algoritma Algoritması)
ABC	Artificial Bee Colony (Yapay Arı Kolonisi)
ACO	Ant Colony Optimization (Karıncı Kolonisi Optimizasyonu)
AS	Ant System (Karıncı Sistemi)
B	Bant Geniřlięi
BA	Bat Algorithm (Yarasa Algoritması)
BHOA	Black Hole Optimization Algorithm (Kara Delik Optimizasyonu Algoritması)
CSA	Cuckoo Search Algorithm (Guguk Kuşu Arama Algoritması)
dB	Differential Evolution Algorithm (Diferansiyel Evrim Algoritması)
DEA	Electromagnetic Field Optimization (Elektromanyetik Alan Optimizasyonu)
FA	Firefly Algorithm (Ateşböceği Algoritması)
FDTs	Feasible Design Target Space (Gerçekleştirilebilir Tasarım Hedef Alanı)
FEN	Function Evolution Number (Fonksiyon Adım Numarası)
FOA	Forest Optimization Algorithm (Orman Optimizasyon Algoritması)
GA	Genetik Algoritma (Genetic Algorithm)
GHz	Gigahertz
GRNN	General Regression Neural Network (Genel Regresyon Sinir Ağı)
GSA	Gravitational Search Algorithm (Kütleçekimsel Arama Algoritması)
HBOA	Hurricane Based Optimization Algorithm (Kasıręa Tabanlı Optimizasyon Algoritması)
HTS	Heat Transfer Search (Isı Transferi Arama)
LNA	Low Noise Amplifier (Düşük Gürültülü Amplifikatör)

MLP	Çok Katmanlı Algılayıcı
MOO	Multi Objective Optimization (Çok Amaçlı Optimizasyon)
NF	Noise Figure (Gürültü Faktörü)
NSGA	Non-dominated Sorting Genetic Algorithm (Baskın-Olmayan Sıralamalı Genetik Algoritma)
OIO	Optically Inspired Optimization (Optik Olarak İlham Alan Optimizasyon)
PDB	Performans Veritabanları
PO	Pareto Optimal
PSO	Particle Swarm Optimization (Parçacık Sürüsü Optimizasyonu)
RF	Radio Frequency (Radyo Frekansı)
SA	Simulation Algorithm (Simülasyon Algoritması)
SOA	Shark Odor Algorithm (Köpekbalığı Kokusu Algoritması)
SOO	Single Objective Optimization (Tek Amaçlı Optimizasyon)
TSA	Tree Seed Algorithm (Ağaç Tohumu Algoritması)
UWB	Ultra Wideband (Ultra Geniş Bant)
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (Gerilim Duran Dalga Oranı)
WCOA	Water Cycle Optimization Algorithm (Su Döngüsü Optimizasyon Algoritması)
WSA	Weighted Superposition Algorithm (Ağırlıklı Süperpozisyon Algoritması)
YSA	Yapay Sinir Ağı

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	Optimize edilecek bir fonksiyon veya işlemin diyagramı	5
Şekil 2.2	Optimizasyon algoritmalarının kategorileri	6
Şekil 2.3	Bir sistemin tasarım aşamaları	7
Şekil 2.4	Bir GA'nın sözde-kodu	15
Şekil 2.5	İki ebeveynden iki yavru üretme süreci	16
Şekil 2.6	Tek noktalı çapraz geçiş örneği	17
Şekil 2.7	Genetik algoritma akış şeması	19
Şekil 3.1	Pareto optimal çözümler	25
Şekil 3.2	NSGA algoritması için sözde kod	26
Şekil 3.3	$\prec_n$ operatörünün tanımı	27
Şekil 3.4	Kalabalık mesafesi gösterimi	28
Şekil 3.5	Üç amaçlı bir problem için $p=4$ de onbeş yapılandırılmış referans noktasının normalleştirilmiş referans düzleminde gösterimi	31
Şekil 3.6	Algoritma 1	32
Şekil 3.7	Kesişme noktalarının hesaplanması ve daha sonra hiper-düzlemin aşırı noktalardan oluşturulması için üç-amaçlı bir problem için gösterimi	34
Şekil 3.8	Algoritma 2	35
Şekil 3.9	Kalabalık referans noktalarına sahip popülasyon üyelerinin birleşmesinin gösterimi	36
Şekil 3.10	Algoritma 3	36
Şekil 3.11	Algoritma 4	37
Şekil 4.1	Azami güç iletimi ve gerekli kaynak ve yük sonlandırmalarıyla gerekli gürültü için küçük sinyalli bir transistörün iki-portlu gösterimi	44
Şekil 4.2	Maksimum güç değişimi ve gerekli gürültü için tek transistör LNA devresi	44
Şekil 4.3	Pareto optimal karakteristiği	48
Şekil 5.1	NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)	51

Şekil 5.2	NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)	51
Şekil 5.3	NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)	52
Şekil 5.4	NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)	52
Şekil 5.5	NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)	52
Şekil 5.6	Farklı popülasyon (N) parametreleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 12 GHz) (Maksimum iterasyon = 80, çaprazlama yüzdesi = 0,5, mutasyon yüzdesi = 0,5)	53
Şekil 5.7	Farklı çaprazlama yüzdesi (P_c) ve mutasyon yüzdesi (P_m) parametreleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 12 GHz) (Maksimum iterasyon = 80, popülasyon = 50)	56
Şekil 5.8	NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	57
Şekil 5.9	NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	57
Şekil 5.10	NE3511S02 transistörü için 12 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	58
Şekil 5.11	NE3511S02 transistörü için 13 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	58
Şekil 5.12	NE3511S02 transistörü için 14 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	58

Şekil 5.13 NE3511S02 transistörü için 15 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	59
Şekil 5.14 NE3511S02 transistörü için 16 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	59
Şekil 5.15 NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	60
Şekil 5.16 NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	60
Şekil 5.17 NE3511S02 transistörü için 12 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	61
Şekil 5.18 NE3511S02 transistörü için 13 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	61
Şekil 5.19 NE3511S02 transistörü için 14 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	61
Şekil 5.20 NE3511S02 transistörü için 15 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	62
Şekil 5.21 NE3511S02 transistörü için 16 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	62
Şekil 5.22 NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	63
Şekil 5.23 NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	63
Şekil 5.24 NE3511S02 transistörü için 12 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	64
Şekil 5.25 NE3511S02 transistörü için 13 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	64

Şekil 5.26	NE3511S02 transistörü için 14 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	64
Şekil 5.27	NE3511S02 transistörü için 15 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	65
Şekil 5.28	NE3511S02 transistörü için 16 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	65
Şekil 5.29	NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	66
Şekil 5.30	NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	66
Şekil 5.31	NE3511S02 transistörü için 12 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	67
Şekil 5.32	NE3511S02 transistörü için 13 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	67
Şekil 5.33	NE3511S02 transistörü için 14 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	67
Şekil 5.34	NE3511S02 transistörü için 15 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	68
Şekil 5.35	NE3511S02 transistörü için 16 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	68
Şekil 5.36	NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	69
Şekil 5.37	NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	69
Şekil 5.38	NE3511S02 transistörü için 12 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	70

Şekil 5.39 NE3511S02 transistörü için 13 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	70
Şekil 5.40 NE3511S02 transistörü için 14 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	70
Şekil 5.41 NE3511S02 transistörü için 15 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	71
Şekil 5.42 NE3511S02 transistörü için 16 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	71
Şekil 5.43 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	73
Şekil 5.44 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	73
Şekil 5.45 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	75
Şekil 5.46 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	76
Şekil 5.47 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	77
Şekil 5.48 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	77
Şekil 5.49 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	79

Şekil 5.50 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	79
Şekil 5.51 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	80
Şekil 5.52 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	80
Şekil 5.53 Belirlenen durumlar için ortalama minimum maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz)	81
Şekil 5.54 Farklı gürültü faktörü (F_{req}) için giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) parametrelerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & $V_{outreq} = 1,2$)	82
Şekil 5.55 Farklı gürültü faktörü (F_{req}) için giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) parametrelerinin frekansa bağlı olarak değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & $V_{outreq} = 1,2$)	83
Şekil 5.56 Farklı çıkış VSWR (V_{outreq}) için giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) parametrelerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & $F_{req} = 1,3$)	83
Şekil 5.57 Farklı çıkış VSWR (V_{outreq}) için giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) parametrelerinin frekansa bağlı olarak değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & $F_{req} = 1,3$)	83
Şekil 5.58 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)	86
Şekil 5.59 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)	88
Şekil 5.60 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	91

Şekil 5.61 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)	94
Şekil 5.62 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	97
Şekil 5.63 Belirlenen kutuplama koşullarında performans ($F_{req} =$ $1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlüsünün ortalama minimum maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi (10-16 GHz)	97
Şekil 5.64 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi	98
Şekil 5.65 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} =$ $1,2$) dörtlülerinin giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) varyasyonlarının Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi	98
Şekil 5.66 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} =$ $1,2$) dörtlülerinin çıkış VSWR (V_{out}) ve kazanç (G_T) varyasyonlarının Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi	99
Şekil 5.67 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)	101
Şekil 5.68 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)	103
Şekil 5.69 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	104
Şekil 5.70 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)	106

Şekil 5.71 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	108
Şekil 5.72 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T AWR ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)	110
Şekil 5.73 LNA modelinin AWR şeması	110

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1	Tek nokta geçişinin eşleştirme ve çiftleşme süreci	17
Tablo 5.1	Performans dörtlülerinin tanımı	50
Tablo 5.2	Farklı maksimum iterasyon ve popülasyon (N) parametreleri için en iyi, ortalama ve en kötü maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 12 GHz) (Çaprazlama yüzdesi = 0,5, mutasyon yüzdesi = 0,5)	54
Tablo 5.3	Farklı çaprazlama yüzdesi (P_c) ve mutasyon yüzdesi (P_m) parametreleri için en iyi, ortalama ve en kötü maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 12 GHz) (Maksimum iterasyon = 80, popülasyon = 50)	55
Tablo 5.4	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	74
Tablo 5.5	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	74
Tablo 5.6	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	76
Tablo 5.7	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	78
Tablo 5.8	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	81
Tablo 5.9	Belirlenen farklı durum için en iyi, ortalama ve en kötü ortalama minimum maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz)	82

Tablo 5.10 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)	85
Tablo 5.11 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)	85
Tablo 5.12 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)	87
Tablo 5.13 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)	87
Tablo 5.14 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)	89
Tablo 5.15 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)	89
Tablo 5.16 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	90
Tablo 5.17 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	90
Tablo 5.18 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	92
Tablo 5.19 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)	92

Tablo 5.20	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)	93
Tablo 5.21	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)	93
Tablo 5.22	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	95
Tablo 5.23	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	95
Tablo 5.24	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	96
Tablo 5.25	Belirlenen farklı kutuplama koşullarında ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin minimum maliyetinin detaylı performans değerlendirmeleri	99
Tablo 5.26	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)	100
Tablo 5.27	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)	102
Tablo 5.28	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	105
Tablo 5.29	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)	105
Tablo 5.30	NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)	107

Tablo 5.31 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} =$ 1,2) dörtlülerinin Pareto baskın çözümlerinin ve ağ eşleştirmeli performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)	109
Tablo 5.32 Eşleşen ağların genişlik ve uzunluk değeri (mm)	109

Mikrodalga Transistörün Pareto Optimal Karakterizasyonu

Ahmet ULUSLU

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Mikrodalga mühendisliğinin, düşük güç tüketimli ve yüksek kazançlı ultra-geniş bant (UWB) minyatür düşük gürültülü amplifikatör (LNA) tasarımı, en büyük zorluklarından biri olmaya günümüzde de devam etmektedir.

Bu çalışmada düşük gürültülü bir mikrodalga transistörünün, mikrodalga cihazlar hakkında uzmanlık gerektirmeden, tüm kabul edilebilir Pareto optimal çözümleri belirlenen operasyon alanında (V_{DS} , I_{DS} , f) hatasız olarak gösterilmiştir. Bu çok amaçlı optimizasyon probleminde NSGA-III kullanılmış, gürültü faktörü $F_{min} \leq F_{req}$ ve çıkış VSWR $1 \leq V_{outreq}$ referans noktaları tercih edilerek giriş VSWR $1 \leq V_{inopt}$ ve kazanç G_{Tmak} olacak şekilde koşulsuz kararlı çalışma bölgesi Z_S ve Z_L 'ye göre optimize edilmiştir. Böylece Pareto optimal performans dörtlüsünün (F_{req} , V_{inopt} , V_{outreq} , G_{Tmak}) farklı gruplar için hızlı arama ve sınırlı sayıda fonksiyon çağırılarak Pareto optimal karakteristiğinde çözümlenir.

Yeni bir tasarım olarak gerçekleştirilen çalışmalar şu şekilde özetlenebilir: NE3511S02 bir test transistörü olarak seçilmiştir. (i) Çok hedefli modelleme problemlerinin Pareto optimizasyonu kullanılarak domine edilmemiş çözümler olarak isimlendirilen bir optimal çözüm kümesi için Pareto sınırları (Pareto front) belirlenmiştir. (ii) Pareto sınırları üzerinde kabul edilebilir ve gereksinimleri yerine getirecek uygun çözüm seçilir ve bu Pareto optimal çözüm olarak adlandırılır. Seçilen bu operasyon alanına karşılık gelen analitik çözümleri ile karşılaştırılmıştır. (iii) Ayrıca, P_{mak} , I_{DSmak} belirlenen performans dörtlüsü için gerekli operasyon alanındaki optimum bias koşulu (V_{DS} , I_{DS}) maliyet analizi kullanılarak belirlenir. (iv) Son olarak kaynak ve yük

sonlandırmalarının imalat toleranslarına karşı duyarlılıkları da Monte Carlo yöntemi kullanılarak analiz edilmiştir.

Çalışmada, zorlu LNA tasarım problemlerinde tasarım hedefine karar vermek için tüm transistörün kabul edilebilir performans bileşenlerinin arasında Pareto optimal denge ilişkilerinin bu çalışmanın bir tasarımcıya kolaylık sağladığı sonucuna varılabilir. Ayrıca tüm bunlardan oluşan sonuçlar gerçekleştirilebilir tasarım hedef alanını (FDTS) sağlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Baskın-olmayan sıralamalı genetik algoritma (NSGA), pareto optimal çözümler, çok hedefli optimizasyon, dönüştürücü kazancı, gürültü Faktörü

Pareto Optimal Characterization of a Microwave Transistor

Ahmet ULUSLU

Department of Electronics and Communications Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Advisor: Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Microwave engineering, low power consumption and high gain ultra-wideband (UWB) miniature low noise amplifier (LNA) design is still one of the biggest challenges.

In this study, full performance characterization of a microwave small-signal transistor is achieved as all the set of acceptable Pareto optimal solutions and trade-off relations within device operation (V_{DS} , I_{DS} , f) domain without any expert knowledge of microwave device. In this multi-objective optimization problem, NSGA-III is used where the noise $F_{min} \leq F_{req}$ and output mismatching $1 \leq V_{outreq}$ are preferred as the reference points, while the input mismatching $1 \leq V_{inopt}$ and gain G_{Tmax} are optimized with respect to source Z_S and load Z_L within the unconditionally stable working area. Thus diverse set of Pareto optimal performance (F_{req} , V_{inopt} , V_{outreq} , G_{Tmax}) quadruples are resulted to be used in the Pareto optimal characteristics from a fast search and the limited number of function calls.

A novel design can be summarized as follows: NE3511S02 is chosen as a test vehicle. (i) The Pareto front has been determined for a set of optimal solutions, which are called non-dominated solutions using Pareto optimization for multi-objective optimization problems. (ii) Its Pareto optimal performance characteristics are obtained applying individual selection criteria to the Pareto frontiers in the operation domain and are compared with their counterpart analytical characteristics. (iii) Besides, the optimum bias condition (V_{DS} , I_{DS}) is determined using the cost analysis in the operation domain for the required P_{max} , I_{DSmax} performance quadruple. (iv) Finally sensitivities of the

source and load terminations to fabrication tolerances are also analyzed using Monte Carlo method.

Herein it can be concluded that this work enables a designer to provide the feasible design target space (FDTs) consisting of all the acceptable Pareto optimal trade-off relations among all the transistor's performance ingredients to make decision for the design target for the challenging LNA design problems.

Keywords: Non-dominated sorting genetic algorithm (NSGA), pareto optimal solutions, multi objective optimization, transducer gain, noise figure

1.1 Literatür Özeti

Bugün, ultra-geniş bant (UWB) alıcı-verici entegrasyonu için yüksek kazanç, düşük gürültü, düşük giriş V_{in} ve düşük çıkış V_{out} VSWR olan düşük seviyeli bir pilden düşük güç tüketimli minyatür ultra-geniş bant düşük gürültülü amplifikatör (LNA) tasarımı gerektirir.

Bu zor gereksinimler zorlu bir tek transistör LNA tasarım optimizasyonu gerektirir.

Optimizasyon algoritması ve teknolojisi ne olursa olsun büyük zorluklardan biride bu tasarım probleminde olduğu gibi transistörün giriş ve çıkış bağlantı noktaları gürültü, kazanç ve uyumsuzluk arasında fiziksel sınırlamaları ve denge ilişkileri yükseltilmesini sağlamaktır. Tabii ki sonuçlardaki en önemli içerik gerçekleştirilebilir tasarım hedef alanıdır (FDTs). Bunlar tasarım optimizasyon probleminde kullanılır.

Bu gerçekleştirilebilir tasarım hedef alanı sorunuyla aşağıdaki iki aşamada üstesinden gelinmiştir:

(i) Öncelikle sinyal ve gürültü parametreleri yapay zeka araçları [1]-[6] veya yeni optimizasyon yöntemleri [7]-[9] kullanarak operasyon alanında (V_{DS} , I_{DS} , f) transistörün tamamı modellenmiştir.

(ii) İkinci aşamada, ($F_{min} \leq F_{req}$, $1 \leq V_{in}$, $G_{Tmin} \leq G_T \leq G_{Tmak}$), ($F_{min} \leq F_{req}$, $V_{out} = 1$, G_{Tmak}) üçlü veya ($F_{min} \leq F_{req}$, $1 \leq V_{in}$, $1 \leq V_{outreq}$, $G_{Tmin} \leq G_T \leq G_{Tmak}$) dördü [10]-[17] analitik veya sayısal olarak eş zamanlı performansa neden olan kaynak (Z_S) ve yük (Z_L) sonlandırmalarına göre transistörün yüksek doğrusal olmayan küçük-sinyal performans denklemlerini çözmektir.

Literatürde ilk kez [13]'inci eserde, ($F_{min} \leq F_{req}$, $1 \leq V_{in}$, $1 \leq V_{outreq}$, $G_{Tmin} \leq G_T \leq G_{Tmak}$) dördüleri son derece zor ve doğrusal olmayan performans denklemlerin mikrodalga transistörün analitik olarak operasyon alanına (V_{DS} , I_{DS} , f) bağlı G_T (f),

gürültü faktörü $F(f)$ ve uyumsuzluk kayıpları yani fiziksel gerçekleştirilebilirlik koşulları ve denge ilişkileri girişte $1 \leq V_{in}(f)$ ve çıkış $1 \leq V_{out}(f)$ arasında elde edilerek çözüleceği belirlenir.

Bir makalede [17] performans dörtlüleri herhangi bir uzman olmadan transistörün küçük sinyal performans teorisine ihtiyaç duymadan tek amaçlı optimizasyon (SOO) problemini çözerek elde edilir. Aynı makalede tüm hedefler tek bir ağırlıklı fonksiyonda toplanır ve yeni metaheuristik akıllı algoritmalarından Guduk Kuşu Arama algoritması (CSA), Diferansiyel Evrim algoritması (DEA), Ateşböceği algoritması (FA) ile çözülür.

1.2 Tezin Amacı

Haberleşme teknolojisi, insanoğlunun kullanımı için her geçen gün daha fazla zorlu talepler doğuran çok önemli bir alan olarak hızla gelişmektedir. Başlıca talepler arasında yüksek performans, daha düşük ebat, daha geniş bant, daha düşük maliyet ve düşük enerji tüketimi bulunmaktadır. Telekomünikasyon sistemlerinde hassas alıcı devreleri genellikle yüksek performanslı RF aşamaları gerektirir. Bu zorlu kriterlere sahip bir LNA tasarımına sahip olmak için, yeni, hızlı ve doğru yöntemlerin kullanılması gerekmektedir.

Genellikle çok amaçlı optimizasyon (MOO) problemlerini birleştirilmiş tek amaçlı optimizasyon problemi olarak çözüme yönetimi izlenir. Ancak bu yaklaşım bazı sınırlamalara sahiptir:

- (i) Amaçların göreceli önemi ve kısıtlamalara dönüştürülen hedefler üzerindeki sınırlar hakkında ön bilgi gerektirir,
- (ii) Birleştirilmiş fonksiyon sadece bir çözüme yol açar ve bu çözümün diğerlerinden daha iyi olduğu garanti edilemez,
- (iii) Hedefler arasındaki denge ilişkileri kolaylıkla değerlendirilemez,
- (iv) Arama alanı dışbükey olmadıkça çözüm elde edilemeyebilir.

İşte bu dezavantajlardan dolayı bu çalışmada çok amaçlı optimizasyon yöntemi kullanılacaktır.

Bu çalışmada amacımız, tüm kabul edilebilir Pareto optimal çözümlerini, transistörün operasyon alanı (V_{DS}, I_{DS}, f) içerisindeki küçük sinyal performans denklemleri arasındaki karşılıklı denge ilişkilerini belirlemektir. Bu amaçla, $F_{min} \leq F_{req}$ ve

$1 \leq V_{outreq}$ referans noktaları olarak seçilerek, kullanıcı tercihinine bağlı olarak baskın-olmayan sıralamalı genetik algoritma III (NSGA-III) kullanılacaktır. Bu teknik, Pareto optimal sınıra yaklaşımda arama yerine daha az hesaplama kaynağı gerektirir. Kısacası daha odaklı ve yönlendirmelidir.

1.3 Hipotez

Bir önceki tez çalışmamda [20]; yüksek performanslı, düşük maliyetli, düşük güç tüketimli ve ultra-geniş bantlı (UWB) düşük gürültülü amplifikatör (LNA) tasarlamak için gerekli olan, transistörün tüm operasyonel parametreleri (V_{DS} , I_{DS} , f) için saçılma ve gürültü parametrelerinde, doğru ve güvenilir bir GRNN mikrodalga transistör modeli sunulmuştur. Bunun için, imalatçılar tarafından sağlanan ölçülen veriler eğitim ve test verileri oluşturmak için kullanılmıştır.

Bu tez çalışmasında ise; mikrodalga transistörün doğadan esinlenen meta-sezgisel algoritmalar olan Genetik algoritma (GA), gürültü faktörü F , kazanç G_T , giriş V_{in} ve çıkış V_{out} VSWR arasındaki eşzamanlı karşılıklı denge ilişkilerinin belirlenmesi için uygulanmaktadır. Bulunan sonuçların analitik sonuçlar karşısındaki başarısı bu çalışmanın literatürde öncü olacağını önermektedir.

Sonuç ve öneriler kısmında, gelecekteki çalışmalar için bazı önerilerle birlikte yapılabilecek çalışmalar üzerine değinilecektir.

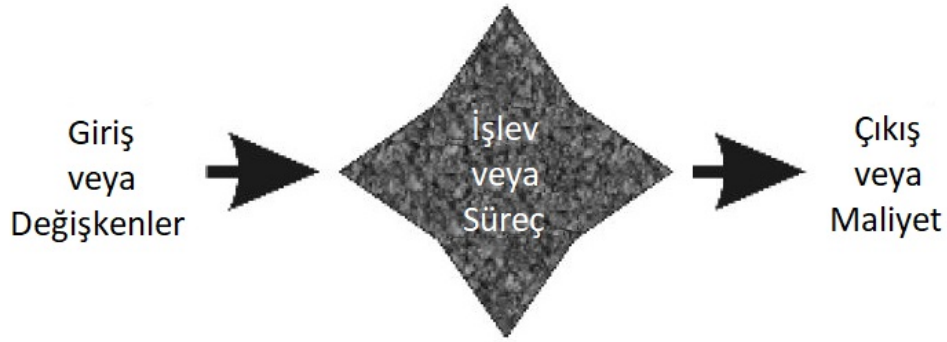
Optimizasyon, daha iyi bir şey yapma süreci olarak adlandırılır. Bir mühendis ya da bilim adamı yeni bir fikir geliştirir ve optimizasyon bu fikir üzerinde gelişir. Optimizasyon, bir ilk fikir üzerindeki çeşitlikleri denemekten ve o fikir üzerinde iyileştirmek için elde edilen bilgileri kullanmaktan oluşur. Amacı etkileyen fikir veya değişken elektronik formatta girilebildiği sürece, bilgisayar optimizasyon için mükemmel bir araçtır. Bilgisayarı bir miktar veri ile beslenerek ve problem çözülebilir. Burada akla gelen “Tek çözüm bu mu?” sorusuna yanıt, “Çoğu zaman değil” olarak cevaplanmaktadır ve akla gelen bir başka zor soru ise “En iyi çözüm mü?” olabilir. İşte optimizasyon, bu cevapları almak için kullandığımız matematik aracıdır.

“En iyi” çözüm terminolojisi birden fazla çözümün bulunduğunu ve çözümlerin eşit değerde olmadığını anlamına gelir. En iyinin tanımı; eldeki probleme, çözüm metoduna ve izin verilen toleranslara göre değişiklik göstermektedir. Bu nedenle optimal çözüm, problemi formüle eden kişiye bağlıdır. En iyi tanımı etkileyen faktörlerdir: Eğitim, düşünce, rüşvet ve uyku miktarıdır. Bazı problemlerin kesin cevapları veya kaynakları vardır yani en iyi bir tanımı vardır. Örneğin, doğrusal birinci mertebeden diferansiyel denklemlere bir çözümü vardır. Diğer problemlerin optimal nokta veya ekstrem olarak bilinen çeşitli minimum veya maksimum çözümlere sahiptir yani böyle problemler için en iyi göreceli bir tanım olabilir. Örneğin, en iyi sanat eseri veya müzikal beste gibi göreceli kavramlardır.

Bu bölüm, optimizasyonun temel bir açıklaması ile başlar, daha sonra aşamaları ile devam eder ve temel optimizasyon yaklaşımlarına birkaç örnek verilerek sonuçlanır. Görünüşte basit bir örnek, tipik asgari arayıcıların birçok eksikliğini ortaya koymaktadır. Geçmiş verilerle optimizasyon local sınırlara takıldığından ötürü, insanlar biyolojik süreçlere dayanan daha küresel yöntemlere yönelmişlerdir.

2.1 Optimizasyon

Hayat içerisinde, optimizasyon için birçok fırsatla karşılaşmaktadırlar. Örneğin; sabah ne zaman uyanırız, bu uyku miktarı ile en üst düzeyde çalışabiliyor muyuz? İşe gitmek için en iyi yol hangisidir? İlk olarak hangi projeyi ele alıyoruz? Veya bir şeyi tasarlarlarken, maliyeti azaltmak veya bir ürünün çekiciliğini en üst düzeye çıkarmak istediğimizden, bunun uzunluğunu kısaltır veya bunun ağırlığını azaltırız. İşte tüm bunlar birer optimizasyondur. Optimizasyon, bir cihazın, matematiksel sürecin veya deneylerin minimum veya maksimum çıktısını veya sonucunu bulmak için girişleri veya özelliklerini ayarlama işlemidir (Şekil 2.1). Süreçlerde veya fonksiyonlarda giriş değişkenleri; maliyet fonksiyonu, amaç fonksiyonu veya uygunluk fonksiyonu olarak, çıkış değişkenleri maliyet veya uygunluk (fitness) değeri olarak bilinir. Eğer süreç bir deney ise, değişkenler deneye fiziksel girişlerdir.



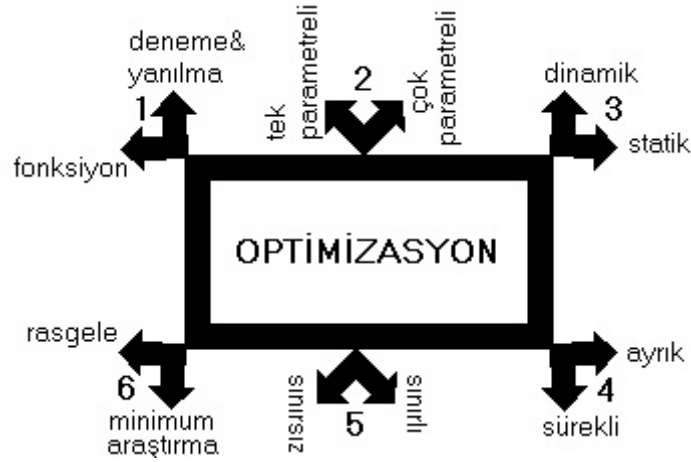
Şekil 2.1 Optimize edilecek bir fonksiyon veya işlemin diyagramı

Bu çalışmada, çıkış değeri maliyet olarak tanımlanmıştır. Maliyet minimize edilecek bir şey olduğu için, optimizasyon en aza indirgenir. Bazen bir fonksiyonu en üst düzeye çıkarmak daha mantıklıdır. Bir fonksiyonu en üst düzeye çıkarmak için, çıkışın ön tarafı eksi işaretle çapılarak minimize edilir. Örnek olarak, $(1 - x^2)$ 'yi belirlenen aralık da $(-1 \leq x \leq 1)$ maksimize edilmesi aynı aralıktaki $(x^2 - 1)$ minimize etmekle aynıdır.

Hayat birçok karardan ve gerçekleşen rastlantısal olaylardan dolayı ilginçtir. Kuantum teorisi, sonsuz sayıda boyut olduğunu ve her bir boyutun bir karara karşılık geldiğini öne sürmektedir. Hayat da doğrusal değildir, bu yüzden karışıklıklarda burada önemli bir rol oynar. İlk durumdaki küçük bir pertürbasyon (bozulma, sapma), çok farklı ve öngörülemez bir çözümle sonuçlanabilir. Bu teoriler, doğayı incelerken veya ürünleri tasarlarlarken yüksek oranda karmaşıklık olduğunu düşündürmektedir. Bilim, doğanın belirli sınırlı yönlerini temsil etmek için basit modeller geliştirdi. Bu basit ve genellikle doğrusal modellerin çoğu optimize edilmiştir. Gelecekte, bilim adamları ve mühendisler geçmişin çözülemeyen sorunlarını çözmek için optimizasyon, entelektüel araç kutusunda ihtiyaç duyulan temel bir araç olacaktır.

2.1.1 Optimizasyonun Aşamaları

Optimizasyon algoritmaları altı kategoriye ayrılır (Şekil 2.2). Bu altı görüşten ya da dallarından hiçbirisi karşılıklı olarak ayrıcalıklı değildir. Örneğin, dinamik bir optimizasyon problemi kısıtlanmış ya da kısıtlanmamış olabilir. Ek olarak, bazı değişkenler ayrık ve diğerleri sürekli olabilir. Şekil 2.3'de bir sistemin tasarım aşamaları gösterilmektedir.

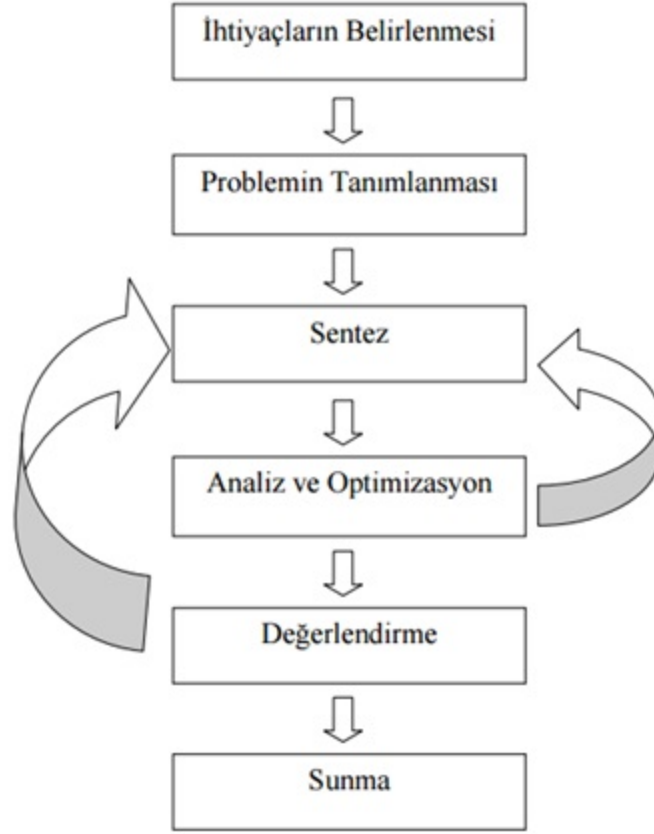


Şekil 2.2 Optimizasyon algoritmalarının kategorileri

Deneme yanılma optimizasyonu, çıkışı üreten süreç hakkında çok fazla şey bilmeden çıkışı etkileyen değişkenleri ayarlama sürecini ifade eder. Basit bir örnek; en iyi görüntü ve ses alımını elde etmek için televizyon anteni tavşan kulakları şeklinde ayarlanır. Bir anten mühendisi, tavşan kulaklarının belirli miktarda bükülme neden diğer bükülmelerden daha iyi bir görüntü aldığını tahmin edebilir. Genellikle deneyiciler bu yaklaşımı (deneme yanılma optimizasyonu) tercih ediyor. Penisilin'in bir antibiyotik olarak keşfi ve iyileştirilmesi gibi birçok büyük keşif, deneme yanılma optimizasyonun bir sonucudur. Bu optimizasyonun aksine, bir matematiksel formül optimizasyonunda amaç fonksiyonunu tanımlanır. Fonksiyonun çeşitli matematiksel manipülasyonları optimal çözüme yol açar. Teorisyenler bu teorik yaklaşımı severler.

Tek boyutlu optimizasyonda, tek bir değişken vardır. Birden fazla değişkeni olan bir problem çok boyutlu optimizasyon gerektirir. Boyutlar arttıkça optimizasyon giderek zorlaşır. Birçok çok boyutlu optimizasyon yaklaşımı, bir dizi tek boyutlu yaklaşımları genelleştirmektedir.

Dinamik optimizasyon, çıkışın zamanın bir fonksiyonu olduğu anlamına gelir; statik ise, çıkışın zamandan bağımsız olduğu anlamına gelir. Navigasyonda trafik durumuna bakıldığında bir yerden bir yere giderken en hızlı ve rahat şekilde gidebilmek için birkaç yol vardır. Amaç en iyi rotanın belirlenmesidir. Teorik olarak düşünülürse sorun statiktir ve çözüm bir harita veya bir arabanın kilometre sayacı kullanılarak



Şekil 2.3 Bir sistemin tasarım aşamaları

bulunabilir. Fakat pratikte, bu problem, yollardaki sayısız çeşitlilik nedeniyle basit değildir. En kısa rota mutlaka en hızlı rota olmayabilir. En hızlı rotayı bulmak, çözümü günün saatine, hava durumuna, kazalara vs. bağlı olan dinamik bir sorundur. Sorunu statik problem olarak ele almak en iyi çözüm bulmak için zordur, bununla birlikte zamanın eklenmiş boyutu dinamik problemi çözmeye zorluğunu artırır.

Optimizasyon, ayrık veya sürekli değişkenlerle de ayırt edilebilir. Ayrık değişkenler sınırlı sayıda olası değere sahipken, sürekli değişkenler sonsuz sayıda olası değere sahiptir. Bir listedeki bir dizi görevin hangi sırayla yapılacağına karar verilirse, ayrık optimizasyon kullanılır. Ayrık değişkenli optimizasyon, kombinatoriyal optimizasyon olarak da bilinir, çünkü optimum çözüm tüm olası değişkenlerin sonlu havuzundan belirli değişkenler kombinasyonundan oluşur. Bununla birlikte, bir sayı çizgisinde $f(x)$ 'in minimum değerini bulmaya çalışıyorsak, problemi sürekli olarak görmek daha uygun olacaktır.

Değişkenler, genellikle sınırlara veya kısıtlara sahiptir. Kısıtlı optimizasyon, değişken eşitlikler ve eşitsizlikler içeren maliyet fonksiyonundan oluşur. Kısıtsız optimizasyon, değişkenlerin herhangi bir değer almasına izin verir. Kısıtlı bir değişken, değişkenlerin bir dönüşümü ile genellikle kısıtlanmamış bir değişkene dönüşür. Sayısal optimizasyon rutinlerinin çoğu, kısıtlanmamış değişkenlerle en iyi şekilde çalışır. $-1 \leq x \leq 1$ aralığında $f(x)$ değerini en aza indirmenin basit kısıtlı örneğini düşünülecek olursa: Değişken x 'i $x = \sin(u)$ 'ya bırakarak ve u 'nun herhangi bir değeri için $f(\sin(u))$ değerini en aza indirerek x 'i sınırsız bir değişkene dönüştürür. Kısıtlı optimizasyon, değişkenleri lineer denklemler ve doğrusal kısıtlamalar açısından formüle ettiğinde, doğrusal bir program olarak adlandırılır. Maliyet denklemleri veya kısıtlar doğrusal olmadığında, problem doğrusal olmayan bir programlama problemi haline gelir.

Bazı algoritmalar, bir başlangıç değişken değerleri kümesinden başlayarak maliyeti en aza indirmeye çalışır. Bu minimum arayıcılar, hızlıdır fakat local minimum sınırlara kolayca takılırlar. Bunlar geleneksel optimizasyon algoritmalarıdır ve genellikle matematiksel yöntemlere dayanır. Bir değişken setinden diğerine geçmek, bazı belirleyici basamaklar dizisine dayanmaktadır. Öte yandan, rasgele yöntemler değişken kümeleri bulmak için bazı olasılık hesaplamaları kullanır. Daha yavaş olma eğilimindedirler, ancak küresel minimum değeri bulmada daha büyük başarıya sahiptirler.

2.1.2 Temel Optimizasyon Yaklaşımları

Uygulanabilecek temel optimizasyon yaklaşımlarına birkaç örnek verecek olunursa:

- Genetik Algoritma (GA)
- Karınca Koloni Optimizasyonu (ACO)
- Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (PSO)
- Suni Arı Kolonisi (ABC)
- Diferansiyel Gelişim Algoritması (DEA)
- Tavlama Benzetimi Algoritması (SA)
- Yerçekimsel Arama Algoritması (GSA)
- Isı Transferi Arama Algoritması (HTS)
- Elektromanyetik Alan Optimizasyonu (EFO)
- Optikten İlhamlanan Optimizasyon (OIO)
- Ağırlıklı Bir Süperpozisyon Çekim Algoritması (WSA)
- Orman Optimizasyon Algoritması (FOA)
- Kasırğa Tabanlı Optimizasyon Algoritması (HBOA)
- Kara Delik Optimizasyonu Algoritması (BHOA)
- Su Döngüsü Optimizasyonu Algoritması (WCOA)
- Maksimum-Minimum Karınca Sistemi (AS)
- Yarasa Algoritması (BA)
- Ateş Böceği Algoritması (FA)
- Ağaç Tohumu Algoritması (TSA)
- Yapay Alg Algoritması (AAA)
- Köpekbalığı Koku Alması Algoritması (SOA)
- Guguk Kuşu Optimizasyonu (CSA)

2.2 Genetik Algoritmalar

Genetik Algoritma (GA), genetik ve doğal seleksiyon prensiplerine dayalı bir optimizasyon ve arama tekniğidir. Bir Genetik Algoritma, birçok bireyden oluşan bir popülasyonun, belirlenen seçim kuralları altında, “uygunluğu” en üst düzeye çıkaran bir duruma getirmesine izin verilir, yani maliyet fonksiyonunun minimize edilmesidir. Yöntem, 1960 ve 1970’ler boyunca John Holland tarafından 1975 yılında geliştirilmiştir ve son olarak, tezi için gaz-boru hattı iletiminin kontrolünü içeren zor bir problemi çözebilen öğrencilerden biri olan David Goldberg tarafından popüler hale getirilmiştir. [21] Bu durum Holland’ın orijinal eseri kitabında özetlenmiştir. [22] Holland şema teoremiyle genetik algoritmalar için teorik bir temel geliştirmeye çalışan ilk kişi oldu. De Jong’un (1975) çalışmasında [23], fonksiyon optimizasyonu için GA’nın yararlılığı gösterilmiş ve optimize edilmiş GA parametrelerini bulmak için ilk ortak çalışma yapılmıştır. Goldberg, başarılı uygulamaları ve yazmış olduğu mükemmel kitabı [21] ile muhtemelen GA’a en fazla katkıda bulunan araştırmacıların başında gelmektedir. Süregelen zaman içerisinde, evrimsel programlamanın birçok versiyonu, çeşitli derecelerde başarı ile denenmiştir.

Bir Genetik Algoritmanın, avantajlarından bazıları şunlardır:

- Sürekli veya ayrık değişkenlerle optimize edilir
- Türev bilgisi gerektirmez
- Maliyet yüzdesinin geniş bir örneklemeden eşzamanlı arama yapar
- Çok sayıda değişken içeren fırsatlar vardır
- Paralel bilgisayarlar için çok uygundur
- Değişkenleri son derece karmaşık maliyetli yüzeylerle optimize eder, yani yerel bir minimumda takılabilir
- Sadece tek bir çözüm değil, optimum değişkenlerin hepsini sağlar
- Değişkenleri kodlayarak, optimizasyonun kodlanmış değişkenler ile yapılmasını sağlayabilir
- Sayısal olarak oluşturulmuş veriler, deneysel veriler veya analitik fonksiyonlarla çalışır

Bu avantajlar, geleneksel optimizasyon yaklaşımlarının başarısız olduğu durumlarda ilgi çekici ve çarpıcı sonuçlar doğurmaktadır.

Tabii ki, genetik algoritmalar her problemi çözmenin en iyi yolu değildir. Örneğin, geleneksel yöntemler sadece birkaç değişkenli kolay bir dışbükey analitik fonksiyonun çözüm bulmak için ayarlanmıştır. Bu gibi durumlarda, matematik temelli yöntemler genetik algoritmayı geride bırakabilir. Genetik Algoritma hâlâ ilk popülasyonun maliyetini analiz ederken, matematik temelli yöntemler hızlı bir şekilde minimum bulabilir. Bu problemler için optimizasyon geçmişteki deneyimini kullanmalı ve bu hızlı yöntemleri tercih etmelidir. Ancak, birçok gerçekçi problem bu kategoriye girmemektedir. Ayrıca aşırı zor olmayan problemler için, diğer yöntemlerle çözüm genetik algoritmadan daha hızlı sonuca varabilir. Bir seri bilgisayarda hız fonksiyonu söz konusu olduğunda genetik algoritmaya katkı sağlayan, geniş çözüm grubu verir ve bu çözümlerin her biri değerlendirilmelidir. Bununla birlikte, paralel bir bilgisayar varsa, her işlemci ayrı bir işlevi aynı anda değerlendirebilir. Böylece genetik algoritma, bu gibi paralel hesaplamalar için optimal olarak uygundur.

Bu kısımda, sorunları optimize etmek için bir genetik algoritmanın nasıl kullanıldığını göstermektedir. İlerleyen kısımlarda genetik algoritmanın tanıtımı, temel kavramları üzerine bilgi verildikten sonra çalışma prensibi, aşamalarına değinilecektir. Yararları, sakıncaları, uygulama alanları hakkında bilgi verilerek bölüm sonuçlandırılacaktır.

2.2.1 Genetik Algoritma Tanımı

Genetik Algoritmalar, doğal seleksiyon ve genetiğin evrimsel fikirlerine dayanan uyarlamalı sezgisel arama algoritmasıdır. Bu nedenle, optimizasyon problemlerini çözmek için kullanılan rastgele bir aramanın akıllıca kullanımını temsil ederler. Her ne kadar rastgele gibi görülsün de, genetik algoritmalar hiçbir şekilde rasgele değildir, bunun yerine tarihsel bilgileri kullanılarak doğrudan arama alanında daha iyi performansın bulunduğu bölgede arama yaparlar. Genetik algoritmaların temel teknikleri, evrim için gerekli doğal sistemlerde süreçleri simüle etmek için tasarlanmıştır, özellikle Charles Darwin tarafından "en uygun olanın hayatta kalması" ilkesini benimseyen ilkeleri takip eder. Doğadan esinlendiği için; yetersiz kaynak, bireyler arasındaki rekabet, güçlü görünen güçsüzlerin egemen olmasına yani zayıf bireylerin bulunmasına neden olabilir.

Genetik algoritma, biyolojik evrimi yönlendiren süreç olan doğal seleksiyona dayanan kısıtlı ve kısıtsız optimizasyon problemlerini çözmek için kullanılan bir yöntemdir. Genetik algoritma, bireysel çözümlerin bir popülasyonunu defalarca değiştirir. Her adımda, genetik algoritma bireyleri mevcut popülasyondan ebeveyn olarak rastgele seçer ve onları gelecek nesil için çocukları üretmek için kullanır. Ardıl kuşaklar boyunca, popülasyon "optimal bir çözüme doğru" gelişir. Standart optimizasyon algoritmaları için uygun olmayan çeşitli optimizasyon problemlerini çözmek için

genetik algoritma uygulanabilir. Bunlar arasında nesnel fonksiyonun süreksiz, ayırt edilemez, stokastik veya yüksek oranda doğrusal olmayan problemler de vardır. Genetik algoritma, bazı bileşenlerin tamsayı değerli olarak kısıtlandığı karma tamsayı programlama problemlerini çözebilir.

Genetik algoritma, mevcut popülasyondan gelecek nesli oluşturmak için her adımda üç ana kural türü kullanır:

- **Seçim kuralları**, gelecek nesildeki popülasyona katkıda bulunan ebeveynler olarak adlandırılan bireyleri seçer.
- **Crossover kuralları**, gelecek nesiller için çocukları oluşturmak için iki ebeveyni birleştirir.
- **Mutasyon kuralları**, çocuklar oluşturmak için bireysel ebeveynlere rastgele değişiklikler uygular.

2.2.2 Genetik Algoritma Temel Kavramları

Genetik algoritmanın başarılı bir şekilde çalışarak optimum çözüm değerlerine ulaşabilmesi için temel kavramların çok iyi idrak edilmesi gerekmektedir. Süregelen kısımda bu kavramlardan bahsedilmiştir.

2.2.2.1 Gen

Tek başına bir anlam ifade etmeyen, fakat bir canlıya ait kalıtsal bütün bilgileri taşıyan en küçük genetik yapıya verilen addır. Kalıtsal bilgiler taşıyan bu küçük genetik yapıların bir araya gelmesiyle kromozomlar oluşur. Bu genlerin her biri, önemli bir işleve sahip kromozomların belirli kısımlarında bulunan değerlerden oluşmaktadır.

Bir kromozom içinde, belirli bir bölgedeki genler, simgelediği değişkenin değerini yansıtır. Yani, karar değişkenlerinin sayısal karşılığı bir geni gösterir. Başka bir deyişle, problemin değişken sayısı aynı zamanda bir kromozomun sahip olduğu gen sayısını da gösterir. Genetik algoritma işlemleri sırasında, daha önce oluşturulan kromozomlardaki gen dizisi asla değiştirilmemelidir. Programcı bakış açısından, bir programcı problemi ne kadar iyi tanımakta ve genlerin tanımlanmasını daha iyi hale getirmektedir. Genler A, B veya 0, 1 gibi karakterlerle temsil edilebilir.

2.2.2.2 Kromozom (DNA Dizileri)

Bir veya daha fazla gen tarafından miras alınan canlı hücrelerdeki tüm verilerin genetik yapısı, bir kromozom olarak adlandırılır. Birden fazla kromozom kombinasyonu ile oluşturulan grup da popülasyon olarak adlandırılmaktadır. Basit bir dilde söylemek gerekirse, her bir kromozom, bireye veya popülasyondaki yaşayan varlığa karşılık gelir. Bunu bir problem olarak ele alırsak, kromozomlar alternatif çözümler olarak ifade edilebilir. Genetik algoritmanın mümkün olan en iyi sonuca ulaşması için, çözüm için gereken tüm verilerin kromozomlara yüklenmesi gerekir. Bu şekilde tasarlanan kromozomlar en etkili sonuçları üretecektir. Kromozomları kodlarken, bilgiyi uyumlu ve anlamlı hale getirmek için bir yöntem belirlenmeli ve bu yönteme göre kodlama yapılmalıdır. GA'nın ilk uygulama örneklerinde, kodlamanın ikili kodlama sistemi ile yapıldığı görülmektedir. Bu sayı sistemi kullanılarak üretilen kromozomlarda, her bit çözüm hakkında bilgi içerir, böylece bilgisayar en iyi çözümlere daha hızlı ve kolay şekilde erişebilir. Kromozomların kodlanması sırasında, ikili sistem kullanılmasına rağmen, tam sayı ve reel sayılar da kromozom kodlamasında kullanılabilir. Problemlerin çözümünde kullanılan karar değişkenlerinin denkliğinin ikili sayı sisteminde uzun olduğu durumlarda, tam sayı ve gerçek sayıların kodlanmasına başvurmak mümkündür.

2.2.2.3 Uygunluk Değeri (f_i) ve Uygunluk Fonksiyonu

Uygunluk işlevi, bir bireyin bir çözüme ne kadar yaklaştığını ölçer. Başka bir deyişle, bireyin kalitesini çözüm açısından gösterir. İlgili fonksiyon aynı zamanda genetik algoritmanın amacını da gösterir. Çözüme en yakın kişi en yüksek uygunluk değerine sahip olmalıdır. Uygunluk fonksiyonunun verimli çalışması, genetik algoritmanın başarısını doğrudan etkiler.

2.2.2.4 Kodlama

İlk adım; Sorunun arama alanını temsil eden kodlama yapısı en iyi seçilmiştir. Kodlama modu, genetik algoritmanın performansını önemli ölçüde etkiler; Ancak, programa bağlı olarak tüm problemler için en uygun kodlama formatını söylemek imkânsızdır.

Başlıca Kodlama Türleri:

- İkili (Binary) Kodlama
- Sıralı (Permütasyon) Kodlama
- Değer (Alpha-Numeric Encoding) Kodlaması

2.2.3 Genetik Algoritmaların Çalışma Prensipleri

GA'lar birçok problem için mümkün olan en iyi çözümleri sunarken, GA'lar genetik operatörleri uygular. Bu operatörler; üreme, durdurma kriteri, çaprazlama ve mutasyon parametreleridir. Bunlar GA'ların olmazsa olmazları. Problem çözmede kullanılan genetik operatörler, yeni popülasyon elde etmek, popülasyonun uygun ve iyi özelliklerini yeni popülasyona aktarmak, popülasyonu bir önceki popülasyondan ayırt etmek ve çözüm setinde farklı bölgelere ulaşmak için kullanılmaktadır. Genetik operatörler seçilen bireylere bu hedeflere ulaşmak için popülasyondan seçilmiş bireylere ve bu ebeveynlerden yeni bireylere özel prosedürler uygularlar.

2.2.3.1 Başlangıç Popülasyonu

Bir genetik algoritma operasyona başlamadan önce N kromozomları rastgele oluşturulmalıdır. Bir genetik algoritma kullanırken, algoritmayı uygulamadan önce ilk görevlerden biri, popülasyonun büyüklüğüne karar vermektir. Çok küçük bir popülasyon büyüklüğünün arama alanını etkili bir şekilde keşfetme şansını azaltacağı düşünülürken, çok büyük bir popülasyon ise iyi çözümler elde etme zamanını önemli ölçüde artıracaktır. Popülasyon büyüklüğünü vektör uzunluğuna bağlayan bazı çalışmalar mevcuttur [24]. Yine de, deneysel sonuçlar birçok durumda yaklaşık 50 olan popülasyon büyüklüğünün yeterli olduğunu göstermektedir [24].

2.2.3.2 Doğal Seçim

Seçim doğal evrim sürecinin önemli bir parçasıdır ve dolayısıyla GA'nın önemli bir parçasıdır. Ölçeklemeyi seçimin bir alt ögesi olarak görebiliriz. Ölçeklendirme, seçildikleri popülasyonun üyeleri için bir ölçü sağlar. En çok bilinen seçim elemanı rulet çarkı seçimidir. Rulet çarkı yönteminde, aday tarafından bireylere, ölçekleme ile elde edilen atanmış olasılıkları ile orantılı bir teker dilimi verilir. Daha sonra tekerlek N sayısıdır, burada N çoğaltma için ihtiyaç duyulan bireylerin veya ebeveynlerin sayısıdır. Böylece, en uygun bireylerin seçilme olasılığı daha yüksektir. Bununla birlikte, kötü çözümlerin de küçük bir arada kalma şansı vardır. Tekerleği seçmek için daha fazla hesaplama zamanına sahip etkili bir yol ise bir rasgele sayı oluşturmak ve bu noktadan eşit büyüklükte $(1/N)$ artışlarla devam etmektir. Seçim için başka bir alternatif ise τ kromozomlarının rastgele seçildiği ve τ 'nın en uygun olanının seçildiği turnuvadır. Bu prosedür N kez tekrarlanır. Aynı zamanda, en iyi dizinin kazanmadığı ancak $p < 1$ şansı ile kazanacağı bu turnuvada da değişiklikler olabilir. Bunlara yumuşak turnuvalar denilirken, eski tip ise katı turnuva olarak adlandırılır [24].

2.2.3.3 Genetik Algoritma Parametreleri

Evrensel olarak GA olarak kısaltılan Genetik Algoritmalar ilk kez 1975 yılında John Holland tarafından tanıtıldı. GA'lar biyolojik evrim sürecinin fikirleri üzerinde çalışırlar. Aslında, Holland biyolojik terminolojiyi yakından takip etmiştir ve kromozom olarak üreme geçiren her bireyi adlandırdı. Bir kromozomun her bir temel birimi bir gen olarak adlandırılır. Bir kromozom, her bir bileşeninin olası bir değerler kümesinden bir sembol olduğu bir dizi veya bir vektör olarak düşünülebilir. Vektörler kümesini toplu olarak popülasyon oluşturur. GA'nın arkasında yatan ana fikir, bir popülasyonun yeniden üretilmesidir. Üreme nedeniyle yeni bir popülasyon oluşturulur. Birçok varyasyonun mümkün ve mevcut olmasına rağmen, yeniden üretimin ana bölümleri; üreme, durdurma, çaprazlama ve mutasyondur.

Algoritmanın ortak bir versiyonu Şekil 2.4'de verilmiştir.

```
ilk popülasyonu seç
her bireyin uygunluğunu değerlendirmek
tekrar et
Her bireyi uygunluğuna göre ölçeklendirin
    bireyleri ölçeklenmiş uygunluk değerlerine göre seç
    rastgele eş çiftler
        belirli bir olasılıkla çaprazlama operatörü
        uygulamak
        mutasyon operatörünü belli bir olasılıkla uygular
    her bireyin uygunluğunu değerlendirmek
sonlandırma durumuna kadar
(ör. en az bir kişiye kadar İstenen kondisyon veya yeterli kuşak
olur)
```

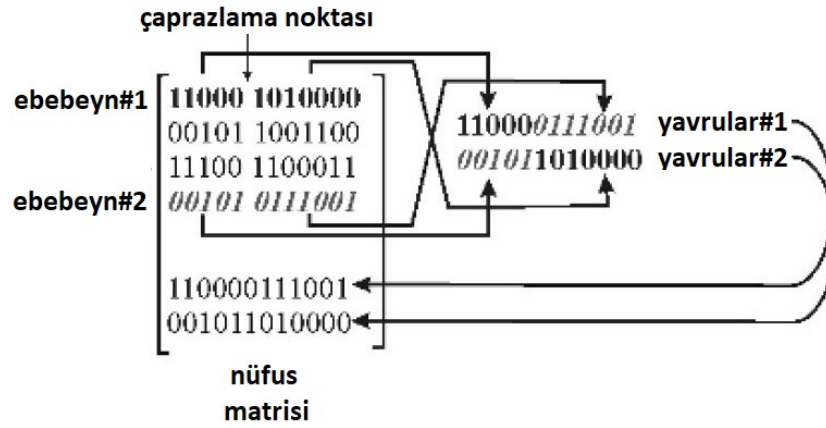
Şekil 2.4 Bir GA'nın sözde-kodu

Sözde kodun ima ettiği gibi, bu adımların her biri farklı operatörler, fonksiyonlar veya değerler içerebilir. GA, arama alanı için uygun bir algoritma geliştirmede yüksek esneklik sağlayan birçok öğeye sahiptir. Bu esneklik, GA'yı benzer arama yöntemlerinden önemli ölçüde daha karmaşık hale getirir. Uygulamada var olan bu değiştirilebilme fırsatı, algoritmanın popüleritesinin sebeplerden birisidir [24]. Detaylı olarak, GA'nın unsurlarını ve algoritmanın uygulanmasında kullanılabilecek farklı stratejiler açıklanabilir. Parametreleri, algoritmanın anlaşılmasını sağlamak

ve bu araştırmada kullanılan seçeneklerden bazılarını tanıtmak için verilecektir. Bu parametrelerin anlatımı kapsamlı değildir, ancak algoritmanın sağladığı ve kullanıcının karar vermek zorunda olduğu çok sayıda seçenek hakkında sağlam bir anlayış sağlar.

– Üreme (Reproduction)

Çiftleşme, eşleştirme işleminde seçilen ebeveynlerden bir veya daha fazla çocuğun oluşturulmasıdır. Popülasyonun genetik yapısı, popülasyonun mevcut üyeleri tarafından sınırlandırılmıştır. En yaygın çiftleşme şekli, iki yavru üreten iki ebeveyn olanıdır (Şekil 2.5).



Şekil 2.5 İki ebeveyninden iki yavru üretme süreci

Bir çaprazlama noktası veya kinetokor, ebeveynlerin kromozomlarının ilk ve son bitleri arasında rastgele seçilir. İlk olarak, ebebeyn-1 ikili kodunu bu geçiş noktasının soluna yavru-1'e geçirir. Benzer şekilde, ebeveyn-2, ikili kodunu, aynı geçiş noktasının soluna yavru-2'ye geçirir. Ardından, ebeveyn-1'in geçiş noktasının sağındaki ikili kod, 2 numaralı çocuğa gider ve ebeveyn-2 kodunu ebeveyn-1'e geçirir. Sonuç olarak, yavru her iki ebeveynin ikili kodlarının bölümlerini içerir. Ebeveynler toplam N_{pop} - N_{keep} kadar yavru üretirler, bu nedenle kromozom popülasyonu artık N_{pop} 'a geri döner. Eldeki problemin eşleşme ve çiftleşme süreci Tablo 2.1'de gösterilmektedir. Ebeveynlerin ilk seti kromozom 3 ve 2'dir ve 5 ve 6 bitleri arasında bir geçiş noktası vardır. İkinci ebeveyn seti kromozom 3 ve 4'tür ve 10 ve 11 bitleri arasında bir geçiş noktası vardır. Bu süreç basit veya tek nokta geçiş olarak bilinir.

– Çaprazlama (Crossover) Parametresi

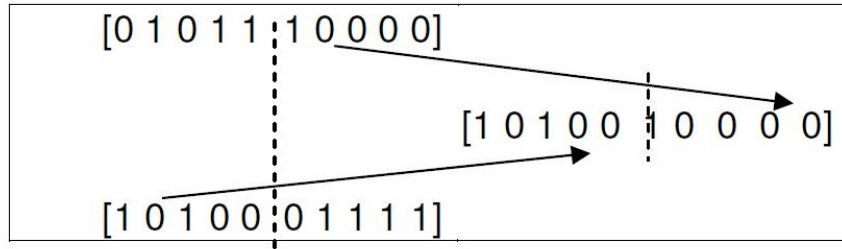
Aday ebeveynler seçildikten sonra, yeni yavrular oluşturmak için belirli şekillerde yeniden birleştirilebilirler. Bu kısımda, birtakım çaprazlama türlerine değinilecek

Tablo 2.1 Tek nokta geçişinin eşleştirme ve çiftleşme süreci

Kromozom	Aile	İkili Dizi
3	Çiftleşme(1)	00101111001000
2	Ebebeyn(1)	11101100000001
5	Yavrular-1	00101100000001
6	Yavrular-2	11101111001000
3	Çiftleşme(2)	00101111001000
4	Ebebeyn(2)	00101111000110
7	Yavrular-3	00101111000110
8	Yavrular-4	00101111001000

akabinde çaprazlama ve mutasyonun ne zaman kullanılacağından bahsedilecektir. Hollanda ve Goldberg gibi genetik algoritma edebiyatının etkili yazarlarının işaret ettiği çaprazlamanın önemi göz önünde bulundurulduğunda, kromozomları aşmanın birçok farklı yolunu bulmak için kapsamlı bir çalışma yapılmıştır. Burada, çok yaygın olanlardan sadece birkaçı açıklanmaktadır.

Tek Noktalı geçiş en temel olanlardan biridir. Çaprazlama pozisyonu rasgele belirlenir. Daha sonra dizelerin belirlenen uzunluğu çiftleşme çifti arasında değiştirilir (Şekil 2.6).

**Şekil 2.6** Tek noktalı çapraz geçiş örneği

Bu geçişin çeşitleri vardır. Bir vektörün aynı büyüklükteki sıfır ve birler içeren kromozomları ile dağılık çaprazlama yapılır. Yeni çocuk, vektör üzerinde bir tane olduğunda, ilk ebeveyne ait genleri alır veya vektörde sıfır olduğunda ikinci ebeveyn genlerini alır. İki nokta geçiş, çaprazlama için iki konumun a ve b olarak seçildiği başka bir şeydir. 1'den a'ya kadar olan genler ebeveyn-1'den, a+1'den b'ye kadar olanlar ebeveyn-2'den ve b+1'den genlerin geri kalanına tekrar ebeveynler-1'den gelir.

Sezgisel çaprazlamada, ebeveyn-1 ve ebeveyn-2 genlerini içeren bir çocuk oluşturulur.

$Yavru = Ebeveyn-1 + r(Ebeveyn-2 - Ebeveyn-1)$ Uygunluk(Ebeveyn-2) > Uygunluk(Ebeveyn-1) burada $r > 1$

Çocuk $r > 1$ 'den beri daha kötü olan ebeveynin (bir maksimizasyon sorunu için Ebeveyn-1 olan) uzağında uzanır. $r < 1$ olduğunda, çaprazlama aritmetik olarak adlandırılır. Her iki durumda da, r yukarıda belirtilen koşulları karşılayan rastgele bir sayı veya daha önceden belirlenmiş bir sayı olabilir. Bu tip çapraz geçişin birçok farklı varyasyonu mümkündür. Bu çaprazlama operatörlerinin melezlenmesi de mümkündür. Bir çapraz geçiş işlemi kümesi her seferinde belirli bir olasılıkla kullanılabilir.

– Mutasyon (Mutation) Parametresi

Mutasyonun ne zaman uygulanacağına karar verildikten sonra, mutasyon operatörü bir genin değerini basitçe değiştirebilir. Gerçek değerli genler için, bu değişiklik olası değerler aralığından eşit bir sayı seçerek yapılabilir. Diğer bir olası yol ise, Gaussian gibi bir dağılımın, ortalama sıfır ile ve bu dağılımın oluşturduğu sayının, genin değerine eklendiği belirli bir varyans olarak kullanılmasıdır. Algoritmanın yinelemesiyle varyansın azalması için ayarlanabilir. Gauss mutasyonu için yapılan analizlerde, varyans 1 olarak seçilmiştir ve her bir jenerasyonla lineer olarak sıfıra inmektedir.

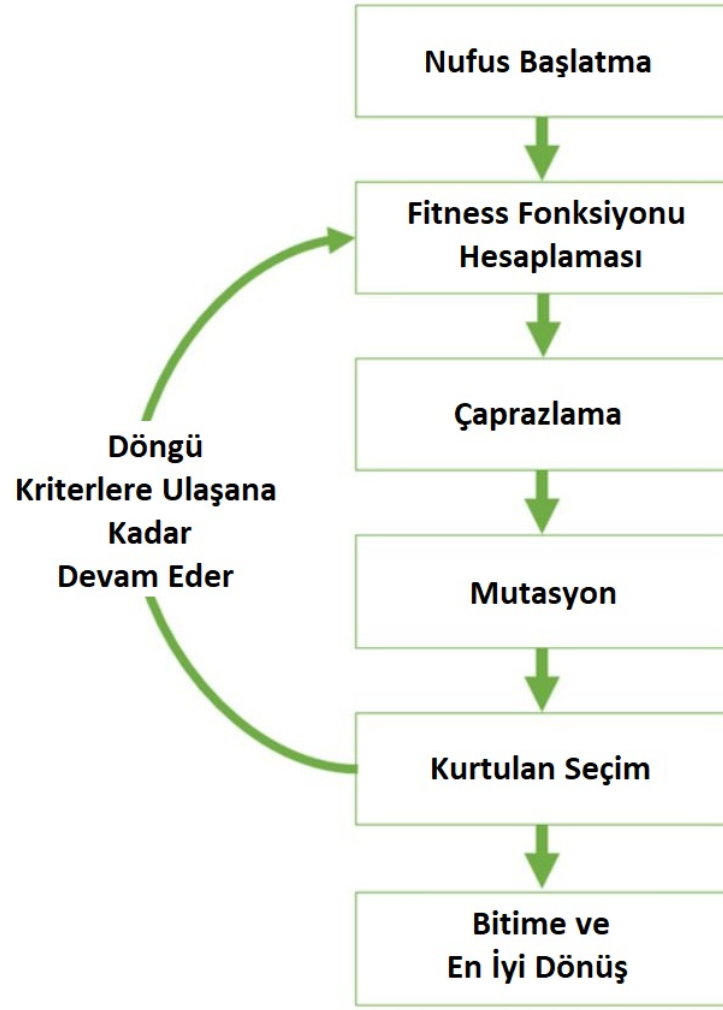
– Durdurma (Termination) Kriteri

Genetik Algoritmalar stokastik arama metotlarından olduğundan, objektif değer üzerinde herhangi bir gelişme olmadığı zaman duracak olan basit yerel arama yöntemlerinin aksine bir sonlandırma koşulu gereklidir. Durma koşullarından bazıları; maksimum yineleme sayısı, zaman sınırı veya uygunluk (fitness) değerinde bir iyileşme olmadan maksimum yineleme sayısıdır.

2.2.4 Genetik Algoritma Aşamaları ve Akış

Bir genetik algoritmanın temel yapısı şu şekildedir: İlk popülasyonla başlıyoruz, bu popülasyondan ebeveynleri çiftleşmek için seçiyoruz. Yeni yavrular oluşturmak için ebeveynlere geçiş ve mutasyon operatörleri uygulanır. Ve son olarak, bu yavrular popülasyon içindeki mevcut bireylerin yerine geçer ve süreç tekrarlanır. Bu şekilde genetik algoritmalar aslında insan evrimini bir ölçüde taklit etmeye çalışırlar.

Aşağıdaki Şekil 2.7'de adımlar detaylı olarak gösterilmiştir.



Şekil 2.7 Genetik algoritma akış şeması

2.2.5 Genetik Algoritmanın Avantajları ve Sınırları

Genetik algoritmalar, onları son derece popüler hale getiren çeşitli avantajlara sahiptir. Bunlar arasında:

- Herhangi bir türev bilgi gerektirmez (pek çok gerçek dünya problemi için mevcut olmayabilir)
- Geleneksel yöntemlere kıyasla daha hızlı ve daha verimlidir
- Çok iyi paralel çalışma yeteneğine sahiptirler
- Hem sürekli, hem ayrık fonksiyonları hem de çok amaçlı problemleri optimize edebilir
- Sadece tek bir çözüm değil “iyi” çözümlerin bir listesini sunar
- Her zaman sorunun cevabını bulur ve bu cevap zamanla iyileşir
- Arama alanı çok büyük olduğunda ve çok sayıda parametrenin dahil olduğu durumlarda kullanışlıdır

Her optimizasyon tekniği gibi, genetik algoritmalar da birkaç sınırlamadan muzdariptir. Bunlar arasında:

- Genetik algoritmalar, tüm problemler için uygun değildir, özellikle basit olan ve türev bilgilerinin mevcut olduğu problemler gibi
- Uygunluk değeri, bazı problemler için hesaplama açısından pahalı olacağından tekrar tekrar hesaplanır
- Stokastik olduğundan, optimalite veya çözümün kalitesi konusunda bir garanti veremez

Doğru şekilde uygulanmazsa, genetik algoritma optimal çözüme yaklaşamaz.

2.2.6 Genetik Algoritmanın Uygulama Alanları

Gerçek dünya sorunlarına genetik algoritmaların uygulanması örnek verecek olursak:

Kontrol: Füze simülasyonu, hedef belirleme, boru hattı hedefleme.

Çizelgeleme: Üretim, tesis çizelgeleme, düzenleme, kontrol etme, işlerin yapılması süreci [25]. Robotik: Trijenerasyon (yakıt olarak doğal gaz veya biyogaz kullanılarak eşzamanlı elektrik, ısıtma ve soğutma üretimidir) planlaması, yol planlaması [26].

Kimya Bölümü: Tıbbi kimyada kullanılan konformasyon analizi [26].

Tasarım: Devre kartı düzeni, iletişim ağı tasarımı ve elektronik devre tasarımı.

Bilgisayar bilimi: Ağ tasarımı, makine öğrenimi, hesaplamalı öğrenme, örüntü tanıma.

Kümeleme: Geniş bir yelpazedeki farklı uygunluk değerlerini optimize etmek için genetik algoritmalar kullanılır [26].

İş Dünyası: Ekonomik öngörü, kredi risklerinin değerlendirilmesi çalınıtı kredi kartlarının müşteri raporlarından önce tespit edilmesi vs.

2.2.7 Genetik Algoritmayı Kullanma Nedenleri

Genetik algoritmaların etkili ve faydalı olarak kullanılabileceği sorunlar şunlardır;

- Problem karmaşıksa, anlaşılması zor ve çözüm için araştırılacak alan çok geniş ise
- Probleme ilgili mevcut bilgiler yetersizse veya çözüm için gerekli olan araştırma alanını daraltma konusunda bilgi başarısız olursa
- Bazı yöntemleri kullanarak çözümler bulunabiliyor fakat bu çözüme ulaştığınızda çok uzun bir hesaplama süresine ihtiyacınız varsa
- Sorunun prototipini oluşturabilecek bilgileri elde etmek mümkün değilse

genetik algoritmanın kullanılması avantajlı olabilir.

2.2.8 Genetik Algoritmalarda Kullanılan Bilgisayar Programları

Genetik algoritmalarda çözüm için kullanılan birçok bilgisayar programı ve kullanıcılar tarafından oluşturulmuş grafikler mevcuttur. Bu çalışmada MATLAB 2018b kullanılmıştır.

3

GENETİK OPTİMİZASYON

Bu stratejik optimizasyon yöntemi, milyarlarca kombinasyon arasında uygulanabilir çözümler bulmayı mümkün kılarken, kapsamlı optimizasyon kabul edilemeyecek kadar uzun bir zaman almamaktadır. Genetik optimizasyon her olası kombinasyonu denemez. Bunun yerine, biyolojik evrimin prensiplerini kullanan karmaşık algoritmalar kullanır. Rastgele olumlu sonuçlar için örnek girişler ve testler seçilir. En iyi girişler tutulur ve en kötü olanlar yeni rastgele girişlerle değiştirilir bu işlem en uygun olanın hayatta kalması olarak adlandırılır. Kuşak sayısını, popülasyon büyüklüğünü ve yakınsama türünü değiştirerek optimizasyon özelleştirilebilir.

Algoritmanın iyi bir şey bulduğu düşünülürse, bu tepe noktasının bir aykırı olup olmadığını belirlemek için yeni bulunan tepe etrafında test yapmaya başlanır. Bu sonuç aykırıysa, genetik optimizasyon o sonucu bırakır ve diğer alanlara geçer. Aslında, sahip olunan olasılığı yüksek kombinasyonlar, daha iyi genetik optimizasyon çalışmalarıdır. Genetik optimizasyon tamamladıktan sonra; kapsamlı optimizasyon ile (ileriye yürümek veya teknik göstergeler) bulunan girişler test edilebilir.

Genetik optimizasyon, halihazırda var olan bir sistemin ince ayarını tekrardan yapabilirken ayrıca bir önceki oluşumda gözden kaçan yeni fırsatlar bulmayı mümkün kılar. Örneğin grafiklere, her biri gerçekten binlerce parametresi olan birçok belirteç uygulanabilir. Ardından bu belirteçler manuel olarak kapatılıp açılarak bunların genetik optimizasyondaki hedefleri tahmin etmeye yardımcı olup olmadığını kontrol edilebilir. Bu bulgular, fazla göstergeleri filtrelemek veya gerekli olanları korumak için de kullanılabilir.

Genetik algoritmalarda ana fikir, optimizasyon problemlerini çözmek için bu evrim gücünü kullanmaktır. Genetik optimizasyonun nasıl çalıştığını tam olarak anlamak için, genetik algoritmalar hakkında bir önceki kısımda detaylı bilgi verilmiştir. Şimdi çok amaçlı optimizasyonu keşfedelim.

3.1 Çok Amaçlı Optimizasyon

Mevcut yöntemlerin çoğu sadece tek bir amaç işlevini optimize edebilir. Bununla birlikte gerçek dünya verilerinde, veri türleri yalnızca sayısal niteliklerle sınırlı değildir, ancak çoğu veri ikili ve sıralı verilerden oluşmaktadır. Bu da birden fazla amaç fonksiyonu gerektirir. Örneğin koşulsuz veriler için kümelenmelerde, kümelerin yoğunluğu ve ayrılmasını ayrı ayrı optimize edilebilir. Sadece tek bir ölçü olarak birleştirmek gerekmez. Genetik algoritmalar, aynı anda iki veya daha fazla nesnel fonksiyonu optimize etme yeteneğini sağlayan kümeleme tekniklerinden biridir.

Adından da anlaşılacağı gibi, çok amaçlı bir optimizasyon probleminin optimize etmesi gereken birtakım hedefleri vardır. Tek amaçlı ve çok amaçlı optimizasyon arasındaki çarpıcı farklardan biri, çok amaçlı optimizasyonda iki alanla ilgilenmesi gerektiğidir.

- Karar değişken (arama) alanı
- Amaç alanı

Karar değişken alanı aday çözümlerin alanıdır. Onun eksenleri aday çözümlerin öznitelikleri yani parametreleridir. Amaç alanı aday çözümlerin amaç fonksiyonları aracılığıyla yansıtıldığı alan ve eksenleri sorunun amaç fonksiyonudur. Amaç fonksiyonlar aday çözümlerini karar değişken alanından değişken alanlara eşler. Aday çözümün amaçlanan uzaklıktaki pozisyonu, seçim için diğer aday çözümler ile rekabette ne kadar uygun oluşundan belirlenir.

3.1.1 Çok Amaçlı Optimizasyonun Kriterleri

Gerçek hayat problemleri çoklu amaçlardan oluşmaktadır. Daha önceki çalışmalarda bu problemlere çözüm bulma girişimleri ağırlıklı ortalama dikkate alınarak daha basit tekli objektif algoritmalar kullanılmıştır. Bu yaklaşımla, tüm hedeflere uygun bir gerekçelendirme mümkün olmamıştır ve bu nedenle bu yaklaşımların çoğunda sonuç, gerçek çözümlerin çok uzağında kalmıştır. Bir problemin tüm hedeflerine önem vermek için çok amaçlı yaklaşım benimsenmiştir. Bu yaklaşımda, tüm amaç fonksiyonlarını aynı anda yerine getiren tek bir mükemmel çözüm elde etmek imkânsızdır. Genel olarak Pareto-optimal çözümler olarak bilinen bir dizi çözüm elde edilir ve bu nedenle çeşitliliği sağlayan çözümler arasında uygun bir denge ilişkisine sahip olmak önemli bir konu haline gelmiştir. Dolayısıyla esas amaç, gerçek yaşamdaki tüm hedeflere doğru gerekçelendirme sağlanması, elde edilen çözümler arasında iyi bir denge ilişkisine sahip olmasıdır.

3.1.2 Pareto Optimal Çözümler

Nesnel işlevlerin doğada çatıştığı çok amaçlı optimizasyon problemlerinde, her bir amaç fonksiyonu, farklı bir bireysel optimal çözüme sahip olabilir. Bu nedenle, tüm amaç fonksiyonları yerine getirmek için, en uygun çözüm yerine bir dizi optimum çözüm gereklidir. Bunun sebebi hiçbir amaç fonksiyonun diğerlerinden daha iyi olmadığı düşünülebilir. Bu çözümler baskın-olmayan çözümlerdir. P baskın-olmayan bir dizi çözüm olsun. Sonra,

- Her iki P çözümü, birbirine göre baskın olmamalıdır
- P 'ye ait olmayan herhangi bir çözüm, en az bir P üyesi tarafından domine edilebilir

Aslında, aşağıdaki koşulların her ikisi de doğruysa, x_1 çözümünün başka bir çözüm olan x_2 'ye baskın olduğu söylenir:

- x_1 çözümü, tüm hedeflerde x_2 'den daha kötü değildir veya $f_j(x_1)$, tüm $j \in \{1, 2, \dots, M\}$ için $f_j(x_2)$ 'den daha iyidir. Burada f_j, j^{th} nesnesinin işlevidir ve M hedeflerin sayısını ifade eder
- x_1 çözümü, en az bir objektifte x_2 'den kesinlikle daha iyidir veya $f_j(x_1)$, en az bir $j \in \{1, 2, \dots, M\}$ için $f_j(x_2)$ 'den daha iyidir

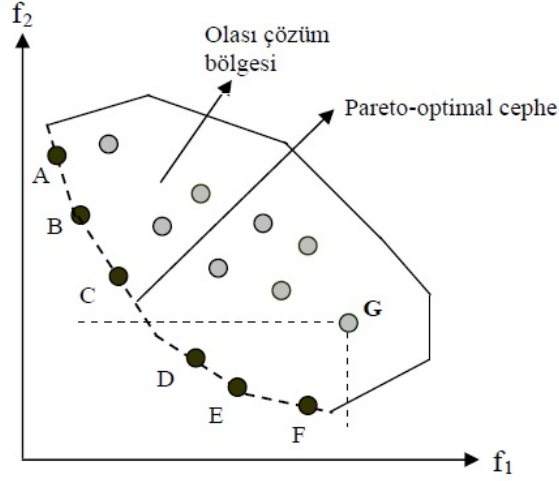
Şekil 3.1'de gösterilen bir algoritmanın “zaman ve uzay karmaşıklığı” ile Pareto optimallidir. Bu problemde hem zaman hem de uzay karmaşıklığı en aza indirilmelidir.

Çok amaçlı optimizasyonda iki hedef vardır:

- Pareto-optimal cephesine doğru ilerlenmesi
- Baskın-olmayan cephede çeşitli çözümlerin sürdürülmesi

Çok amaçlı bir optimizasyon probleminde pareto-optimal sınırı, bu problemin ideal çözümleri olarak kabul edilir.

Bir genetik algoritma rastgele bir aday çözüm kümesiyle başlar. Bu aday çözüm kümesi büyük olasılıkla mümkün olan en iyi çözümler değildirler ve genetik operatörler yardımıyla birkaç nesilden sonra mümkün olan en iyi çözüm setine



Şekil 3.1 Pareto optimal çözümler

doğru iteratif olarak ilerlenir. Pareto-optimal setine doğru ilerlerken, aynı zamanda son kullanıcıya alternatif denge ilişkilerinin sağlanması için çeşitli çözümlerin sürdürülmesi gerekmektedir. Elde edilen çözümler arasında çeşitliliği sağlamak için çeşitli yöntemler vardır.

3.2 Baskın-Olmayan Sıralamalı Genetik Algoritma (NSGA)

N. Srinivas ve K. Deb [33] 1995 yılında baskın-olmayan genetik algoritma (NSGA)'yı önermiştir. NSGA algoritması, bireylerin çeşitli sınıflandırma katmanlarına dayanmaktadır [37]. İlk önce, bireyler baskın-olmayan esasa göre sınıflandırılır ve baskın-olmayan tüm bireyler, sahte bir uygunluk değeriyle bir sınıfa ayrılır. Popülasyonun çeşitliliğini korumak için bu sınıflandırılmış bireyler sahte bir uygunluk (fitness) değerleri ile paylaşılmaktadır [37]. Sonra bu sınıflandırılmış bireyler görmezden gelir ve grubun sol bireyleri sıralanır ve sonra tüm bireyler sınıflandırılana kadar bu işlem tekrarlanır. Daha sonra bu sınıflara dayalı bireyler seçilir. NSGA için sözde kod Şekil 3.2'de verilmiştir.

K. Deb'in daha sonraki yazısında [34], aşağıda gösterilen NSGA yaklaşımının ana eleştirisinden bahsedilmiştir:

- Baskın-olmayan sıralama, diğer optimal yaklaşımla aynı olan $O(MN^3)$ 'nin hesaplama karmaşıklığına sahiptir (M objektif fonksiyonların sayısını ve N popülasyon büyüklüğünü temsil eder)
- Seçkinlik eksikliği [34]: seçkinlik şeması mevcut en güçlü üyeyi izler ve her zaman popülasyonun içinde tutulmasını sağlar. Son araştırmalar

```

BAŞLA
    BAŞLANGIÇ popülasyonu;
    DEĞERLENDİRME objektif fonksiyonlar ve kısıtlamalar;
    Pareto Baskınlığına dayanan ATAMA rütbesi;
    Niş mesafesi hesaplamak;
    Paylaşılan uygunluk ( $\sigma_{share}$ ) atayın;
    E KADAR TEKRAR EDİN( sonlandırma koşullarıncı ) YAP
        EBEVEYN SEÇİMİ;
        ÇAPRAZLAMA (çaprazlama oranı ayarı ile);
        Yavruları DEĞİŞTİRMEK;
        Her bireyi DEĞERLENDİRİN;
        Pareto Baskınlığına dayanan ATAMA derecesi;
        Niş mesafesi hesaplamak;
        Paylaşılan uygunluk atayın;
    SON
SON

```

Şekil 3.2 NSGA algoritması için sözde kod

[35]-[36] seçkinliğin iyi çözümleri koruyabildiğini ve ayrıca Pareto sınırlarına yaklaşmasını hızlandırabildiğini göstermektedir

- Paylaşım parametresi belirtme ihtiyacı σ_{share} [34], bir popülasyondaki çeşitliliği önemli ölçüde etkilemektedir
- İkili (Binary) kodlu GA'lar için tek noktalı çaprazlama ve bitsel mutasyon ve gerçek kodlu GA'lar için simüle edilmiş ikili (Binary) çaprazlama (SBX) operatörü ve polinom mutasyonu kullanıyoruz [18].

3.2.1 Rütbeleme

Tüm üyelere bir mesafe metriği verildikten sonra, çözümler karşılaştırılabilir. Her çözümün iki özelliği vardır:

- Baskın-olmayan rütbe (I_{rank})
- Kalabalık mesafesi ($I_{distance}$)

Daha küçük mertebeli bir çözüm daha iyidir. Aksi takdirde, eğer her iki çözüm de aynı sıralamaya sahipse, daha büyük kalabalık mesafesi olan (daha az kalabalık) daha iyidir. Burada, Şekil 3.3'de gösterildiği gibi iki çözümün karşılaştırması için ($\prec_n$) sembolü seçilmiştir [18].

```

EĞER ( $i_{rütbe} = j_{rütbe}$ ) YAP
    EĞER ( $i_{mesafe} > j_{mesafe}$ ) YAP
         $i \prec_n j$ 
    SON
AKSİ HALDE ( $i_{rütbe} < j_{rütbe}$ ) YAP
     $i \prec_n j$ 
SON

```

Şekil 3.3 $\prec_n$ operatörünün tanımı

3.2.2 Yoğunluk Mesafesi

Orijinal NSGA'da çözümlerin yayılmasını sağlamak için paylaşım fonksiyonu yaklaşımını kullanır. Burada paylaşım fonksiyonları kullanıcılar tarafından belirlenir. Bu paylaşım fonksiyonu yaklaşımında iki zorluk vardır [18]:

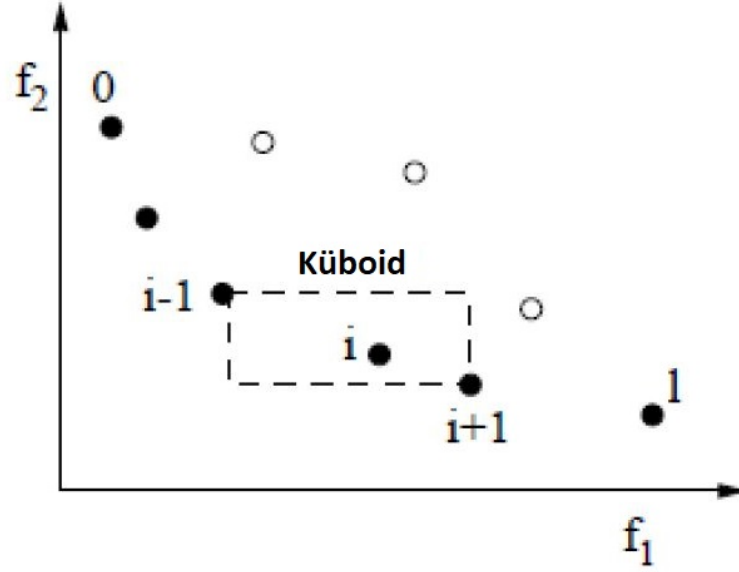
- Çözümlerin yayılmasını sağlamada paylaşım fonksiyonu yönteminin performansı büyük ölçüde paylaşım fonksiyonunun seçimine bağlıdır
- Karmaşıklığın sebebi $O(N^2)$ 'dir, çünkü her çözüm popülasyondaki diğer çözümlerle karşılaştırılmalıdır

NSGA-II, kullanıcı tanımlı bir parametreyi değiştirmek için yoğunluk tahmini adı verilen bir kavram kullanır. Ayrıca, bu yeni yaklaşımın daha önceki çalışmaya [18] göre daha az hesaplama karmaşıklığı vardır.

Popülasyonun belirli bir çözümünü çevreleyen çözümlerin yoğunluğunu tahmin etmek için, her bir hedef noktasındaki iki noktanın ortalama mesafesi hesaplanır. Kalabalık mesafesi $I_{distance}$, Şekil 3.4'de gösterildiği gibi sadece en küçük küp şeklindeki çerçeve boyutundadır.

3.2.3 Seçkinlik (Elitizm)

Bazen evrim sürecinde, iyi kromozomlar mevcut popülasyondan kaybedilebilir veya çıkarılabilir. Seçkinlik fonksiyonu, iyi ve güçlü kromozomların, mevcut popülasyonun dışında depolanarak gelecek nesillere taşınabilmesini sağlamaktır. Mevcut popülasyonda zayıf kromozomlar varsa, bu kromozomlar çıkarılır ve mevcut popülasyonun sadece en iyi kromozomları içereceğinden emin olmak için daha önce depolanmış olan güçlü kromozomlarla değiştirilir. Bu zayıf kromozom seçim sürecinde seçilebilir. Bu çözüm zayıf olmasına rağmen, çaprazlama ve rekombinasyon işlemi



Şekil 3.4 Kalabalık mesafesi gösterimi

sırasında çözümü geliştirebilecek bazı yararlı elemanlar içerebilir. Seçkinlik birçok yönden uygulanabilir. Bir diğer yolda, hem ebeveynleri hem de yavruları birleştirerek, yeni nesillerin yetişmesi ve gelecek nesillerin hayatta kalması için ebeveyn ve yavruları yarıştırmaktır. Seçkinliğin kullanımının, daha iyi yavruları oluşturduğu kanıtlanmıştır ve küresel optimal çözümde birleşmeye yardımcı olabilir [38]. Seçkinlik, algoritma için kısıtlı değildir, ancak bu süreç gelecek neslin yalnızca en iyi kromozoma sahip olmasını sağlayacaktır.

Tek optimizasyon problemi için seçkin olanlar kolayca tanımlanabilir. Amaç fonksiyonu değerlerini karşılayan çözümler daha iyi olan çözümleri gösterir. Ancak, çok amaçlı optimizasyon için seçkinliğin tanımı oldukça zordur. Bir sonraki nesile taşınabilecek elit olanları sayısını seçmek için ilk seçkinlik orta dereceli α kabul edilmelidir. α değerinin seçimi, yeni popülasyonun çeşitliliğini etkileyecektir. Eğer α 'nın değeri çok büyük ise, yeni popülasyonun sadece seçkinler tarafından doldurulduğu ve yeni popülasyon içine girme şansının çok küçük olduğu için yeni bir çeşitlilik olmayacaktır. Bu yeni neslin gelişimini gösterir. Bununla birlikte, α değeri çok küçük seçilir ise, elitler kullanılacaktır. Genellikle, α 'nın ortak değeri, kullanılan popülasyonun büyüklüğünden 1 ila $0:1N$ arasındadır [39].

Kısaca seçkinlik, evrim sürecinde en iyi kromozomları elimine eden süreç olarak açıklanabilir. Bu algoritma için kısıtlı değildir, ancak bu süreç gelecek neslin sadece en iyi kromozoma sahip olmasını sağlayacaktır. Reeves ve Rowe [24] seçkinliği kullanmayan genetik algoritmaların optimal çözüme yaklaşamayacağını göstermiştir.

3.2.4 Seçim

Seçim süreci, gelecek nesle kopyalanacak en uygun kromozomları seçme işlemidir. Uygunluk değerinin yüksek olması, seçilme ve birçok kez kopyalanma olasılığını artırır. Popülasyonun büyüklüğünü korumak için genetik algoritmalar sadece en uygun kromozomları seçer ve popülasyondaki zayıf kromozomları ortadan kaldırır. İyi bir çözüm setine sahip olmanın amaçları [21] şu şekilde ifade edilebilir:

- Sadece en uygun kromozomları seçmek
- En uygun kromozomlardan çok kopya yapmak
- Zayıf kromozomları ortadan kaldırmak, böylece yeni nesil sadece iyi kromozomları içerir

Uygunluk değerinin fonksiyonu sadece seçim sürecindedir. Üç ortak seçim operatörü vardır: Uygunluk orantılı / Rulet Tekerleği Seçimi [21], Stokastik Evrensel Örnekleme [40] ve İkili Turnuva Seçimi Turnuvası [21].

3.3 NSGA-III Algoritması

Seçilen çok amaçlı NSGA-III'ün temel çerçevesi, seçim operatöründeki önemli değişiklikler hariç orijinal NSGA-II algoritmasına [18] benzemektedir. Ancak, NSGA-II'nin aksine, NSGA-III'deki popülasyon üyeleri arasındaki çeşitliliğin sürdürülmesine, bir dizi iyi yayılan referans noktasının sağlanması ve uyarlanmasıyla yardımcı olunmaktadır. Konunun anlaşılması için ilk olarak orijinal NSGA-II algoritmasının kısa bir açıklaması sunulmuştur.

t th jenerasyonlu NSGA-II algoritması düşüncecek olursa: Ana jenerasyonun bu jenerasyonda P_t olduğunu ve büyüklüğünün N olduğunu, P_t 'ten elde edilen yavru popülasyonunun N üyelerine sahip Q_t olduğunu varsayalım. İlk adım, karma ebeveyn ve yavru popülasyonu $R_t = P_t \cup Q_t$ 'den ($2N$ boyutlu) en iyi N üyelerini seçmektir, böylece ana popülasyonun elit üyelerin korunmasına izin verilmiştir. Bunu başarmak için önce birleşik popülasyon R_t , farklı nondominasyon seviyelerine (F_1, F_2 vb.) göre sıralanır. Daha sonra, her bir nondominasyon seviyesi, F_1 'den başlayarak S_t 'ün büyüklüğü N 'e eşit veya N 'i ilk kez aşana kadar yeni bir S_t popülasyonu oluşturmak için birer seçilerek seçilir. Dahil olan son seviyenin l th seviyesi olduğu söylenebilir. Böylece, $(l + 1)$ seviyesinden gelen tüm çözümler, R_t kombine popülasyonundan reddedilir. Çoğu durumda, kabul edilen son seviye (l th seviyesi) sadece kısmen kabul edilir. Böyle bir durumda, sadece cephenin çeşitliliğini en üst düzeye çıkaracak

çözümler seçilir. NSGA-II’de, bu iki komşu çözüm arasında objektif olarak normalize edilmiş mesafenin toplamı olarak her son seviye üyesine olan kalabalık mesafesini hesaplayan, hesaplama açısından verimli, ancak yaklaşık olarak bir niş koruma operatörü ile elde edilir. Daha sonra, daha geniş kalabalık uzaklık değerlerine sahip çözümler seçilir. NSGA-III’de kalabalıklaşma mesafesi operatörü aşağıda anlatılacak yaklaşımlarla değiştirilmiştir (Bölüm 3.3.1 – 3.3.5).

3.3.1 Popülasyonun Baskın-Olmayan Seviyelere Sınıflandırılması

Normal egemenlik ilkesi [47] kullanılarak nondomlanmış cepheleri tanımlamak için yukarıdaki prosedür, aynı zamanda NSGA-III içinde kullanılmaktadır. 1. nondomlu ön seviyeden l seviyesine kadar olan tüm popülasyon üyeleri ilk olarak S_l ’e dahil edilir. $|S_l| = N$ ise; Daha fazla operasyona gerek yoktur ve sonraki nesil $P_{t+1} = S_t$ ile başlatılır. $|S_l| > N$ için, bir ila $(l - 1)$ cephesi üyeleri önceden seçilmiş, yani $P_{t+1} = U^{l-1} F_l (i=1)$ ve kalan $(K = N - |P_{t+1}|)$ popülasyonu üyeleri, son ön F_l ’den seçilir. Aşağıdaki alt bölümlerde kalan seçim süreci açıklanmıştır.

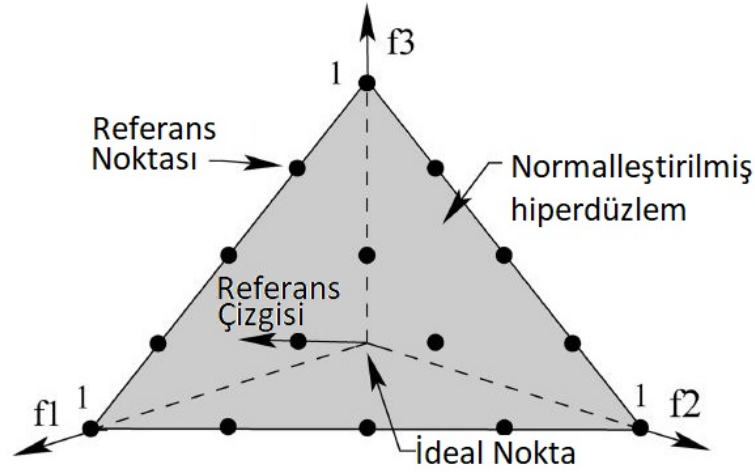
3.3.2 Hiper-Düzlemde Referans Noktalarının Belirlenmesi

Daha önce belirtildiği gibi, NSGA-III, elde edilen çözümlerde çeşitliliği sağlamak için önceden tanımlanmış bir referans noktalar setini kullanmaktadır. Seçilen referans noktaları, yapılandırılmış bir şekilde önceden tanımlanabilir veya tercihen kullanıcı tarafından temin edilebilir. Herhangi bir tercih bilgisinin yokluğunda, referans noktalarının önceden belirlenmiş herhangi bir yapısal yerleşimi kabul edilebilir. Ancak bu kısımda Das ve Dennis’in [48] sistematik yaklaşımını kullanarak, tüm obje eksenlerine eşit olarak eğimli ve her ekseninde bir tanesi olan normalleştirilmiş bir hiper-düzlemde $(M-1)$ boyut birimi simpleksini işaret etmiştir. p bölünmeleri her bir amaç için dikkate alınırsa, M -objektif problemindeki toplam referans noktası sayısı (H) aşağıdaki şekilde verilir (3.1):

$$H = \binom{M + p - 1}{p} \quad (3.1)$$

Örneğin, üç amaçlı bir problemde $(M = 3)$, referans noktaları $(1, 0, 0)$, $(0, 1, 0)$ ve $(0, 0, 1)$ ’de uç ile bir üçgen üzerinde oluşturulur. Her bir hedef eksen $H = \binom{3 + 4 - 1}{4}$ için dört bölüm $(p = 4)$ seçilmişse veya 15 referans noktası oluşturulacaktır. Açıklık sağlamak için, bu referans noktaları Şekil 3.5’de gösterilmiştir. Seçilen NSGA-III’te, nondomlu çözümlerin vurgulanmasına ek olarak,

bu referans noktalarının her biri ile bir anlamda bağlantılı olan popülasyon üyeleride vurgulanmaktadır. Yukarıda oluşturulan referans noktaları, normalize edilmiş tüm hiper-düzlemde yaygın olarak dağıldığı için, elde edilen çözümlerin, Pareto-optimal cephesi üzerinde veya yakınında yaygın olarak dağıtılmış olmaları da muhtemeldir. Kullanıcı tarafından sağlanan tercih edilen referans noktaları seti durumunda, ideal olarak kullanıcı, normalleştirilmiş hiper-düzlemde H noktalarını işaretleyebilir veya amaca yönelik herhangi bir H , M -boyutlu vektörleri gösterebilir. Seçilen algoritmanın, tedarik edilen referans noktalarına karşılık gelen Pareto-optimal çözümlerinin yakınında bulunması muhtemeldir, böylece bu yöntemin, birleştirilmiş karar verme ve çok amaçlı optimizasyon uygulaması bakış açısından daha fazla kullanılmasına izin verilir. Prosedür algoritma 1'de (Şekil 3.6) sunulmuştur.



Şekil 3.5 Üç amaçlı bir problem için $p=4$ de onbeş yapılandırılmış referans noktasının normalleştirilmiş referans düzleminde gösterimi

3.3.3 Popülasyon Üyelerinin Uyarlamalı Normalleştirilmesi

İlk olarak, S_t popülasyonunun ideal noktası, $U_{\tau=0}^t$ S_t 'teki her bir hedef fonksiyon

$i = 1, 2, \dots, M$ için minimum değer (Z_i^{min}) 'nin belirlenmesi ve ideal nokta

$\bar{z} = (Z_1^{min}, Z_2^{min}, \dots, Z_M^{min})$ 'nin oluşturulmasıyla belirlenir. S_t 'nın her objektif

değeri daha sonra Z_i^{min} ile objektif f_i çıkarılarak çevrilir, böylece dönüştürülen

S_t 'un ideal noktası sıfır vektörü olur. Bu dönüştürülmüş hedef $f_i''(x) = f_i(x) - z_i^{min}$ olarak gösterilir. Bundan sonra, her bir (i th) objektif eksenindeki uç nokta (z_i^{mak}), karşılık gelen başarı skalalama fonksiyonu $f_i''(x)$ ve i th hedefine yakın bir ağırlık vektörü ile oluşturulmuş çözüm ($x \in S_t$) bulunarak tanımlanmıştır.

Algoritma 1 NSGA-III prosedürünün t nesli

Giriş: H yapılandırılmış referans noktaları Z^s veya sağlanan aspirasyon

noktaları Z^a , ana nüfus P_t

Çıktı: P_{t+1}

- 1: $S_t = \emptyset, i = 1$
- 2: $Q_t = \text{Rekombinasyon} + \text{Mutasyon}(P_t)$
- 3: $R_t = P_t \cup Q_t$
- 4: $(F_1, F_2, \dots = \text{Baskın-olmayan-sıralama}(R_t))$
- 5: **tekrar et**
- 6: $S_t = S_t \cup F_i$ ve $i = i + 1$
- 7: **e kadar** $|S_t| \geq N$
- 8: Son ön dâhil olacak: $F_l = F_i$
- 9: **Eğer** $|S_t| = N$ **sonra**
- 10: $P_{t+1} = S_t$ **ara**
- 11: **aksi halde**
- 12: $P_{t+1} = \bigcup_{j=1}^{l-1} F_j$
- 13: **Noktalar Seçme** F_l : $K = N - |P_{t+1}|$
- 14: **Hedefleri normalleştirin ve referans seti oluşturun** Z^r :
Normalleştirme $(f^n, S_t, Z^r, Z^s, Z^a)$
- 15: S_t 'nin her üyesini referans noktasıyla ilişkilendirin:
[$\pi(s), d(s)$] = Ortak (S_t, Z^r) % $\pi(s)$: yakın
Referans noktası, d : s arasındaki mesafe ve $\pi(s)$
- 16: **Referans noktasının niş sayısının hesaplanması** $j \in Z^r$:
 $\rho_j = \sum_{s \in S_t/F_l} ((\pi(s) = j) ? 1 : 0)$

Şekil 3.6 Algoritma 1

Bu eksen M aşırı vektörleri daha sonra bir M -boyutlu hiper-düzlem oluşturmak için kullanılmıştır. i th hedef ekseninin ve doğrusal hiper-düzlemin a_i 'si daha sonra hesaplanabilmektedir (Şekil 3.7). Bozulma olayları ve negatif olmayan kesiciler'e özel dikkat gösterilmektedir. Amaç fonksiyonları daha sonra aşağıdaki gibi normalleştirilebilir:

$$f_i^n(x) = \frac{f_i^n(x)}{a_i}, \text{ için } i = 1, 2, \dots, M. \quad (3.2)$$

Her normalleştirilmiş hedef eksen üzerindeki kesişmenin şimdi $f_i^n(x)$ 'de olduğunu ve bu kesişme noktaları ile oluşturulan bir hiper-düzlemin $\sum_{i=1}^M f_i^n = 1$ 'i oluşturacağını unutmamak lazımdır.

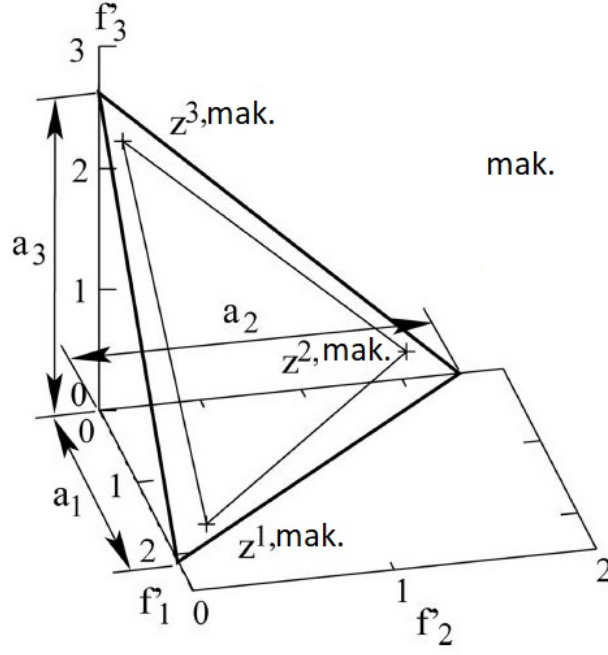
Yapılandırılmış referans noktaları (H) durumunda, Das ve Dennis'in [48] yaklaşımı kullanılarak hesaplanan orijinal referans noktaları zaten bu normalleştirilmiş hiper-düzlemde uzanmaktadır. Kullanıcı tarafından tercih edilen referans noktaları durumunda, referans noktaları (3.2) kullanılarak yukarıdaki yapıya normalize edilmiş hiper-düzlem üzerinde basit bir şekilde haritalanır. Normalizasyon prosedürü ve hiper-düzlemin oluşturulması, her bir simülasyonda simülasyonun başlangıcından itibaren bulunan aşırı noktaları kullanarak yapıldığı için, seçilen NSGA-III prosedürü, S_t üyeleri tarafından her birinde bulunan alandaki çeşitliliği uyarlamaktadır. Bu, NSGA-III'ün nesnel değerleri farklı ölçeklendirilebilen bir Pareto-optimal önündeki problemleri çözmesini sağlar. Prosedür ayrıca Algoritma 2'de (Şekil 3.8) açıklanmıştır.

3.3.4 Birleşme Operasyonu

Her nesneyi, objektif uzayda S_t üyelerinin derecesine göre uyarlanarak normalleştirdikten sonra, her bir popülasyon üyesini bir referans noktasıyla ilişkilendirmek gerekir. Bu amaçla, referans noktasını kaynak ile birleştirilerek hiper-düzlemdeki her referans noktasına karşılık gelen bir referans çizgisi tanımlanmıştır. Daha sonra, her bir referans hattından S_t 'nin her bir popülasyon elemanının dikey mesafesi hesaplanır. Referans çizgisi normalleştirilmiş hedef uzayda bir popülasyon üyesine en yakın olan referans noktasının, popülasyon elemanı ile ilişkili olduğu düşünülmektedir. Bu, Şekil 3.9'da gösterilmektedir. Prosedür, Algoritma 3'te (Şekil 3.10) sunulmaktadır.

3.3.5 Niş Koruma Çalışması

Bir referans noktasının kendisiyle ilişkili bir veya daha fazla popülasyon üyesine sahip olabileceği veya bununla ilişkili herhangi bir popülasyon üyesine ihtiyaç



Şekil 3.7 Kesişme noktalarının hesaplanması ve daha sonra hiper-düzlemin aşırı noktalardan oluşturulması için üç-amaçlı bir problem için gösterimi

duymayabileceği belirtilmektedir. Her referans noktasıyla ilişkili olan $P_{t+1} = S_t / F_1$ 'den gelen popülasyon üyelerinin sayısı sayılır. Bu niş sayısının j th referans noktası için ρ_j olduğunu gösterilmiştir. Bu kısımda, aşağıdaki gibi yeni bir niş koruma operasyonu tasarlanır. İlk olarak, minimum ρ_j 'e sahip olan $J_{min} = \{j : \argmin_j \rho_j\}$ seti belirlenir. Bu gibi birden fazla referans noktasında, bir ($j \in J_{min}$) rastgele seçilir.

$p_j^- = 0$ (j referans noktasına ilişkilendirilmiş bir P_{t+1} üyesi olmadığı anlamına gelir) F_l setinde j ile iki senaryo olabilir. İlk olarak, F_l 'nin referans noktası j ile ilişkili olan bir veya daha fazla üye vardır. Bu durumda, referans çizgisinden en kısa dikey mesafeye sahip olan P_{t+1} 'e eklenir. j referans noktası için sayı p_j^- daha sonra bir artırılır. İkincisi, ön F_l 'nin referans noktası j ile ilişkili herhangi bir üyesi yoktur. Bu durumda, referans noktası mevcut nesil için daha fazla dikkate alınmaz.

$p_j^- \geq 1$ durumunda (yani, referans noktası ile ilişkili bir üye, S_T / F_l 'de mevcut olduğu anlamında), j referans noktası ile ilişkili olan ön F_l 'den rastgele seçilmiş bir üye P_{t+1} 'e eklenir. p_j^- sayısı daha sonra bir artırılır. Niş sayımları güncellendikten sonra, P_{t+1} 'nin tüm boş popülasyon boşluklarını doldurmak için prosedür toplam K kez tekrarlanır (Bölüm 3.3.1'e bakınız). Prosedür Algoritma 4'te (Şekil 3.11) sunulmuştur.

Algoritma 2 Normalleştirme $(f^n, S_t, Z^r, \frac{Z^s}{Z^a})$ prosedürü

Giriş: S_t, Z^s (yapılandırılmış noktalar) veya Z^a (sağlanan noktalar)

Çıktı: f^n, Z^r (normalize hiper-düzlemde referans noktaları)

1: için $j = 1$ -e M yap

2: İdeal noktayı hesaplama: $z_j^{min} = \min_{s \in S_t} f_j(s)$

3: Hedefleri çevir: $f'_j(s) = f_j(s) - z_j^{min} \quad \forall s \in S_t$

4: Aşırı noktaları hesaplama ($z^{j,max}, j = 1, \dots, M$) arasında S_t

5: sonu

6: Kesişimleri hesaplama a_j için $j = 1, \dots, M$

7: Hedefleri normalleştirin (f^n) denklem 4'ü kullanarak

8: Eğer Z^a verilmiş sonra

9: Normalleştirilmiş hiper-düzlemde her (aspirasyon) noktasını eşleştirin

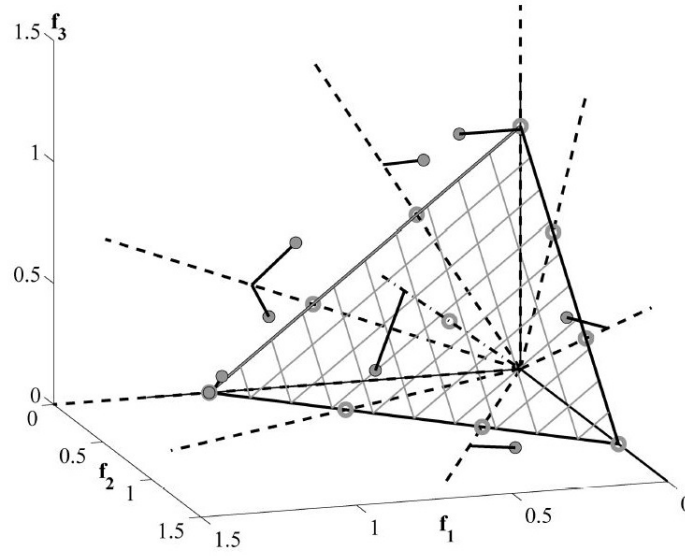
denklem 4'ü kullanarak ve Z^r kümesine noktaları kaydet

10: aksi halde

11: $Z^r = Z^s$

12: eğer son

Şekil 3.8 Algoritma 2



Şekil 3.9 Kalabalık referans noktalarına sahip popülasyon üyelerinin birleşmesinin gösterimi

Algoritma 3 Birleştirme (S_t, Z^r) prosedürü

Giriş: Z^r, S_t

Çıktı: $\pi(s \in S_t), d(s \in S_t)$

1: için her referans noktası $z \in Z^r$ yap

2: Referans çizgisi hesaplama $w = z$

3: sonu

4: için her $s \in S_t$ yap

5: için her $w \in Z^r$ yap

6: hesaplama $d^\perp(s, w) = \|(s - \frac{w^T s w}{\|w\|^2})\|$

7: sonu

8: Atama $\pi(s) = w: \operatorname{argmin}_{w \in Z^r} d^\perp(s, w)$

9: Atama $d(s) = d^\perp(s, \pi(s))$

10: sonu

Şekil 3.10 Algoritma 3

Algoritma 4 Nişler $(K, \rho_j, \pi, d, Z^r, F_l, P_{t+1})$ prosedürü

Giriş: $K, \rho_j, \pi(s \in S_t), d(s \in S_t), Z^r, F_l$

Çıktı: P_{t+1}

1: $k = 1$

2: iken $k \leq K$ yap

3: $J_{\min} = \{j: \arg\min_{j \in Z^r} \rho_j\}$

4: $\bar{j} = \text{rasgele}(J_{\min})$

5: $I_{\bar{j}} = \{s : \pi(s) = \bar{j}, s \in F_l\}$

6: Eğer $I_{\bar{j}} = \emptyset$ sonra

7: Eğer $\rho_{\bar{j}} = 0$ sonra

8: $P_{t+1} = P_{t+1} \cup (s : \arg\min_{s \in I_{\bar{j}}} d(s))$

9: aksi halde

10: $P_{t+1} = P_{t+1} \cup \text{rasgele}(I_{\bar{j}})$

11: eğer son

12: $\rho_{\bar{j}} = \rho_{\bar{j}} + 1, F_l = F_l \setminus s$

13: $k = k + 1$

14: aksi halde

15: $Z^r = Z^r \setminus \{\bar{j}\}$

16: eğer son

17: sonuna kadar

Şekil 3.11 Algoritma 4

3.3.6 Yavru Popülasyonu Yapmaya Yönelik Genetik Operasyonlar

P_{t+1} oluştuktan sonra, normal genetik operatörleri uygulayarak yeni bir yavru popülasyonu Q_{t+1} yapmak için kullanılır. NSGA-III’de, dikkatli bir seçkin çözüm seçimi gerçekleştirilmiş ve her referans noktasının referans çizgisine en yakın çözümleri vurgulayarak çözümler arasında çeşitliliği korumaya çalışılmıştır. Ayrıca, hızlı bir prosedür için, N ’ü hemen hemen H ’e eşit hale getirilmiştir, böylece her bir referans noktasına karşılık gelen Pareto-optimal cephesine yakın bir popülasyon elemanı geliştirilmesi umulmuştur. Tüm bu nedenlerden dolayı, NSGA-III ile sadece kutu kısıtlamalarıyla ilgili sorunları ele almak için açık bir yeniden üretim işlemi uygulanmıştır. Q_{t+1} popülasyonu, normal çaprazlama ve mutasyon operatörlerinin P_{t+1} ’dan rastgele ebeveynleri seçerek uygulanmasıyla oluşturulmuştur. Bununla birlikte, ebeveyn çözümlerine daha yakın yavru olma çözümleri oluşturmak için, SBX operatöründe nispeten daha büyük bir dağıtım endeks değeri kullanılmasını ve böylece ebeveynlerine yakın yavrular yapılması önerilmiştir.

3.3.7 NSGA-III’ün Bir Nesilinin Hesaplama Karmaşıklığı

M -boyutlu boyutlu objektif vektörlere sahip olan $2N$ büyüklüğündeki bir popülasyonun nondomlu sıralama (Algoritma 1’deki satır 4) $O(N \log^{M-2} N)$ hesaplamaları gerektirir [49]. Algoritma 2’nin 2. satırındaki ideal noktanın belirlenmesi, toplam $O(MN)$ hesaplaması gerektirir. Hedeflerin bir çevirisi (3. satır) $O(MN)$ hesaplamaları gerektirir. Ancak, aşırı noktaların (satır 4) belirlenmesi $O(M^2 N)$ hesaplamaları gerektirir. Kesişme noktalarının belirlenmesi (satır 6), $O(M^3)$ işlemlerini gerektiren, $M \times M$ büyüklüğünde bir matris dönüşümü gerektirir. Daha sonra, bir maksimum $2N$ popülasyon elemanının normalleştirilmesi (satır 7), $O(N)$ hesaplamaları gerektirir. Algoritma 2’nin satır 8’i $O(MH)$ hesaplamaları gerektirir. Algoritma 3’te maksimum $2N$ popülasyonu üyelerini H referans noktalarıyla ilişkilendirmede yapılan tüm işlemler $O(MNH)$ hesaplamaları gerektirecektir. Daha sonra, Algoritma 4’teki niş işleminde, 3. satırda $O(H)$ karşılaştırmaları gerekecektir. $L = |F_l|$, satır 5’in $O(L)$ kontrolleri gerektirdiğini varsayılırsa: En kötü durumda 8. satır $O(L)$ hesaplamaları gerektirir. Diğer operasyonlar daha küçük karmaşıklığa sahiptir. Bununla birlikte, nişler algoritmasındaki yukarıdaki hesaplamalar, en fazla L katının gerçekleştirilmesi, dolayısıyla $O(L^2)$ veya $O(LH)$ hesaplamalarının daha büyük olmasını gerektirmektedir. En kötü durum senaryosunda ($S_t = F_1$, yani, birinci nondomlanmış cephenin popülasyon büyüklüğünü aşması), $L \leq 2N$ dir. Tüm simülasyonlarda $N \approx H$ ve genellikle $N > M$ kullanılmıştır. Yukarıdaki tüm değerlendirmeler ve hesaplamalar dikkate alındığında, bir nesil NSGA-III’ün en kötü durum karmaşıklığı $O(N^2 \log^{M-2} N)$ veya $O(N^2 M)$ ’dür (hangisi daha büyükse o tercih edilir).

3.3.8 NSGA-III'ün Parametre Az Mülkiyeti

NSGA-II'de olduğu gibi, NSGA-III algoritması, popülasyon büyüklüğü, sonlandırma parametresi, geçiş ve mutasyon olasılıkları ve bunların ilişkili parametreleri gibi olağan genetik algoritma parametrelerinden başka yeni bir parametre belirlemeyi gerektirmez. Referans noktalarının (H) sayısı, algoritmik bir parametre değildir, çünkü bu, doğrudan istenen noktadan çıkış noktaları ile ilgilidir. N popülasyon büyüklüğü $N \approx H$ olarak H 'e bağlıdır. Referans noktalarının konumu benzer şekilde kullanıcının elde edilen çözümlerde elde etmek istediği tercih bilgilerine bağlıdır.

Şimdi transistör için NSGA-III simülasyon sonuçlarını sunacağız.

MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN OPTİMİZASYONU

Mikrodalga amplifikatör tasarımı, mikrodalga mühendisliğinin en önemli konularından biridir. Yüksek kazanç G_T içeren tüm zorlu gereksinimleri göz önünde bulundurarak, düşük akımlı düşük güç tüketimi ile birlikte düşük giriş gerilimi dalga boyu (VSWR), geniş bantlı minyatür düşük gürültülü amplifikatör (LNA) tasarımı, ultra-geniş bantlı (UWB) alıcı-verici entegrasyonları için en büyük zorluklardan biridir.

Bu zorlu gereklilikleri karşılamak için, her şeyden önce, hızlı ve düşük gürültülü, yüksek kaliteli transistörlere ihtiyaç vardır ki bu elbette mevcut teknolojinin konusudur.

4.1 Transistörün Performans Ölçü Fonksiyonları

Bir transistör iki-kapılı devrenin performansı sıklıkla 4 temel ölçüm fonksiyonu ile ölçülebilir: "Güç Kazancı G_T , Gürültü Faktörü F , Giriş VSWR V_{in} ve Çıkış VSWR V_{out} "tur. Bu fonksiyonlar transistörün z parametreleri, kaynak ve yük sonlandırmaları cinsinden gerekli temel formülasyonları verdikten sonra ileriki bölümlerde analiz işlemlerine geçilecektir [50].

4.1.1 Gürültü Faktörü (F)

İki kapılı devre ve kapı empedansları bilinen bir transistörün Z_S (4.1) kaynak empedansına ilişkin gürültü faktörü (4.2):

$$Z_S = R_S + jX_S \quad (4.1)$$

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = F\{Z_S\} = F_{min} + \frac{R_n}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_S - Z_{opt}|^2}{R_S} \quad (4.2)$$

şeklinde ifade edilebilir [10].

Burada optimum kaynak empedansı Z_{opt} (4.3):

$$Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt} \quad (4.3)$$

olmakta ve bu değerler transistör parametreleriyle birlikte verilmektedir.

Ayrıca dB (4.4) cinsinden:

$$F (dB) = 10\log_{10}F \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilebilir.

4.1.2 Giriş VSWR (V_{in})

Z_S (4.1) kaynak empedansı ve Z_L (4.5) yük empedansına sahip bir iki kapılının giriş VSWR V_{in} (4.6):

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (4.5)$$

$$V_{in} = \frac{1 + \rho_{in}^2}{1 - \rho_{in}^2} \quad (4.6)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada ρ_{in} (4.7):

$$|\rho_{in}| = \left| \frac{Z_S - Z_{in}^*}{Z_S + Z_{in}} \right| \quad (4.7)$$

şeklinde ifade edilen giriş yansıma katsayısı olmaktadır. Buradaki giriş empedansı z_{ij} iki kapılının küçük işaret açık devre z-parametreleri olmak üzere Z_i (4.8) (4.9):

$$Z_i = R_i + jX_i \quad (4.8)$$

$$Z_i = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_L} \quad (4.9)$$

şeklinde ifade edilebilir [10].

4.1.3 Çıkış VSWR (V_{out})

Çıkış VSWR V_{out} (4.10) ise:

$$V_{out} = \frac{1 + \rho_{out}^2}{1 - \rho_{out}^2} \quad (4.10)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada ρ_{out} (4.11):

$$|\rho_{out}| = \left| \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \right| \quad (4.11)$$

şeklinde ifade edilen çıkış yansıma katsayısı olmaktadır. Buradaki çıkış empedansı Z_{out} (4.12):

$$Z_{out} = z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_S} \quad (4.12)$$

ters dönüşüm yaparsak Z_S (4.13):

$$Z_S = -z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} - Z_{out}} \quad (4.13)$$

şeklinde ifade edilebilir [10].

4.1.4 Güç Kazancı (G_T)

İki kapılı devrenin Z_S (4.4), Z_L (4.5) ve z- parametrelerine bağlı güç kazancı G_T (4.14):

$$G_T \{Z_S, Z_L\} = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{4R_S R_L |Z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_S)(z_{22} + Z_L) - z_{12}z_{21}|^2} \quad (4.14)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Ayrıca dB cinsinden güç kazancı G_T (4.15):

$$G_T (dB) = 10 \log_{10} G_T \quad (4.15)$$

şeklinde ifade edilebilir [10].

Detaylandırılmış 1. Yaklaşım (4.16):

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{P_{in}}{P_{AVS}} \frac{P_L}{P_{in}} = (1 - |\rho_{in}|^2) G_{op} = \rho_{in} \{Z_S, Z_L\} G_{op} \{Z_L\} \quad (4.16)$$

olarak tanımlanır. Burada G_{op} (4.17) çalışma kazancıdır. Bu kazanç P_L/P_{in} oranı ile tanımlanır ve

$$G_{op} \{Z_L\} = \frac{|z_{21}|^2}{|z_{22} + Z_L|^2} \frac{R_L}{R_i} \quad (4.17)$$

formülü ile hesaplanır.

Detaylandırılmış 2. Yaklaşım (4.18) (4.19):

$$G_T \triangleq \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{(P_{A_{out}} - |\rho_{out}|^2 P_{A_{out}})}{P_{AVS}} = (1 - |\rho_{out}|^2) \frac{P_{A_{out}}}{P_{AVS}} \quad (4.18)$$

$$G_T = (1 - |\rho_{out}|^2) G_{av} = M_{out} G_{av} \gg \rho_{out} \{Z_S, Z_L\} G_{av} \{Z_S\} \quad (4.19)$$

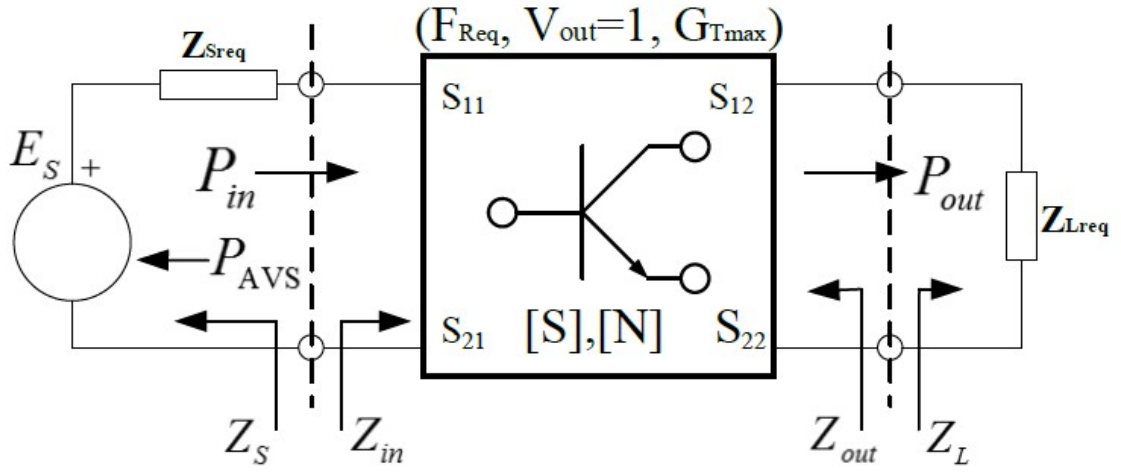
olarak tanımlanır. Burada G_{av} (4.20) çalışma kazancıdır. Bu kazanç P_{out}/P_{AVS} olarak tanımlanır ve

$$G_{av} \{Z_S\} = \frac{P_{out}}{P_{AVS}} = \frac{|z_{21}|^2}{|z_{11} + Z_S|^2} \frac{R_s}{R_{out}} \quad (4.20)$$

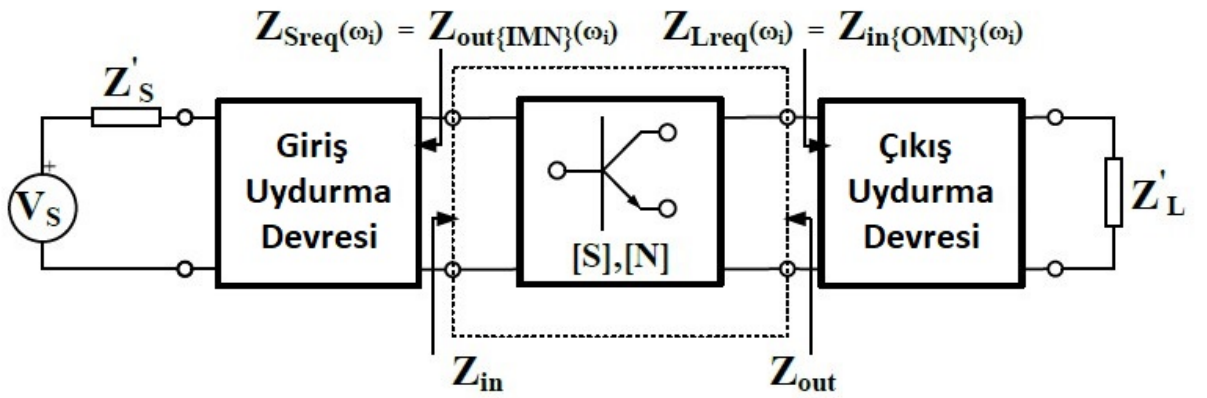
formülü ile hesaplanır.

4.2 Gerçekleştirilebilir Tasarım Hedefinin Belirlenmesi

Tipik bir amplifikatör tasarım probleminde, bir transistör, (V_{DS}, I_{DS}) , f ile sonlandırılan $(Z_S = r_s + jx_s, Z_L = r_L + jx_L)$ işlem noktasında saçılma $[S]$ ve gürültü $[N]$ parametreleri ile karakterize edilen Şekil 4.1'deki bir doğrusal iki port ile temsil edilebilir. Darlington teoremini ultra-geniş bant tasarımlarında kullanarak maksimum güç değişimi için giriş ve çıkış eşleşmeli devrelerle gerçekleştirilebilen empedanslar Şekil 4.2'de gösterildiği gibi gereklidir [51]-[52].



Şekil 4.1 Azami güç iletimi ve gerekli kaynak ve yük sonlandırmalarıyla gerekli gürültü için küçük sinyalli bir transistörün iki-portlu gösterimi



Şekil 4.2 Maksimum güç değişimi ve gerekli gürültü için tek transistör LNA devresi

Bu çalışmada, maksimum verim, minimum güç tüketimi için performans karakterizasyonu yapılmıştır ve bunlara denk gelen gürültü faktörü (F) hesaplanmıştır. Gürültü faktörü F, saçılma parametresi gücü S'nin giriş ve çıkış bağlantı noktalarındaki gürültü N oranına oranı olarak tanımlanır ve G_T , yüke verilen güç oranıdır.

Bir LNA transistörünün performans ölçüleri aşağıdaki gürültü faktörü F, kazanç G_T , giriş V_{in} ve çıkış V_{out} eşleşmeyen fonksiyonları ile değerlendirilebilir:

$$F = \frac{\text{giriş}(\frac{\text{sinyal gücü}}{\text{gürültü gücü}})}{\text{çıkış}(\frac{\text{sinyal gücü}}{\text{gürültü gücü}})} = F(Z_S) = F_{min} + \frac{R_n |Z_S - Z_{opt}|^2}{|Z_{opt}|^2 R_S} \quad (4.21)$$

$$G_T(Z_S, Z_L) = \frac{\text{Yüke verilen güç}}{\text{Mevcut kaynak gücü}} = \frac{4R_S R_L |z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_S)(z_{22} + Z_L) - z_{12}z_{21}|^2} \quad (4.22)$$

Formül (4.22) tarafından verilen G_T kazanımı, çıktındaki empedans uyumsuzluğu olarak hesaplanabilir.

(4.22) de belirtilen Kazanç G_T empedans uyumsuzluğu olarak faktörize edilebilir. Çıkış portunda $M_{out}=1-|\rho_{out}|$ buradaki $|\rho_{out}|$ çıkış yansımasının büyüklüğü ve mevcut güç kazançlarının çıkış $|P_{AVout}|$ ve giriş $|P_{AVS}|$ portlarından oranı olarak tanımlanabilen mevcut G_{AV} kazanımıdır:

$$G_T(Z_S, Z_L) = \frac{P_{AVout}}{P_{AVS}} \frac{P_L}{P_{AVout}} = G_{AV}(Z_S) M_{out}(Z_S, Z_L) \quad (4.23)$$

burada

$$M_{out} = \frac{P_L}{P_{AVout}} = 1 - |\rho_{out}|^2 \quad (4.24)$$

$$G_{AV} = \frac{\text{Mevcut çıkış gücü}}{\text{Mevcut giriş gücü}} = G_{AV}(Z_S) = \frac{|z_{21}|^2}{|z_{11} + Z_S|^2} \frac{R_S}{R_{out}} \quad (4.25)$$

$$V_{in} = V_{in}(Z_S, Z_L) = \frac{1 + |\rho_{in}|}{1 - |\rho_{in}|}, \text{ yer } |\rho_{in}|^2 = \frac{\text{Giriş portunda yansıyan güç}}{\text{Giriş gücü}} = \left| \frac{Z_{in} - Z_S^*}{Z_{in} + Z_S} \right|^2 \leq 1 \quad (4.26)$$

$$V_{out} = V_{out}(Z_S, Z_L) = \frac{1 + |\rho_{out}|}{1 - |\rho_{out}|}, \text{ yer } |\rho_{out}|^2 = \frac{\text{Yükten yansıyan güç}}{\text{Yük gücü}} = \left| \frac{Z_{out} - Z_L^*}{Z_{out} + Z_L} \right|^2 \leq 1 \quad (4.27)$$

Fiziksel gerçekleştirilme koşullarının yerine getirilmesi gereken durumlar:

$$\text{Re}\{Z_{in}\} = R_{in} = \text{Re}\left\{z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_L}\right\} > 0 \quad (4.28)$$

$$\text{Re}\{Z_{out}\} = R_{out} = \text{Re}\left\{z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_S}\right\} > 0 \quad (4.29)$$

$$F \geq F_{min}, V_{in} \geq 1, V_{out} \geq 1, G_{Tmin} \leq G_T \leq G_{Tmak} \quad (4.30)$$

Ek olarak devrenin üretilebilmesi için R_S ve R_L 'in belirtilen koşulu (4.31) sağlaması gerekmektedir.

$$R_S \geq 10\Omega, R_L \geq 10\Omega \quad (4.31)$$

Bir sonraki bölümde, bir mikrodalga transistörün performans karakterizasyonunun çok amaçlı optimizasyonu için amaç fonksiyonları ve karar değişkenleri verilecektir.

4.3 Amaç Fonksiyon Çiftleri ve Performans Dörtlüsü

(4.21) - (4.31) ile verilen ölçüm fonksiyonları arasında, F ve V_{out} referans noktaları olarak seçilmiştir, bu nedenle performans dörtlüsü ($F_{req}=X, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq}=Y$) olarak tanımlanmıştır. Buna göre her frekans için amaç fonksiyon çiftleri (4.32)-(4.33), (4.34)-(4.35), (4.36)-(4.37), (4.38)-(4.39) ve maliyet fonksiyonu (4.40) aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır:

$$AF_{11} = e^{-G_{Ti}/A} + B |F_i - F_{reqi}| \quad (4.32)$$

$$AF_{12} = C |V_{ini}| + D |V_{outi} - V_{outreqi}| \quad (4.33)$$

$$AF_{21} = e^{-G_{Ti}/A} + B|V_{outi} - V_{outreqi}| \quad (4.34)$$

$$AF_{22} = C|F_i - F_{reqi}| + D|V_{ini}| \quad (4.35)$$

$$AF_{31} = e^{-G_{Ti}/A} + B|V_{ini}| + C|V_{outi} - V_{outreqi}| \quad (4.36)$$

$$AF_{32} = D|F_i - F_{reqi}| \quad (4.37)$$

$$AF_{41} = e^{-G_{Ti}/A} \quad (4.38)$$

$$AF_{42} = B|F_i - F_{reqi}| + C|V_{ini}| + D|V_{outi} - V_{outreqi}| \quad (4.39)$$

$$Maliyet = e^{-G_{Ti}/A} + B|F_i - F_{reqi}| + C|V_{ini}| + D|V_{outi} - V_{outreqi}| \quad (4.40)$$

$F_{min} \leq F_{reqi}$ ve $1 \leq V_{outreqi}$, $i = 1, \dots, 5$, ($F_{req}=X$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq}=Y$) performans dörtlüsü olarak alan referans noktaları olarak temin edilir. A, B, C ve D ağırlık katsayıları eşit olarak alınır. Bu optimizasyon sürecinde karar değişkenleri, Z_S kaynağı ve Z_L yükleri gerçek (R_S , R_L) ve hayali (X_S , X_L) empedansların parçalarıdır.

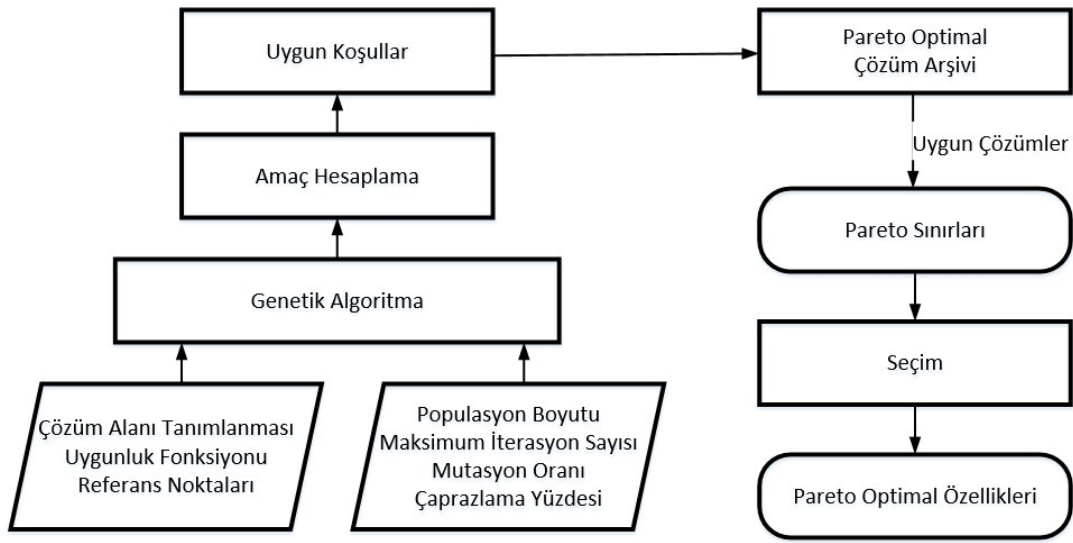
Bu çalışmada, aktif cihazın potansiyel performansına bağlı olarak gerçekleştirilebilir tasarım hedef alanı dikkate alınmıştır.

4.4 Pareto Optimalitesi

Çözüm kümesi içerisinde herhangi bir başka baskın çözüm yoksa çözüm $\vec{a}$ 'nın optimal olduğu söylenebilir. Diğer bir deyişle, en az bir başka çözüm olumsuz etkilenmeden çözüm hedeflerinden biri olumlu olarak geliştirilemez. Hedeflenen vektör $F(\vec{a})$ Pareto dominant vektör veya baskın-olmayan vektör olarak adlandırılır. Pareto optimal çözümlerinin tümü Pareto optimal seti olarak adlandırılır. Belirlenen hedef vektörleri Pareto sınırındadır.

Genel olarak Pareto sınırının analitik bir ifadesini çıkarmak imkânsızdır. Şekil 4.3'de

mikrodalga transistörünün Pareto optimal özelliklerini elde etmek için izlenecek akış diyagramını göstermektedir.



Şekil 4.3 Pareto optimal karakteristiği

BİR MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN NSGA-III ALGORİTMASI İLE PARETO OPTİMİZASYONU

Günümüzde radyo frekans (RF) ve mikrodalga devrelerinde; optimizasyon işlemleri, mühendislik tasarımlarında kullanılan önemli bir yöntemdir. Optimizasyon yöntemlerinin kullanılmasının çok önemli avantajları olduğu bilinmektedir. Gerçek bir sistem tasarımı için, geleneksel yöntemler deneysel formülleri kullanarak yalnızca fizibilitesini esas alan çözümleri içerirken, optimizasyon yöntemleri gerçekçi fiziksel modellere dayanan optimum çözümleri arar. Mühendislik tasarımlarında kullanılan optimizasyon yöntemleri çok sayıda işlem içerir. Çünkü, optimizasyon yöntemlerinin çözmeye çalıştıkları problemlerde karmaşık fonksiyonların farklı potansiyel çözümler için irdelenmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada üzerinde durulan parametreler; Kaynak Z_S , yük Z_L 'i (gerçektelebilir tasarım hedef uzayı, belirli çalışma koşullarında cihazın uygun gürültü faktörü F , giriş-çıkış VSWR, kazanç G_T dörtlüsünün ve karşılık gelen sonlandırma değerlerinin elde edilmesi olarak ifade edilebilir) ayarlama problemi bir optimizasyon problemi olup, gerçek zamanlı optimizasyon modelleme uygulamalarını içermektedir. Dinamik verilerin kullanıldığı büyük parametre uzaylarına sahip modellerin parametrelerinin ayarlanması, sistemlerin tasarımı ve kontrolü için önemlidir. Parametre ayarlama problemlerinde çözüme ulaşmak için farklı yaklaşımlardan yararlanılabilir. Ancak bütün yaklaşımlarda amaç, deneysel ve modelden alınan veriler arasındaki farkı en aza indirmektir. Model parametrelerinin belirlenmesinde uygun deneysel verilerin elde edilmesi önemlidir. Modelin süreç gösterim kabiliyeti, modelde yer alan parametrelerin doğru bir şekilde belirtildiği gerçeği ile büyük oranda orantılıdır.

Günümüzde, düşük güç tüketimi ile ultra - geniş bantlı (UWB) minyatür düşük gürültü amplifikatörü (LNA) tasarımı, düşük seviye bataryadan, UWB alıcı-verici entegrasyonları için en büyük zorluklardan biridir. Özellikle, alıcıların çoğu el tipi veya batarya ile çalışan cihazlardır; Bu nedenle, UWB dalga oranları boyunca çok düşük bir besleme gerilimi, yüksek kazançlı G_T , düşük gürültü oranı F ve düşük giriş V_{in} ve çıkış

V_{out} olması çok düşük güç tüketimi olan bir LNA'nın tasarım optimizasyonunda çok önemli bir gereksinim olarak karşılaşılmaktadır.

Yapılan bu çalışma, baskın-olmayan sıralamalı genetik algoritma (NSGA) kullanılarak parametre ayarlama işleminde kullanılan en yeni teknikleri ortaya koymaktadır. Elde edilen nümerik sonuçlar ve incelenen çalışmalardaki analitik sonuçlar [13] ile mukayese edildiğinde başarılı bir optimizasyonun gerçekleştiği gözlemlenmiştir. Parametre optimizasyonun, yapılan araştırmalar sonucu yeni optimizasyon tekniklerinin keşfedilmesi ile her zaman bir adım daha geliştirilebileceği gözlemlenmiştir.

Çalışmanın bu bölümünün; 1'inci kısımda amaç fonksiyon çifti belirlenmiştir. 2'inci kısımda algoritmanın optimal parametre ayarlamasından bahsedilmiştir. 3'üncü kısımda Tablo 5.1'de belirtilen farklı durumlar için Pareto sınırları (Pareto frontier) çizdirilmiştir. 4'üncü kısımda belirlenen Pareto sınırları içinden Pareto optimal özellikleri (Pareto optimal characteristics) belirlenmiştir. 5'inci kısımda seçilen bir durumda farklı bias noktaları için çalışma yapılmıştır. 6'ıncı kısımda ise bir önceki kısımda seçilen durum için Monte Carlo analizi [82] yapılmıştır. 7'inci kısımda ise tipik bir uygulama yapılarak çalışma sonlandırılmıştır.

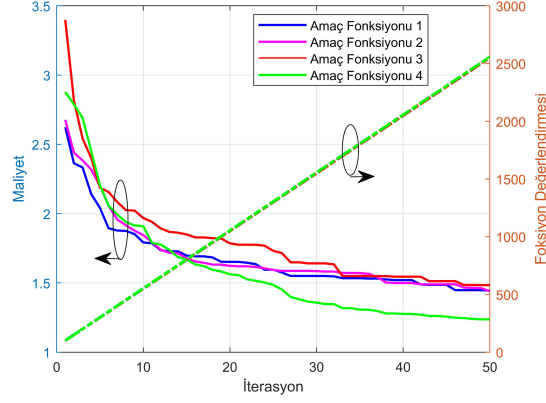
Tablo 5.1 Performans dörtlülerinin tanımı

Durum	F_{req}	V_{outreq}	V_{in}	G_T , dB
Durum-1	F_{min}	1,2	optimum	maksimum
Durum-2	1,2	1,2		
Durum-3	1,3	1,0		
Durum-4	1,3	1,1		
Durum-5	1,3	1,2		

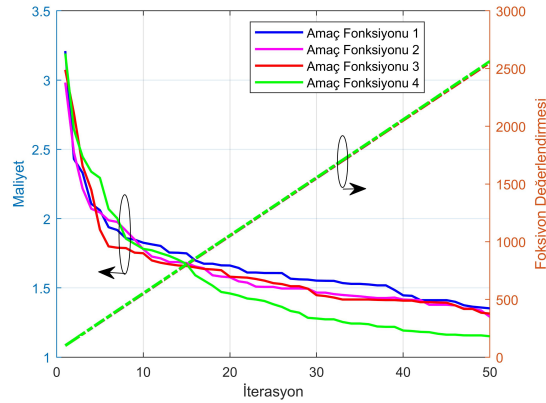
5.1 Amaç Fonksiyon Çifti Seçimi

Çalışmanın ilerleyen kısımlarında kullanılmak üzere en uygun amaç fonksiyon (AF) çiftini (4.32) - (4.39) belirlemek amacıyla Tablo 5.1'de belirtilen farklı durumlar için 10 GHz - 16 GHz'de varsayılan parametreler maksimum iterasyon = 50, popülasyon = 50, çaprazlama yüzdesi = 0,5 ve mutasyon yüzdesi = 0,5 için en iyi maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri yapıyoruz. Sonuçlar maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi düzlemi üzerinde yer alan Şekil 5.1, Şekil 5.2, Şekil 5.3, Şekil 5.4 ve Şekil 5.5'de gösterilmiştir. Sonuç olarak şekillerden de görüleceği üzere en başarılı olan amaç

fonksiyon çifti $AF_{41} + AF_{42}$ (4.38)-(4.39) çalışmanın devamında kullanılmak üzere seçilmiştir.



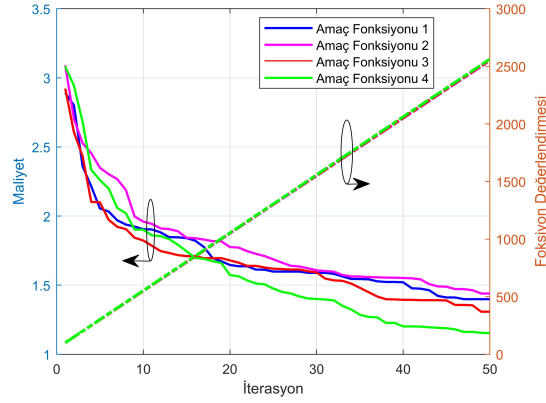
Şekil 5.1 NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)



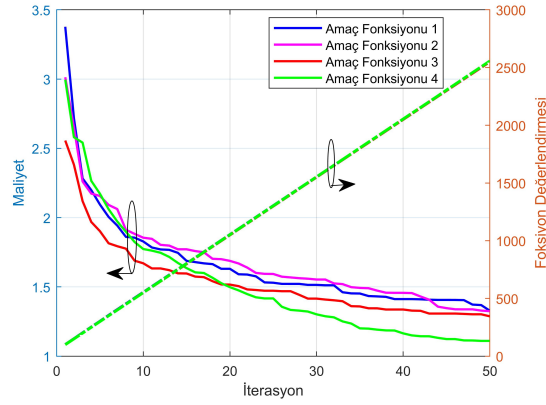
Şekil 5.2 NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = 1, 2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)

5.2 Optimal Algoritma Parametre Seti Seçimi

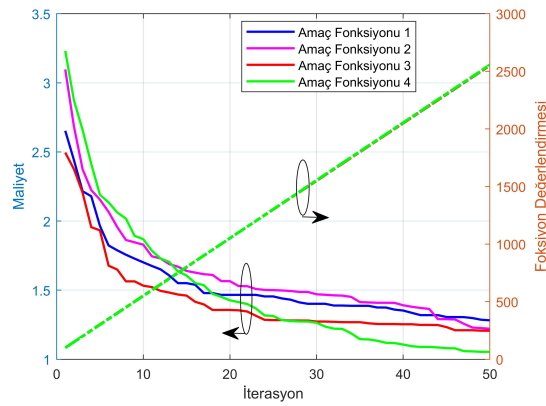
Bir optimizasyonun başarısında öncelik probleme uygun algoritma seçmek olmasına karşın giriş parametrenin doğru atanması da azımsanamayacak derece öneme sahiptir. Bu nedenden ötürü; NSGA-III algoritmasının yazılımcı tarafından açık kaynak olarak paylaşılan 1 amaç fonksiyonlu (objective function) kod [53] içerisinde varsayılan parametreler maksimum iterasyon = 50, popülasyon = 50, çaprazlama yüzdesi = 0,5 ve mutasyon yüzdesi = 0,5 olarak verilmesine karşın, yapılan çalışmada amaç fonksiyonu sayısı 4'e çıkarılarak mevcut parametrelerinde optimum



Şekil 5.3 NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)



Şekil 5.4 NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 1$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)

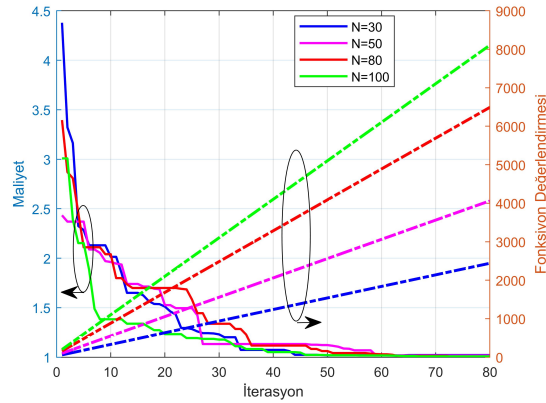


Şekil 5.5 NE3511S02 transistörünün ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin farklı amaç fonksiyon çiftleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz ortalama)

olanını bulmak için bir çalışma yapılmıştır. Değiştirilebilen parametre sayısı 4 olması nedeni ile 2 aşamada en başarılı optimum parametreleri buluyoruz. Optimum algoritma parametre seti seçimi için yapılan denemelerde durum-5 ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dördlüsü için $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10\text{ mA}$ & $f = 12\text{ GHz}$ olarak alınmıştır.

5.2.1 Optimum Maksimum İterasyon ve Popülasyon Parametreleri

Öncelikle varsayılan çaprazlama yüzdesi = 0,5, mutasyon yüzdesi = 0,5 kullanılarak farklı maksimum iterasyon ve popülasyon (N) parametreleri için en iyi, ortalama ve en kötü maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri yapıyoruz. Detaylı sonuçlar Tablo 5.2’de gösterilmiştir. Daha spesifik olarak ise Şekil 5.6’da maksimum iterasyon = 80 için farklı popülasyon parametre (N) değerlerinin maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi çizdirilmiştir. Tablo 5.2’den yola çıkarak gerek minimum, gerek ortalama olarak en ideal maliyete sahip olan maksimum iterasyon = 80, popülasyon = 50 olan sonucu optimum olarak seçilmiştir.



Şekil 5.6 Farklı popülasyon (N) parametreleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10\text{ mA}$ & 12 GHz) (Maksimum iterasyon = 80, çaprazlama yüzdesi = 0,5, mutasyon yüzdesi = 0,5)

5.2.2 Optimum Mutasyon ve Çaprazlama Yüzdesi

Bir önceki kısımda optimum olarak seçilen maksimum iterasyon = 80, popülasyon = 50 parametreleri kullanılarak farklı çaprazlama yüzdesi (P_c) ve mutasyon yüzdesi (P_m) değerleri için en iyi, ortalama ve en kötü maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.3’de gösterilmiştir. Daha spesifik olarak ise Şekil 5.7’de maksimum iterasyon = 80, popülasyon = 50 için farklı çaprazlama yüzdesi (P_c) ve mutasyon yüzdesi

Tablo 5.2 Farklı maksimum iterasyon ve popülasyon (N) parametreleri için en iyi, ortalama ve en kötü maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 12 GHz) (Çaprazlama yüzdesi = 0,5, mutasyon yüzdesi = 0,5)

Maksimum İterasyon	Popülasyon (N)		Maksimum	Minimum	Ortalama
30	30	Maliyet	7,40	1,28	2,30
		FEN	934	934	934
50	30	Maliyet	9,49	1,05	2,19
		FEN	1538	1538	1538
80	30	Maliyet	6,48	1,02	1,26
		FEN	2440	2440	2440
30	50	Maliyet	1,46	1,17	1,30
		FEN	1557	1557	1557
50	50	Maliyet	4,64	1,04	1,80
		FEN	2560	2560	2560
80	50	Maliyet	4,08	1,02	1,48
		FEN	4062	4062	4062
30	80	Maliyet	4,92	1,14	2,79
		FEN	2484	2484	2484
50	80	Maliyet	7,78	1,03	2,08
		FEN	4089	4089	4089
80	80	Maliyet	4,19	1,00	1,39
		FEN	6491	6491	6491
30	100	Maliyet	14,94	1,16	3,78
		FEN	3106	3106	3106
50	100	Maliyet	5,22	1,03	1,94
		FEN	5111	5111	5111
80	100	Maliyet	4,04	1,01	1,49
		FEN	8106	8106	8106

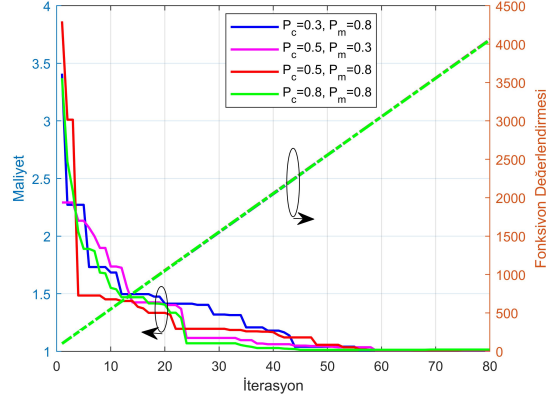
(P_m) parametreleri değerlerinin maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi çizdirilmiştir. Tablo 5.3'den yola çıkarak gerek minimum,

gerek ortalama olarak en ideal maliyete sahip olan çaprazlama yüzdesi = 0,3, mutasyon yüzdesi = 0,8 olan sonucu optimum olarak seçilmiştir.

Tablo 5.3 Farklı aprazlama yüzdesi (P_c) ve mutasyon yüzdesi (P_m) parametreleri için en iyi, ortalama ve en kötü maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 12 GHz) (Maksimum iterasyon = 80, popülasyon = 50)

Çaprazlama Yüzdesi	Mutasyon Yüzdesi		Maksimum	Minimum	Ortalama
0.3	0.3	Maliyet	9,15	1,04	1,42
		FEN	4062	4062	4062
0.3	0.5	Maliyet	5,40	1,03	2,05
		FEN	4063	4063	4063
0.3	0.8	Maliyet	3,97	1,01	1,21
		FEN	4057	4057	4057
0.5	0.3	Maliyet	4,21	1,01	1,12
		FEN	4060	4060	4060
0.5	0.5	Maliyet	4,18	1,01	1,34
		FEN	4059	4059	4059
0.5	0.8	Maliyet	4,09	1,01	1,17
		FEN	4057	4057	4057
0.8	0.3	Maliyet	4,12	1,03	1,29
		FEN	4062	4062	4062
0.8	0.5	Maliyet	15,90	1,01	1,33
		FEN	4054	4054	4054
0.8	0.8	Maliyet	4,47	1,01	1,12
		FEN	4055	4055	4055

Böylelikle NSGA-III algoritmasının 4 giriş parametresi için optimum; maksimum iterasyon = 80, popülasyon = 50, çaprazlama yüzdesi = 0,3 ve mutasyon yüzdesi = 0,8 olarak seçilmiştir. Bundan sonraki kısımlardaki çalışmalar tümüyle bu parametreler kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 5.7 Farklı çaprazlama yüzdesi (P_c) ve mutasyon yüzdesi (P_m) parametreleri için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ & 12 GHz) (Maksimum iterasyon = 80, popülasyon = 50)

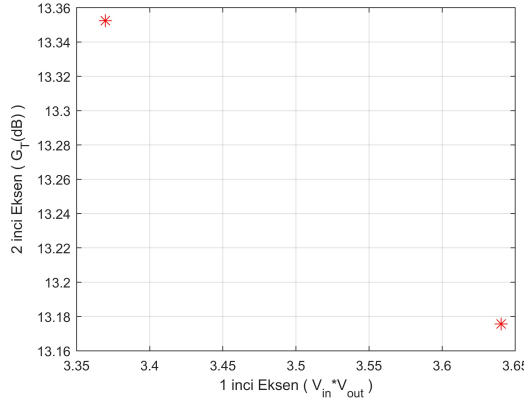
5.3 Pareto Sınırları

Çok hedefli optimizasyon problemlerinde birbirleri ile çelişen birden çok hedef olmasından dolayı, optimizasyon problemin çözümünü sadece tekil bir çözüm noktası ile tanımlamak ve diğer çözüm noktalarından daha iyi olduğunu her zaman söylemek mümkün değildir. Bunun yerine, domine edilmemiş çözümler olarak isimlendirilen bir optimal çözüm kümesi bir hedefteki performansının diğer hedefin performansından fedakarlık yapmadan geliştirilemediği çözüm noktalarını içermektedir. Pareto optimal çözüm kümesi, farklı hedef fonksiyonları arasındaki ödünleşim yüzeyini ifade etmektedir ve bu kümeye Pareto sınırı (Pareto frontier) denir. Daha çok Pareto optimal çözümlerin bulunması istenildiğinde, karar vericiye çeşitli sınırlar konularak seçilmiş çözümleri sunmak amacıyla Pareto sınırları üzerinde düzgün olarak dağılımları bulmakta istenilir.

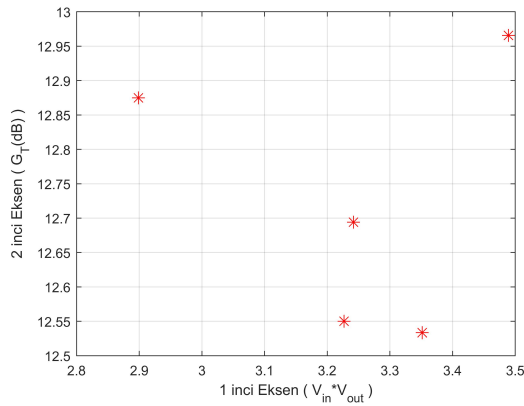
Bu kısımda çalışmada belirlenen amaç fonksiyonu için tasarlanan NSGA-III kodu kullanılarak Tablo 5.1'deki beş farklı performans dörtlüsü ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$), ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$), ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$), ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) ve ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) için 10 iterasyon sonucunda çözüm uzayları üretilmiştir. Bütün çözümlerin performansları hedef uzayıyla eşleştirildikten sonra çıkan Pareto optimal çözüm kümesi sonuçları çözüm kümeleri arşivde depolanır. Bu çözüm uzaylarından belirlenmiş sınır içerisinde kalanlar için Pareto sınırları çizdirilmiştir (Şekil 4.3). Çözüm uzayı belirlenirken fiziksel gerçekleştirilebilirlik koşullarının yerine getirilmesi gereken durumları (4.28)(4.29)(4.30) sağlayan çözümler seçilmiştir.

5.3.1 ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi

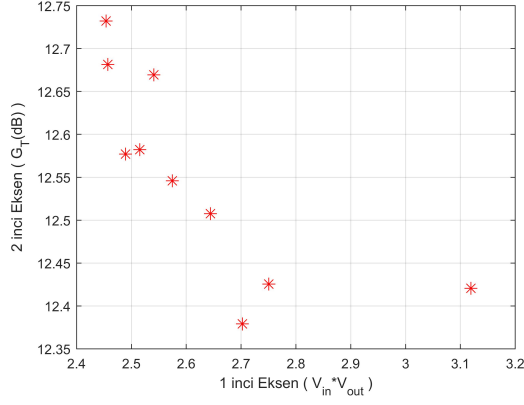
Transistör NE3511S02'nin Pareto sınırları, Tablo 5.1'de, 10 GHz - 16 GHz'de (2V, 10mA) 1 GHz aralıklı 7 örnek frekansında verilen durum-1: ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için elde edilmiştir. Sonuçlar $G_T - V_{in} \times V_{out}$ düzlemi üzerinde yer alan Şekil 5.8, Şekil 5.9, Şekil 5.10, Şekil 5.11, Şekil 5.12, Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'de gösterilmiştir. Bu sınırların her biri, 10x4050 Pareto baskın çözümleri içerisinde $V_{in} < 3$ ve $V_{out} < V_{outreq} \times 1.03$ ve $F < F_{req} \times 1.03$ kriteri sağlayanlardan ve fiziksel gerçekleştirilebilirlik koşullarının yerine getirebilen sonuçlardan oluşur. Bir tasarım belirtimi olarak, dikey eksene en yakın nokta olan maksimum G_T 'ye sahip minimum $V_{in} \times V_{out}$ seçilebilir. Hedef minimum gürültü faktörü (F_{min}) olduğundan ötürü bu durumda çıkan Pareto sınırı sayısı oldukça azdır. Daha fazla sonuç istenmesi durumunda seçilen F_{req} kriteri biraz daha büyütülebilir.



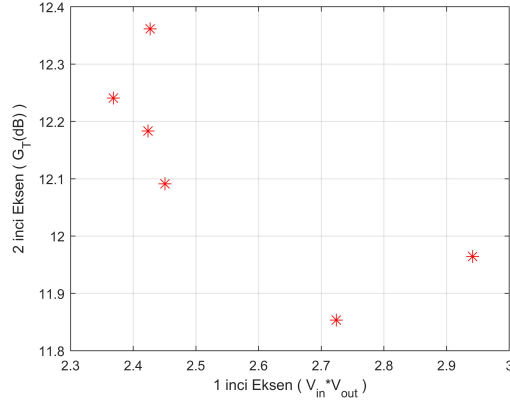
Şekil 5.8 NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



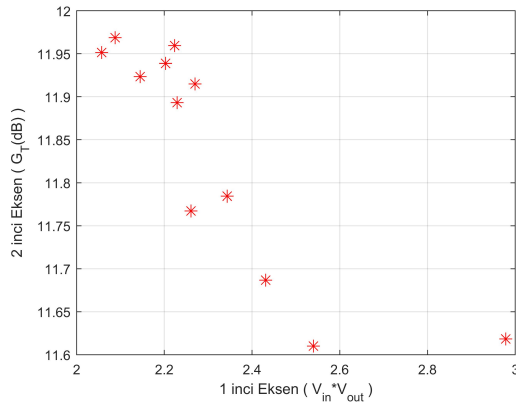
Şekil 5.9 NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



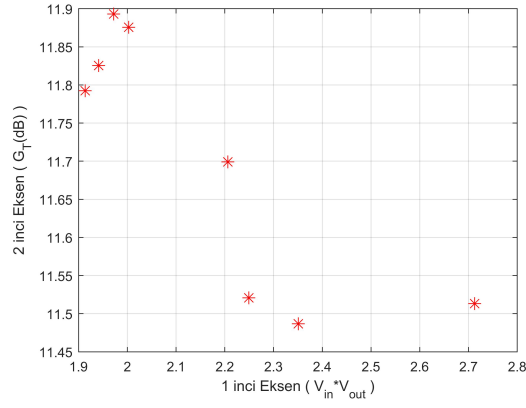
Şekil 5.10 NE3511S02 transistörü için 12 GHz de
 $(F_{req} = F_{min}, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1, 2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



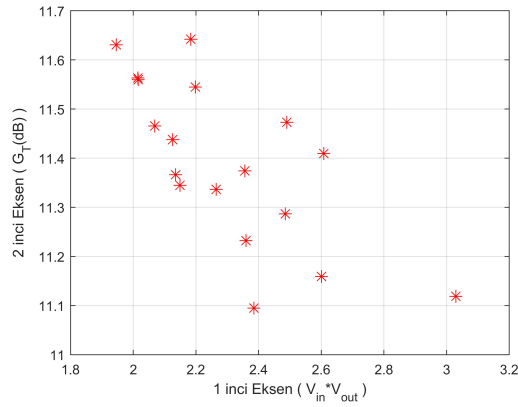
Şekil 5.11 NE3511S02 transistörü için 13 GHz de
 $(F_{req} = F_{min}, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1, 2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.12 NE3511S02 transistörü için 14 GHz de
 $(F_{req} = F_{min}, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1, 2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



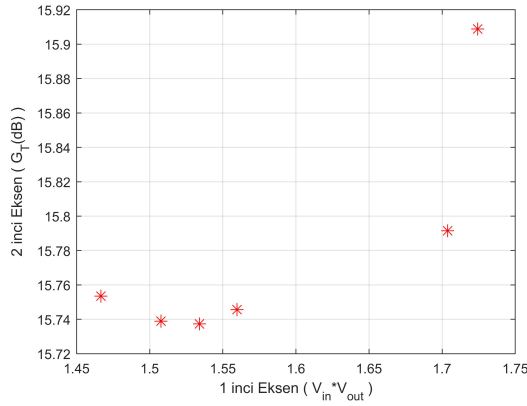
Şekil 5.13 NE3511S02 transistörü için 15 GHz de
 $(F_{req} = F_{min}, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1, 2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



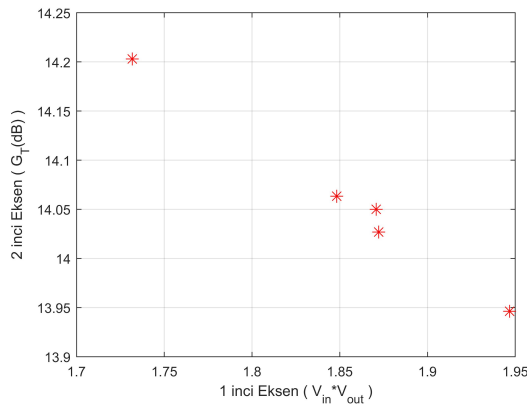
Şekil 5.14 NE3511S02 transistörü için 16 GHz de
 $(F_{req} = F_{min}, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1, 2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

5.3.2 ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi

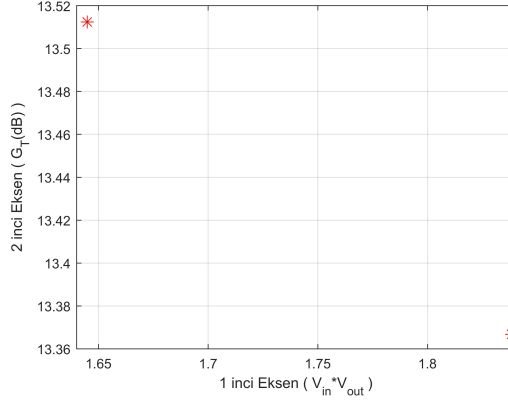
Seçilen transistörün Pareto sınırları, Tablo 5.1’de, 10 GHz - 16 GHz’de (2V, 10mA) 1 GHz aralıklı 7 örnek frekansında verilen durum-2: ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için elde edilir. Sonuçlar bir önceki ile aynı olarak G_T - $V_{in} \times V_{out}$ düzlemi üzerinde yer alan Şekil 5.15, Şekil 5.16, Şekil 5.17, Şekil 5.18, Şekil 5.19, Şekil 5.20 ve Şekil 5.21’de gösterilmiştir. Bu sınırların her biri, 10x4050 Pareto baskın çözümleri içerisinde $V_{in} < 1,6$ ve $V_{out} < V_{outreq} \times 1.03$ ve $F < F_{req} \times 1.03$ kriteri sağlayan sonuçlar içerisinde seçilir. Bazı durumlarda kazanç G_T nin çok yüksek olmasına karşın $V_{in} \times V_{out}$ değeri çok yüksek çıkmaktadır. Burada ihtiyaca binaen istenilen çözüm seçilerek devre gerçekleştirilebilir.



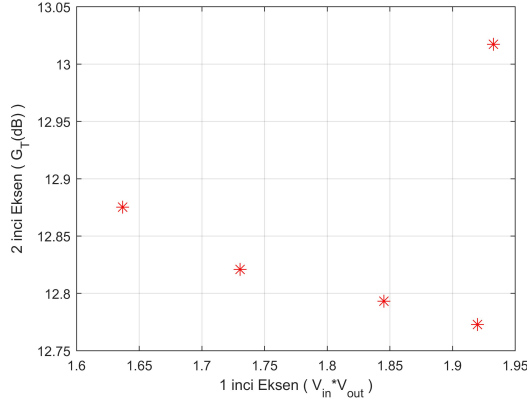
Şekil 5.15 NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



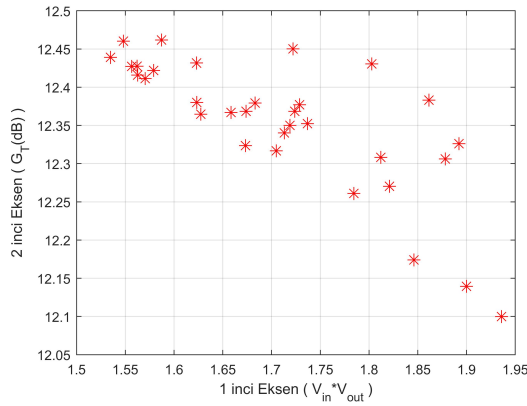
Şekil 5.16 NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



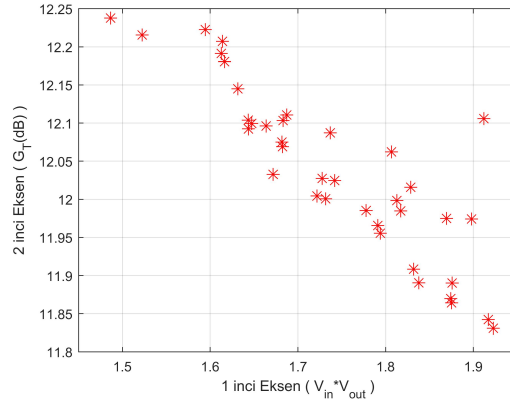
Şekil 5.17 NE3511S02 transistörü için 12 GHz de
 $(F_{req} = 1,2, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



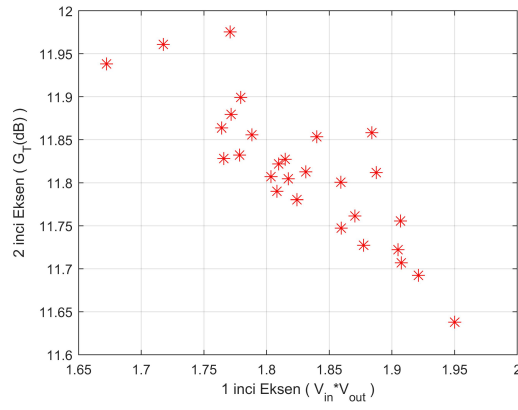
Şekil 5.18 NE3511S02 transistörü için 13 GHz de
 $(F_{req} = 1,2, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.19 NE3511S02 transistörü için 14 GHz de
 $(F_{req} = 1,2, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



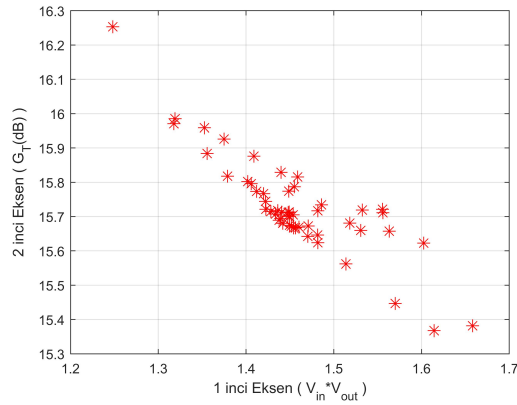
Şekil 5.20 NE3511S02 transistörü için 15 GHz de
 $(F_{req} = 1, 2, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1, 2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



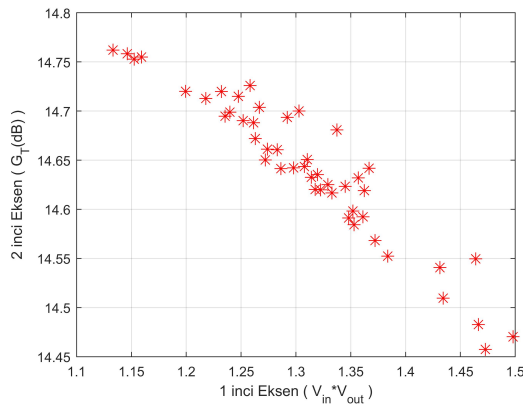
Şekil 5.21 NE3511S02 transistörü için 16 GHz de
 $(F_{req} = 1, 2, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1, 2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

5.3.3 ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi

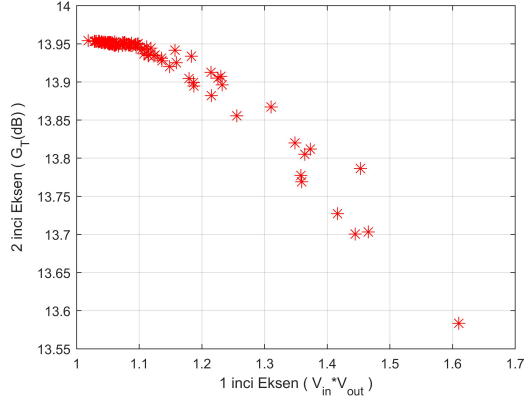
Transistörün Pareto sınırları, Tablo 5.1’de, 10 GHz - 16 GHz’de (2V, 10mA) 1 GHz aralıklı 7 örnek frekansında verilen durum-3: ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) performans dörtlüsü için elde edilir. Sonuçlar $G_T - V_{in} \times V_{out}$ düzlemi üzerinde yer alan Şekil 5.22, Şekil 5.23, Şekil 5.24, Şekil 5.25, Şekil 5.26, Şekil 5.27 ve Şekil 5.28’de görülebilir. Bu sınırların her biri, 10x4050 Pareto baskın çözümleri içerisinde giriş $V_{in} < 1,6$ ve çıkış $V_{out} < V_{outreq} \times 1.03$ ve gürültü faktörü $F < F_{req} \times 1.03$ belirlenmiş olan seçim kriterini sağlayanlardan oluşur. Belirlenen çıkış V_{outreq} olabilecek en iyi sonuç olduğundan dolayı belirlenen kriteri sağlayan Pareto baskın çözümleri çok fazla olmamakla beraber durum-1 e göre daha iyidir. Daha fazla sonuç gözlenmesi için seçilen çıkış V_{outreq} kriteri biraz daha büyütülebilir.



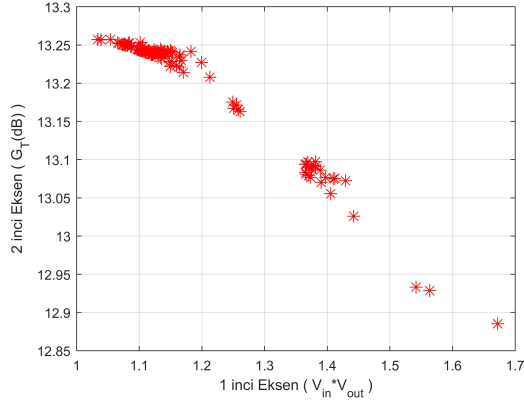
Şekil 5.22 NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



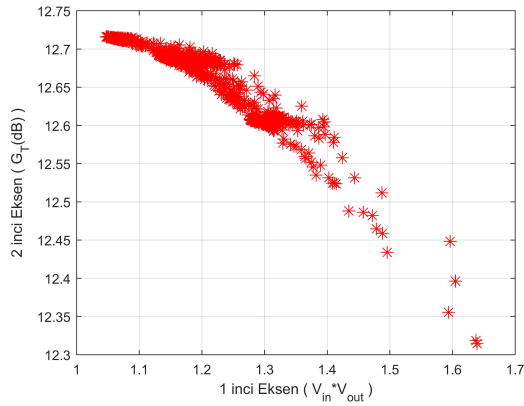
Şekil 5.23 NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



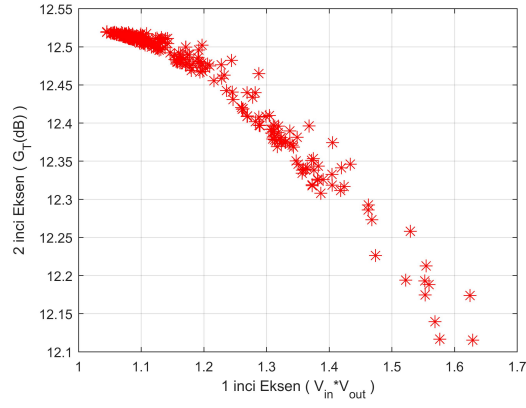
Şekil 5.24 NE3511S02 transistörü için 12 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



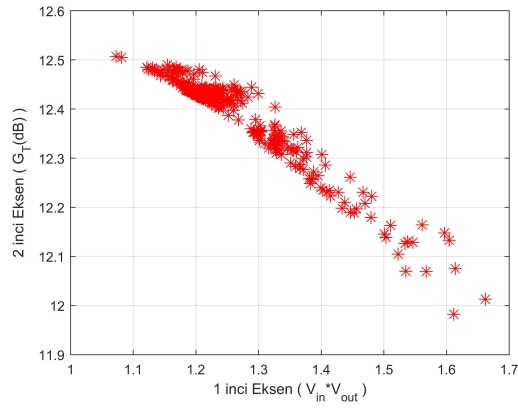
Şekil 5.25 NE3511S02 transistörü için 13 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.26 NE3511S02 transistörü için 14 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



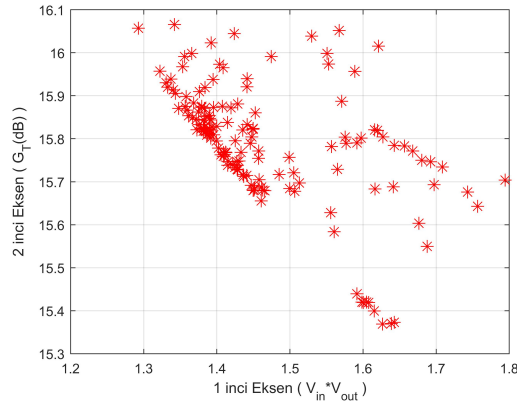
Şekil 5.27 NE3511S02 transistörü için 15 GHz de
 $(F_{req} = 1, 3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



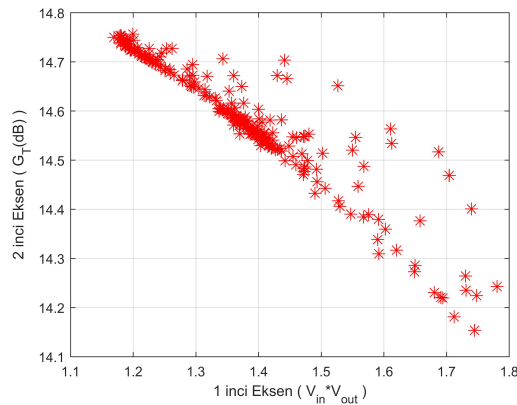
Şekil 5.28 NE3511S02 transistörü için 16 GHz de
 $(F_{req} = 1, 3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

5.3.4 ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi

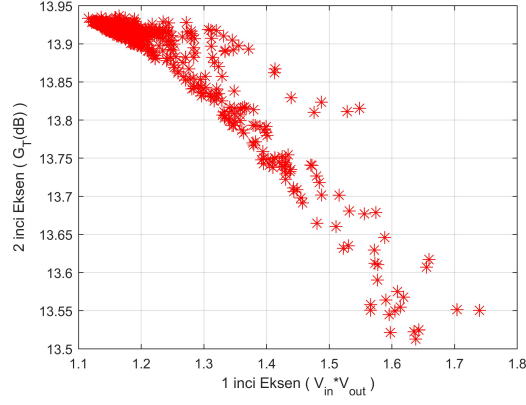
Belirlenen Transistör için Pareto sınırları, Tablo 5.1’de, 10 GHz - 16 GHz’de ($2V$, 10mA) 1 GHz aralıklı 7 örnek frekansında verilen durum-4: ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) performans dörtlüsü için elde edilir. Sonuçlar $G_T - V_{in} \times V_{out}$ düzlemi üzerinde yer alan Şekil 5.29, Şekil 5.30, Şekil 5.31, Şekil 5.32, Şekil 5.33, Şekil 5.34 ve Şekil 5.35’de görülebilir. Bu sınırların her biri, 10x4050 Pareto baskın çözümleri içerisinde $V_{in} < 3$ ve $V_{out} < V_{outreq} \times 1.03$ ve $F < F_{req} \times 1.03$ kriterini sağlayanlardan oluşur. Bulunan sonuçlar içerisinde Frekansın artışı ile birlikte belirlenen kriteri sağlayan Pareto baskın çözümlerinin sayısı daha da artmıştır.



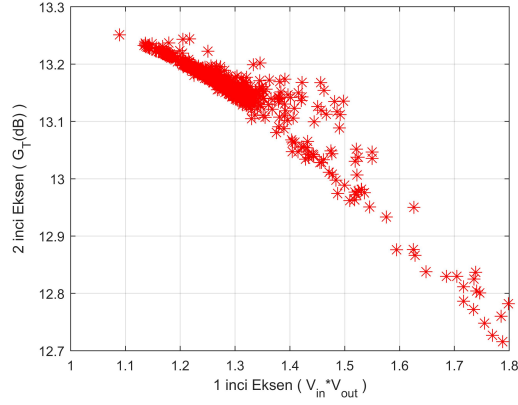
Şekil 5.29 NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



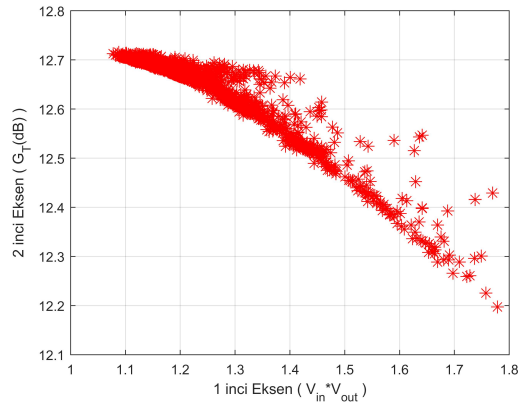
Şekil 5.30 NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



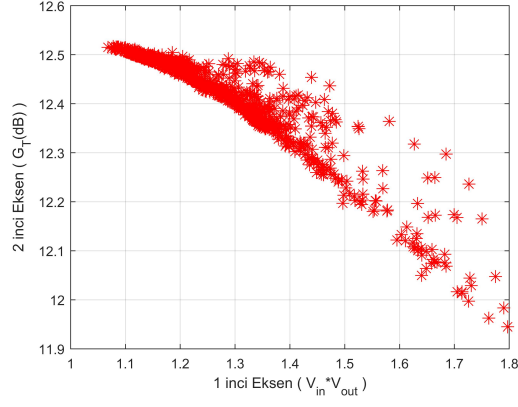
Şekil 5.31 NE3511S02 transistörü için 12 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



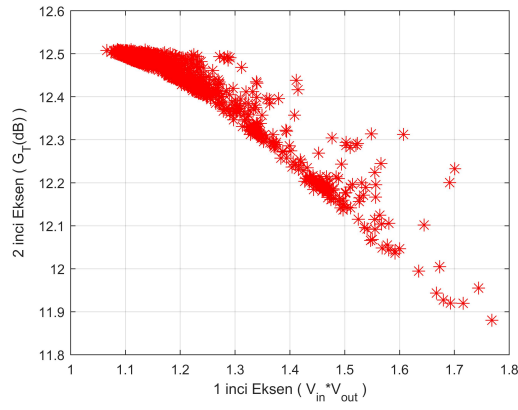
Şekil 5.32 NE3511S02 transistörü için 13 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.33 NE3511S02 transistörü için 14 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



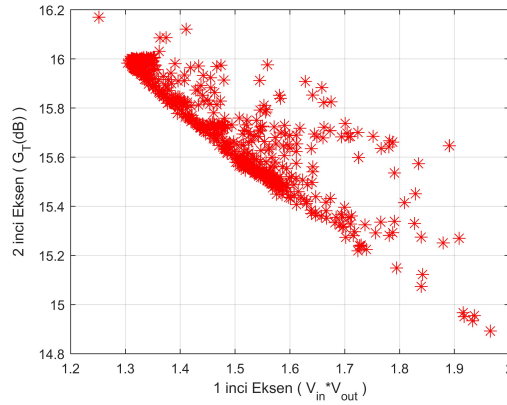
Şekil 5.34 NE3511S02 transistörü için 15 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



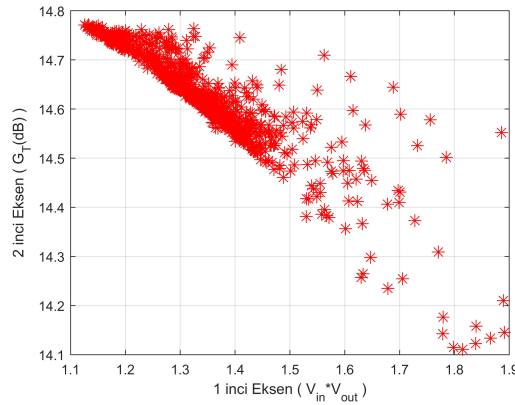
Şekil 5.35 NE3511S02 transistörü için 16 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,1)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

5.3.5 ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Sınırlarının Belirlenmesi

Aynı transistör için Pareto sınırları, Tablo 5.1’de, 10 GHz - 16 GHz’de (2V, 10mA) 1 GHz aralıklı 7 örnek frekansında verilen durum-5: ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için elde edilir. Sonuçlar $G_T - V_{in} \times V_{out}$ düzlemi üzerinde yer alan 5.36, Şekil 5.37, Şekil 5.38, Şekil 5.39, Şekil 5.40, Şekil 5.41 ve Şekil 5.42’de görülebilir. Bu sınırların her biri, 10x4050 Pareto baskın çözümleri içerisinde $V_{in} < 1,6$ ve $V_{out} < V_{outreq} \times 1.03$ ve $F < F_{req} \times 1.03$ koşulunu sağlayanlardan oluşur. Seçilen bu performans dörtlüsü için bol miktarda Pareto sınırları görünmektedir.

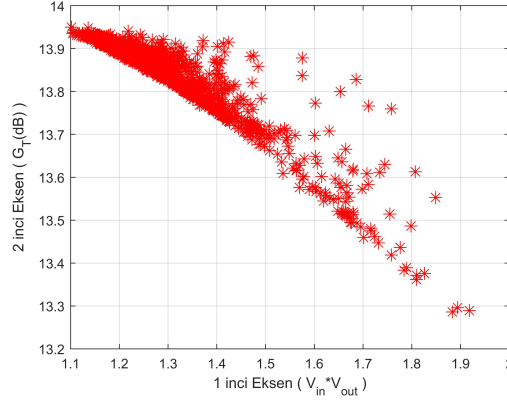


Şekil 5.36 NE3511S02 transistörü için 10 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

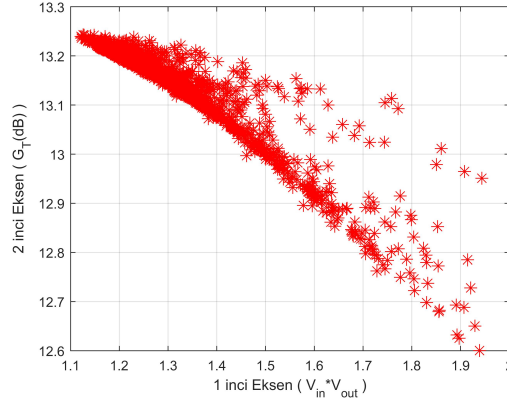


Şekil 5.37 NE3511S02 transistörü için 11 GHz de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

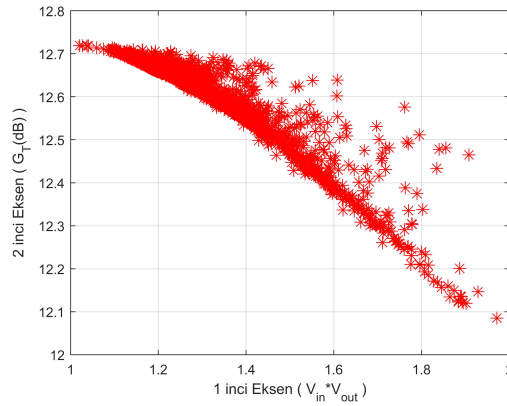
Pareto sınırları belirlenen kriterler içerisinde mevcut olan bütün çözüm kümelerini seçilen eksenler üzerinde görülebilme olanağı garanti etmektedir. Ayrıca Pareto sınırı tanımlanan amaç fonksiyonları için en uygun çözüm kümelerini sağlamaktadır. Bir



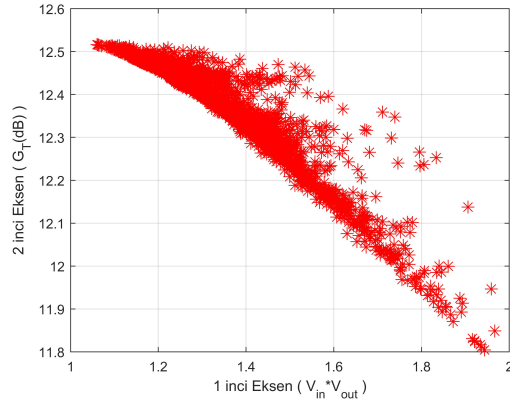
Şekil 5.38 NE3511S02 transistörü için 12 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



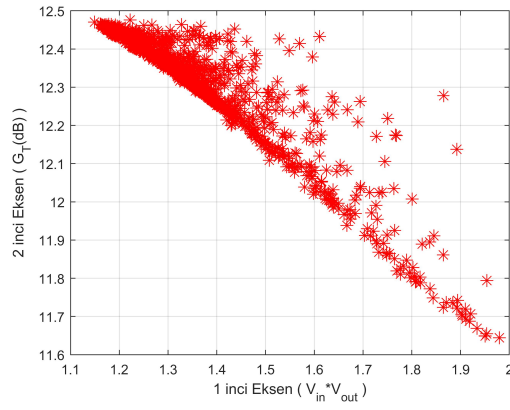
Şekil 5.39 NE3511S02 transistörü için 13 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.40 NE3511S02 transistörü için 14 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.41 NE3511S02 transistörü için 15 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.42 NE3511S02 transistörü için 16 GHz de
 $(F_{req} = 1,3, V_{inopt}, G_{Tmak}, V_{outreq} = 1,2)$ dörtlülerinin Pareto sınırları gösterimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

sonraki bölümde yukarı kısımda çizdirilen Pareto sınırları, belirlenen durum için Pareto optimal çözümü bulabilmek için kullanılacaktır.

5.4 Pareto Optimal Özellikleri

Çok amaçlı programlama problemlerinde, Pareto sınırları üzerindeki her çözüm, uzlaşık bir çözümdür. Karar verici, Pareto sınırları üzerindeki, gereksinimleri yerine getirecek kabul edilebilir uygun çözümü seçer. Bu çözüm Pareto optimal çözüm olarak adlandırılır.

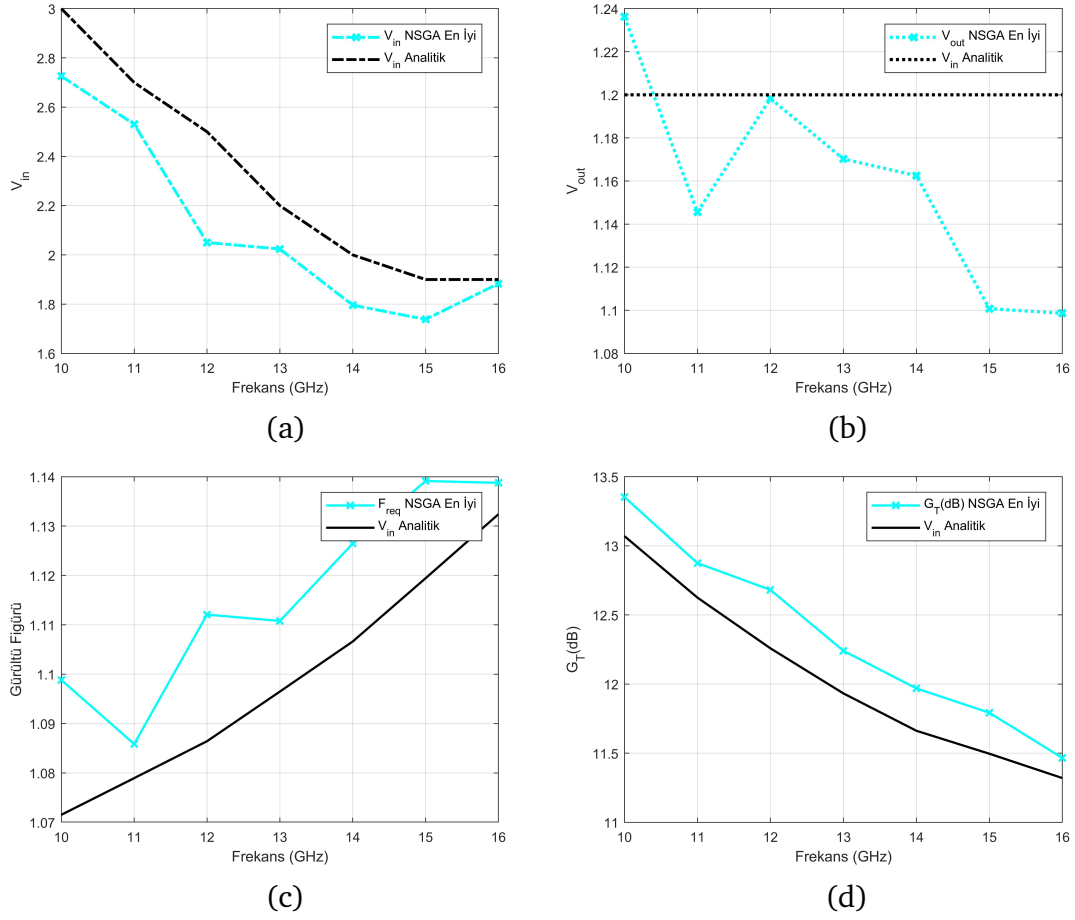
Bu kısımda Tablo 5.1'deki 5 farklı performans dörtlüsü ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$), ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$), ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$), ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) ve ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) için 10 iterasyon sonucunda çözüm uzayından üretilen Pareto sınırları içerisinde çalışmada belirlenen 2 amaç fonksiyonunun birbiri ile toplanması ile elde edilen maliyet değeri (4.40) en düşük olan sonuç Pareto optimal çözüm olarak seçilmiştir. Ayrıca bir makalede [13] elde edilen analitik sonuçlar referans kabul edilerek NSGA algoritması ile elde edilen Pareto optimal çözümler ile mukayese edilerek algoritmanın başarısı gösterilmiştir.

5.4.1 ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

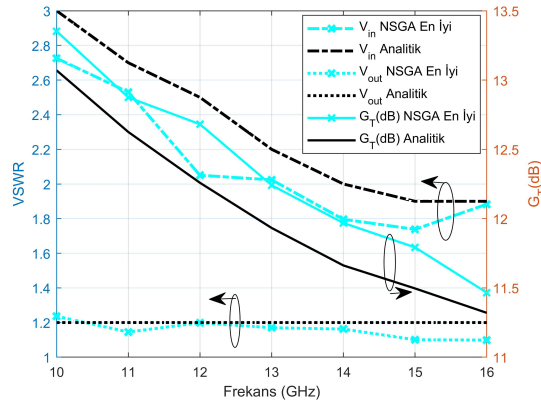
Tablo 5.4'de ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlerinin kıyaslaması tablo olarak gösterilmiştir.

Şekil 5.43'de (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir. Tek bir grafik olarak ise Şekil 5.44'de giriş VSWR, çıkış VSWR ve G_T nin frekans düzlemi boyunca değişimi çizdirilmiştir.

Hedeflenen F_{min} zor gerçekleştirilebilen bir durum olduğundan ötürü seçilen Pareto optimal çözümlerden giriş V_{in} biraz yüksek bulunmuştur. Buna rağmen performans değerlerini kıyaslanmasında bulunan giriş V_{in} analitik değerin altında bulunan kazanç G_T ise üstünde bir değerdir. Bulunan çıkış V_{out} değeri ise tek bir frekans dışında analitik değerin altında olduğu gözlenmiştir.



Şekil 5.43 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.44 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

Tablo 5.4 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = F_{min}$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$)
dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri
($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

NSGA-III için en iyi sonuçlar										Analitik sonuçlar								
f , GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost
10	26,12	32,14	35,88	15,71	2,73	1,24	1,10	13,35	2,79	22,79	35,90	33,41	10,94	3,00	1,20	1,07	13,07	3,00
11	22,12	24,65	29,81	10,47	2,53	1,15	1,09	12,87	2,59	21,48	27,16	32,27	9,17	2,70	1,20	1,08	12,63	2,70
12	20,89	14,25	27,91	8,31	2,05	1,20	1,11	12,68	2,08	20,74	19,13	30,89	8,48	2,50	1,20	1,09	12,26	2,50
13	19,06	8,11	26,44	7,43	2,02	1,17	1,11	12,24	2,07	20,72	11,47	29,23	4,27	2,20	1,20	1,10	11,93	2,20
14	20,86	-0,21	25,68	5,55	1,80	1,16	1,13	11,97	1,85	21,44	4,01	28,28	2,20	2,00	1,20	1,11	11,66	2,00
15	21,09	-7,18	22,66	1,21	1,74	1,10	1,14	11,79	1,86	23,24	-3,47	27,36	0,56	1,90	1,20	1,12	11,50	1,90
16	26,10	-13,3	23,70	-1,24	1,88	1,10	1,14	11,47	1,99	26,62	-11	26,75	-1,27	1,90	1,20	1,13	11,32	1,90

5.4.2 ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

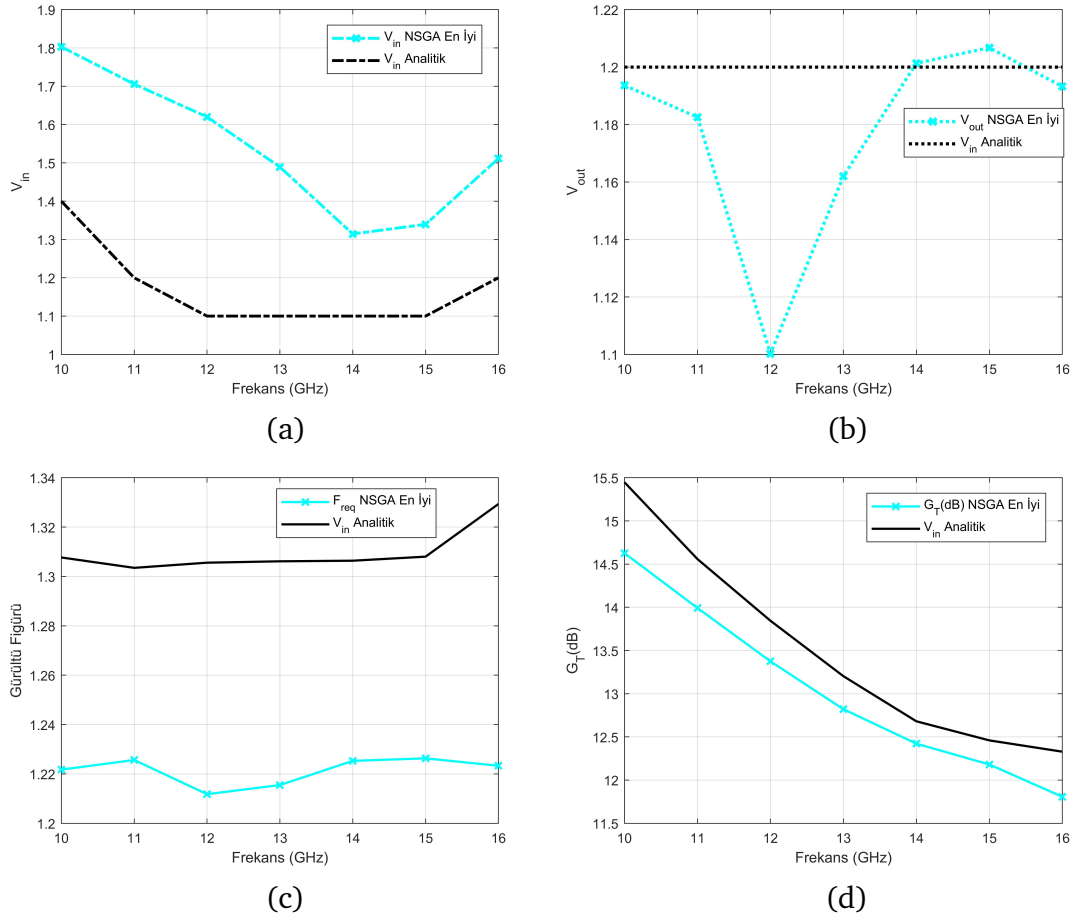
Tablo 5.5’de ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlerinin kıyaslaması tablo olarak gösterilmiştir.

Tablo 5.5 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$)
dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri
($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

NSGA-III için en iyi sonuçlar										Analitik sonuçlar								
f , GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost
10	14,17	22,44	21,31	17,28	1,80	1,19	1,22	14,63	1,83	9,61	15,43	15,38	26,58	1,40	1,20	1,31	15,45	1,51
11	14,16	14,19	17,52	14,24	1,71	1,18	1,23	13,99	1,75	9,65	8,23	15,92	22,27	1,20	1,20	1,30	14,56	1,30
12	14,71	7,76	18,76	11,88	1,62	1,10	1,21	13,37	1,73	9,84	1,42	15,92	18,41	1,10	1,20	1,31	13,84	1,21
13	16,22	0,66	19,33	8,01	1,49	1,16	1,22	12,82	1,54	10,09	-5,13	15,50	15,61	1,10	1,20	1,31	13,20	1,21
14	16,02	-6,56	21,19	6,89	1,31	1,20	1,23	12,42	1,34	10,37	-11,6	15,21	11,64	1,10	1,20	1,31	12,68	1,21
15	13,14	-11,1	17,65	0,98	1,34	1,21	1,23	12,18	1,37	10,85	-17,2	14,07	7,41	1,10	1,20	1,31	12,46	1,21
16	22,26	-19,4	21,62	-0,77	1,51	1,19	1,22	11,81	1,54	12,11	-23	13,28	2,70	1,20	1,20	1,33	12,33	1,33

Şekil 5.45’de (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T analitik ve Pareto baskın

çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir. Tek bir grafik olarak ise Şekil 5.46'da giriş VSWR, çıkış VSWR ve G_T nin frekans düzlemi boyunca değişimi çizdirilmiştir.

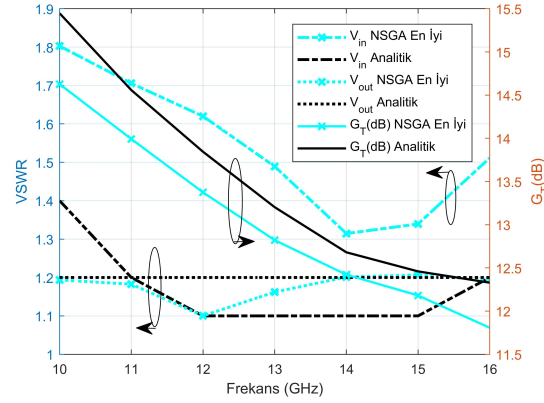


Şekil 5.45 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

Hedeflenen performans dörtlüsü hedefleri için algoritma diğer 4 duruma oranla analitik sonuçların üstüne çıkamamıştır. Bunun önemli sebeplerinden birisi analitik sonuçlarda Gürültü $F_{req}=1,2$ olmasına karşın bulunan değerin 1,3 olmasıdır. Ayrıca devrenin üretilmesi için belirlenen koşul (4.31) sınırları içerisinde analitik çözüm bulunmamaktadır. Önerilen algorithmada ise belirtilen hedefler (4.32) (4.33) $\pm 0,01$ oynayarak belirlenen sınırlar içerisindeki en uygun çözümü aradığımızdan bulunan sonuçların tümünde devre gerçekleştirilebilmektedir.

5.4.3 ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

Tablo 5.6'da ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) performans dörtlüsü için analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlerinin kıyaslaması tablo olarak gösterilmiştir.



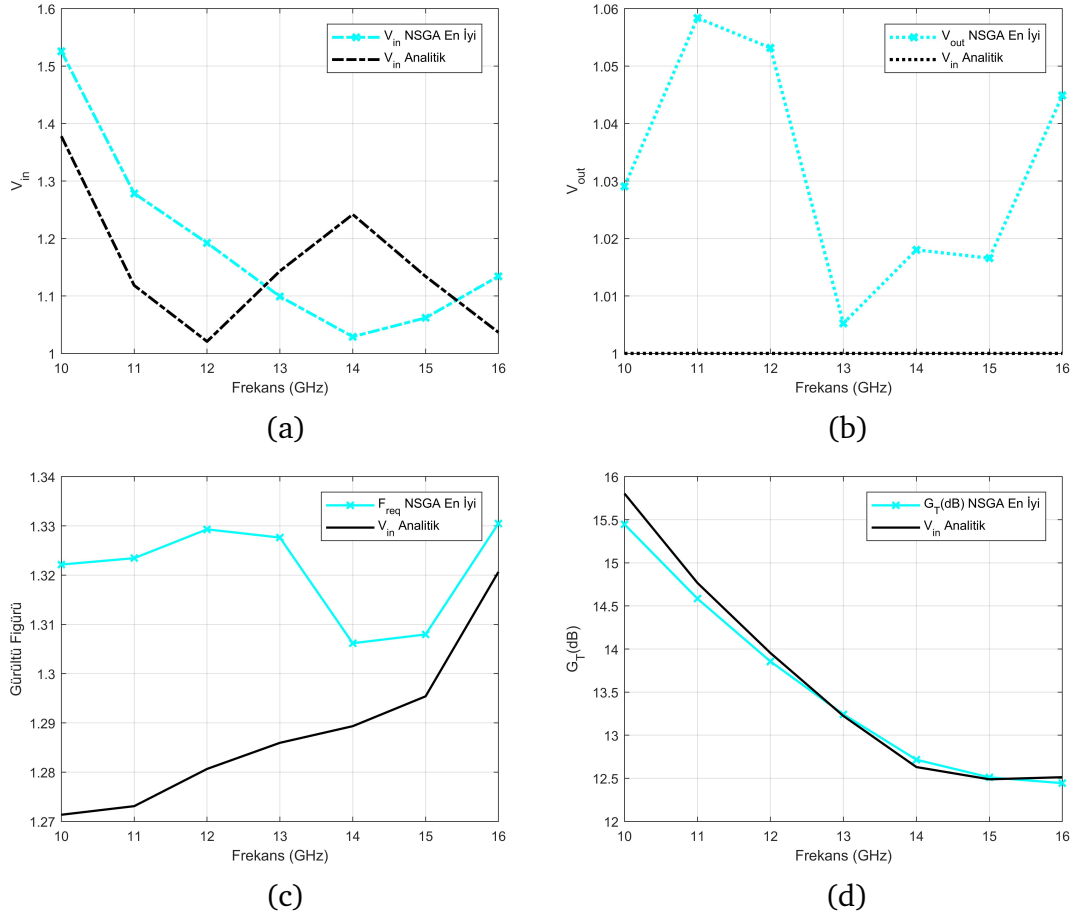
Şekil 5.46 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 2$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

Tablo 5.6 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

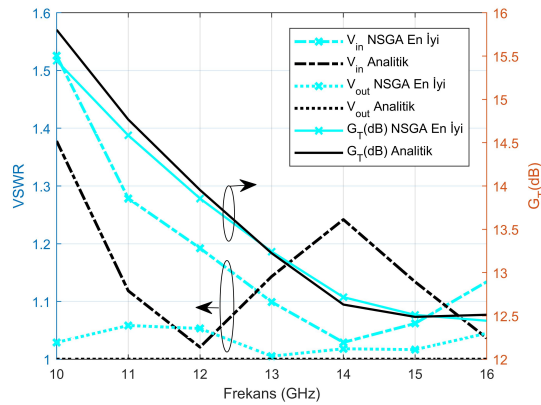
NSGA-III için en iyi sonuçlar										Analitik sonuçlar								
f , GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost
10	10,17	15,05	13,96	25,85	1,53	1,03	1,32	15,45	1,58	6,61	14,29	9,48	26,66	1,38	1,00	1,27	15,80	1,41
11	10,06	7,41	14,46	22,52	1,28	1,06	1,32	14,58	1,36	6,62	6,99	9,96	22,97	1,12	1,00	1,27	14,77	1,15
12	10,66	0,67	14,72	18,99	1,19	1,05	1,33	13,86	1,27	6,74	0,06	10,10	19,35	1,02	1,00	1,28	13,95	1,04
13	10,06	-6,30	13,05	15,44	1,10	1,01	1,33	13,24	1,13	6,82	-6,59	10,09	15,59	1,14	1,00	1,29	13,22	1,16
14	10,38	-11,6	13,09	10,53	1,03	1,02	1,31	12,72	1,05	6,87	-13,1	9,77	11,77	1,24	1,00	1,29	12,63	1,25
15	10,04	-17,4	11,54	6,24	1,06	1,02	1,31	12,51	1,09	6,98	-18,7	8,72	7,13	1,13	1,00	1,30	12,49	1,14
16	10,04	-23,5	10,42	1,15	1,13	1,04	1,33	12,44	1,21	7,49	-24,5	7,88	1,87	1,04	1,00	1,32	12,51	1,06

Şekil 5.47’de (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir. Tek bir grafik olarak ise Şekil 5.48’de giriş VSWR, çıkış VSWR ve G_T nin frekans düzlemi boyunca değişimi çizdirilmiştir.

Çıkan grafiklerden de görüleceği üzere önerilen algoritma NSGA-III ile bulunan sonuçlar özellikle giriş V_{in} 13GHz ve üzeri için büyük başarı göstermiştir. Bununla birlikte kazanç G_T neredeyse analitik sonuçlar ile aynı değere sahiptir. Bir önceki bölümde bahsedilen devrenin üretilebilmesi için belirlenen koşul (4.31) sınırları içerisinde analitik çözüm bulunmamaktadır. Buda NSGA-III algoritmasını bir adım daha öne taşımaktadır.



Şekil 5.47 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.48 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

5.4.4 ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

Tablo 5.7’de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) performans dörtlüsü için analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlerinin kıyaslaması tablo olarak gösterilmiştir.

Tablo 5.7 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,1$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

	NSGA-III için en iyi sonuçlar									Analitik sonuçlar								
f , GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost
10	10,23	14,66	15,27	26,23	1,42	1,12	1,33	15,44	1,47	6,61	14,29	9,19	27,50	1,45	1,10	1,27	15,79	1,48
11	10,07	8,55	15,28	21,25	1,26	1,11	1,30	14,55	1,28	6,62	6,99	9,23	23,52	1,20	1,10	1,27	14,76	1,23
12	10,22	0,97	15,07	18,72	1,14	1,11	1,32	13,86	1,16	6,74	0,06	9,35	19,89	1,05	1,10	1,28	13,94	1,07
13	10,08	-4,64	14,18	13,00	1,05	1,10	1,30	13,22	1,06	6,82	-6,59	10,93	16,13	1,20	1,10	1,29	13,21	1,21
14	10,91	-11,1	14,52	9,75	1,02	1,10	1,30	12,70	1,02	6,87	-13,1	10,59	12,29	1,30	1,10	1,29	12,62	1,31
15	10,16	-17,5	12,50	6,10	1,01	1,09	1,31	12,50	1,03	6,98	-18,7	9,48	7,54	1,20	1,10	1,30	12,48	1,20
16	10,30	-23,6	11,44	1,17	1,08	1,13	1,33	12,42	1,14	7,49	-24,5	7,64	2,57	1,10	1,10	1,32	12,50	1,12

Şekil 5.49’da (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir. Tek bir grafik olarak ise Şekil 5.50’de giriş VSWR, çıkış VSWR ve G_T nin frekans düzlemi boyunca değişimi çizdirilmiştir.

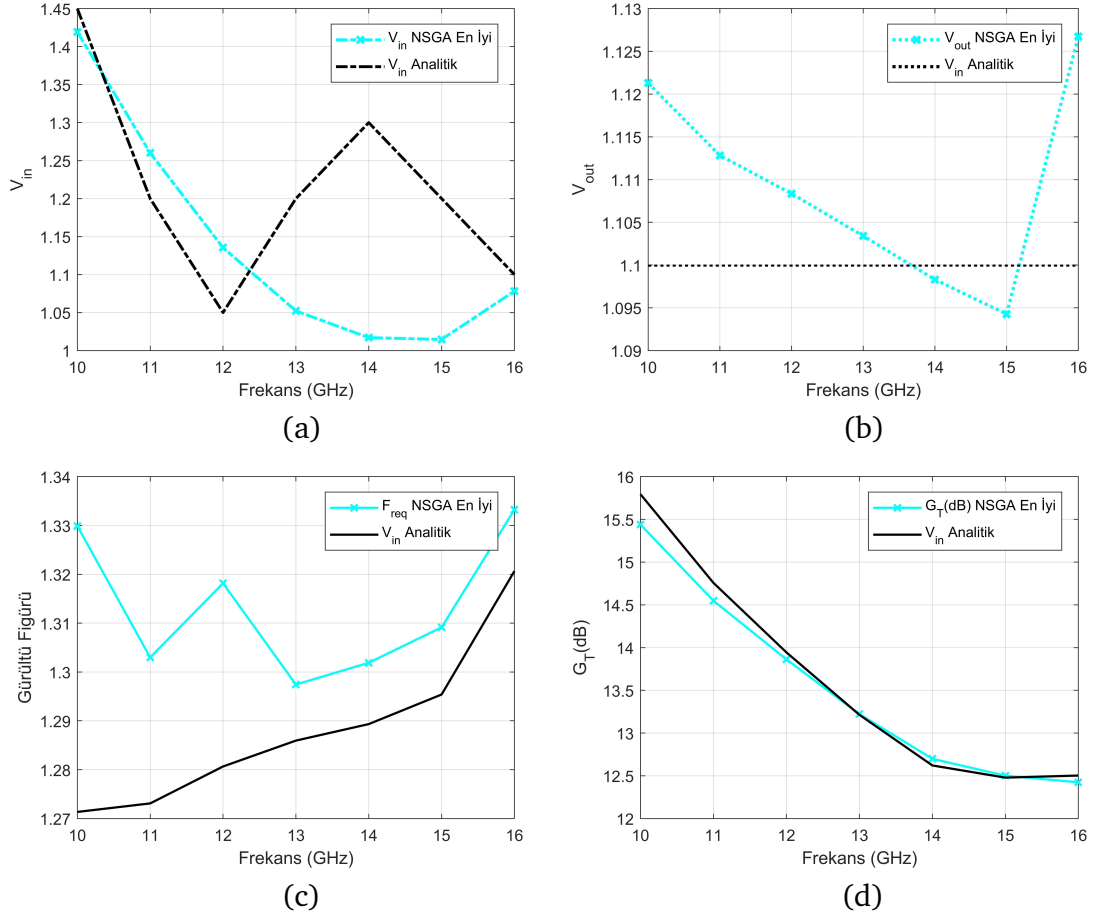
Bu kısımda hedeflenen performans dörtlüsünün sonuçlardaki başarısı bir önceki hedefler ile benzer oranda başarı göstermektedir.

5.4.5 ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

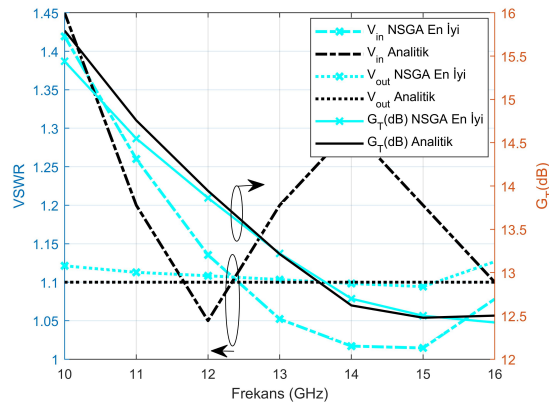
Tablo 5.8’de ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlerinin kıyaslaması tablo olarak gösterilmiştir.

Şekil 5.51’de (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir. Tek bir grafik olarak ise Şekil 5.52’de giriş VSWR, çıkış VSWR ve G_T nin frekans düzlemi boyunca değişimi çizdirilmiştir.

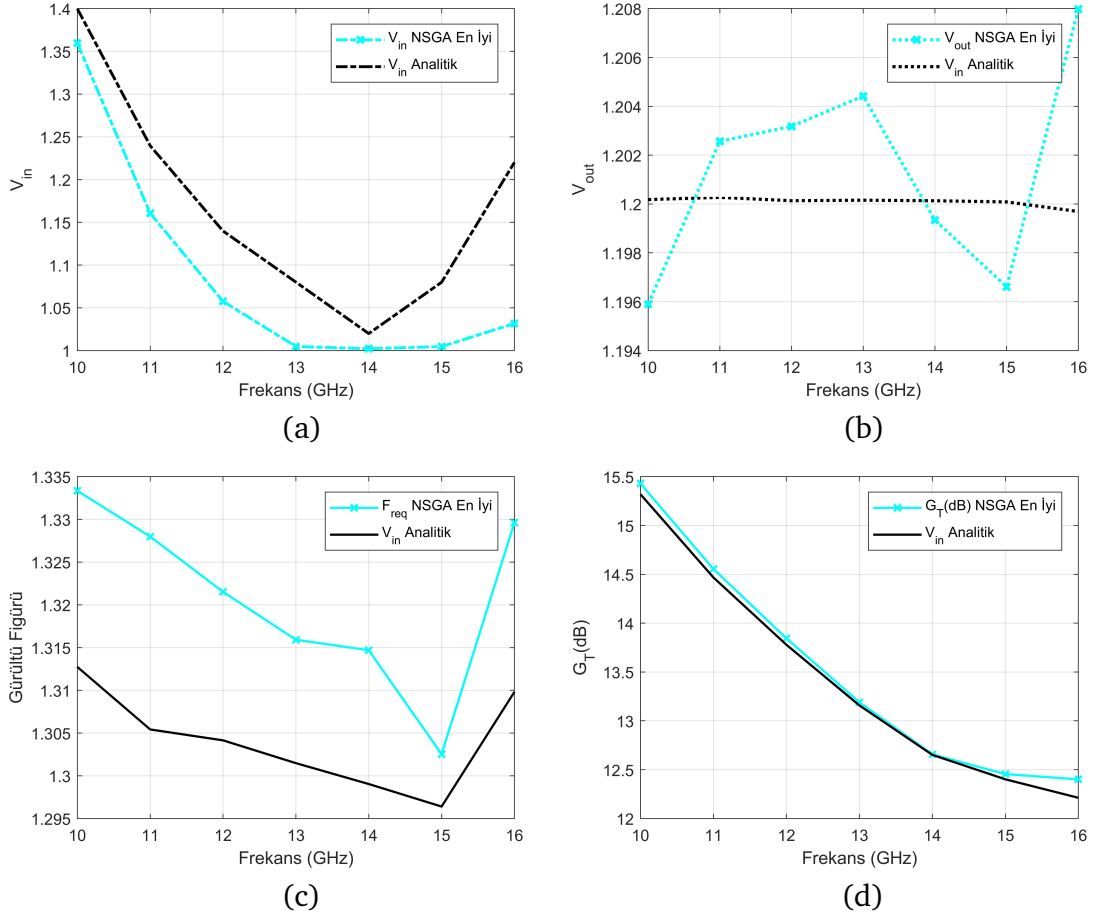
Önerilen algoritmanın başarısının en net görülebileği örnek olarak bu kısımdakiler



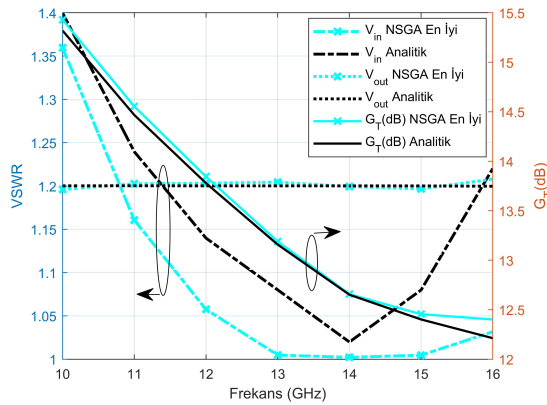
Şekil 5.49 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 1$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.50 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 1$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.51 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.52 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

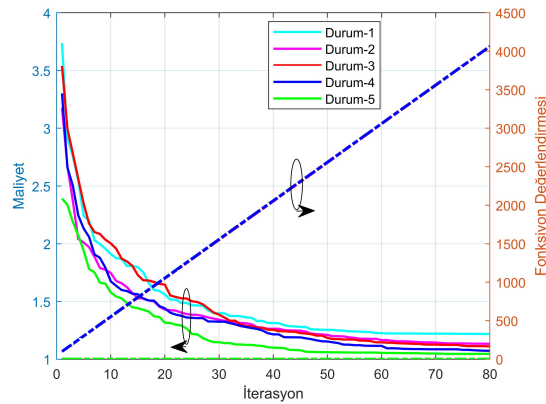
Tablo 5.8 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin analitik ve Pareto baskın çözümlerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

NSGA-III için en iyi sonuçlar										Analitik sonuçlar								
f , GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost
10	10,17	14,42	16,16	27,18	1,36	1,20	1,33	15,43	1,40	10,80	16,04	17,15	24,49	1,40	1,20	1,31	15,32	1,51
11	10,05	7,16	16,41	22,72	1,16	1,20	1,33	14,55	1,19	10,86	8,89	17,39	20,56	1,24	1,20	1,31	14,47	1,35
12	10,08	0,71	16,18	18,64	1,06	1,20	1,32	13,84	1,08	11,09	2,16	17,17	16,54	1,14	1,20	1,30	13,78	1,24
13	10,70	-5,35	16,42	13,92	1,00	1,20	1,32	13,19	1,03	11,43	-4,31	17,27	13,38	1,08	1,20	1,30	13,16	1,18
14	11,95	-11,5	16,91	10,36	1,00	1,20	1,31	12,66	1,02	11,87	-10,7	16,79	9,15	1,02	1,20	1,30	12,65	1,12
15	10,92	-16,8	14,23	4,85	1,00	1,20	1,30	12,45	1,01	12,63	-16,2	16,09	5,09	1,08	1,20	1,30	12,40	1,18
16	10,18	-23,4	12,19	0,86	1,03	1,21	1,33	12,40	1,07	14,45	-22	15,98	1,13	1,22	1,20	1,31	12,21	1,33

seçilmiştir. Gerek giriş V_{in} değerinin başarısı gerek ise çıkış V_{out} da hedeflenen değere yaklaşım çok mükemmel bir şekilde görülmektedir. Bu seçilen performans dörtlüsü için bir sonraki kısımda optimum bias durumu ele alınacaktır.

5.4.6 Belirlenen Performans Dörtlülerinin Hedefe Yakınsama Özellikleri

Belirlenen her bir durum için en iyi, ortalama ve en kötü maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının (FEN) performans değerlendirmeleri yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.9'da gösterilmiştir. Ek olarak Şekil 5.53'de her bir durum için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi çizdirilmiştir.

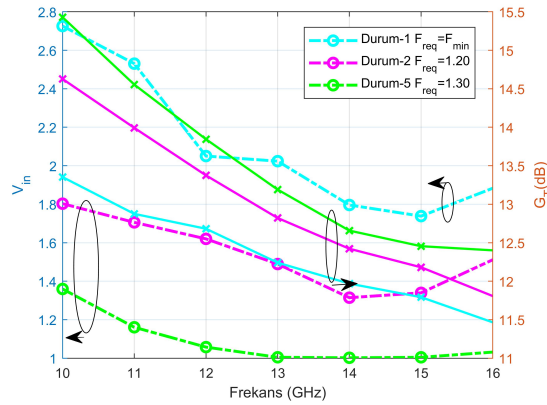


Şekil 5.53 Belirlenen durumlar için ortalama minimum maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz)

Tablo 5.9 Belirlenen farklı durum için en iyi, ortalama ve en kötü ortalama minimum maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & 10-16 GHz)

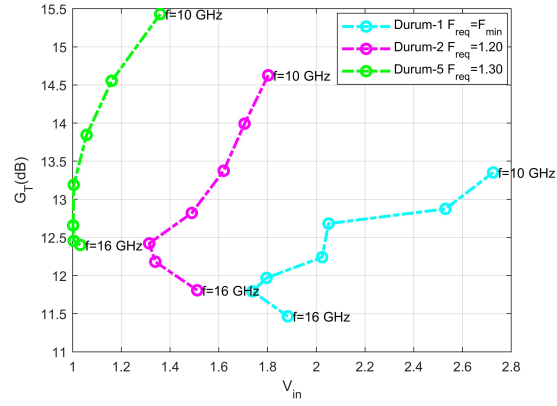
Durum		Minimum	Ortalama	Maksimum
Durum-1	Maliyet	1,22	1,58	4,01
	FEN	4063	4063	4063
Durum-2	Maliyet	1,13	1,74	4,27
	FEN	4062	4062	4062
Durum-3	Maliyet	1,11	2,45	4,29
	FEN	4061	4061	4061
Durum-4	Maliyet	1,07	2,13	4,48
	FEN	4064	4064	4064
Durum-5	Maliyet	1,05	1,53	4,05
	FEN	4062	4062	4062

Şekil 5.54’de Frekans düzleminde, Şekil 5.55’de V_{in} - G_T düzleminde F_{req} değişimine karşın V_{in} ve G_T nin değişimi gösterilmiştir. Şekil 5.56’da Frekans düzleminde, Şekil 5.57’de V_{in} - G_T düzleminde V_{outreq} değişimine karşın V_{in} ve G_T nin değişimi gösterilmiştir.

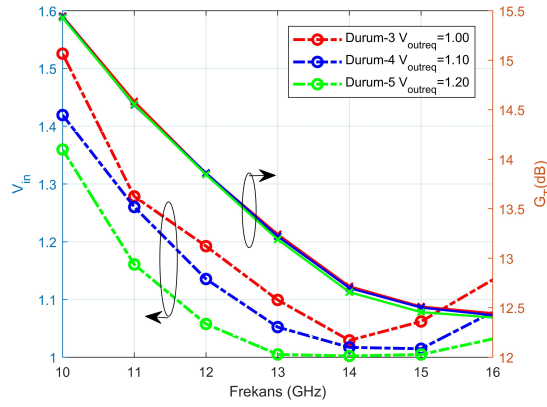


Şekil 5.54 Farklı gürültü faktörü (F_{req}) için giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) parametrelerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & $V_{outreq} = 1,2$)

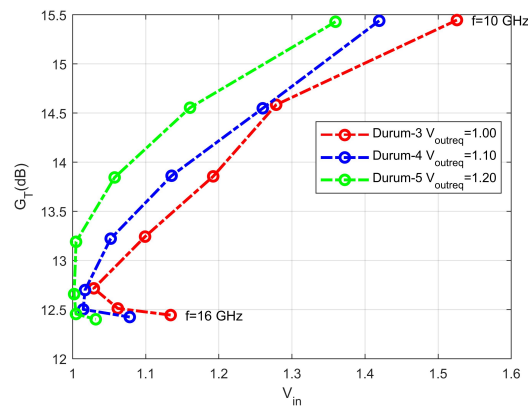
Bu kısımda, genetik algoritma tabanlı NSGA-III algoritması ile çok hedefli optimizasyon problemine ait 5 performans dörtlüsünün Pareto optimal çözüm kümeleri elde edilmiştir. Bir sonraki kısımda bu 5 Performans Dörtlüsü içerisinde seçilen bir tanesi için farklı bias noktalarında Pareto optimal çözüm kümeleri elde edilecektir.



Şekil 5.55 Farklı gürültü faktörü (F_{req}) için giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) parametrelerinin frekansa bağlı olarak değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & $V_{outreq} = 1,2$)



Şekil 5.56 Farklı çıkış VSWR (V_{outreq}) için giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) parametrelerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & $F_{req} = 1,3$)



Şekil 5.57 Farklı çıkış VSWR (V_{outreq}) için giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) parametrelerinin frekansa bağlı olarak değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA & $F_{req} = 1,3$)

5.5 Optimum Bias Durumu

Her ne kadar yüksek performanslı LNA tasarımlarının kullanımında kaskad (cascode) konfigürasyonu yaygın bir şekilde kullanılsa da, toplam güç tüketimi 30W daha büyük olması gerektiğinden, düşük voltajlı uygulamalar ile minyatür LNA'da kullanılmaya uygun değildir. Çok düşük besleme gerilimi gerektiren uygulamalar için, genel olarak mitter konfigürasyonunda tek bir transistör kullanılır. Aslında, bir LNA'nın tasarım optimizasyonu, sistemin tanımlayıcı parametreleri açısından oldukça doğrusal olmayan bir optimizasyon problemidir. Başarılı bir tasarım optimizasyonu süreci, 3 bileşenden oluşur: Gerçekleştirilebilir tasarım hedef alanı (FDTS), uygun tasarım değişken alanı ve hesaplama açısından verimli bir optimizasyon algoritması. Bir LNA'nın tasarım optimizasyon süreci içerisinde, herhangi bir istenen performans hedeflerini fiziksel limitleri bilmeden ve/veya F arasındaki gürültü, G_T 'yi, ve giriş ve çıkış portlarındaki V_{in} , V_{out} uyumsuzlukları arasındaki ilişkiyi tehlikeye atmadan kolayca yerleştirebiliriz. Ne yazık ki, bu süreç ya istenen hedefe ulaşmakta başarısız oluyor ya da transistörü kendi potansiyel performansı altında kullanıyor. Dolayısıyla, bir LNA'nın tasarlanmasındaki ana zorluk, transistörün fiziksel sınırlamalarına maruz kalmasını ve giriş ve çıkış portlarında gürültü, kazanç ve uyumsuzluklar arasındaki ilişkilerin uzamasını sağlamaktır. Bu nedenle, bir mikrodalga transistörün performans veritabanları (PDB), LNA tasarım optimizasyonu için birincil öneme sahiptir, çünkü cihaz, önyargı koşulunun optimum bias içindeki G_T , F , V_{in} ve V_{out} performans bileşenleri arasındaki tüm denge ilişkileri kapsar. (V_{DS} , I_{DS})

Bu kısımda ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) performans dördlüsünün 5 farklı bias noktası ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA), ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA), ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA), ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ve ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA) için Pareto optimal çözümleri bulunarak kendi aralarında mukayese yapılacaktır.

5.5.1 $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5mA$ 'de Seçilen Performans Dördlüsü için Pareto Optimal Çözüm

Belirlenen bias noktası (2V, 5mA) için en iyi ve en kötü maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.10'da gösterilmiştir. Ayrıca en iyi, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre giriş V_{in} , çıkış V_{out} , gürültü faktörü F ve kazanç G_T nin Pareto optimal çözümleri Tablo 5.11'de gösterilmiştir.

Tablo 5.12'de en düşük maliyet değerine göre seçilen ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dördlüsünün ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA) Pareto optimal çözümleri ve bunları gerçekleyen gerçek (R_S , R_L) ve imajiner (X_S , X_L) değerleri ile birlikte gösterilmiştir.

Tablo 5.10 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5 \text{ mA}$)

f, GHz	Maliyet (En İyi)	Maliyet (En Kötü)
10	2,889	4,176
11	1,600	2,338
12	1,330	1,359
13	1,134	2,095
14	1,023	1,562
15	1,025	1,187
16	1,057	1,255

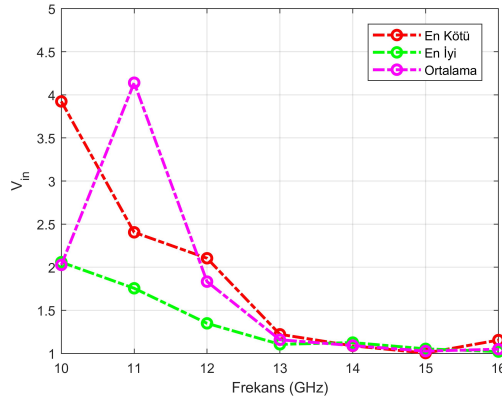
Tablo 5.11 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5 \text{ mA}$)

f, GHz	V_{in} (En İyi)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (En İyi)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (En İyi)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (En İyi)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	2,788	3,923	2,427	1,102	1,264	1,276	1,302	1,112	1,299	14,007	11,867	14,034
11	1,568	2,077	2,320	1,199	1,356	1,227	1,331	1,195	1,258	13,987	13,260	13,164
12	1,291	1,263	1,576	1,176	1,159	1,189	1,316	1,354	1,300	13,365	13,412	13,087
13	1,105	2,010	1,404	1,203	1,192	1,148	1,326	1,223	1,307	12,760	12,199	12,607
14	1,009	1,524	1,103	1,193	1,191	1,194	1,308	1,329	1,319	12,187	11,780	12,125
15	1,008	1,163	1,050	1,198	1,195	1,198	1,315	1,319	1,315	11,869	11,781	11,848
16	1,021	1,155	1,079	1,196	1,123	1,188	1,332	1,324	1,321	11,806	11,821	11,784

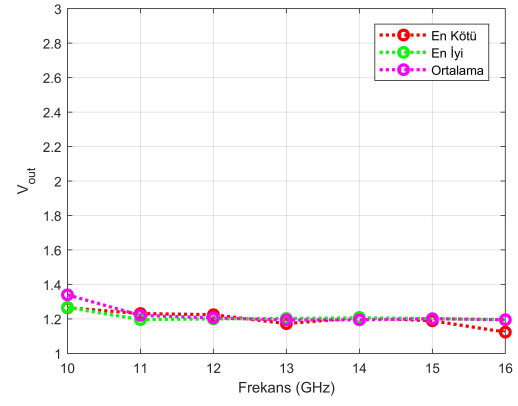
Çalışmamızda en iyi Pareto optimal çözüm 10 koşu içerisinde seçilmektedir. Şekil 5.58’de bu 10 koşu içerisindeki en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T Pareto optimal çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.

5.5.2 $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7mA$ ‘de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

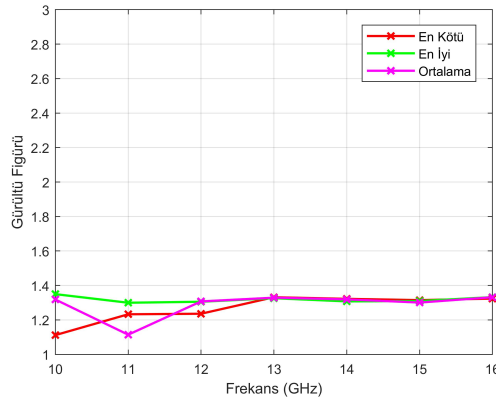
Belirlenen bias noktası (2V, 7mA) için en iyi ve en kötü maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.13’de gösterilmiştir. Ayrıca en iyi, en kötü ve



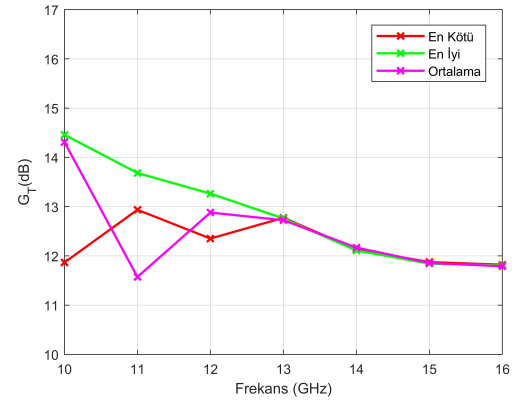
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.58 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F, (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)

Tablo 5.12 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)

f, GHz	R_S, Ω	X_S, Ω	R_L, Ω	X_L, Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T, dB	Maliyet
10	17,933	22,970	19,488	22,471	2,788	1,102	1,302	14,007	2,889
11	11,671	11,327	16,641	18,113	1,568	1,199	1,331	13,987	1,600
12	10,370	4,031	15,276	14,442	1,291	1,176	1,316	13,365	1,330
13	10,112	-3,377	15,153	11,784	1,105	1,203	1,326	12,760	1,134
14	10,009	-9,693	14,561	6,725	1,009	1,193	1,308	12,187	1,023
15	10,744	-16,173	14,485	3,277	1,008	1,198	1,315	11,869	1,025
16	10,163	-23,466	12,430	-0,123	1,021	1,196	1,332	11,806	1,057

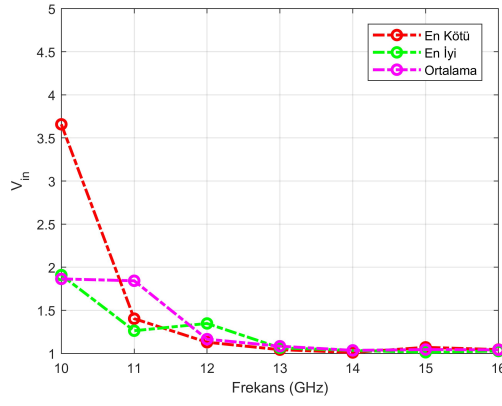
ortalama maliyet değerine göre giriş V_{in} , çıkış V_{out} , gürültü faktörü F ve kazanç G_T nin Pareto optimal çözümleri Tablo 5.14’de gösterilmiştir.

Tablo 5.13 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)

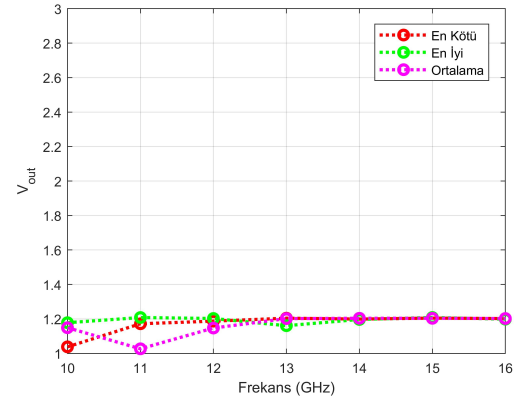
f, GHz	Maliyet (En İyi)	Maliyet (En Kötü)
10	1,664	3,953
11	1,299	3,152
12	1,167	1,880
13	1,049	1,177
14	1,010	1,115
15	1,007	1,228
16	1,047	1,388

Tablo 5.15’de en düşük maliyet değerine göre seçilen ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlüsünün ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA) Pareto optimal çözümleri ve bunları gerçekleyen gerçek (R_S , R_L) ve imajiner (X_S , X_L) değerleri ile birlikte gösterilmiştir.

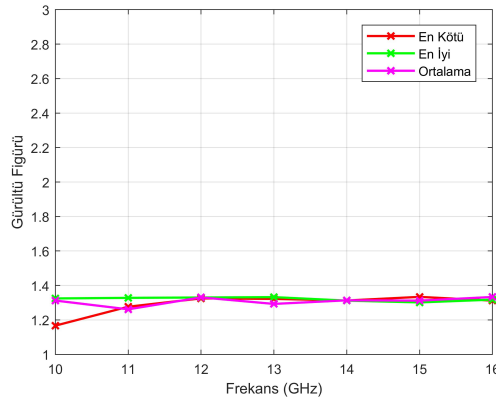
Çalışmamızda en iyi Pareto optimal çözüm 10 koşu içerisinde seçilmektedir. Şekil 5.59’da bu 10 koşu içerisindeki en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T Pareto optimal çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.



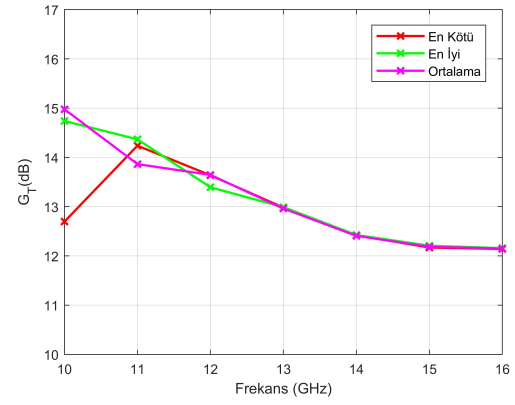
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.59 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)

Tablo 5.14 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7\text{ mA}$)

f, GHz	V_{in} (En İyi)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (En İyi)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (En İyi)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (En İyi)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	1,628	3,658	2,126	1,202	1,038	1,158	1,333	1,167	1,294	15,379	12,696	14,590
11	1,263	2,958	1,784	1,208	1,084	1,157	1,328	1,222	1,286	14,367	12,558	13,768
12	1,130	1,857	1,287	1,187	1,176	1,168	1,325	1,300	1,319	13,636	12,843	13,499
13	1,015	1,110	1,063	1,202	1,236	1,198	1,331	1,331	1,326	12,989	12,904	12,967
14	1,003	1,091	1,025	1,200	1,208	1,200	1,307	1,316	1,312	12,424	12,370	12,414
15	1,002	1,202	1,051	1,200	1,205	1,202	1,305	1,321	1,308	12,207	12,057	12,182
16	1,027	1,344	1,093	1,198	1,182	1,197	1,318	1,327	1,322	12,157	11,941	12,108

Tablo 5.15 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7\text{ mA}$)

f, GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Maliyet
10	10,131	16,217	14,494	23,451	1,628	1,202	1,333	15,379	1,664
11	10,039	8,669	15,736	20,463	1,263	1,208	1,328	14,367	1,299
12	10,033	1,671	15,380	16,494	1,130	1,187	1,325	13,636	1,167
13	10,065	-5,279	15,397	14,380	1,015	1,202	1,331	12,989	1,049
14	11,053	-10,592	15,906	8,438	1,003	1,200	1,307	12,424	1,010
15	10,786	-16,766	14,316	4,524	1,002	1,200	1,305	12,207	1,007
16	10,016	-23,624	12,040	0,489	1,027	1,198	1,318	12,157	1,047

5.5.3 $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10\text{mA}$ ‘de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

Belirlenen bias noktası (2V, 10mA) için en iyi ve en kötü maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.16’da gösterilmiştir. Ayrıca en iyi, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre giriş V_{in} , çıkış V_{out} , gürültü faktörü F ve kazanç G_T nin Pareto optimal çözümleri Tablo 5.17’de gösterilmiştir.

Tablo 5.18’de en düşük maliyet değerine göre seçilen ($F_{req} =$

Tablo 5.16 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

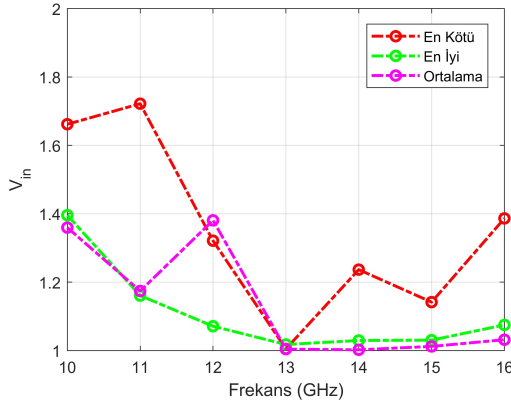
f, GHz	Maliyet (En İyi)	Maliyet (En Kötü)
10	1,397	1,819
11	1,191	1,235
12	1,082	1,399
13	1,025	1,301
14	1,017	1,279
15	1,011	1,153
16	1,069	1,403

Tablo 5.17 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

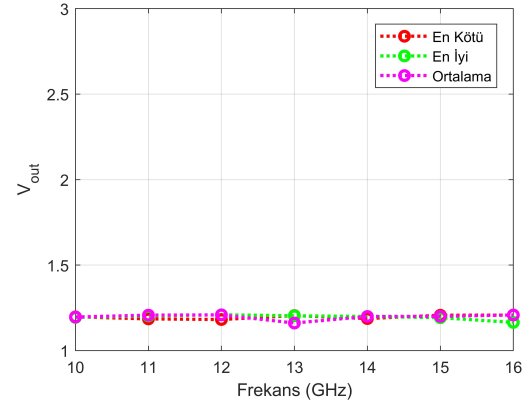
f, GHz	V_{in} (En İyi)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (En İyi)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (En İyi)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (En İyi)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	1,360	1,732	1,519	1,196	1,127	1,183	1,333	1,286	1,312	15,429	14,880	15,198
11	1,161	1,183	1,297	1,203	1,212	1,189	1,328	1,339	1,314	14,554	14,516	14,433
12	1,058	1,381	1,154	1,203	1,209	1,194	1,322	1,310	1,315	13,845	13,516	13,781
13	1,005	1,260	1,043	1,204	1,187	1,196	1,316	1,328	1,325	13,190	13,043	13,174
14	1,002	1,237	1,051	1,199	1,187	1,196	1,315	1,270	1,311	12,657	12,514	12,637
15	1,005	1,142	1,046	1,197	1,206	1,199	1,303	1,295	1,309	12,455	12,350	12,425
16	1,032	1,386	1,157	1,208	1,207	1,186	1,330	1,291	1,326	12,401	11,955	12,311

1,3, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlüsünün ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA) Pareto optimal çözümleri ve bunları gerçekleyen gerçek (R_S , R_L) ve imajiner (X_S , X_L) değerleri ile birlikte gösterilmiştir.

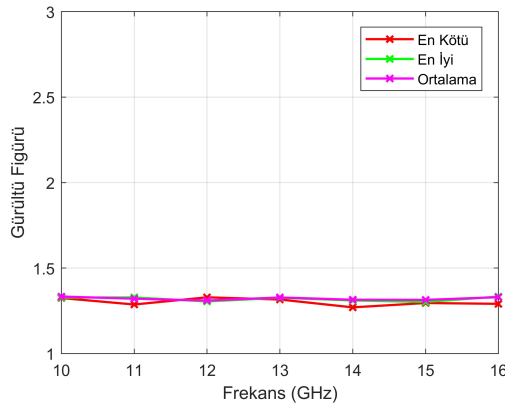
Çalışmamızda en iyi Pareto optimal çözüm 10 koşu içerisinde seçilmektedir. Şekil 5.60'da bu 10 koşu içerisindeki en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T Pareto optimal çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.



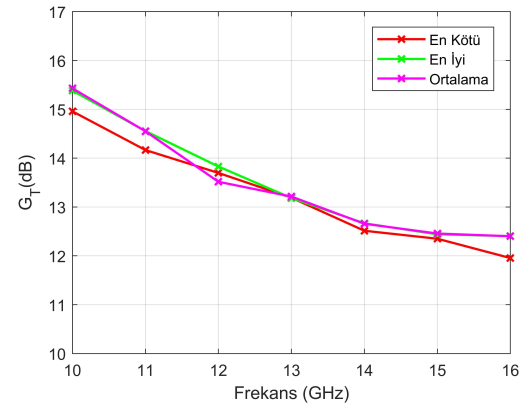
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.60 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörütlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F, (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

Tablo 5.18 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

f, GHz	R_S, Ω	X_S, Ω	R_L, Ω	X_L, Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T, dB	Maliyet
10	10,169	14,420	16,161	27,181	1,360	1,196	1,333	15,429	1,397
11	10,050	7,160	16,411	22,724	1,161	1,203	1,328	14,554	1,191
12	10,079	0,709	16,177	18,635	1,058	1,203	1,322	13,845	1,082
13	10,703	-5,351	16,419	13,923	1,005	1,204	1,316	13,190	1,025
14	11,949	-11,527	16,908	10,357	1,002	1,199	1,315	12,657	1,017
15	10,921	-16,843	14,226	4,852	1,005	1,197	1,303	12,455	1,011
16	10,181	-23,427	12,188	0,856	1,032	1,208	1,330	12,401	1,069

5.5.4 $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

Belirlenen bias noktası (2V, 15mA) için en iyi ve en kötü maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.19'da gösterilmiştir. Ayrıca en iyi, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre giriş V_{in} , çıkış V_{out} , gürültü faktörü F ve kazanç G_T nin Pareto optimal çözümleri Tablo 5.20'de gösterilmiştir.

Tablo 5.19 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)

f, GHz	Maliyet (En İyi)	Maliyet (En Kötü)
10	1,247	1,758
11	1,136	1,776
12	1,030	1,114
13	1,023	1,535
14	1,031	1,186
15	1,038	1,328
16	1,396	1,811

Tablo 5.21'de en düşük maliyet değerine göre seçilen ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlüsünün ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA) Pareto optimal çözümleri ve bunları gerçekleyen gerçek (R_S , R_L) ve imajiner (X_S , X_L)

Tablo 5.20 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)

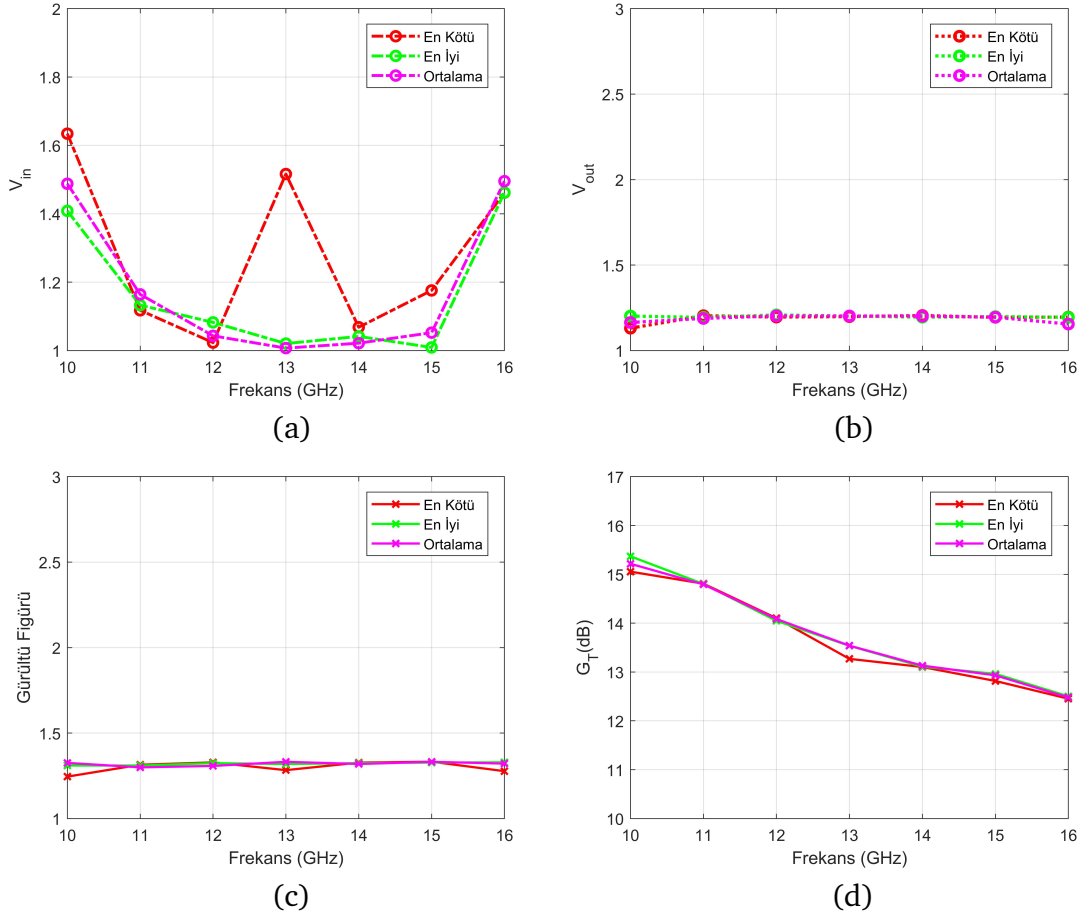
f, GHz	V_{in} (En İyi)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (En İyi)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (En İyi)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (En İyi)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	1,217	1,634	1,366	1,208	1,131	1,181	1,322	1,245	1,316	15,578	15,055	15,422
11	1,118	1,711	1,206	1,204	1,143	1,186	1,315	1,307	1,314	14,808	14,105	14,724
12	1,018	1,082	1,044	1,206	1,208	1,202	1,307	1,324	1,312	14,097	14,048	14,083
13	1,001	1,516	1,077	1,203	1,198	1,204	1,319	1,283	1,315	13,536	13,269	13,506
14	1,008	1,169	1,076	1,201	1,206	1,201	1,323	1,310	1,320	13,126	12,984	13,088
15	1,009	1,297	1,127	1,198	1,187	1,196	1,327	1,318	1,328	12,962	12,665	12,875
16	1,360	1,739	1,520	1,186	1,192	1,187	1,322	1,236	1,291	12,678	12,084	12,410

değerleri ile birlikte gösterilmiştir.

Tablo 5.21 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)

f, GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Maliyet
10	10,166	13,975	17,192	27,246	1,217	1,208	1,322	15,578	1,247
11	10,069	6,891	16,950	24,276	1,118	1,204	1,315	14,808	1,136
12	10,083	0,567	16,616	19,808	1,018	1,206	1,307	14,097	1,030
13	10,858	-5,947	16,656	16,650	1,001	1,203	1,319	13,536	1,023
14	11,170	-11,943	15,680	12,590	1,008	1,201	1,323	13,126	1,031
15	10,024	-17,511	12,720	7,154	1,009	1,198	1,327	12,962	1,038
16	10,532	-17,192	11,921	-3,220	1,360	1,186	1,322	12,678	1,396

Çalışmamızda en iyi Pareto optimal çözüm 10 koşu içerisinde seçilmektedir. Şekil 5.61’de bu 10 koşu içerisindeki en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T Pareto optimal çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.



Şekil 5.61 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)

5.5.5 $V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Pareto Optimal Çözüm

Belirlenen bias noktası (3V, 10mA) için en iyi ve en kötü maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.22'de gösterilmiştir. Ayrıca en iyi, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre giriş V_{in} , çıkış V_{out} , gürültü faktörü F ve kazanç G_T nin Pareto optimal çözümleri Tablo 5.23'de gösterilmiştir.

Tablo 5.22 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin en iyi ve en kötü maliyetinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10\text{ mA}$)

f, GHz	Maliyet (En İyi)	Maliyet (En Kötü)
10	1,699	2,957
11	1,207	1,909
12	1,100	1,844
13	1,040	1,309
14	1,027	1,201
15	1,048	1,159
16	1,225	1,586

Tablo 5.23 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin en iyi, en kötü ve ortalama Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10\text{ mA}$)

f, GHz	V_{in} (En İyi)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (En İyi)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (En İyi)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (En İyi)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	1,686	2,793	2,062	1,204	1,121	1,163	1,309	1,215	1,288	14,879	13,876	14,686
11	1,175	1,863	1,658	1,201	1,224	1,172	1,331	1,278	1,291	14,516	13,976	14,044
12	1,072	1,756	1,363	1,202	1,212	1,195	1,326	1,223	1,302	13,835	13,181	13,559
13	1,011	1,170	1,062	1,202	1,093	1,193	1,328	1,332	1,326	13,285	13,288	13,266
14	1,005	1,158	1,053	1,203	1,190	1,190	1,319	1,333	1,323	12,814	12,724	12,802
15	1,014	1,127	1,079	1,197	1,204	1,198	1,331	1,328	1,327	12,685	12,610	12,655
16	1,197	1,576	1,324	1,205	1,202	1,176	1,324	1,293	1,316	12,724	12,246	12,580

Tablo 5.24'de en düşük maliyet değerine göre seçilen ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlüsünün ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10\text{ mA}$) Pareto

optimal çözümleri ve bunları gerçekleyen gerçek (R_S , R_L) ve imajiner (X_S , X_L) değerleri ile birlikte gösterilmiştir.

Tablo 5.24 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin empedans değerleri ve en iyi Pareto karakteristiklerinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

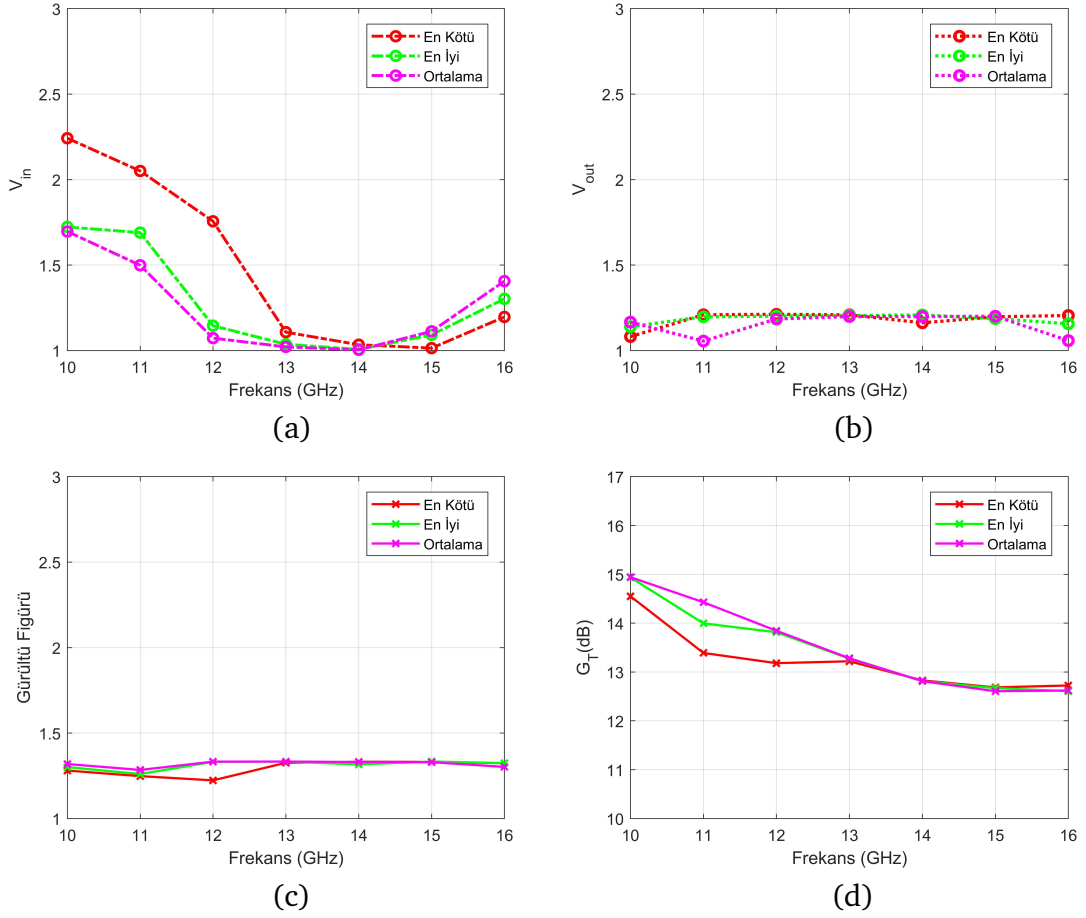
f, GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Maliyet
10	14,395	18,501	21,615	24,509	1,686	1,204	1,309	14,879	1,699
11	10,194	7,692	16,334	22,742	1,175	1,201	1,331	14,516	1,207
12	10,017	1,028	15,790	18,954	1,072	1,202	1,326	13,835	1,100
13	10,220	-5,817	15,127	15,483	1,011	1,202	1,328	13,285	1,040
14	10,479	-11,489	14,272	10,613	1,005	1,203	1,319	12,814	1,027
15	10,006	-18,625	12,340	8,423	1,014	1,197	1,331	12,685	1,048
16	10,012	-22,995	10,646	1,689	1,197	1,205	1,324	12,724	1,225

Çalışmamızda en iyi Pareto optimal çözüm 10 koşu içerisinde seçilmektedir. Şekil 5.62’de bu 10 koşu içerisindeki en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T Pareto optimal çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.

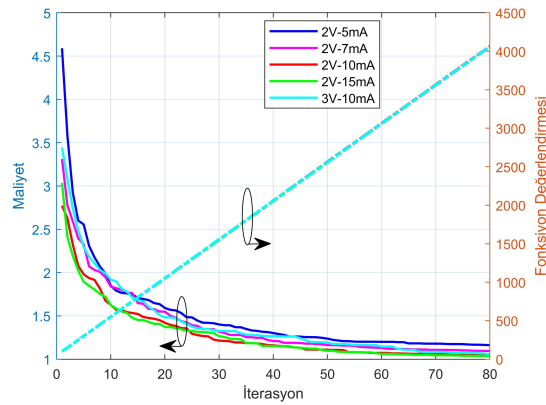
5.5.6 Belirlenen Bias Noktalarının Hedefe Yakınsama Özellikleri

Belirlenen her bir bias noktası için en iyi maliyet değerlendirmeleri frekans bazında tek tek hesaplanmıştır. Ayrıca o domain’e ait toplam maliyet hesabı da yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.25’de gösterilmiştir. Ek olarak Şekil 5.63’de her bir bias noktası için maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi çizdirilmiştir. Bu çizim için frekans bazında ortalama değer alınmıştır.

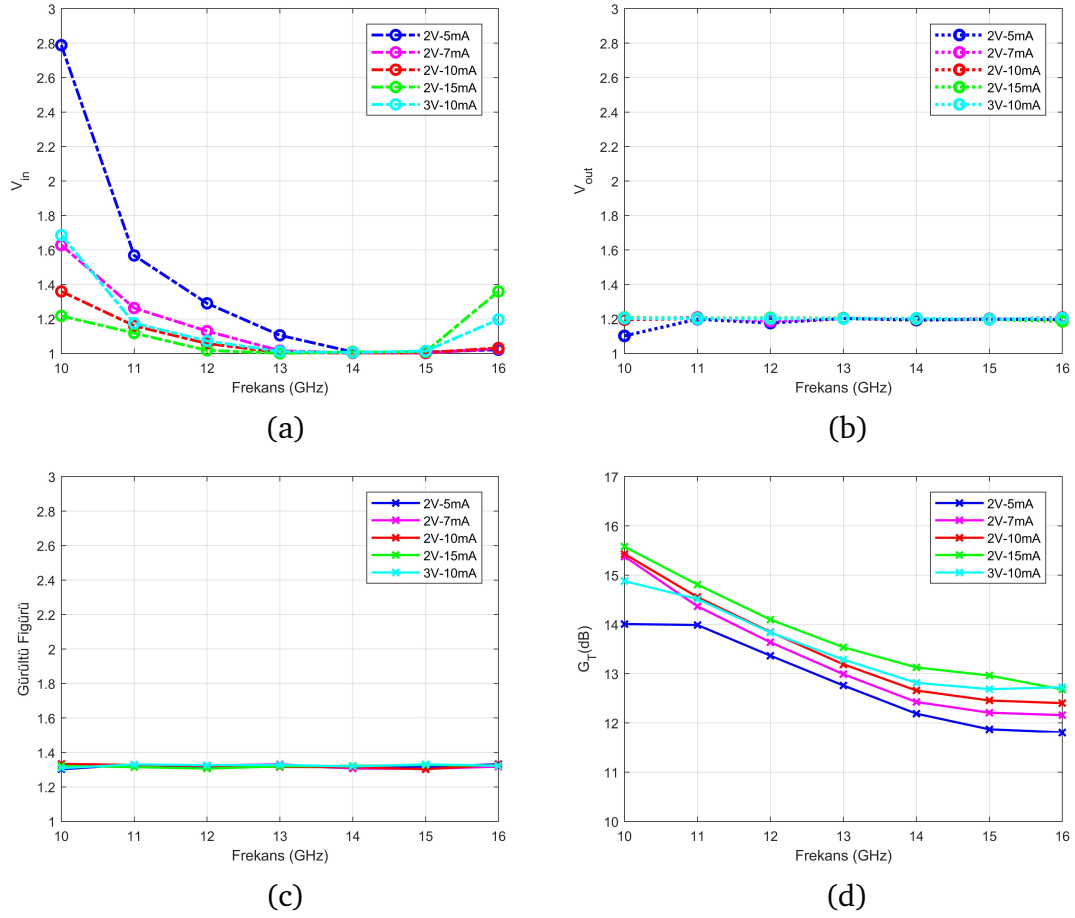
Bütün bias noktalarındaki Pareto optimal çözümleri bir arada görebilmek için Şekil 5.64’de için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir. Tek bir grafikte ise Şekil 5.65’de giriş VSWR ve G_T nin frekans düzlemi boyunca değişimi çizdirilmiştir. Ek olarak Şekil 5.66’da çıkış VSWR ve G_T nin frekans düzlemi boyunca değişimi çizdirilmiştir.



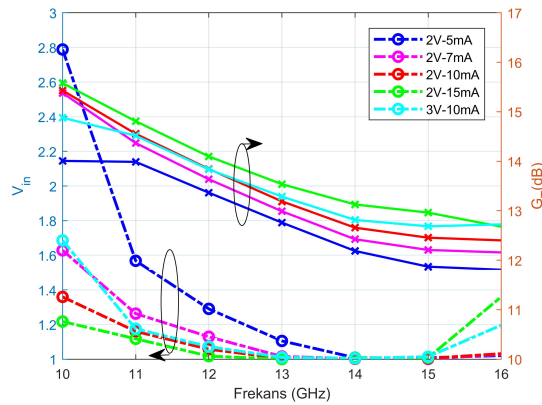
Şekil 5.62 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik en iyi, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)



Şekil 5.63 Belirlenen kutuplama koşullarında performans ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlüsünün ortalama minimum maliyet ve fonksiyon değerlendirme numarasının iterasyona göre değişimi (10-16 GHz)



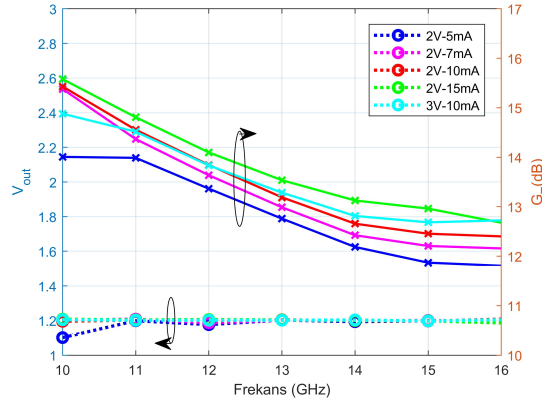
Şekil 5.64 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi



Şekil 5.65 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin giriş VSWR (V_{in}) ve kazanç (G_T) varyasyonlarının Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi

Tablo 5.25 Belirlenen farklı kutuplama koşullarında ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin minimum maliyetinin detaylı performans değerlendirmeleri

Güç	Domain	Maliyet (10 GHz)	Maliyet (11 GHz)	Maliyet (12 GHz)	Maliyet (13 GHz)	Maliyet (14 GHz)	Maliyet (15 GHz)	Maliyet (16 GHz)	Maliyet (Toplam)
10mW	2V-5mA	2,889	1,600	1,330	1,134	1,023	1,025	1,057	10,057
14mW	2V-7mA	1,664	1,299	1,167	1,049	1,010	1,007	1,047	8,242
20mW	2V-10mA	1,397	1,191	1,082	1,025	1,017	1,011	1,069	7,793
30mW	2V-15mA	1,247	1,136	1,030	1,023	1,031	1,038	1,396	7,902
30mW	3V-10mA	1,699	1,207	1,100	1,040	1,027	1,048	1,225	8,347



Şekil 5.66 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin çıkış VSWR (V_{out}) ve kazanç (G_T) varyasyonlarının Pareto karakteristiklerinin frekans ile değişimi

5.6 Monte Carlo Analizi

Hemen hemen aldığımız bütün kararlarda risk analizi yapmak zorunda kalırız. Bu kararları almaya çalışırken değişmeyen tek şey belirsizlik ve değişkenlikle sürekli karşılaşılıyor olmamızdır. Bazı durumlarda elimizde yeterli bilgi de olmasına rağmen gelecekle ilgili doğru tahmin yapmakta zorlanırız. Monte Carlo analizi veya Monte Carlo metodu, aldığınız kararlara ait bütün olası çıktıları görmeyi, riskin etkilerini değerlendirmeyi dolayısıyla belirsizlik ve değişkenlik altında daha iyi kararlar verebilmenizi sağlar. Monte Carlo simülasyonu size tercih ettiğiniz kararlara göre mümkün olan bütün çıktıları (en iyi ve en kötü senaryoları da içerecek şekilde), olasılıklarıyla beraber gösterir.

Bu kısımda ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsünün 5 farklı bias noktasında ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA), ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA), ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA), ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ve ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

maliyet değeri en düşük olan sonuç yani Pareto optimal çözümü için hedeflenen gerçek (R_S , R_L) ve imajiner (X_S , X_L) değerleri $\pm\%5$ sapma payı olacak şekilde rastgele 10.000 gerçek (R_S , R_L) ve imajiner (X_S , X_L) değer üretilip bunlara karşılık gelen giriş V_{in} , çıkış V_{out} , gürültü faktörü F , kazanç G_T ve maliyet sonuçları hesaplanmıştır. Çıkan sonuçlar maliyet değerine göre hedef, en kötü ve ortalama olarak sınıflandırılarak müteakip gelen bölümlerde detaylandırılacaktır.

5.6.1 $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5mA$ ‘de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi

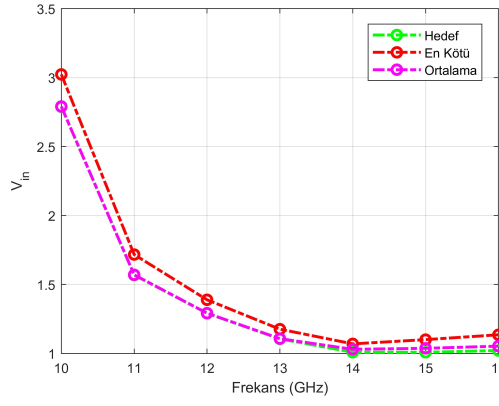
Transistor NE3511S02’nin ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için belirlenen bias noktasında (2V, 5mA) bulunan en düşük maliyetli Pareto optimal çözüm için Monte Carlo analizi yapılmıştır. Elde edilen 10.000 sonuç içerisinde hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.26’da gösterilmiştir. Şekil 5.67’de hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre bulunan (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F , (d) G_T nin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.

Tablo 5.26 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5 mA$)

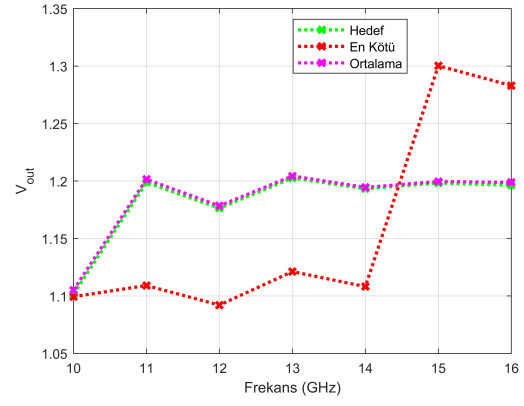
f, GHz	V_{in} (Hedef)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (Hedef)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (Hedef)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (Hedef)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	2,788	3,023	2,790	1,102	1,099	1,105	1,302	1,283	1,303	14,007	13,893	14,006
11	1,568	1,717	1,570	1,199	1,109	1,201	1,331	1,325	1,331	13,987	13,938	13,985
12	1,291	1,389	1,292	1,176	1,092	1,178	1,316	1,322	1,316	13,365	13,355	13,363
13	1,105	1,176	1,107	1,203	1,121	1,204	1,326	1,333	1,326	12,760	12,762	12,758
14	1,009	1,069	1,030	1,193	1,108	1,194	1,308	1,306	1,308	12,187	12,198	12,186
15	1,008	1,100	1,037	1,198	1,300	1,200	1,315	1,324	1,315	11,869	11,839	11,867
16	1,021	1,135	1,053	1,196	1,283	1,199	1,332	1,347	1,332	11,806	11,775	11,803

5.6.2 $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7mA$ ‘de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi

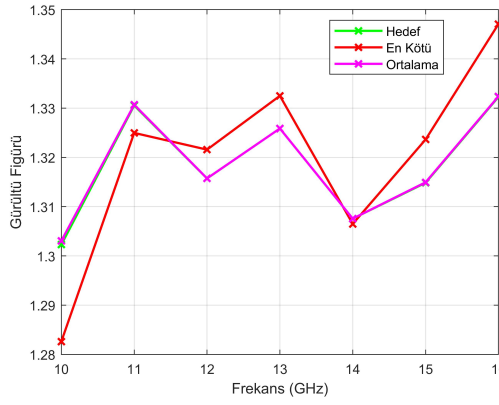
Transistor NE3511S02’nin ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için belirlenen bias noktasında (2V, 7mA) bulunan en düşük maliyetli Pareto



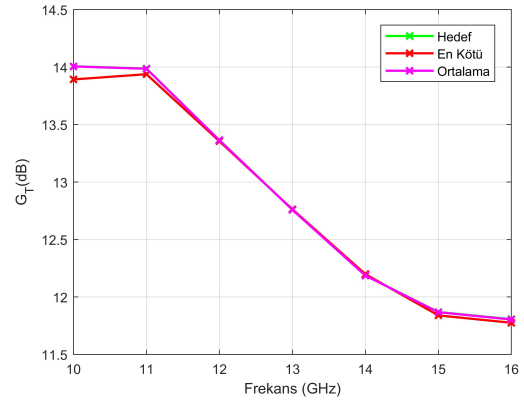
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.67 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F, (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA)

optimal çözüm için Monte Carlo analizi yapılmıştır. Elde edilen 10.000 sonuç içerisinde hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.27’de gösterilmiştir. Şekil 5.68’de hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre bulunan (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T nin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.

Tablo 5.27 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7\text{ mA}$)

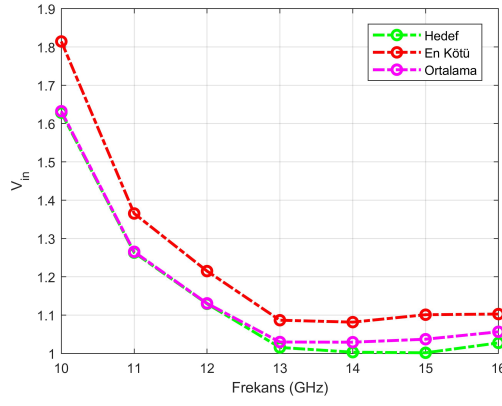
f, GHz	V_{in} (Hedef)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (Hedef)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (Hedef)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (Hedef)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	1,628	1,798	1,632	1,202	1,093	1,208	1,333	1,330	1,334	15,379	15,326	15,375
11	1,263	1,361	1,265	1,208	1,117	1,211	1,328	1,338	1,328	14,367	14,365	14,365
12	1,130	1,215	1,131	1,187	1,101	1,189	1,325	1,330	1,325	13,636	13,637	13,635
13	1,015	1,086	1,030	1,202	1,120	1,204	1,331	1,342	1,331	12,989	12,998	12,987
14	1,003	1,083	1,029	1,200	1,292	1,202	1,307	1,308	1,307	12,424	12,399	12,422
15	1,002	1,100	1,037	1,200	1,109	1,202	1,305	1,295	1,305	12,207	12,212	12,205
16	1,027	1,106	1,057	1,198	1,305	1,202	1,318	1,330	1,318	12,157	12,128	12,154

5.6.3 $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10\text{mA}$ ‘de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi

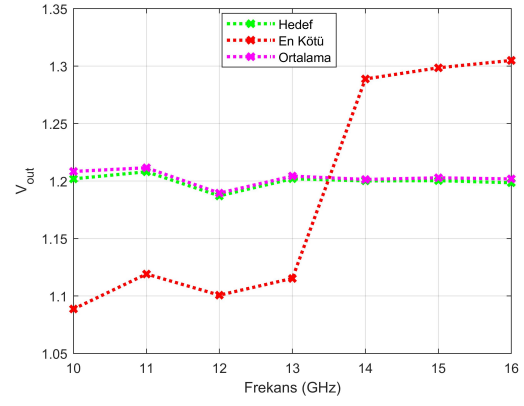
Transistor NE3511S02’nin ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için belirlenen bias noktasında (2V, 10mA) bulunan en düşük maliyetli Pareto optimal çözüm için Monte Carlo analizi yapılmıştır. Elde edilen 10.000 sonuç içerisinde hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.28’de gösterilmiştir. Şekil 5.69’da hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre bulunan (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T nin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.

5.6.4 $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15\text{mA}$ ‘de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi

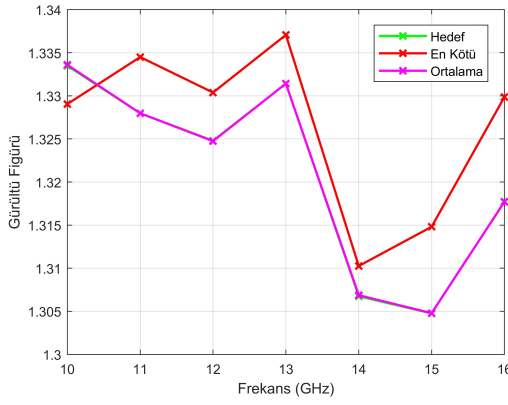
Transistor NE3511S02’nin ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için belirlenen bias noktasında (2V, 15mA) bulunan en düşük maliyetli Pareto optimal çözüm için Monte Carlo analizi yapılmıştır. Elde edilen 10.000 sonuç



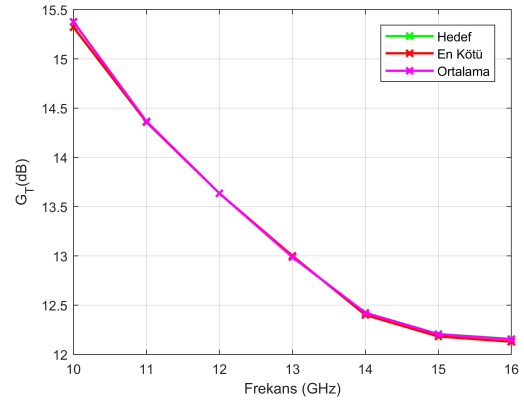
(a)



(b)

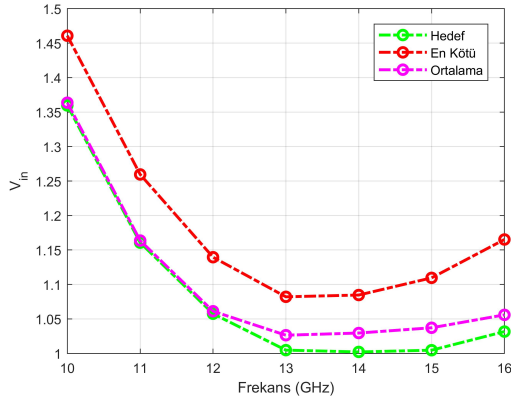


(c)

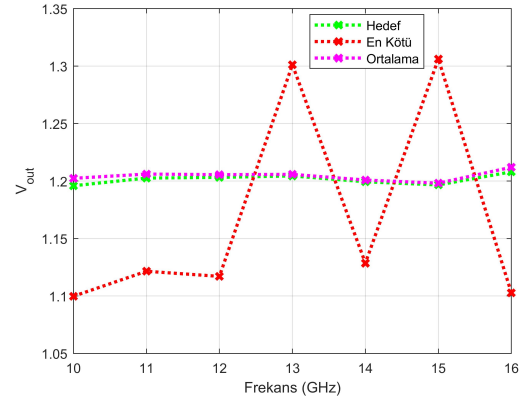


(d)

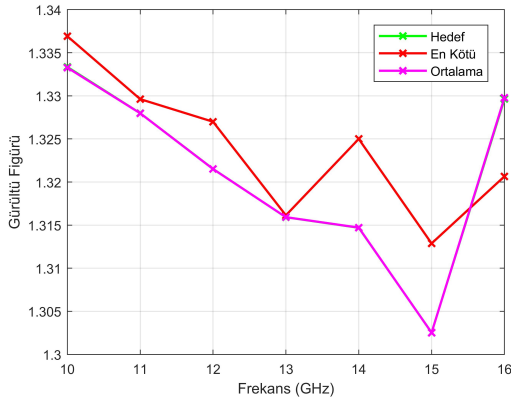
Şekil 5.68 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)



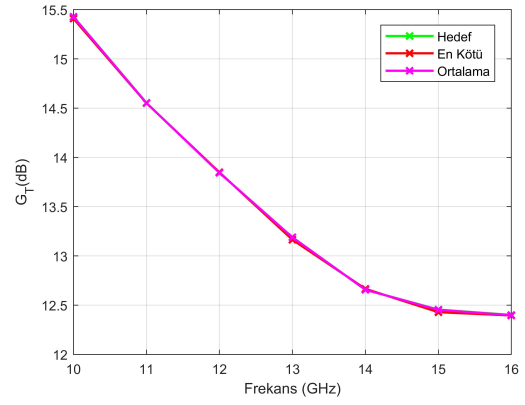
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.69 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F, (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

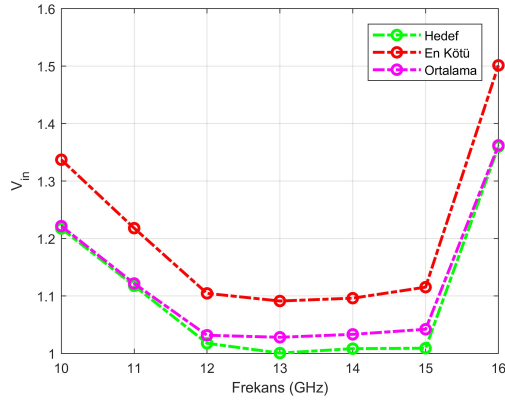
Tablo 5.28 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$)
dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans
değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

f, GHz	V_{in} (Hedef)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (Hedef)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (Hedef)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (Hedef)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	1,360	1,461	1,364	1,196	1,100	1,202	1,333	1,337	1,333	15,429	15,409	15,426
11	1,161	1,260	1,164	1,203	1,121	1,206	1,328	1,330	1,328	14,554	14,551	14,552
12	1,058	1,140	1,061	1,203	1,117	1,205	1,322	1,327	1,322	13,845	13,849	13,843
13	1,005	1,082	1,026	1,204	1,301	1,206	1,316	1,316	1,316	13,190	13,164	13,189
14	1,002	1,085	1,030	1,199	1,129	1,201	1,315	1,325	1,315	12,657	12,666	12,656
15	1,005	1,110	1,037	1,197	1,306	1,198	1,303	1,313	1,303	12,455	12,429	12,453
16	1,032	1,165	1,056	1,208	1,103	1,212	1,330	1,321	1,330	12,401	12,395	12,398

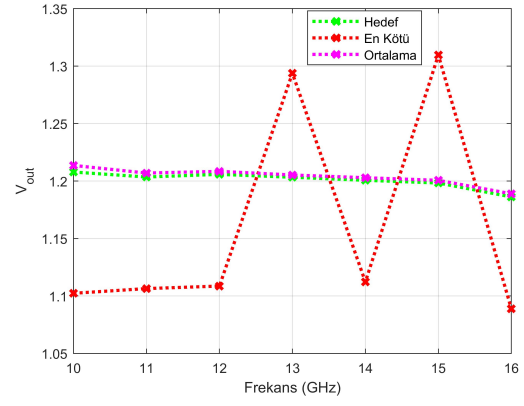
içerisinde hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.29’da gösterilmiştir. Şekil 5.70’de hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre bulunan (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T nin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.

Tablo 5.29 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$)
dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans
değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)

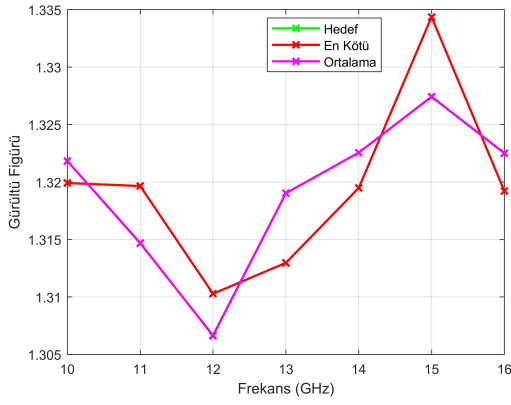
f, GHz	V_{in} (Hedef)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (Hedef)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (Hedef)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (Hedef)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	1,217	1,337	1,222	1,208	1,102	1,214	1,322	1,320	1,322	15,578	15,568	15,575
11	1,118	1,218	1,122	1,204	1,106	1,207	1,315	1,320	1,315	14,808	14,809	14,806
12	1,018	1,104	1,032	1,206	1,109	1,208	1,307	1,310	1,307	14,097	14,109	14,095
13	1,001	1,091	1,028	1,203	1,294	1,205	1,319	1,313	1,319	13,536	13,513	13,535
14	1,008	1,096	1,033	1,201	1,112	1,203	1,323	1,319	1,323	13,126	13,134	13,125
15	1,009	1,115	1,042	1,198	1,310	1,201	1,327	1,334	1,327	12,962	12,937	12,959
16	1,360	1,501	1,362	1,186	1,089	1,189	1,322	1,319	1,323	12,678	12,622	12,676



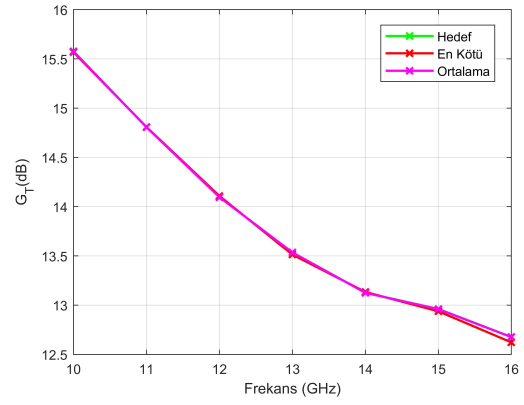
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.70 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA)

5.6.5 $V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10mA$ 'de Seçilen Performans Dörtlüsü için Monte Carlo Analizi

Transistor NE3511S02'nin ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü için belirlenen bias noktasında (3V, 10mA) bulunan en düşük maliyetli Pareto optimal çözüm için Monte Carlo analizi yapılmıştır. Elde edilen 10.000 sonuç içerisinde hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerlendirmesi yapılmıştır. Detaylı sonuçlar Tablo 5.30'da gösterilmiştir. Şekil 5.71'de hedef, en kötü ve ortalama maliyet değerine göre bulunan (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T nin frekans ile değişimi çizdirilmiştir.

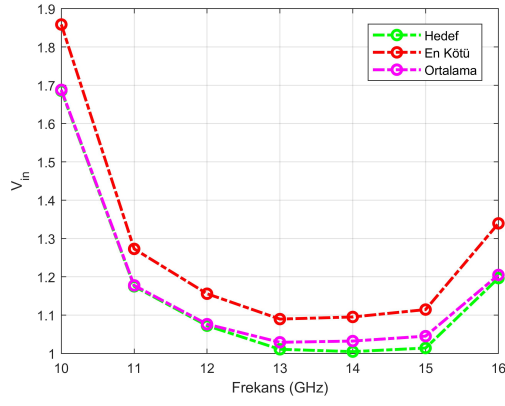
Tablo 5.30 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin hedef, ortalama ve en kötü Monte Carlo analizinin performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10\text{ mA}$)

f , GHz	V_{in} (Hedef)	V_{in} (En Kötü)	V_{in} (Ort.)	V_{out} (Hedef)	V_{out} (En Kötü)	V_{out} (Ort.)	F (Hedef)	F (En Kötü)	F (Ort.)	G_T , dB (Hedef)	G_T , dB (En Kötü)	G_T , dB (Ort.)
10	1,686	1,859	1,688	1,204	1,126	1,208	1,309	1,301	1,309	14,879	14,818	14,877
11	1,175	1,273	1,178	1,201	1,109	1,205	1,331	1,332	1,330	14,516	14,511	14,514
12	1,072	1,156	1,076	1,202	1,105	1,204	1,326	1,332	1,326	13,835	13,845	13,833
13	1,011	1,090	1,029	1,202	1,112	1,204	1,328	1,331	1,328	13,285	13,295	13,283
14	1,005	1,095	1,032	1,203	1,308	1,205	1,319	1,323	1,319	12,814	12,785	12,812
15	1,014	1,114	1,045	1,197	1,122	1,201	1,331	1,347	1,331	12,685	12,691	12,682
16	1,197	1,339	1,205	1,205	1,097	1,209	1,324	1,316	1,324	12,724	12,694	12,720

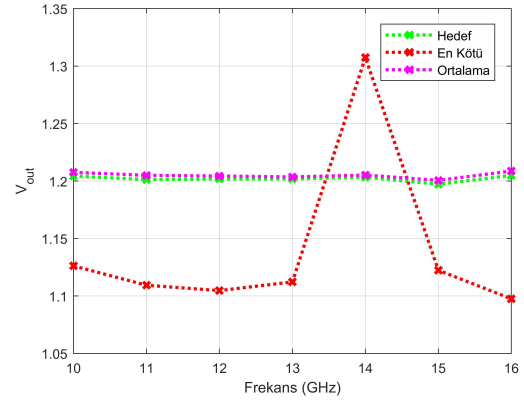
Bilindiği üzere üretime geçildiğinde tam olarak hedeflenen gerçek (R_S , R_L) ve imajiner (X_S , X_L) değerleri tam olarak elde edilemeyebiliyor. Bu durum göz önüne alınarak bu kısımda Monte Carlo analizi ile %5 sapma olması durumunda çıkabilecek en kötü ve ortalama giriş V_{in} , çıkış V_{out} , gürültü faktörü F, kazanç G_T değerlerini göstermiş olduk.

5.7 Tipik Uygulamalar

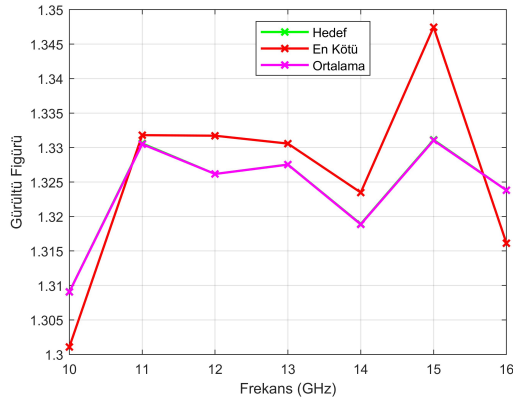
Bu kısımda NE3511S02 için 10GHz - 14GHz arasında bir mikroşerit LNA'nın optimum optimizasyon durumu $V_{DS} = 2V$ ve $I_{DS} = 7mA$ 'da tasarım optimizasyon işlemini gerçekleştirdik. Bu tasarım optimizasyon sürecinde ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) performans dörtlüsü ve ilgili kaynak Z_S ve yük Z_L , tasarım hedefi olarak kullanılır ve sonuçta ortaya çıkan performans ve eleman değerleri sırasıyla Tablo 5.31 ve 5.32'de listelenir. Şekil 5.72'de (a) V_{in} ,



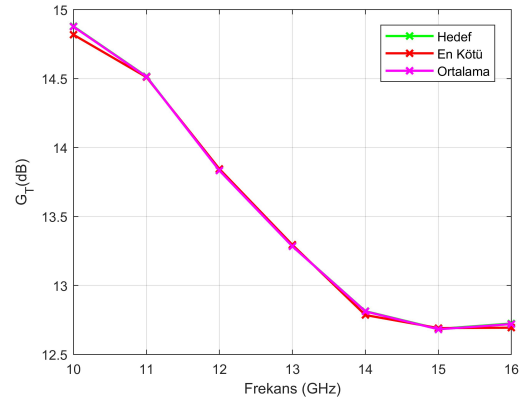
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.71 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin tipik hedef, ortalama ve en kötü (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F, (d) G_T Monte Carlo analizinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA)

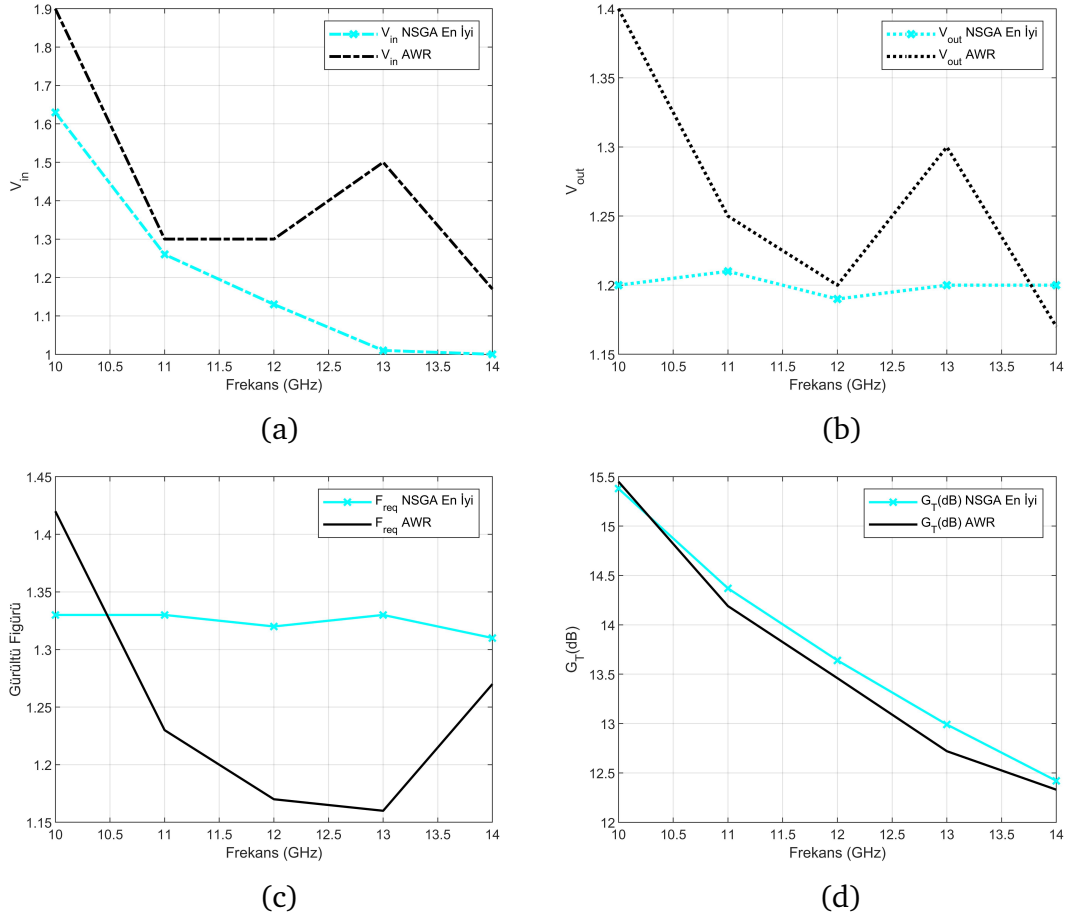
(b) V_{out} , (c) gürültü faktörü F, (d) G_T AWR ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi çizdirilmiştir. Ayrıca devre şeması Şekil 5.73’de gösterilmiştir.

Tablo 5.31 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1,3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1,2$) dörtlülerinin Pareto baskın çözümlerinin ve ağ eşleştirmeli performans değerlendirmeleri ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)

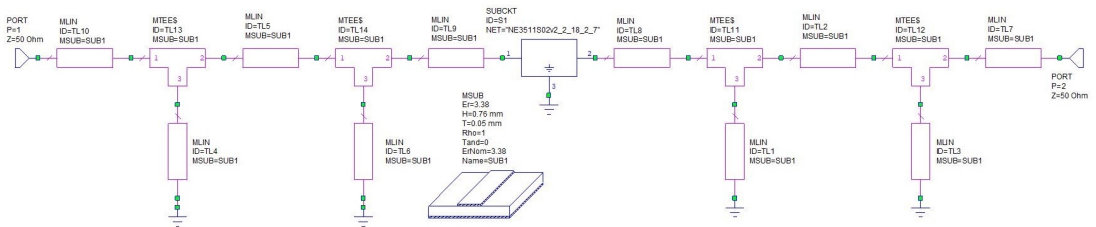
NSGA-III için en iyi sonuçlar										Ağ eşleşme AWR								
f , GHz	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost	R_S , Ω	X_S , Ω	R_L , Ω	X_L , Ω	V_{in}	V_{out}	F	G_T , dB	Cost
10	10,13	16,22	14,49	23,45	1,63	1,20	1,33	15,38	1,66	8,13	10,98	14,49	22,77	1,90	1,40	1,42	15,45	2,42
11	10,04	8,67	15,74	20,46	1,26	1,21	1,33	14,37	1,30	10,56	5,50	15,74	23,30	1,30	1,25	1,23	14,19	1,47
12	10,03	1,67	15,38	16,49	1,13	1,19	1,32	13,64	1,17	12,09	2,87	15,38	19,20	1,30	1,20	1,17	13,46	1,43
13	10,06	-5,3	15,40	14,38	1,01	1,20	1,33	12,99	1,05	11,83	-1,2	15,40	14,66	1,50	1,30	1,16	12,72	1,84
14	11,05	-10,6	15,90	8,44	1,00	1,20	1,31	12,42	1,01	8,87	-11	15,91	10,28	1,17	1,17	1,27	12,33	1,26

Tablo 5.32 Eşleşen ağların genişlik ve uzunluk değeri (mm)

$W_1 = 0,85$	$L_1 = 0,1$	$W_6 = 1,6$	$L_6 = 7,1$
$W_2 = 3,2$	$L_2 = 7,5$	$W_7 = 3,6$	$L_7 = 4,0$
$W_3 = 6,3$	$L_3 = 4,2$	$W_8 = 1,9$	$L_8 = 0,1$
$W_4 = 0,4$	$L_4 = 4,3$	$W_9 = 11,9$	$L_9 = 0,6$
$W_5 = 11,1$	$L_5 = 1,8$	$W_{10} = 6,0$	$L_{10} = 3,0$



Şekil 5.72 NE3511S02 transistörü için ($F_{req} = 1, 3$, V_{inopt} , G_{Tmak} , $V_{outreq} = 1, 2$) dörtlülerinin (a) V_{in} , (b) V_{out} , (c) Gürültü faktörü F , (d) G_T AWR ve Pareto baskın çözümlerinin frekans ile değişimi ($V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 7$ mA)



Şekil 5.73 LNA modelinin AWR şeması

6 SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, literatürde ilk kez bir mikrodalga düşük gürültülü amplifikatör (LNA) transistörünün potansiyel performansı, çok amaçlı bir optimizasyon problemi olarak formüle edilmiş ve hem analitik hem de tek amaçlı optimizasyon çözümlerle elde edilemeyen Pareto-baskın çözümleri ve denge ilişkileri olarak ifade edilmiştir. Kısacası, tüm bu Pareto-baskın çözümler transistörün performansının tüm özelliklerini kapsar. Bu çözümlerin fiziksel özellikleri, analitik çalışma [13] kullanılarak da araştırılabilir. Bu nedenle, LNA tasarım optimizasyon probleminin gerçekleştirilebilir tasarımı hedef alanı (FDTS), herhangi bir uzman bilgisi olmaksızın tamamen oluşturulabilir ve cihaz işletim alanı içerisindeki denge ilişkileri ile birlikte kabul edilebilir tüm basılmamış çözümler kümesi elde edilebilir. NSGA-III, NSGA-II'nin sistemi kullanır, ancak bir dizi tedarik edilmiş veya önceden tanımlanmış referans noktasıyla çalışır ve iki nesneyi 15 hedefli optimizasyon probleminde çözmede etkinliğini gösterir. Ayrıca “Optimum Bias Durumu” ve “Hassasiyet” analizleri de tamamlandı. Üstelik tipik bir LNA transistörü NE3511S02, bir çalışma durumu için potansiyel performans ve denge ilişkileri olarak düşünülmekte, $V_{DS} = 2, 3V$ ve $I_{DS} = 5, 7, 10$ ve $15mA$ 'de 10GHz-16GHz arasında çalışması için türetilmektedir. Böylece tüm olası LNA tasarımları gözden geçirilebilir, gerçekleştirilebilir (kaynak Z_S , yük Z_L) sonlandırma çiftleri ile cihaz operasyon alanında (V_{DS} , V_{DS} , f) tüm ($F_{min} \leq F_{req}$, $1 \leq V_{in}$, $1 \leq V_{outreq}$, $G_{Tmin} \leq G_T \leq G_{Tmak}$) dörtlüler elde edilebilmektedir. Yeni algoritmalar ve teknoloji ile birleştiren bu çalışmanın zorlu LNA tasarımında başarılı bir sonuca ulaşabildiği kanısına varılabilir. Bu doktora çalışmasının, daha sonra yapılacak olan benzer çalışmalar için iyi bir referans olacağı düşünülmektedir. Daha sonraki çalışmalarda, bu çok hedefli optimizasyon problemlerine başarıyla uygulanabileceğini gösterilen bu algoritmanın anten optimizasyonu gibi çok hedefli optimizasyon problemlerine de basit ve ucuz bir şekilde uygulanması beklenilmektedir. Bu konuda literatürde yer alan çalışma sayısı yok denecek kadar azdır. Böylece, bu çalışmanın, literatüre, bilim ve teknolojiye önemli katkılar sağlaması beklenmektedir.

- [1] F. Güneş, H. Torpi ve F. Gürgen, “A multidimensional signal-noise neural network model for microwave transistors,” *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, 145(2):111–117, 1998.
- [2] F. Güneş, N. Türker ve F. Gürgen, “Signal-noise Support Vector Model of a Microwave Transistor,” *International journal of RF Microwave Computer-aided Engineering*, 17(4):404–415, 2007.
- [3] F. Güneş, P. Mahouti, S. Demirel, M. A. Belen ve A. Uluslu, “Cost-effective GRNN-based Modeling of Microwave Transistors with a Reduced Number of Measurements,” *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*: <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/jnm.2089/abstract>, (DOI: 10.1002/jnm.2089), 2017.
- [4] F. Güneş, M. A. Belen, P. Mahouti ve S. Demirel, “Signal and Noise Modeling of Microwave Transistors using Characteristic Support Vector-based Sparse Regression,” *Radioengineering*, 25(3):490-499, (DOI: 10.13164), 2016.
- [5] F. Güneş, U. Özkaya ve A. Uluslu, “Generalized Neural-Network Based Efficient Noise Modeling of Microwave Transistors,” *International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA)*, 15-18 June 2011, Istanbul, Turkey, 212-216, (DOI:10.1109/INISTA.2011.5946067), 2011.
- [6] P. Mahouti, F. Güneş, S. Demirel, A. Uluslu ve M. A. Belen, “Efficient Scattering Parameter Modeling of a Microwave Transistor Using Generalized Regression Neural Network,” *20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications (MIKON)*, 16-18 June 2014, Gdansk, Poland, 1-4, (DOI:10.1109/MIKON.2014.6899968), 2014.
- [7] D. Dousset, A. Issaoun, F. M. Ghannouchi ve A. B. Kouki, “Wideband Closed-form Expressions for Direct Extraction of HBT Small-signal Parameters for All Amplifier Bias Classes,” *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, 152(5):441–450, 2005.
- [8] V. J. Vijayakrishna, S. Vaishnav, N. DasGupta ve A. DasGupta, “Unified Analytical Model of HEMTs for Analogue and Digital Applications,” *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, 152(5):425–432, 2005.
- [9] N. Seoane ve A. J. Garcia-Loureiro, “Study of Parallel Numerical Methods for Semiconductor Device Simulation,” *International Journal of Numerical Modelling Electronic Networks Devices and Fields*, 19(1):15–32, 2006.

- [10] F. Güneş, M. Güneş ve M. Fidan, "Performance Characterization of a Microwave Transistor," IEE Proceedings- Circuits Devices and Systems, 141(5):337–344, 1994.
- [11] F. Güneş ve B. Çetiner, "A novel Type of Performance Characterization for a Microwave Transistor," IEE Proceedings- Circuits Devices and Systems, 145(6):419–428, 1998.
- [12] S. Demirel ve F. Güneş, "Performance Characterization of a Microwave Transistor for Maximum Output Power and the Required Noise," IET Circuits, 7(1):9–20, 2013.
- [13] F. Güneş ve S. Demirel, "Performance Characterization of a Microwave Transistor Subject to the Noise and Matching Requirements," International Journal of Circuit Theory and Applications, (DOI: 10.1002/cta.2120), 2015.
- [14] F. Güneş, U. Özkaya ve S. Demirel, "Particle Swarm Intelligence Applied to Determination of the Feasible Design Target for a Low-noise Amplifier," Microwave and optical technology letters, 51(5):1214-1218, 2009.
- [15] F. Güneş, S. Demirel ve P. Mahouti, "A Simple and Efficient Honey Bee Mating Optimization Approach to Performance Characterization of a Microwave Transistor for the Maximum Power Delivery and Required Noise," International Journal of Numerical Modelling: Electronic networks, 29(1):4-20, (DOI: 10.1002/jnm.2041), 2016.
- [16] M. A. Belen, M. Alıcı, A. Çor ve F. Güneş, "Performance Characterization of a Microwave Transistor Using Firefly Algorithm," Symposium of electrical-electronics and computer engineering (ELECO), 27-29 Kasım 2014, Bursa, Türkiye, 491-493, 2014.
- [17] F. Güneş, M. A. Belen ve P. Mahouti, "Competitive Evolutionary Algorithms for Building Performance Database of a Microwave Transistor," International Journal of Circuit Theory and Applications, (DOI: 10.1002/cta.2386), 2017.
- [18] K. Deb, A. Pratap, S. Agrawal ve T. Meyarivan, "A Fast and Elitist Multi-objective Genetic Algorithm: NSGA-II," IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 6(2):182-197, (DOI: 10.1109/4235.996017), 2002.
- [19] K. Deb ve H. Jain, "An Evolutionary Many-Objective Optimization Algorithm Using Reference-Point-Based Nondominated Sorting Approach, Part I: Solving Problems with Box Constraints," IEEE Transactions on Evolutionary Computation, (DOI: 10.1109/TEVC.2013.2281535, 577-601), 2014.
- [20] A. Uluslu, Yapay Sinir Ağları İle Mikrodalga Transistörünün İndirgenmiş Veri İle Modellenmesi, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2013.
- [21] D. E. Goldberg, Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning, 0201157675, Addison-Wesley Pub. Co., Reading, 1989.
- [22] J. H. Holland, Adaptation in Natural and Artificial Systems: an Introductory Analysis with Applications to Biology, Control, and Artificial, 0262082136, MIT Press, Cambridge, 1989.

- [23] D. Jong ve K. Alan, "An Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptive Systems," *Dissertation Abstracts International*, 36(10): 5140B, 1975.
- [24] C. R. Reeves ve J. E. Rowe, *Genetic Algorithms: Principles and Perspectives. A Guide to GA Theory*, Springer US, Boston, 2002.
- [25] S. Rajasekaran ve G. A. P. Vijayalaksmi, *Neural Networks, Fuzzy Logic and Genetic Algorithms: Synthesis and Applications*, Prentice -Hall of India Private Ltd, New Delhi, 2003.
- [26] V. V. Kumar ve K. Bires, "Genetic algorithm: an Overview and Its Application," *International Journal of advanced studies in Computer Science and Engineering*, 3, 2014.
- [27] R. L. Haupt, *Genetic Algorithms in Electromagnetics*, 9780471488897, Wiley-Interscience, New York, 2007.
- [28] R. L. Haupt, *Practical Genetic Algorithms*, 0471455652, John Wiley, New York, 2004.
- [29] F. Rothlauf, *Representations for Genetic and Evolutionary Algorithms*, 9783540324447, Physica-Verlag, Heidelberg, 1971.
- [30] A. C. David, *An Introduction to Genetic Algorithms for Scientists and Engineers*, 9810236026, World Scientific, Singapore, 1999.
- [31] J. Stender, *Parallel Genetic Algorithms: Theory and Applications*, 9051990871, IOS Press, Washington, 1993.
- [32] S. S. Kumar ve K. V. Kumar, "Genetic Algorithms Basic Concepts and Real World Applications," *International Journal of advanced studies in Computer Science and Engineering*, 3(12):116-123, 2016.
- [33] N. Srinivas ve K. Deb, "Multi-objective Function Optimization Using Non-dominated Sorting Genetic Algorithms," *Evolutionary Computation*, 2:221-248, 1995.
- [34] K. Deb, "Fast and Elitist Multi-Objective Genetic Algorithm: NSGA-II," KanGAL Report No. 200001, Kanpur Genetic Algorithms Laboratory (KanGAL), Indian Institute of Technology Kanpur, Kanpur, PIN 208 016, India, 2001.
- [35] E. Zitzler ve L. Thiele, "Comparison of Multi Objective Evolutionary Algorithms: Empirical Results," *Evolutionary Computation*, 8:173-195, 2000.
- [36] G. Rudolph, "Evolutionary Search under Partially Ordered Fitness Sets," Technical Report No.CI 67/99, Dortmund: Department of Computer Science/LS11, (DOI: 10.17877/DE290R-15257), 2001.
- [37] C. A. C. Coello, *Evolutionary Algorithms for Solving Multi-objective Problems*, 978-0387332543, Springer, USA, 2007.
- [38] G. Rudolph, "Convergence Analysis of Canonical Genetic Algorithms," *IEEE Transactions on Neural Networks*, 5(1):96-101, 1994.

- [39] K. Deb, *Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms*, 978-0-471-87339-6, John Wiley Sons, Inc., New York, 2001.
- [40] J. E. Baker, "Reducing Bias and Inefficiency in the Selection Algorithm," In *Proc of the Second International Conference of Genetic Algorithms and their application*, 01 Ekim 1987, Cambridge, 14-21, 1987.
- [41] Q. Zhang ve H. Li, "MOEA/D: A Multiobjective Evolutionary Algorithm Based on Decomposition," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 11(6):712–731, 2007.
- [42] D. K. Saxena, J. A. Duro, A. Tiwari, K. Deb ve Q. Zhang, "Objective Reduction in Many-objective Optimization: Linear and Nonlinear Algorithms," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 17(1):77–99, 2013.
- [43] J. A. L'opez ve C. A. Coello, "Some Techniques to Deal with Many-objective Problems," in *Proc. 11th Annu Genetic and Evolutionary Computation Conference*, 8-12 Temmuz 2009, Canada, 2693–2696, (DOI: 10.1145/1570256.1570386), 2009.
- [44] H. Ishibuchi, N. Tsukamoto ve Y. Nojima, "Evolutionary Many Objective Optimization: A Short Review," *Proc. of 2008 IEEE Congress on Evolutionary Computation*, 1-6 Haziran 2008, Hong Kong, 2424-2431, (DOI: 10.1109/CEC.2008.4631121), 2008.
- [45] K. Sindhya, K. Miettinen ve K. Deb, "A Hybrid Framework for Evolutionary Multi-objective Optimization," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 17(4):495-511, 2013.
- [46] H. Nakayama, K. Kaneshige, S. Takemoto ve Y. Watada, "An Application of a Multiobjective Programming Technique to Construction Accuracy Control of Cable-stayed Bridges," *European Journal of Operational Research*, 87(3):731–738, 1995.
- [47] V. Chankong ve Y. Y. Haimes, *Multiobjective Decision Making Theory and Methodology*, 9780444007100, North-Holland, New York, 1983.
- [48] I. Das ve J. Dennis, "Normal-boundary Intersection: A New Method for Generating the Pareto Surface in Nonlinear Multi-criteria Optimization Problems," *SIAM Journal on Optimization*, 8(3):631–657, 1998.
- [49] H.T.Kung, F.Luccio ve F.P.Preparata, "On Finding the Maximal of a Set of Vectors," *Journal of the ACM*, 22(4):469–476, 1975.
- [50] R. E. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*, 978-0-7803-6031-0, Mcgraw-Hill, 1992.
- [51] S. Darlington, "Synthesis of Reactance 4-poles," *Journal of Math and Physics*, 18:257-353, 1939.
- [52] B. S. Yarman, *Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks*, Willey, 2010.

- [53] Yarpiz, <http://yarpiz.com/456/ypea126-nsga3>, Home\Multiobjective Optimization\NSGA-III: Non-dominated Sorting Genetic Algorithm, the Third Version, 2017.
- [54] C. Bowick, J. Blyler ve C. Ajluni, "RF Circuit Design", Elsevier, 2008.
- [55] O. Hadad, A. Afshar ve A. Marino, "Honey Bees Mating Optimization a New Heuristic Approach for Water Resources Optimization," Water Resources Management, 20(5): 661–80, 2006.
- [56] F. Güneş, S. Demirel ve P. Mahouti, "Design of a Front End Amplifier for the Maximum Power Delivery and Required Noise by HBMO with Support Vector Microstrip Model," Radioengineering, 23(1): 134-143, 2014.
- [57] N. T. Tokan ve F. Güneş, "Knowledge-based Support Vector Synthesis of the Microstrip Lines," Progress in electromagnetics research, 92: 65-77, 2009.
- [58] F. Güneş, N. T. Tokan ve F. Gürgen, "A Knowledge-based Support Vector Synthesis of the Transmission Lines for Use In Microwave Integrated Circuits," Expert Systems with Applications, 37(4): 3302–3309, 2010.
- [59] Q. J. Zhang ve K. C. Gupta, Neural Networks for RF and Microwave Design, Artech House Publishers, 2000.
- [60] F. Güneş, F. Gürgen ve H. Torpi, "Signal – Noise Neural Network Model for Active Microwave Devices," IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems, 143(1):1-8, 1996.
- [61] D. M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley Sons, 2012.
- [62] M. L. Edwards, S. Cheng ve J. H. Sinsky, "A Deterministic Approach for Designing Conditionally Stable Amplifiers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 43(7): 1567–1575, 1995.
- [63] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins ve W. J. Steward, "Low Frequency Plasmons in Thin-Wire Structures," Journal of Physics: Condensed Matter, 10(22):4785-4809, 1998.
- [64] C. Caloz, H. Okabe, T. Iwai ve T. Itoh, "Transmission Line Approach of Left-Handed (LH) Materials," IEEE Transactions on Antennas and Propagation In USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2002.
- [65] I. H. Lin, C. Caloz ve T. Itoh, "A Branch Line Coupler with Two Arbitrary Operating Frequencies Using Left-handed Transmission Lines," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1: 325–328, 2003.
- [66] X. S. Yang ve S. Deb, "Cuckoo Search Via Levy Flights," 2009 World Congress on Nature Biologically Inspired Computing (NaBIC) India, IEEE Publications, 210-214, 2009.
- [67] B. D. Bunday, Basic Optimization Methods, Edward Arnold, Baltimore, 1984.

- [68] G. Capponi, B. Di Maio ve P. Livreri, "A Novel Technique for Computer-Aided Design of Low Noise Microwave Amplifiers," Proceedings of the 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems, (DOI: 10.1109/MWSCAS.1990.140791), 1991.
- [69] V. R. Curtice, "Self-Consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 32(12):1573-1578, 1984.
- [70] F. Güneş ve Y. Cengiz, "Optimization of a Microwave Amplifier Using Neural Performance Data Sheets with Genetic Algorithms," International Conference on Artificial Neural Networks (ICANN), 2714:630-637, 2003.
- [71] F. Güneş, H. Torpi ve F. Gürgen, "A Multidimensional Signal-Noise Neural Model for Microwave Transistor," IEE Proceedings - Circuits Devices and Systems, 145(2):111-117, 1998.
- [72] F. Güneş ve C. Tepe, "Gain-bandwidth Limitations of Microwave Transistor," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 12(6):483-495, 2002.
- [73] S. F. Peik ve Y. L. Chow, "Genetic Algorithms Applied to Microwave Circuit Optimization," 1997 Asia Pacific Microwave Conference, 2-5 December 1997, Hong Kong, 857-860, 1997.
- [74] S. Das, S. Ajith ve K. C. Uday, "Differential Evolution Using a Neighborhood-based Mutation Operator," IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 13(3):526–553, 2009.
- [75] S. Das ve P. N. Suganthan, "Differential Evolution: A Survey of the State-of-the-Art," IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 15(1):4-31, 2011.
- [76] X. S. Yang, "Firefly Algorithms for Multimodal Optimization," Stochastic Algorithms: Foundations and Applications, SAGA, Lecture notes in computer sciences, 5792:169–178, 2009.
- [77] X. S. Yang ve S. Deb, "Engineering Optimization by Cuckoo Search," International Journal of Mathematical Modelling and Numerical Optimization, 1(4):330-343, 2010.
- [78] F. Wang, X. S. He, Y. Wang ve S. Yang, "Markov Model and Convergence Analysis Based on Cuckoo Search Algorithm", Computer Engineering 2012, 38(11):180–185, 2012.
- [79] F. Güneş, T. Karataev ve S. Demirel, "Composite Right/left-handed Transmission Lines in Use for Ultrawideband Matching of Front-end Amplifiers with Modified Cuckoo Search Optimization," International Journal of Numerical Modelling Electronic Networks Devices and Fields, (DOI: 10.1002/jnm.2041), 2016.
- [80] R. Storn ve K. Price, "Differential Evolution – a Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization Over Continuous Spaces," Journal of Global Optimization, 11(4):341–359, 1997.

- [81] P. Mahouti, F. Güneş ve S. Demirel, "Honey-bees Mating Algorithm Applied to Feasible Design Target Space for a Wide-band Front-end Amplifier," 2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, (DOI: 10.1109/ICUWB.2012.6340406), 2012.
- [82] S. Raychaudhuri, "Introduction to Monte Carlo Simulation," Proceedings of the 2008 Winter Simulation Conference, 978-1-4244-2708-6/08, 2008.
- [83] R. Y. Rubinstein ve D. P. Kroese, The Cross-Entropy Method: A Unified Approach to Combinatorial Optimization, Monte-Carlo Simulation and Machine Learning, Springer Science Business Media, 2013.
- [84] B. H. Dickman ve M. J. Gilman, "Monte Carlo Optimization," Journal of Optimization Theory and Applications, 60(1):149-157, (DOI: 10.1007/BF00938806), 1989.

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

İletişim Bilgileri: aauluslu@gmail.com

Makale

1. F. Güneş, A. Uluslu ve P. Mahouti, “Pareto Optimal Characterization of a Microwave Transistor,” IEEE Access, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2978415, 2020.